



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



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

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)

공학박사학위 심사용 논문

오버행 효과를 고려하는 영구자석
전동기의 특성 해석 및 최적 설계

**Characteristic analysis and optimal design of
permanent magnet motor considering overhang effect**

2013년 11월

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

우 동 균

국문 초록

본 논문에서는 오버행 구조가 방사자속 영구자석(radial flux permanent magnet : RFPM) 전동기와 축자속 영구자석(axial flux permanent magnet : AFPM) 전동기의 전자기적 특성에 미치는 영향을 살펴보았다. 아울러, 오버행 구조를 고려하는 기존의 연구들을 검토하고 문제점들을 분석하였으며, 이를 개선하기 위한 방법 및 오버행 구조를 갖는 영구자석 전동기의 최적화 문제에 적합한 새로운 알고리즘을 제안하였다.

먼저, 2차원(two dimensional : 2D) 유한요소법(finite element method : FEM)에서 오버행 구조를 갖는 RFPM 전동기를 해석하기 위한 기존 연구들의 문제점이 제시되었으며, 이를 개선하기 위한 오버행 파라미터(overhang parameter)가 제안되었다. 아울러, 초기 설계 단계에서 오버행 길이를 선정하기 위한 등가 자기모델을 제안하였으며, 제시된 방법으로부터의 결과는 3차원(three dimensional : 3D) FEM 결과와 비교함으로써 해석 기법의 타당성을 확인 하였다. 또한, 오버행 구조를 갖는 표면 부착형 영구자석(surface-mounted permanent magnet : SPM) 전동기에 약자속 제어가 적용될 때, 영구자석의 불가역 감자(irreversible demagnetization)가 발생할 수 있는 문제점을 제시하고, 이를 극복할 수 있는 새로운 오버행 구조가 제안되었다.

한편, AFPM 전동기의 설계 시 사용되어 왔던 quasi-3D FEM이 영구자석에 비해 고정자와 회전자가 돌출(overhang)될 때 적용될 수 없는 문제점을 제시하고, 이를 극복할 수 있는 개선된 quasi-3D FEM을 제안하였다. 또한, RFPM 전동기에 적용되어 왔던 오버행 구조가 AFPM 전동기에 적용될 때 전자기적 특성에 미치는 영향에 대해 살펴 보고 최적의 성능을 발휘할 수 있는 구조가 제시되었다.

마지막으로 여러 개의 국소 최적해를 갖는 복잡한 목적함수와 계산시간이 오래 걸리는 오버행 구조를 갖는 영구자석 전동기의 최적 설계 문제를 효과적으로 해결할 수 있는 multimodal 최적화 알고리즘이 제안되었다.

본 논문을 통해 제안된 기법의 검증은 위하여 2대의 시험용 전동기를

설계, 제작 및 실험하였다. 다양한 실험 결과로부터 본 연구에서 제시된 방법들의 타당성이 검증 되었으며, 향후 오버행 구조를 갖는 영구자석 전동기의 설계 및 해석에 많은 도움을 주고자 한다.

주요어: 오버행(overhang), 오버행 파라미터(overhang parameter), 불가역 감자(irreversible demagnetization), 최적 설계(optimal design), 등가자기 회로법(equivalent magnetic circuit method), 방사자속 영구자석 전동기(radial flux permanent magnet motor), 축자속 영구자석 전동기(axial flux permanent magnet motor).

학번: 2007-23036

목 차

| | |
|------------------------------|------|
| 국문초록..... | i |
| 목 차..... | iii |
| 그림 목차..... | v |
| 표 목차..... | viii |
| 기호 설명..... | ix |
| 약어 설명..... | xi |
| | |
| 제 1 장 서 론..... | 1 |
| 1.1 연구 배경..... | 1 |
| 1.2 논문 구성..... | 3 |
| | |
| 제 2 장 영구자석 전동기..... | 4 |
| 2.10 SPM 전동기와 IPM 전동기..... | 4 |
| 2.20 RFPM 전동기와 AFPM 전동기..... | 7 |
| | |
| 제 3 장 RFPM 전동기의 오버행 효과..... | 15 |
| 3.1 등가 자기회로법을 이용한 해석..... | 17 |
| 3.1.1 기존의 등가 자기회로법..... | 17 |
| 3.1.2 개선된 등가 자기회로법..... | 24 |
| 3.20 FEM을 이용한 해석..... | 32 |
| 3.3 오버행 효과를 고려한 설계..... | 44 |
| | |
| 제 4 장 AFPM 전동기의 오버행 효과..... | 56 |
| 4.10 Quasi-3D FEM..... | 56 |
| 4.2 개선된 quasi-3D FEM..... | 64 |
| 4.30 AFPM 전동기의 오버행 효과..... | 69 |
| | |
| 제 5 장 영구자석 전동기의 최적 설계..... | 75 |

| | |
|---------------------------------------|---------|
| 5.1 기존의 최적화 기법..... | 76 |
| 5.2 ₀ Climb method..... | 77 |
| 5.3 다변수 최적화 문제에서의 Climb method..... | 84 |
| 5.4 시범 함수를 이용한 제안된 방법의 검증..... | 88 |
| 5.5 ₀ AFPM 전동기의 최적 설계..... | 91 |
| 5.5.10 AFPM 전동기의 코깅토크 최적화..... | 92 |
| 5.5.20 AFPM 전동기의 오버행 길이 최적화..... | 96 |
| 제 6 장 시험용 전동기의 설계, 제작 및 실험..... | 99 |
| 6.1 시험용 RFPM 전동기..... | 99 |
| 6.1.1 해석결과와 실험결과의 비교..... | 102 |
| 6.2 시험용 AFPM 전동기..... | 106 |
| 6.2.1 해석결과와 실험결과의 비교..... | 108 |
| 제 7 장 결론 및 향후 연구..... | 115 |
| 7.1 결론..... | 115 |
| 7.2 향후 연구 계획..... | 116 |
| 참고 문헌..... | 117 |
| Abstract..... | 129 |

그림 목차

| | | |
|----------|---|----|
| 그림 2.1 | 표면 부착형 영구자석 전동기..... | 5 |
| 그림 2.2 | 매입형 영구자석 전동기..... | 5 |
| 그림 2.30 | RFPM 전동기의 고정자 형상..... | 7 |
| 그림 2.4 | 내전형 전동기..... | 8 |
| 그림 2.5 | 외전형 전동기..... | 8 |
| 그림 2.60 | AFPM 전동기의 형상..... | 9 |
| 그림 2.70 | AFPM 전동기의 고정자 형상..... | 10 |
| 그림 2.80 | AFPM 전동기의 고정자..... | 11 |
| 그림 2.90 | AFPM 전동기의 고정자 제작 과정..... | 12 |
| 그림 2.10 | 제안된 고정자 제작 과정..... | 14 |
| 그림 3.1 | 오버행 구조를 갖는 RFPM 전동기..... | 15 |
| 그림 3.2 | 선형 전동기의 토폴로지..... | 18 |
| 그림 3.3 | 등가 자기회로도..... | 20 |
| 그림 3.4. | Circular-arc straight-line permeance model..... | 25 |
| 그림 3.5 | 오버행 구조에 의한 자속의 경로..... | 26 |
| 그림 3.6 | 오버행 구조를 갖는 SPM 전동기..... | 27 |
| 그림 3.7 | 오버행 길이에 따른 자속의 경로..... | 31 |
| 그림 3.8 | 해석모델..... | 33 |
| 그림 3.9 | 자화각 α | 34 |
| 그림 3.100 | 영구자석의 퍼미언스 계수..... | 35 |
| 그림 3.110 | P_c' 에서 P_c'' 로 퍼미언스 계수의 이동..... | 36 |
| 그림 3.12 | 오버행 파라미터를 이용한 감자곡선의 보정..... | 37 |
| 그림 3.13 | 코깅토크 비교..... | 38 |
| 그림 3.14 | 역기전압 비교..... | 38 |
| 그림 3.15 | 토크 비교..... | 39 |
| 그림 3.16 | 철손밀도..... | 40 |

| | | |
|---------|---|----|
| 그림 3.17 | 철손 해석 결과 (3mm 오버행) | 41 |
| 그림 3.18 | 해석 모델 | 42 |
| 그림 3.19 | 해석 모델 | 43 |
| 그림 3.20 | 해석 모델 | 44 |
| 그림 3.21 | 오버행 효과에 의한 적층 끝 단에서의 공극자속 증가 | 45 |
| 그림 3.22 | 자속밀도 분포의 방향 성분 비교 | 46 |
| 그림 3.23 | 오버행 효과에 의한 적층 끝 단에서의 자속밀도 분포 | 47 |
| 그림 3.24 | 오버행 구조의 여부에 따른 무부하 특성 | 48 |
| 그림 3.25 | 온도 변화에 의한 감자곡선의 가역 특성 | 49 |
| 그림 3.26 | 온도 변화에 의한 감자곡선의 불가역 특성 | 50 |
| 그림 3.27 | 외부 자계에 의한 감자곡선의 불가역 특성 | 50 |
| 그림 3.28 | 열감자에 의한 영구자석 굴곡점의 변화 | 51 |
| 그림 3.29 | 영구자석의 감자비 | 53 |
| 그림 3.30 | 제안된 오버행 구조 | 54 |
| 그림 3.31 | 오버행 구조에 따른 감자비의 비교 | 55 |
| 그림 4.1 | 3차원적인 기하학적 구조를 갖는 AFPM 전동기를 quasi-3D FEM 에서 사용될 2차원적인 기하학적 구조로 변환하는 방법 | 57 |
| 그림 4.2 | AFPM 전동기 | 58 |
| 그림 4.3 | Quasi-3D FEM에서 사용되는 설계변수 | 60 |
| 그림 4.4 | 해석 모델 | 61 |
| 그림 4.5 | Quasi-3D FEM과 3D FEM 사이의 무부하 해석결과 비교 | 62 |
| 그림 4.6 | Quasi-3D FEM과 3D FEM 사이의 부하 해석결과 비교 | 63 |
| 그림 4.7 | 해석 모델 | 64 |
| 그림 4.8 | 회전자의 위치에 따른 보정함수의 분포 ($\beta=0.8$) | 66 |
| 그림 4.9 | 제안된 방법과 3D FEM 사이의 무부하 해석결과 비교 ($\beta=0.5$) | 67 |
| 그림 4.10 | 제안된 방법과 3D FEM 사이의 부하 해석결과 비교 ($\beta=0.5$) | 68 |
| 그림 4.11 | 오버행 구조에 의한 공극자속의 증가 | 69 |
| 그림 4.12 | 해석모델 | 70 |
| 그림 4.13 | 역기전압 해석 결과 | 71 |
| 그림 4.14 | 토크 해석 결과 | 72 |

| | |
|--|-----|
| 그림 4.15 모델별 전류 위상각..... | 74 |
| 그림 5.1 등고면 내에 포함된 영역의 생성..... | 79 |
| 그림 5.2 등고면 내에 포함된 영역에서 국소 최점적의 예측..... | 80 |
| 그림 5.3 추정된 값과 계산된 값 사이의 차이..... | 81 |
| 그림 5.4 국소 최적해의 타당성을 설명하기 위한 개략도..... | 81 |
| 그림 5.5 개체 수에 따른 대리 모델의 품질..... | 83 |
| 그림 5.6 등고선..... | 85 |
| 그림 5.7 등고영역의 분리..... | 86 |
| 그림 5.8 등고영역에 포함된 공간 배열 내에서의 국소 최적점의 예측.. | 86 |
| 그림 5.9 시범함수..... | 88 |
| 그림 5.10 시범 함수의 최적화 과정..... | 89 |
| 그림 5.11 코깅토크 맵..... | 93 |
| 그림 5.12 설계변수..... | 94 |
| 그림 5.13 코깅토크 파형의 비교..... | 95 |
| 그림 5.14 설계변수..... | 96 |
| 그림 5.15 AFPM 전동기의 최적화 과정..... | 97 |
| 그림 6.1 시험용 RFPM 전동기의 단면도..... | 99 |
| 그림 6.2 시험용 전동기..... | 100 |
| 그림 6.3 시험용 세트..... | 102 |
| 그림 6.4 모델 1의 역기전압 결과..... | 103 |
| 그림 6.5 모델 2의 역기전압 결과..... | 104 |
| 그림 6.6 모델 3의 역기전압 결과..... | 105 |
| 그림 6.7 시험용 AFPM 전동기의 조립도..... | 107 |
| 그림 6.8 시험용 AFPM 전동기..... | 107 |
| 그림 6.9 시험용 세트..... | 108 |
| 그림 6.10 모델 1의 역기전압 결과..... | 109 |
| 그림 6.11 모델 2의 역기전압 결과..... | 110 |
| 그림 6.12 모델 3의 역기전압 결과..... | 111 |
| 그림 6.13 상저항 측정..... | 112 |
| 그림 6.14 해석과 실험 결과의 비교..... | 113 |

표 목차

| | | |
|--------|--|-----|
| 표 3.1 | 등가 자기회로법과 3D FEM 사이의 결과 비교..... | 23 |
| 표 3.2 | 제안된 등가 자기회로법과 3D FEM 사이의 결과 비교 ($B_r=0.4$)..... | 30 |
| 표 3.3 | 제안된 등가 자기회로법과 3D FEM 사이의 결과 비교 ($B_r=1.07$)..... | 30 |
| 표 3.4 | 해석 모델의 사양..... | 32 |
| 표 3.5 | 특성해석 결과..... | 39 |
| 표 3.6 | 2D FEM에서 잔류 자속 밀도 값의 증분..... | 39 |
| 표 3.7 | 철손해석 결과..... | 40 |
| 표 3.8 | 극 수, 슬롯 수 조합에 따른 2D FEM과 3D FEM의 결과 비교..... | 42 |
| 표 3.9 | 극 수, 슬롯 수 조합에 따른 2D FEM과 3D FEM의 결과 비교..... | 43 |
| 표 3.10 | 해석 모델의 사양..... | 44 |
| 표 3.11 | 해석 모델의 구동 조건..... | 54 |
| 표 4.1 | 해석 모델의 사양..... | 61 |
| 표 4.2 | 해석 모델의 사양..... | 64 |
| 표 4.3 | 해석 모델의 사양..... | 73 |
| 표 5.1 | 시범 함수를 실행하기 위한 조건..... | 90 |
| 표 5.2 | 제안된 알고리즘과 기존 알고리즘과의 비교..... | 90 |
| 표 5.3 | 시험용 전동기의 기본 설계 사양..... | 91 |
| 표 5.4 | AFPM 전동기의 초기 사양..... | 94 |
| 표 5.5 | 최적화 결과..... | 95 |
| 표 5.6 | 최적화 결과..... | 98 |
| 표 6.1 | 시험용 전동기의 기본 설계 사양..... | 101 |
| 표 6.2 | 시험용 전동기의 기본 설계 사양..... | 106 |

기호 설명

| | |
|---------------------|---|
| μ_r | 상대 투자율 |
| Φ_{mm} | 공극을 지나 인접한 영구자석과 회전자를 지나지만 고정자를 통과하지 않는 누설자속(wb) |
| Φ_{mr} | 공극과 회전을 지나지만 인접한 영구자석과 고정자를 통과하지 않는 누설자속(wb) |
| \mathfrak{R}_{mm} | Φ_{mm} 에 대한 자기저항(A/wb) |
| \mathfrak{R}_{mr} | Φ_{mr} 에 대한 자기저항(A/wb) |
| l_s | 고정자 두께(mm) |
| l_r | 회전자 두께(mm) |
| B_g | 공극자속 밀도(T) |
| B_m | 영구자석의 자속밀도(T) |
| Φ_g | 공극자속(wb) |
| Φ_r | 자속원(flux source)(wb) |
| \mathfrak{R}_g | Φ_g 에 대한 자기저항(A/wb) |
| \mathfrak{R}_{mo} | Φ_r 에 대한 자기저항(A/wb) |
| l_m | 자석 두께(mm) |
| w_f | 자석과 자석 사이의 폭(mm) |
| \mathfrak{R}_s | 고정자의 자기저항(A/wb) |
| \mathfrak{R}_r | 회전자의 자기저항(A/wb) |
| l_{st} | 적층길이(mm) |
| μ_0 | 공기의 투자율(H/m) |
| A_m | 영구자석의 극 당 단면적(mm ²) |
| A_g | 공극의 극 당 단면적(mm ²) |
| Φ_m | 영구자석으로부터 발생된 자속(wb) |
| l_{oh} | 오버행 길이(mm) |
| g | 공극길이(mm) |
| B_m' | 오버행된 영구자석의 자속밀도(T) |

| | |
|----------------|---------------------------------------|
| P_c | 영구자석의 퍼미언스 계수 |
| α | 영구자석의 자화각(deg) |
| B_x, B_y | 자속 밀도의 x 축, y 축 성분(T) |
| H_x, H_y | 자계 강도의 x 축, y 축 성분(A/m) |
| B_r | 영구자석의 잔류자속 밀도(T) |
| n | FEM에서 영구자석의 요소(element) 수 |
| ΔB | 영구자석의 동작점의 차이(T) |
| w | 단부권선 인자 |
| OP | 오버행 파라미터 |
| B_{curve} | 영구자석의 감자곡선(T) |
| H_c | 영구자석의 보자력(A/m) |
| B_{before} | 외부자계가 인가되지 않은 상태에서의 영구자석 잔류자속 밀도 값(T) |
| B_{after} | 불가역 감자 이후의 영구자석 잔류자속 밀도 값(T) |
| D_r | 감자비 |
| α_1 | 고정자 내경에서의 치 길이(mm) |
| β_1 | 영구자석의 극호각(deg) |
| R_{out} | 고정자 바깥쪽 반경(mm) |
| R_{in} | 고정자의 안쪽 반경(mm) |
| $R_{ave,i}$ | i 번째 계산 영역에 대한 평균 반경(mm) |
| $\tau_{p,i}$ | i 번째 계산 영역에 대한 극피치(deg) |
| $w_{PM,i}$ | i 번째 계산 영역에 대한 영구자석의 길이(mm) |
| $C(r)$ | 보정함수 |
| R_{mi} | 영구자석의 안쪽 반경(mm) |
| R_{mo} | 영구자석의 바깥쪽 반경(mm) |
| β | 영구자석 내/외경에서 단부효과를 나타내는 변수 |
| R_d | 직경비 |
| α_{min} | 설계 변수의 최소 변화 값 |
| α_{max} | 설계 변수의 최대 변화 값 |
| α_i | i 번째 설계 변수의 변화 범위 |

| | |
|--------------------------|-----------------------------|
| α_{init} | α_i 의 초기 값 |
| N | 유효그룹의 개수 |
| α_m | 코깅토크를 최소화 시키는 영구자석 극호각(deg) |
| N_c | 극 수와 슬롯 수의 최소 공배수 |
| N_s | 슬롯 수 |
| $\theta_{optimum\ skew}$ | 코깅토크를 최소화 시키는 스큐각(rad) |
| S_w | 슬롯 개방구 길이(mm) |
| θ_{skew} | 스큐각(rad) |

약어 설명

| | |
|------|---|
| 2D | 2차원(two dimensional) |
| 3D | 3차원(three dimensional) |
| RFPM | 방사자속 영구자석(radial flux permanent magnet) |
| AFPM | 축자속 영구자석(axial flux permanent magnet) |
| FEM | 유한요소법(finite element method) |
| SPM | 표면 부착형 영구자석(surface-mounted permanent magnet) |
| IPM | 매입형 영구자석(interior permanent magnet) |
| NGA | 니칭 유전 알고리즘(niching genetic algorithm) |
| GA | 유전 알고리즘(genetic algorithm) |
| ES | 진화 전략(evolution strategy) |

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경

근대 산업의 발전과 함께 영구자석 전동기의 고출력화 및 소형 경량화 등의 요구 사항을 구현하는 과정에서, 희토류 자석(rare-earth magnet)은 많은 발전을 거두었다[1]-[7]. 하지만, 전 세계 희토류 매장량의 가장 많은 부분을 보유한 중국이 희토류 생산을 독점하며 비용의 증가를 초래하게 되었고, 이것은 희토류 소재를 대체하거나 저감하는 영구자석 전동기의 연구 개발에 많은 동기를 부여하였다[8]-[13].

한편, 페라이트 자석(ferrite magnet)은 가격에 비해 최대 에너지적(maximum energy product)이 높고 효율성이 뛰어나기 때문에 전동기 응용 분야에서 많은 범위에 적용되어 왔다[14]-[22]. 하지만, 영구자석 전동기의 고출력 및 고효율화 경향은 높은 보자력(coercive force)과 잔류자속 밀도(remanence flux density) 값을 갖는 희토류 자석의 발전을 가져오게 되었고, 상대적으로 낮은 보자력과 잔류자속 밀도 값을 갖는 페라이트 자석은 전동기 응용 분야에서의 사용영역이 많이 축소되어 소형 직류 전동기와 같은 저가 제품에 주로 이용되었다[23]-[31].

페라이트 자석은 희토류 자석보다 잔류자속 밀도 값이 상대적으로 낮기 때문에, 페라이트 자석을 사용하는 영구자석 전동기의 자석토크(magnet torque)는 희토류 자석을 사용하는 영구자석 전동기의 자석토크보다 훨씬 낮다[32]. 이를 보완하고자, 페라이트 자석을 사용하는 영구자석 전동기에서 자석토크를 증가시키기 위해 오버행 구조(overhang structure)가 적용되어 왔다[33]-[37].

오버행 구조를 고려한 기존의 연구 방법으로는 대부분 FEM을 이용하였다[33]-[37]. 이에 반해, 등가자기 회로법에서 오버행 구조를 고려한 연구는 거의 다루어 지지 않고 있는 실정이다[38]. 등가 자기회로법을 통해 전동기를 설계하는 경우에는 FEM에 비해 해석 시간이 매우 빠르다는 장점이 있는 반면에, FEM에 비해 해석 결과의 신뢰성이 떨어진다는 단

점이 있다. 이를 보완하기 위해, 일차적으로는 등가 자기회로법에 의한 기본 설계를 수행하고, FEM을 통해 정확성을 향상시키는 상세 설계 방법의 확보가 필요하다.

한편, 오버행 구조를 적용한 영구자석 전동기의 연구는 RFPM 전동기를 중심으로 이루어져 왔다[33]-[37]. 본 논문에서는 RFPM 전동기에 적용되어 왔던 오버행 구조를 AFPM 전동기에 적용함으로써, 전자기적 특성에 미치는 영향에 대해 살펴 보고 최적의 성능을 발휘할 수 있는 구조를 제시하고자 한다. 또한, AFPM 전동기의 설계 시 이용되어 왔던 quasi-3D FEM[39]-[43]에서 영구자석에 비해 고정자와 회전자가 돌출(overhang) 될 때 이 방법을 적용할 수 없는 문제점을 제시하고, 이를 극복 할 수 있는 방법을 제안하고자 한다.

지금까지 영구자석 전동기의 최적 설계에 관한 연구는 꾸준히 이루어져 왔다[44]-[59]. 많은 경우에 있어, 영구자석 전동기의 목적함수는 계산 시간이 오래 걸린다는 특징이 있다. 특히, AFPM 전동기의 경우에는 기하학적인 구조 때문에 3D FEM에 의한 해석이 불가피하다. 따라서, 최적 설계를 위한 전체적인 계산 시간을 단축 시키는 것이 가장 큰 비중을 차지한다.

한편, 영구자석 전동기 최적 설계의 목적함수는 전역 최적해(global optimal solution) 이외에 여러 개의 국소 최적해(local optimal solutions)를 포함하는 비선형적인 특징이 있다[60], [61]. 이러한 multimodal 최적화 문제에서는 목적함수 값이 가장 큰 전역 최적해 뿐만 아니라 목적함수의 크기가 거의 같은 국소 최적해까지 확보하여 설계자가 원하는 최적해를 찾는 것이 필요하다. 이것은 문제공간의 본질에 대한 통찰력을 제공할 뿐만 아니라 제한된 조건 내에서 전역 최적해의 대안이 될 수 있다. 하지만 문제공간에서 여러 개의 해를 찾아야 하기 때문에 계산 시간이 많이 걸리는 단점이 있다.

따라서, 본 논문에서는 AFPM 전동기의 multimodal 최적 설계에 있어 전역 최적해 이외에 여러 개의 국소 최적해까지 모두 고려하여 계산 시간을 단축 시키는 새로운 최적화 기법을 제시하고자 한다.

1.2 논문 구성

제 1 장에서는 연구 배경과 논문 구성에 대하여 요약하였다.

제 2 장에서는 영구자석 전동기의 종류에 따른 기계적인 구조 및 특징에 대해 살펴보도록 한다.

제 3 장에서는 초기 설계단계에서 오버행 길이를 선정하기 위한 등가 자기모델을 제안한다. 또한, RFPM 전동기에서 오버행 구조를 고려하는 기존의 연구동향을 살펴보고, 이러한 해석 기법의 문제점을 분석한다. 제시된 문제점들을 해결하고자, 2D FEM에서 오버행 효과를 고려하는 오버행 파라미터(overhang parameter)를 제안한다. 또한, 오버행 구조를 갖는 SPM 전동기에 약자속 제어가 적용될 때 영구자석의 불가역 감자에 관한 문제점을 제시하고, 이를 극복 할 수 있는 새로운 구조를 제안한다.

제 4 장에서는 AFPM 전동기의 설계 시 이용되어 왔던 quasi-3D FEM이 영구자석에 비해 고정자와 회전자가 돌출될 때 적용될 수 없는 문제점을 제시하고, 이를 극복할 수 있는 개선된 quasi-3D FEM을 제안한다. 또한, RFPM 전동기에 적용되어 왔던 오버행 구조가 AFPM 전동기에 적용될 때, 전자기적 특성에 미치는 영향에 대해 살펴 보고 최적의 성능을 발휘할 수 있는 구조를 제시한다.

제 5 장에서는 AFPM 전동기의 최적 설계 문제를 효과적으로 해결할 수 있는 multimodal 최적화 알고리즘인 Climb method를 제안한다.

제 6 장에서는 시험용 전동기의 다양한 실험을 통해 본 연구를 통해 제안된 방법을 검증한다.

제 7 장에서는 본 논문의 결과와 향후 연구에 대하여 정리한다.

제 2 장 영구자석 전동기

일반적으로 전기기기는 에너지 변환장치(energy converter)이다. 전동기는 전기에너지를 기계에너지로 변환하고, 발전기는 기계에너지를 전기에너지로 변환한다[62].

전동기는 자계(magnetic field)를 발생 시키는 원리에 따라 권선형 전동기와 영구자석 전동기로 분류 할 수 있다[62]. 영구자석 전동기는 자계를 발생시키는 역할을 영구자석이 담당하게 된다.

영구자석 전동기는 영구자석이 회전자에 부착되는 구조에 따라 SPM 전동기와 매입형 영구자석(interior permanent magnet : IPM) 전동기로 구분할 수 있고[5], [6], 자속이 공극을 지나는 방향에 따라 RFPM 전동기와 AFPM 전동기로 구분할 수 있다[10].

본 절에서는 영구자석 전동기의 종류에 따른 기계적인 구조 및 특징에 대해 살펴보도록 한다.

2.1 SPM 전동기와 IPM 전동기

그림 2.1과 그림 2.2에 SPM 전동기와 IPM 전동기의 형상을 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 이들 전동기의 차이는 회전자에 영구자석이 부착되는 위치와 형상의 차이뿐이다. 그림 2.1과 그림 2.2에서, 자석에 의한 자속(flux) 방향을 고려하여 자석의 중심축은 d 축으로 정의하고, d 축으로부터 전기각으로 $\pi/2$ 만큼 떨어져 있는 자석과 자석 사이의 중심축은 q 축으로 정의한다[5].

자로(flux path)의 구성 성분을 볼 때 SPM 전동기와 IPM 전동기는 서로 비슷하지만 전자기적으로 볼 때 현저한 차이를 보인다. 희토류 자석이나 페라이트 자석과 같은 영구자석은 상대 투자율(relative permeability) μ_r 값(μ_r : 1.03-1.5)이 공기(air)의 상대 투자율 값인 1에 거의 가깝기 때문에, 자기적으로 공기와 비슷한 성질을 나타낸다[6].

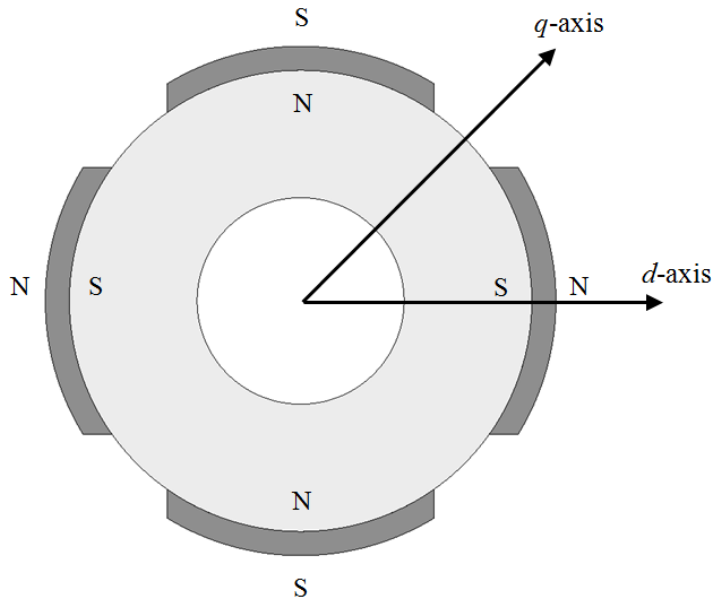


그림 2.1 표면 부착형 영구자석 전동기.

Fig. 2.1 SPM motor.

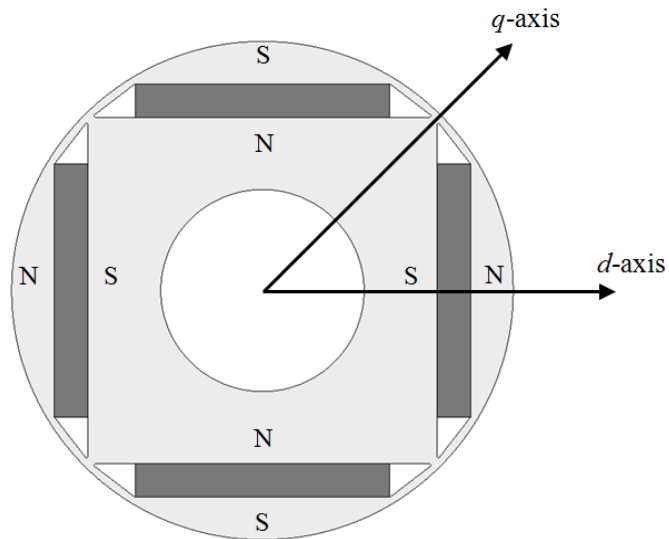


그림 2.2 매입형 영구자석 전동기.

Fig 2.2 IPM motor.

SPM 전동기는 영구자석이 회전자의 표면에 부착되어 있어 유효 공극의 길이가 회전자의 위치에 상관없이 일정하기 때문에 d 축과 q 축의 자기저항의 크기가 동일하다. 따라서, SPM 전동기는 d 축과 q 축의 자기저항(magnetic reluctance) 차이에 의한 자기저항 토크(reluctance torque)는 발생하지 않으며, 영구자석과 고정자 전류의 상호작용으로 인해 발생하는 자석 토크(magnet torque)만을 사용하게 된다.

SPM 전동기는 표면에 부착된 영구자석이 고정자 권선에 의해 발생하는 열과 전기자 반작용(armature reaction)에 직접적으로 노출되기 때문에, 불가역 감자(irreversible demagnetization)에 노출되기 쉽다. 또한 고속 운전시 원심력에 의한 자석의 비산으로부터 회전자의 파손을 방지하기 위해서는 회전자 외경에 비자성체 구조물(SUS, Kevlar belt) 등이 필요하다[5].

한편, IPM 전동기는 영구자석이 회전자의 내부에 삽입되어 있어 d 축에 추가적인 공극이 존재하는 효과가 있다. 그러므로, IPM 전동기에서는 자속이 자석을 통과하지 않고 회전자 철심만을 통과하는 q 축 자로에 비해 d 축 자기저항이 크게 되고, 이 결과 d 축과 q 축의 자기저항 차이가 발생한다. 따라서, IPM 전동기에서는 d 축과 q 축의 자기저항 차이에 의한 자기저항 토크가 발생하게 되며, 영구자석과 고정자 전류의 상호작용으로 인해 발생하는 자석 토크도 함께 사용하게 된다.

IPM 전동기는 자석이 회전자 내부에 삽입되어 있어 원심력에 의한 자석의 비산을 방지할 수 있는 구조로 되어 있고, 전기자 권선에서 발생하는 열이 회전자 표면의 영구자석에 직접적으로 전달되는 SPM 전동기와는 달리 온도 상승에 의한 영구자석의 열감자(thermal demagnetization) 가능성이 적어 열적으로 열악한 환경에 유리하다[6].

2.2 RFPM 전동기와 AFPM 전동기

영구자석 전동기는 자속이 공극을 지나는 방향에 따라 RFPM 전동기와 AFPM 전동기로 구분할 수 있다. 역사적으로 볼 때 전동기의 가장 일반적인 형태는 RFPM 전동기로서, 영구자석으로부터 발생하는 주 자속(main flux)의 방향이 방사방향을 따라 분포한다. RFPM 전동기의 고정자는 그림 2.3처럼 일반적인 교류 전동기의 고정자와 동일하다[5]. RFPM 전동기의 회전자 형상은 매우 다양하며, 그림 2.1과 그림 2.2와 같이 표면 부착형과 매입형으로 분류할 수 있다.

더욱이, RFPM 전동기는 전체적인 구조에 따라 회전자가 고정자의 내부에 있는 내전형 전동기(inner rotor type motor)와, 회전자가 고정자의 외부에 있는 외전형 전동기(outer rotor type motor)로 구분할 수 있다. 그림 2.4와 그림 2.5는 각각 내전형 전동기와 외전형 전동기의 형상을 나타낸다.

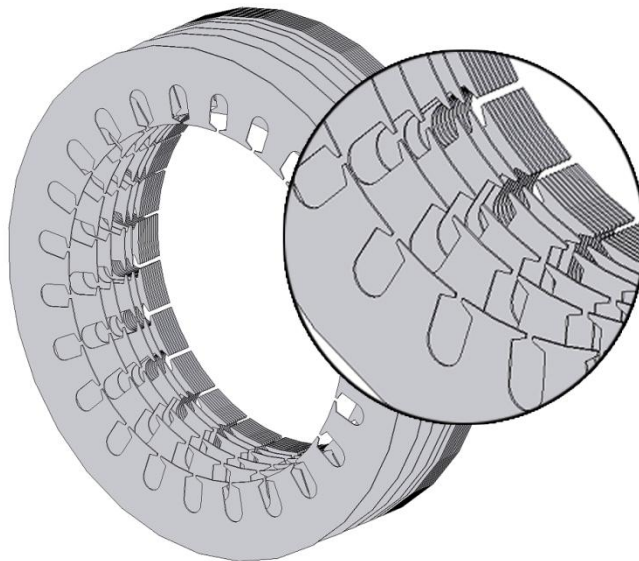


그림 2.3 RFPM 전동기의 고정자 형상.

Fig. 2.3 Stator of a RFPM motor.

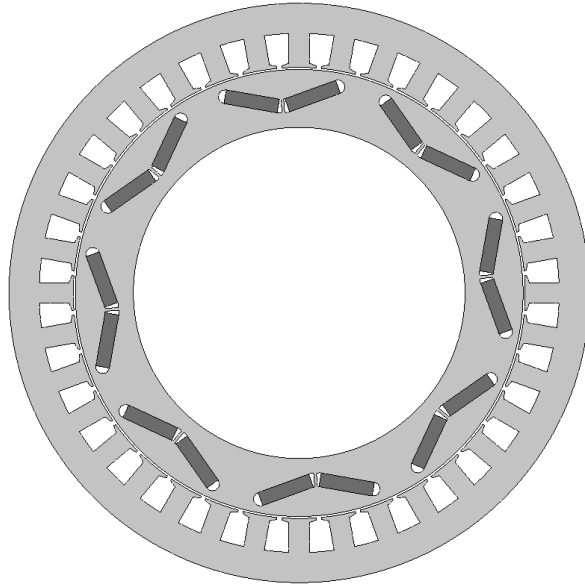


그림 2.4 내전형 전동기.
Fig. 2.4 Inner rotor type motor.

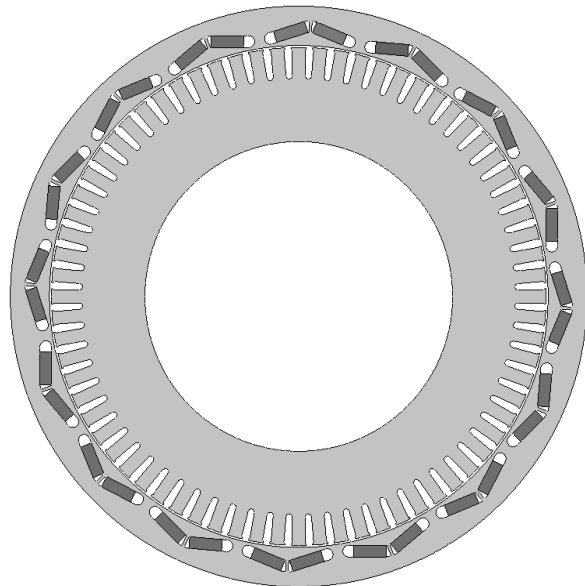
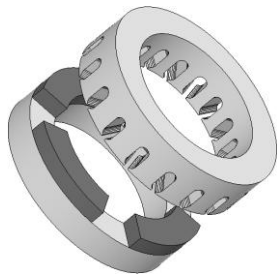
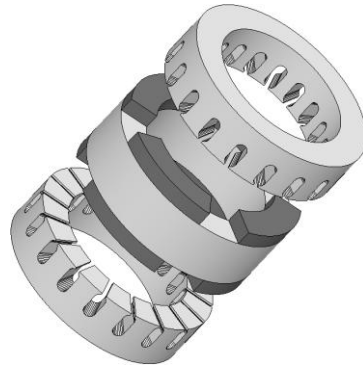


그림 2.5 외전형 전동기.
Fig. 2.5 Outer rotor type motor.



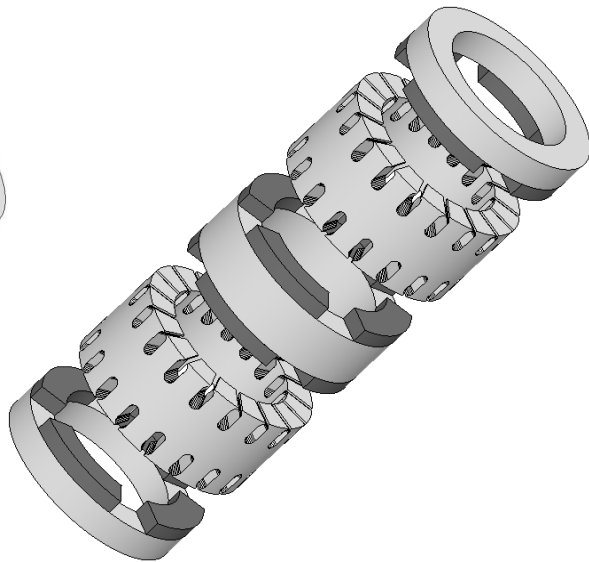
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 2.6 AFPM 전동기의 형상.

Fig. 2.6 AFPM motor configurations. (a) Single rotor and single stator structure. (b) Single rotor and two stators structure. (c) Two rotors and single stator structure. (d) Multistage structure including three rotors and two stators.

AFPM 전동기는 영구자석으로부터 발생하는 주 자속의 방향이 축 방향(axial direction)을 따라 분포한다. AFPM 전동기는 그림 2.6과 같이 회전자와 고정자가 단측(single side)식이나 양측(double sides)식으로 구성 될 수 있다. 아울러, 회전자는 영구자석이 회전자에 부착되는 구조에 따라 표면 부착형과 매입형으로 구분할 수 있다.

한편, AFPM 전동기에서 토크를 증가시키기 위해 고정자와 회전자의 외경(outer diameter)을 증가 시키기 위해서는 베어링에 작용하는 축 방향력(axial force), 회전자와 축(shaft)의 기계적인 결합에 있어서의 복잡성, 회전자의 강성(stiffness)과 같은 제한 사항들이 있다[63]. AFPM 전동기에서 토크를 증가시키는 가장 합리적인 방법은 그림 2.6(d)와 같이 고정자와 회전자를 다단계(multi stage)로 구성하는 것이고, 단계의 수는 요구 토크에 따라 달라지게 된다.

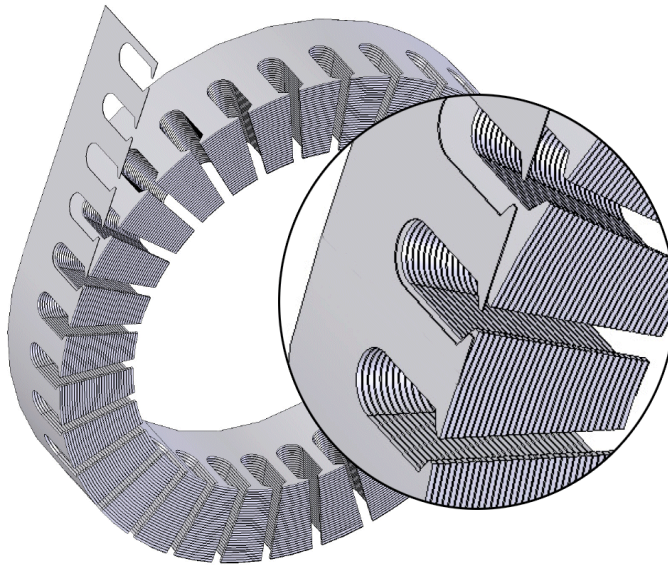


그림 2.7 AFPM 전동기의 고정자 형상.

Fig. 2.7 The stator structure of an AFPM motor.

적층(lamination)효과를 고려하기 위해, AFPM 전동기의 고정자는 그림 2.7과 같이 긴 스트립(strip) 형태의 강판(steel)을 원형으로 감아 구성할 수 있다. 이때, 고정자의 슬롯(slot)은 형태가 일정하기 때문에 도면에 따라 펀칭(punching)가공으로 제작될 수 있다.

한편, AFPM 전동기에서 권선을 감는 공간을 최대한으로 활용하기 위해, 슬롯이 평행한 형태로 제작된다. 강판을 원형으로 감아 구성하게 되는 고정자에서, 슬롯을 평행한 상태로 유지하기 위해서는 고정자의 위치에 따라 강판의 슬롯피치(slot pitch)가 달라져야 한다. 다시 말해, 강판의 시작점과 끝점에 대해 펀칭 할 간격이 강판의 위치에 따라 달라지게 된다. 이런 부분은 얇은 강판을 사용하는 외경이 큰 AFPM 전동기의 제작시, 적층 수가 증가하여 단점으로 작용한다. 따라서 AFPM 전동기의 고정자를 펀칭가공으로 제작하는 방법은 그림 2.8과 같이 외경이 작은 형태에 적합하다.

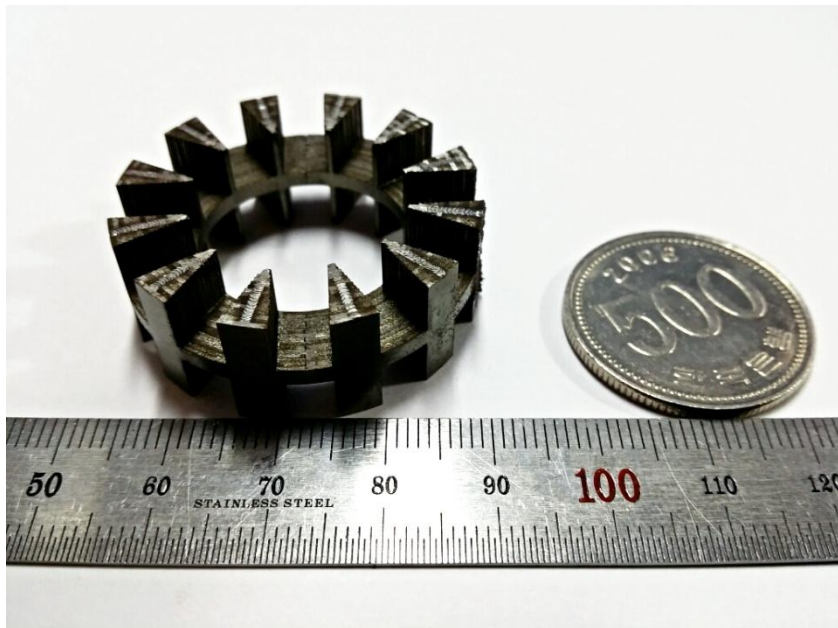


그림 2.8 AFPM 전동기의 고정자.

Fig. 2.8 The stator of an AFPM motor.

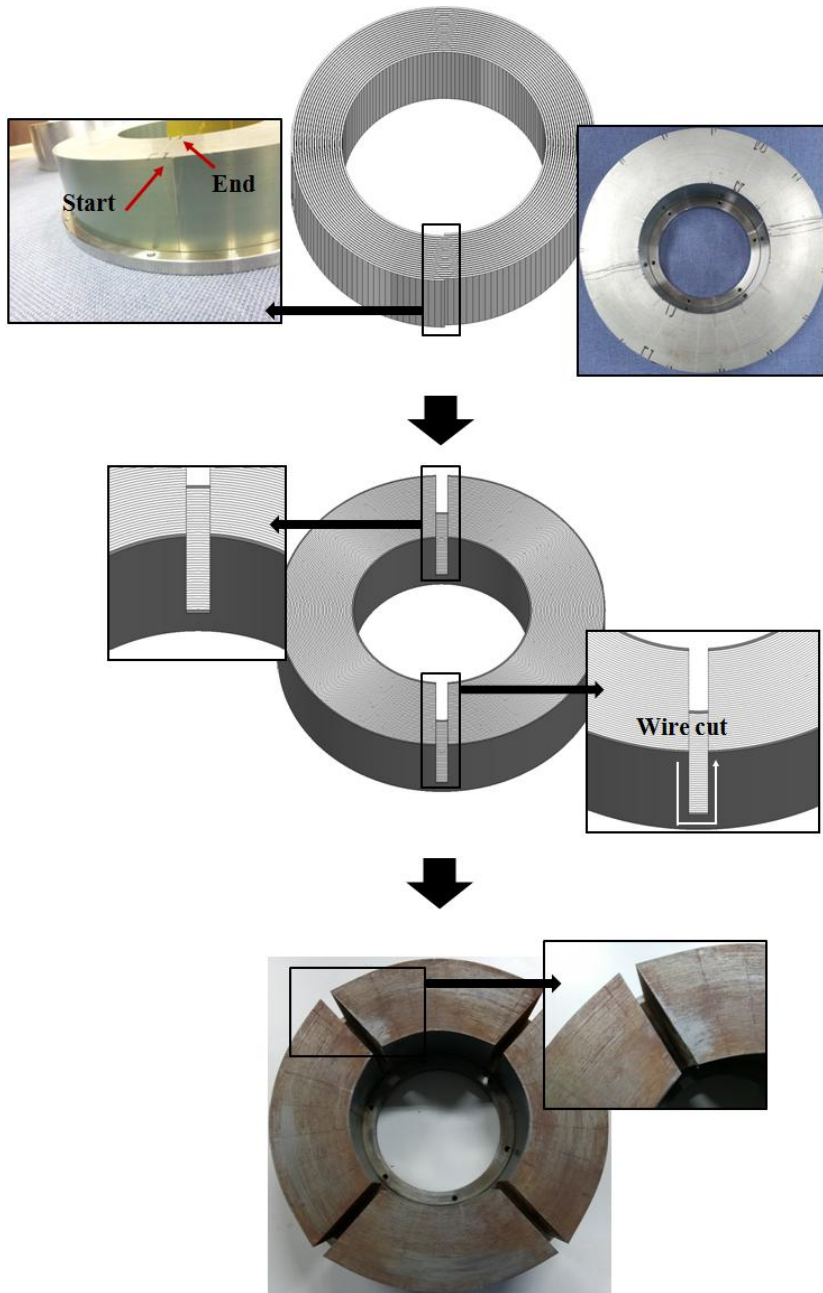


그림 2.9 AFPM 전동기의 고정자 제작 과정.
 Fig. 2.9 The manufacturing process of stator for AFPM motor.

RFPM 전동기의 고정자를 제작하는데 있어 가장 일반적으로 사용되는 방법은 와이어 커팅(wire cutting) 방식이다[64]. 와이어 커팅 방식의 원리는 두 개의 스펴(spool) 사이에 감긴 와이어가 움직이면서, 와이어와 가공물 사이에 방전을 일으켜 발생하는 전기적 아크(arc)를 이용하여 가공물을 잘라내는 방법이다[64]. 아울러, 그림 2.9와 같이 와이어 커팅 방식을 이용하여 AFPM 전동기의 고정자를 제작 할 수 있다. 그러나, RFPM 전동기에 비해 상대적으로 축 방향 길이가 짧고 외경이 큰 AFPM 전동기는, 외경이 커짐에 따라 가공기(machine)의 규모가 비례해서 커져야 하는 부분 때문에 와이어 커팅 방식을 이용한 제작이 불리하다. 또한, AFPM 전동기의 고정자를 제작하기 위해, 롤(roll) 형태의 가공물을 작업해야 하는 부분은 RFPM 전동기의 고정자 제작 시간에 비해 10배 이상 걸리는 만큼 제작성이 좋지 못하다.

따라서, 본 논문에서는 보다 쉽고 빠르게 AFPM 전동기의 고정자를 제작할 수 있는 새로운 제작방법을 제안한다. 먼저 고정자에 사용될 강판이 적층 구조물을 형성하도록 적층한다. 다음으로, 적층 구조물의 적층 방향으로 와이어 커터(cutter)가 삽입될 수 있도록 커터홀(cutter hole)을 생성하고, 적층 구조물로부터 분할 코어를 추출하기 위해 와이어 커터가 커터홀에 삽입되어 적층 구조물을 슬롯과 치의 형상으로 자르게 된다. 이렇게 완성된 각각의 분할 코어는 하우징(housing)의 결합 홈에 결합한 뒤 고정시킴으로써, 적층을 고려한 고정자를 형성하게 된다. 그림 2.10은 앞서 설명한 AFPM 전동기의 고정자 제작 과정을 나타낸다.

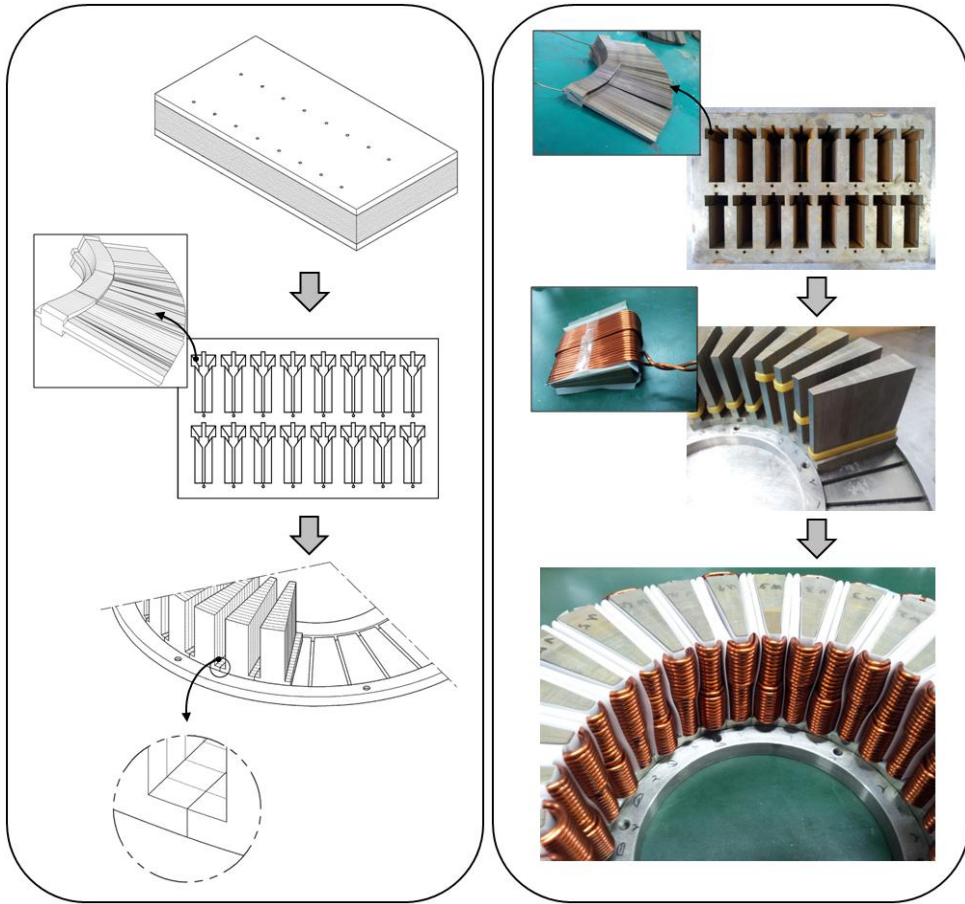


그림 2.10 제안된 고정자 제작 과정.

Fig. 2.10 Proposed manufacturing process of stator.

제 3 장 RFPM 전동기의 오버행 효과

전동기의 설계 방법으로는 등가 자기회로법으로 구현하는 집중정수법과 FEM이나 유한차분법(finite difference method)으로 구현하는 분포정수법으로 나눌 수 있다. FEM은 해석 모델의 형상이 복잡하거나 혹은 해석적 해를 구하기가 어려운 경우에 매우 유용하기 때문에 전동기 해석법으로 가장 많이 사용되어 왔다[5]. 하지만 해석 영역을 미세한 요소들로 분할하기 위한 절점과 요소 생성의 과정, 그리고 행렬 연산 과정이 포함되기 때문에 계산시간이 오래 걸린다는 단점이 존재한다[6].

일반적으로, 2D FEM은 모델링과 계산시간의 측면에서 3D FEM 보다 빠른 장점이 있다. 하지만, 그림 3.1과 같은 오버행 구조에 의한 오버행 효과(overhang effect)를 정확하게 분석하기 위해서는 3D FEM을 이용한 해석이 반드시 필요하다.

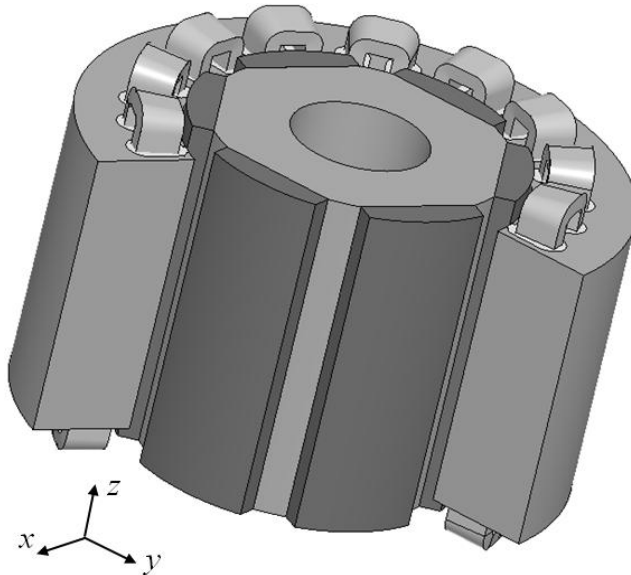


그림 3.1 오버행 구조를 갖는 RFPM 전동기.

Fig.3.1 The RFPM motor with overhang structure.

2D FEM은 3차원적인 기하학적 구조를 갖는 오버행에 대한 영향을 고려할 수 없다. 따라서, 2D FEM은 오버행 구조를 갖는 영구자석 전동기의 전자기적 특성해석에 대한 정확성을 보장할 수 없게 된다.

먼저, 2D FEM에서 RFPM 전동기의 오버행 구조를 고려하는 기존의 연구동향을 살펴보기로 한다. 2D FEM에서 오버행 구조를 고려하는 일반적인 방법은 다음과 같다[36]. 3D FEM을 이용하여 오버행 구조를 갖는 영구자석 전동기의 역기전력이나 토크를 계산한다. 다음으로, 2D FEM에서 영구자석의 잔류자속 밀도 값이나 적층길이를 반복적으로 보정하여, 2D FEM으로부터의 결과가 3D FEM으로부터의 결과와 일치하도록 하는 것이다.

참고문헌 [37]에서는 오버행 구조가 없는 모델의 공극자속 밀도 값을 오버행 구조가 있는 모델의 공극자속 밀도 값으로 보정하기 위해, 축 방향 중심에서 공극의 중앙을 따르는 원호(arc line)에 대한, 오버행 구조가 있는 모델과 없는 모델에서의 공극자속 밀도 값의 차이를 2D FEM에서의 영구자석 잔류자속 밀도 값에 반영하였다. 한편, 전동기의 적층길이가 직경(diameter)에 비해 상대적으로 증가하는 경우, 다시 말해 전동기의 종횡비(aspect ratio)가 증가하게 되면 적층 끝 단에서의 누설자속이 축 방향 중심에서의 공극자속 밀도 값에 미치는 영향은 작아진다. 더욱이, 전동기의 종횡비가 커질수록 오버행 구조에 의한 축 방향 중심에서 공극자속 밀도 값의 변화는 작아지게 되고, 오버행 길이(overhang length)가 적층길이에 비해 상대적으로 작은 경우에는, 오버행 구조에 의한 축 방향 중심에서 공극자속 밀도 값의 변화는 매우 미미하게 된다.

참고문헌 [36]에서는 전동기의 설계 시 오버행 효과를 고려하기 위해 실험계획법을 적용하였다. 실험계획법은 제품의 최적 제조 조건을 효율적으로 찾아내기 위해 제품의 특성에 영향을 미치는 여러 요인들(factors)을 선정하고, 이들의 관계를 최소의 실험으로부터 최대의 정보를 얻고자 하는 방법이다[36]. 하지만, 전동기의 설계시 원하고자 하는 특성에 민감한 영향을 미치는 요인들을 선정하기 위해서는 많은 해석이 필요하다는 단점이 있다.

한편, 등가 자기회로법은 일반적으로 FEM에 비해 해석 시간이 매우 빠르다. 하지만, 등가 자기회로법은 FEM에 비해 해석결과의 정확도가 떨어지는 단점이 있다. 계산시간이 빠른 등가 자기회로법과 해석결과의 정확도가 높은 FEM을 이용한 효율적인 설계 방법으로는, 일차적으로 등가 자기회로법에 의한 기본 설계를 수행하고, FEM을 통해 정확성을 향상시키는 상세 설계 방법을 적용하는 것이다. 따라서, 본 절에서는 제안된 등가 자기회로법과 오버행 파라미터를 이용하여, RFPM 전동기의 오버행 구조를 고려하여 설계하는 방법을 제안한다.

3.1 등가 자기회로법을 이용한 해석

초기 설계단계에서 오버행 길이를 선정하는 것은 매우 중요하다. 오버행 구조가 토크나 역기전압과 같은 전동기의 성능을 향상 시키지만, 오버행 길이가 성능에 항상 비례하는 것은 아니다. 따라서, 초기 설계단계에서 전동기의 성능을 극대화 시킬 수 있는 오버행 길이를 선정하는 것이 필요하다. 본 절에서는 초기 설계 단계에서 오버행 길이를 선정하기 위한 등가 자기모델을 제안한다. 제시된 등가 자기모델로부터 오버행 길이에 따른 공극자속 밀도 값과 영구자석의 동작점을 계산 할 수 있고, 이것으로부터, 성능 향상의 목표값에 해당하는 오버행 길이를 선정 할 수 있다.

3.1.1 기존의 등가 자기회로법

기존의 등가 자기회로법이란, 오버행 구조가 없는 RFPM 전동기가 등가 자기회로법으로 표현된 것을 의미한다 [39]. 이때, 해석 모델은 영구자석이 회전자의 표면에 부착되는 SPM 전동기이다. 먼저, SPM 전동기가 2차원 평면상의 선형전동기(linear translation motor)로 간략화 된 모델로부터 설명한다. 그림 3.2는 앞서 설명한 모델과 함께 영구자석에 의한 자속의 폐루프(closed loops)를 나타낸다.

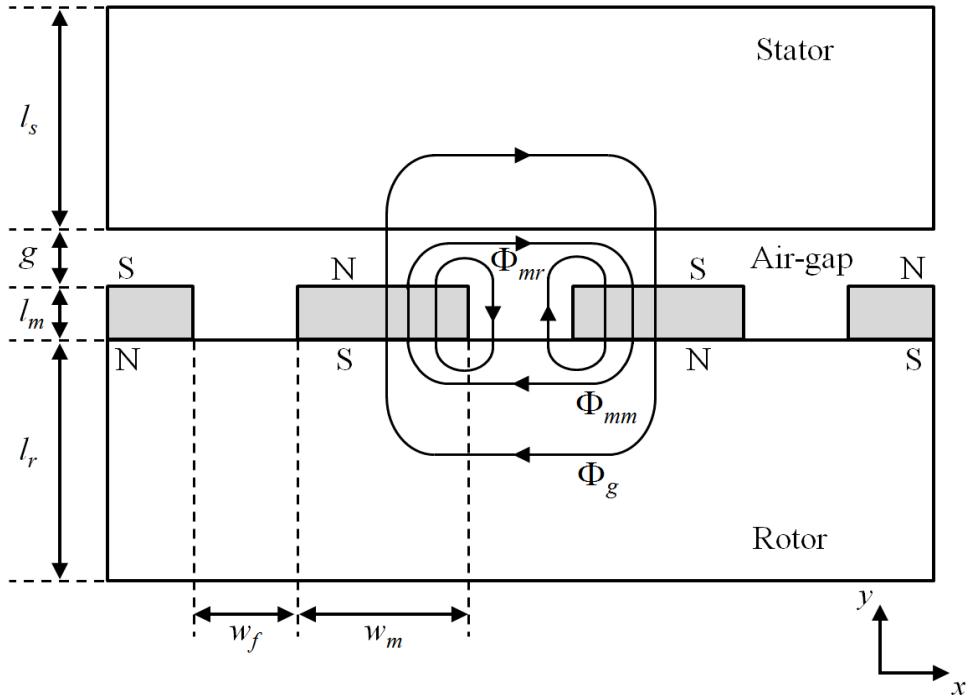


그림 3.2 선형 전동기의 토폴로지.

Fig. 3.2 Simple linear translation motor topology.

여기서

l_s : 고정자 두께

l_r : 회전자 두께

g : 공극 길이

w_m : 자석 폭

l_m : 자석 두께

w_f : 자석과 자석 사이의 폭

이다.

누설자속은 전기자 전류와 상호작용하여 토크를 발생시키는 공극자속 Φ_g 에 매우 큰 영향을 미친다. 따라서, 누설자속은 영구자석으로부터의 자로와 관련하여 설계변수의 관점에서 해석적으로 접근할 필요가 있다.

SPM 전동기에서 누설자속은 크게 두 개의 성분으로 분류 할 수 있다 [39]. 첫 번째 성분은 한 개의 극(one magnet pole)으로부터 출발한 자속이 공극을 지나 다른 극(pole)을 갖는 인접한 영구자석과 회전자를 지나지만, 고정자를 관통하지 않는 누설자속 Φ_{mm} (magnet-to-magnet leakage flux) 이고, 두 번째 성분은 한 개의 극으로부터 출발한 자속이 공극과 회전자를 지나지만, 다른 극을 갖는 인접한 영구자석과 고정자를 관통하지 않는 누설자속 Φ_{mr} (magnet-to-rotor leakage flux)이다. 이들 누설자속은 참고 문헌 [39]에 의해, circular-arc straight-line permeance model을 사용하여 모델링 되었다.

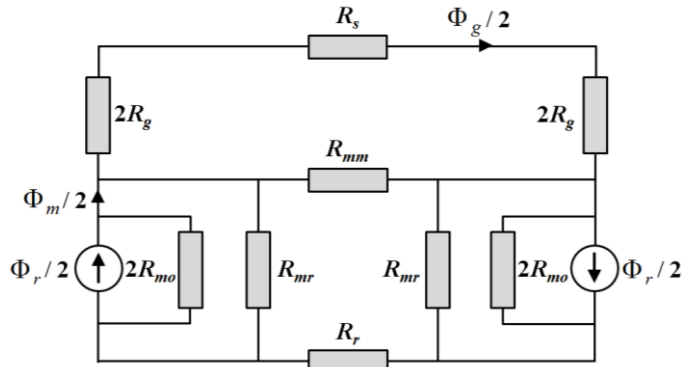
그림 3.2에서 보여준 자로(flux path)에 대한 등가적인 자기회로가 그림 3.3에 나타난다. 자기회로의 구현에 있어 다음과 같은 가정을 하였다.

- 고정자 철심의 자기적인 과포화는 없다.
- 고정자 슬롯의 영향은 무시한다.
- 축 방향으로의 자계변화는 없다.

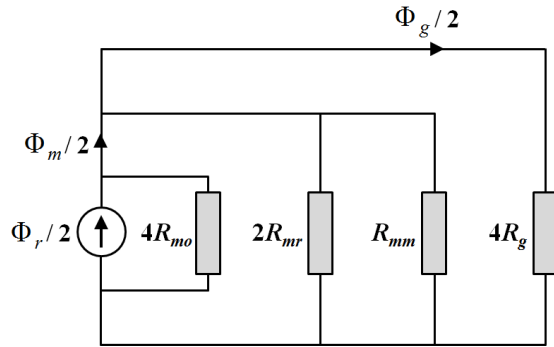
등가 자기회로법에서 고정자 슬롯이 해석적으로 고려 될 수 있지만, 자기회로를 간략화 하기 위해 고정자 슬롯에 대한 영향은 무시하기로 한다. 더욱이, 개선된 등가 자기모델에서 해석적으로 구하고자 하는 것은 오버행 길이에 따른 공극자속 밀도 값의 변화이므로, 개선된 등가 자기 모델에서도 고정자 슬롯은 고려하지 않기로 한다.

한편, 전동기 설계 시 영구자석이 사용되는 경우에는, 초기 설계 단계에서 공극자속 밀도(air-gap flux density) 값이나 영구자석의 자속밀도 값이 기본적으로 결정되어야 한다. 공극자속 밀도 값은 전동기의 역기전압이나 토크와 직접적으로 관련되기 때문에 중요하다. 아울러, 영구자석의 자속밀도 값은 영구자석의 감자곡선(demagnetization curve)에서 굴곡점(knee point) 이상의 선형구간에 동작점(operating point)이 위치하도록, 영구자석의 치수(size)를 결정하는데 있어 중요한 요소가 된다.

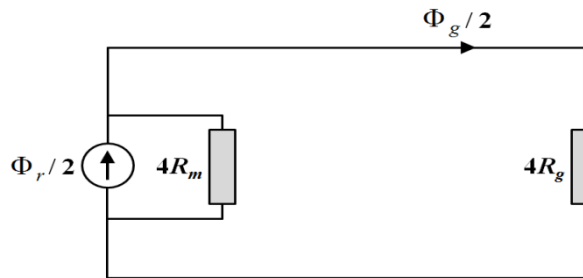
따라서 본 절에서는 그림 3.3의 등가 자기회로를 통해 전동기의 공극자속 밀도 값 B_g 와 영구자석의 자속밀도 값 B_m 을 계산하도록 한다.



(a) 그림 3.2에 대한 등가 자기회로도.



(b) 그림 3.3(a)의 간략화된 형태.



(c) 그림 3.3(b)의 간략화된 형태.

그림 3.3 등가 자기회로도.

Fig. 3.3 Equivalent magnetic circuit.

그림 3.3(a)에서 Φ_g 는 공극자속을, Φ_r 은 자속원(flux source)을 각각 나타낸다. \mathfrak{R}_g 와 \mathfrak{R}_{mo} 는 Φ_g 와 Φ_r 에, \mathfrak{R}_{mm} 과 \mathfrak{R}_{mr} 은 Φ_{mm} 과 Φ_{mr} 에 해당하는 자기저항(magnetic reluctance)을 각각 나타낸다. \mathfrak{R}_s 는 고정자의 자기저항을, \mathfrak{R}_r 은 회전자의 자기저항을 각각 나타낸다. 일반적으로, 무부하(no load condition) 시 고정자와 회전자의 과포화가 없다고 가정하면, 고정자의 자기저항 \mathfrak{R}_s 와 회전자의 자기저항 \mathfrak{R}_r 은 공극의 자기저항 \mathfrak{R}_g 에 비해 무시할 수 있고, 그림 3.3(a)는 그림 3.3(b)로 간략화 된다.

그림 3.3(b)에서 \mathfrak{R}_{mm} 과 \mathfrak{R}_{mr} 을 \mathfrak{R}_{mo} 에 병렬로 더하게 되면, 자기회로는 전체적인 누설자속을 \mathfrak{R}_m 으로 표현하며, 그림 3.3(c)로 간략화 된다. 그림 3.3(c)의 \mathfrak{R}_m 은 식(3.1)부터 식(3.3)을 통해 나타낼 수 있다.

$$\mathfrak{R}_m = \frac{\mathfrak{R}_{mo}}{1 + 2\eta + 4\lambda} \quad (3.1)$$

$$\eta = \mathfrak{R}_{mo} / \mathfrak{R}_{mr} \quad (3.2)$$

$$\lambda = \mathfrak{R}_{mo} / \mathfrak{R}_{mm} \quad (3.3)$$

그림 3.2에서 보여준, 영구자석에 의한 자속의 폐루프가 형성하는 자로 들은 circular-arc straight-line permeance model을 이용하여 식(3.4)부터 식(3.10)을 통해 나타낼 수 있다.

$$A_m = w_m l_{st} \quad (3.4)$$

$$A_g = (w_m + w_f) l_{st} \quad (3.5)$$

$$\Phi_r = B_r A_m \quad (3.6)$$

$$\mathfrak{R}_g = \frac{g}{\mu_0(w_m + 2g)l_{st}} \quad (3.7)$$

$$\mathfrak{R}_{mo} = \frac{l_m}{\mu_0\mu_r A_m} \quad (3.8)$$

$$\mathfrak{R}_{mm} = \frac{\pi}{\mu_0 l_{st} \ln(1 + \pi g/w_f)} \quad (3.9)$$

$$\mathfrak{R}_{mr} = \frac{\pi}{\mu_0 l_{st} \ln\left[1 + \pi \min\left(g, \frac{w_f}{2}\right)/l_m\right]} \quad (3.10)$$

여기서 l_{st} 는 적층길이, B_r 은 영구자석의 잔류자속 밀도 값, μ_0 는 공기의 투자율(permeability), A_m 과 A_g 는 영구자석과 공극의 극 당 단면적을 각각 나타낸다.

공극 자속 Φ_g 는 자속원(flux source) Φ_r 의 자속분배(flux division)를 통해 식(3.11)을 이용하여 구할 수 있고, 영구자석으로부터 발생된 자속 Φ_m 은 같은 방법으로부터 식(3.12)를 이용하여 구할 수 있다.

$$\Phi_g = \frac{\mathfrak{R}_m \Phi_r}{\mathfrak{R}_m + \mathfrak{R}_g} = \frac{\Phi_r}{1 + (\mathfrak{R}_g/\mathfrak{R}_{mo})(1 + 2\eta + 4\lambda)} \quad (3.11)$$

$$\Phi_m = \frac{1 + (\mathfrak{R}_g/\mathfrak{R}_{mo})(2\eta + 4\lambda)}{1 + (\mathfrak{R}_g/\mathfrak{R}_{mo})(1 + 2\eta + 4\lambda)} \Phi_r \quad (3.12)$$

더욱이, 공극자속 밀도 값 B_g 와 영구자석의 자속 밀도 값 B_m 은 식(3.11)과 식(3.12)를 해당하는 영역의 단면적으로 나뉘춤으로써 구할 수 있다.

표 3.1 등가 자기회로법과 3D FEM 사이의 결과 비교.

Table 3.1 Comparison of results between equivalent magnetic circuit and 3D FEM.

| g(mm) | w_f (mm) | 해석 결과 | | | 3D FEM 결과 | | 오차 | |
|-------|------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | | B_r (T) | B_m (T) | B_g (T) | B_m (T) | B_g (T) | B_m (%) | B_g (%) |
| 0.5 | 5.0 | 0.40 | 0.36 | 0.28 | 0.35 | 0.28 | -0.88 | -0.75 |
| 0.5 | 5.0 | 1.07 | 0.95 | 0.75 | 0.95 | 0.75 | -0.86 | -0.74 |
| 0.5 | 4.0 | 0.40 | 0.36 | 0.29 | 0.35 | 0.29 | -0.59 | -0.90 |
| 0.5 | 4.0 | 1.07 | 0.95 | 0.78 | 0.95 | 0.78 | -0.60 | -0.88 |
| 1.0 | 5.0 | 0.40 | 0.33 | 0.25 | 0.32 | 0.25 | -1.43 | -0.24 |
| 1.0 | 5.0 | 1.07 | 0.87 | 0.67 | 0.86 | 0.67 | -1.44 | -0.21 |
| 1.0 | 4.0 | 0.40 | 0.33 | 0.26 | 0.32 | 0.26 | -1.34 | -0.35 |
| 1.0 | 4.0 | 1.07 | 0.87 | 0.69 | 0.86 | 0.69 | -1.32 | -0.33 |

$$B_g = \frac{A_m/A_g}{1 + (\mathfrak{R}_g/\mathfrak{R}_{mo})(1 + 2\eta + 4\lambda)} B_r \quad (3.13)$$

$$B_m = \frac{1 + (\mathfrak{R}_g/\mathfrak{R}_{mo})(2\eta + 4\lambda)}{1 + (\mathfrak{R}_g/\mathfrak{R}_{mo})(1 + 2\eta + 4\lambda)} B_r \quad (3.14)$$

표 3.1은 오버행 구조가 없는 SPM 전동기에서, 등가 자기회로법과 3D FEM을 이용하여 계산한 공극자속 밀도 값 B_g 와 영구자석의 자속밀도 값 B_m 을 각각 나타낸다. 이때, 해석 결과의 오차는 3D FEM을 기준으로 계산하였다.

해석 모델의 고정자 적층길이는 100(mm)이고, 자석 폭 w_m 은 20(mm)이다. 자석 폭 w_m 은 자속량과 직접적인 관계가 있고 공극자속 밀도 값에

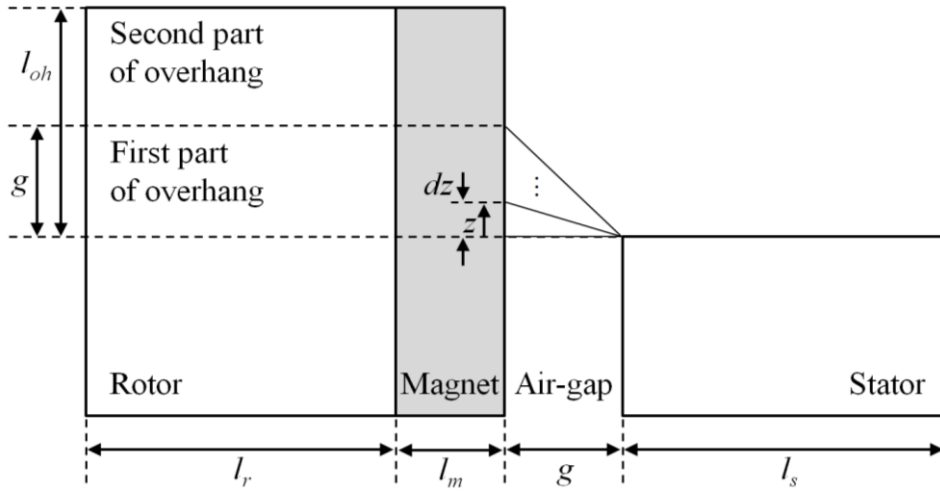
영향을 주기 때문에, 상수 값으로 고정하여 해석하였다.

한편, 공극길이 g 와 자석과 자석 사이의 폭 w_f 그리고 영구자석의 잔류 자속밀도 값 B_r 을 변화시키며 결과를 분석하였다. 영구자석의 잔류자속 밀도 값 B_r 에 따라 공극자속 밀도 값 B_g 가 가장 큰 변화를 나타냈으며, 공극 길이 g 의 변화에 따른 공극 자속밀도 값 B_g 의 변화보다, 자석과 자석 사이의 폭 w_f 의 변화에 따른 공극 자속밀도 값 B_g 의 변화가 더욱 큰 것을 확인 할 수 있었다.

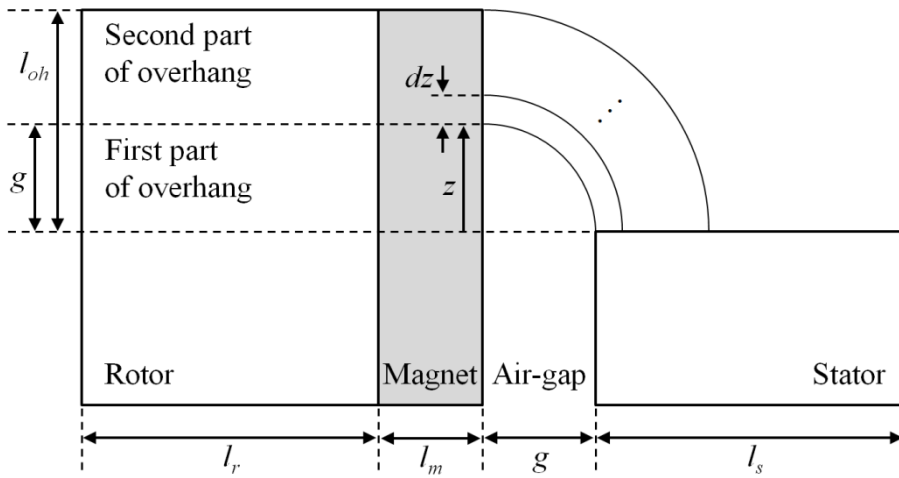
표 3.1의 결과로부터, 영구자석의 잔류자속 밀도 값과 설계 변수가 변하는 상황에서도 등가 자기회로법이 3D FEM 결과와 큰 오차 없이, 공극 자속밀도 값 B_g 와 영구자석의 자속밀도 값 B_m 을 정확히 계산하는 것을 확인 할 수 있었다. 한편, 등가자기 회로법은 고정자 철심에서의 과포화가 없다는 가정으로부터 출발하였다. FEM 모델이 영구자석의 잔류자속 밀도 값이 변하는 상황에서도 과포화가 발생하지 않았기 때문에, 해석결과 사이의 오차가 크지 않았다.

3.1.2 개선된 등가 자기회로법

본 절에서는, SPM 전동기의 오버행 구조를 고려하는 개선된 등가자기 회로법을 제안한다. 개선된 등가자기회로법은 오버행 구조로부터 발생된 자속의 자로를 그림 3.4와 같이 circular-arc straight-line permeance model을 사용하여 모델링 하였다. 그림 3.5와 같이, 오버행 구조를 갖는 SPM 전동기의 FEM 해석을 통해 얻어진 정보로부터, 자속의 경로는 다음과 같이 두 개의 영역으로 분리되어 모델링 된다.



(a) Straight-line permeance model.



(b) Circular-arc permeance model.

그림 3.4 Circular-arc straight-line permeance model.

Fig. 3.4 Circular-arc straight-line permeance model.

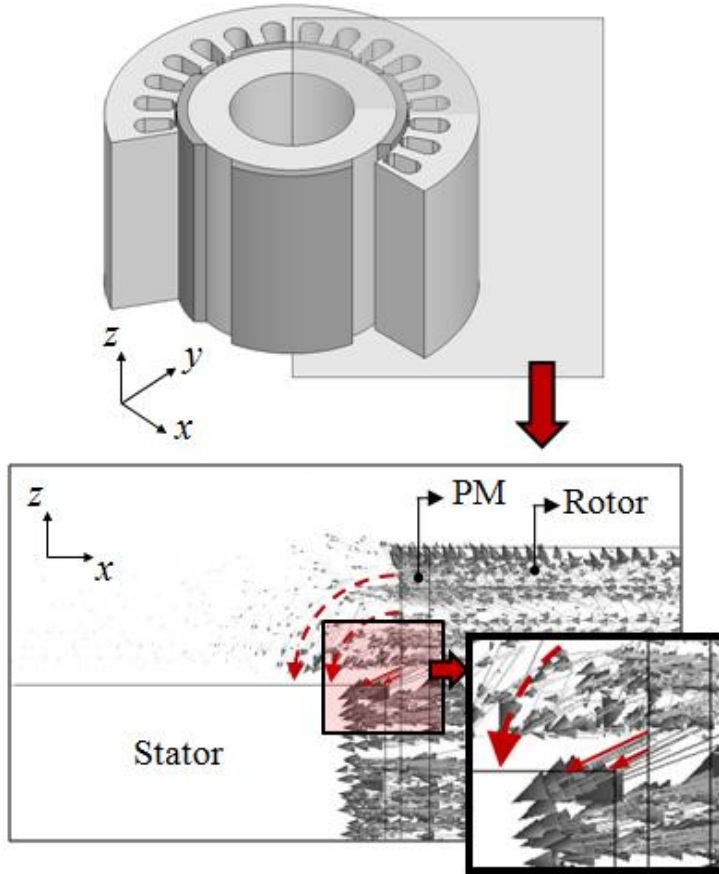


그림 3.5 오버행 구조에 의한 자속의 경로.

Fig. 3.5 Magnetic flux path by overhang structure.

첫 번째 영역은, 오버행 구간에서의 위치가 공극길이 g 와 같은 지점까지의 구간으로, 이 구간에서의 permeance model은 straight-line으로 고려한다. 두 번째 영역은, 오버행 구간에서의 위치가 공극길이 g 보다 큰 지점부터, 오버행 길이 l_{oh} 까지의 구간으로, 이 구간에서의 permeance model은 circular-arc로 고려한다.

그림 3.6는 해석모델을 나타낸다. 고정자의 적층길이는 l_{st} 이고, 회전자와 영구자석은 고정자의 적층길이 l_{st} 에 비해 $2l_{oh}$ 만큼 긴 적층길이를 갖는다.

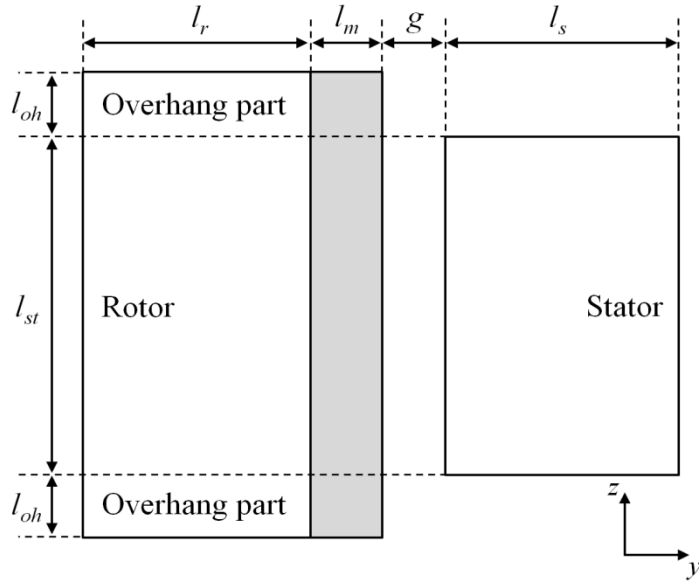


그림 3.6 오버행 구조를 갖는 SPM 전동기.

Fig 3.6 Structure of SPM motor with overhang structure.

위에서 언급한 내용을 바탕으로 오버행 구간에서의 유효공극 길이를 식(3.15)로 새롭게 정의한다.

$$g_{oh} = \begin{cases} \sqrt{g^2 + z^2}, & 0 \leq z \leq g \\ \frac{\pi}{2} z, & g < z \leq l_{oh} \end{cases} \quad (3.15)$$

$$\mathfrak{R}_g' = \frac{g_{oh}}{\mu_0 (w_m + 2g_{oh})} dz \quad (3.16)$$

$$\mathfrak{R}_{mo}' = \frac{l_m}{\mu_0 \mu_r w_m dz} \quad (3.17)$$

$$\mathfrak{R}_{mm}' = \frac{\pi}{\mu_0 \ln \left(1 + \pi \frac{g_{oh}}{w_f} \right)} dz \quad (3.18)$$

$$\mathfrak{R}_{mr}' = \frac{\pi}{\mu_0 \ln \left[1 + \pi \frac{\min \left(g_{oh}, \frac{w_f}{2} \right)}{l_m} \right]} dz \quad (3.19)$$

식 (3.15)부터 식(3.19)를 통해, 오버행 구간에서의 위치에 따른 각각의 자기저항 값들이 계산 되고, 이를 바탕으로 오버행 구간에서의 새로운 공극자속 밀도 값 B_g' 과 영구자석의 자속밀도 값 B_m' 을 구할 수 있다. 공극자속 밀도 값 B_g' 과 영구자석의 자속 밀도 값 B_m' 는 식(3.20)과 식(3.21)에 각각 나타내었다.

$$\begin{aligned} B_g' &= \frac{A_m/A_g}{1 + (\mathfrak{R}_g/\mathfrak{R}_{mo})} B_r \\ &= \frac{\frac{w_m}{w_m + w_f}}{1 + \frac{\mu_r w_m g_{oh}}{(w_m + 2g_{oh})l_m} (1 + 2\eta + 4\lambda)} B_r \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned}
B_m' &= \frac{1 + (\mathfrak{R}_g / \mathfrak{R}_{mo})(2\eta + 4\lambda)}{1 + (\mathfrak{R}_g / \mathfrak{R}_{mo})(1 + 2\eta + 4\lambda)} B_r \\
&= \frac{1 + \frac{\mu_r w_m g_{oh}}{(w_m + 2g_{oh})l_m} (2\eta + 4\lambda)}{1 + \frac{\mu_r w_m g_{oh}}{(w_m + 2g_{oh})l_m} (1 + 2\eta + 4\lambda)} B_r
\end{aligned} \tag{3.21}$$

여기서,

$$\eta = \frac{l_m \ln \left[1 + \pi \min \left(g_{oh}, \frac{w_f}{2} \right) / l_m \right]}{\pi \mu_r w_m} \tag{3.22}$$

$$\lambda = \frac{l_m \ln \left(1 + \pi g_{oh} / w_f \right)}{\pi \mu_r w_m} \tag{3.23}$$

이다.

표 3.2와 표 3.3은 오버행 구조를 고려하는 제안된 등가 자기회로법과 3D FEM을 이용하여 계산한, 공극자속 밀도 값 B_g' 과 영구자석의 자속밀도 값 B_m' 을 각각 나타낸다. 이때, 해석 모델의 고정자 적층길이는 100(mm)이고, 자석 폭 w_m 은 20(mm)이다. 표 3.2는 영구자석의 잔류자속 밀도 값 B_r 이 0.4인 경우의 결과이고, 표 3.3은 영구자석의 잔류자속 밀도 값 B_r 이 1.07인 경우의 결과이다.

한편, 공극길이 g 와 자석과 자석 사이의 폭 w_f , 영구자석의 잔류 자속 밀도 값 B_r , 그리고 오버행 길이 l_{oh} 를 변화시키며 결과를 분석하였다.

표 3.2 제안된 등가 자기회로법과 3D FEM 사이의 결과 비교 ($B_r=0.4$).

Table 3.2 Comparison between equivalent magnetic circuit and 3D FEM ($B_r=0.4$).

| g(mm) | w_f (mm) | l_{oh} (mm) | 해석 결과 | | 3D FEM 결과 | | 오차 | |
|-------|------------|---------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | | | B_m (T) | B_g (T) | B_m (T) | B_g (T) | B_m (%) | B_g (%) |
| 0.5 | 5.0 | 0.0 | 0.36 | 0.28 | 0.35 | 0.28 | -0.87 | -0.76 |
| 0.5 | 5.0 | 7.0 | 0.34 | 0.27 | 0.34 | 0.27 | -0.39 | 2.42 |
| 0.5 | 5.0 | 10.0 | 0.34 | 0.26 | 0.34 | 0.27 | -0.80 | 3.96 |
| 0.5 | 4.0 | 0.0 | 0.36 | 0.29 | 0.35 | 0.29 | -0.61 | -0.89 |
| 0.5 | 4.0 | 7.0 | 0.35 | 0.28 | 0.34 | 0.28 | -0.14 | 2.31 |
| 0.5 | 4.0 | 10.0 | 0.34 | 0.27 | 0.34 | 0.28 | -0.54 | 3.86 |
| 1.0 | 5.0 | 0.0 | 0.33 | 0.25 | 0.32 | 0.25 | -1.44 | -0.24 |
| 1.0 | 5.0 | 7.0 | 0.32 | 0.24 | 0.31 | 0.24 | -1.33 | 2.52 |

표 3.3 제안된 등가 자기회로법과 3D FEM 사이의 결과 비교 ($B_r=1.07$).

Table 3.3 Comparison between equivalent magnetic circuit and 3D FEM ($B_r=1.07$).

| g(mm) | w_f (mm) | l_{oh} (mm) | 해석 결과 | | 3D FEM 결과 | | 오차 | |
|-------|------------|---------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | | | B_m (T) | B_g (T) | B_m (T) | B_g (T) | B_m (%) | B_g (%) |
| 0.5 | 5.0 | 0.0 | 0.95 | 0.75 | 0.95 | 0.75 | -0.85 | -0.74 |
| 0.5 | 5.0 | 7.0 | 0.92 | 0.71 | 0.92 | 0.73 | -0.39 | 2.42 |
| 0.5 | 5.0 | 10.0 | 0.91 | 0.69 | 0.90 | 0.72 | -0.80 | 3.96 |
| 0.5 | 4.0 | 0.0 | 0.95 | 0.78 | 0.95 | 0.78 | -0.47 | -0.73 |
| 0.5 | 4.0 | 7.0 | 0.92 | 0.74 | 0.92 | 0.76 | -0.01 | 2.44 |
| 0.5 | 4.0 | 10.0 | 0.91 | 0.72 | 0.90 | 0.74 | -0.42 | 3.97 |
| 1.0 | 5.0 | 0.0 | 0.87 | 0.67 | 0.86 | 0.67 | -1.44 | -0.21 |
| 1.0 | 5.0 | 7.0 | 0.85 | 0.64 | 0.84 | 0.65 | -1.31 | 2.54 |

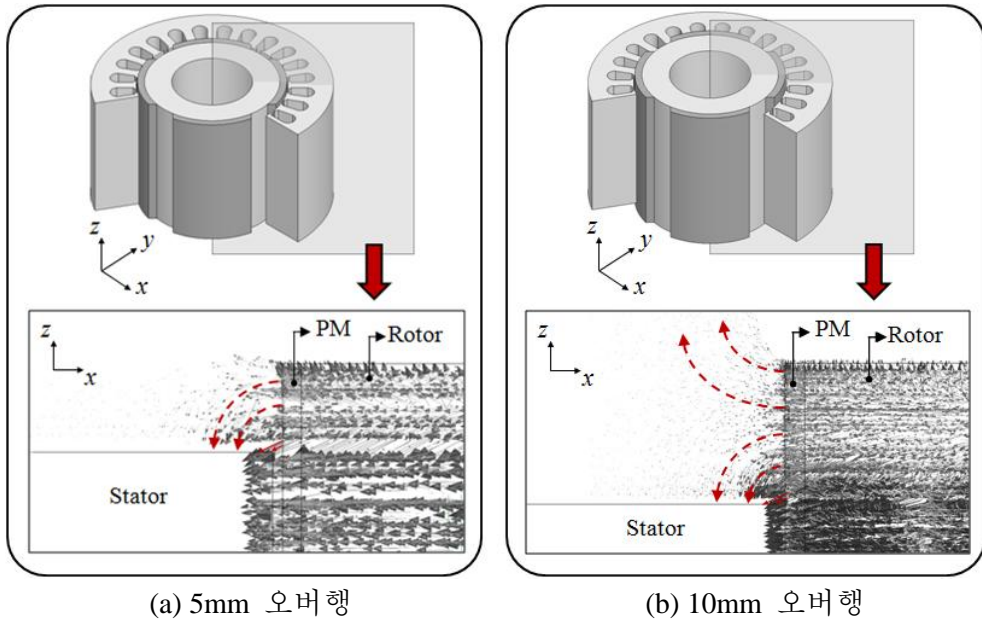


그림 3.7 오버행 길이에 따른 자속의 경로.

Fig. 3.7 Magnetic flux path according to the overhang length.

개선된 등가자기회로법에서, 오버행 구조로부터 발생된 자속의 자로는 circular-arc straight-line permeance model로 모델링 되었다. circular-arc straight-line permeance model은 오버행 구조로부터 발생된 자속이 공극과 고정자로 나아가는 것으로 가정한다. 하지만, 그림 3.7(b)와 같이 특정 길이 이상으로 오버행 길이가 길어지면, 오버행 구조로부터 발생된 자속이 공극과 고정자 이외의 부분으로 나아가게 된다. 더욱이, 오버행 구조로부터 발생된 자속이 공극과 고정자로만 나아가는 것을 가정했던 circular-arc straight-line permeance model과 다른 방향의 자로를 형성하게 된다. 따라서, 표 3.2와 표 3.3으로부터, 오버행 길이가 커질수록 오차가 증가하는 것을 확인 할 수 있다.

한편, 오버행 구조에 의한 오버행 효과는 전동기의 성능을 향상 시키지만, 오버행 구조에 의해 발생된 자속이 모두 성능 향상에 기여하는 것은 아니다. 또한, 전동기의 성능이 오버행 길이에 비례하는 것은 아니다.

즉, 제한된 오버행 길이에서 제안된 등가자기 회로법이 효과적이더라도, 성능을 극대화 시키는데 있어 요구되는 오버행 길이가 제한된다는 점에서 볼 때, 제안된 등가자기 회로법은 초기설계 단계에서 오버행 길이를 선정하는데 있어 유용할 것으로 판단된다.

3.2 FEM을 이용한 해석

본 절에서는, 2D FEM에서 오버행 효과를 고려하는 경험식, 오버행 파라미터(overhang parameter)가 제안된다. 표 3.4는 해석 모델의 사양을 나타낸다. 그림 3.8은 해석 모델의 형상을 나타낸다. 오버행 구조가 회전자의 한 쪽 부분에만 적용되는 경우에는, 회전자의 전체적인 균형을 무너뜨리며 전동기는 비대칭 오버행 구조가 된다. 비대칭 오버행 구조는 축방향으로의 비대칭 질량 분포와 자속밀도 분포를 형성하게 되고, 전동기의 소음뿐만 아니라 베어링 손상의 원인이 되는 불필요한 추력(thrust)을 발생시킨다. 따라서, 비대칭 형상으로부터 발생하는 영향들을 방지하기 위해, 축방향으로 대칭적인 오버행 구조가 해석 모델에 적용된다.

표 3.4 해석 모델의 사양.

Table 3.4 Specifications and dimension of analysis model.

| | |
|-----------------------|-----------------|
| 극 수 | 4 |
| 슬롯 수 | 24 |
| 고정자 내경 / 외경 (mm) | 75 / 120 |
| 회전자 내경 / 외경 (mm) | 40 / 74 |
| 고정자 적층 길이 (mm) | 65 |
| 전기자 전류 (A_{peak}) | 10 ($i_q=10$) |
| 간류 자속밀도 (T) | 0.53 (Ferrite) |

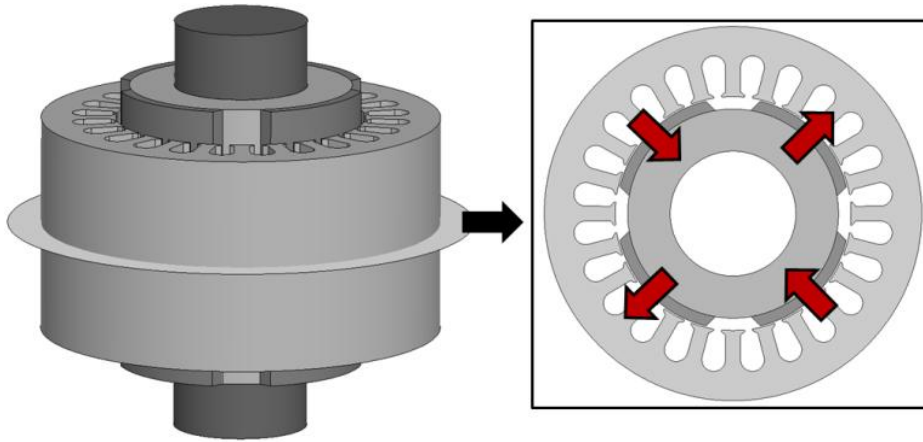


그림 3.8 해석 모델.
Fig. 3.8 The analysis model.

오버행 파라미터는 오버행 구조에 의한 퍼미언스 계수(permeance coefficient)의 변화를 사용한다. 퍼미언스 계수는 감자곡선(demagnetization curve)에서 영구자석의 동작점(operating point)과 관련된 기울기(operating slope)로써, 전동기 설계 시 영구자석의 동작점이 굴곡점(knee point) 이상의 선형구간에 위치하도록 결정하는 중요한 요소이다[62]. 영구자석의 동작점은 영구자석의 형상과 물질 특성뿐만 아니라 영구자석 주변에 놓여 있는 물질들의 특성, 형상, 구조적인 상관관계 또는 구동환경에 따라 변한다. 따라서, 복잡한 구조를 갖는 전동기에서 영구자석의 동작점을 해석적으로 계산하기는 어렵기 때문에, FEM 해석이 필요하다.

한편, 오버행 구조에 의해 공기중으로 노출된 영구자석은 전동기 내부의 영구자석과 비교해 비교적 높은 자기저항 값을 갖게 된다. 따라서, 오버행 구조로부터 영구자석이 감당해야 하는 자기저항 값은 영구자석의 측정위치에 따라 달라지게 되고, 이것으로부터 영구자석의 퍼미언스 계수는 평균 값(average value)의 개념으로 바라 볼 필요가 있다.

그림 3.9는 영구자석의 자화각(magnetization angle) α 를 보여준다. 그림 3.9에서 d 축이 기준축(reference axis)과 일치해야 해석결과의 정확성을 보장할 수 있으며, 이 위치에서 식(3.24)로부터 식(3.26)을 이용해 영구자석의 퍼미언스 계수 P_c 를 계산한다.

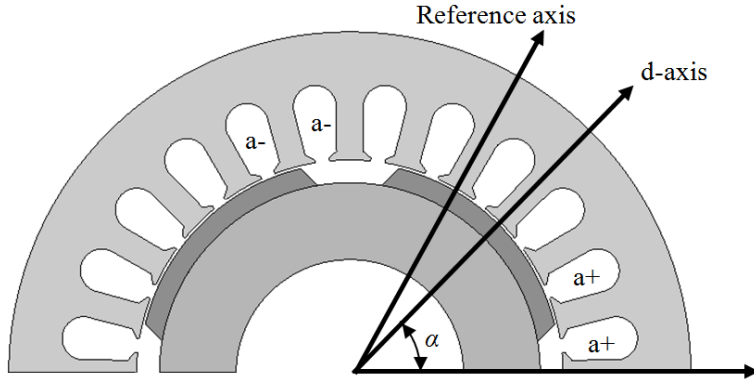


그림 3.9 자화각 α .

Fig. 3.9 Magnetization angle α .

$$B = \frac{\sum_n [B_{x,n} \times \cos(\alpha) + B_{y,n} \times \sin(\alpha)]}{n} \quad (3.24)$$

$$H = \frac{\sum_n [H_{x,n} \times \cos(\alpha) + H_{y,n} \times \sin(\alpha)]}{n} \quad (3.25)$$

$$P_c = -\frac{B}{\mu H} \quad (3.26)$$

여기서,

B_x, B_y : 자속 밀도의 x 축, y 축 성분

H_x, H_y : 자계 강도(magnetic field intensity)의 x 축, y 축 성분

B : 자화방향에서의 자속밀도

H : 자화방향에서의 자계강도

n : FEM에서 영구자석의 요소(element) 수

α : 자화각(magnetization angle)

μ : 투자율(permeability)

이다.

퍼미언스 계수는 전동기의 자기회로에 따라 값이 달라진다. 오버행 구조에 의한 자기회로의 변화는 퍼미언스 계수를 새로운 값으로 만들게 된다. 그림 3.10은 오버행 구조에 의한 퍼미언스 계수의 변화를 보여주며, 영구자석의 자기저항 값이 증가하여 퍼미언스 계수와 함께 동작점이 감소하는 것을 볼 수 있다.

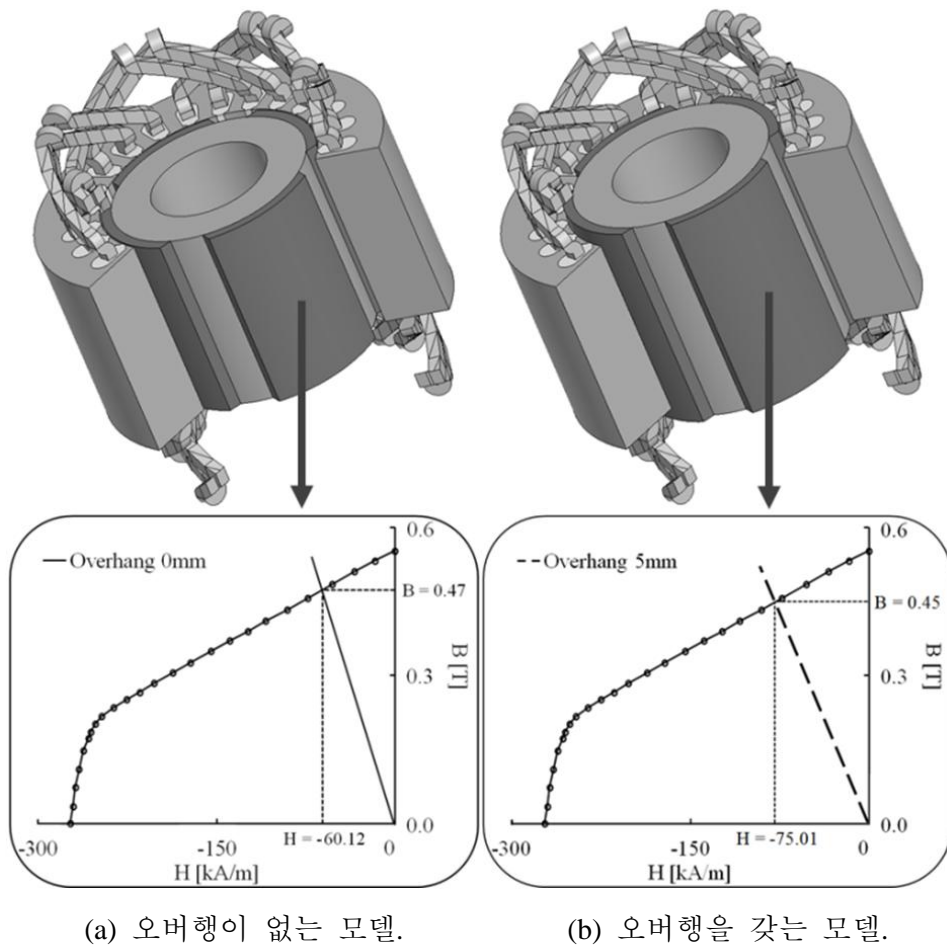


그림 3.10 영구자석의 퍼미언스 계수.
Fig. 3.10 Permeance coefficient of the PM.

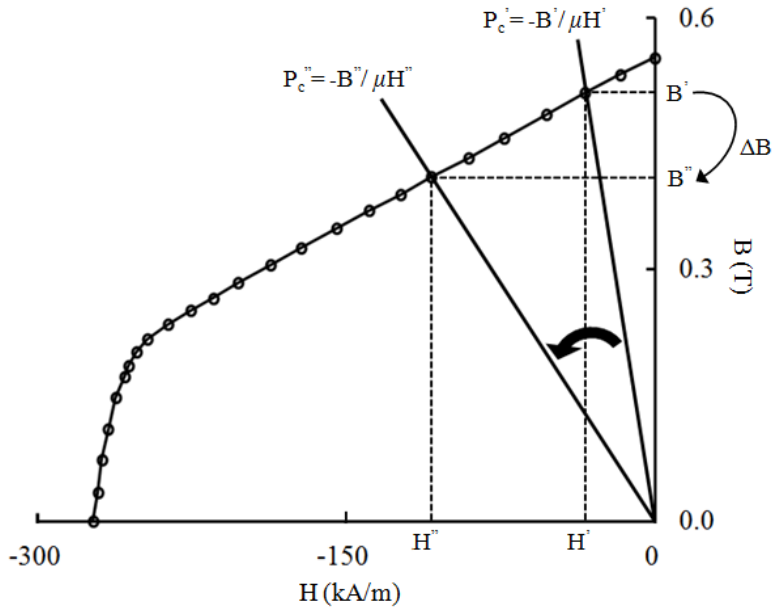


그림 3.11 P_c' 에서 P_c'' 로 퍼미언스 계수의 이동.
 Fig. 3.11 Permeance coefficient P_c' is moved to P_c'' .

그림 3.11에서, 영구자석 동작점의 차이 ΔB 를 식(3.27)로 정의한다.

$$\Delta B = B' - B'' \quad (3.27)$$

여기서, B' 과 B'' 은 FEM 해석을 통해 오버행이 없는 모델과 오버행이 있는 모델에서 한 개의 극으로부터 계산된 평균 동작점을 각각 나타낸다.

식(3.27)에 극 수와 단부권선 인자(factor) w 를 곱해 줌으로써, 오버행 구조에 의한 영구자석의 자기저항 변화를 의미하는 오버행 파라미터 OP 가 식(3.28)과 같이 나타난다. 가령, 오버행 길이가 적층 길이의 10%보다 커지게 되면, 오버행 구조에 의해 발생된 자속이 단부권선으로 직접 쇄교하는 경우가 발생하기 때문에, 단부권선 인자 w 를 이용해 오버행 파라미터를 보정하게 된다.

$$OP = w (\Delta B \times \text{number of poles}), \quad 1 \leq w \leq 1.05 \quad (3.28)$$

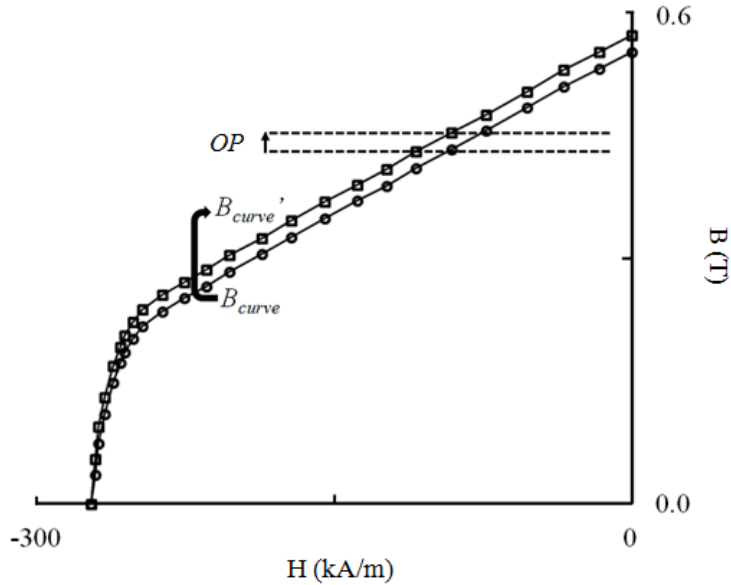


그림 3.12 오버행 파라미터를 이용한 감자곡선의 보정.

Fig. 3.12 The corrected demagnetization curve of the PM.

제안된 방법을 통해, 2D FEM에서 오버행 효과를 고려할 수 있게 된다. 구체적으로, 첫 번째 단계에서 오버행 구조를 갖는 전동기의 동작점 B'' 은 3D FEM의 한 스텝(one step) 해석을 통해 계산하게 된다. 두 번째 단계에서 오버행이 없는 전동기의 동작점 B' 은 2D FEM의 한 스텝 해석을 통해 계산하게 된다. 첫 번째 단계와 두 번째 단계에서 계산된 동작점으로부터, 오버행 파라미터 OP 가 식(3.28)을 통해 얻어진다.

$$B_{curve}' = B_{curve} + OP \quad (3.29)$$

식(3.29)와 같이, 기존의 감자곡선 B_{curve} 에 오버행 파라미터 OP 값을 더해 줌으로써, 2D FEM에서 오버행 효과를 고려하는 감자곡선 B_{curve}' 이 생성된다. 그림 3.12는 오버행 파라미터를 이용하여 보정된 감자곡선을 나타낸다.

그림 3.8의 해석모델을 바탕으로, 제안된 방법을 통해 2D FEM으로부터 계산된 결과와 3D FEM으로부터 계산된 결과를 서로 비교 함으로써

해석 기법의 타당성을 확인하도록 한다. 또한, 서로 다른 오버행 길이에 적용하여 그 결과의 타당성을 검증하였다. 해석 결과는 그림 3.13부터 그림 3.15에 나타나 있고, 이들 결과에 대한 비교는 표 3.5에 나타나 있다.

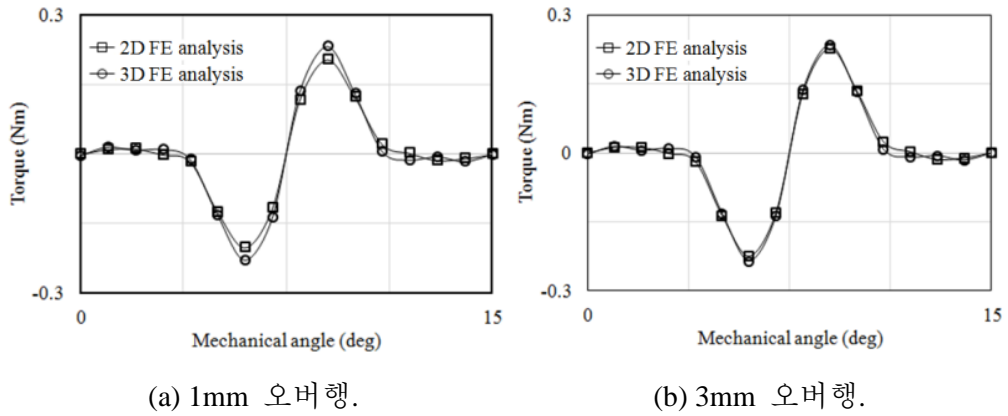


그림 3.13 코깅토크 비교.
Fig. 3.13 Comparison of the cogging torque.

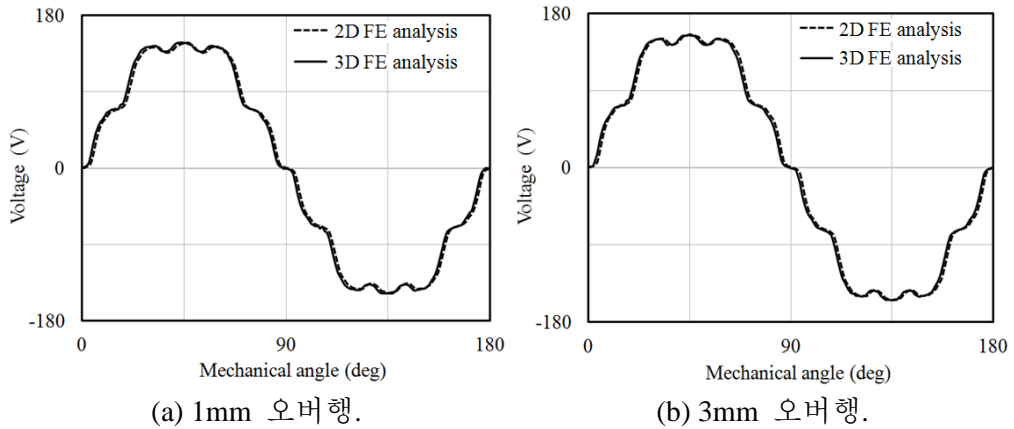
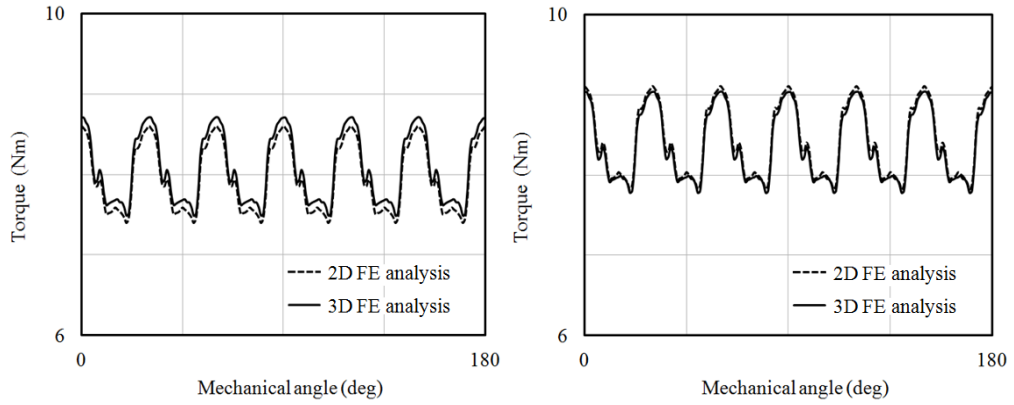


그림 3.14 역기전압 비교.
Fig. 3.14 Comparison of the EMF.



(a) 1mm 오버행.

(b) 3mm 오버행.

그림 3.15 토크 비교.

Fig. 3.15 Comparison of the torque.

표 3.5 특성해석 결과.

Table 3.5 Characteristic analysis results.

| | 2D FEM | | 3D FEM | |
|---------|----------------|------------------|----------------|------------------|
| | T_{ave} (Nm) | EMF_{peak} (V) | T_{ave} (Nm) | EMF_{peak} (V) |
| 0mm 오버행 | 78.9 | 150.0 | 78.7 | 144.7 |
| 1mm 오버행 | 79.6 | 147.2 | 80.7 | 148.5 |
| 3mm 오버행 | 84.3 | 154.9 | 83.7 | 154.5 |

표 3.6 2D FEM에서 잔류 자속 밀도 값의 증분.

Table 3.6 The Increment of remanence flux density in the 2D FEM.

| 오버행 | OP 파라미터 |
|---------|---------|
| 1mm 오버행 | 0.0073 |
| 3mm 오버행 | 0.0368 |

표 3.7 철손해석 결과.

Table 3.7 Iron loss results.

| | 2D FEM | 3D FEM |
|---------|---------------|---------------|
| | Iron loss (W) | Iron loss (W) |
| 0mm 오버행 | 70.2 | 70.4 |
| 1mm 오버행 | 67.4 | 72.8 |
| 3mm 오버행 | 71.2 | 76.8 |

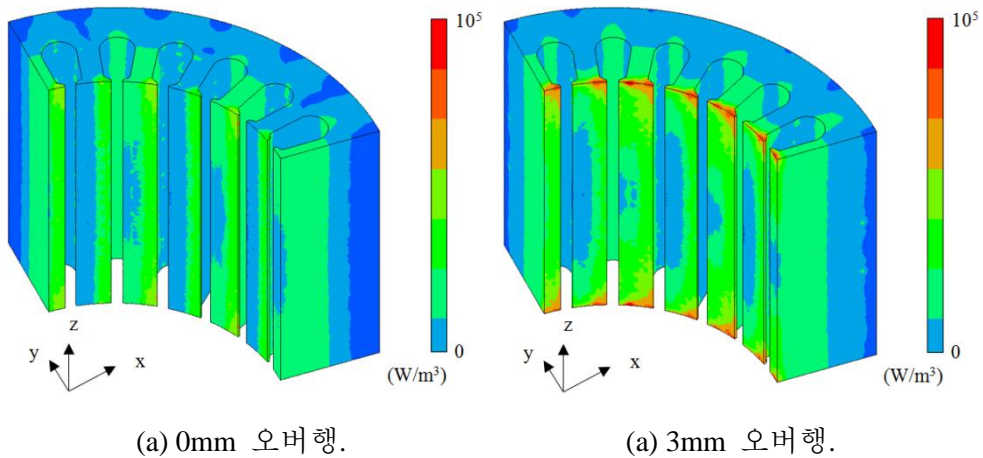


그림 3.16 철손밀도.

Fig. 3.16 Iron loss density.

표 3.6은 2D FEM에서 오버행 효과를 고려하기 위한, 오버행 길이에 따른 오버행 파라미터를 나타낸다. 표 3.5로부터, 오버행 구조가 전동기의 역기전압과 토크를 향상 시켰음을 볼 수 있다. 오버행 구조가 없는 모델과 비교하여, 오버행 길이가 1mm일 때 토크는 약 2.6(%) 증가하였다. 오버행 길이가 3mm일 때 토크는 약 6.8(%) 증가하였다. 3D FEM을 기준으로 해석 결과의 오차는, 오버행 길이가 1mm일 때 토크가 약 1.4(%) 증가, 역기전압이 약 0.9(%) 증가, 오버행 길이가 3mm일 때 토크가 약 0.7(%) 증가, 역기전압이 약 0.2(%)이었다.

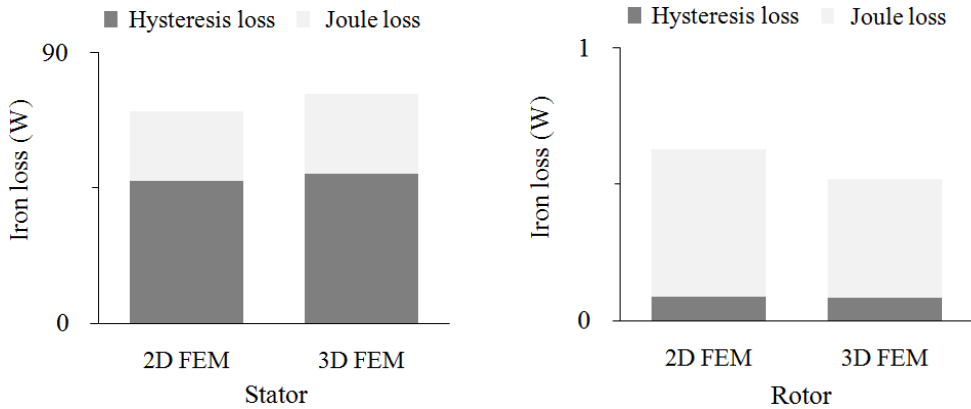


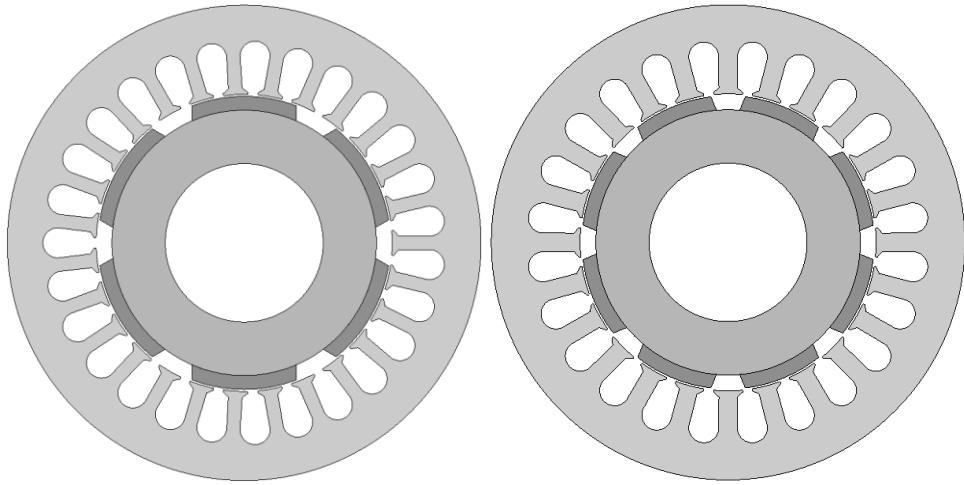
그림 3.17 철손 해석 결과 (3mm 오버행).

Fig. 3.17 Iron loss result in 3mm overhang.

표 3.7은 참고문헌 [65], [66]의 철손(iron loss)해석 방법을 이용하여, 제안된 방법을 통해 2D FEM으로부터 계산된 철손해석 결과와 3D FEM으로부터 계산된 철손해석 결과를 나타낸다. 표 3.7로부터, 오버행 구조가 철손을 증가 시켰음을 볼 수 있다. 오버행 구조가 없는 모델과 비교하여, 오버행 길이가 1mm일 때 철손은 약 3.4(%), 오버행 길이가 3mm일 때 철손은 약 9.1(%) 증가하였다. 그림 3.16은 오버행 길이에 따른 철손밀도 분포를 나타낸다. 오버행 구조로 인한 적층 끝 단에서 공극자속 밀도의 증가로 인하여, 이 부분의 손실이 증가하는 것을 확인 할 수 있다.

3D FEM을 기준으로 철손 해석 결과의 오차는, 오버행 길이가 1mm일 때 약 7.4(%), 오버행 길이가 3mm일 때 약 7.3(%)이었다. 제안된 방법으로부터의 토크와 역기전압 결과에 비해 철손 해석 결과의 오차가 큰 것을 확인 할 수 있다. 이것은 그림 3.17과 같이 제안된 방법을 이용한 철손 해석시, 와전류(eddy current)에 의한 Joule 손실을 정확히 반영하지 못하기 때문에 오차가 증가한 것으로 판단된다.

한편, 그림 3.8의 해석 모델과 동일한 영구자석 형상을 갖는 다른 극수, 슬롯 수의 조합으로 제안된 방법을 적용하였다. 그림 3.18은 해석 모델의 형상을 나타낸다.



(a) 6극 27슬롯.

(b) 8극 24슬롯.

그림 3.18 해석 모델.

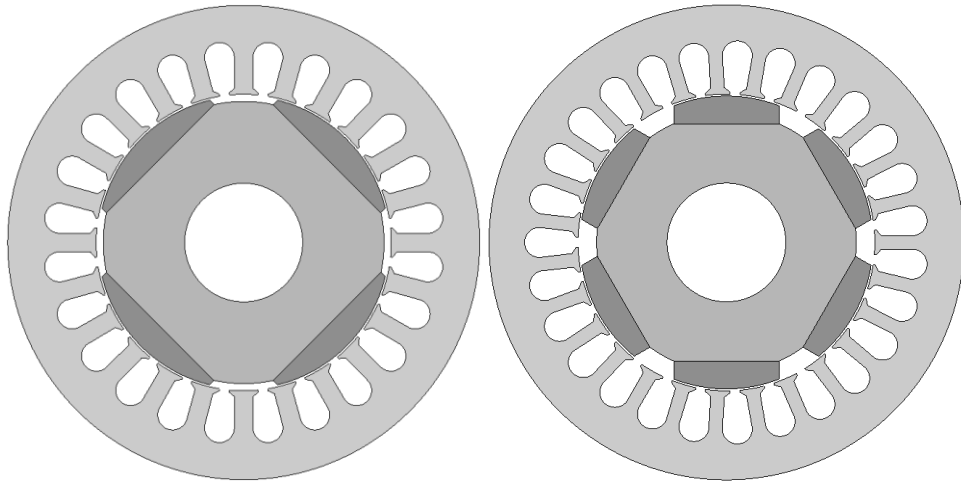
Fig. 3.18 Analysis model.

표 3.8 극 수, 슬롯 수 조합에 따른 2D FEM과 3D FEM의 결과 비교.

Table 3.8 Comparison between 2D and 3D FEM with different poles and slots.

| | | 2D FEM | | 3D FEM | |
|------------|---------|----------------|------------------|----------------|------------------|
| | | T_{ave} (Nm) | EMF_{peak} (V) | T_{ave} (Nm) | EMF_{peak} (V) |
| 6극 27슬롯 | 0mm 오버행 | 88.4 | 161.1 | 88.1 | 160.5 |
| | 1mm 오버행 | 90.4 | 164.2 | 90.3 | 164.6 |
| | 3mm 오버행 | 96.2 | 174.9 | 94.5 | 171.6 |
| 8극 24슬롯 | 0mm 오버행 | 84.5 | 146.2 | 84.2 | 145.8 |
| | 1mm 오버행 | 86.2 | 149.1 | 86.3 | 149.3 |
| | 3mm 오버행 | 93.3 | 160.8 | 90.3 | 156.0 |

표 3.8로부터 제안된 방법은 다른 극 수, 슬롯 수의 서로 다른 오버행 길이의 조합에서도 큰 오차없이 오버행 효과를 반영하는 것을 확인 할 수 있다.



(a) 4극 24슬롯.

(b) 6극 27슬롯.

그림 3.19 해석 모델.

Fig. 3.19 Analysis model.

표 3.9 극 수, 슬롯 수 조합에 따른 2D FEM과 3D FEM의 결과 비교.

Table 3.9 Comparison between 2D and 3D FEM with different poles and slots.

| | | 2D FEM | | 3D FEM | |
|------|---------|----------------|------------------|----------------|------------------|
| | | T_{ave} (Nm) | EMF_{peak} (V) | T_{ave} (Nm) | EMF_{peak} (V) |
| 4극 | 1mm 오버행 | 8.1 | 157.9 | 8.1 | 161.7 |
| 24슬롯 | 3mm 오버행 | 8.6 | 166.9 | 8.5 | 168.8 |
| 6극 | 1mm 오버행 | 9.9 | 179.7 | 9.7 | 177.5 |
| 27슬롯 | 3mm 오버행 | 10.3 | 186.3 | 10.1 | 185.0 |

또한, 그림 3.19와 같이 영구자석과 회전자의 형상이 다른 해석 모델에 제안된 방법을 적용하였다. 표 3.9로부터 다른 극 수, 슬롯 수의 서로 다른 오버행 길이의 조합에서, 전동기의 형상이 달라지더라도, 제안된 방법이 큰 오차없이 오버행 효과를 반영하는 것을 확인 할 수 있다.

3.3 오버행 효과를 고려한 설계

오버행 구조에 의한 오버행 효과를 분석하기 위하여, 그림 3.20의 해석 모델이 적용된다. 표 3.10은 해석 모델의 사양을 나타낸다.

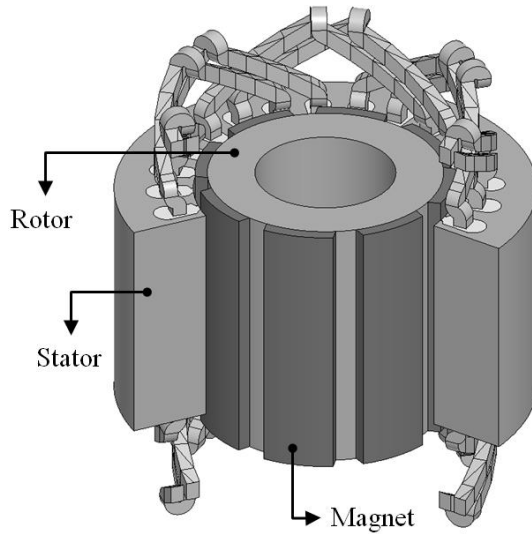


그림 3.20 해석 모델.

Fig. 3.20 The analysis model.

표 3.10 해석 모델의 사양.

Table 3.10 Specifications and dimension of analysis model.

| | |
|------------------|----------------|
| 극 수 | 8 |
| 슬롯 수 | 24 |
| 고정자 내경 / 외경 (mm) | 75 / 120 |
| 회전자 내경 / 외경 (mm) | 40 / 74 |
| 고정자 적층 길이 (mm) | 65 |
| 잔류 자속밀도 (T) | 0.52 (Ferrite) |

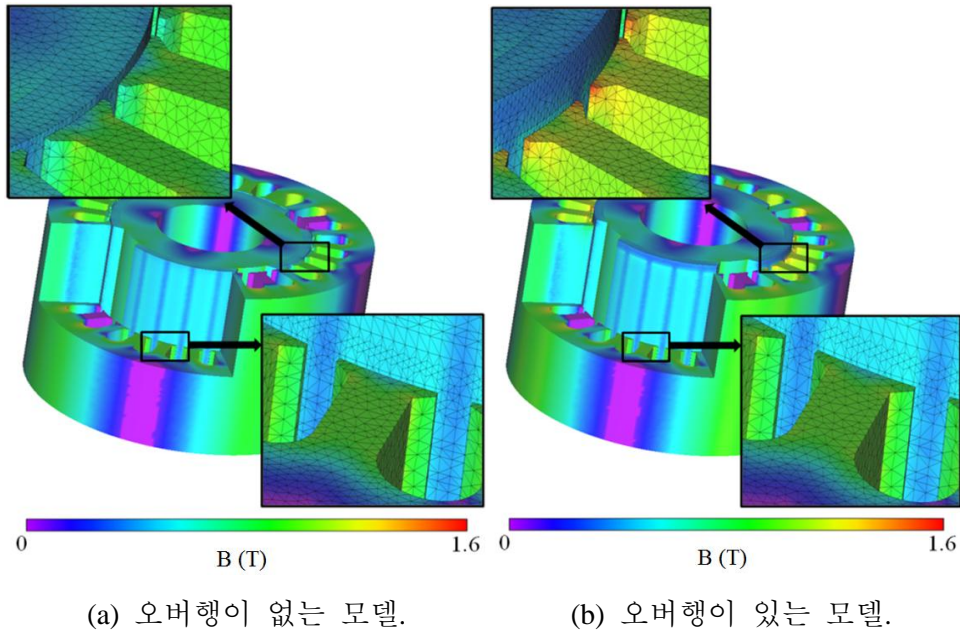
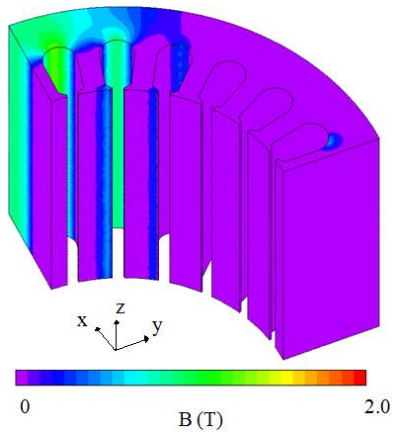


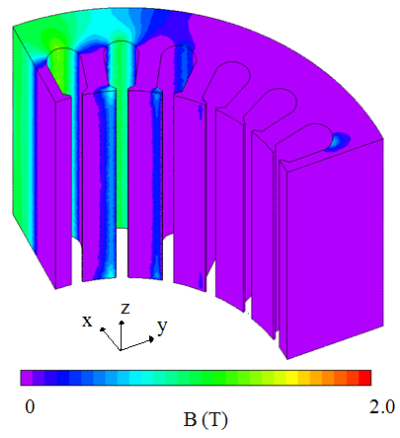
그림 3.21 오버행 효과에 의한 적층 끝 단에서의 공극자속 증가.

Fig. 3.21 An increase of air-gap flux at the stack end by overhang effect.

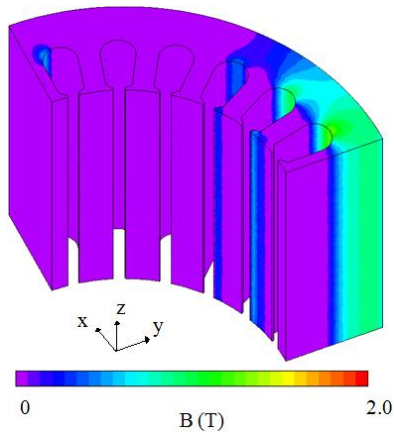
오버행 구조는 적층 구간 밖으로 돌출된 영구자석으로부터 추가적인 자속을 발생시키며, 그림 3.21과 같이 공극자속 밀도를 증가시킨다. 오버행 구조에 의한 오버행 효과를 분석하기 위해서는 추가적으로 발생된 자속이 x, y, z 방향 성분으로 분리될 필요가 있다. 그림 3.22는 오버행 구조의 여부에 따른 x, y, z 방향에서의 자속밀도 분포를 나타낸다. 오버행 구조를 갖는 RFPM 전동기에서, 축방향에 해당하는 z 방향을 따라 추가적으로 발생된 자속이 지배적이고, 이 성분으로부터 그림 3.16과 같이 전동기의 손실 특성이 달라짐을 알 수 있다.



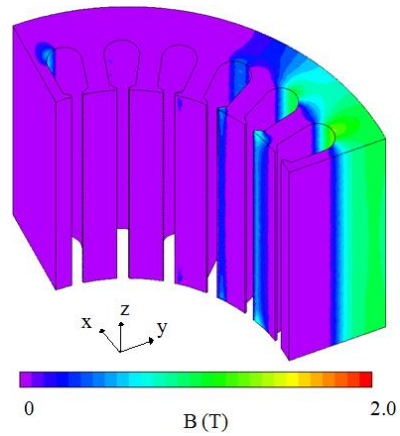
(a)



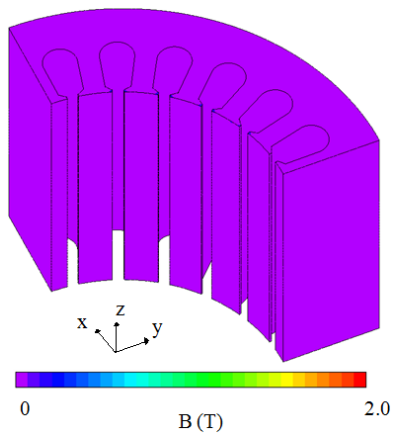
(b)



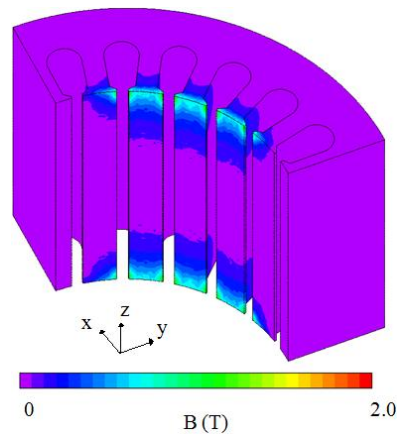
(c)



(d)



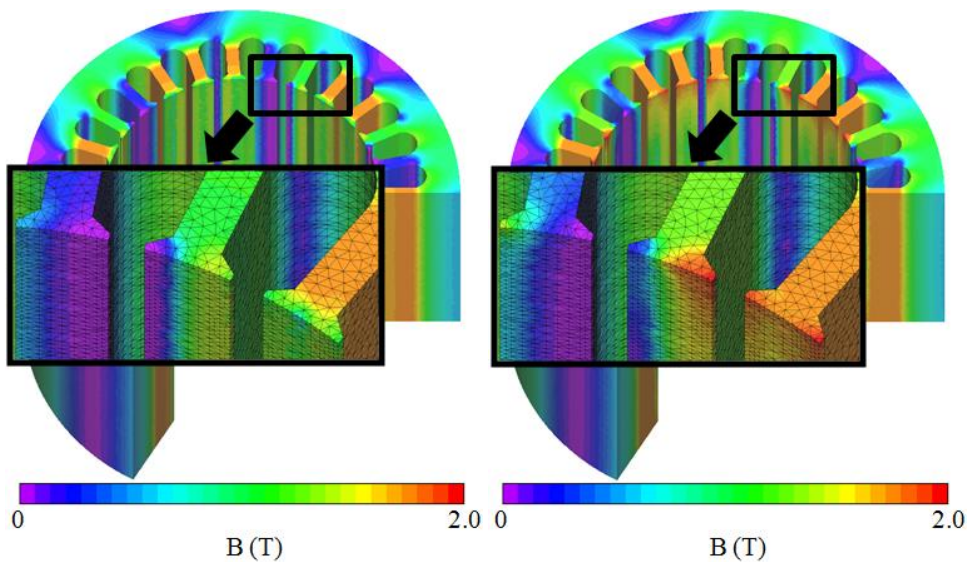
(e)



(f)

그림 3.22 자속밀도 분포의 방향 성분 비교. (a) 오버행이 없는 모델에서 자속밀도 분포의 x 방향 성분. (b) 7mm 오버행을 갖는 모델에서 자속밀도 분포의 x 방향 성분. (c) 오버행이 없는 모델에서 자속밀도 분포의 y 방향 성분. (d) 7mm 오버행을 갖는 모델에서 자속밀도 분포의 y 방향 성분. (e) 오버행이 없는 모델에서 자속밀도 분포의 z 방향 성분. (f) 7mm 오버행을 갖는 모델에서 자속밀도 분포의 z 방향 성분.

Fig. 3.22 The comparison of magnetic flux density in x -, y -, and z -direction.



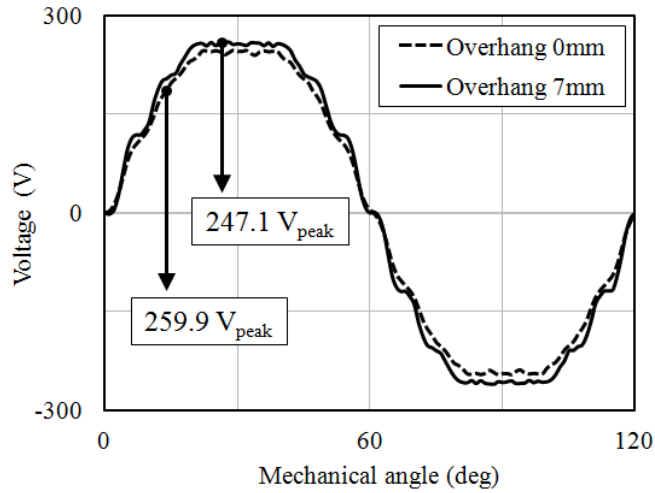
(a) 오버행이 없는 전동기에서 고정자의 자속밀도 분포.

(b) 오버행이 있는 전동기에서 고정자의 자속밀도 분포.

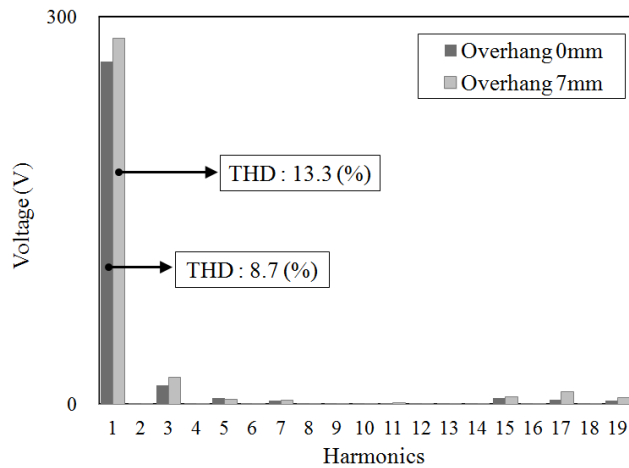
그림 3.23 오버행 효과에 의한 적층 끝 단에서의 자속밀도 분포.

Fig. 3.23 Magnetic flux density distribution at the end of stack by overhang.

가령, 그림 3.23처럼 오버행 구조에 의한 자기적인 포화로 인하여, 회전자 위치에 따른 쇄교(flux linkage)량이 균일하지 않다면, 역기전압 파형이 왜곡 될 수 있다. 그림 3.24는 오버행 구조에 의해 역기전압의 크기가 증가 하였지만, 과도한 포화로 인하여 파형의 왜곡이 발생했음을 나타낸다.



(a) 역기전압.



(b) 역기전압의 THD.

그림 3.24 오버행 구조의 여부에 따른 무부하 특성.

Fig. 3.24 No load characteristics in the motor with and without overhang structure.

한편, 영구자석은 특정한 환경에서, 영구자석의 자기적인 성질을 일부 혹은 전부를 잃을 수 있다[62]. 영구자석의 자기적인 성질을 변화시키는데 필요한 에너지는 영구자석의 재질에 따라 달라진다[5]. 일반적으로, 페라이트 자석의 최대 에너지적(maximum energy product)은 희토류 자석의

약 10%) 정도로 알려져 있다[14]. 따라서, 페라이트 자석의 보자력과 잔류자속 밀도는 희토류 자석의 보자력과 잔류자속 밀도에 비해 훨씬 작다 [5]. 특히, 낮은 보자력을 갖는 페라이트 자석을 사용하여 전동기를 설계하는 경우에는, 불가역 감자가 초기설계 단계에서 반드시 고려되어야 한다.

불가역 감자는 영구자석의 동작 온도 변화에 의한 열 감자와 외부 자계에 의한 반자계 감자로 나눌 수 있다[5].

영구자석의 동작점은 영구자석의 동작 온도에 민감하며, 영구자석의 동작 온도가 변화하면 영구자석의 동작점은 달라지게 된다. 그림 3.25에서, 영구자석의 동작 온도가 20°C에서 80°C로 상승하게 되면, 잔류자속 밀도 값은 감소($B_r \rightarrow B_r'$)하게 되고 보자력은 상승($H_c \rightarrow H_c'$)하게 되며 감자곡선 역시 온도에 따라 달라지게 된다. 그림 3.25와 같이, 고온(80°C)에서의 동작점이 굴곡점(knee point) 위에 있는 경우에는, 다시 냉각이 된 상태(80°C→20°C)에서 본래의 동작점으로 돌아오게 되고, 이러한 경우를 가역상태(reversible state)라고 한다.

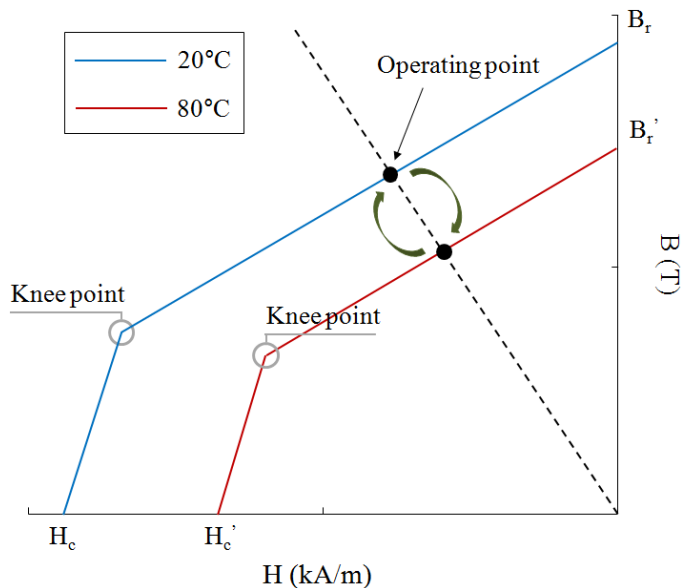


그림 3.25 온도 변화에 의한 감자곡선의 가역 특성.

Fig. 3.25 Reversible characteristic of demagnetization curve by temperature change.

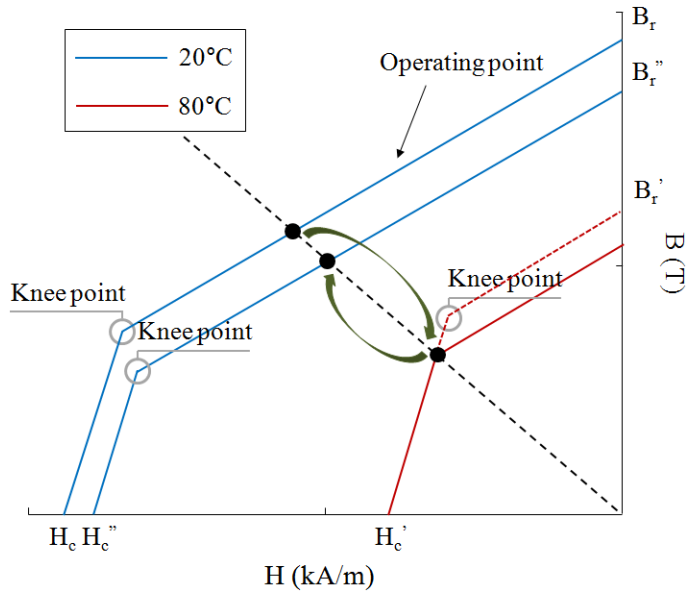


그림 3.26 온도 변화에 의한 감자곡선의 불가역 특성.

Fig. 3.26 Irreversible characteristic of demagnetization curve by temperature change.

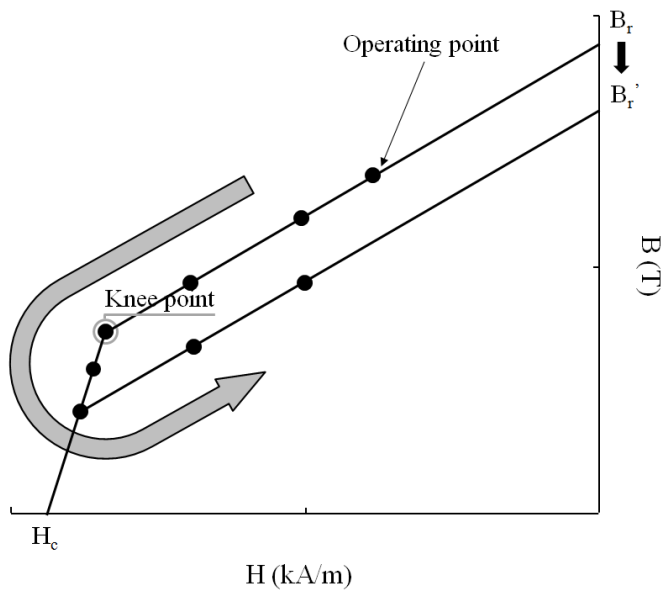


그림 3.27 외부 자계에 의한 감자곡선의 불가역 특성.

Fig. 3.27 Irreversible characteristic by applied magnetic field.

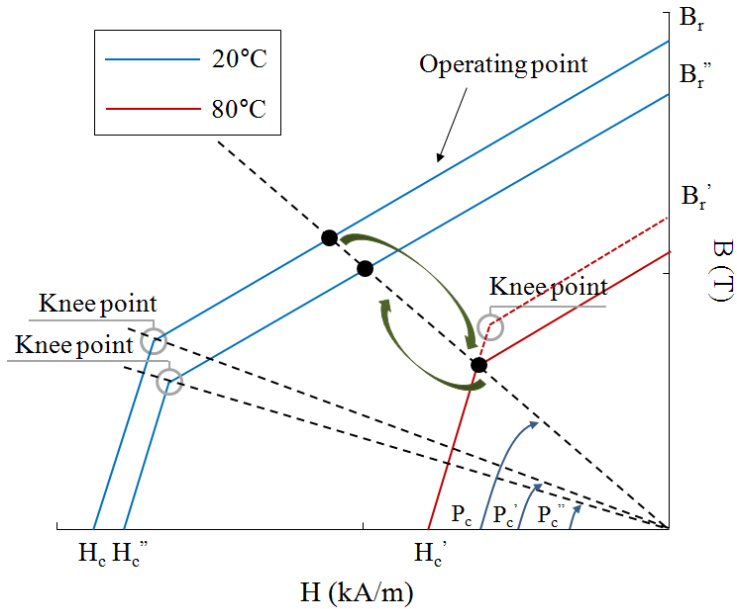


그림 3.28 열감자에 의한 영구자석 굴곡점의 변화.

Fig. 3.28 The change of knee point of by thermal demagnetization.

가령, 그림 3.26과 같이, 영구자석의 동작 온도가 20°C에서 80°C로 상승하게 될 때, 고온(80°C)에서의 동작점이 굴곡점(knee point) 아래에 있는 경우에는, 다시 냉각이 된 상태(80°C→20°C)에서 본래의 동작점으로 돌아오지 못하게 되고, 이러한 경우를 불가역상태(irreversible state) 혹은 열감자라고 한다.

한편, 반자계 감자는 약자속(field weakening flux)과 같은 반자계(demagnetizing field)가 제거될 때 영구자석 본래의 감자곡선으로 되돌아가지 못하는 자화(magnetization)의 손실로써 정의한다[67]. 이러한 손실은 열 감자와 마찬가지로 영구자석의 동작점이 감자곡선의 굴곡점 이하로 떨어질 때 발생하게 된다. 그림 3.27에서 외부에서 인가된 자계가 증가하여, 영구자석의 동작점이 굴곡점 아래에 있는 경우에는, 외부에서 인가된 자계가 제거될 때 본래의 잔류자속 밀도 값 B_r 로 되돌아 가지 못하고, 이보다 낮은 잔류 자속밀도 값 B_r' 로 감소하기 때문에, 이것은 반자계에 의한 영구자석의 불가역 감자를 나타낸다.

영구자석의 불가역 감자는 역기전압 크기를 측정함으로써 불가역 감자

의 여부를 추정할 수 있다[5]. 역기전압의 최대 값은 전동기의 속도와 영구자석의 잔류자속 밀도 값에 좌우된다. 영구자석의 불가역 감자가 발생하게 되면 영구자석의 잔류 자속밀도 값은 감소하게 되고, 역기전압의 최대값 역시 감소하게 된다. 영구자석의 불가역 감자 여부는 역기전압 크기의 변화를 통해 추정할 수 있지만, 영구자석에서 감자된 영역의 분포나 수준(level)은 역기전압을 통해 계산할 수 없는 문제점이 있다.

또한, 영구자석의 불가역 감자는 식(3.26)의 퍼미언스 계수를 사용하여 불가역 감자의 여부를 추정할 수 있다. 그림 3.28에서 감자곡선의 굴곡점을 기준으로, 불가역 감자가 예상되는 부분의 퍼미언스 계수 값을 조사하여, 감자된 영역의 분포와 수준을 계산할 수 있다. 하지만, 불가역 감자 이후에는 자기적인 성질의 변화에 의해, 굴곡점을 기준으로 하는 퍼미언스 계수가 새로운 값으로($P_c' \rightarrow P_c''$) 변하기 때문에, 퍼미언스 계수를 통해서서는 불가역감자를 고려 할 수 없는 문제점이 있다.

영구자석의 불가역 감자 여부와 함께 감자된 영역의 분포와 수준을 동시에 고려하기 위해, 감자비(demagnetization ratio) D_r 을 식(3.30)과 같이 정의한다.

$$D_r = \left(1 - \frac{B_{\text{after}}}{B_{\text{before}}} \right) \quad (3.30)$$

여기서, B_{before} 는 외부자계가 인가되지 않은 상태에서의 영구자석 잔류자속 밀도 값이고, B_{after} 는 불가역 감자 이후의 영구자석 잔류자속 밀도 값이다. 감자비를 통해 감자된 영역의 분포와 수준뿐만 아니라 불가역 감자 이후의 자기적인 성질의 변화까지 수치적인 값으로 표현할 수 있다.

한편, SPM 전동기는 영구자석이 회전자의 표면에 부착되기 때문에, 고정자 권선에 의해 발생하는 열과 전기자 반작용에 직접적으로 노출되기 때문에 불가역 감자에 불리하다 [5]. 오버행 구조는 영구자석의 자기저항을 변화시켜, 적층 끝 단에 노출된 영구자석의 동작점이 내부에 감춰진 영구자석에 비해 상대적으로 낮아지는 특성을 갖게 한다. 더욱이, 오버행

구조를 갖는 SPM 전동기에 보자력이 낮은 페라이트 자석을 사용하여 약자속 제어가 적용될 때, 적층 끝 단에 노출된 영구자석이 불가역 감자에 불리해진다. 따라서, 낮은 보자력과 잔류 자속밀도 값을 갖는 페라이트 자석의 물질 특성뿐 만 아니라 오버행 부분(overhang part)에서의 동작점이 낮아지는 환경적인 요소 때문에, 오버행 구조를 갖는 SPM 전동기의 설계 단계에서 영구자석의 불가역 감자가 고려되어야 한다. 그림 3.29는 오버행 구조에 의한 영구자석의 불가역 감자를 나타낸다. 표 3.11은 그림 3.29의 구동 조건을 나타낸다.

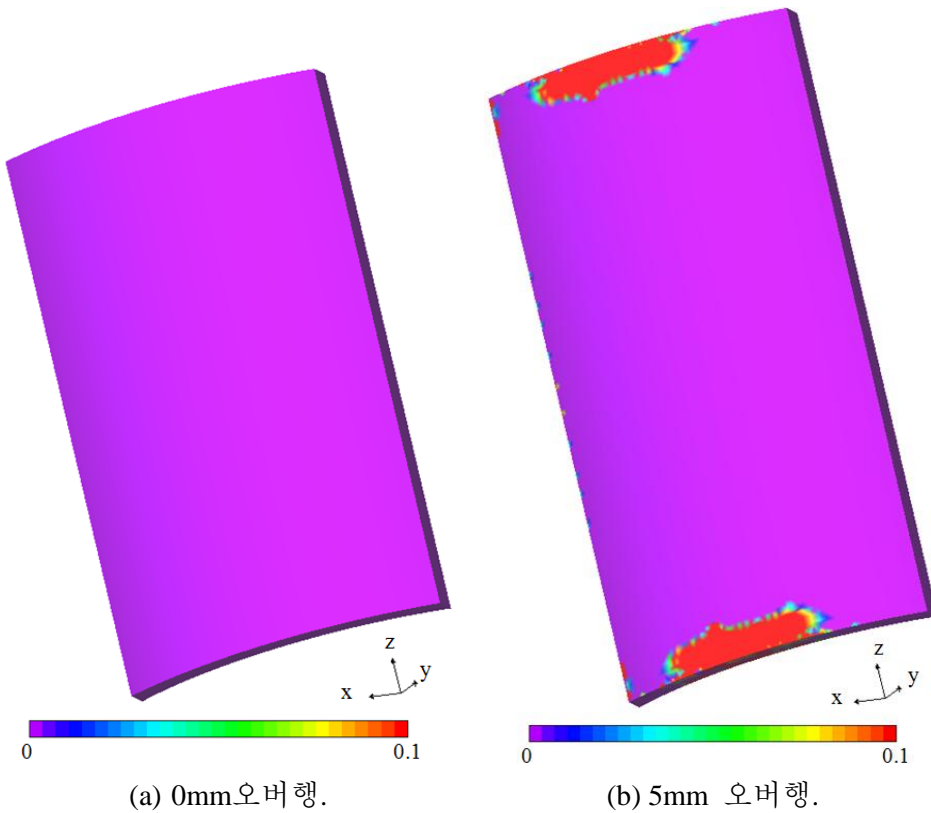


그림 3.29 영구자석의 감자비.
Fig. 3.29 Demagnetization ratio of PM.

표 3.11 해석 모델의 구동 조건.

Table 3.11 Driving condition of analysis model.

| | |
|-----------------------|----|
| 전기자 전류 (A_{peak}) | 12 |
| 전류 위상각 (deg) | 75 |

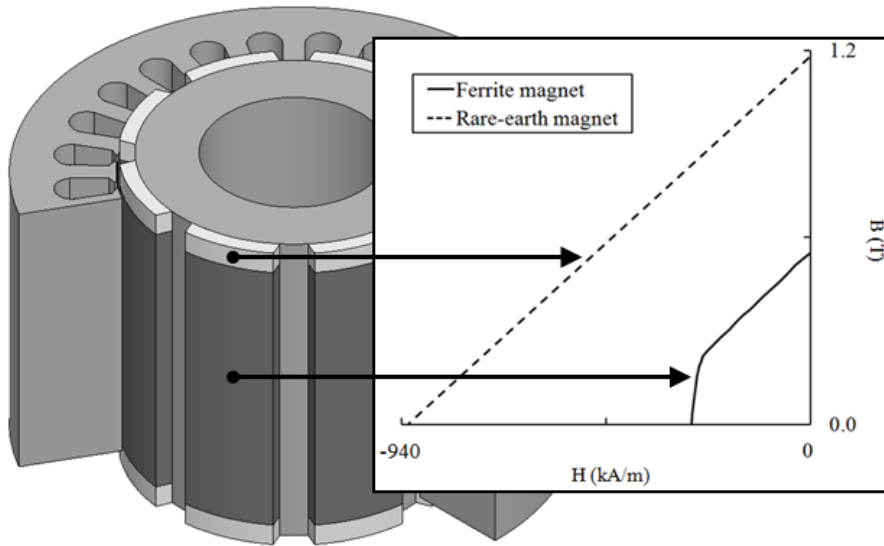


그림 3.30 제안된 오버행 구조.

Fig. 3.30 The proposed structure.

희토류 자석의 보자력은 큰 반자계(large demagnetizing field)를 허용할 만큼 충분히 크다[67]. 따라서, 희토류 자석은 음의 d 축 전류를 사용하여 약자속 제어를 하는 가변속 전동기에 적용되어 왔다[5], [6], [65], [66]. 가령, 보자력이 낮은 페라이트 자석이 음의 d 축 전류를 사용하는 SPM 전동기에 사용된다면, 설계 시 영구자석의 불가역 감자를 방지하는 것은 중요한 부분이다.

따라서, 오버행 구조를 갖는 SPM 전동기의 영구자석 불가역 감자를 줄이는 새로운 구조가 제안된다. 그림 3.30은 제안된 오버행 구조를 나타낸다. 그림 3.31과 같이 영구자석의 주 자석 부분은 페라이트 자석을 사

용하고, 오버행 부분은 보자력이 높은 희토류 자석을 사용함으로써, 오버행 구조에서 적층 끝단에 노출되는 영구자석이 불가역 감자에 불리한 문제를 해결할 수 있고, 페라이트 자석만을 사용하는 오버행 구조에 비해 더 큰 성능 향상을 기대할 수 있게 된다. 또한, 페라이트 자석에 비해 가격이 비싼 희토류 자석을 오버행 부분에만 적용함으로써, 제작 비용의 증가를 줄일 수 있는 장점이 있다.

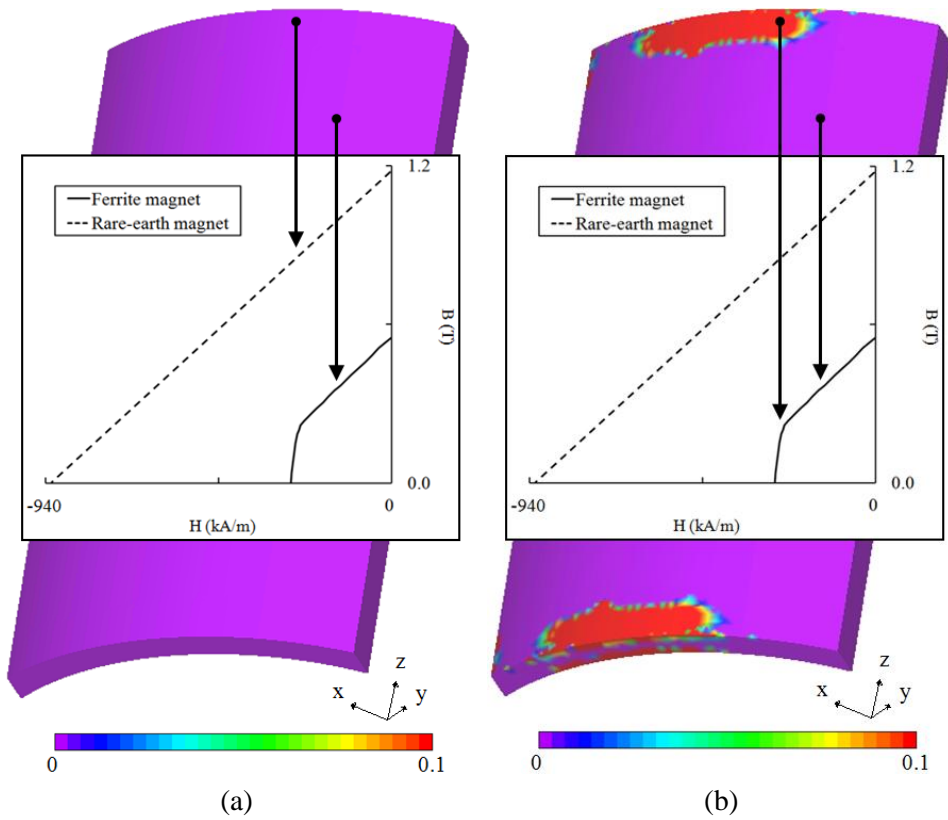


그림 3.31 오버행 구조에 따른 감자비의 비교. (a) 페라이트 자석과 희토류 자석을 사용하는 제안된 오버행 구조. (b) 페라이트 자석만을 사용하는 기존의 오버행 구조.

Fig. 3.31 The comparison of demagnetization ratio according to materials.

제 4 장 AFPM 전동기의 오버행 효과

본 절에서는, RFPM 전동기에 적용되어 왔던 오버행 구조를 AFPM 전동기에 적용함으로써, 전자기적 특성에 미치는 영향에 대해 살펴보고 최적의 성능을 발휘할 수 있는 구조를 제시한다. 또한, AFPM 전동기의 설계 시 사용되어 왔던 quasi-3D FEM[40]-[43]에서 영구자석에 비해 고정자와 회전자 돌출될 때, 이 방법을 적용할 수 없는 문제점을 제시하고, 이를 극복할 수 있는 개선된 quasi-3D FEM을 제안한다.

4.1 Quasi-3D FEM

수치해석 기반의 상용 소프트웨어 개발로 인하여, FEM을 이용한 전기기기의 해석 및 설계가 전동기 분야에서 이루어지고 있다[5], [40]. FEM은 전동기의 자기 포화(magnetic saturation)와 같은 비선형 특성을 고려하여 해석의 정확성을 보장하지만, 기하학적 구조가 3차원인 문제에 있어 계산시간이 많이 걸린다는 단점을 가지고 있다[40], [43].

한편, AFPM 전동기는 3차원적인 구조에 의해 3D FEM에 의한 해석이 필수적이다 [43]. 하지만, 계산 시간이 오래 걸리는 3D FEM이 AFPM 전동기의 초기 설계 단계부터 적용되는 것은 비효율적이다. 따라서, quasi-3D FEM이 AFPM 전동기의 설계에 적용되어 왔다[39]-[43].

Quasi-3D FEM은 AFPM 전동기를 충분한 양의 독립된 계산 영역(computation plane)으로 분할하여 해석한다. Quasi-3D 모델링의 관점에서 볼 때 AFPM 전동기는 단부효과가 없는 여러 개의 선형기가 병렬로 연결된 것처럼 보거나 혹은 서로 다른 반경을 갖는 다수의 AFPM 전동기로 구성된 것처럼 볼 수 있다.

그림 4.1은 3차원적인 기하학적 구조를 갖는 AFPM 전동기를, quasi-3D FEM에서 사용될 2차원적인 기하학적 구조로 변환하는 방법을 나타낸다. 더욱이, 분할된 각각의 영역을 해석한 뒤 계산된 영역으로부터의 결과값들을 조립해 전동기의 전체적인 성능을 구성하게 된다. 이러한 방법을

가리켜 quasi-3D FEM 혹은 quasi-3D 모델링이라고 한다[39]-[43].

한편, 그림 4.2와 같이 AFPM 전동기는 방사방향을 따라 구조가 확장되는 형태를 갖는다[66]. AFPM 전동기에서 권선을 감는 공간을 최대한 활용하기 위해 슬롯을 평행한 형태로 만들게 되면, 고정자 내경과 외경에서의 슬롯피치(slot pitch)에 대한 극호각(pole arc)의 비율 값이 일정하지 않게 된다 [68], [69]. 더욱이, 고정자 내경에서의 치(teeth) 길이 α_1 에 대한 영구자석의 극호각 β_1 의 비율 값 α_1/β_1 이, 고정자 외경에서의 치 길이 α_2 에 대한 영구자석의 극호각 β_2 의 비율 값 α_2/β_2 과 서로 다르게 된다. 이때 α_1/β_1 값이 α_2/β_2 값보다 크게 되고, 이러한 부분은 고정자 내/외경에서의 누설자속이나 포화도에 대해 영향을 미치게 된다.

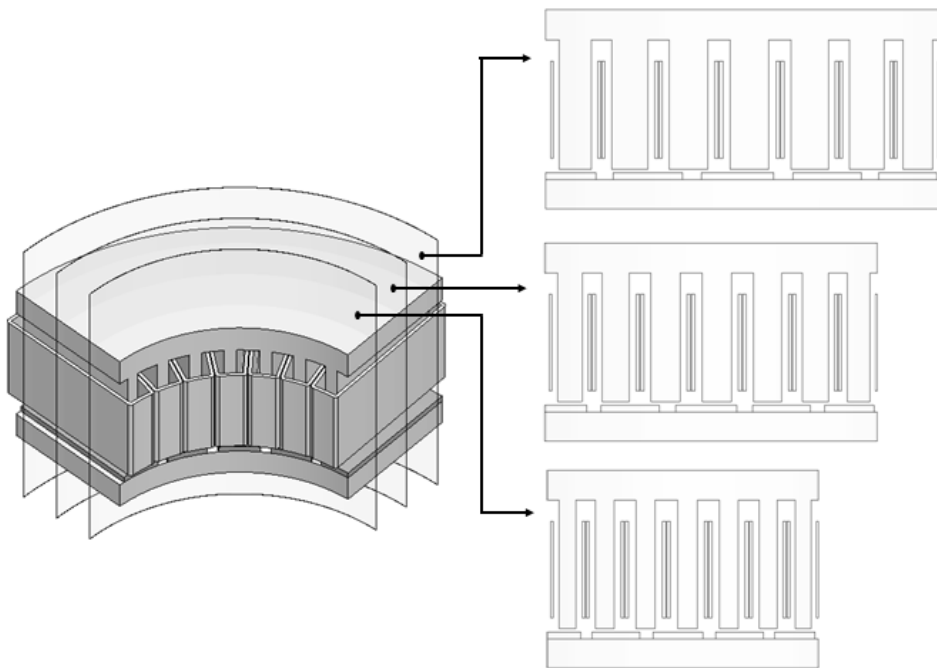


그림 4.1 3차원적인 기하학적 구조를 갖는 AFPM 전동기를 quasi-3D FEM에서 사용될 2차원적인 기하학적 구조로 변환하는 방법.

Fig. 4.1 Method of transforming the 3D geometry of AFPM motor to a 2D geometry which can be used in quasi-3D FEM.

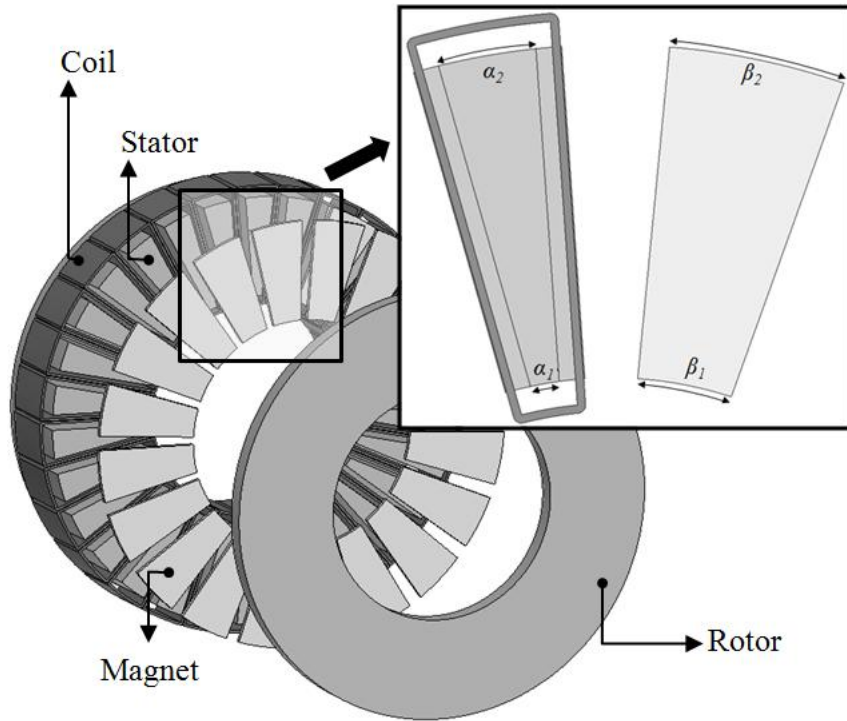


그림 4.2 AFPM 전동기.

Fig. 4.2 AFPM motor.

따라서, quasi-3D FEM에서 전동기의 평균반경(average radius)을 기준으로, 단 하나의 계산 영역으로 AFPM 전동기를 해석하는 방법은 계산의 정확성을 떨어뜨리게 된다[40]. 이러한 접근 방법은 반경에 따른 전동기 내에서의 포화도가 균등하거나 혹은 극 호각에 대한 극피치의 비율 값(pole arc to pole pitch ratio)이 고정자의 반경에 따라 일정하다면 전동기의 성능을 예측하는데 있어 신뢰 할 수 있다. 가령, 극 호각에 대한 극피치의 비율 값이 고정자의 반경에 따라 변화한다면, 추정된 역기전압 파형의 기본파 성분과 고조파 성분이 달라질 수 있기 때문에 오차를 가져올 수 있다. 더욱이, 고정자 권선의 사양을 결정하는데 있어 이러한 특성은 요구하는 역기전압 크기와 THD를 얻기 위해 반드시 고려해야 할 사항이 된다.

Quasi-3D FEM에서 전동기의 평균반경을 기준으로 해석하는 방법의 또

하나의 문제점은 철손(iron loss)을 고려하는 경우에 발생한다. 이러한 문제점은 고정자 내경과 외경에서의 치 길이에 대한 영구자석 극호각의 비율 값이 서로 다른 점으로 인하여, 치 자속밀도의 최대값이 고정자의 내경과 외경에서 발생하기 때문이다. 이 부분은 영구자석의 형상과 관련이 있으며, 또한 극 호각에 대한 극피치의 비율 값과 관련이 있다. 이런 경우에는, 철손이 자속밀도에 대한 비선형 함수이기 때문에, AFPM 전동기를 여러 개의 독립된 계산 영역에 대해 철손을 계산하는 것과 같이 quasi-3D FEM의 계산 영역을 분리할 필요가 있다.

따라서, quasi-3D FEM을 AFPM 전동기에 효과적으로 적용하기 위해서는 전동기의 전반적인 자속밀도 분포를 고려하여 충분한 양의 독립된 계산 영역으로 분할해야 한다. 이것은 반경 방향에 따라 영구자석의 형상이 변하거나 치의 두께가 변화하는 것 뿐만 아니라 영구자석의 스큐(skew)를 고려할 수 있는 장점이 있다.

비록 AFPM 전동기가 근본적으로 3차원적인 문제이긴 하나 적층방향으로 흐르는 자속이 없다는 것을 가정할 때, 기본적인 파라미터 값들이 전동기의 반경과 관련하여 선형적으로 변화하고, 계산 값들이 전반적으로 전동기의 반경에 독립적이기 때문에, 각각의 계산 영역에서의 결과값들을 종합하는 것으로부터 전동기의 전체적인 성능을 얻을 수 있다.

그림 4.3은 quasi-3D FEM에서 사용되는 설계변수를 나타낸다. Quasi-3D FEM에서 적층길이 l_{st} 는 식(4.1)과 같이 나타낸다.

$$l_{st} = R_{out} - R_{in} \quad (4.1)$$

여기서 R_{out} 은 고정자 바깥쪽 반경, R_{in} 은 고정자의 안쪽 반경이다. i 번째 계산 영역에 대한 평균 반경 $R_{ave,i}$ 는 식(4.2)과 같이 정의한다.

$$R_{ave,i} = R_{out} - i \frac{l_{st}}{N+1}, \quad (1 \leq i \leq N) \quad (4.2)$$

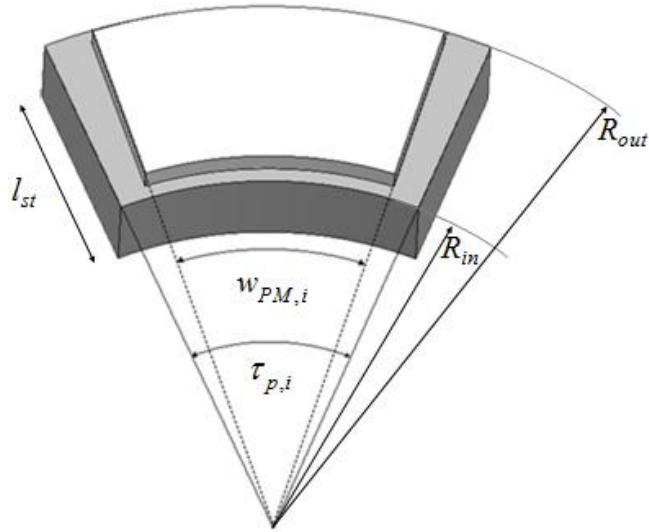


그림 4.3 Quasi-3D FEM에서 사용되는 설계변수.

Fig. 4.3 Design variables for quasi-3D FEM.

여기서 N 은 계산 영역의 개수이다. 역기전압의 계산과 같은 기본적인 해석의 경우에는 적은 개수의 계산 영역으로도 충분하지만, 철손 해석과 같은 비선형 특성을 고려하는 경우나 영구자석의 스큐가 적용되는 경우에는 필요에 따라 계산 영역의 개수를 증가시켜야 한다.

각각의 계산 영역에 대한 극피치는 다음과 같다

$$\tau_{p,i} = \frac{2\pi R_{ave,i}}{P} \quad (4.3)$$

여기서 P 는 극 수를 의미한다.

각각의 계산영역에 대한 영구자석의 길이 $w_{PM,i}$ 는 극 호각에 대한 극피치의 비율 값이 일정하면 식(4.3)을 이용하여 계산할 수 있지만, 그렇지 않은 경우나 혹은 영구자석의 형상이 복잡한 경우에는 각각의 계산영역에서 따로 계산해야 한다. 식(4.1)부터 식(4.3)을 이용하여 AFPM 전동기를 quasi-3D FEM을 위한 특정한 개수의 계산 영역으로 분리 할 수 있다.

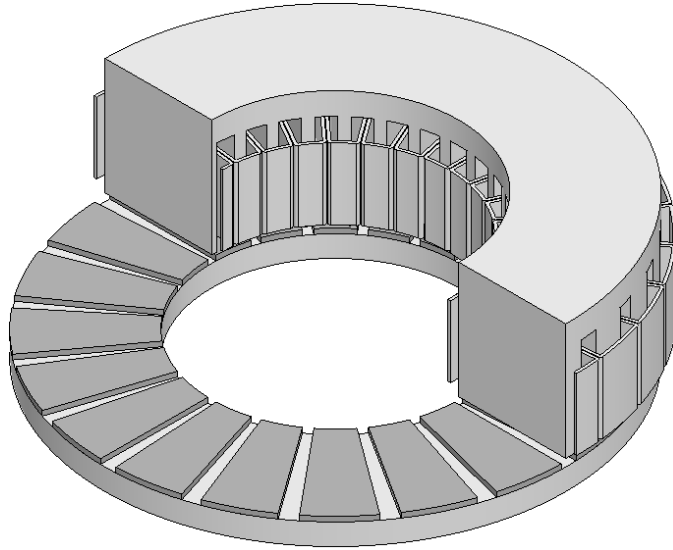


그림 4.4 해석 모델.

Fig. 4.4 The analysis model.

표 4.1 해석 모델의 사양.

Table 4.1 Specifications and dimension of analysis model.

| | |
|-----------------------|----------------|
| 극 수 | 20 |
| 슬롯 수 | 30 |
| 고정자 외경 / 내경 / 높이 (mm) | 280 / 150 / 71 |
| 회전자 외경 / 내경 / 높이 (mm) | 280 / 150 / 16 |

표 4.1은 그림 4.4의 해석 모델에 관한 사양을 나타낸다. 그림 4.5와 그림 4.6은 5개의 계산 영역에 대한 quasi-3D FEM과 3D FEM 사이의 역기전압과 토크를 비교한 결과이다. 그림 4.4의 해석 모델의 경우 5개의 계산 영역으로도 충분히 만족할 만한 결과를 얻는 것을 확인 할 수 있다.

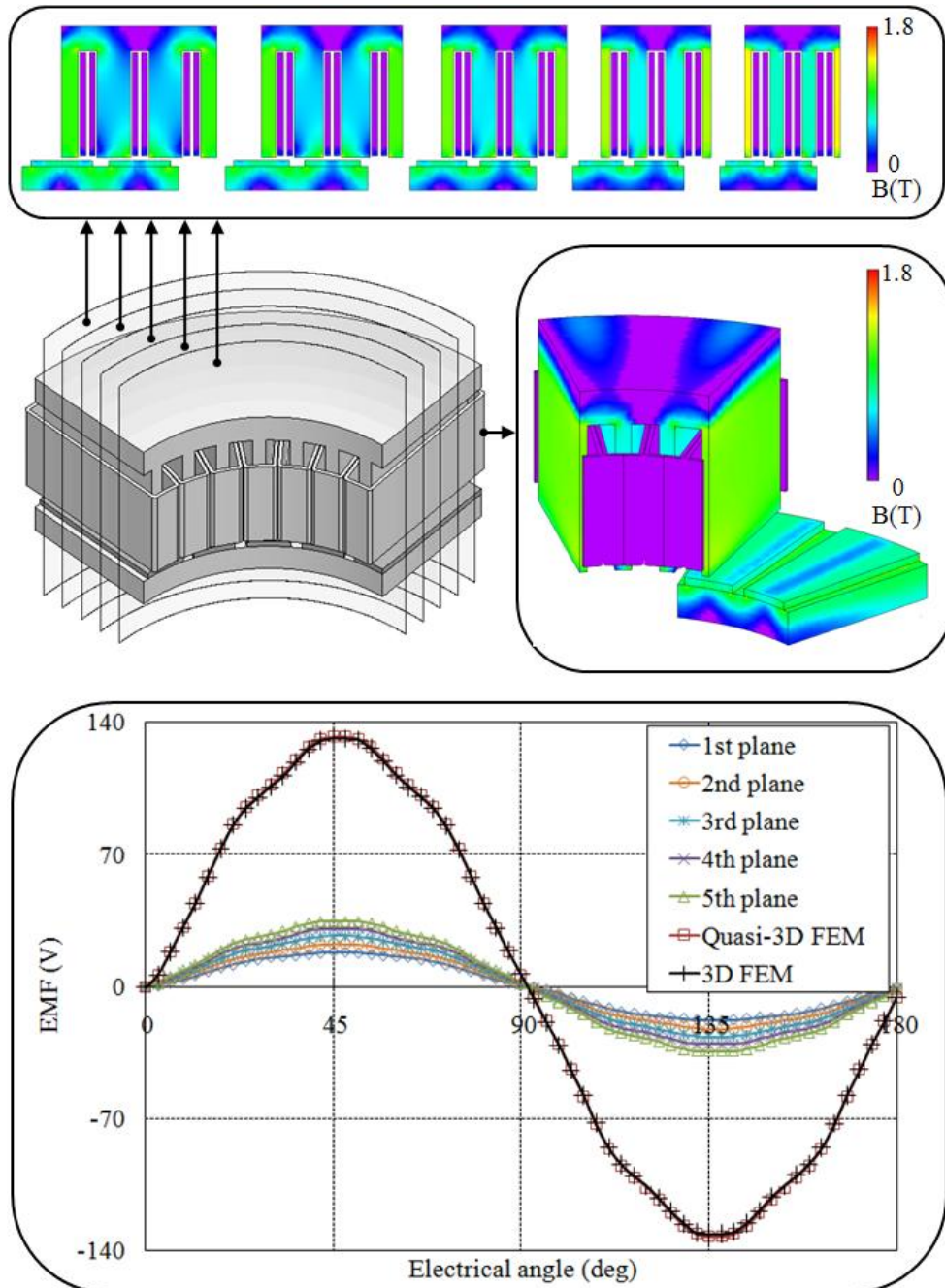


그림 4.5 Quasi-3D FEM과 3D FEM 사이의 무부하 해석결과 비교.
 Fig. 4.5 Comparison of no-load analysis between quasi-3D FEM and 3D FEM.

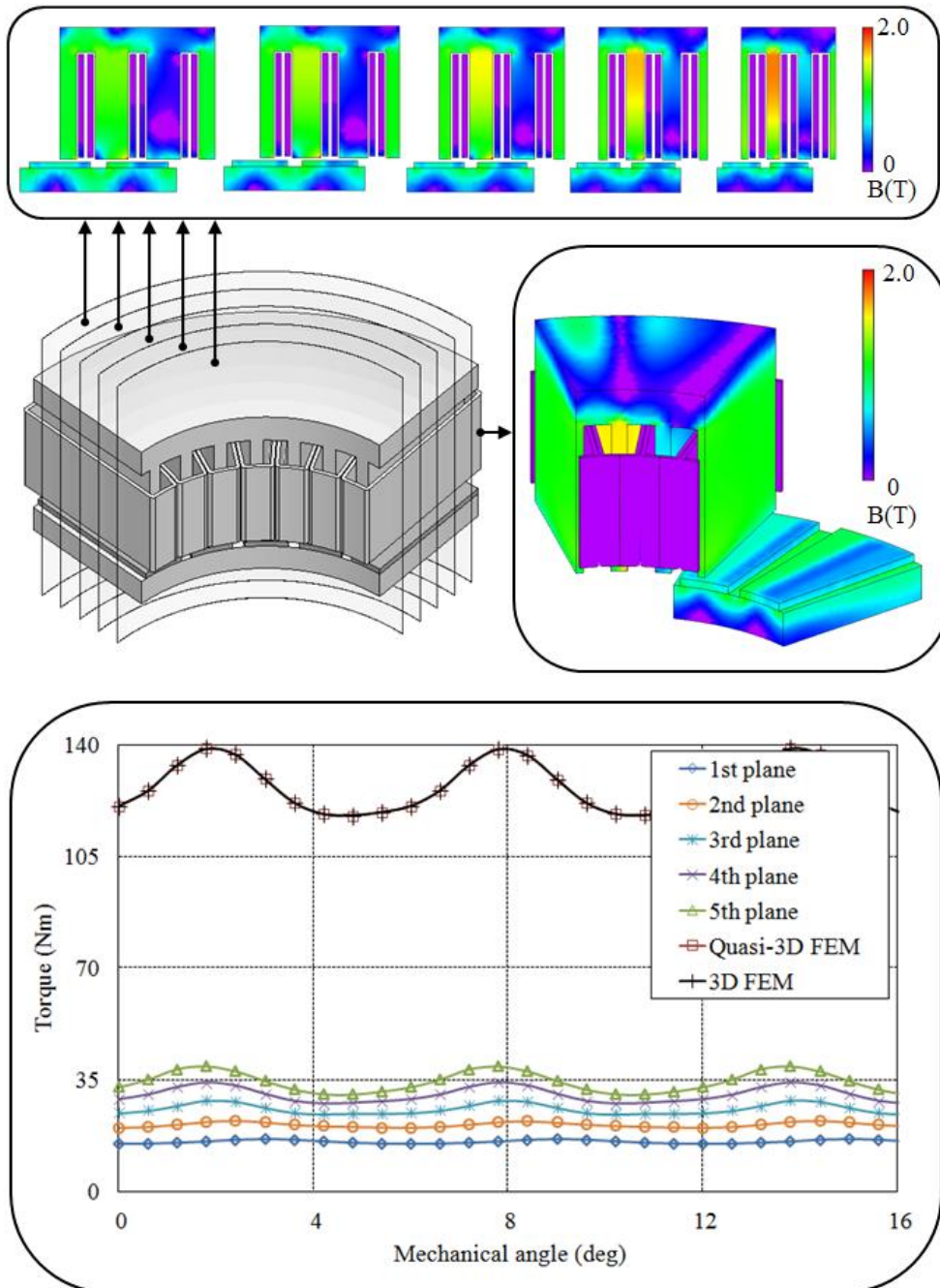


그림 4.6 Quasi-3D FEM과 3D FEM 사이의 부하 해석결과 비교.
 Fig. 4.6 Comparison of load analysis between quasi-3D FEM and 3D FEM.

4.2 개선된 quasi-3D FEM

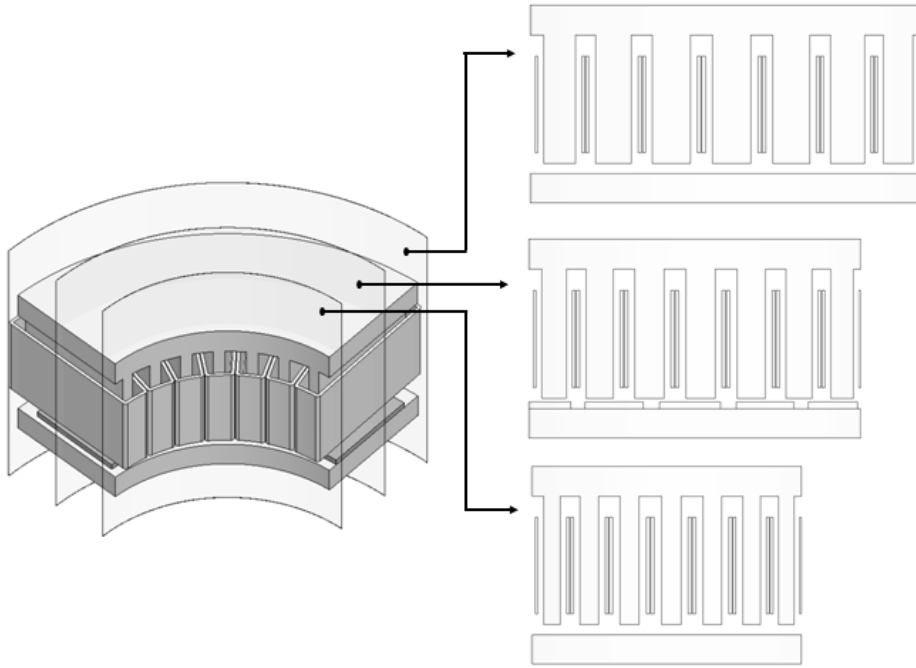


그림 4.7 해석 모델.

Fig. 4.7 The analysis model.

표 4.2 해석 모델의 사양.

Table 4.2 Specifications and dimension of analysis model.

| | |
|-------------------|-----------|
| 극 수 | 20 |
| 슬롯 수 | 30 |
| 고정자 외경 / 내경 (mm) | 280 / 150 |
| 회전자 외경 / 내경 (mm) | 280 / 150 |
| 영구자석 외경 / 내경 (mm) | 270 / 160 |

그림 4.7과 같이 영구자석에 비해 고정자와 회전자가 돌출될 때 기존의 quasi-3D FEM을 적용할 수 없는 문제점이 있다. 이것은 계산영역에 영구자석이 존재하지 않기 때문에 별도의 자속원(magnetic flux source) 없이는 특성 해석을 할 수 없기 때문이다. 따라서, 본 절에서는 이러한 문제점을 극복할 수 있는 개선된 quasi-3D FEM을 제안한다.

그림 4.7의 AFPM 전동기는 영구자석에 비해 회전자와 고정자가 방사방향으로 돌출되기 때문에, 방사방향에 대한 자속밀도 변화와 함께 영구자석 주위에서의 단부효과가 좀 더 두드러진다. 본 논문에서는 식(4.5)로 주어지는 보정함수 $C(r)$ 를 이용하여 영구자석 내/외경 주변에서의 단부효과를 고려하고, 이를 이용하여 영구자석을 새롭게 모델링 함으로써 AFPM 전동기에서 영구자석에 비해 고정자와 회전자가 돌출될 때 기존의 quasi-3D FEM을 적용할 수 없었던 문제점을 해결하고자 한다.

$$G(r) = \frac{1}{\pi} \left[\tan^{-1} \{2(r - R_i) \tan(\beta\pi / 2)\} - \tan^{-1} \{2(r - R_o) \tan(\beta\pi / 2)\} \right] \quad (4.4)$$

$$C(r) = G(r) / \max(G(r)) \quad (4.5)$$

여기서 R_i 와 R_o 는 각각 고정자의 안쪽/바깥쪽 반경이고, $R_i \leq r \leq R_o$ 이다. β 는 영구자석 내/외경에서 단부효과를 나타내는 변수로써 자속밀도 값의 감소에 따른 기울기를 결정한다.

식(4.4)의 왼쪽 항은 영구자석이 존재하지 않는 $R_i \leq r \leq R_{mi}$ 구간에서 단부효과를 나타내는 부분이고, 오른쪽 항은 영구자석이 존재하지 않는 $R_{mo} \leq r \leq R_o$ 구간에서 단부효과를 나타내는 부분이다. 여기서 R_{mi} 와 R_{mo} 는 각각 영구자석의 안쪽/바깥쪽 반경이다.

식(4.4)를 바탕으로 생성된 보정함수를 통해, 영구자석이 존재하지 않는 $R_i \leq r \leq R_{mi}$ 와 $R_{mo} \leq r \leq R_o$ 구간에서 영구자석의 높이를 결정하게 된다. 이때 영구자석의 중간 위치에서의 보정함수 값을 기준으로, 회전자의 위치에 따른 보정함수 값으로 영구자석의 높이가 결정된다. 하지만, 식

(4.4)는 β 값에 따라 영구자속의 중간 위치에서의 보정함수 값이 변하기 때문에, 이 값을 1로 고정시키기 위해 식(4.4)를 식(4.4)의 크기로 나누어 줌으로써 식(4.5)가 얻어진다.

그림 4.8은 식(4.5)로 주어지는 보정함수 $C(r)$ 의 회전자의 위치에 따른 분포를 나타낸다. 제안된 방법은 영구자석이 존재하지 않는 $R_i \leq r \leq R_{mi}$ 와 $R_{mo} \leq r \leq R_o$ 구간에서 식(4.5)를 이용하여, 회전자의 위치에 따른 상대적인 비율 값에 따라 영구자석의 높이를 설정하고, 이것으로부터 별도의 자속 원을 생성함으로써 quasi-3D FEM이 가능하도록 한다.

한편, 영구자석이 존재하지 않는 $R_i \leq r \leq R_{mi}$ 와 $R_{mo} \leq r \leq R_o$ 구간에서의 계산영역 개수와 영구자석이 존재하는 $R_{mi} \leq r \leq R_{mo}$ 구간에서의 계산영역 개수를 각각 다르게 설정함으로써, 단부효과로 인한 특성을 고려하도록 한다. 그림 4.9와 그림 4.10은 34개의 계산영역에 대한 제안된 quasi-3D FEM 결과와 3D FEM 사이의 역기전압과 토크를 비교한 결과이다. 그림 4.10에서 부하 해석시 나타나는 결과의 차이는 영구자석이 존재하는 구간($R_{mi} \leq r \leq R_{mo}$)의 계산영역 개수를 증가 시킨다면 충분히 줄일 수 있다.

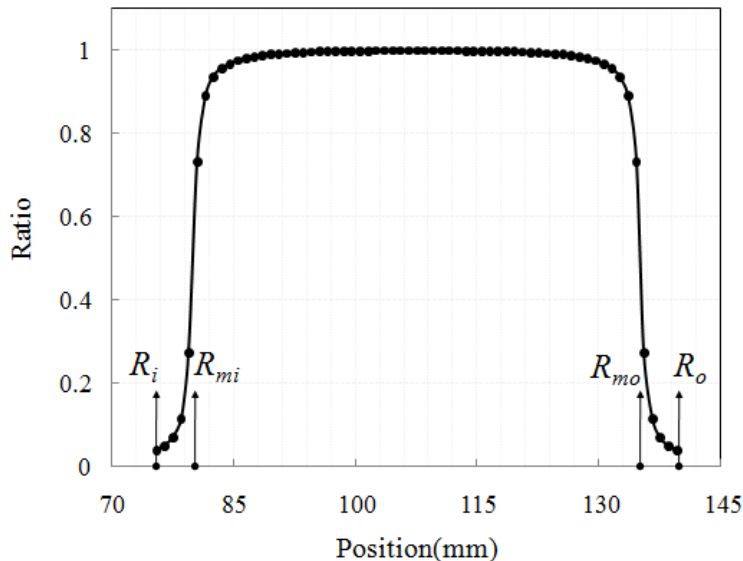


그림 4.8 회전자의 위치에 따른 보정함수의 분포 ($\beta=0.8$).

Fig. 4.8 Distribution of correction function according to position of rotor ($\beta=0.8$).

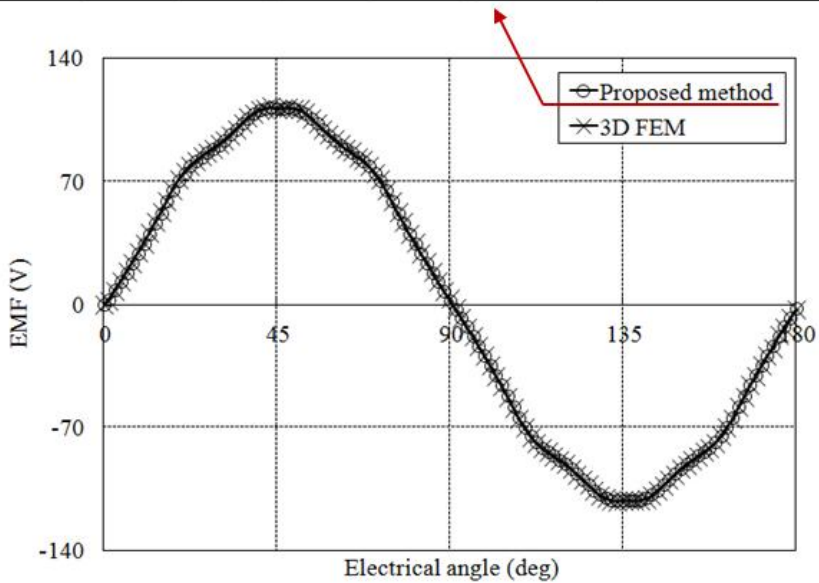
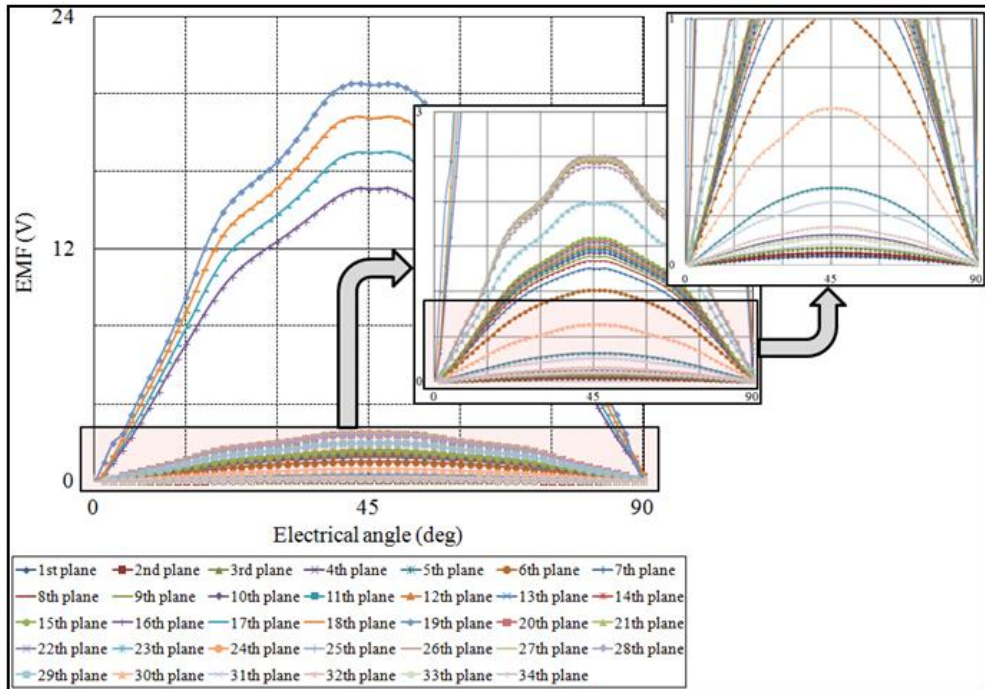


그림 4.9 제안된 방법과 3D FEM 사이의 무부하 해석결과 비교 ($\beta=0.5$).
 Fig. 4.9 Comparison of results between proposed method and 3D FEM ($\beta=0.5$).

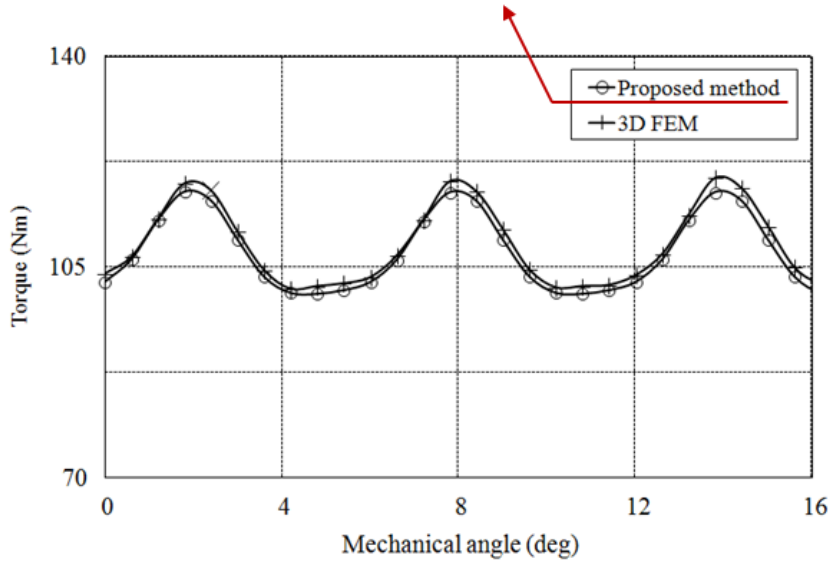
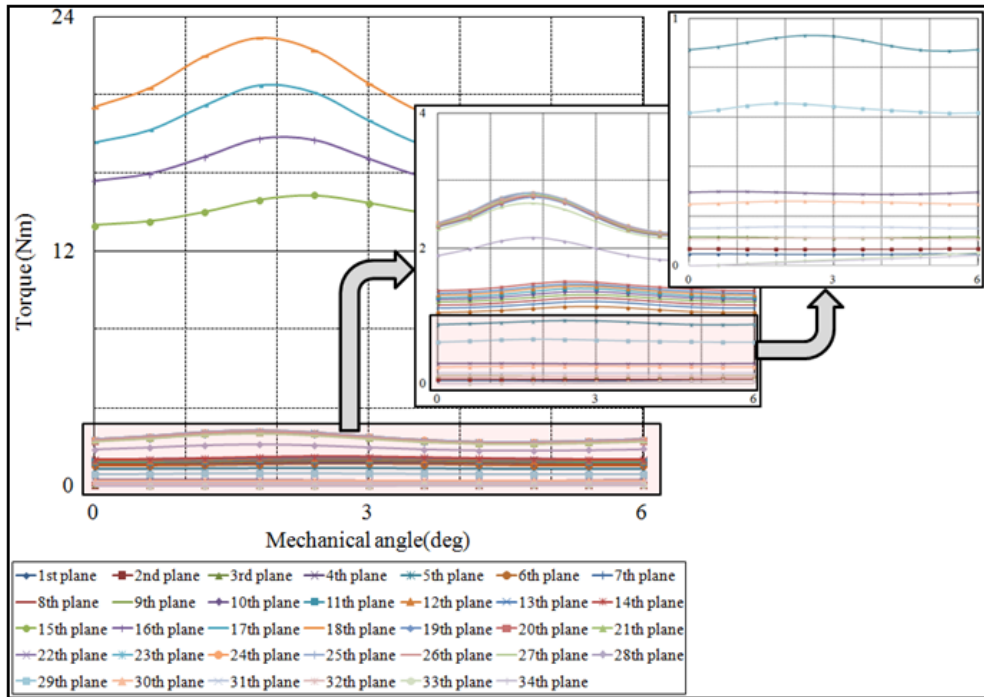


그림 4.10 제안된 방법과 3D FEM 사이의 부하 해석결과 비교 ($\beta=0.5$).
 Fig. 4.10 Comparison of results between proposed method and 3D FEM ($\beta=0.5$).

4.3 AFPM 전동기의 오버행 효과

RFPM 전동기에서는 그림 3.1과 같이 고정자의 축 방향 길이보다 회전자의 축 방향 길이가 긴 구조를 통해 오버행 효과를 얻을 수 있었다. AFPM 전동기에서는 그림 4.11과 같이 고정자의 방사(radial)방향 길이보다 회전자의 방사 방향 길이가 긴 구조를 통해, 오버행 효과를 얻을 수 있다.

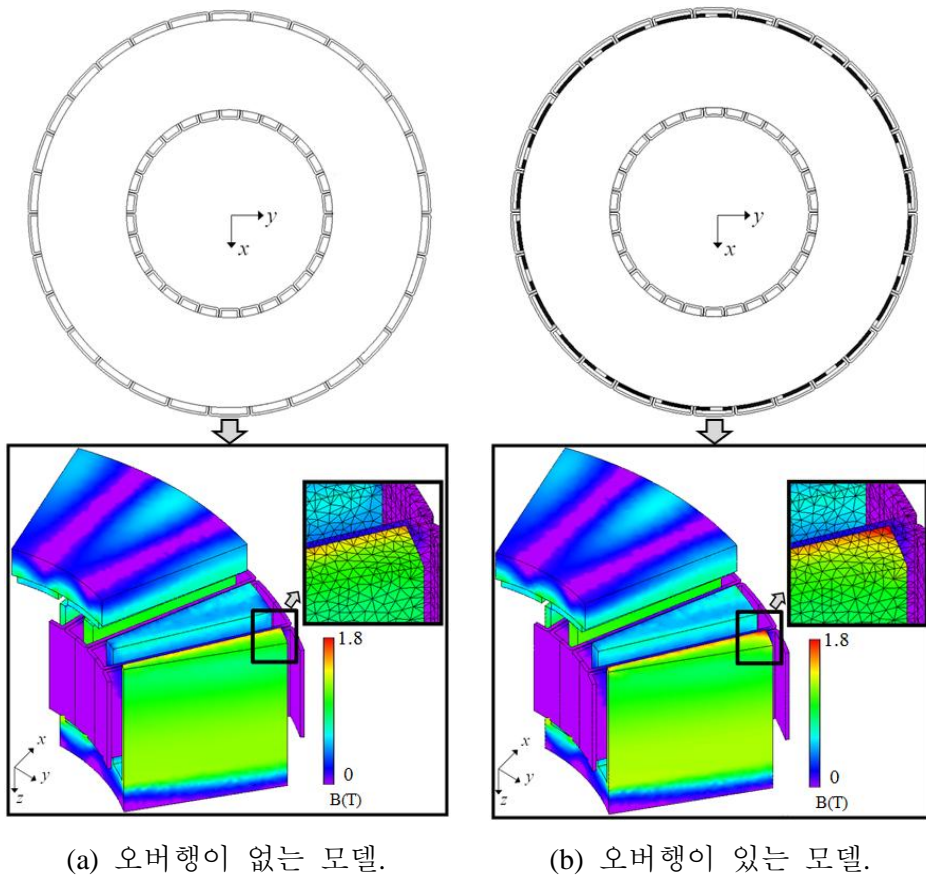
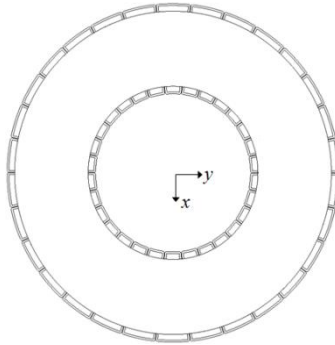
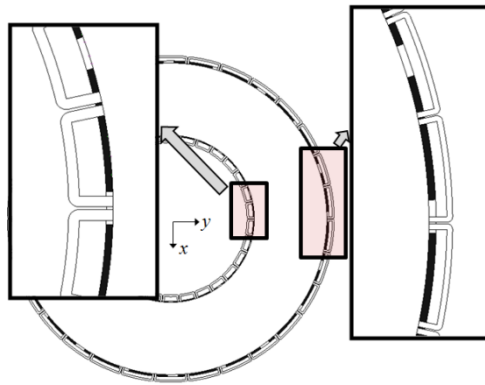


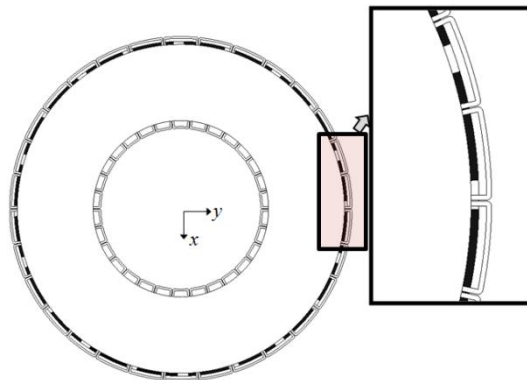
그림 4.11 오버행 구조에 의한 공극자속의 증가.
 Fig. 4.11 An increase of air-gap flux by overhang structure.



(a) 모델 1.

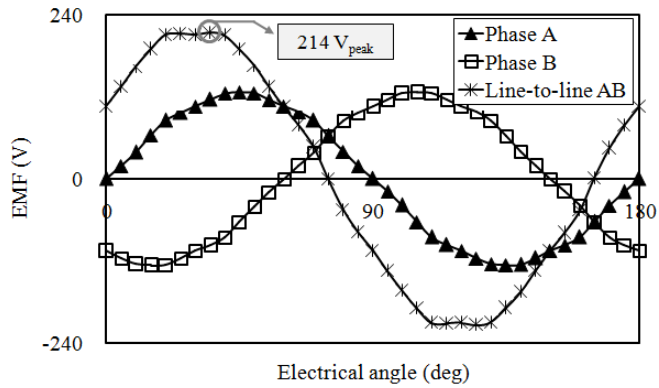


(b) 모델 2.

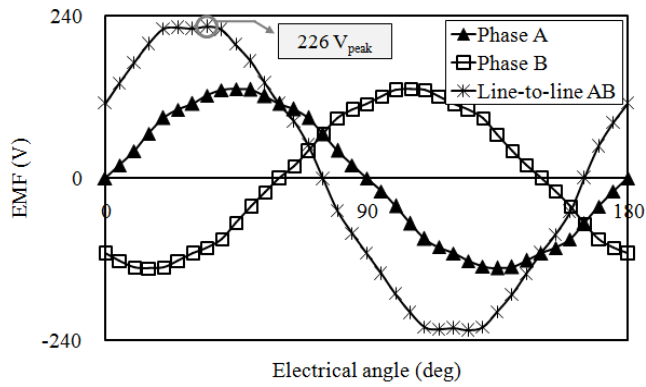


(c) 모델 3.

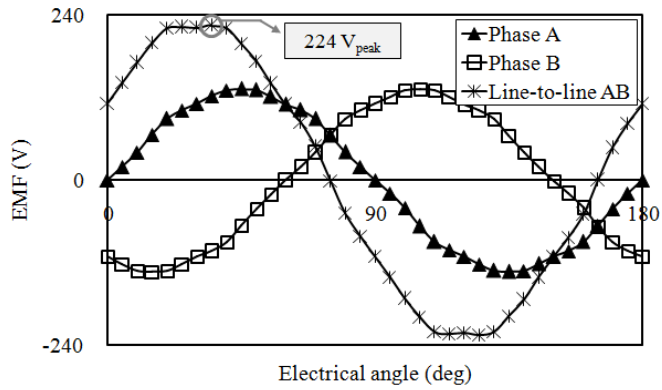
그림 4.12 해석모델.
Fig. 4.12 Analysis model.



(a) 모델 1.



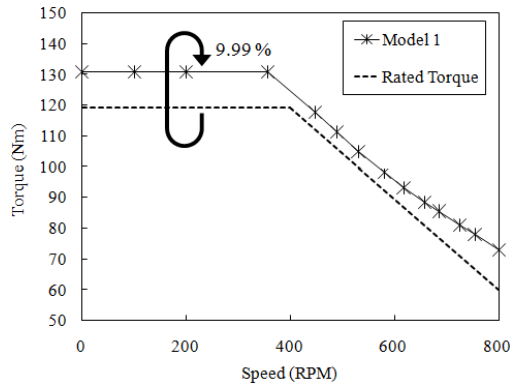
(b) 모델 2.



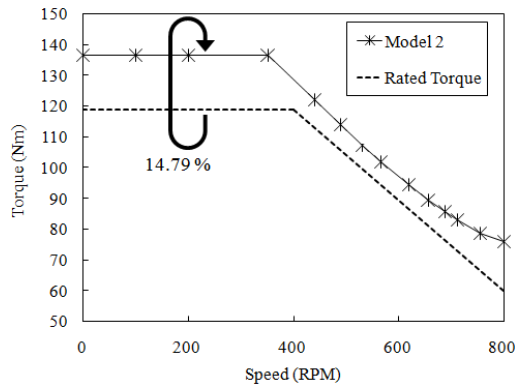
(c) 모델 3.

그림 4.13 역기전압 해석 결과.

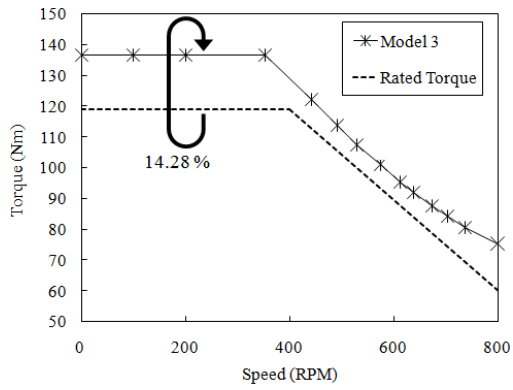
Fig. 4.13 EMF results.



(a) 모델 1.



(b) 모델 2.



(c) 모델 3.

그림 4.14 토크 해석 결과.

Fig. 4.14 Torque results.

표 4.3 해석 모델의 사양.

Table 4.3 Specifications and dimension of analysis model.

| | | |
|-----------------------|------|-----------|
| 회전자 외경/ 내경 (mm) | 모델 1 | 280 / 150 |
| | 모델 2 | 284 / 148 |
| | 모델 3 | 285 / 150 |
| 정격 출력 (kW) | | 5 |
| 정격 토크 (Nm) | | 119 |
| 정격 속도 (RPM) | | 400 |
| 최고 속도 (RPM) | | 800 |
| DC link 전압 (Vdc) | | 300 |
| 전기자 전류 (A_{peak}) | | 28 |
| 상저항 ($m\Omega$) | | 277 |

본 절에서는 AFPM 전동기에 동일한 자석량을 기준으로 회전자의 내/외경 방향에 따라 각각 다르게 오버행 길이를 적용할 때 전동기의 특성에 미치는 영향에 대해 알아본다. 표 4.3은 그림 4.12의 해석 모델에 관한 사양을 나타낸다.

그림 4.12(a)의 모델 1은 오버행 구조가 없는 AFPM 전동기이다. 그림 4.12(b)의 모델 2와 그림 4.12(c)의 모델 3은 동일한 자석량을 사용하였으며, 모델 2는 회전자의 내/외경 방향으로 오버행 구조가 적용된 AFPM 전동기이고, 모델 3은 회전자의 외경 방향으로만 오버행 구조가 적용된 AFPM 전동기이다. 모델 1, 모델 2, 모델 3은 본 논문을 통해 제안된 최적화 알고리즘을 이용한 최적 설계 과정을 통해 얻어진 모델이다. 최적 설계와 관련된 내용은 5장에서 다루기로 한다.

그림 4.13에서 모델 1의 역기전압 최대값은 214(V)였다. 모델 2의 역기전압 최대값은 226(V)로써 모델 1에 비해 5.5(%) 증가하였다. 모델 3의 역기전압 최대값은 224(V)로써 모델 1에 비해 4.6(%) 증가하였다.

그림 4.14에서 모델 1의 기동 토크 값은 130.9(Nm)였다. 모델 2의 기동 토크 값은 136.6(Nm)로써 모델 1에 비해 4.3(%) 증가하였다. 모델 3의 기동 토크 값은 136.0(Nm)로써 모델 1에 비해 3.9(%) 증가하였다.

그림 4.15는 모델별 전류 위상각을 나타낸다. 기동 시 모델 2와 모델 3의 전류 위상각(모델 2 : 8.0(deg), 모델 3 : 7.5(deg))이 모델 1의 전류 위상각(모델 1 : 6.0(deg))에 비해 큰 것을 확인 할 수 있다. 더욱이, 최고속도에서 모델 2의 전류 위상각(모델 1 : 55.3(deg), 모델 2 : 57.0(deg), 모델 3 : 56.0(deg))이 가장 큰 것을 확인 할 수 있다.

해석 결과들로부터 동일한 자석량을 사용하면서 고정자의 포화도를 고려하여 회전자의 내/외경 방향으로 오버행 구조를 적용한 모델 2의 결과가 가장 좋은 성능 향상을 나타낸 것을 볼 수 있다.

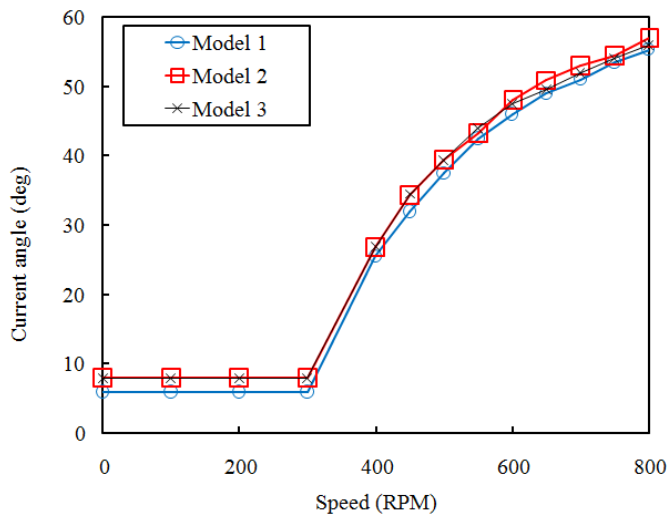


그림 4.15 모델별 전류 위상각.

Fig. 4.15 Current angle according to the model.

제 5 장 영구자석 전동기의 최적 설계

전기기기 최적화에 있어서, 설계 목적이 오직 하나이며 다른 특성을 전혀 고려하지 않아도 되는 경우는 거의 없다[70]-[72]. 현실에서 접하는 전기기기 최적화의 문제는 만족해야 하는 설계 목적이 서로 상충하는 문제들이 대부분이라고 할 수 있다[71], [72].

많은 경우에 있어, 전기기기 최적화의 목적함수는 계산시간이 오래 걸린다는 점과 전역 최적해(global optimal solution) 이외에 여러 개의 국소 최적해(local optimal solutions)를 포함하는 비선형적인 특성을 갖는다[69]-[72]. 따라서 목적함수 값이 가장 큰 전역 최적해 뿐만 아니라 목적함수의 크기가 거의 같은 국소 최적해까지 확보하여 설계자가 원하는 최적해를 찾는 것이 필요하다. 이것은 문제공간의 본질에 대한 통찰력을 제공할 뿐만 아니라 제한된 조건 내에서 전역 최적해를 대체할 수 있는 해결책(solution)을 제공하게 된다[69]. 따라서, 전기기기 설계자는 목적함수의 값에 따라 가장 적합한 값을 선정하기 보다는 선택 가능한 다양한 범위의 국소 최적해를 함께 고려하여 최적 값으로 채택하는 것을 선호하게 된다[71].

Multimodal 최적화 문제란 전역 최적해 뿐만 아니라 국소 최적해까지 다루는 것을 의미한다[69]. 본 절에서는 영구자석 전동기의 multimodal 최적화에 적합한 Climb method를 제안한다[75]. 제안된 알고리즘은 문제공간에서 함수 호출을 통해 직접적으로 모든 피크들의 위치를 탐색하는 것이 아닌 문제공간의 대리모델(metamodel)을 통해 모든 피크들의 위치를 탐색하기 때문에, 함수 호출 횟수를 줄일 수 있고, 기존의 알고리즘들과 비교하여 좀 더 빠른 수렴특성을 나타낼 수 있다[75].

5.1 기존의 최적화 기법

유전 알고리즘(genetic algorithm : GA)은 다윈이 주장한 자연 진화의 법칙인 적자생존(survival and fittest)과 자연 선택(natural selection)의 원리를 토대로 정립된 최적화 알고리즘이다[85]-[93]. John holland와 그의 연구진들이 기존의 GA에 대한 연구를 종합, 체계화시키며 학문으로 발전했다[85]. 자연 진화의 법칙에 따라 무리를 이루고 살아가는 생명체들은 환경에 적합한 형질을 가진 개체(individual)가 생존할 확률을 크게 가지며 개체간의 교배(crossover)와 변이(mutation)의 과정을 통해 환경에 적합한 방향으로 진화해 나가고, 부적합한 방향으로 진화된 개체들은 도태되어 사라지게 된다. 여러 세대(generation)를 거치며 이루어진 진화의 과정 속에서, 결국은 주어진 환경에 적합한 형질의 개체만이 생존하게 될 것이다.

GA는 이러한 생명체의 자연 진화의 법칙을 일반적인 문제의 최적화에 적용한 방법을 나타내며, 전기기기 최적화의 경우에는 개체에 해당하는 설계점이 목적함수에 해당하는 적합성(fitness)에 따라 진화의 과정을 토대로 설계점들을 좋은 방향으로 이끌어 나가게 되는 것을 의미한다[87]-[93]. Niching genetic algorithm(NGA)는 GA의 특성에 생태계의 니체(niche) 개념을 도입하여 문제공간에서 여러 해를 병렬적으로 찾을 수 있도록 제안된 방법을 말한다[87], [88]. 자연 생태계에서 비슷한 성질을 가진 개체들의 집합인 종(specie)들은 자신만의 영역과 역할을 지니고 있는데 이것을 니체라고 한다. 니체는 자신의 영역에 해당하는 니체 반경(niche radius)과 함께 그 영역 내에 존재하는 개체들을 판별해야 한다. Multimodal 최적화의 입장에서 볼 때 니체는 국소 최적점에 해당하고 니체 반경 내의 종들은 개체(individual)에 해당한다. NGA의 경우 탐색 시간을 줄이기 위해 통상적으로 니체 반경이 모든 탐색 방향에 대해 대칭이라는 가정을 하고 계산하기 때문에, 비 대칭적인 형상을 갖는 문제공간에서 피크를 탐색하는데 있어 실패하는 경우가 종종 발생한다[87]. 새로운 개체들을 니체 반경으로 불러들여 기존의 니체를 유지하거나 혹은 새로운 니체로 인식하여 니체 반경을 보수하는 작업들은 비교적 많은 함수 호출뿐만 아

니라 알고리즘에서 요구하는 계산량의 증가를 가져오게 되고, 이것은 다수의 국소 최적점을 찾을 수 있다는 NGA의 장점을 무색하게 한다. 특히, 목적함수 값을 계산하기 위해 FEM을 이용해야 하는 전기기기 최적설계 문제의 경우에는, 많은 함수 호출을 요구하는 NGA가 불리하게 적용될 수 있다

5.2 Climb method

GA나 진화 전략(evolution strategy : ES)과 같은 생태계를 모방하여 만든 최적화 알고리즘은 구현이 간단하고, 여러 가지 응용분야의 적용에 있어 유연하기 때문에 그동안 폭 넓은 분야에서 사용되어 왔다[86]-[96]. GA나 진화 전략은 전역 최적해를 포함하는 임의의 개수의 피크를 찾을 수 있는 특징이 있다[96]. 그러나, 여러 개의 피크를 찾기 위해서는 전기기기 최적화 문제에 적용하는데 있어 가장 큰 단점으로 작용하는 함수 호출의 증가로부터 발생한다[96].

전기기기 최적화 문제에 있어 효율적인 알고리즘이란 목적함수 값을 최대로 만드는 값을 적은 함수 호출을 통해 빠르고 정확하게 찾아주는 것이라 할 수 있다[96]. 본 절에서는 지도화(mapping)되지 않은 미지의 산(mountain)을 등반(climb)하는 것으로부터 영감을 받은 새로운 알고리즘을 제안한다[75]. 제안된 방법의 주요한 특징으로는 알고리즘에 의해 요구하는 함수호출 횟수와 함께 계산량을 줄이면서 수렴 특성을 개선한 것이다.

제안된 알고리즘은 알고리즘의 구현에 있어서 산(mountain)을 오르는 것을 모방한다. 여기서, 정상(peak)을 향해 올라가야 할 산은 문제공간(problem domain)을, 산의 가장 높은 봉우리는 최적해(optimum)를 의미한다. 이러한 연속성으로부터 제안된 방법을 Climb method라 한다[75].

기본적으로 Climb method는 등고선을 기반으로 구현한다. 문제공간에 대한 대리모델(metamodel)의 구현에 있어 Kriging method[58]를 이용하며, 개체의 진화에 있어서는 ES의 변이 연산자(mutation operator)[94]-[96]를 이용하기 때문에 기존의 하이브리드 최적화 기법들의 접근 방법과 비교

하여 좀 더 직관적인 수렴특성을 나타낸다.

Climb method의 상세한 구현 과정은 다음과 같다.

Step 0. 초기화

다음과 같은 파라미터 값들을 초기화 한다.

α_{min} 설계 변수의 최소 변화 값
 α_{max} 설계 변수의 최대 변화 값
 α_i i 번째 설계 변수의 변화 범위
 α_{init} α_i 의 초기 값

Step 1. 초기 개체의 생성

문제공간 내에서 초기 개체를 랜덤(random)하게 생성한다.

Step 2. 대리모델과 등고선의 생성

먼저, 초기 개체군을 이용하여 대리모델을 구성하고, 이것으로부터 얻어진 정보들을 통해 등고선을 생성하게 된다. 등고선을 생성하기 위해서는 문제공간 내에 개체들의 공간적인 분포(spatial distribution)가 필요하고, 이러한 개체들은 실제 함수 호출에 의한 값(evaluation)을 통해 만들어 질 수 있다. 하지만, 제안된 방법은 등고선을 구성하기 위해 실제 함수 호출을 통해 개체들을 생성하는 방법 대신에, 이미 알려진 값들(samples)을 통해 Kriging method에 의해 보간된 값들로부터 공간적인 배열(spatial arrangement)을 얻게 되고, 이것으로부터 함수 호출 횟수를 줄일 수 있게 된다.

Step 3. Hassle free 영역의 구성

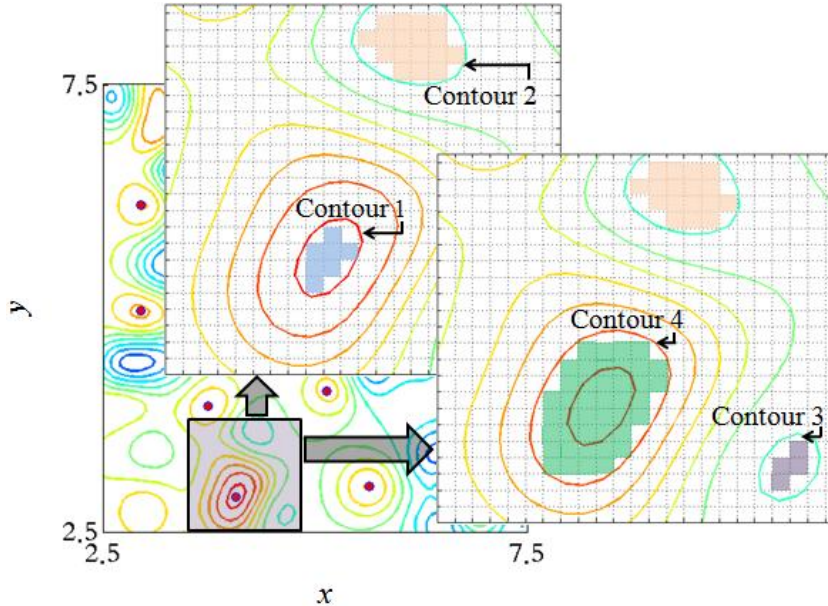


그림 5.1 등고면 내에 포함된 영역의 생성.

Fig. 5.1 The construction of a domain involved in the level surface.

대리 모델은 미리 정의된 격자공간(lattice region) 내에서 구성된다. 그러나 등고선상의 같은 수준(level)의 지점(point)들을 연결한 모든 선들이 격자 위에 놓이지는 않는다. 이것은 등고면(level surface) 내에 포함된 Hassle free 영역(domain)을 구성하게 하여 그 영역 내에서의 국소 최적점(local optimum)을 찾도록 도와준다. 그림 5.1은 위에서 설명한 Hassle free 영역을 생성하는 방법을 나타낸다.

Step 4. 국소 최적점의 타당성 판별

국소 최적해를 판단하기 위하여, 각각의 Hassle free 영역에서의 피크 값과 등고선의 수준 값을 서로 비교하게 된다. Hassle free 영역에서의 피크 값이 등고선의 수준 값보다 크다면, 피크 값에 해당하는 지점은 해당

하는 등고선에서의 국소 최적점이 되고, 그 지점에서의 히트(hit) 수를 증가 시키게 된다. 그림 5.2와 같이 인접한 등고선에 특정한 지점을 반복적으로 히트한다면, 그 지점은 그 지점을 둘러싸는 등고선 그룹내에서의 국소 최적점을 의미하게 된다.

하지만 이런 식으로 계산된 국소 최적해는 실제 목적함수를 통해 계산된 값이 아닌 Kriging method에 의해 추정된 값이 될 수 있기 때문에 실질적인 국소 최적해 라고 볼 수는 없다. 해당 위치에서의 목적함수 값이 실제 함수 호출을 통해 계산되고, Kriging method에 의해 추정된 값과의 비교를 통해 국소 최적해로써의 자격이 있는지 없는지에 대해 판단할 수 있게 된다. 그림 5.3은 위에서 언급한 내용에 대한 설명을 나타낸다.

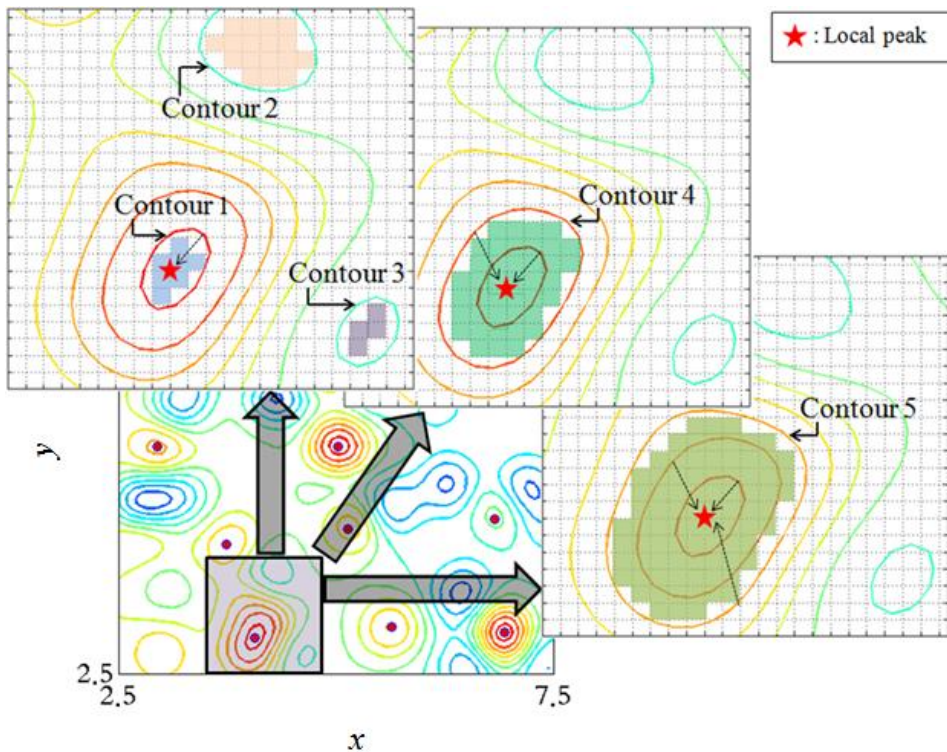


그림 5.2 등고면 내에 포함된 영역에서 국소 최적점의 예측.

Fig. 5.2 The estimation of local peaks in a domain involved in the level surface.

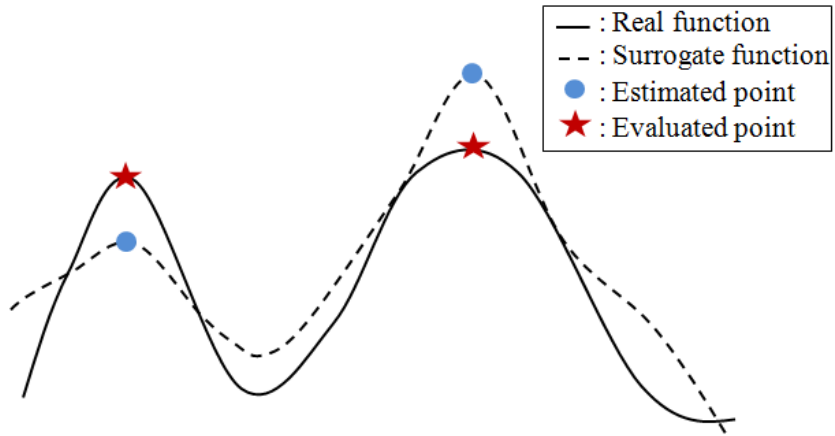


그림 5.3 추정된 값과 계산된 값 사이의 차이.

Fig. 5.3 The difference between the estimated and the evaluated solution.

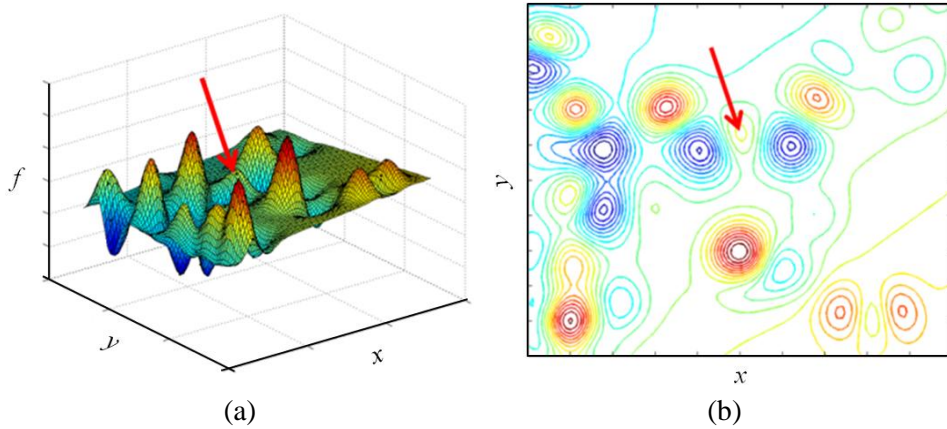


그림 5.4 국소 최적해의 타당성을 설명하기 위한 개략도. (a) 비선형적인 특성을 나타내는 문제 공간 내에서의 국소 최적점. (b) 히트 수에 따라 국소 최적해의 유효성을 체크.

Fig. 5.4 Schematic illustrations to explain the validity of a local peak.

한편, NGA와 같은 기존의 알고리즘들은 초기화 단계에서 니체 반경과 같은 평가영역의 크기를 결정해줘야 한다[87], [88]. 그러나, 목적함수의 형태는 전혀 알 수 없기 때문에 사용자의 경험을 필요로 하거나, 수많은 경험을 토대로 결정한다고 해도 문제에 따라 종속적(problem dependent)으로 변하기 때문에 매번 새로운 값으로 바꿔줘야 한다[87]. 하지만 제안된 알고리즘은 평가영역의 개수와 범위가 세대(iteration)에 따라 자동적으로 변화되기 때문에 초기화 단계에서 이러한 값들을 결정할 필요가 없다.

더욱이, 제안된 알고리즘은 유효그룹의 개수가 N 개 일 때 N 개의 국소 최적해를 찾을 수 있는 독특한 장점이 있다. 여기서 유효그룹이란 동일한 피크점을 둘러싸는 등고선들로부터 만들어지는 영역을 의미한다[75]. 따라서, 현재 세대를 구성하는 이미 알려진 값들 만으로도 현재 세대에서의 전역 최적해 뿐만 아니라 국소 최적해 까지 모두 찾을 수 있게된다.

한편, 목적함수가 비선형적인 특성을 나타내는 전기기기 최적화 문제의 경우에 국소 최적해를 분간해 내기가 어렵다. 그러나, 제안된 알고리즘은 유효그룹에서의 히트 수에 따라 국소 최적해의 유효성을 결정하게 되고, 충분한 자격이 있는 국소 최적해들을 최적해로써 인정하게 된다. 그림 5.4는 위에서 설명한 과정을 나타낸다.

Step 5. 자식 개체의 생성

임의로 생성된 n 개의 개체 중에서 μ 개의 개체가 자식 개체를 생성하기 위한 구성원으로써 선택된다. 자식 개체를 생성하는데 참여하지 못한 나머지 개체들은 대리모델을 업데이트 하기 위해 보존된다.

일반적인 최적화 알고리즘에서는[85], [87], [96] 우수한 적합도를 가진 개체들만이 진화의 과정 속에 참여하게 되고 나머지 개체들은 모두 배제된다. 하지만, 제안된 알고리즘에서는 종료 조건을 만족할 때까지 세대를 거듭하는 동안 얻어진 모든 개체들의 정보들을 사용하게 된다. 따라서, 최적화 과정 중에 생성된 개체들이 세대를 거듭할 수록 증가함에 따라 대리모델의 품질(quality)은 향상되고, 수렴 속도는 증가하게 된다. 그림 5.5는 식 (5.1)의 함수에서 초기 개체 수에 따른 대리모델에서의 품질의

변화를 나타낸다.

$$f = \sum_{i=1}^2 [x_i - \cos(18 \times x_i)], \quad -1 \leq x_i \leq 1 \quad (5.1)$$

비록, 제안된 알고리즘이 모든 피크 값을 찾을 수 있지만, **Kriging method**를 이용하여 보간된 값들이 격자 영역 위에 놓이게 되기 때문에, 정확한 피크의 위치를 찾을 수 없는 문제점이 있다. 여기서, 추정된 피크의 위치와 실제 피크의 위치 사이의 차이는 격자의 간격에 따라 달라진다. 격자의 간격이 매우 작아 질 수 있지만, 이것은 메모리 크기에 의해 제한된다. 이러한 문제를 해결하기 위해, 제안된 알고리즘에서는 **ES**의 애널링 연산자를 채택한다[75]. 가령, 평가영역 내에서 국소 최적해의 값이 개선되는 경우에는 설계 변수를 설계 변수 변화율로 나누어 줌으로써 설계 변수의 변화를 증가시켜 격자 이외의 곳으로 최적점의 위치를 이동시킨다.

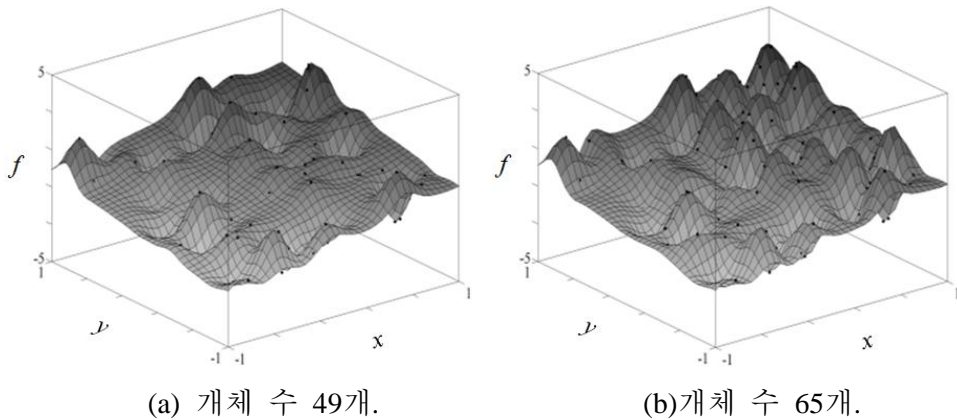


그림 5.5 개체 수에 따른 대리 모델의 품질.

Fig. 5.5 The prediction quality according to the number of samples.

만약, 그렇지 않은 경우에는 설계 변수를 설계 변수 변화율로 곱해 줌으로써 설계 변수의 변화를 감소시키게 된다. 새롭게 생성된 평가영역에 대해서는 변수 변화에 관한 초기 변화 범위를 α_{init} 으로 설정하게 된다.

Step 6. 웨이킹

λ 개의 개체가 평가영역 밖의 임의의 공간에서 랜덤하게 발생하여, 대리모델의 품질을 향상 시킨다.

Step 7. 수렴성 체크

위의 과정들이 종료조건을 만족할 때까지 반복된다.

5.3 다변수 최적화 문제에서의 Climb method

다변수를 고려하는 최적화 문제의 경우에는 다음과 같은 과정을 통해 Climb method를 적용 할 수 있다. 먼저, 문제공간에서 미리 정의된 격자 영역에서 Kriging method를 통해 공간적인 값들의 분포를 얻게 된다. Climb method는 기본적으로 2차원에서 구현되기 때문에 등고선 내에 포함된 Hassle free 영역을 쉽게 구성할 수 있고, 그 영역 내에서의 국소 최적점을 빠르게 찾을 수 있었다. 하지만, 고차원 공간 상에서는 동일한 수준 값을 갖는 등고영역(level region)을 구성하는 것이 쉽지 않고, 등고영역 내의 Hassle free 영역을 분리하는 것이 쉽지 않다. 따라서, 고차원 문제에 Climb method를 적용하기 위해서는 문제 공간을 별도의 단면(senction)으로 나누어 낮은 차원의 문제로 바꾸게 되고, 각각의 단면에 대해 등고선을 구성하게 된다. 그림 5.6(a)부터 그림 5.6(c)까지는 3개의 설계 변수가 고려 될 때 z , x , y 축을 따라 xy , yz , zx 평면 상에서 생성된 등고선을 보여 주고, 그림 5.6(d)는 모든 등고선들이 수준 값에 따라 그룹의 형태를 이루는 것을 보여 준다.

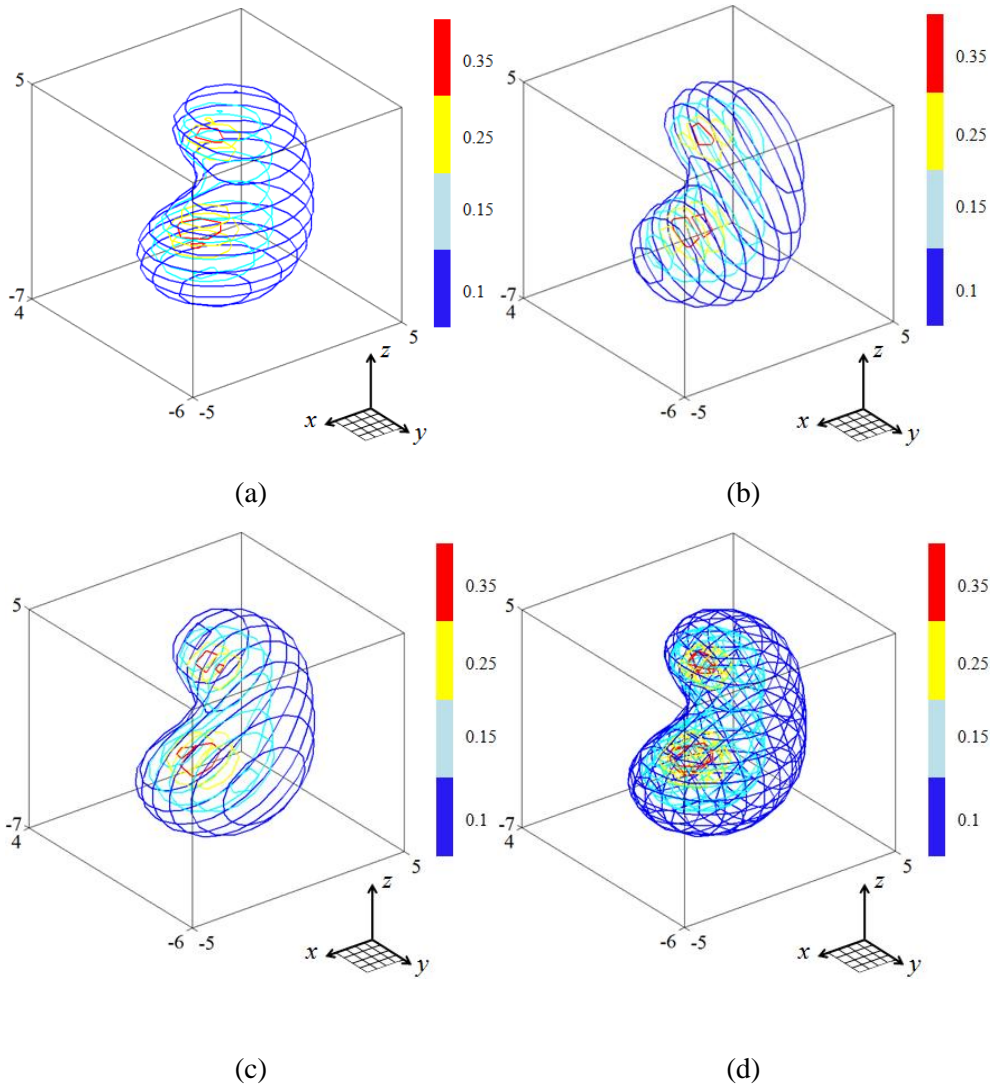


그림 5.6 등고선. (a) z 축을 따르는 xy 평면상의 등고선. (b) x 축을 따르는 yz 평면상의 등고선. (c) y 축을 따르는 zx 평면상의 등고선. (d) 등고영역.
 Fig. 5.6 Level curves. (a) Level curves on the xy plane along the z axis. (b) Level curves on the yz plane along the x axis. (c) Level curves on the zx plane along the y axis. (d) Level groups in the problem domain.

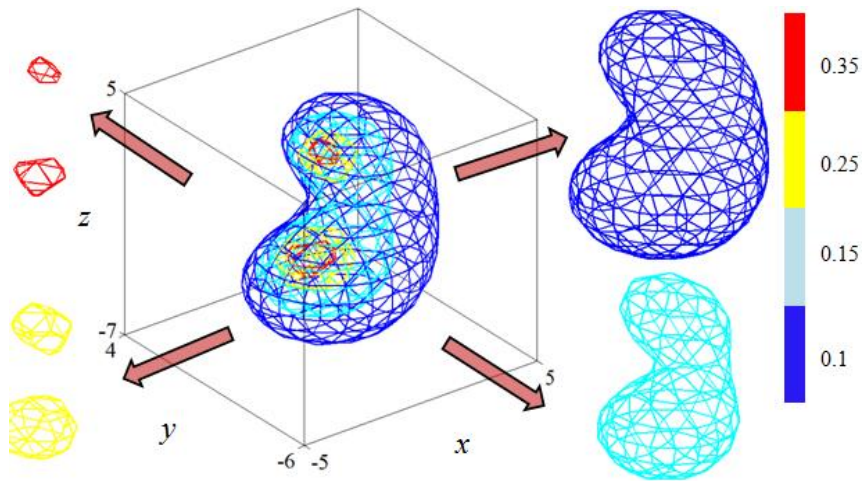


그림 5.7 등고영역의 분리.

Fig. 5.7 The separation of level groups.

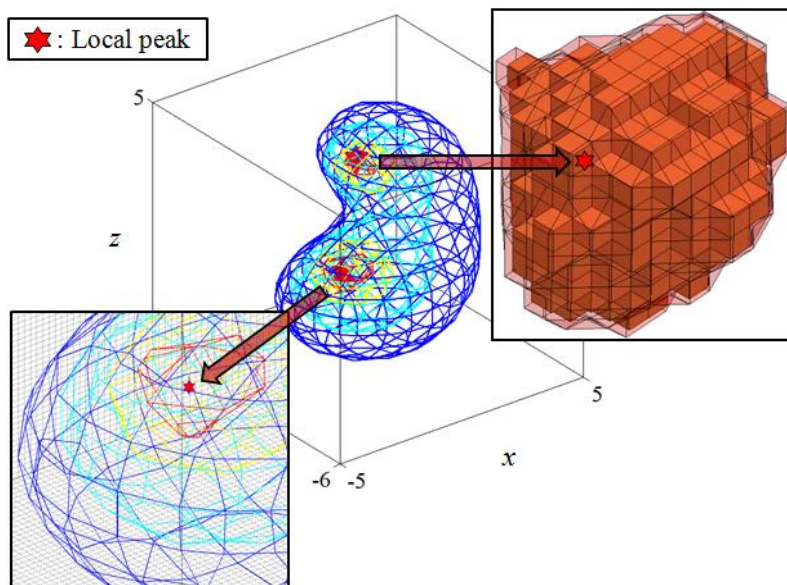


그림 5.8 등고영역에 포함된 공간 배열 내에서의 국소 최적점의 예측.

Fig. 5.8 The estimation of local peaks in a space matrix involved in level group.

등고영역이 구성되면 각각의 영역들은 그림 5.7과 같이 수준에 따라 분리가 된다. 각각의 등고영역은 국소 최적점을 포함할 수 있는 특별한 공간으로 고려된다. 각각의 등고 영역에서 국소 최적점을 찾기 위해서는 그림 5.8과 같이 등고영역 내에 포함된 공간 배열(spatial matrix)을 구성해야 한다. 공간 배열은 각각의 단면에 대한 등고선 구성시 수준 값에 따라 Hassle free 영역을 구성한뒤, 최종적으로 수준 값에 따라 Hassle free 영역을 종합함으로써 구성하게 된다.

등고영역에서의 국소 최적점을 찾기 위해서는 등고영역의 수준 값과 공간 배열 내의 최대 혹은 최소값을 서로 비교함으로써 찾을 수 있다. 국소 최적점의 타당성은 앞서 Climb method에서 이용했던 방법을 이용하여 판단하게 된다.

5.4 시범 함수를 이용한 제안된 방법의 검증

제안된 알고리즘의 검증을 위해 식(5.2)의 수학적 함수를 이용하였다.

$$f = 50 - (x-5)^2 + 5\cos[2\pi(x-5)] + (y-5)^2 + 5\cos[2\pi(y-5)], \quad 2.5 \leq x, y \leq 7.5 \quad (5.2)$$

그림 5.9는 25개의 국소 최적점을 가지는 시범 함수의 형상을 보여 주며, 그림 5.10은 제안된 방법에 의한 최적화 과정을 나타낸다.

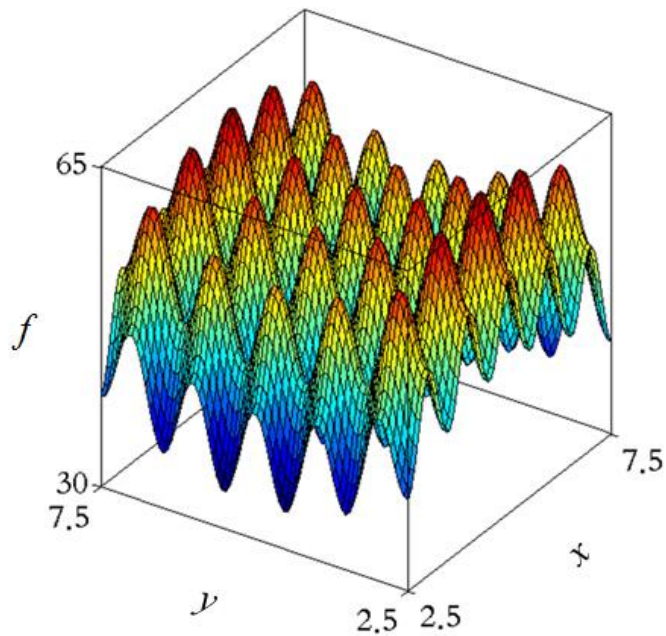
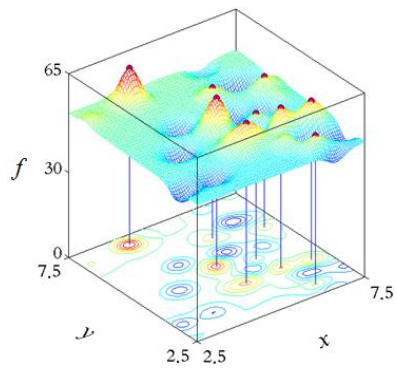
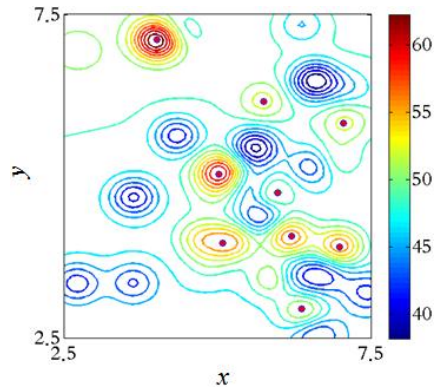


그림 5.9 시범함수.

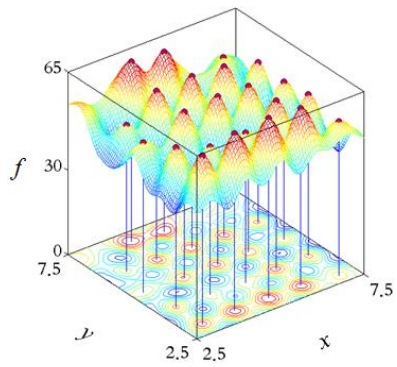
Fig. 5.9 Test function.



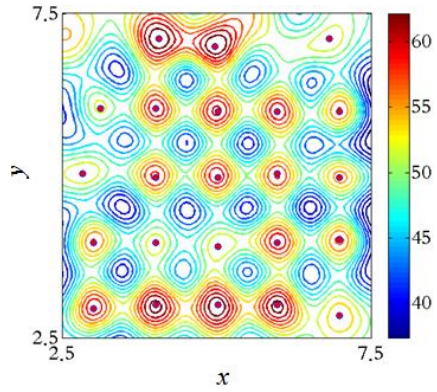
(a) Iteration 0.



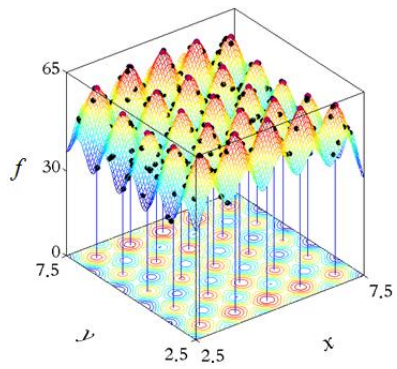
(b) Contour map in (a).



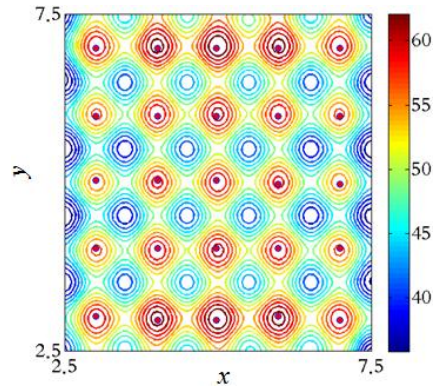
(c) Iteration 7.



(d) Contour map in (c).



(e) Iteration 29.



(f) Contour map in (e).

그림 5.10 시범 함수의 최적화 과정.

Fig. 5.10 Optimization process for a test function.

표 5.1 시범 함수를 실행하기 위한 조건.

Table 5.1 Conditions to execute the test function.

| | |
|-------------------------------|-------|
| 전체 반복 횟수 | 300 |
| 설계 변수의 최소 변화 값 α_{min} | 0.001 |
| 설계 변수의 최대 변화 값 α_{max} | 0.8 |

표 5.2 제안된 알고리즘과 기존 알고리즘과의 비교.

Table 5.2 Comparison between the proposed method and conventional ones.

| | NGA | Auto tuning NGA | Climb method |
|-----------|------|-----------------|--------------|
| 피크의 개수 | 25 | 25 | 25 |
| 탐색된 피크의 수 | 25 | 25 | 25 |
| 함수호출 횟 수 | 7890 | 4961 | 294 |
| 수렴율 (%) | 92.0 | 98.2 | 99.2 |

표 5.1은 시범 함수를 실행하는데 필요한 기본 조건을 보여 준다. 제안된 알고리즘의 성능을 검증하기 위해 multimodal 최적화 방법에 널리 쓰이는 니칭 알고리즘(NGA와 Auto tuning NGA)과 성능을 비교하였다. 표 5.2는 제안된 방법과 니칭 알고리즘과의 최적화 결과를 정리하여 나타내었다. 여기서, 수렴율은 500회 수행했을 때의 결과 값이다.

NGA가 좋은 결과를 얻기 위해서는 최적화 수행 이전에 최적의 니체 반경을 설정해 줘야 한다. 만약 니체 반경이 너무 크거나 혹은 너무 작으면 국소 최적해를 정확하게 찾을 수 없게 된다. Auto tuning NGA가 니체 반경을 자동적으로 조절 하더라도, 니체 반경을 유지하고 보수하여 평가 영역을 보존하거나 확장해야 하기 때문에, 추가적인 함수 호출을 요구하게 된다. 또한, Auto tuning NGA는 문제 공간에서 새로운 피크를 탐색 시 모든 방향에 대해 니체 반경을 조절해야 하므로 많은 함수 호출을 요구하게 된다. 하지만 제안된 방법에서는 평가 영역의 범위나 개수가 알고리즘의 반복 횟수(iteration)에 따라 스스로 조절되기 때문에 니체 반경을 설정해야 되는 것과 같은 변수 종속(parameter dependent) 문제에서

벗어날 수 있다.

테이블 5.2로부터 제안한 방법이 기존의 multimodal 최적화 방법들에 비해 수렴율에서 약간 개선이 있었지만, 함수 호출 횟수를 감소시켜 목적함수 값들을 빠르게 찾을 수 있는 것을 확인 할 수 있다.

5.5 AFPM 전동기의 최적 설계

본 절에서는 앞서 제시하였던 Climb method를 이용하여 AFPM 전동기의 최적설계를 수행하였다. 표 5.3은 시험용 전동기의 기본 설계 사양을 나타낸다.

5.5.1절에서는 오버행 구조가 없는 AFPM 전동기의 코깅토크 최적화를 수행한다. 본 연구에서 적용된 AFPM 전동기는 제작 시 고정자 권선의 삽입이 용의하도록 폴 슈(pole shoe)가 없는 형태의 평행 슬롯(parallel slot)을 채택하였다. 따라서, 코깅토크와 토크리플이 큰 단점이 있기 때문에 [68], 코깅토크를 목적함수로 설정하고 다른 주요한 특성들은 제한조건으로 고려하였다. 5.5.2절에서는 5.5.1절로부터 얻어진 모델로부터 최고속도에서의 출력을 최대로 하는 최적의 오버행 길이를 Climb method를 이용하여 결정하였다.

표 5.3 시험용 전동기의 기본 설계 사양.

Table 5.3 Design specification of test AFPM motor.

| | |
|----------------------|---------|
| 극 수 / 슬롯 수 | 20 / 30 |
| 공극길이 (mm) | 1.5 |
| 정격 토크 (Nm) | 119 |
| 정격 출력 (kW) | 5 |
| 정격 속도 (RPM) | 400 |
| 최고 속도 (RPM) | 800 |
| DC link 전압 (Vdc) | 300 |
| 최대 전류 (A_{peak}) | 28 |

5.5.1 AFPM 전동기의 코깅토크 최적화

AFPM 전동기의 코깅토크(cogging torque)를 최소화 시키기 위한 다양한 기법들이 존재한다[97]-[99]. 하지만, 이러한 기법들은 기본적으로 RFPM 전동기의 코깅토크를 최소화 시키기 위해 개발되었던 방법들이다[97]-[111]. 따라서, 이러한 기법들이 AFPM 전동기에 적용될 때, 코깅토크가 최소화 되지 않는 문제점들이 있다.

RFPM 전동기에서 코깅토크를 최소화 시키기 위한 최적의 영구자석 극호각(pole arc) α_m 은 식(5.3)과 같다.

$$\alpha_m = (N - k) / N, \quad k = 1, 2, 3 \dots N - 1 \quad (5.3)$$

여기서 $N = N_c / p$ 이고, p 는 극 수, N_c 는 극 수 p 와 슬롯 수 N_s 의 최소 공배수(least common multiple)이다. AFPM 전동기에서 코깅토크를 최소화 시키기 위한 영구자석의 극호각 α_m 은 영구자석의 내/외경에서의 누설자속에 의한 영향으로 인해 이보다 약간 큰 값을 갖게 된다[75].

RFPM 전동기에서 코깅토크를 최소화 시키는 스큐각(skew angle)은 다음과 같다.

$$\theta_{optimum\ skew} = 2\pi / N_c \quad (5.4)$$

$$\theta_{optimum\ skew} = 2\pi / N_s \quad (5.5)$$

코깅토크를 최소화 시키는 스큐각은 극 당 분수 슬롯 N_c 을 갖는 경우에는 식(5.4)와 같고, 극 당 정수 슬롯 N_s 을 갖는 경우에는 식(5.5)와 같다. 이때, 극 당 슬롯 수가 정수인 경우에는 $N_c = N_s$ 가 된다. 하지만, AFPM 전동기에서 최적의 스큐각은 영구자석의 내/외경에서의 누설자속에 의한 영향으로 식(5.4)와 식(5.5)와는 다른 값을 갖게 된다[75].

더욱이, 본 논문에서의 해석 결과로부터, 영구자석에 스큐를 적용하는 것이 반드시 코깅토크를 감소 시키지 않는 것을 확인 할 수 있다. 그림

5.11과 같이, 특정 극피치에 대한 극호각의 조합(pole arc/pole pitch ratio)에서는 영구자석에 스큐를 적용하는 것이 오히려 코깅토크를 증가시키는 것을 확인 할 수 있다.

한편, 본 논문에서 적용된 AFPM 전동기의 경우, 제작 시 고정자 권선의 삽입이 용의하도록 폴 슈가 없는 형태의 평행 슬롯을 채택하였다. 이런 경우에는 고정자 내/외경에서의 슬롯 피치에 대한 슬롯 개방구(slot opening)의 비율 값이 달라지게 되기 때문에, 코깅 토크는 AFPM 전동기의 내/외경 에서 서로 다른 값을 갖게 되며, 슬롯 개방구의 길이가 코깅 토크 값에 매우 큰 영향을 미치게 된다.

따라서, 코깅토크 최소화를 위해 영구자석의 스큐각, 극피치에 대한 극호각의 비율, 영구자석의 길이 그리고 슬롯 개방구의 길이가 설계변수로 선정된다. AFPM 전동기의 코깅토크 최소화를 위한 설계변수가 그림 5.12에 나타난다.

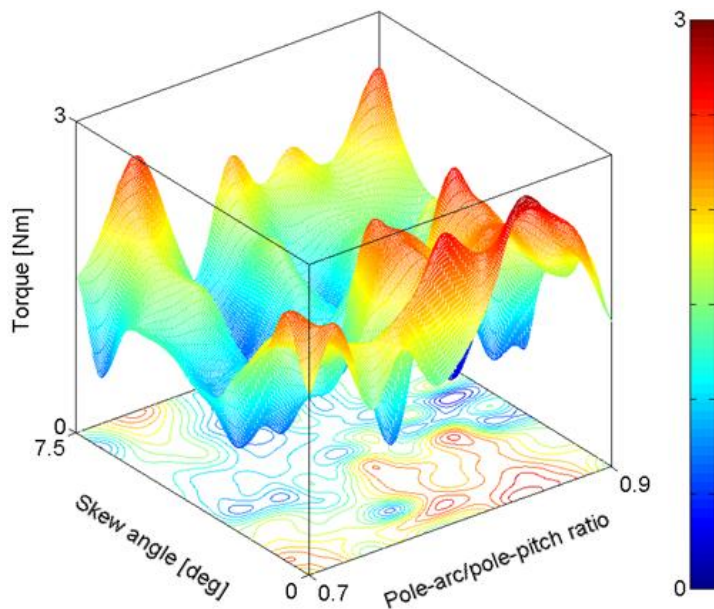


그림 5.11 코깅토크 맵.

Fig. 5.11 Contour plot of the cogging torque.

표 5.4 AFPM 전동기의 초기 사양.

Table 5.4 Specification of reference AFPM motor.

| | |
|--------------------------------|-----|
| 극호각 / 극피치, α_m / α | 0.8 |
| 스큐각 θ_{skew} (rad) | 0 |
| 슬롯 개방구 길이 S_w (mm) | 12 |
| 자석 길이 m_w (mm) | 61 |

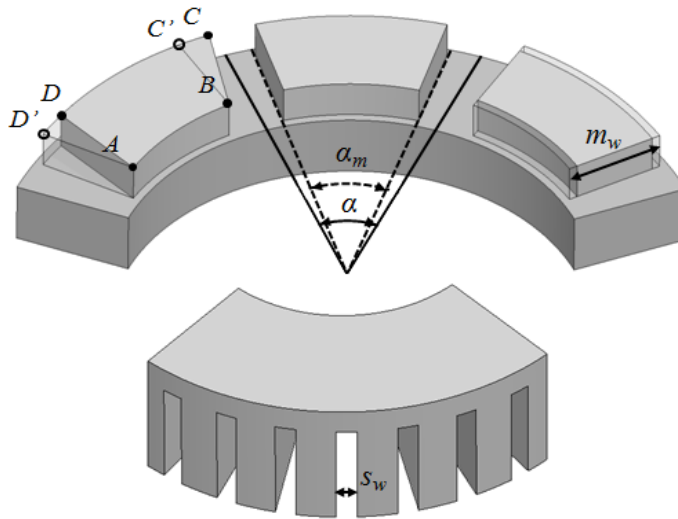


그림 5.12 설계변수.

Fig. 5.12 Design variables : Slot opening width S_w , Pole-arc α_m to pole-pitch α ratio, Magnet skewing (Magnet ABCD is skewed to ABC'D') and Magnet width m_w .

표 5.4는 AFPM 전동기의 초기 모델에 대한 주요 사양을 나타내었다. 최적화 결과로부터 코깅토크 값들이 서로 비슷하다면 역기전압의 THD가 낮은 값을 선택하도록 한다. 역기전압의 THD는 영구자석의 자속이 토크에 얼마나 효과적으로 기여하는지를 나타내는 척도가 되며, 역기전압의 고조파 성분들이 철손과 같은 부가적인 손실을 발생시키기 때문에 THD가 작을수록 좋다.

먼저 코깅토크가 낮은 값들을 후보해로 선정한 뒤, 역기전압의 THD를

계산하였다. 표 5.5는 3개의 후보해에 대한 결과를 나타낸다. 후보해 2가 가장 낮은 코깅토크 값을 가지며 역기전압 THD 값이 가장 낮기 때문에 이것을 최종해로써 선정하였다. 후보해 2는 초기모델에서 계산된 코깅토크 값에 약 30% 감소된 6(Nm)의 코깅토크 값을 발생시켰다. 그림 5.13은 코깅토크 결과에 대한 비교를 나타낸다.

표 5.5 최적화 결과.

Table 5.5 Optimization results.

| | 후보 1 | 후보 2 | 후보 3 |
|----------------------------------|------|------|------|
| 극호각 / 극피치 α_m/α | 0.85 | 0.79 | 0.77 |
| 스큐각 θ_{skew} (rad) | 0.55 | 0.75 | 0.52 |
| 슬롯 개방구 길이 S_w (mm) | 8.9 | 10 | 9.7 |
| 자석길이 m_w (mm) | 62.2 | 64.7 | 63.3 |
| Peak-to-peak cogging torque (Nm) | 15.2 | 10.8 | 13.3 |
| THD (%) | 9.5 | 6.1 | 8.2 |

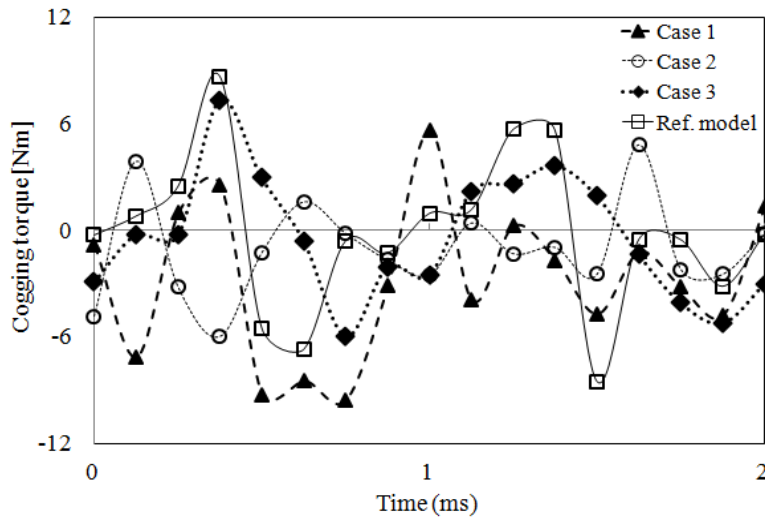


그림 5.13 코깅토크 파형의 비교.

Fig. 5.13 Comparison result of cogging torque waveform.

5.5.2 AFPM 전동기의 오버행 길이 최적화

AFPM 전동기의 성능 중에서 기동토크나 속도에 따른 출력등이 주요한 설계 목적이 된다. 본 연구에서는 최고속도에서의 출력이 요구 출력의 25%가 넘도록 목적함수로 설정하고, 다른 주요한 특성들은 제한 조건으로 고려하였다.

한편, AFPM 전동기는 고정자의 방사방향 길이보다 회전자의 방사 방향 길이가 긴 구조를 통해, 오버행 구조를 얻게된다. AFPM 전동기는 회전자의 내/외경 방향에서의 포화도와 누설자속에 대한 영향이 다르기 때문에, 오버행 길이를 내/외경 방향에 대해 다르게 적용할 수 있다. 본 절에서, 모델 1은 오버행 구조가 없는 표 5.5의 후보해 2의 AFPM 전동기를, 모델 2는 모델 1의 회전자 내/외경 방향으로 오버행 구조가 적용된 AFMP 전동기를, 모델 3은 모델 1의 회전자 외경 방향으로만 오버행 구조가 적용된 AFPM 전동기를 의미한다.

본 절에서는 모델 2가 최고속도에서의 출력이 목적함수 값을 만족하도록 최적의 오버행 길이를 결정한다. 그림 5.14는 설계 변수를 나타내고, 표 5.3은 시험용 전동기의 기본 설계 사양을 나타낸다.

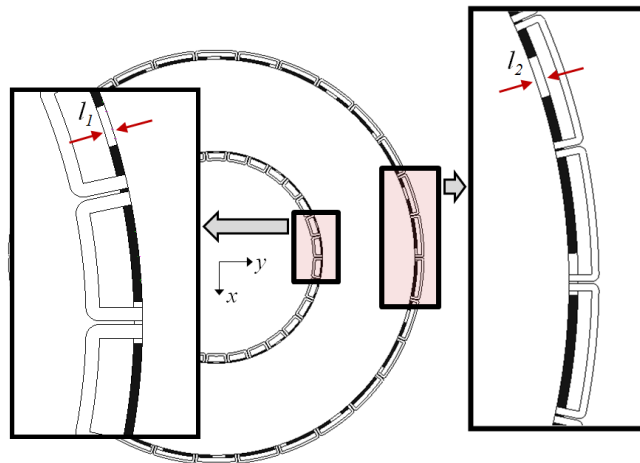


그림 5.14 설계변수.

Fig. 5.14 Design variables.

먼저, 오버행 길이를 회전자 외경 방향으로만 적용한 모델 3이 목적함수 값을 만족하는 오버행 길이를 찾도록 한다. 모델 3이 목적함수 값을 만족하는 조건은 오버행 길이 l_2 가 5mm 일때 출력이 6283.2(W)였다. 모델 3에서 오버행 구조에 의해 모델 1에 비해 증가된 자석량과 동일한 자석량을 바탕으로 모델 2에 적용하여 최적의 오버행 길이 l_1 과 l_2 의 조합을 찾도록 한다.

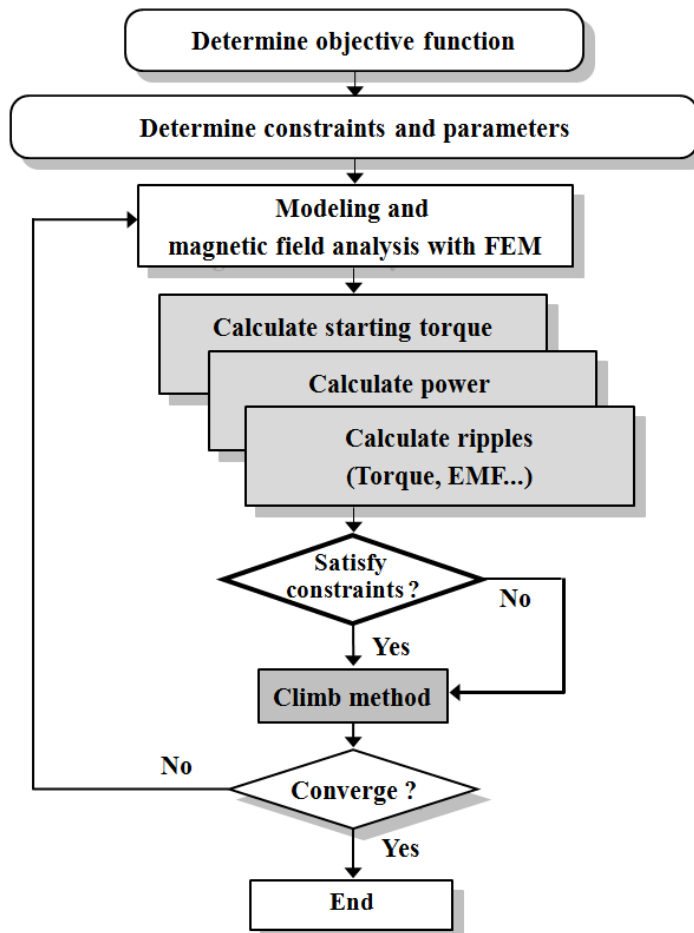


그림 5.15 AFPM 전동기의 최적화 과정.
Fig. 5.15 Optimization process of AFPM motor.

최적화 결과로부터, 최고속도에서의 출력 값들이 서로 비슷하다면, 토크리플이 낮은 값을 선택하도록 한다. 토크리플은 전동기 설계시 특별한 요구 제한치가 없으며, 실제로 정격토크의 어느 범위까지 낮추어야 하는지에 대한 기준을 마련하기 어렵다. 다만, 토크리플이 지나치게 크면 전동기의 기동을 어렵게 하고 소음과 진동의 원인이 될 수 있기 때문에[5], 토크리플은 첨두치 간(peak to peak)의 차이를 기준으로 평균토크의 10% 이하로 제한하였다.

그림 5.15는 AFPM 전동기의 최적화 과정을 나타낸다. 최적화 과정으로부터 도출된 해석 결과가 제한 사항을 넘지 못하는 경우에도 Climeb method를 적용하게 된다. 일반적인 최적화 알고리즘에서는 해석 결과가 설계자가 지정한 요구사항을 넘지 못하면 적합도를 '0'으로 하여, 최적화 과정에 참여 할 수 없게 만든다[6]. 하지만, 제안된 설계과정에서는 종료 조건을 만족할 때까지 세대를 거듭하는 동안 얻어진 모든 정보들이 목적 함수 대리모델의 품질을 향상 시켜, 수렴 속도를 증가 시키도록 한다.

표 5.6는 3개의 후보해에 대한 결과를 나타낸다. 후보해 2가 가장 높은 출력 값을 갖지만 토크리플이 가장 높기 때문에, 후보해 3을 최종해로써 선정하였다. 후보해 3은 정격토크에 비해 27.3% 증가된, 모델 1에 비해 4.1% 증가된, 모델 3에 비해 1.3% 증가된 출력을 나타내었다.

표 5.6 최적화 결과.

Table 5.6 Optimization results.

| | 후보 1 | 후보 2 | 후보 3 |
|------------|--------|--------|--------|
| l_1 (mm) | 0.5 | 1.6 | 2.0 |
| l_2 (mm) | 4.7 | 4.2 | 4.0 |
| 출력 (W) | 6283.2 | 6384.1 | 6366.9 |
| 토크 (Nm) | 75.0 | 76.2 | 76.0 |
| 토크리플 (%) | 11.2 | 11.8 | 9.2 |

제 6 장 시험용 전동기의 설계, 제작 및 실험

본 연구에서 제안된 해석기법과 최적화 알고리즘과 결합된 설계전략을 검증하기 위하여 2대의 시험용 전동기를 설계, 제작 및 실험하였다.

6.1 시험용 RFPM 전동기

시험용 RFPM 전동기의 상세 설계 사양은 표 6.1에 나타내었고, 전동기의 단면도는 그림 6.1에 도시하였다.

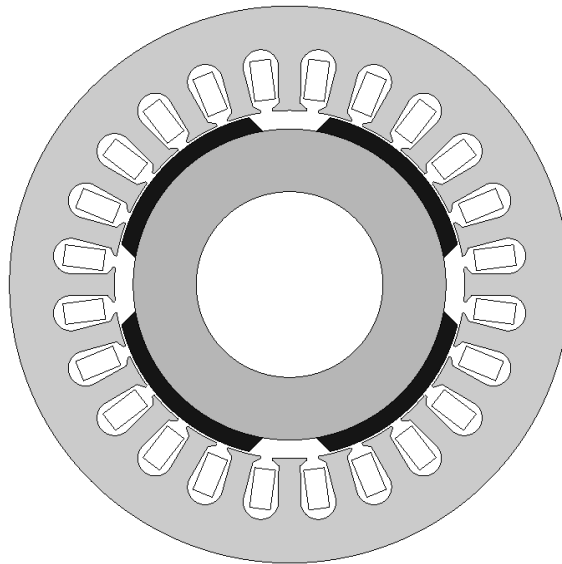
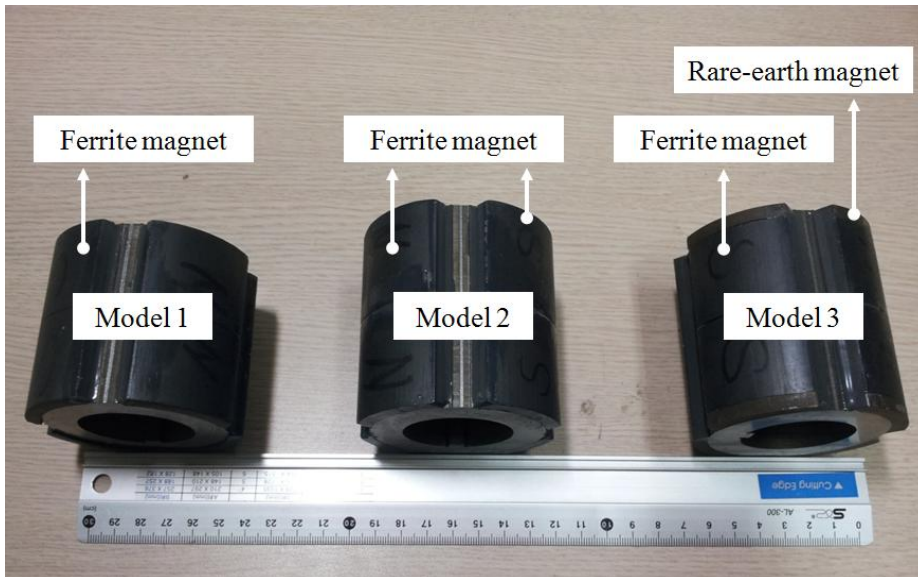


그림 6.1 시험용 RFPM 전동기의 단면도.

Fig. 6.1 The cross section of test RFPM motor.



(a) 고정자.



(b) 회전자.

그림 6.2 시험용 전동기.

Fig. 6.2 The manufactured prototype motor.

표 6.1 시험용 전동기의 기본 설계 사양.

Table 6.1 Design specifications of test RFPM motor.

| | |
|------------------|--------------|
| 극 수 | 4 |
| 슬롯 수 | 24 |
| 정격 속도 (RPM) | 1700 |
| 정격 출력 (W) | 500 |
| 코어 재질 | S18 |
| 고정자 내경 / 외경 (mm) | 75.0 / 120.0 |
| 회전자 내경 / 외경 (mm) | 40.0 / 73.6 |
| 고정자 적층 길이 (mm) | 65 |
| 공극 길이 (mm) | 0.7 |

그림 6.2에 제작된 시험용 전동기를 나타내었다. 제안된 해석기법과 함께 제시된 오버행 구조를 검증하고자, 고정자 1개와 서로 다른 형상을 갖는 회전자 3개를 제작하여 실험을 수행하였다. 모델 1은 오버행 구조가 없는 모델을 나타내며, 전동기 내부에서 사용된 영구자석은 페라이트 자석($B_r=0.47(T)$)으로 이루어져 있다. 모델 2는 5(mm) 오버행 구조를 갖지만, 고정자 적층 구간 밖으로 돌출된 부분의 영구자석이 전동기 내부에서 사용된 영구자석과 동일한 페라이트 자석($B_r=0.47(T)$)으로 이루어져 있다. 모델 3은 5(mm) 오버행 구조를 갖지만, 고정자 적층 구간 밖으로 돌출된 부분의 영구자석이 희토류 자석 ($B_r=1.2(T)$)으로 이루어져 있고 전동기 내부에서 사용된 영구자석은 페라이트 자석으로 이루어져 있다.

6.1.1 해석결과와 실험결과의 비교

본 절에서는 시험용 전동기의 해석결과와 실험결과를 비교하고자 한다. 그림 6.3은 시험용 세트를 보여준다. 부하 해석시 모델 2의 불가역 감자가 예상되기 때문에 실험은 무부하 조건에서 실시하였다.

그림 6.4부터 그림 6.6에 1000(RPM) 구동 시 역기전압 파형의 해석 및 실험결과를 제시하였다. 모델 1에서의 선간 피크전압은 14.89(V)였다. 모델 2에서의 선간 피크전압은 15.73(V)로써, 모델 1에 비해 약 5.7(%) 증가하였다. 모델 3에서의 선간 피크전압은 18.19(V)로써, 모델 1에 비해 약 22.2(%), 모델 2에 비해 약 15.6(%) 증가 하였다. 해석결과와 실험결과가 서로간에 오차 없이 매우 유사함을 알 수 있으며, 이는 전동기의 형상과 재질 데이터가 제대로 반영되고 있음을 알 수 있다.

제작은 (주)지성테크에서 담당하였으며 설계 시 적용했던 재질 특성과 동일한 철심과 자석을 시제품에 적용하였다.

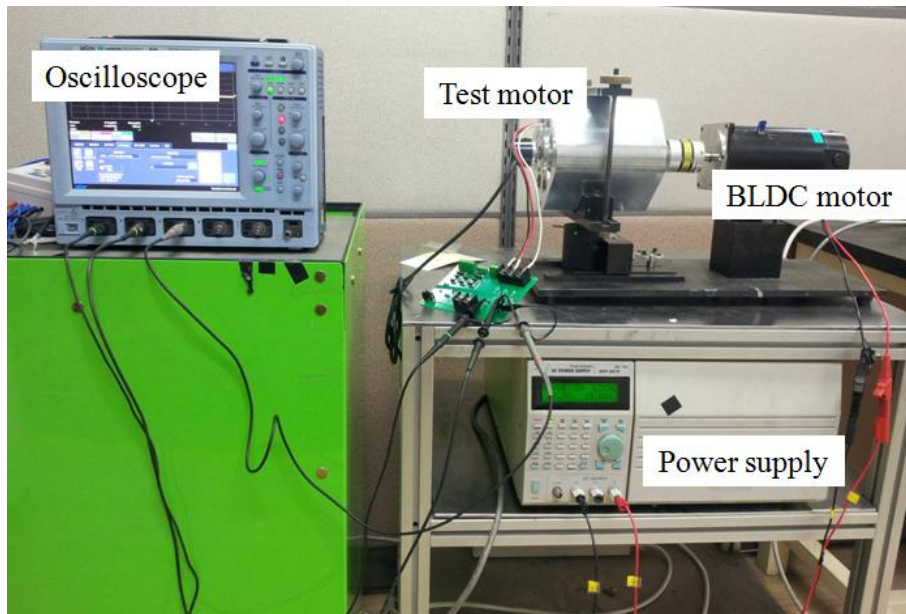
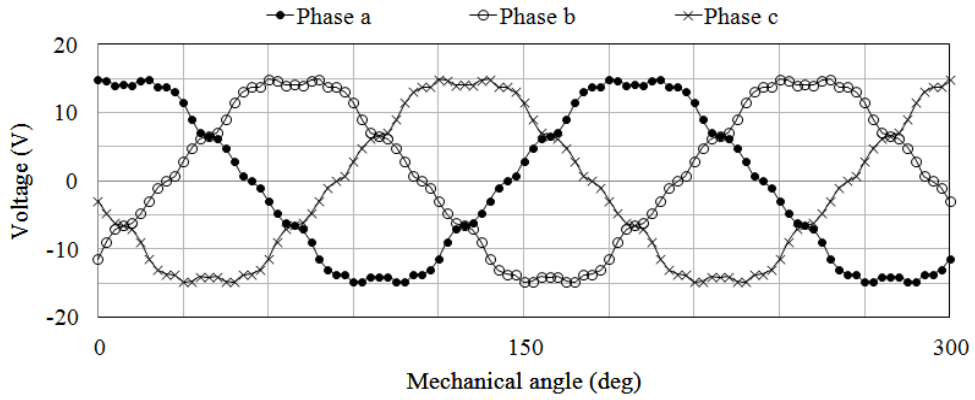
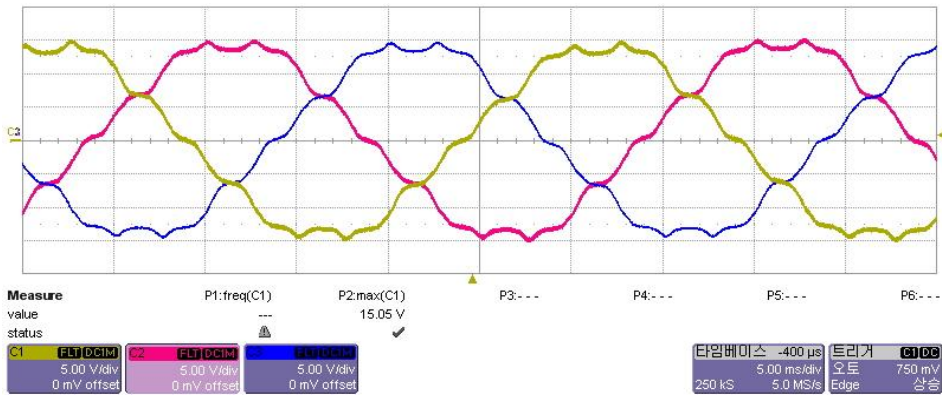


그림 6.3 시험용 세트.

Fig. 6.3 Test setup.



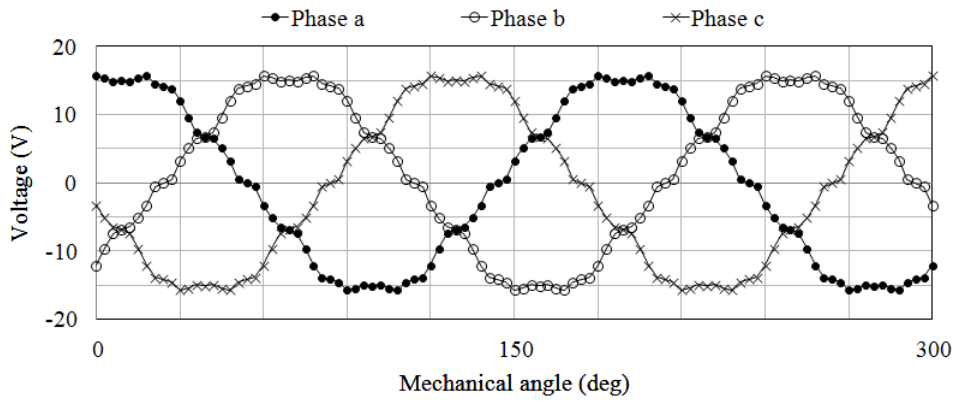
(a) 해석결과.



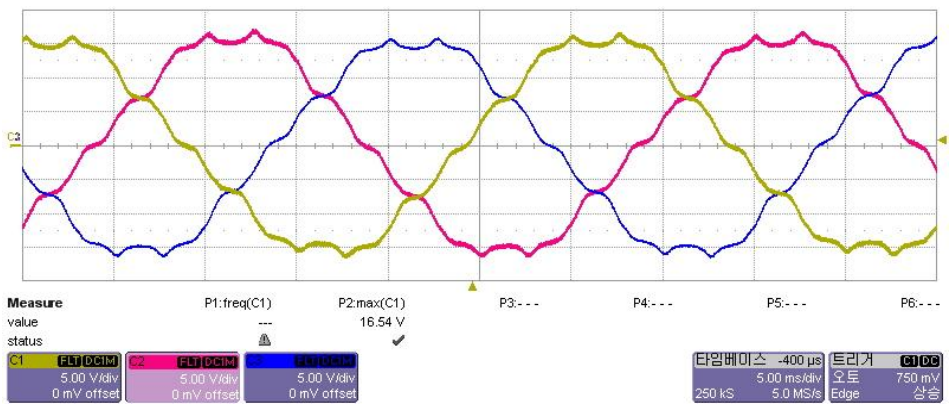
(b) 실험결과.

그림 6.4 모델 1의 역기전압 결과.

Fig. 6.4 Comparison of EMF results in model 1.



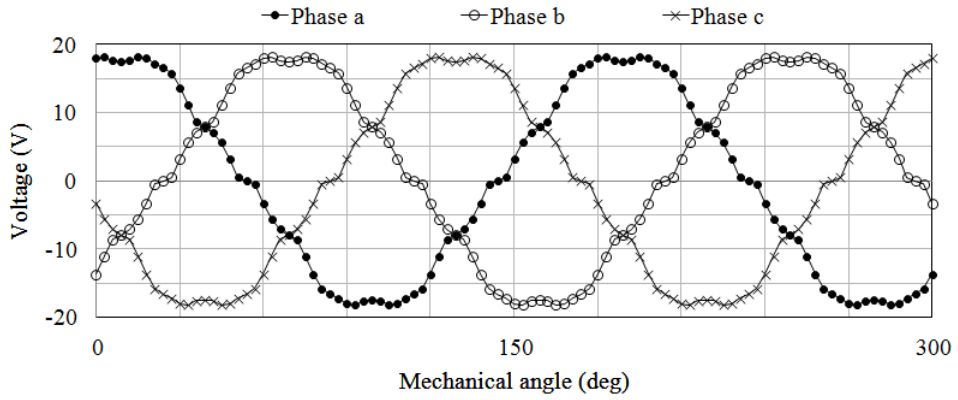
(a) 해석결과.



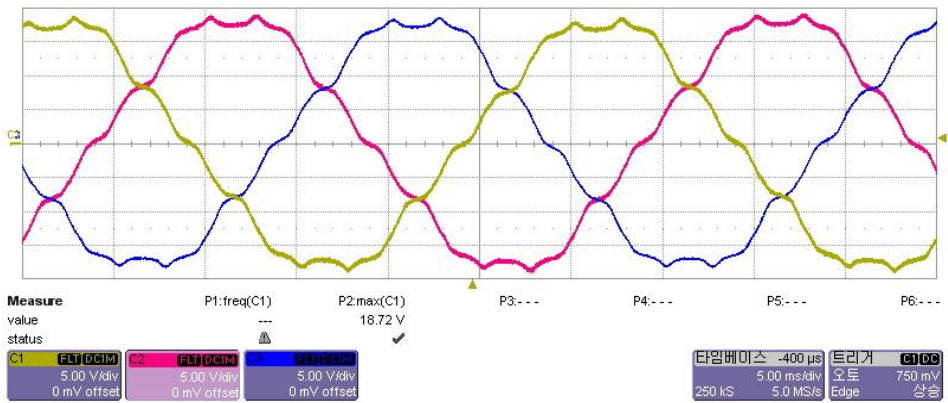
(b) 실험결과.

그림 6.5 모델 2의 역기전압 결과.

Fig. 6.5 Comparison of EMF results in model 2.



(a) 해석결과.



(b) 실험결과.

그림 6.6 모델 3의 역기전압 결과.

Fig. 6.6 Comparison of EMF results in model 3.

6.2 시험용 AFPM 전동기

시험용 전동기의 요구 사항은 최대 속도 800(RPM)에서 최대 출력 5(kW)를 만족하는 AFPM 전동기의 개발이다. 시험용 AFPM 전동기의 상세 설계 사양은 표 6.2에 나타내었고, 그림 6.7은 시험용 전동기의 조립도를 나타낸다.

제작은 (주)지성테크에서 담당하였으며 설계 시 적용했던 재료 특성과 동일한 철심과 자석을 시제품에 적용하였다.

표 6.2 시험용 전동기의 기본 설계 사양.

Table 6.2 Design specifications of test AFPM motor.

| 구 분 | | 설계사양 | |
|-----|------------------|----------------------|-----------|
| 공통 | 극 수 / 슬롯 수 | 20 / 30 | |
| | 공극길이 (mm) | 1.5 mm | |
| | DC link 전압 (Vdc) | 300 | |
| | 코 어 | PN08 | |
| 회전자 | 회전자 외경 / 내경 | 모델 1 | 280 / 150 |
| | | 모델 2 | 284 / 148 |
| | | 모델 3 | 285 / 150 |
| | 영구자석 | NdFeB(Shinetsu N36Z) | |
| 고정자 | 코일 | 코일 직경 (mm) | 2.2 |
| | | 턴 수 | 33 |

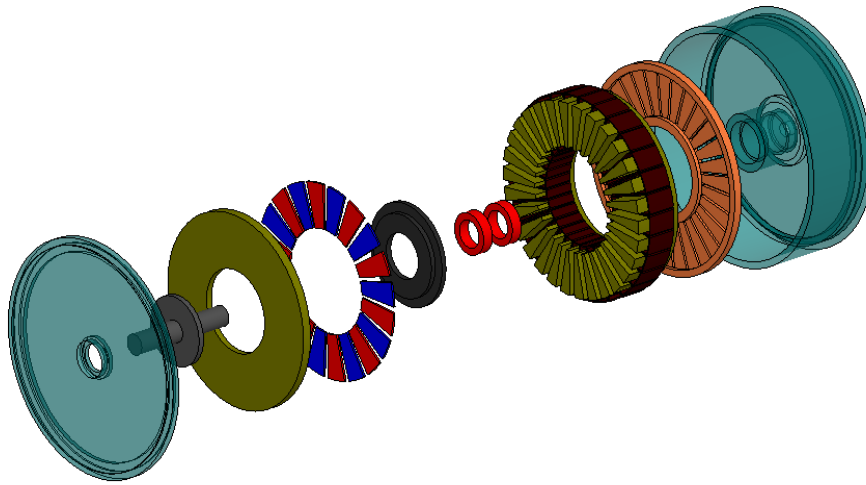
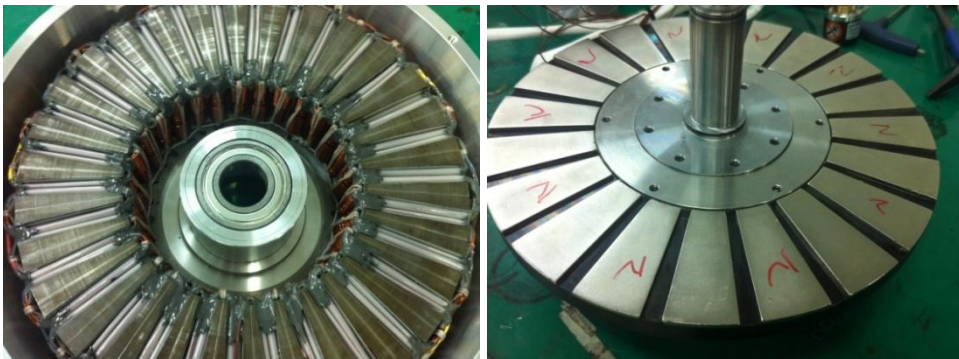


그림 6.7 시험용 AFPM 전동기의 조립도.

Fig. 6.7 Assembly of test AFPM motor.



(a) 고정자.

(b) 회전자.

그림 6.8 시험용 AFPM 전동기.

Fig. 6.8 Test AFPM motor.

시험용 AFPM 전동기의 오버행 구조에 따른 성능을 검증하고자, 1개의 고정자와 서로 다른 내/외경을 갖는 3개의 회전자를 제작하여 실험을 하였다. 그림 6.8은 시험용 전동기의 형상을 나타낸다.

6.2.1 해석결과와 실험결과의 비교

(1) 역기전력

그림 6.9는 시험용 세트를 나타낸다. 그림 6.10부터 그림 6.12에 400(RPM)으로 회전 시 역기전압 해석결과와 실험결과를 비교하였다. 상 전압은 모델 1의 경우 126.6(V), 모델 2의 경우 133.8(V), 모델 3의 경우 132.7(V)로 측정 되었으며, 해석결과와 실험결과가 매우 유사함을 볼 수 있다. 이는 전동기의 형상 및 재질 특성을 해석에서 정확히 반영하고 있음을 알 수 있다.

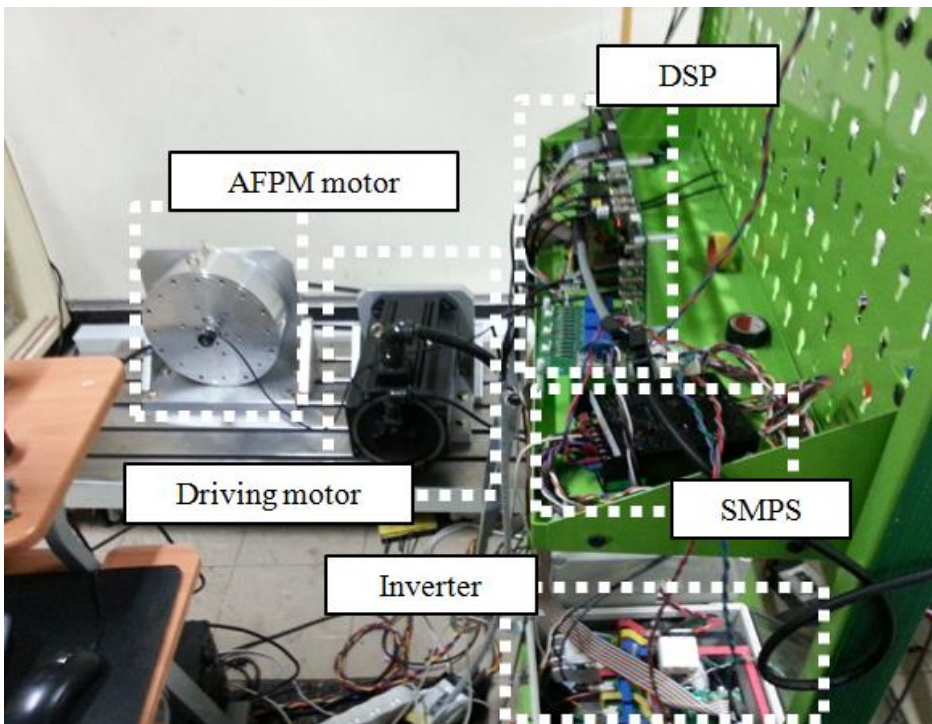
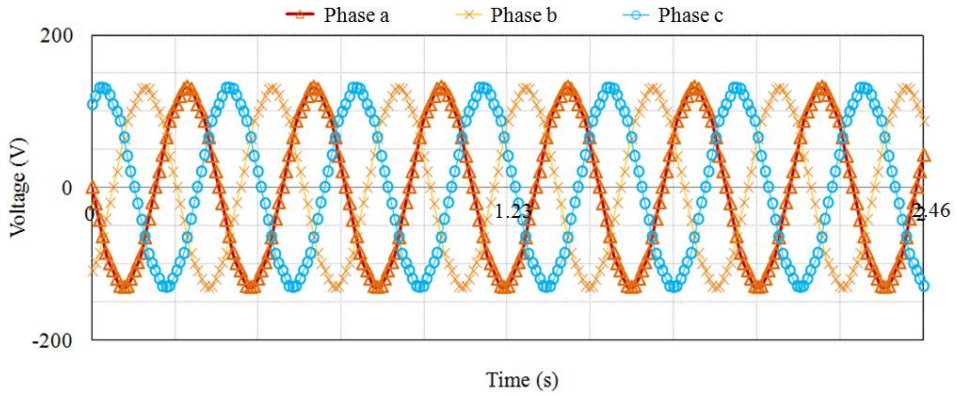
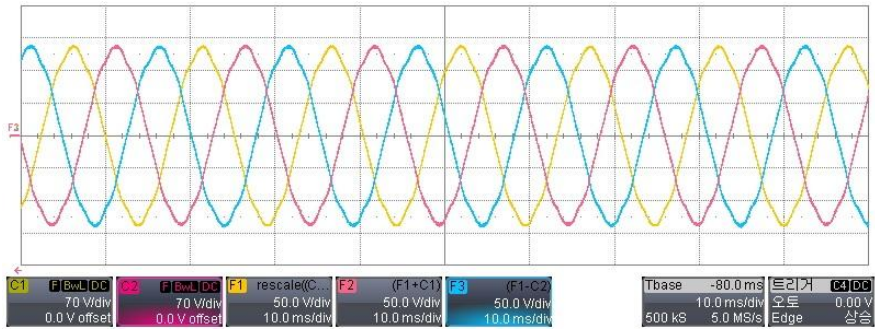


그림 6.9 시험용 세트.

Fig. 6.9 The set for experiment.



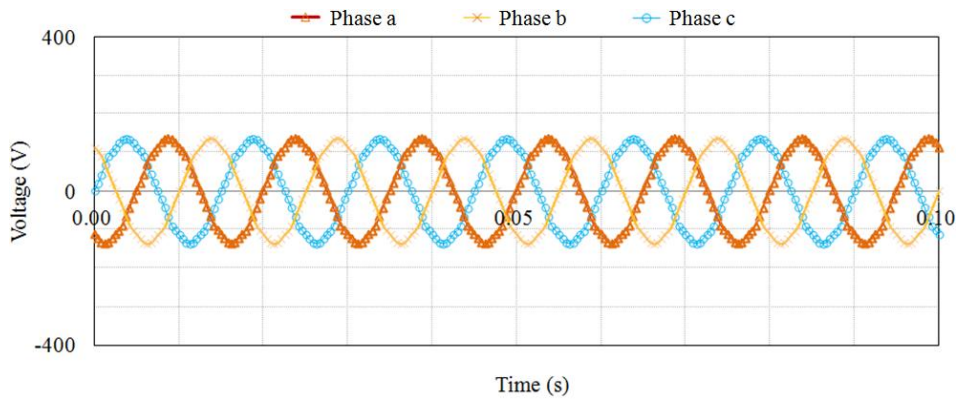
(a) 해석결과.



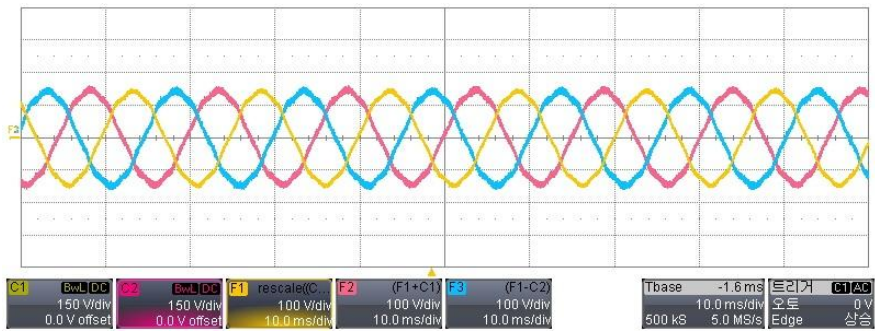
(b) 실험결과.

그림 6.10 모델 1의 역기전압 결과.

Fig. 6.10 Comparison of EMF results in model 1.



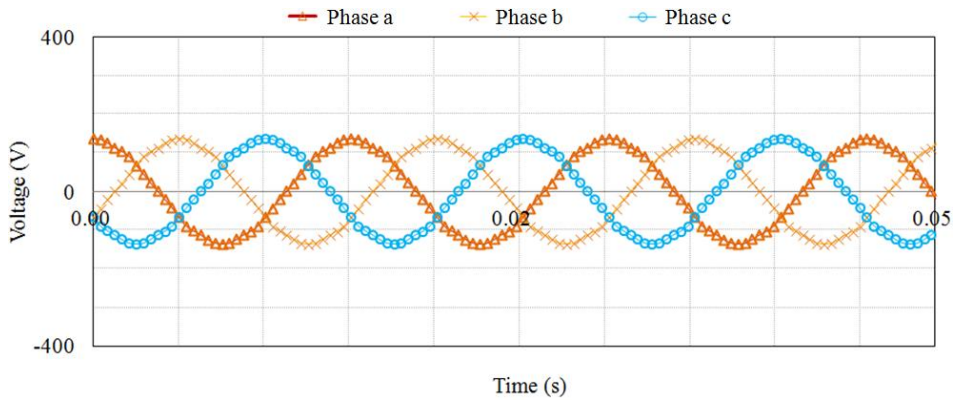
(a) 해석결과.



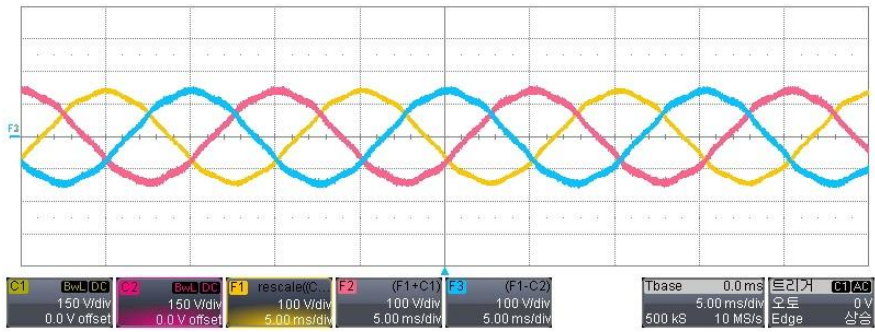
(b) 실험결과.

그림 6.11 모델 2의 역기전압 결과.

Fig. 6.11 Comparison of EMF results in model 2.



(a) 해석결과.



(b) 실험결과.

그림 6.12 모델 3의 역기전압 결과.

Fig. 6.12 Comparison of EMF results in model 3.

(2) 상저항

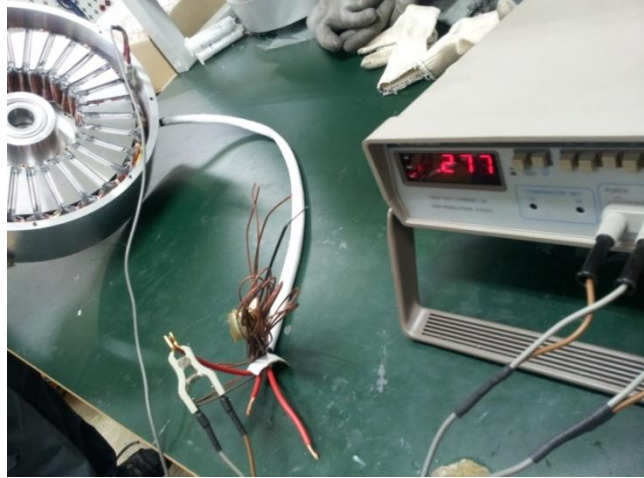


그림 6.13 상저항 측정.

Fig. 6.13 Measurement of phase resistance.

해석결과는 $289(\text{m}\Omega)$ 으로 계산되었고, 실험결과는 $277(\text{m}\Omega)$ 으로 측정되었다. 기기 설계단계에서 단부권선을 모델링하여 형상을 충분히 고려하였기 때문에 서로간의 결과가 거의 유사함을 확인 할 수 있다.

(3) 토크 및 출력

그림 6.14로부터 세 가지 모델에 대해 기저속도 $400(\text{RPM})$ 에서 요구조건인 $119(\text{Nm})$ 이상을 모두 만족하는 것을 볼 수 있다. 또한 세 가지 모델에 대해 최고속도 $800(\text{RPM})$ 에서 요구 조건인 $5(\text{kW})$ 이상을 모두 만족하는 것을 확인 할 수 있다.

오버행이 적용되지 않은 모델 1에 비해 오버행이 적용된 모델의 경우 토크와 출력면에서 $18(\%)$ 이상의 여유를 갖는 것을 확인 할 수 있다. 동일한 자석량을 사용하면서, 고정자의 포화도를 고려하여 회전자의 내경과 외경을 적절히 조절하여 오버행을 적용한 모델 2의 결과가 가장 좋은 성능을 나타내는 것을 볼 수 있다.

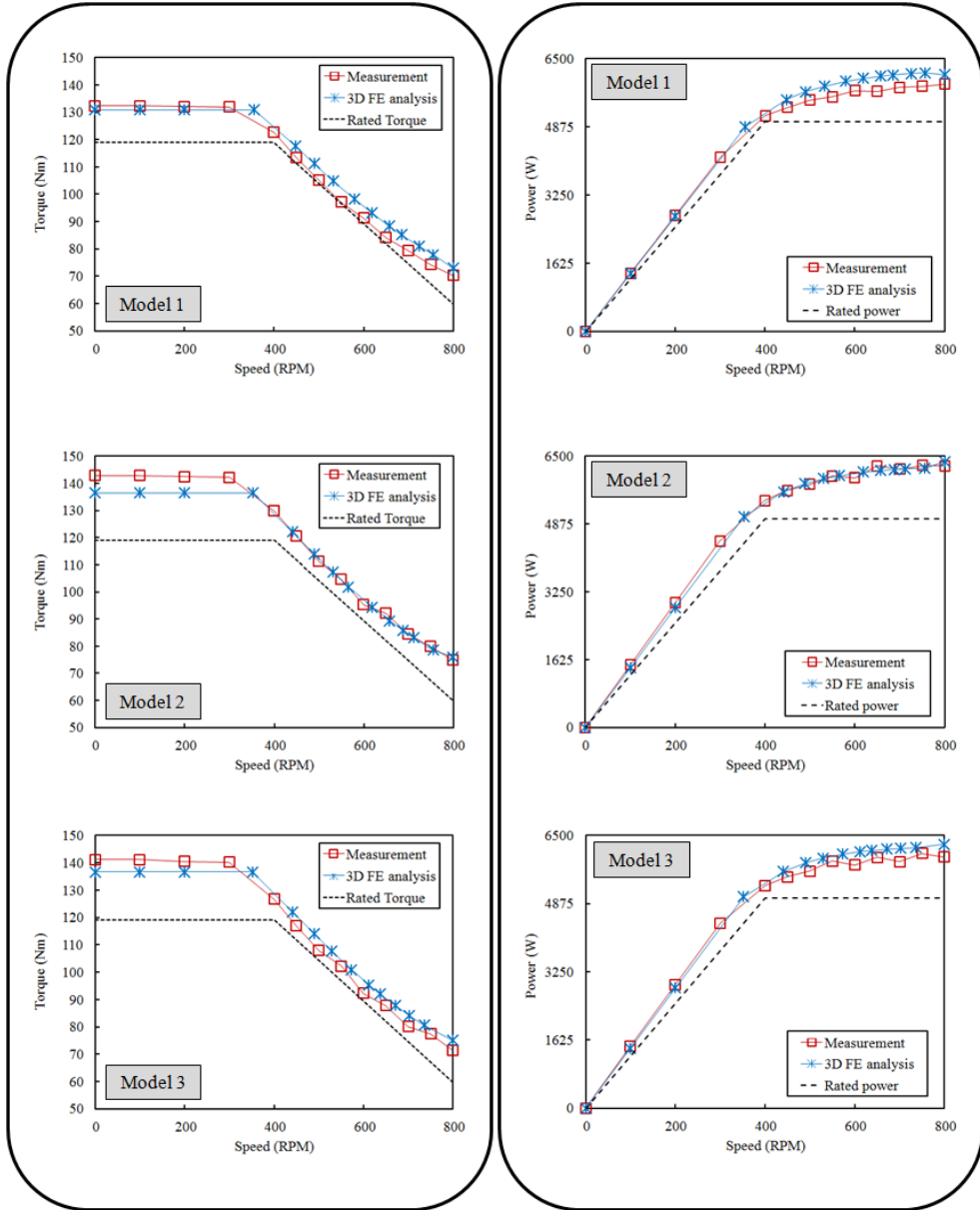


그림 6.14 해석과 실험결과의 비교.

Fig. 6.14 Comparison between analysis and experiment.

세 가지 모델에 대해 해석과 실험결과 사이의 오차가 존재하는 것을 확인 할 수 있었다. 오차의 원인으로서는 벨트 구동방식에 의한 구동모터의 토크 값을 통해 AFPM 전동기의 토크 값을 계산하기 때문에 속도에 따른 벨트의 영향을 고려해 볼 수 있다. 회전자는 적층이 고려되지 않은 통 솔리드 형태에서 제작이 되었고, 고정자의 재질(PN08)과는 다른 재질(S45C)을 사용했기 때문에 부하해석 시 철심의 비선형적인 포화 특성에 의해 성능의 차이를 가져온 것으로 추측해 볼 수 있다. 시험용 전동기의 고정자 슬롯은 분할코어 방식으로 제작 되었다. 시뮬레이션에서는 분할코어를 모델링 할 수 없기 때문에 부하해석 시 철심의 비선형적인 특성에 의해 해석과 실험결과 사이의 오차가 존재하는 것으로 판단된다.

제 7 장 결론 및 향후 연구

7.1 결론

본 논문에서는 오버행 구조가 RFPM 전동기와 AFPM 전동기의 전자기적 특성에 미치는 영향을 살펴보았다. 먼저, 2D FEM에서 오버행 구조를 갖는 RFPM 전동기를 해석하기 위한 기존 연구들의 문제점이 제시되었으며, 이를 개선하기 위한 오버행 파라미터가 제안되었다. 아울러, 초기 설계 단계에서 오버행 길이를 선정하기 위한 등가 자기모델을 제안하였으며, 제시된 방법으로부터의 결과는 3D FEM 결과와 비교함으로써 해석 기법의 타당성을 확인 할 수 있었다. 또한, 오버행 구조를 갖는 SPM 전동기에 약자속 제어가 적용될 때, 영구자석의 불가역 감자가 발생할 수 있는 문제점을 제시하고, 이를 극복할 수 있는 새로운 오버행 구조가 제안되었다.

한편, AFPM 전동기의 설계 시 사용되어 왔던 quasi-3D FEM이 영구자석에 비해 고정자와 회전자가 돌출될 때 적용될 수 없는 문제점을 제시하고, 이를 극복할 수 있는 개선된 quasi-3D FEM을 제안하였다. 또한, RFPM 전동기에 적용되어 왔던 오버행 구조가 AFPM 전동기에 적용될 때, 전자기적 특성에 미치는 영향에 대해 살펴 보고 최적의 성능을 발휘할 수 있는 구조를 제시하였다.

마지막으로 여러 개의 국소 최적해를 갖는 복잡한 목적함수와 계산시간이 오래 걸리는 오버행 구조를 갖는 영구자석 전동기의 최적 설계 문제를 효과적으로 해결할 수 있는 multimodal 최적화 알고리즘을 제안하였다.

본 논문을 통해 제안된 기법의 검증은 위하여 2대의 시험용 전동기를 설계, 제작 및 실험하였다. 다양한 실험 결과로부터 본 연구에서 제시된 방법들의 정확성과 타당성이 검증 되었으며, 향후 오버행 구조를 갖는 영구자석 전동기의 설계 및 해석에 많은 도움을 줄 수 있으리라 사료된다.

7.2 향후 연구

본 논문에서 제시한 연구 내용들 이외에도 오버행 구조를 갖는 전동기의 설계와 정확한 성능 예측을 위해서는 다양한 연구가 진행되어야 할 것이다.

본 논문에서 오버행 구조를 갖는 RFPM 전동기의 불가역 감자에 대한 문제점을 제시하였다. 이와 관련하여 AFPM 전동기에서 오버행 구조가 불가역 감자에 미치는 영향에 대해 살펴 볼 필요가 있다.

본 논문에서 제시한 오버행 파라미터는 RFPM 전동기를 위한 해석 방법이기 때문에 AFPM 전동기와 관련한 오버행 파라미터의 연구가 필요하다. Quasi-3D FEM 기법에 오버행 파라미터를 적용한다면 2D FEM 만으로도 AFPM 전동기의 오버행 효과를 고려 할 수 있을 것으로 판단된다.

한편, AFPM 전동기의 경우 전자력에 의한 휨 현상에 의해 외경이 큰 전동기의 공극을 결정하기가 쉽지 않다. 이와 관련된 연구가 완성되면 AFPM 전동기의 공극 길이 결정을 위한 기준이 마련 되리라 예상된다.

설계 시 정확한 철손 예측은 전동기의 효율 계산과 함께 열원을 추출 하는데 있어 필수적이다. 앞으로 AFPM 전동기의 철손과 관련된 연구가 진행되어야 한다고 판단된다.

마지막으로 현재 영구자석 전동기의 설계 및 해석 수준은 전자계 특성을 정확하게 고려할 수 있는 단계에 있다. 하지만 전동기의 소형화, 고효율화에 힘입어 전자계 특성과 함께 기계적 특성을 함께 고려해야 하는 multi-physics와 관련한 요구가 증가하고 있는 실정이다. 따라서 이를 위한 기법 연구가 진행되어야 한다고 판단된다.

참고 문헌

- [1] K. R. Shouse, and D. G. Taylor, "Sensorless velocity control of permanentmagnet synchronous motors," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 6, no. 3, pp. 313-324, May 1998.
- [2] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 4, pp. 1054-1061, Jul./Aug. 2002.
- [3] Z. Chen, M. Tomita, S. Koki, and S. Okuma, "An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 2, pp. 288-295, Apr. 2003.
- [4] S. Ogasawara, and H. Akagi, "Implementation and position control performance of a position-sensorless IPM motor drive system based on magnetic saliency," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 4, pp. 806-812, Jul./Aug. 1998.
- [5] 광상엽, 차량구동용 다층 매입형 영구자석 전동기의 특성해석 및 설계, 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2008.
- [6] 서장호, 차량구동용 매입형 영구자석 전동기의 열 특성 해석 및 최적 설계, 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2010.
- [7] E. Hoang, A. H. Ben Ahmed, and J. Lucidarme, "Switching flux permanent magnet polyphased synchronous machines," in *Proc. EPE Conf.*, Trondheim, Norway, vol. 3, pp. 903, 1997.
- [8] Ministry of Economy, Trade and industry in Japan, "Monotukuri hakusho 2009"
- [9] M. Aydin, S. Huang, and T. A. Lipo "Torque Quality and Comparison of Internal and External Rotor Axial Flux Surface-Magnet Disc Machines" *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 53, no. 3, pp. 822-830, Jun. 2006.
- [10] M. Aydin, S. Huang, and T.A. Lipo, "Axial Flux Permanent Magnet DiscMachines: AReview", in *Conf. Record of SPEEDAM*, pp. 61-71, May 2004.

- [11] D. A. Staton, T. J. E. Miller, and S. E. Wood, "Maximizing the saliency ratio of the synchronous reluctance motor," *IEE Proceedings-B*, vol. 140, no. 4, pp. 249-259, 1993.
- [12] T. Matsuo, and T. A. Lipo, "Rotor design optimization of synchronous reluctance machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 2, pp. 359-365, 1994.
- [13] T. A. Lipo, A. Vagati, L. Malesani, and T. Fukao, "Synchronous reluctance motors and drives-a new alternative," *IEEE IAS Annu. Meeting Tutorial*, Oct. 1992.
- [14] D. K. Woo, D. K. Lim, H. K. Yeo, J. S. Ro, and H. K. Jung, "A 2D finite element analysis for a permanent magnet synchronous motor taking an overhang effect into consideration," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 8, pp. 4894-4899, Aug. 2013.
- [15] A. Chiba, Y. Takano, M. Takeno, T. Imakawa, N. Hoshi, M. Takemoto, and S. Ogasawara, "Torque density and efficiency improvements of a switched reluctance motor without rare-earth material for hybrid vehicles," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1240-1246, May/Jun. 2011.
- [16] S. Chino, S. Ogasawara, T. Miura, A. Chiba, M. Takemoto, and N. Hoshi, "Fundamental characteristics of a ferrite permanent magnet axial gap motor with segmented rotor structure for the hybrid electric vehicle," in *Proc. IEEE ECCE*, pp. 2805-2811, Sep. 2011.
- [17] S. Ooi, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, "Performance evaluation of a high power density PMASynRM with ferrite magnets," in *Proc. IEEE ECCE*, pp. 4195-4200, Sep. 2011.
- [18] A. Chiba, Y. Takano, M. Takeno, T. Imakawa, N. Hoshi, M. Takemoto, and S. Ogasawara, "Torque density and efficiency improvements of a switched reluctance motor without rare-earth material for hybrid vehicles," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, May/Jun. 2011.
- [19] M. Barcaro, N. Bianchi, and F. Magnussen, "Permanent-magnet optimization in permanent-magnet-assisted synchronous reluctance motor for a wide

- constant-power speed range,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp. 2495-2502, Jun. 2012.
- [20] G. Pellegrino, A. Vagati, and P. Guglielmi, “Design tradeoffs between constant power speed range, uncontrolled generator operation, and rated current of IPM motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 5, pp. 1995-2003, Sep./Oct. 2011.
- [21] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, “Performance of PM-assisted synchronous reluctance motor for high-efficiency and wide constantpower operation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 5, pp. 1234-1240, Sep./Oct. 2001.
- [22] H. Murakami, Y. Honda, Y. Sadanaga, Y. Ikkai, S. Morimoto, and Y. Takeda, “Optimum design of highly efficient magnet assisted reluctance motor,” in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, vol. 4, pp. 2296-2301, 2001.
- [23] P. Niazi, H. A. Toliyat, D. H. Cheong, and J. C. Kim, “A low-cost and efficient permanent-magnet-assisted synchronous reluctance motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 2, pp. 542-550, Mar./Apr. 2007.
- [24] T. Tokuda, M. Sanada, and S. Morimoto, “Influence of rotor structure on performance of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor,” in *Proc. ICEMS*, pp. 1-6, 2009.
- [25] I. Boldea, L. Tutelea, and C. I. Pitic, “PM-assisted reluctance synchronous motor/generator (PM-RSM) for mild hybrid vehicles: Electromagnetic design,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 2, pp. 492-498, Mar./Apr. 2004.
- [26] E. Armando, P. Guglielmi, M. Pastorelli, G. Pellegrino, and A. Vagati, “Accurate magnetic modelling and performance analysis of IPM-PMASR motors,” in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 133-140, 2007.
- [27] P. Niazi, H. A. Toliyat, and A. Googarzi, “Robust maximum torque per ampere (MTPA) control of PM-assisted synRM for traction applications,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 4, pp. 1538-1545, Jul. 2007.

- [28] P. Guglielmi, B. Boazzo, E. Armando, G. Pellegrino, and A. Vagati, "Magnet minimization in IPM-PMASR motor design for wide speed range application," in *Proc. IEEE ECCE*, pp. 4201-4207, 2011.
- [29] T. Sun, S. O. Kwon, J. J. Lee, and J. P. Hong, "Investigation and comparison of system efficiency on the PMSM considering Nd-Fe-B magnet and ferrite magnet," in *Proc. Telecommunications Energy Conf.*, pp. 1-6, 2009.
- [30] I. S. Jung, H. G. Sung, Y. D. Chun, and J. H. Borm, "Magnetization modeling of a bonded magnet for performance calculation of inner-rotor type BLDC motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, no. 4, pp. 2810-2813, 2001.
- [31] S. Chino, T. Miura, M. Takemoto, and S. Ogasawara, A. Chiba, and N. Hoshi, "Fundamental Characteristics of a Ferrite Permanent Magnet Axial gap Motor with Segmented Rotor Structure for the Hybrid Electric Vehicle" in *Proc. 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2011)*, pp. 2805-2811, Sept. 2011.
- [32] G. H. Kang, Y. G. An, and G. T. Kim, "The characteristics of noise and vibration by asymmetrical overhang effect of permanent magnet in BLDC motor", in *proc. 12th Biennial IEEE Conf. Electromagn. Field Comput.*, CEFC, USA, p. 493, 2006.
- [33] J. P. Wang, D. K. Lieu, W. L. Lorimer, and A. Hartman, "Influence of the permanent magnet overhang on the performance of the brushless dc motor," *J. Appl. Phys.*, vol. 83, no. 11, pp. 6362-6364, Jun. 1998.
- [34] J. Li, and Y. Cho, "Modeling and analysis of fractional slot axial flux permanent-magnet machine considering overhang effect", in *proc. 14th Biennial IEEE Conf. Electromagn. Field Comput.*, CEFC, USA, pp. 1, 2010.
- [35] Y. D. Chun, and S. Wakao, "Magnetic force characteristics according to the variation of asymmetric overhang ratio in brushless direct current motor," *J. Appl. Phys.*, vol. 93, no. 10, pp. 8775-8777, May 2003.
- [36] K. C. Kim, D. H. Koo, and J. Lee, "The study on the overhang coefficient for permanent magnet machine by experimental design method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, pp. 2483-2485, Jun. 2007.

- [37] K. C. Kim, and J. Lee, "Overhang effect analysis of permanent magnet machine according to the rotor types", in proc. 12th Biennial *IEEE Conf. Electromagn. Field Comput.*, CEFC, 2006, USA, p. 414.
- [38] Y. D. Chun, J. Lee, and S. Wakao, "Overhang effect analysis of brushless DC motor by 3-D equivalent magnetic circuit network method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 3, pp. 1610-1613, May 2003.
- [39] R. Qu, and T. A. Lipo, "Analysis and modeling of air-gap and zigzag leakage fluxes in a surface-mounted permanent-magnet machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 1, pp. 121-127, Jan. 2004.
- [40] G. Cvetkovski, L. Petkovska, M. Cundev, and S. Gair, "Quasi 3D FEM in function of an optimization analysis of a PM disk motor," in *Proc. Int. Conf. Electrical Machines*, Helsinki, Finland, vol. 4, pp. 1871-1875, Aug. 2000.
- [41] C. B. Rasmussen, and E. Ritchie, "A magnetic equivalent circuit approach for predicting PM motor performance," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 10-17, 1997.
- [42] J. Perho, "Reluctance network for analysing induction machines," Ph.D. dissertation, Dept. elect. Eng., Helsinki Univ. Technol., Helsinki, Finland, 2002.
- [43] J. F. Gieras, and M. Wing, "Permanent Magnet Motor Technology-Design and Applications" New York, 1997.
- [44] T. Bick, U. Hammel, and H.-P. Schwefel, "Evolutionary Computation: Comments on the History and Current State," *IEEE Trans. on Evol. Comput.*, vol. 1, no. 1, pp. 3-17, Apr. 1997.
- [45] Y. Jin, M. Olhofer, and G. Sendhoff, "A framework for evolutionary optimization with approximate fitness functions," *IEEE Trans. on Evol. Comput.*, vol. 6, no. 5, pp. 481-494, Oct. 2002.
- [46] A. J. Booker, J. E. Dennis, P. D. Frank, D. B. Serafini, V. Torczon, and M. W. Trosset, "A rigorous framework for optimization of expensive functions by surrogates," *Struct on Optimization.*, vol. 17, no. 1, pp. 1-13, Feb. 1999.

- [47] L. Lebensztajn, C. A. R. Marretto, M. C. Costa, and J. L. Coulomb, "Kriging: a useful tool for electromagnetic device optimization," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 2, pp. 1196-1199, Mar. 2004.
- [48] J. H. Seo, S. Y. Kwak, S. Y. Jung, C. G. Lee, T. K. Chung, and H. K. Jung, "A Research on Iron Loss of IPMSM With a Fractional Number of Slot Per Pole," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1824-1827, Mar. 2009.
- [49] G. X. Zhou, R. Y. Tang, D. H. Lee, and J. W. Ahn, "Field circuit coupling optimization design of the main electromagnetic parameters of permanent magnet synchronous motor," *JEET.*, vol. 3, no. 1, pp. 88-93, Mar. 2008.
- [50] J. H. Seo, C. H. Im, S. Y. Kwak, C. G. Lee, and H. K. Jung, "An Improved Particle Swarm Optimization Algorithm Mimicking Territorial Dispute Between Groups for Multimodal Function Optimization Problems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 6, pp. 1046-1049, Jun. 2007.
- [51] H. Li, Z. Chen, and H. Polinder, "Optimization of Multibrid Permanent-Magnet Wind Generator Systems," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 24, no. 1, pp. 82-92, Mar. 2009.
- [52] S. Wang, X. Meng, N. Guo, H. Li, J. Qiu, J. G. Zhu, Y. Guo, D. Liu, Yi Wang, and W. Xu, "Multilevel Optimization for Surface Mounted PM Machine Incorporating With FEM," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 4700-4703, Oct. 2009.
- [53] T. Maruyama, and H. Igarashi, "An Effective Robust Optimization Based on Genetic Algorithm," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 6, pp. 990-993, Jun. 2008.
- [54] H. K. Kim, J. K. Chong, and K. Y. Park, "Approximation Model-Assisted Optimization Technique to Improve Capacitive Current Interrupting Performance of Gas Circuit Breaker," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1574-1577, Mar. 2009.
- [55] Eng Swee Siah, M. Sasena, J. L. Volakis, P. Y. Papalambros, and R. W. Wiese, "Fast parameter optimization of large-scale electromagnetic objects using

- DIRECT with Kriging metamodeling,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 276-285, Mar. 2004.
- [56] S. Y. Yuen, and C. Kin Chow, “A Genetic Algorithm That Adaptively Mutates and Never Revisits,” *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol. 13, no. 2, pp. 454-472, Apr. 2009.
- [57] A. Osyczka, *Multicriterion Optimization in Engineering with Fortran Program*, Ellis Horwood Limited, 1984.
- [58] R. Graham, and J. Cortes, “Asymptotic Optimality of Multicenter Voronoi Configurations for Random Field Estimation,” *IEEE Trans. Autom. Control.*, vol. 54, no.1, pp. 153-158, Jan. 2009.
- [59] E. Vazquez, G. Fleury, and E. Walter, “Kriging for indirect measurement with application to flow measurement,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 55, no. 1, Feb. 2006.
- [60] F. Campelo, F. G. Guimaraes, H. Igarashi, J. A. Ramirez, and S. Noguchi, “A modified immune network algorithm for multimodal electromagnetic problems,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 1111-1114, Apr. 2006.
- [61] L. D. S. Coelho, H. V. H. Ayala, and P. Alotto, “A Multiobjective Gaussian Particle Swarm Approach Applied to Electromagnetic Optimization,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 8, pp. 3289-3292, Aug. 2010.
- [62] T. J. E. Miller, “Brushless permanent magnet and reluctance motor drives,” Oxford Univ. Press, New York, 1989.
- [63] J. F. Gieras, R. J. Wang, and M. J. Kamper, “Axial flux permanent magnet brushless machines,” Springer, 2008.
- [64] M. Yabumoto, C. Kaido, T. Wakisaka, T. Kubota, and N. Suzuki, “Electrical steel sheet for traction motors of hybrid/electric vehicles,” Nippon Steel Technical Report, 2003
- [65] K. Yamazaki, and Y. Seto, “Iron loss analysis of interior permanent-magnet synchronous motors-variation of main loss factors due to driving condition,” *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 42, no.8, pp. 1045-1052, Jul. 2009.

- [66] D. K. Woo, D. K. Lim, and H. K. Jung, "Rotor design strategy of interior permanent magnet synchronous motor for fuel cell electric vehicle," *IJAEM*, vol. 40, no. 1, pp. 51-66, Sep. 2012.
- [67] 노태환, 자성재료학, 두양사, 2006.
- [68] D. K. Lim, D. K. Woo, I. W. Kim, J. S. Ro, and H. K. Jung, "Cogging Torque Minimization of a Dual-Type Axial-Flux Permanent Magnet Motor Using a Novel Optimization Algorithm," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 9, pp. 5106–5111, Sep. 2013.
- [69] D. K. Woo, I. W. Kim, D. K. Lim, J. S. Ro, and H. K. Jung, "Cogging Torque Optimization of Axial Flux Permanent Magnet Motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 5, pp. 2189-2192, May. 2013.
- [70] D. K. Woo, D. K. Lim, M. Ali, and H. K. Jung, "Optimal rotor structure design of interior permanent magnet synchronous machine based on accelerating evolution algorithm using the Kriging metamodel," *IJAEM*, vol. 36, no. 4, pp. 317-325, Aug. 2011.
- [71] D. K. Woo, I. W. Kim, and H. K. Jung, "Optimal Rotor Structure Design of Interior Permanent Magnet Synchronous Machine based on Efficient Genetic Algorithm Using Kriging Model," *JEET*, vol. 7, no. 4, pp. 530-537, Jun. 2012.
- [72] D. K. Woo, S. Y. Kwak, J. H. Seo, and H. K. Jung, "Characteristic Analysis for IPMSM Considering Flux-Linkage Ripple," *JEET*, vol. 5, no. 4, pp. 592-596, Nov. 2010.
- [73] F. Gillon, and P. Brochet, "Screening and response surface method applied to the numerical optimization of electromagnetic devices," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 4, pp. 1163-1167, Jul. 2000.
- [74] P. G. Mathews, "Design of experiment with MINITAB," ASQ Quality, 2004.
- [75] D. K. Woo, J. H. Choi, M. Ali, and H. K. Jung, "A Novel Multimodal Optimization Algorithm Applied to Electromagnetic Optimization," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 6, pp. 1667-1673, Jun. 2011.
- [76] A. Petrowski, "A clearing procedure as a niching method for genetic algorithms," in *Proc. IEEE Int. Conf. Evol. Comput.*, pp. 798-803, 1996.

- [77] C. Magele, A. Köstinger, M. Jaindl, W. Renhart, B. Cranganu-Cretu, and J. Smajic, "Niching Evolution Strategies for Simultaneously Finding Global and Pareto Optimal Solutions," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 8, pp. 2743-2746, Aug. 2010.
- [78] E. Dilettoso, and N. Salerno, "A self-adaptive niching genetic algorithm for multimodal optimization of electromagnetic devices," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 1203-1206, Apr. 2006.
- [79] B. Sareni, L. Krahenbuhl, and A. Nicolas, "Niching Genetic Algorithms for Optimization in Electromagnetics", The 11th COMPUMAG'97, pp. 563-564, Rio de Janeiro, 1997.
- [80] S.W. Mahfoud, *Niching Methods for Genetic Algorithms*, Doctoral Dissertation / IlliGAL Report 95001, University of Illinois at Urbana-Champaign, Illinois Genetic Algorithm Laboratory, 1995.
- [81] C. G. Lee, D. H. Cho, and H. K. Jung, "Niching Genetic Algorithm with Restricted Competition Selection for multimodal function optimization," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, no. 3, pp. 1722-1725, 1999.
- [82] D. H. Cho, J. K. Kim, H. K. Jung, and C. G. Lee, "Optimal Design of Permanent motor using auto-tuning niching Genetic Algorithm," *IEEE Trans. On Magnetics*, vol. 39, no. 3, pp. 1265-1268, 2003.
- [83] O. Aichjolzner et al, "Niching Evolution Strategy with Cluster Algorithms," *Digests of the 9th CEFC*, pp. 137, 2000.
- [84] K. Deb, and D. E. Goldberg, "An investigation of Niche and Species Formation in Genetic Function Optimization," *Proc. 3rd*
- [85] D. E. Goldberg, and J. Richardson, "Genetic algorithms with sharing for multimodal function optimization," in *Proc. 2nd Int. Conf. Genetic Algorithms*, pp. 41-49, Oct. 1987.
- [86] K. A. De Jong, *An analysis of the behavior of a class of genetic adaptive systems*, Doctoral dissertation, Univ. of Michigan, 1975.
- [87] 김재광, 차량용 다층 매입형 영구자석 회전기의 해석 및 설계, 박사학위논문, 서울대학교, 2006.

- [88] 조동혁, Auto-Tuning 니칭 유전 알고리즘을 이용한 매입형 영구자석 전동기의 설계, 박사학위논문, 서울대학교, 2001.
- [89] 김기화, Genetic Algorithm 에 의한 다목적 함수 최적 구조 설계, 박사학위논문, 서울대학교, 1994.
- [90] 심동준, 수정된 유전 알고리즘을 이용한 매입형 영구자석 전동기의 다목적 최적설계, 박사학위논문, 서울대학교, 1997.
- [91] B. L. Miller, M. J. Shaw, "Genetic Algorithms with Dynamic Niche Sharing for Multimodal Function Optimization," *IEEE International Conference on Evolution Computation*, pp. 786-791, 1996.
- [92] Jelasity, M. Dombi, "GAS, an approach to a solution of the niche radius problem," *First International Conference on Genetic Algorithms in Engineering Systems : Innovations and Applications (GALESIA)*, pp. 424-429, 1995.
- [93] K. Deb, and D. E. Goldberg, "Natural Frequency Calculation using Genetic Algorithm," *Proceedings of the 15th Southeastern Conference on Theoretical and Applied Mechanics*, 1990.
- [94] J. S. Chun, H. K. Jung, and J. S. Yoon, "Shape optimization of closed slot type permanent magnet motors for cogging torque reduction using evolution strategy", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 2, pp. 1912-1915, Mar. 1997.
- [95] O. Aichholzer *et al.*, "Evolution strategy and hierarchical clustering," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no.2, pp. 1041-1044, Mar. 2002.
- [96] C. H. Im, H. K. Kim, H. K. Jung, and K. Choi, "A novel algorithm for multimodal function optimization based on evolution strategy," *IEEE Trans. Magn.*, vol.40, no.2, pp. 1224-1227, Mar. 2004.
- [97] G. Bakarar, T. El-Meslouhi, and B. Dakyo, "Analysis of the cogging torque behavior of a two-phase axial-flux permanent magnet synchronous machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, no. 4, pp. 2803-2805, Jul. 2001.
- [98] F. Caricchi, F. Giulii Capponi, F. Crescimbin, and L. Solero, "Experimental study on reducing cogging torque and core power loss in axial-flux

- permanent-magnet machines with slotted winding,” in *IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting*, pp. 1295-1302, 2002.
- [99] E. Muljadi, and J. Green, “Cogging torque reduction in a permanent magnet wind turbine generator,” presented at the 21th *Amer. Soc. Mechanical Engineers Wind Energy Symp.*, 2002.
- [100] M. Aydin, R. Qu, and T. A. Lipo, “Cogging torque minimization technique for multiple-rotor, axial-flux, surface-mounted-PM machines: Alternating magnet pole-arcs in facing rotors,” in *IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting*, pp. 555-561, 2003.
- [101] A. Letelier, J. A. Tapia, R. Wallace, and A. Valenzuela, “Cogging torque reduction in an axial-flux PM machine with extended speed range,” in *Proc. IEEE Int. Electrical Machines and Drive Conf.*, pp. 1261-1267, 2005.
- [102] M. Aydin, “Axial-flux surface mounted permanent magnet disc machines for smooth torque traction drive applications,” Ph.D. thesis, Univ. Wisconsin, Madison, 2004.
- [103] T. M. Jahns, W. L. Soong, “Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives-a review”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.43, no.2, pp. 321-330, 1996.
- [104] R. Qu, “Design and analysis of dual-rotor, radial-flux, toroidallywound, surface-mounted PM machines”, Ph.D. Thesis, University of Wisconsin-Madison, Aug, 2002.
- [105] C. Studer, A. Keyhani, T. Sebastian and S. K. Murthy, “Study in cogging torque in permanent magnet machines”, *IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting*, New Orleans, pp. 42-49, 1997.
- [106] T. Li, and G. Slemon, “Reduction of cogging torque in permanent magnet motors”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24, no. 6, pp. 2901-2903, Nov. 1988.
- [107] Z. Q. Zhu, and D. Howe, “Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 4, Dec. 2000.

- [108] A. Di Napoli, O. Honorati, E. Santini, and L. Solero, "The use of soft magnetic material for improving flux weakening capabilities of axial flux PM machines", *IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting*, pp. 202-207, 2000.
- [109] S. Huang, J. Luo, F. Leonardi, and T. A. Lipo, "A general approach to sizing and power density equations for comparison of electrical machines", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-34, no.1, pp. 92-97, 1998.
- [110] S. Huang, M. Aydin, and T. A. Lipo, "Torque Quality Assessment and Sizing Optimization for Surface Mounted PM Machines", *IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting*, Chicago, pp.1603-1610, Sep.30-Oct.4 2001.
- [111] N. Bianchi, S. Bolognani, "Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38 , no. 5, pp.1259-1265, Sept.-Oct. 2002.

Abstract

This paper describes the overhang effect of radial flux permanent magnet (RFPM) motor and axial flux permanent magnet (AFPM) motor. First, several conventional methods have been surveyed.

The previous study considered an overhang effect in a 2D FE analysis through correction of the remanence flux density in a PM. In order to correct the air-gap flux density between models with and without the overhang structure, the remanence of the PM was increased according to the difference in the air-gap flux density. However, if the motor has a small overhang and a high aspect ratio, the difference of the air-gap flux density between a model with and without the overhang structure would be very ignorable. To address this problem, this paper proposes a novel analysis method that considers the overhang effect in a 2D FE analysis. The proposed method determines the effective remanence flux density through a single magneto-static FE analysis.

Using the proposed equivalent-circuit-method considering the overhang structure, the characteristic analysis was carried out to examine the variation of air-gap flux density according to the overhang length. As a result, it confirmed the validity of the proposed model by comparing with 3D FEM.

When the field weakening method is used for the control of a surface-mounted permanent magnet motor, the overhang structure cannot be used due to the partial irreversible demagnetization. To resolve this problem, a novel structure is proposed, which can increase the motor performance via the overhang structure without irreversible demagnetization in the overhang part.

The AFPM motor was subdivided into a sufficient number of independent computation planes. Then, it is performed with 2D FEM on each plane, and finally composes the overall performance of the AFPM motor from the computation results obtained for individual design plane. Such a design method is called quasi-3D FEM. If a rotor and a stator are longer than the permanent magnet, a quasi-3D FEM cannot be applied in the AFPM motor because there is no magnetic source at

both end-parts. Therefore, we proposed improved quasi-3D FEM.

The overhang structure was applied to the AFPM motor. Then, we analyzed the overhang effect according to the overhang structure and proposed optimal structure.

The objective functions encountered in electromagnetic problems often exhibit nonlinear effects, computationally expensive evaluations, and multiple optima. In order to deal with such problems, it is often desirable to obtain not only the global optimum but also the local optima as diverse solutions provide an insight into the nature of input space and suggest alternative solutions against the limited conditions. In this paper, a novel algorithm for multimodal function optimization in motor design is developed. A new concept, named climb method, is proposed to realize the multimodal function optimization scheme. The concept constructs a level curve through the employment of efficient interpolation schemes in order to estimate problem region and allows only one solution to survive for each level group. Hence, the proposed algorithm is more efficient and practical than conventional ones because a smaller number of function evaluations is required. Moreover, it has additional advantage of easy implementation. The results obtained over the test function and the motor optimization problem show the applicability of the proposed algorithm.

Finally, the proposed methods were applied to design, analysis and experiment of two prototype motors. Through the comparison between simulation results and experimental ones, the validity of proposed methods is clarified.

Key words: Axial flux permanent magnet motor, irreversible demagnetization, optimal design, overhang, overhang parameter, radial flux permanent magnet motor.

Student number: 2007-23036