



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



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

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)

공학박사 학위 논문

자기 포화와 공간 고조파를 고려한  
영구자석 동기 전동기의  
자속과 토크 추정

Identification of Flux-Linkage and Torque for  
Permanent Magnet Synchronous Motor Considering  
Magnetic Saturation and Spatial Harmonics

2022 년 2 월

서울대학교 대학원  
전기·정보공학부  
이 주 현

자기 포화와 공간 고조파를 고려한  
영구자석 동기 전동기의  
자속과 토크 추정

지도 교수 설 승 기

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함  
2021 년 12 월

서울대학교 대학원  
전기·정보공학부  
이 주 현

이주현의 공학박사 학위논문을 인준함  
2021 년 12 월

위 원 장                하 정 익                (인)

부위원장                설 승 기                (인)

위    원                한 승 용                (인)

위    원                윤 영 두                (인)

위    원                임 명 섭                (인)

## 초 록

영구자석 동기 전동기는 높은 효율과 토크 및 출력 밀도를 가지기 때문에 여러 산업 분야에서 널리 사용되고 있다. 최근 토크와 출력 밀도를 높이기 위해 정격 전류에서도 철심이 포화되는 영역까지 사용되는 경우가 증가하였다. 이에 따라, 전동기의 고정된 제정수 기반의 이상적인 모델에서는 고려되지 않았던 자기 포화(Magnetic saturation), 교차 결합(Cross-coupling)과 공간 고조파(Spatial harmonics)의 영향이 두드러지게 나타나게 되었다. 이 영향들을 고려한 비선형 자기 모델을 기반으로 하여 여러가지 제어 알고리즘들이 제안되었다. 또한 이러한 제어 알고리즘의 성능을 향상시키기 위해 비선형 자기 모델을 고려한 자속을 추정하는 방법에 대한 연구가 활발하게 이루어졌다.

하지만, 기존에 제안된 비선형 자기 모델을 고려하여 자속을 추정하는 연구에서는 자기 포화, 교차 결합과 공간 고조파의 영향 중 일부만을 반영한 경우가 많았다. 특히 공간 고조파에 의해 생기는 자속의 고조파 성분에 대한 추정이 이루어지지 않았다. 따라서 본 연구에서는 공간 고조파에 의한 자속의 고조파 성분을 포함하여 전류 운전점과 회전자 위치에 따른 자속맵(Flux-linkage map)을 추정하는 방법을 제안하였다. 먼저 자속의 고조파 성분을 계산할 수 있도록 전압 방정식을 유도하였다. 각 전류 운전점과 회전자 위치에서의 기전력 정보를 실험적으로 추출하기 위해 공진 제어기(Resonant controller), 이산 푸리에 변환(Discrete Fourier transform, DFT)과 인버터 비선형성 보상을 적용하였다. 마지막으로 고조파 전압 지령에 생기는 시지연에 의한 위상 오차를 분석하고 이를 보상하여 실제 전동기에 인가된 기전력을 복원하였다. 복원된 기전력으로부터 고조파를 포함한 자속맵을 구하였다.

추정된 자속맵을 이용하여 리플(Ripple) 성분을 포함한 전동기 토크맵(Torque map)을 추정하는 방법을 제안하였다. 비선형 자기 모델을 고려하면 에너지 보존 법칙으로부터 영구자석 전동기의 토크 방정식을 회전자 기준 좌표계에서 유도할 수 있다. 이 토크 방정식은 고정자 전류와 쇄교자속의 외적(Cross product) 성분, 고정자 전류와 쇄교자속의

회전자 위치에 대한 편미분(Partial derivative)의 내적(Inner product) 성분과 전동기에 저장된 자기 에너지의 회전자 위치에 대한 편미분 성분으로 구성된다. 이 중 앞의 두 항은 추정된 자속맵으로부터 계산이 가능하지만 전동기에 저장된 자기 에너지는 영전류 상황에서 자석에 저장된 에너지를 알 수 없기 때문에 계산이 어렵다고 알려져 있다. 본 논문에서는 이 토크 방정식으로부터 토크를 직접 계산하는 대신 토크의 전류에 대한 편미분을 계산함으로써 세 개의 항을 모두 고려한 토크를 추정된 자속맵을 이용하여 얻을 수 있음을 밝힌다. 또한 제안된 토크 계산 방법에서 필요한 토크의 초기값을 실험 상에서 토크 센서를 사용하지 않고 위치 제어를 통해 구하였다. 이 초기값을 기반으로 하여 선적분(Line integral)을 통해 리플 성분을 포함한 토크를 계산하였다. 추정된 토크는 토크 센서를 이용해 측정된 결과와의 비교를 통해 검증하였다.

마지막으로, 추정된 자속맵의 타당성은 추정된 자속맵을 기반으로 구현된 전동기 시뮬레이션 모델을 사용하여 검증되었다. 추정된 자속이 정확하다면 실험 결과와 동일한 시뮬레이션 결과를 얻을 수 있을 수 있다는 사실에 기반하여 전압원 인가 상황에서 시뮬레이션과 실험의 전류 파형을 비교하여 추정된 자속맵을 검증하는 방법을 제안하였다. 또한 구현된 전동기 시뮬레이션 모델을 활용하여 기존의 전동기 시뮬레이션 모델들에 비해 여러 제어 상황을 시뮬레이션 하는 성능을 개선할 수 있음을 보였다.

**주요어:** 영구자석 동기 전동기, 비선형 자기 모델, 자기 포화, 교차 결합, 공간 고조파, 자속맵 추정, 토크 리플 추정, 전동기 구동 시뮬레이션

**학 번:** 2016-20957

# 목 차

제 1장 서론.....	1
1.1 연구의 배경.....	1
1.2 연구의 목적.....	7
1.3 논문의 구성.....	8
제 2장 기존의 연구.....	9
2.1 영구자석 전동기의 특성.....	9
2.1.1 시험용 전동기의 특성.....	9
2.1.2 영구자석 전동기의 자기 모델.....	17
2.1.2.1 이상적인 자기 모델.....	17
2.1.2.2 자기 포화를 고려한 자기 모델.....	19
2.1.2.3 공간 고조파와 자기 포화를 고려한 자기 모델.....	22
2.2 고정자 쇄교자속 추정에 대한 기존 연구.....	25
2.3 토크 리플 추정에 대한 기존 연구.....	30
제 3장 제안된 자속맵 추정 방법 [66].....	33
3.1 실험 환경.....	34
3.1.1 제안된 방법에 사용되는 실험 세트 구성.....	34
3.1.2 검증을 위한 토크 측정에 사용되는 실험 세트 구성.....	35
3.2 전압 방정식을 이용한 고정자 쇄교자속 계산.....	36
3.2.1 수식 전개 과정.....	37
3.2.2 FEA를 이용한 제안된 계산 방법의 검증.....	40
3.3 실험을 통한 기전력 추정.....	44
3.3.1 공진 전류 제어기.....	44
3.3.2 DFT를 이용한 고조파 전압 지령 저장.....	53
3.3.3 인버터 비선형성에 의한 전압 왜곡 보상.....	57
3.3.4 실험을 통한 기전력 추정 결과.....	62
3.4 기전력 기반의 자속맵 복원.....	66
3.4.1 기본파 전압 합성의 오차 및 보상 방법.....	66
3.4.2 고조파 전압 합성에서의 오차 및 보상 방법.....	78

3.4.2.1 정상분 고조파에서 시지연의 영향.....	7 8
3.4.2.2 역상분 고조파에서 시지연의 영향.....	8 5
3.4.2.3 고조파 전압 지령에서의 시지연 보상.....	8 9
3.5 실험적으로 추정된 자속맵.....	9 3
제 4장 자속맵 기반의 전동기 토크 추정 .....	9 6
4.1 전동기의 토크 방정식 .....	9 6
4.1.1 에너지 보존 법칙.....	9 7
4.1.2 3상 전동기에서의 토크 방정식.....	9 8
4.1.3 FEA 기반의 토크 방정식 검증.....	1 0 1
4.2 선적분을 이용한 토크 계산 방법 [79].....	1 0 4
4.2.1 스칼라와 벡터의 편미분 [80].....	1 0 5
4.2.2 토크의 전류에 대한 편미분.....	1 0 6
4.2.3 FEA 기반의 제안된 토크 계산식 검증 .....	1 0 8
4.3 토크 초기값의 실험적 추정.....	1 1 4
4.4 제안된 토크 추정 방법의 검증.....	1 1 7
제 5장 시뮬레이션 및 실험 결과.....	1 2 4
5.1 추정된 자속맵의 검증 .....	1 2 4
5.1.1 FEA에서 얻은 자속맵과 추정된 자속맵의 비교.....	1 2 5
5.1.2 평균 토크를 이용한 검증.....	1 2 8
5.1.3 시뮬레이션 모델을 이용한 검증 .....	1 3 1
5.1.3.1 과도상태 응답.....	1 4 0
5.1.3.2 정상상태 응답.....	1 5 1
5.2 추정된 자속맵의 활용 .....	1 5 7
5.2.1 전류 제어 .....	1 5 9
5.2.2 역기전력 기반 센서리스 제어.....	1 7 4
5.2.3 약자속 제어.....	1 8 5
제 6장 결론 및 향후 연구 .....	1 9 4
참고 문헌.....	1 9 9
Abstract.....	2 0 4

## 표 목차

표 2-1. 시험용 전동기의 설계 세부 사항.....	1 1
표 2-2. 시험용 전동기의 제정수 대표값 (FEA).....	1 6
표 4-1. 계산된 토크 주파수 성분의 크기.....	1 2 2
표 4-2. 측정된 토크 주파수 성분의 크기.....	1 2 2
표 4-3. 토크 주파수 성분의 크기 오차율.....	1 2 3
표 5-1. 시험용 전동기의 제정수 대표값(실험).....	1 3 5
표 5-2. 검증 시험 조건.....	1 3 7
표 5-3. 과도 응답 성능 (전류 오차 실효값, 단위: A).....	1 5 0
표 5-4. 과도 응답 성능 (전류 오차율, 단위: %).....	1 5 1
표 5-5. 정상상태 응답 성능 (기본파 전류 크기, 단위: A).....	1 5 2
표 5-6. 정상상태 응답 성능 (기본파 전류 크기 오차율, 단위: %).....	1 5 2
표 5-7. 정상상태 응답 성능 (6 고조파 크기, 단위: A).....	1 5 5
표 5-8. 정상상태 응답 성능 (6 고조파 위상, 단위: °).....	1 5 6
표 5-9. 정상상태 응답 성능 (6 고조파 크기 오차율, 단위: %).....	1 5 6
표 5-10. 정상상태 응답 성능 (6 고조파 위상 오차, 단위: °).....	1 5 6
표 5-11. 제어기 이득.....	1 5 9
표 5-12. 전류 제어 시험 조건.....	1 6 0
표 5-13. 전류 제어 모의 성능 평가 (63 % 정착 시간, 단위: ms).....	1 7 2
표 5-14. 전류 제어 모의 성능 평가 (98 % 정착 시간, 단위: ms).....	1 7 2
표 5-15. 전류 제어 모의 성능 평가 (63 % 정착 시간 오차, 단위: ms) .....	1 7 2
표 5-16. 전류 제어 모의 성능 평가 (98 % 정착 시간 오차, 단위: ms) .....	1 7 3
표 5-17. 역기전력 센서리스 제어 시험 조건.....	1 7 5
표 5-18. 평균 각오차 크기 (조건 3, 단위: °).....	1 8 5
표 5-19. 평균 각오차 크기의 실험값에 대한 오차 (조건 3, 단위: °).....	1 8 5



## 그림 목차

그림 1-1. 참고 문헌 [21]의 자속 관측기 .....	5
그림 2-1. 시험용 전동기의 단면도.....	1 0
그림 2-2. RM09의 물질 특성.....	1 2
그림 2-3. NEOMAX-39SH의 감자 곡선.....	1 2
그림 2-4. 시험용 전동기의 역기전력(FEA).....	1 4
그림 2-5. 시험용 전동기의 역기전력(실험).....	1 4
그림 2-6. 시험용 전동기의 FEA와 실험 역기전력 비교.....	1 5
그림 2-7. 시험용 전동기의 능력 곡선(FEA).....	1 6
그림 2-8. 이상적인 자기 모델에서의 자속맵 .....	1 8
그림 2-9. 자기 포화를 고려한 자속맵 (FEA).....	2 1
그림 2-10. 공간 고조파와 자기 포화가 고려된 자속맵 (FEA).....	2 4
그림 2-11. 참고 문헌 [26]의 계산된 공극 자속 검증 .....	2 5
그림 2-12. 참고 문헌 [3]의 추정된 자속 .....	2 7
그림 2-13. 참고 문헌 [45]의 자속 추출 과정 속도와 전류 파형 .....	2 8
그림 2-14. 참고 문헌 [50]의 대상 운전점과 추정된 d축 자속 .....	2 9
그림 3-1. 제어보드 .....	3 4
그림 3-2. 인버터 .....	3 5
그림 3-3. 전동기-발전기 세트.....	3 5
그림 3-4. 토크 센서 .....	3 6
그림 3-5. 토크 센서가 부착된 전동기-발전기 세트.....	3 6
그림 3-6. 회전자 기준 좌표계와 정지 좌표계 .....	3 8
그림 3-7. FEA에서 얻은 $\lambda_{dqs}^r$ .....	4 1
그림 3-8. $e_{dqs}^r$ 을 이용한 $\lambda_{dqs}^r$ 계산 과정.....	4 2
그림 3-9. 계산된 $\lambda_{dqs}^r$ 검증 .....	4 3
그림 3-10. 기존 방법에 따른 $\lambda_{dqs}^r$ .....	4 3
그림 3-11. 상태 궤환 비간섭화 전류 제어기 블록 다이어그램.....	4 5
그림 3-12. 공진 전류 제어기 블록 다이어그램.....	4 5

그림 3-13. 공진 전류 제어기 전달함수 보데플롯.....	4 6
그림 3-14. PIR 전류 제어기 블록 다이어그램.....	4 7
그림 3-15. PI 전류 제어기 ( $T_e^*=1$ pu).....	4 9
그림 3-16. PIR 전류 제어기 ( $T_e^*=1$ pu).....	4 9
그림 3-17. 전류 제어 주파수 특성 ( $T_e^*=1$ pu).....	5 0
그림 3-18. dq 전류 평면에서의 전류 궤적.....	5 2
그림 3-19. 인버터 비선형성에 의한 극전압 왜곡 모델링.....	5 7
그림 3-20. 실험적으로 추출된 극전압 왜곡.....	5 8
그림 3-21. 인버터 비선형성의 영향 (시뮬레이션).....	5 9
그림 3-22. LUT 기반의 인버터 비선형성 보상 블록 다이어그램.....	6 0
그림 3-23. 시스템 블록 다이어그램.....	6 1
그림 3-24. 기전력 추출 실험 시 사용된 전류 궤적.....	6 2
그림 3-25. 기전력 추출 실험 파형.....	6 3
그림 3-26. 대상 전동기의 기본파 기전력 (실험 결과).....	6 4
그림 3-27. 대상 전동기의 6 고조파 기전력 크기 (실험 결과).....	6 5
그림 3-28. 대상 전동기의 12 고조파 기전력 크기 (실험 결과).....	6 5
그림 3-29. 전압 합성의 시지연 개념도 [77].....	6 6
그림 3-30. 정지 좌표계 기본파 전압 지령과 합성된 전압.....	6 8
그림 3-31. 정지 좌표계 기본파 전압 벡터도 ( $135^\circ \leq \theta_r < 150^\circ$ ).....	6 9
그림 3-32. 회전자 기준 좌표계 전압 합성 크기 오차.....	7 1
그림 3-33. 회전자 기준 좌표계 기본파 전압 지령과 합성된 전압.....	7 2
그림 3-34. 회전자 기준 좌표계 기본파 전압 벡터도 ( $135^\circ \leq \theta_r < 150^\circ$ ).....	7 3
그림 3-35. 정지 좌표계 기본파 전압 지령과 합성된 전압 (보상 후)..	7 4
그림 3-36. 정지 좌표계 기본파 전압 벡터도 (보상 후, $135^\circ \leq \theta_r < 150^\circ$ ) .....	7 5
그림 3-37. 회전자 기준 좌표계 기본파 전압 지령과 합성된 전압 (보상 후).....	7 6
그림 3-38. 회전자 기준 좌표계 기본파 전압 벡터도 (보상 후, $135^\circ \leq \theta_r < 150^\circ$ ).....	7 7

그림 3-39. $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_p}^s$ * 과 $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_p}^s$ .....	8 0
그림 3-40. $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_p}^s$ * 과 $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_p}^s$ (확대).....	8 1
그림 3-41. $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_p}^s$ * 과 $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_p}^s$ 의 벡터도 ( $21^\circ \leq \theta_r < 24^\circ$ ).....	8 1
그림 3-42. $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_p}^r$ * 과 $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_p}^r$ 의 벡터도 ( $21^\circ \leq \theta_r < 24^\circ$ ).....	8 2
그림 3-43. 회전자 기준 좌표계와 고조파 동기 좌표계 관계.....	8 3
그림 3-44. $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_n}^s$ * 과 $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_n}^s$ .....	8 6
그림 3-45. $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_n}^s$ * 과 $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_n}^s$ (확대).....	8 7
그림 3-46. $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_n}^s$ * 과 $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_n}^s$ 의 벡터도 ( $21^\circ \leq \theta_r < 24^\circ$ ).....	8 7
그림 3-47. $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_n}^r$ * 과 $\mathbf{v}_{dq\delta 6\_n}^r$ 의 벡터도 ( $21^\circ \leq \theta_r < 24^\circ$ ).....	8 8
그림 3-48. 고조파 전압 지령의 시지연 파형 (시뮬레이션).....	9 1
그림 3-49. 고조파 전압 지령의 시지연 주파수 분석 (시뮬레이션).....	9 1
그림 3-50. 전류와 회전자 위치에 따른 자속맵 (실험).....	9 5
그림 4-1. IPMSM 토크의 구성 요소 ( $T_e^* = 0$ pu).....	1 0 2
그림 4-2. IPMSM 토크의 구성 요소 ( $T_e^* = 1$ pu).....	1 0 3
그림 4-3. IPMSM 토크의 구성 요소 ( $T_e^* = 2$ pu).....	1 0 4
그림 4-4. 토크의 d축 전류에 대한 편미분 (FEA, $\theta_r = 0^\circ$ ).....	1 0 8
그림 4-5. 토크의 q축 전류에 대한 편미분 (FEA, $\theta_r = 0^\circ$ ).....	1 0 9
그림 4-6. 적분에 사용된 토크 초기값 (FEA).....	1 1 0
그림 4-7. 자속맵으로부터 계산된 토크맵.....	1 1 1
그림 4-8. FEA로 추출한 토크맵.....	1 1 2
그림 4-9. 계산된 토크맵의 오차.....	1 1 3
그림 4-10. MTPA 운전점에서의 토크 계산 검증 (FEA).....	1 1 4
그림 4-11. 위치 제어기 블록 다이어그램.....	1 1 5
그림 4-12. 영토크 전류 운전점 측정 실험 파형.....	1 1 6
그림 4-13. 측정된 영토크 전류 운전점 (실험).....	1 1 7
그림 4-14. 토크 계산에 사용된 영토크 전류 운전점.....	1 1 7
그림 4-15. 대상 전동기의 자속맵으로부터 계산된 토크맵 (실험)...	1 1 8

그림 4-16. 토크 센서를 이용한 토크 측정 .....	1 1 9
그림 4-17. MTPA 운전점에서의 토크 검증 ( $T_e^* = 1, 1.5, 2 \text{ pu}$ ).....	1 2 0
그림 4-18. MTPA 운전점에서의 토크 검증 ( $T_e^* = -0.5, 0, 0.5 \text{ pu}$ ) .....	1 2 0
그림 4-19. MTPA 운전점에서의 토크 검증 ( $T_e^* = -2, -1.5, -1 \text{ pu}$ ).....	1 2 1
그림 5-1. FEA와 실험에서 얻어진 기본파 자속 .....	1 2 6
그림 5-2. FEA와 실험에서 얻어진 기본파 자속 차이 .....	1 2 6
그림 5-3. FEA와 실험에서 얻어진 고조파 자속 비교 ( $T_e = 1 \text{ pu}$ ).....	1 2 7
그림 5-4. FEA와 실험에서 얻어진 고조파 자속 비교 ( $T_e = 2 \text{ pu}$ ).....	1 2 7
그림 5-5. 추정된 자속맵으로부터 계산된 평균 토크맵 .....	1 2 9
그림 5-6. 토크 센서를 이용해 측정된 평균 토크.....	1 3 0
그림 5-7. 평균 토크 검증.....	1 3 1
그림 5-8. 전동기 시뮬레이션 모델 검증 방법 .....	1 3 2
그림 5-9. 자속맵 기반의 전동기 시뮬레이션 모델 블록 다이어그램 .....	1 3 3
그림 5-10. Simulink에 구현된 자속맵 기반의 전동기 시뮬레이션 모델 .....	1 3 4
그림 5-11. 비교 대상으로 사용된 전동기 모델.....	1 3 5
그림 5-12. 검증이 진행된 전류 운전점.....	1 3 6
그림 5-13. 실험 파형 (조건 1~3): $T_e = 1 \text{ pu}$ , $\theta_{r,init} = 0^\circ$ .....	1 3 8
그림 5-14. 실험 파형 (조건 4): $T_e = 1 \text{ pu (A)}$ , $\theta_{r,init} = 30^\circ$ .....	1 3 9
그림 5-15. 실험 파형 (조건 5): $T_e = 2 \text{ pu (D)}$ , $\theta_{r,init} = 0^\circ$ .....	1 3 9
그림 5-16. 조건 1에서의 과도 응답 평가.....	1 4 1
그림 5-17. 조건 2에서의 과도 응답 평가.....	1 4 3
그림 5-18. 조건 3에서의 과도 응답 평가.....	1 4 5
그림 5-19. 조건 4에서의 과도 응답 평가.....	1 4 7
그림 5-20. 조건 5에서의 과도 응답 평가.....	1 4 9
그림 5-21. 조건 1의 정상 상태 고조파 전류 .....	1 5 3
그림 5-22. 조건 2의 정상 상태 고조파 전류 .....	1 5 4
그림 5-23. 조건 3의 정상 상태 고조파 전류 .....	1 5 4

그림 5-24. 조건 5의 정상 상태 고조파 전류 .....	1 5 5
그림 5-26. 추정된 자속맵의 활용 .....	1 5 7
그림 5-27. 시험된 제어 알고리즘 블록 다이어그램.....	1 5 8
그림 5-28. 전류 제어 시험 조건 1.....	1 6 1
그림 5-29. 전류 제어 시험 조건 2.....	1 6 3
그림 5-30. 전류 제어 시험 조건 3.....	1 6 5
그림 5-31. 전류 제어 시험 조건 4.....	1 6 7
그림 5-32. 전류 제어 시험 조건 5.....	1 6 9
그림 5-33. 전류 제어 시험 조건 6.....	1 7 1
그림 5-34. 확장된 역기전력 기반 센서리스 제어 블록 다이어그램	1 7 4
그림 5-35. 센서리스 제어 실험 조건 1.....	1 7 8
그림 5-36. 센서리스 제어 실험 조건 2.....	1 8 0
그림 5-37. 센서리스 제어 실험 조건 3.....	1 8 3
그림 5-38. 실험과 시뮬레이션 간의 각오차 비교.....	1 8 4
그림 5-39. 약자속 제어 블록 다이어그램 [82].....	1 8 6
그림 5-40. 약자속 제어 시험 조건 1.....	1 8 8
그림 5-41. 실험과 시뮬레이션 간의 약자속 전류 지령 비교 (조건 1) .....	1 8 9
그림 5-42. 약자속 제어 시험 조건 2.....	1 9 1
그림 5-43. 실험과 시뮬레이션 간의 약자속 전류 지령 비교 (조건 2) .....	1 9 3

# 제 1장 서론

## 1.1 연구의 배경

영구자석 동기 전동기(Permanent magnet synchronous motor, PMSM)란 회전자에 여자 회로 대신 영구자석을 부착하여 공극에 자속을 형성하는 전동기이다. 영구자석을 이용하기 때문에 효율(Efficiency)이나 토크와 출력 밀도(Torque and power density) 측면에서 여타의 전동기에 비해 유리하여 최근 여러 산업 분야에서 널리 사용되고 있다. PMSM은 회전자에 자석이 부착된 구조에 따라 표면 부착형 영구자석 전동기(Surface-mounted PMSM, SPMSM)와 매입형 영구자석 전동기(Interior PMSM, IPMSM)로 나뉜다. IPMSM의 경우 구조적으로 돌극성(Saliency)을 가지기 때문에 영구자석에 의한 토크에 더하여 릴럭턴스(Reluctance) 토크를 사용할 수 있다는 장점을 가진다.

PMSM에 대한 연구의 초기 단계에서는 다음과 같이 전압 방정식과 고정된 제정수 기반 자기 모델(Magnetic model)을 이용하여 전동기를 모델링 하였다 [1].

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \lambda_{qs}^r \\ \omega_r \lambda_{ds}^r & 0 \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_f \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (1.2)$$

식 (1.2)의 이상적인(Ideal) 자기 모델식에서  $L_{ds}$ 와  $L_{qs}$ 는 각각 d축과 q축의 정적(Static) 인덕턴스를 의미하고,  $\lambda_f$ 는 영구자석에 의한 쇠교자속(Flux-linkage)을 의미한다. 식 (1.1)과 식 (1.2)의 이상적인 PMSM 모델로부터 토크 방정식은 다음과 같이 유도된다.

$$T_e = \frac{3}{2} p \left\{ \lambda_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r \right\}. \quad (1.3)$$

그러나 최근 식 (1.1) ~ (1.3)의 이상적인 PMSM 모델식들이 실제 전동기 특성들을 반영하지 못하는 경우가 증가하고 있다. 높은 토크

밀도와 출력 밀도를 얻을 수 있도록 전동기를 설계하면서 고정자와 회전자 철심(Core)의 자속 밀도(Flux density)를 선형 영역을 넘어 비선형 영역까지 사용하게 되었다. 이러한 철심의 자기 포화(Magnetic saturation)를 고려하면 전동기 자기 모델은 더 이상 식 (1.2)와 같이 고정된 제정수를 이용해 표현될 수 없다. 이에 따라 교차 결합(Cross-coupling)과 공간 고조파(Spatial harmonics)의 영향을 고려하여 PMSM의 자기 모델을 다음과 같이 고정자 전류와 회전자 위치에 대한 비선형 함수 혹은 참조표(Look-up table, LUT)의 형태로 나타내는 방안이 제안되었다 [2], [3].

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r(i_{ds}^r, i_{qs}^r, \theta_r) \\ \lambda_{qs}^r(i_{ds}^r, i_{qs}^r, \theta_r) \end{bmatrix}. \quad (1.4)$$

한편, 비선형 자기모델 외에도 히스테리시스 손실(Hysteresis loss)이나 와류손(Eddy current loss)에 의해 나타나는 철손(iron loss)에 의해서도 이상적인 모델링과 실제 전동기 사이에 차이가 생긴다 [4]. 또한 온도에 따라 영구자석의 잔류 자속 밀도(Residual flux density)나 고정자 저항이 변화하는 효과도 식 (1.1)과 식 (1.2)의 이상적인 모델식에는 고려되지 않는다 [5]-[7]. 앞서 언급된 여러가지 비이상적인 특성들 모두 전동기 운전 성능에 영향을 미칠 수 있는 중요한 요인이지만, 본 논문에서는 이들 중 자기 포화, 교차 결합과 공간 고조파의 영향을 고려한 자기 모델로 한정하여 연구를 진행한다.

좋은 제어 성능을 얻기 위해서는 정확한 전동기 모델링이 필수적이다. 기존에 연구된 많은 제어 알고리즘들은 이상적인 PMSM의 모델에 기반한다. 예를 들어 벡터 제어에서 사용되는 상태 궤환 비간섭화 전류 제어기(State-feedback decoupling current controller)의 경우, 이상적인 자기 모델의 인덕턴스 값을 이용하여 제어기 이득(Gain)을 설계한다 [8]. 또한 참고 문헌 [9]의 확장된 역기전력(Extended back electromotive-force)을 이용한 모델 기반 센서리스 제어에서도 인덕턴스와 역기전력 상수 등의 제정수들을 이용하여 관측기를 구성한다. 그러나 최근의 제어

알고리즘에 대한 연구들은 식 (1.4)의 비선형 자기 모델을 고려한 경우가 많다. 참고 문헌 [10]에서는 자기 포화를 고려하여 전류 운전점에 따른 인덕턴스 참조표를 얻고, 이를 기반으로 단위 전류당 최대 토크(Maximum torque per Ampere, MTPA) 운전점과 단위 전압당 최대 토크(Maximum torque per Voltage, MTPV) 운전점을 계산한다. 역기전력 센서리스 운전 상황에서 공간 고조파에 의해 발생하는 각오차의 6 고조파 성분을 보상하는 방법도 제안되었다 [11]-[13]. 언급된 제어 알고리즘에서의 사용 외에도 정확한 전동기 모델 정보를 이용하면 전동기의 능력 곡선(Capability curve)과 같은 성능을 예측할 수 있다. 또한 전동기의 비선형 자기 모델을 고려하면 전동기 토크 방정식을 식 (1.3) 보다 정확하게 얻을 수 있다. 특히, 시스템의 소음이나 진동에 악영향을 미치는 토크 리플에서 큰 차이가 생긴다. 따라서 비선형 자기 모델을 고려하여 토크 리플을 정확하게 추정하고 저감하기 위한 연구도 많이 이루어지고 있다.

한편, PMSM의 비선형 자기 모델을 고려한 자속을 정확하게 추정함으로써 위에서 언급한 제어 알고리즘의 성능을 개선할 수 있을 뿐만 아니라, 추정된 자속을 전동기 구동 시뮬레이션에서도 활용할 수 있다. 전동기 구동 시뮬레이션은 실제 하드웨어를 이용해서 실험을 진행하기 전에 제어 알고리즘을 구현하고 성능을 평가하기 위해 사용된다. 실험에서 나타나는 현상들을 효과적으로 모의하기 위해서는 정확한 전동기 모델이 필요하다. 그러나 기존의 논문들에서 비선형 자기 모델을 고려한 전동기 구동 시뮬레이션은 제한적으로만 이루어졌다. 참고 문헌 [8], [9]와 같이 제어 알고리즘 자체가 이상적인 모델만을 고려한 경우에는 이상적인 전동기 모델을 이용하여 시뮬레이션을 수행한다. 반면에 비선형 자기 모델을 고려한 제어 알고리즘을 제안한 논문들에서는 이상적인 전동기 모델로는 제안된 알고리즘의 성능을 시뮬레이션 할 수 없다. 따라서, 유한 요소 해석(Finite element analysis, FEA)으로 추정된 전동기 모델을 이용하거나 [14], [15] 시뮬레이션 과정을 생략했다 [11]. 그러나 FEA로 추정된 전동기 모델을 사용하더라도 실제



제작된 전동기와 의 차이로 인해 시뮬레이션 결과가 실제 실험 결과를 정확하게 모의하기는 어렵다.

비선형 자기 모델을 고려하여 자속을 추정하기 위한 기존 연구는 전동기 설계 데이터를 기반으로 하는 해석적인(Analytical) 방법이나 수치적인(Numerical) 방법, 혹은 실제 실험을 기반으로 하는 방법으로도 나눌 수 있다. 비 실험적인 방법들은 추정된 결과의 정확도가 설계 데이터 및 제작 오차에 의해 영향을 받으며, 이로 인해 최종적으로는 실험을 통해 얻어진 결과와의 비교를 통해 검증해야 한다. 또한 이 방법은 설계 데이터가 없는 일반 사용자들은 적용이 불가능한 방법이라는 한계를 가진다. 따라서 본 연구에서는 비선형 자기 모델을 고려한 자속을 추정하는 실험적인 방법을 제안한다.

역기전력 센서리스 운전, 전류 제어나 토크 직접 제어(Direct torque control, DTC) 등에 사용되는 자속 관측기는 다음과 같이 발전하였다. 먼저 정지 좌표계 전압 방정식 기반 자속 관측기에서 순수 적분기를 사용하는 방법이 제안되었다 [16].

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} = \int \left( \begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \right) dt. \quad (1.5)$$

그러나 이는 주파수가 영(Null)일 때 적분기가 무한대의 이득을 가지기 때문에 직류 오프셋 오차에 취약하고, 초기값 오차 문제를 가진다. 이러한 문제를 해결하기 위해 적분기에 고역 통과 필터(High-pass filter)를 직렬로 사용하는 방법이 제안되었다 [17]. 이는 저역 통과 필터(Low-pass filter)의 형태로 구현되므로 추정된 자속에 크기 오차와 위상 지연이 생긴다는 단점을 가진다. 인버터 비선형성이나 공간 고조파의 영향으로 인해 자속에 생기는 고조파에 대해 기존의 자속 관측기들은 다음과 같은 방법을 사용한다. 먼저, 역기전력 기반 센서리스 운전에 대한 연구들에서는 자속의 고조파로 인해 추정각에 고조파가 생겨 제어 성능이 저하되는 것을 방지하고자 전압 방정식에 고조파 기전력을 모델링하고 이를 추정한다 [18], [19].

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + e_f + e_h. \quad (1.6)$$

그러나 위 식에서는 자속 대신 기전력의 고조파를 추정하기 때문에 각 운전점에서의 자속을 추정하기에는 불충분하다. 자속 관측기를 제안한 참고 문헌 [20]에서는 자속 고조파의 주파수가 회전자 속도의 6의 배수 주파수로 나타난다는 사실을 이용하여 대역 통과 필터를 이용하여 고조파를 제거하고 기본파 자속만을 추정한다. 마지막으로 직접 토크 제어를 제안한 논문들에서는 아래와 같이 회전자 기준 좌표계에서 전압을 적분하여 자속을 추정한다 [21].

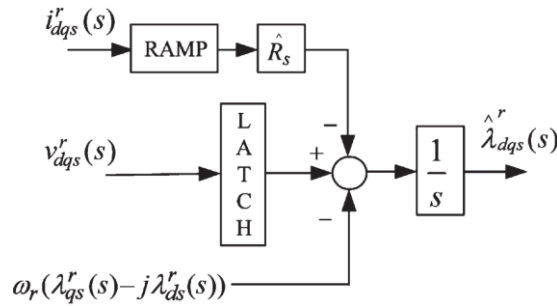


그림 1-1. 참고 문헌 [21]의 자속 관측기

위와 같은 자속 추정 시 자속의 고조파를 추정할 수 있으나, 전류의 고조파를 억제하지 않았기 때문에 특정 전류 운전점에서의 자속을 알 수 없다. 게다가 토크 제어를 위해 추정된 자속을 기반으로 토크 방정식을 유도하는데 있어 자속의 회전자 위치에 대한 변화를 고려하지 않는 등 알고리즘에 사용된 전동기 모델에 비선형 자기 모델이 온전히 고려되지 못했다. 지금까지 소개된 자속 관측기들을 통해 전동기 모델 자체에는 비선형 자기 모델이 고려된 바가 있으나 전류 운전점과 회전자 위치에 따른 자속맵(Flux-linkage map)을 추정하지는 못했음을 확인할 수 있다. 이는 자속 관측기 기반의 온라인(Online) 추정에서 운전 중의 여러 가지 제약 조건을 고려해야 하기 때문이다. 따라서 본 연구에서는 보다 정확한 추정이 가능한 오프라인(Offline) 추정을 대상으로 한다.

기존에 오프라인으로 자속을 추정하기 위해 추가적인 전류나 전압 신호를 주입하거나 기전력을 이용하는 방법 등이 제안되었다. 하지만 식

(1.4)와 같이 자기 포화, 교차 결합과 공간 고조파를 모두 고려하여 자속맵을 추정하는 방법에 대해서는 제한적인 연구만 이루어졌다. 이에 대한 자세한 내용은 2.2 절에서 다룬다. 또한 비선형 자기 모델을 고려한 전동기 토크 리플 성분을 추정하기 위해서도 여러 방법들이 제안되었지만, 토크 센서를 사용하지 않고 실험적으로 얻어진 정보만을 기반으로 하여 정확한 토크 리플 성분을 추정한 경우는 없었다. 이에 대한 자세한 내용은 2.3 절에서 소개한다. 따라서 본 연구에서는 실험적으로 자기 포화, 교차 결합과 공간 고조파를 모두 고려하여 자속과 토크를 추정하는 방법에 대해 제안한다.

## 1.2 연구의 목적

본 연구의 목적은 다음과 같다.

- 영구자석 전동기의 자기 포화, 교차 결합 및 공간 고조파를 고려하여 실험적으로 자속을 추정하는 방법을 제안한다. 우선적으로 전압 방정식에서 비선형 자기 모델을 고려하여 자속을 계산하는 수식을 유도한다. 이를 바탕으로 공진 전류 제어기와 이산 푸리에 변환을 이용하여 실험적으로 기전력을 추정한다. 고조파 전압 지령에 존재하는 시지연에 대해 분석하고, 이를 보상하여 정확한 자속의 고조파를 계산한다.
- 추정된 자속을 이용하여 토크를 기본과 성분 뿐만 아니라 리플 성분까지 포함하여 추정하는 방법을 제안한다. 먼저 추정된 자속으로부터 토크의 전류에 대한 편미분을 계산한다. 토크 리플 중 자기 에너지의 회전자 위치에 대한 편미분 성분을 고려하기 위해 위치 제어를 통해 토크의 초기값을 얻는 방법을 제안한다. 이로부터 선적분(Line integral)을 통해 리플 성분을 포함한 토크를 얻는다.
- 추정된 자속맵을 기반으로 하여 시뮬레이션 모델을 구현하고, 이를 이용하여 추정된 자속을 검증하는 방법을 제안한다. 또한 제안된 모델을 활용하여 여러가지 제어 알고리즘에 대해서 기존의 시뮬레이션 방법들에 비해 실험 결과를 모의하는 성능을 개선한다.

### 1.3 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성한다.

제 1장에서는 본 논문의 연구 배경과 목적에 대해서 논의한다.

제 2장에서는 영구자석 전동기의 자기 포화 및 공간 고조파를 고려한 비선형 자기 모델에 대해서 논한다. 또한 기존의 영구자석 전동기 자속 및 토크 추정에 대한 연구를 소개하고 그 한계에 대해서 논의한다.

제 3장에서는 실험적으로 비선형 자기 모델을 고려한 자속을 추정하는 방법을 제안한다.

제 4장에서는 추정된 자속맵을 기반으로 하여 토크의 기본파와 리플 성분을 모두 추정할 수 있는 계산 방법을 제안한다.

제 5장에서는 시뮬레이션 및 실험을 통해 제안된 방법으로 추정된 자속맵의 정확도를 검증한다. 이를 바탕으로 추정된 자속맵 기반의 시뮬레이션 모델이 전동기 제어 알고리즘 시뮬레이션에 활용될 수 있음을 보인다.

제 6장에서는 본 논문의 연구 결과 및 향후 과제에 대하여 기술한다.

## 제 2장 기존의 연구

이 장에서는 영구자석 전동기의 모델링에 대한 기존 연구들을 소개한다. 우선 2.1 절에서는 영구자석 전동기의 이상적인 모델링으로 표현되지 않는 실제적인 특성들에 대해 설명한다. 자기 포화나 공간 고조파와 같은 특성들을 반영하기 위한 여러가지 자기 모델들에 대하여 소개한다. 2.2 절에서는 비선형 자기 모델을 고려하여 자속을 추정하는 방법에 대한 기존의 연구를 다루고, 2.3 절에서는 토크를 추정하는 방법에 대한 기존의 연구를 다룬다. 이를 통해 기존의 비선형 자기 모델을 고려한 자속 및 토크 추정에 대한 연구들의 특징 및 한계를 분석한다.

### 2.1 영구자석 전동기의 특성

이 절에서는 영구자석 전동기의 자기 포화, 교차 결합과 공간 고조파와 같은 비이상적인 특성을 고려한 전동기 모델링에 대해 소개한다. 본 연구의 시뮬레이션 및 실험에 사용된 시험용 전동기의 정보를 예시로 이용하여 전동기의 자기 모델에 대해 설명한다. 이상적인 자기 모델에서 시작하여 비이상적(Non ideal)인 특성들을 단계적으로 고려해나가며 자기 모델이 어떻게 표현되는지 보인다. 설명에 앞서 시험용 전동기의 기본적인 특성과 유한 요소 해석을 위한 모델 제작 과정을 설명한다.

#### 2.1.1 시험용 전동기의 특성

시험용 전동기는 KOMOTEK 사에서 제작한 매입형 영구자석 동기 전동기이다. 비록 앞으로의 연구에서 매입형 영구자석 전동기를 대상으로 하여 수식을 전개하고 실험을 진행하였으나, 전동기의 모델링을 추정한다는 목적에 있어 매입형 영구자석 전동기의 특징인 형상에 의한 인덕턴스 돌극비(Saliency)를 이용하지 않는다. 따라서,

제안된 방법은 표면 부착형 영구자석 동기 전동기에 대해서도 동일하게 적용 가능할 것으로 기대된다. 또한 매입형 영구자석 전동기에서 자석의 잔류 자속 밀도(Residual flux density)를 영(Null)으로 둘 경우 동기 톨럭턴스 전동기에도 동일하게 적용 가능하다. 제조사 측에서 FEA에 필요한 구조 설계 정보와 자석 및 철심의 재질 특성 등을 제공받아 FEA를 진행하였다 [22]. 그림 2-1은 시험용 전동기의 단면도를 나타낸다.

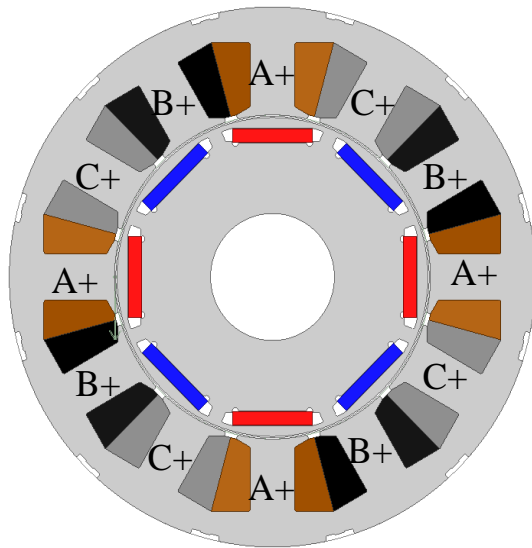


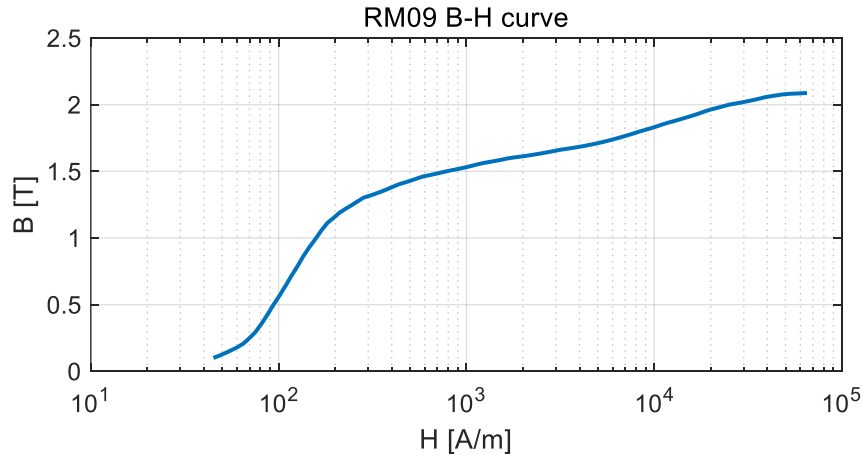
그림 2-1. 시험용 전동기의 단면도

시험용 전동기는 8극 12슬롯의 구조를 가지는 집중권(Concentrated winding) 전동기이다. 해당 전동기의 설계 세부 사항이 다음 표에 정리되어 있다.

표 2-1. 시험용 전동기의 설계 세부 사항

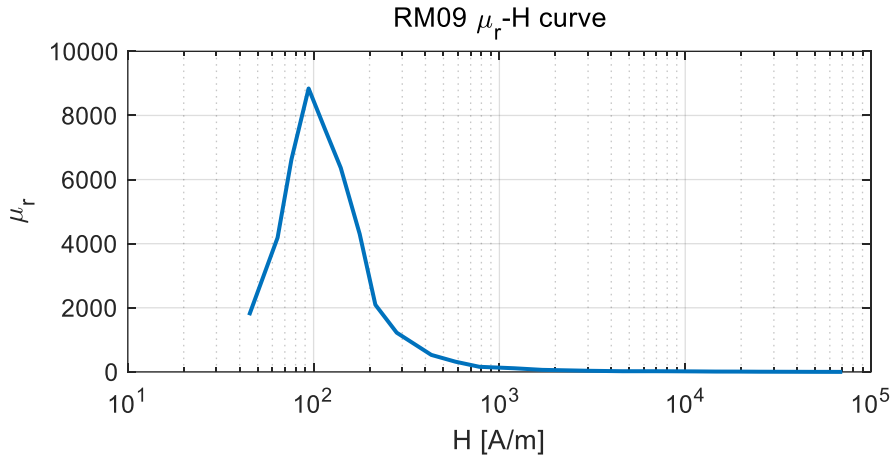
회전자 외경 / 내경	50.2 mm / 20 mm
고정자 외경 / 내경	85 mm / 51 mm
축 방향 길이	80 mm
고정자/회전자 철심 물질 및 강판 두께	RM09 (0.35t)
영구자석 물질	SUMITOMO_NEOMAX-39SH
축 물질	S45c (-1t)
권선 방법	모든 코일 직렬 연결, 상 권선간에 Y 결선
상당 직렬 턴수	120
상저항	0.688 Ω
정격 전류	5.2 Arms

전동기의 고정자와 회전자에 사용된 RM09 철심의 물질 특성이 그림 2-2에 나타나 있다.



(가) RM09의 B-H 곡선

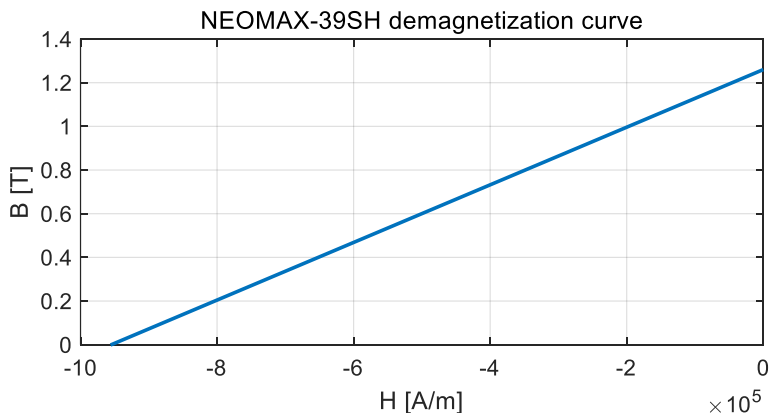




(나) RM09의  $\mu_r$ -H 곡선  
**그림 2-2. RM09의 물질 특성**

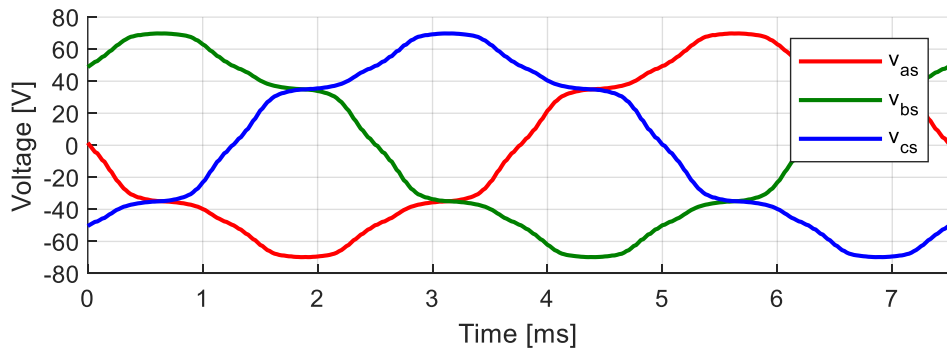
그림 2-2(나)에 표현된 비투자율(Relative permeability,  $\mu_r$ )은 미소 자기장 세기(Magnetic field intensity,  $H$ ) 변화에 따른 미소 자속 밀도(Magnetic flux density,  $B$ )의 변화를 나타내는 값이다. 철심의 비투자율이 8000 이상으로 증가했다가 자기장 세기가 증가함에 따라 공기의 비투자율인 1 근방으로 수렴한다. 그림 2-2로부터 시험용 전동기는 철심의 자속 밀도가 약 1.2 T 이상이 되는 구간부터는 비투자율이 2000 보다 작아져 비선형 구간에 돌입하기 시작한다는 것을 알 수 있다.

전동기에 사용된 영구자석은 NdFeB를 사용한 NEOMAX-39SH이다. 해당 자석의 비투자율은 1.05로 거의 공기에 가깝고, 잔류 자속 밀도는 1.26 T이다. 그림 2-3에 자석의 감자 곡선(Demagnetization curve)이 도시되어 있다.

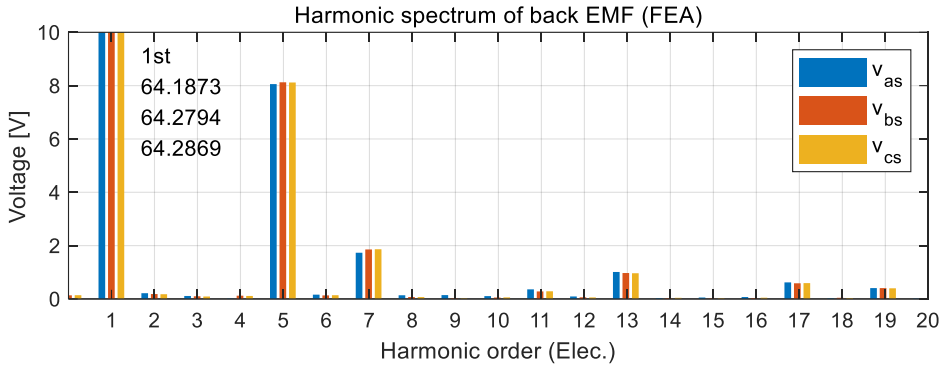


**그림 2-3. NEOMAX-39SH의 감자 곡선**

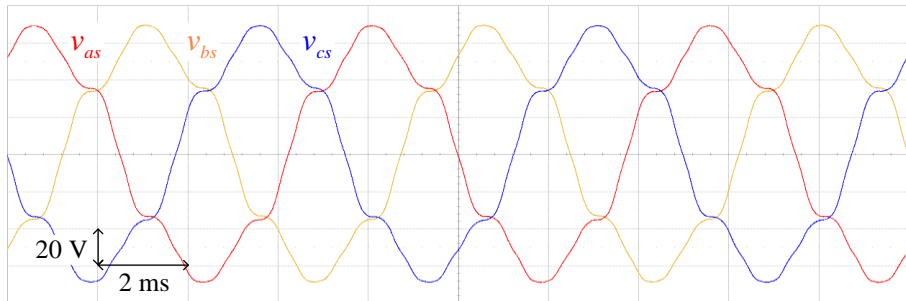
앞서 소개된 설계 자료를 바탕으로 ANSYS 사의 Maxwell 프로그램을 이용하여 시험용 전동기의 이차원 FEA 모델을 제작하고 무부하에서 과도 자계(Magnetic transient) 해석을 진행하였다. 이 때, 해석에 사용된 솔버(Solver)의 정확도는  $0.1 \times 10^{-3}$ 으로 설정하였다. 해석 진행 과정에서 설계 자료를 바탕으로 실제 제작된 전동기와 해석 결과 역기전력의 기본과 크기를 일치시키기 위해서 영구 자석의 잔류 자속 밀도를 4 %만큼 감소시켰다. 즉, FEA에서 NEOMAX-39SH의 잔류 자속 밀도를 1.26 T가 아닌 1.22 T로 설정하고 비투자율은 1.05를 사용하였다. 이는 전동기 제작 과정에서 발생할 수 있는 영구 자석의 자화(Magnetization) 공차를 FEA 모델에 반영한 것이다. 해석 과정에서 전동기 속도는 2000 r/min으로 설정하였으며, 전기각 한 주기에 대해  $1^\circ$  간격으로 해석을 진행하였다. 전동기 코일의 입력 전류를 모두 0 A로 설정하고 무부하 해석을 진행하여 각 상의 역기전력을 추출하였다. 실험에서도 부하기를 이용해 시험용 전동기를 2000 r/min으로 회전시키고, 단자(Terminal)를 개방시킨 상태에서 세 개의 전압 프로브(Probe)를 이용해 각 상의 역기전력을 측정하였다. FEA와 실험을 통해 얻은 전동기의 역기전력이 각각 그림 2-4와 그림 2-5에 도시되어 있다.



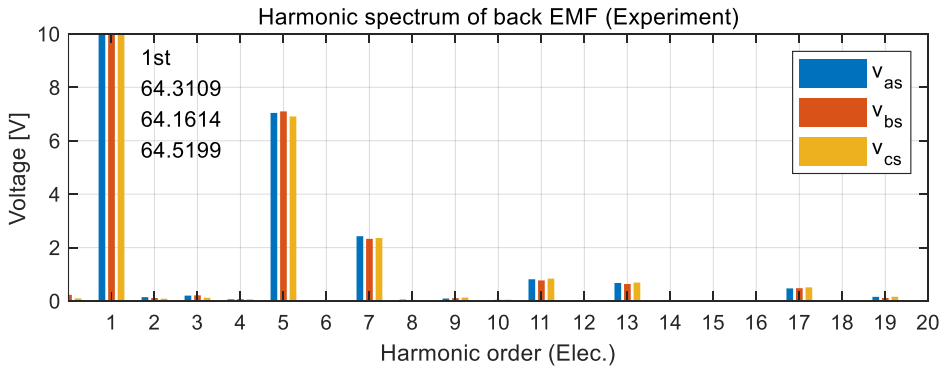
(가) 역기전력 파형



(나) 역기전력 주파수 스펙트럼  
**그림 2-4. 시험용 전동기의 역기전력 (FEA)**



(가) 역기전력 파형



(나) 역기전력 주파수 스펙트럼  
**그림 2-5. 시험용 전동기의 역기전력 (실험)**

그림 2-4(가)와 그림 2-5(가)의 파형을 고속 푸리에 변환(Fast Fourier transform, FFT) 함으로써 얻은 역기전력의 주파수 스펙트럼(Spectrum)이 각각 그림 2-4(나)와 그림 2-5(나)에 도시되어 있다. 영구자석의 잔류 자속 밀도를 보정하였기 때문에, FEA와 실험에서의 기본파 크기가 각각 64.25 V와 64.33 V로 오차율이 0.2 % 미만임을 확인하였다. 또한 고조파 성분의 크기를 이용해 역기전력의 총 고조파 왜곡율(Total harmonic

distortion, THD)을 계산해 보면 FEA에서 0.129이고 실험에서 0.116으로 FEA에서 약 10 %가량 더 크게 나타났다. 이러한 오차는 주어진 철심의 물질 데이터와 실제 철심의 특성간의 차이 등으로 나타날 수 있다. 비록 고조파의 크기는 FEA 결과에서 더 크게 나타났지만 그림 2-4(나)와 그림 2-5(나)를 통해 FEA와 실험에서 나타나는 고조파의 주파수 성분은 일치한다는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 2-4(가)와 그림 2-5(가)의 파형을 겹쳐서 그린 아래 그림에서도 FEA가 실제 제작된 전동기의 고조파 특성을 잘 모의하고 있음을 확인할 수 있다.

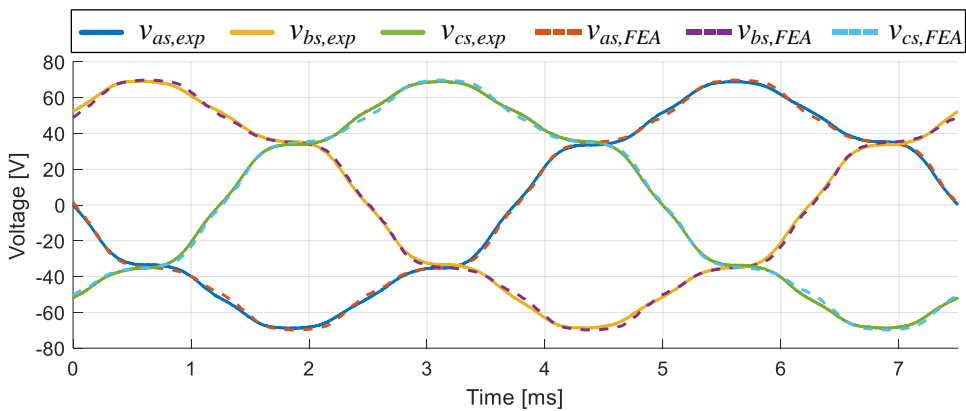


그림 2-6. 시험용 전동기의 FEA와 실험 역기전력 비교

따라서 제작된 FEA 모델이 전동기의 특성을 잘 반영하고 있다고 볼 수 있다. 정격 전류 운전점에서 추가로 FEA를 수행하여 얻어진 시험용 전동기 제정수들의 대표값(Nominal parameters)을 다음 표에 나타내었다.

표 2-2. 시험용 전동기의 제정수 대표값 (FEA)

영구자석에 의한 쇄교자속 ( $\lambda_f$ )	79.7 mWb-t
d축 정적 인덕턴스 ( $L_{ds}$ )	3.3 mH
q축 정적 인덕턴스 ( $L_{qs}$ )	8.3 mH

표 2-2에서 영구자석에 의한 쇄교자속( $\lambda_f$ )은 무부하 해석에서 얻어진 회전자 기준 좌표계(Rotor reference frame) d축에 쇄교되는 자속이다. 또한 정적 인덕턴스(Static inductance)는 정격 전류 운전점과 무부하에서의 해석을 통해 얻어진 쇄교자속 값을 이용해 다음과 같이 계산되었다.

$$L_{ds} = \frac{\lambda_{ds}^r - \lambda_f}{I_{ds,Rated}^r} \quad (2.1)$$

$$L_{qs} = \frac{\lambda_{qs}^r}{I_{qs,Rated}^r} \quad (2.2)$$

표 2-2의 제정수 대표값을 이용하여 직류단 전압이 300 V일 때 시험용 전동기의 능력 곡선을 그리면 다음과 같다.

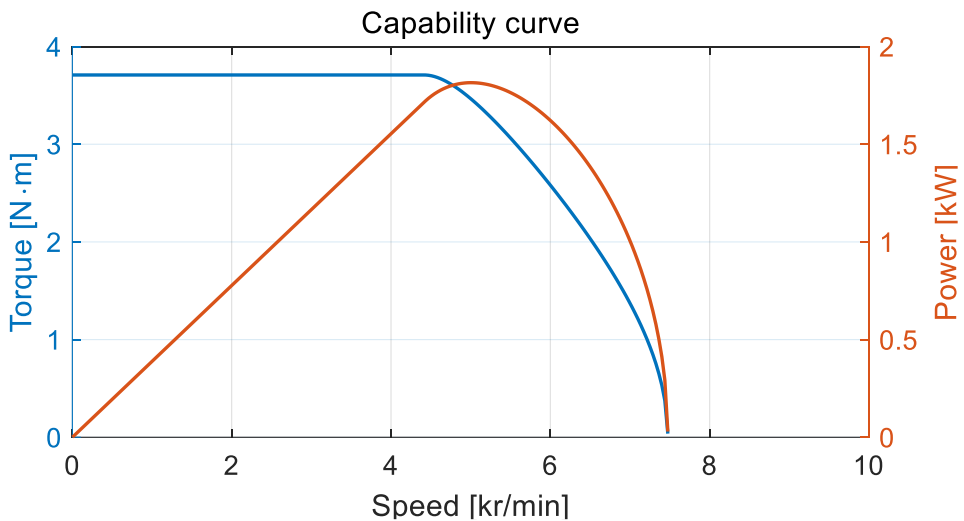


그림 2-7. 시험용 전동기의 능력 곡선(FEA)

그림 2-7의 능력 곡선을 통해 주어진 조건에서 전동기의 정격 출력은 1.8 kW이며 기저 속도(Base speed)는 4500 r/min임을 알 수 있다.

## 2.1.2 영구자석 전동기의 자기 모델

영구자석 전동기의 전압 방정식은 회전자 기준 좌표계에서 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \lambda_{qs}^r \\ \omega_r \lambda_{ds}^r & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

위첨자 “r”은 회전자 기준 좌표계를 뜻한다. 아래첨자 “ds”는 기준 좌표계의 d축 고정자 변수를 아래첨자 “qs”는 기준 좌표계의 q축 고정자 변수를 말한다. 위 식을 보다 간략하게 표현하기 위해 다음과 같은 벡터를 정의하였다.

$$\mathbf{x}_{dqs}^r \triangleq \begin{bmatrix} x_{ds}^r & x_{qs}^r \end{bmatrix}^T. \quad (2.4)$$

위 정의를 이용하면 식 (2.3)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dqs}^r = R_s \mathbf{i}_{dqs}^r + \frac{d\lambda_{dqs}^r}{dt} + \omega_r \mathbf{J} \lambda_{dqs}^r. \quad (2.5)$$

이 때,  $\mathbf{J}$ 는 벡터를 반시계 방향으로  $90^\circ$  회전시키는 회전 변환 행렬로 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{J} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

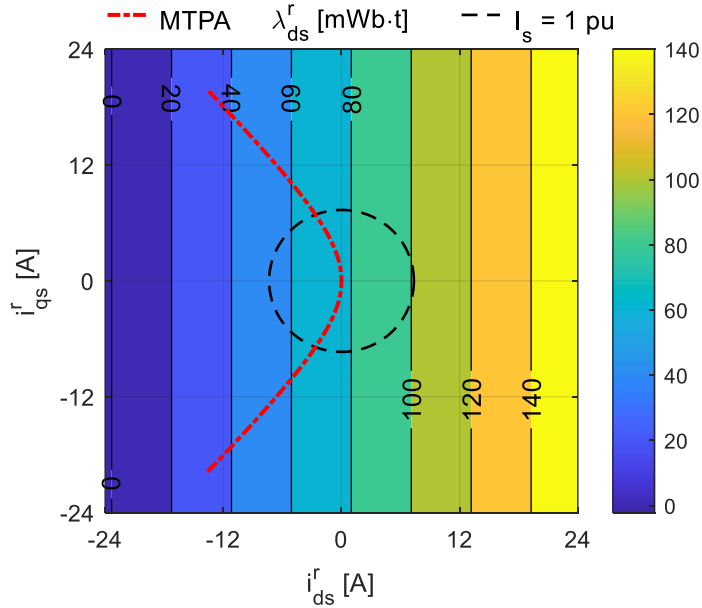
영구자석 전동기의 자기 모델이란 식 (2.5)의 전압 방정식에 나타난 고정자 자속을 고정자 전류나 회전자 위치 등을 입력으로 하여 모델링하는 방법을 말한다.

### 2.1.2.1 이상적인 자기 모델

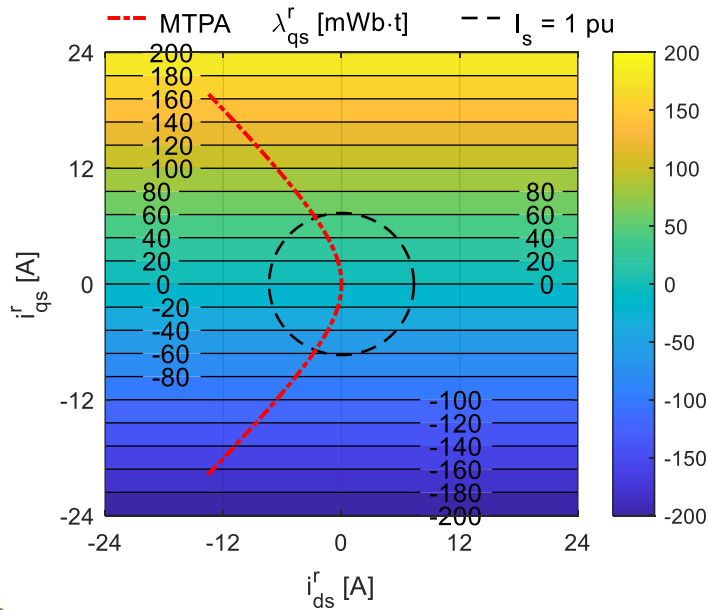
이상적인 영구자석 전동기 자기 모델은 고정자와 회전자의 철심에서 전류에 의한 자기 포화가 일어나지 않을 것을 가정하고, 고정자 자속을 고정자 전류에 대한 선형 함수(Linear function)로 표현한다.

$$\lambda_{dqs}^r = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dqs}^r + \begin{bmatrix} \lambda_f \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

전류에 의한 자기 포화가 일어나지 않는 선형 자속 구간에서 식 (2.7)의  $L_{ds}$ ,  $L_{qs}$ ,  $\lambda_f$ 와 같은 제정수들은 전동기의 운전 조건과 무관한 상수가 된다. 앞서 표 2-2의 시험용 전동기 제정수를 기반으로 식 (2.7)을 만족하는 이상적인 자기 모델을 dq 전류 평면에 나타내면 다음과 같다.



(가)  $\lambda_{ds}^r$



(나)  $\lambda_{qs}^r$

그림 2-8. 이상적인 자기 모델에서의 자속맵

그림 2-8로부터 이상적인 자기 모델에서 d축 자속은 d축 전류에만 비례하고 q축 전류에 대해서는 변하지 않는 것을 확인할 수 있다. 이는 q축 자속에 대해서도 마찬가지이다.

전동기에서 이상적인 자기 모델이 성립한다면, 이를 알아내기 위해서는 임의의 서로 다른 두 전류 운전점에서의 d축과 q축 자속 정보만이 필요하다. 임의의 서로 다른 두 전류 운전점을 ( $I_{ds,1}^r, I_{qs,1}^r$ )과 ( $I_{ds,2}^r, I_{qs,2}^r$ )라 하고, 각 점에서의 자속을 ( $\lambda_{ds,1}^r, \lambda_{qs,1}^r$ )과 ( $\lambda_{ds,2}^r, \lambda_{qs,2}^r$ )라 하면 식 (2.7)의 제정수를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$L_{ds} = \frac{\lambda_{ds,1}^r - \lambda_{ds,2}^r}{I_{ds,1}^r - I_{ds,2}^r}. \quad (2.8)$$

$$L_{qs} = \frac{\lambda_{qs,1}^r - \lambda_{qs,2}^r}{I_{qs,1}^r - I_{qs,2}^r}. \quad (2.9)$$

$$\lambda_f = \lambda_{ds,1}^r - L_{ds} I_{ds,1}^r. \quad (2.10)$$

그림 2-8에서 확인했듯이 이상적인 자기 모델을 가지는 전동기는 식 (2.8) ~ 식 (2.10)에서 구한 세 개의 제정수만으로 전체 전류 평면에서의 자속맵을 알 수 있다.

그러나 영구자석 전동기가 점차 고출력 밀도를 가지도록 설계됨에 따라 선형 자속 구간을 크게 벗어나서 운전하는 경우가 증가하고 있다. 따라서 이상적인 상수 제정수 기반의 자기 모델로는 실제 전동기에서 나타나는 현상을 표현하기 불충분하여 다음의 자기 포화를 고려한 자기 모델이 제안되었다 [23].

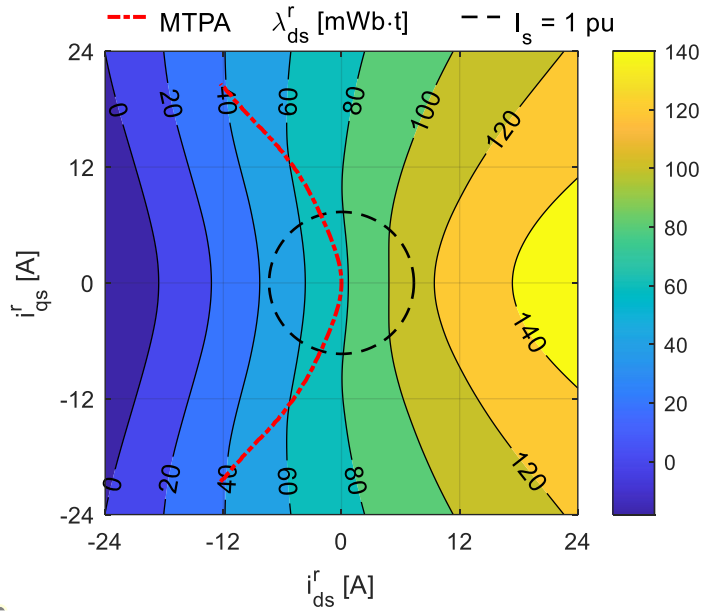
### 2.1.2.2 자기 포화를 고려한 자기 모델

자기 포화를 고려하게 되면 자속을 더 이상 전류에 대한 선형 함수로 표현할 수 없다. 게다가 자기 자신(Self) 축의 전류에만 영향을 받았던 그림 2-8의 이상적인 모델과 달리 교차 결합 현상도 발생하기 때문에 각 축의 자속이 d축과 q축 전류 모두에 대한 비선형 함수로 나타난다.

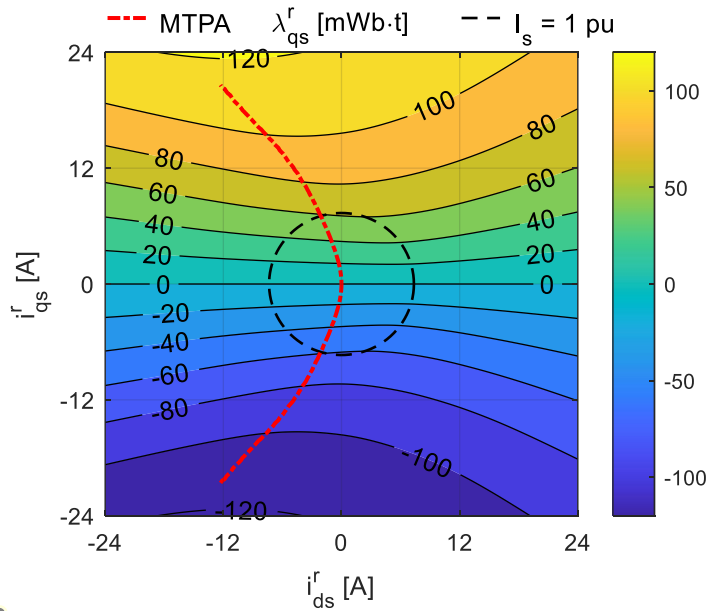


$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r(\mathbf{i}_{dqs}^r) \\ \lambda_{qs}^r(\mathbf{i}_{dqs}^r) \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

위 식의 비선형 함수를 살펴보기 위해 FEA를 통해서 전류 평면에서의 자속 변화를 구하였다. 아래 그림에 FEA를 통해서 시험용 전동기에 대해 얻은 전류에 따른 자속 변화가 도시되어 있다.



(가)  $\lambda_{ds}^r$



(나)  $\lambda_{qs}^r$

그림 2-9. 자기 포화를 고려한 자속맵 (FEA)

그림 2-9는 1.2 A의 전류 간격을 가지는 그리드(Grid) 상의 운전점들에 대해 -24 A ~ 24 A의 범위에서 FEA를 진행하여 얻은 자속 정보를 전류 평면에 도시한 결과이다. 그림 2-8과 달리 자속은 더 이상 전류에 정비례하지 않으며 서로 다른 축의 전류에 의해서도 변화하는 양상을

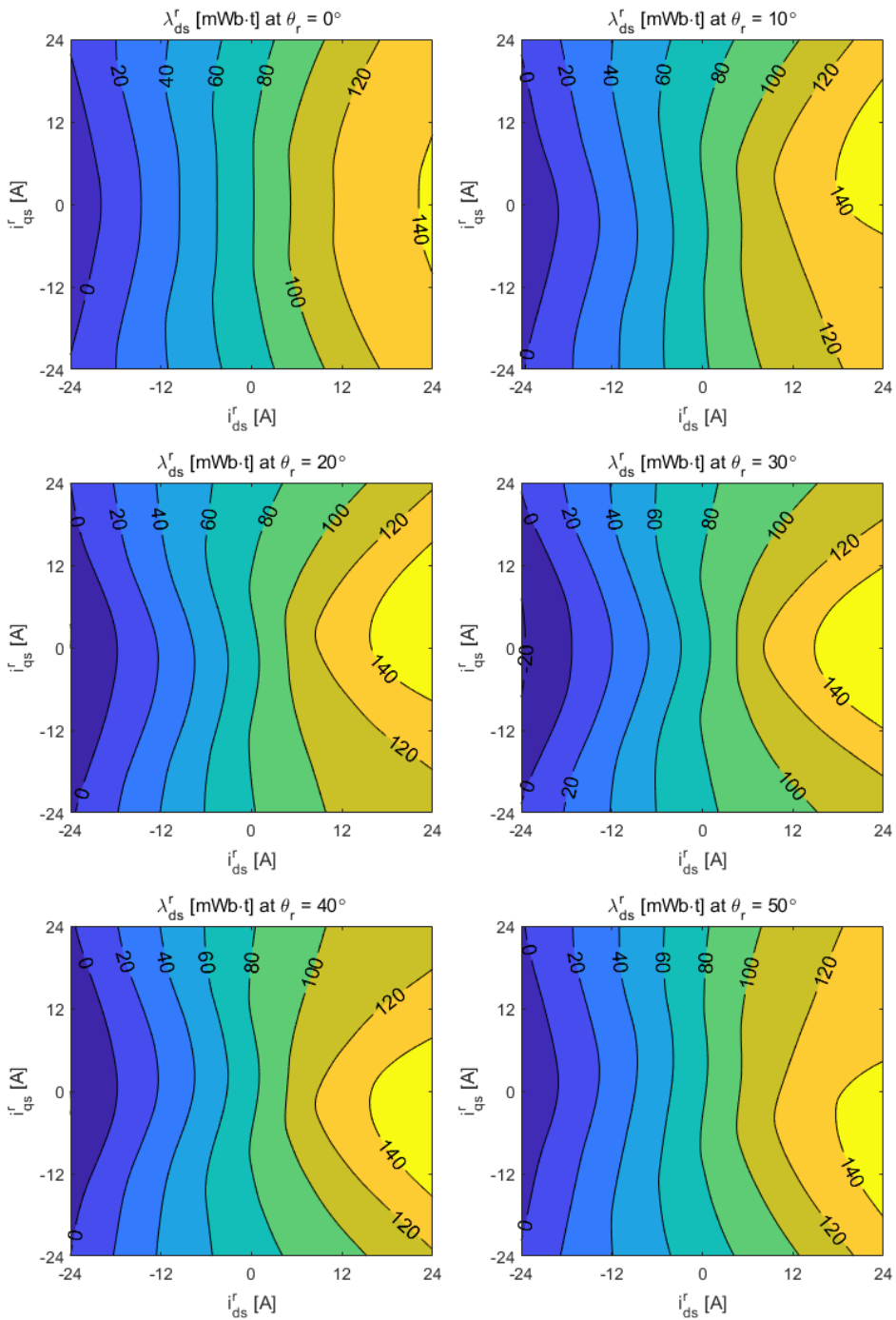
보이는 것을 확인할 수 있다. 따라서, 전동기의 자기 포화를 고려하면 이상적인 자기 모델에서와 달리 세 개의 제정수( $L_{ds}, L_{qs}, \lambda_f$ ) 만으로는 자기 모델을 표현할 수 없다. 커브 피팅 등의 방법을 이용하여 그림 2-9의 곡면을 표현할 수 있는 계수의 집합을 얻거나 참조표의 형태로 각 전류 운전점에서의 자속을 알고 있어야만 자기 모델을 완전하게 표현할 수 있다.

### 2.1.2.3 공간 고조파와 자기 포화를 고려한 자기 모델

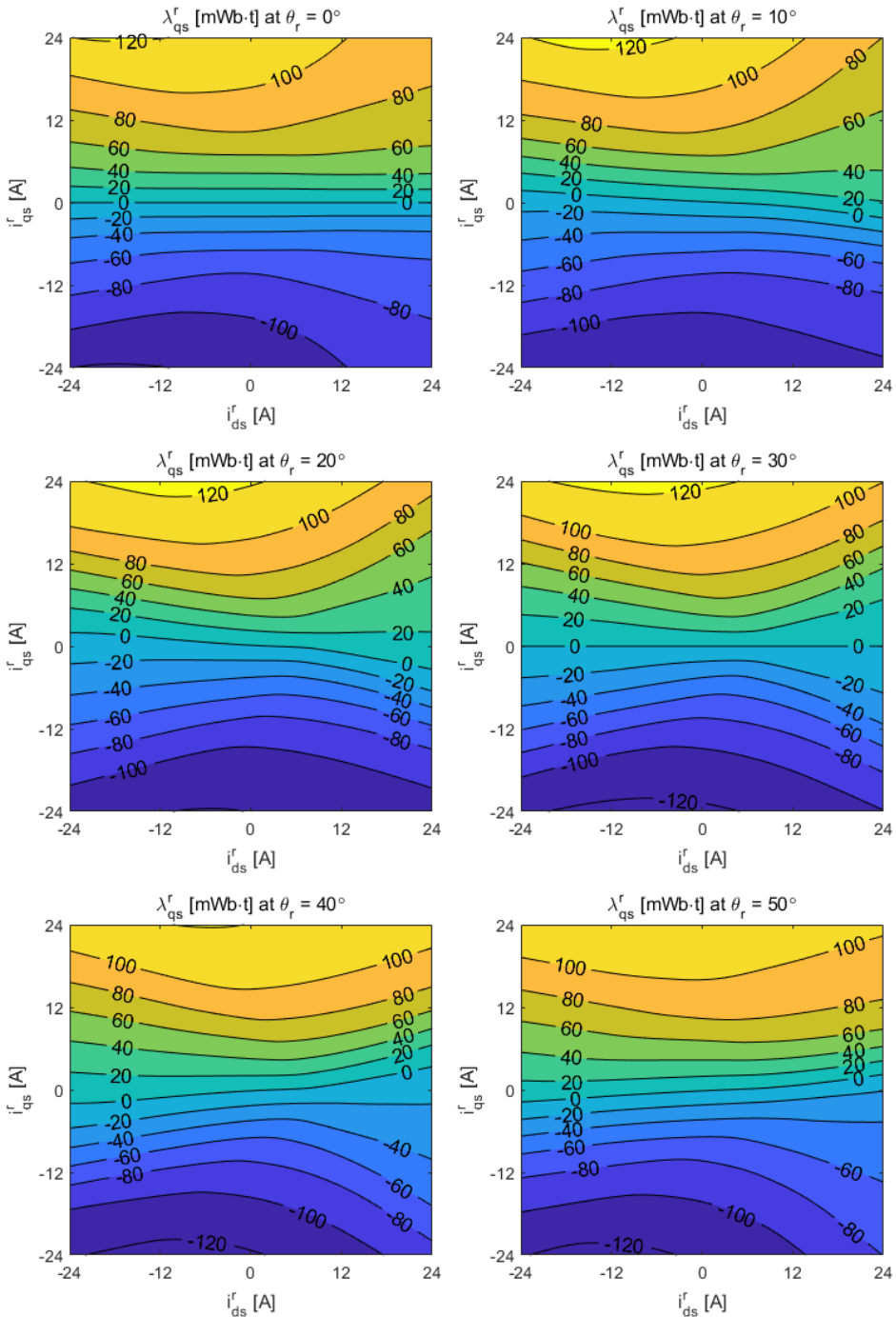
실제 전동기의 자속은 식 (2.11)과 달리 고정자 전류 뿐만 아니라 회전자 위치에 대해서도 변화할 수 있다. 이는 전동기의 공간 고조파에 의한 영향이다. 공간 고조파는 고정자의 슬롯 오프닝(Slot opening), 회전자 형상에 따른 공극 자계 분포(Airgap flux distribution) 또는 고정자 권선 함수(Winding function) 등에 의해 발생한다. 위의 설계적인 요인 외에도 전동기 철심이 전류에 의해 포화될 경우 자로(Flux path)의 유효 공극이 변화하면서 고조파가 나타날 수 있다. 이러한 공간 고조파의 영향을 자기 포화의 영향과 함께 고려하면 식 (2.11)의 자기 모델을 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r(\mathbf{i}_{dqs}^r, \theta_r) \\ \lambda_{qs}^r(\mathbf{i}_{dqs}^r, \theta_r) \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

대칭적인 구조를 가진 3상 전동기의 경우 공간 고조파의 영향은 전기각 기준 6의 배수 고조파 형태로 발생한다. 따라서 식 (2.12)의 자기 모델은 전기각  $0^\circ \sim 60^\circ$ 를 주기로 반복되어 나타난다. 이를 고려하여 시험용 전동기에 대해서 1.2 A의 전류 그리드에 대해 회전자 위치를  $2^\circ$  씩 변경하며 FEA를 진행했다. 그 결과를 회전자 위치  $10^\circ$  간격에 대해 도시하면 다음 그림과 같다.



(7)  $\lambda_{ds}^r$



(나)  $\lambda_{qs}^r$

그림 2-10. 공간 고조파와 자기 포화가 고려된 자속맵 (FEA)

그림 2-10으로부터 동일한 전류 운전점에 대해서도 회전자 위치에 따라 서로 다른 쇄교자속 값을 가지는 것을 확인할 수 있다. 따라서,

자기 포화와 공간 고조파가 모두 고려된 전동기 자기 모델을 알아내기 위해서는 모든 전류 운전점과 회전자 위치에 따른 자속 정보가 필요하다.

## 2.2 고정자 쇄교자속 추정에 대한 기존 연구

영구자석 전동기의 자속을 추정하기 위해 기존에 다음과 같은 연구가 이루어졌다. 우선, 해석적인 방법을 이용해 전동기를 모델링하는 방법이 제안되었다 [24]-[30]. 공극 자속 분포를 계산하기 위해 필드 방정식(Field equation)을 풀거나 [24]-[26], 권선함수(Winding function) 이론을 적용한다 [27]-[30]. 권선함수 이론을 사용하는 방법에서는 고정자 전류에 의한 기자력(Magneto-motive force)을 권선함수를 이용해 얻고, 고정자의 슬롯 형상이나 회전자의 브릿지(Bridge) 포화 등을 고려해 등가 공극 함수를 계산한다. 이렇게 계산된 공극 자속 분포는 그림 2-11과 같이 FEA 결과와 비교를 통해 검증된다. 해석적인 방법은 FEA를 이용하는 수치적인 방법에 비해 빠른 시간 안에 전동기를 해석할 수 있다는 장점을 가진다. 그러나 해석적인 방법에서는 자세한 전동기 형상이나 물질 특성이 반영되기 어렵기 때문에 모델링의 정확도를 높이는 데 한계가 있다. 따라서 전동기 설계의 초기 단계에서만 주로 사용된다.

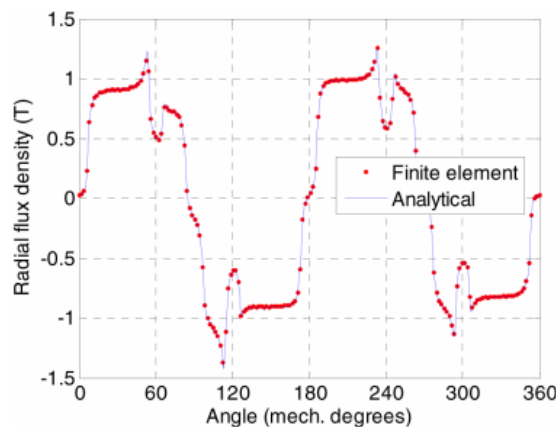
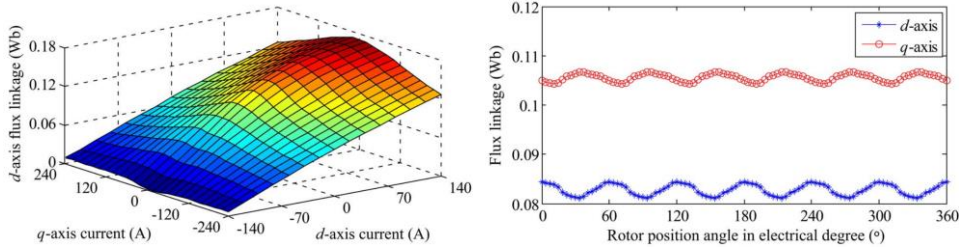


그림 2-11. 참고 문헌 [26]의 계산된 공극 자속 검증

두 번째로 수치적인(Numerical) 방법을 통해 전동기를 모델링 하는 방법이 제안되었다 [2], [3], [31]-[38]. 이는 Maxwell이나 JMAG등의 FEA

소프트웨어를 이용하여 전동기 특성의 전자기적 관계를 알아내는 방법으로 전동기를 제작하기 전에 그 특성을 파악하기 위해 주로 사용된다. 수치적인 방법에는 FEA 소프트웨어의 전동기 모델 자체를 이용하는 방법과 이로부터 전동기 자속이나 인덕턴스 등의 제정수를 추출하는 방법이 있다. FEA 모델 자체를 이용하여 전동기를 모델링하는 연구에서는 시간-스텝(Time-stepping) 기반의 과도 자체 해석을 통해서 회로와 결합하여 연성 해석 (Field-circuit coupled cosimulation)을 수행한다 [31]-[34]. 이 방법은 높은 정확도를 가지고 전동기의 비이상적인 특성들을 고려할 수 있다는 장점이 있다. 그러나 전동기의 성능을 여러 운전점에서 예측하거나 제어 알고리즘을 시뮬레이션 하는 경우에 매우 긴 연산 시간(Computation time)이 요구된다는 한계가 있다.

따라서 FEA 모델 자체를 이용해 전동기를 모델링하기 보다는 FEA 모델로부터 전동기 자기 모델을 추출하는 방법들이 제안되었다 [2], [3], [23], [35]-[38]. 이는 정적 자체(Magnetostatic) 해석을 통해 대상 운전점에서의 인덕턴스나 자속을 구하는 방법이다. 특히 참고 문헌 [2], [3]과 [36]은 전류 운전점과 회전자 위치에 대해 정적 자체 해석을 통해 d축과 q축 자속을 참조표의 형태로 구하고, 이를 Simulink 등의 소프트웨어에 구현하여 전동기를 시뮬레이션 할 수 있는 방법을 제안한다. 그림 2-12에 참고 문헌 [3]에서 추정된 자속맵이 도시되어 있다. 즉, 정적 자체 해석을 통해 2.1 절의 식 (2.12)와 같은 형태의 자기 포화, 교차 결합과 공간 고조파의 영향이 모두 고려된 전동기 자기 모델을 얻을 수 있다. 그러나 이러한 방법은 전동기의 설계 데이터를 필요로 하기 때문에 전동기 설계자 외의 사용자들은 적용이 어렵고, 설계 데이터와 실제 제작된 전동기 사이의 차이를 반영하기 어렵다는 한계를 가진다.



(가) 전류에 따른 자속 ( $\theta_r=0^\circ$ )      (나)  $\theta_r$ 에 따른 자속 ( $i_{d_s}^r=-40$  A,  $i_{q_s}^r=60$  A)

**그림 2-12. 참고 문헌 [3]의 추정된 자속**

이에 따라 실제 전동기에 대해서 정확한 자속을 얻기 위해 실험적으로 전동기 자속을 추정하는 방법들이 제안되었다. 앞서 서론에서 설명된 바와 같이 본 절에서는 전동기 운전 중의 여러가지 제약 조건을 고려해야 하는 온라인 추정보다는 오프라인에서의 제정수 추정에 집중하여 실험적 자기 모델 추정에 관한 기존 연구들을 소개한다. 실험적 자속 추정 방법은 추정 과정에서 요구되는 전동기의 동작(Motion)에 따라 정지(Standstill) 상태, 전동기 축이 자유롭게 회전 가능한 상태, 그리고 다이نام(Dynamo) 등의 부하기를 이용하여 정속 제어하는 상태로 분류할 수 있다.

먼저 정지 상태에서 자속을 추정하는 방법이 제안되었다 [39]-[44]. 참고 문헌 [39]과 [40]에서는 펄스 형태의 전압 신호를 인가하는 방법을 사용한다. 인가된 전압으로 인해 유도되는 전류를 샘플링하고, 전압 방정식을 이용해 각 축의 자속을 적분 연산을 통해 계산한다. 또는 각각의 바이어스(Bias) 전류 운전점에서 고주파 전압 신호를 주입하고, 유도된 고주파 전류를 이용하여 동적 인덕턴스를 계산할 수 있다 [41]-[44]. 위 방법들의 경우, 자속을 추정하는 과정에서 전동기가 정지 상태로 있을 수 있기 때문에 전동기 구동 전의 구속 시험(Locked-rotor test) 등의 실사용 조건에서 사용할 수 있다는 장점이 있다. 그러나 자석에 의해 발생하는 자속을 알 수 없고, 한 회전자 위치에 대해서 추정하기 때문에 공간 고조파로 인해 자속에 발생하는 고조파의 영향을 고려할 수 없다.

다음으로 전동기 축이 고정되어 있지 않고, 회전이 허용된 상황일 때



자속을 추정할 수 있다 [45]-[47]. 참고 문헌 [45]와 [46]에서는 회전자 기준 좌표계 전류 평면 상의 전류 운전점을 전동기 전류 지령으로 인가한 상황에서 가속과 감속이 일어날 때의 속도, 전압과 전류 정보를 이용해 매 샘플마다 전압 방정식에서 자속을 계산한다. 이렇게 계산된 자속을 전체 속도 변화 구간동안 평균내어 해당 전류 운전점에서의 자속을 구한다. 그림 2-13에 참고 문헌 [45]에 사용된 속도와 전류 프로파일이 도시되어 있다.

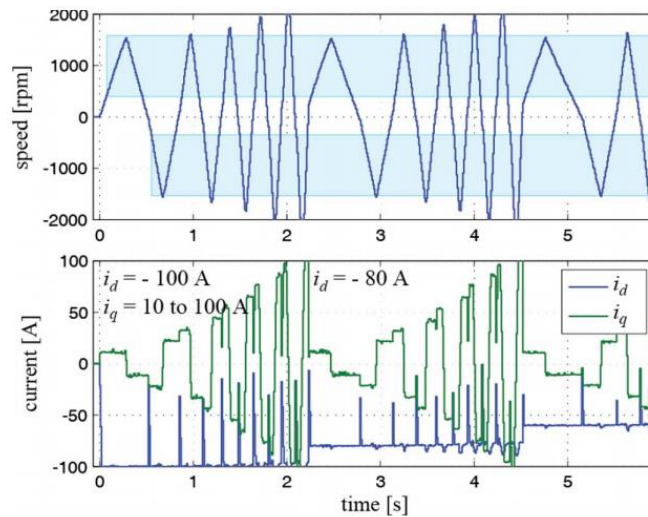
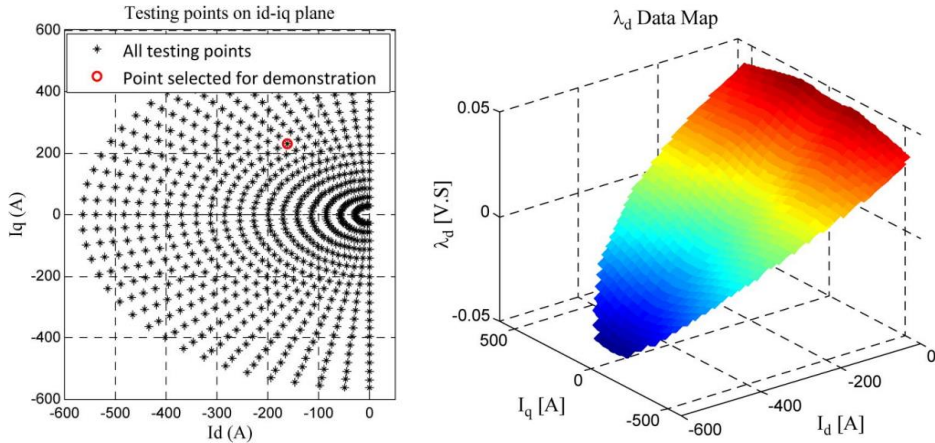


그림 2-13. 참고 문헌 [45]의 자속 추출 과정 속도와 전류 파형

이 방법을 통해 추정된 자속에는 포화와 교차 결합이 모두 고려되어 있으며, 앞서 정지 상태에서 추정된 자속과 달리 영구자석에 의한 자속을 포함한다. 그러나 영전류와 같이 토크를 출력하지 않는 전류 운전점에서의 자속 추정이 어렵고, 대상 전동기의 관성이나 출력 토크에 따라 추정 가능한 전류 운전점의 범위가 제한된다는 단점이 있다.

따라서 실험적으로 전체 전류 운전점에서의 자속을 정확하게 추정하기 위해서는 다이내모와 같은 부하기를 이용해 대상 전동기를 정속으로 제어하는 방법을 사용해야 한다 [48]-[55]. 이 경우에도 앞서 참고 문헌 [45]와 [46]에서와 유사하게 여러 전류 운전점에 대해 전압 방정식을 이용해 자속을 계산한다. 그림 2-14에 참고 문헌 [50]에서 시험한 전류 평면 상의 전류 운전점과 얻어진 자속맵이 예시로 도시되어 있다. 정지

상태나 전동기의 축이 자유롭게 회전할 수 있는 상태에서 추정된 결과와 달리, 부하기를 사용하는 경우 전체 전류 운전점에서 포화와 교차 결합의 영향이 모두 고려된 자속맵을 얻을 수 있다. 또한 기존 연구에서 자속을 보다 정확하게 추정하기 위해 인버터 비선형성, 고정자 저항이나 자속맵 추출 과정 중 온도의 변화에 대해 고려하였다.



(가) 시험 대상 전류 운전점

(나) 추정된 d축 자속

그림 2-14. 참고 문헌 [50]의 대상 운전점과 추정된 d축 자속

앞서 살펴본 바와 같이 전동기의 비선형 자기 모델을 고려하여 자속을 추정하기 위해 제안된 기존의 실험적인 방법들은 다음과 같은 한계를 가진다. 수치적인 방법 중 정적 자계 해석에 기반한 참고 문헌 [2], [3]과 [36]은 자기 포화와 공간 고조파의 영향을 모두 고려하여 전동기의 자속을 추정하는 방법을 제안하였다. 그러나 기존에 실험적으로 전동기 자기 모델을 추정하는 연구에서는 자기 포화에 대해서는 고려했지만, 공간 고조파의 영향에 대해서는 제한적으로만 고려하였다. 정지 상태에서 추정하는 방법들의 경우 한 회전자 위치에 대해서만 자속을 추정하기 때문에 공간 고조파의 영향이 전혀 고려되지 않았다. 회전 상태에서 자속을 추정하는 참고 문헌 [48]-[54]의 경우 각 전류 운전점에서 자속을 추정할 때, 전압과 전류 정보를 한 전기각 주기의 평균값을 이용함으로써 공간 고조파의 영향을 상쇄시키고 정확한 평균 자속맵을 얻는다. 그러나 회전자 위치에 따른 자속의 변화는 추정하지 못하였다. 참고 문헌 [55]에서는 전류 운전점과 회전자 위치 변화에 따른

자속을 추정하는 방법을 제안했으나 영구자석에 의한 자속이 고정자 전류에 무관하다는 가정을 사용했으며 실험적으로 추정된 자속을 FEA로 추정된 자속과만 비교하여 검증했다는 한계를 가진다. 따라서 본 논문에서는 실험적으로 자기 포화와 공간 고조파의 영향을 모두 고려한 자속을 추정하는 것을 목표로 한다.

## 2.3 토크 리플 추정에 대한 기존 연구

비선형 자기 모델을 고려하여 영구자석 전동기의 토크 방정식을 유도하기 위해 전기적 입력을 이용하는 방법과 에너지 보존 법칙을 이용하는 방법이 있다. 먼저 전기적 입력을 이용할 경우, 전동기 단자 전압과 전류로부터 계산된 입력 전력에서 고정자 저항에 의한 손실과 권선의 인덕턴스에 저장된 에너지의 변화를 제외한 성분이 기계적 출력으로 변환된다고 가정한다. 따라서 전기적 입력을 이용한 토크 방정식에서 철손은 무시된다. 이 때, 토크 방정식은 다음과 같이 유도된다.

$$T_e = \underbrace{\frac{3}{2} p \lambda_{\text{dqs}}^r(\mathbf{i}_{\text{dqs}}^r, \theta_r) \mathbf{J} \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r}_{T_{e1}} + \underbrace{\frac{3}{2} p \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r T \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^r(\mathbf{i}_{\text{dqs}}^r, \theta_r)}{\partial \theta_r}}_{T_{e2}}. \quad (2.13)$$

위 식에서  $p$ 는 전동기의 극쌍수(Pole pair)를 의미하고,  $T_{e1}$  성분이 이상적인 영구자석 전동기 모델에서 얻어진 토크 방정식인 식 (1.3)을 나타낸다. 이상적인 토크 방정식에 비해  $T_{e1}$  성분에서도 자속이 전류와 회전자 위치의 함수로 표현되므로 포화와 공간 고조파의 영향이 반영된 것을 알 수 있다. 또한, 회전자 위치에 따른 자속의 편미분 항에 의해  $T_{e2}$ 와 같은 토크 리플 성분이 추가된다. 그러나 위 식은 전동기에 저장되어 있는 자기 에너지의 회전자 위치에 따른 변화가 고려되지 않았다는 한계를 가진다. 이를 고려하기 위해 최근에는 에너지 보존 법칙을 이용해 토크 방정식을 유도하는 방법이 주로 사용되고 있다 [56].

$$T_e = \underbrace{\frac{3}{2} p \lambda_{dqs}^r(\mathbf{i}_{dqs}^r, \theta_r) \mathbf{J} \mathbf{i}_{dqs}^r}_{T_{e1}} + \underbrace{\frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^r T \frac{\partial \lambda_{dqs}^r(\mathbf{i}_{dqs}^r, \theta_r)}{\partial \theta_r}}_{T_{e2}} - \underbrace{p \frac{\partial W_m(\mathbf{i}_{dqs}^r, \theta_r)}{\partial \theta_r}}_{T_{e3}}. \quad (2.14)$$

식 (2.13)과 달리 식 (2.14)에는 전동기에 저장된 자기 에너지의 회전자 위치에 대한 편미분 항( $T_{e3}$ )이 추가적으로 나타나는 것을 확인할 수 있다. 영전류 상황에서는  $T_{e3}$ 가 전체 토크 리플이 되며 코깅 토크(Cogging torque)를 나타낸다. 다만, 식 (2.13)과 (2.14) 모두 철손을 무시했을 때에만 성립한다는 한계를 가진다. 참고 문헌 [57]에서 FEA를 통해 자속과 자기 에너지 정보를 얻고 식 (2.14)에 대입하여 계산한 결과와 FEA에서 계산된 토크를 비교함으로써 식 (2.14)의 토크 방정식을 검증하였다.

식 (2.14)의 토크 방정식에 기반하여 토크를 추정하는 방법을 제안한 기존 연구에는 다음과 같은 것들이 있다 [58]-[61]. 참고 문헌 [58]에서는 FEA를 통해 얻은 자속과 코깅 토크 정보를 이용해 계산한 토크로부터 토크 리플을 최소화 할 수 있는 전류 궤적을 계산한다. 이는 2.2 절에서 설명된 자속 추정에서와 유사하게 FEA와 실제 전동기 사이의 제작상의 차이를 반영할 수 없다는 한계를 가진다. 참고 문헌 [59]-[61]에서는 실험을 통해 얻어진 정보를 이용하여 토크를 추정하였다. 그러나, 고정자 전류에 의한 자속 성분의 회전자 위치에 따른 변화를 고려하지 않았기 때문에 식 (2.14)가 온전히 모델링 되지 않았다. 또한 코깅 토크 성분을 토크 센서로 측정하여 얻었기 때문에 토크를 추정하기 위해 토크 센서가 필요하다는 단점을 가진다.

식 (2.14)에 기반하지 않았지만 실험적으로 토크 리플을 저감하는 방법을 제안한 기존 연구들에는 다음과 같은 것들이 있다. 먼저, 참고 문헌 [62]와 [63]에서는 전동기의 전기적 입력을 기반으로 하여 얻어진 식 (2.13)을 이용해 토크 리플을 계산하고, 토크 리플을 최소화 할 수 있는 q축 전류 지령을 계산하였다. 혹은 전동기 토크 리플을 직접 추정하는 대신 속도 리플이나 시스템의 진동과 소음을 측정하여 저감하는 방법도 제안되었다 [64]. 그러나 속도 리플의 경우 부하기의

토크 리플에도 영향을 받을 수 있으며, 진동과 소음을 저감하는 방법의 경우 연결된 기계 시스템에 의해 크게 좌우되기 때문에 실제 시스템에 설치된 상태가 아닐 경우에는 적용이 어렵다. 참고 문헌 [65]에서는 토크 센서를 이용하여 고정자 전류와 회전자 위치에 따른 전동기 토크를 측정하는 방법을 제안하였다. 부하기를 이용하여 전동기를 정지시킨 상태에서 측정하기 때문에 토크 센서의 대역폭에 영향을 받지 않고 정확한 전동기 토크를 알 수 있다. 그러나, 전동기의 토크를 알기 위해서 일반적인 구동 시스템에서 사용되지 않는 토크 센서를 필요로 한다는 단점을 가진다. 따라서 본 논문에서는 추정 과정에서 토크 센서를 사용하지 않고, 실험적으로 얻어진 정보만을 기반으로 하여 식 (2.14)의 모델링을 통하여 포화와 공간 고조파의 영향을 모두 고려한 토크 추정 방법을 제안한다.

## 제 3장 제안된 자속맵 추정 방법 [66]

이 장에서는 자기 포화와 공간 고조파를 모두 고려하여 영구자석 전동기의 자속맵을 추정하는 방법을 제안하고 설명한다. 우선 3.1 절에서는 자속맵 추정에 필요한 실험 세트에 대해 소개한다. 제안된 자속맵 추정 과정에서 전동기의 속도를 일정하게 제어하기 위해 부하기와 직결된 전동기-발전기 세트(Motor-generator set, M-G set)를 사용한다. 3.2 절에서는 공간 고조파를 고려하여 전압 방정식으로부터 고정자 자속을 계산하는 방법에 대해 다룬다. 기존의 연구들에서는 전압 방정식을 회전자 위치에 대한 평균의 관점으로만 이용하였다. 그러나 제안된 방법에서는 자속의 회전자 위치에 대한 미분이, 기전력 정보로부터 쇄교자속을 계산하는데 미치는 영향을 살핀다. 결과적으로 회전자 기준 좌표계에서의 전압 방정식을 1계 미분 방정식 형태로 표현하고, 이를 좌표계 변환을 이용하여 보다 간단하게 푸는 방법을 소개한다. 위에 설명된 고정자 자속에 대한 계산 방법은 FEA 결과를 이용하여 검증되었다.

3.3 절에서는 앞서 유도된 전압 방정식을 바탕으로 자속을 계산하기 위해 필요한 전동기 기전력을 실험을 통해 얻는 과정에 대해 설명한다. 정확한 기전력을 실시간으로 얻기 위해 사용된 공진 전류 제어기, 이산 푸리에 변환(Discrete Fourier transform, DFT), 인버터 비선형성 보상 등에 대해 다룬다. 3.4 절에서는 이산(Discrete) 제어와 펄스 폭 변조(Pulse width modulation, PWM) 기반의 전압 합성으로 인해 생기는 전압 지령과 합성된 전압 사이의 오차에 대한 관계를 수식적으로 유도한다. 이를 통해 기존에 기본파에 대해서 회전변환 기반으로 적용한 보상 방법이 고조파에 대해서는 오차가 있음을 밝히고, 고조파 전압 지령으로부터 합성된 고조파 전압을 정확하게 얻기 위한 보상 방법을 제시한다. 마지막으로 3.5 절에서는 앞서의 결과를 토대로 계산된 공간 고조파와 자기 포화를 고려한 전동기 자속맵을 보인다.

### 3.1 실험 환경

이 절에서는 앞으로의 실험에서 사용된 실험 세트에 대해 소개한다. 우선 자속맵 및 토크맵 추정에 사용된 전동기-발전기 세트의 세부 사항에 대해 언급한다. 또한 추정된 토크맵을 검증하기 위해 사용된 토크 센서를 포함한 실험 세트에 대해서 설명한다.

#### 3.1.1 제안된 방법에 사용되는 실험 세트 구성

그림 3-1, 그림 3-2와 그림 3-3에 자속맵 추정에 사용된 제어보드, 인버터, 전동기-발전기 세트가 각각 도시되어 있다. 그림 3-1의 제어보드는 Texas Instruments 사의 디지털 신호 처리 장치(Digital signal processor, DSP)인 TMS320F28377을 기반으로 제작되었다. 그림 3-2의 인버터는 Infineon 사의 IGBT인 FS50R12KT4\_B15를 이용하여 제작되었으며 스위치 소자의 최대 전압은 1200 V이고 최대 전류는 50 A이다. 그림 3-3은 전동기-발전기 세트이다. 좌측에 위치한 전동기가 앞서 그림 2-1의 도면을 기반으로 제작된 대상 전동기이다. 제안된 방법에서는 자속맵을 추정하기 위해 임의의 부하 상황에 대해 전동기 속도를 일정하게 제어해야 할 필요가 있으므로 그림 3-3에 나타난 것과 같은 회전자 위치 센서를 포함한 전동기-발전기 세트가 필요하다.

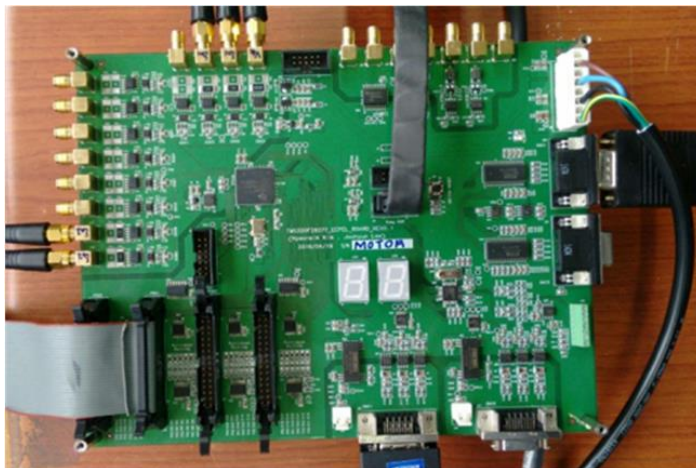


그림 3-1. 제어보드

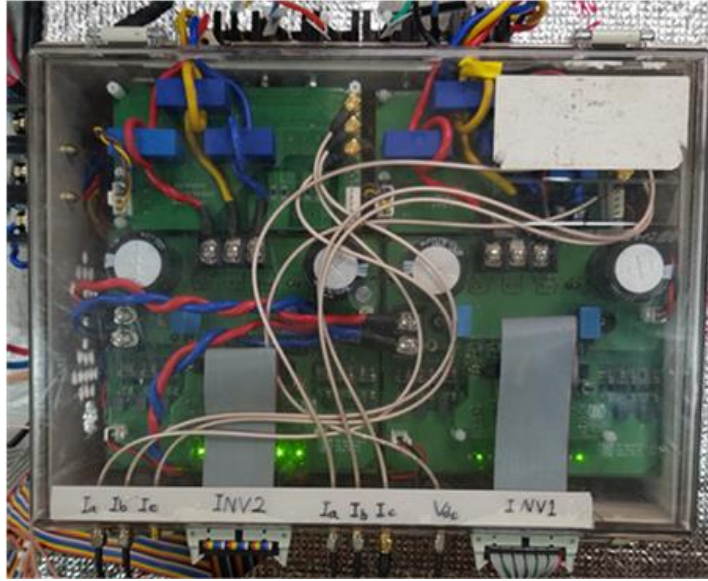


그림 3-2. 인버터

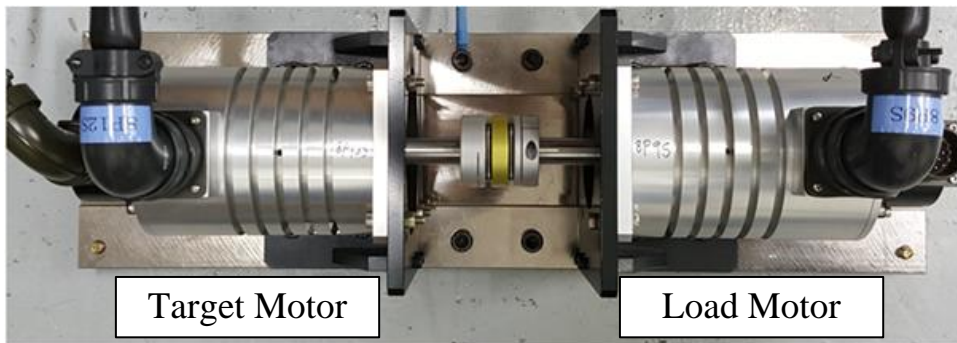


그림 3-3. 전동기-발전기 세트

### 3.1.2 검증을 위한 토크 측정에 사용되는 실험 세트 구성

4 장에서 제안된 토크맵 복원 방법을 검증하기 위해서는 전동기의 토크를 측정해야 할 필요가 있다. 검증을 위해 사용된 토크 센서는 다음 그림과 같다.



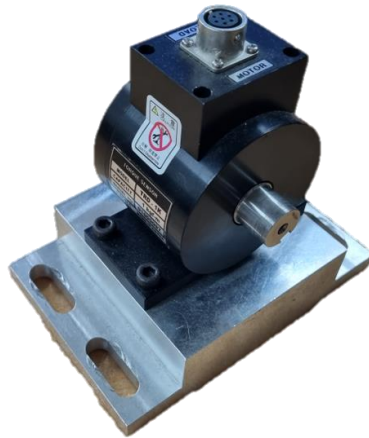


그림 3-4. 토크 센서

그림 3-4의 토크 센서는 스트레인 게이지(Strain gauge) 방식이다. DACELL 사의 TRD-1k 센서로 정격 토크는 9.8 N·m이고 정격 속도는 5000 r/min이다. 제어보드와 인버터는 그림 3-1과 그림 3-2에 도시된 것과 동일한 것을 사용하였고, 그림 3-5에 토크 센서가 부착된 전동기-발전기 세트가 도시되어 있다.

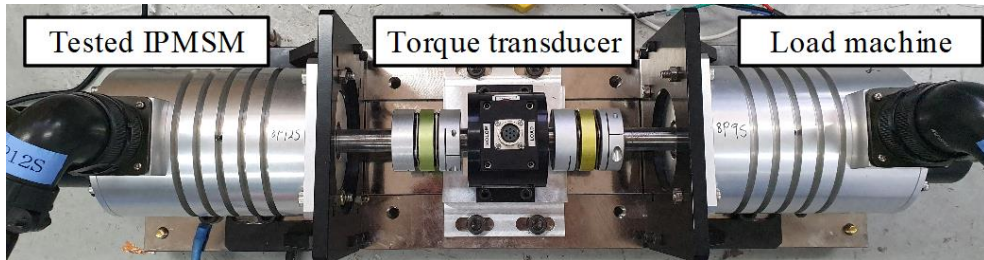


그림 3-5. 토크 센서가 부착된 전동기-발전기 세트

앞서 언급했다시피 제안된 자속맵과 토크맵 추정은 그림 3-3의 실험 세트만을 이용하여 진행되었고, 그림 3-5의 실험 세트는 추정된 토크의 정확도를 평가하기 위한 실제 토크를 측정하기 위해서만 사용되었다.

### 3.2 전압 방정식을 이용한 고정자 쇄교자속 계산

이 절에서는 공간 고조파를 고려하여 영구자석 전동기의 전압 방정식으로부터 고정자 쇄교자속을 계산하는 방법을 제안한다. 공간 고조파의 영향을 고려하는 경우, 기존의 자속맵 추정에 관한 연구들에서

사용한 쇄교자속 계산식에 오류가 있었음을 밝히고 이를 해결할 수 있는 새로운 계산 방법을 제안한다. 제안된 계산 방법은 FEA를 통해 검증하였다.

### 3.2.1 수식 전개 과정

앞서 식 (2.5)의 영구자석 전동기 전압 방정식을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_{\text{dqs}}^r = R_s \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r + \omega_r \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r. \quad (3.1)$$

자기 포화와 공간 고조파를 모두 고려한 자기 모델을 나타낸 식 (2.12)에서 언급된 바와 같이 자속은 전류와 회전자 위치에 대한 함수이므로 위 식에서 자속의 시간에 대한 미분은 다음과 같이 풀어 쓸 수 있다.

$$\mathbf{v}_{\text{dqs}}^r = R_s \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r + \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r}{\partial i_{ds}^r} \cdot \frac{di_{ds}^r}{dt} + \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r}{\partial i_{qs}^r} \cdot \frac{di_{qs}^r}{dt} + \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r}{\partial \theta_r} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} + \omega_r \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r. \quad (3.2)$$

회전자 위치의 시간에 대한 미분은 속도이므로 위 식을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\mathbf{v}_{\text{dqs}}^r = R_s \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r + \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r}{\partial i_{ds}^r} \cdot \frac{di_{ds}^r}{dt} + \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r}{\partial i_{qs}^r} \cdot \frac{di_{qs}^r}{dt} + \omega_r \cdot (\boldsymbol{\gamma}_{\text{dqs}}^r + \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r). \quad (3.3)$$

위 식에서 자속의 회전자 위치에 대한 미분항( $\boldsymbol{\gamma}_{\text{dqs}}^r$ )을 다음과 같이 정의하였다.

$$\boldsymbol{\gamma}_{\text{dqs}}^r \triangleq \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r}{\partial \theta_r}. \quad (3.4)$$

만약 회전자 기준 좌표계 전류를 상수로 제어한다면 식 (3.3)에서 전류의 시미분 항이 0이 되어 다음과 같이 정리된다.

$$\mathbf{v}_{\text{dqs}}^r = R_s \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r + \omega_r \cdot (\boldsymbol{\gamma}_{\text{dqs}}^r + \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r). \quad (3.5)$$

이로부터 회전자 기준 좌표계 기전력( $\mathbf{e}_{\text{dqs}}^r$ )을 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\mathbf{e}_{\text{dqs}}^r \triangleq \mathbf{v}_{\text{dqs}}^r - R_s \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r. \quad (3.6)$$

이 때, 식 (3.5)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{e}_{dqs}^r = \omega_r \cdot (\boldsymbol{\gamma}_{dqs}^r + \mathbf{J}\boldsymbol{\lambda}_{dqs}^r). \quad (3.7)$$

일반적인 전동기 구동 시스템에서 회전자 위치 정보를 사용할 수 있다면 회전자 기준 좌표계 전압과 전류를 알 수 있기 때문에 회전자 기준 좌표계 기전력 또한 계산할 수 있다. 식 (3.7)에서 기전력과 속도를 알고 있다면 자속만이 미지수로 남기 때문에 식 (3.7)을 이용하면 기전력으로부터 자속을 계산할 수 있다.

그러나 식 (3.7)을 바로 푸는 대신 정지 좌표계로 변환함으로써 보다 쉽게 자속을 계산할 수 있다. 정지 좌표계와 회전자 기준 좌표계의 관계는 다음과 같다.

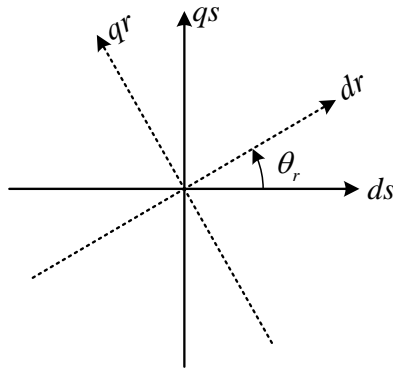


그림 3-6. 회전자 기준 좌표계와 정지 좌표계

따라서 회전자 기준 좌표계 변수는 다음과 같이 정지 좌표계로 변환할 수 있다.

$$\mathbf{x}_{dqs}^s = \mathbf{R}(\theta_r) \mathbf{x}_{dqs}^r. \quad (3.8)$$

위첨자 “s”는 정지 좌표계 변수임을 뜻한다. 여기서 회전자 위치에 대한 회전 변환 행렬( $\mathbf{R}(\theta_r)$ )은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{R}(\theta_r) \triangleq \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

식 (3.7)의 기전력을 정지 좌표계로 변환하기 위해 양변에 회전 변환 행렬을 곱하면 다음과 같다.

$$\mathbf{e}_{\text{dqs}}^s = \omega_r \cdot \left( \mathbf{R}(\theta_r) \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^r}{\partial \theta_r} + \mathbf{R}(\theta_r) \mathbf{J} \lambda_{\text{dqs}}^r \right). \quad (3.10)$$

회전자 기준 좌표계 자속을 정지 좌표계로 변환하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{\text{dqs}}^s &= \omega_r \cdot \left( \mathbf{R}(\theta_r) \frac{\partial (\mathbf{R}(-\theta_r) \lambda_{\text{dqs}}^s)}{\partial \theta_r} + \mathbf{R}(\theta_r) \mathbf{J} \mathbf{R}(-\theta_r) \lambda_{\text{dqs}}^s \right) \\ &= \omega_r \cdot \left( \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^s}{\partial \theta_r} + \mathbf{R}(\theta_r) \frac{\partial (\mathbf{R}(-\theta_r))}{\partial \theta_r} \lambda_{\text{dqs}}^s + \mathbf{J} \lambda_{\text{dqs}}^s \right) \\ &= \omega_r \cdot \left( \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^s}{\partial \theta_r} + \mathbf{R}(\theta_r) (-\mathbf{J} \mathbf{R}(-\theta_r)) \lambda_{\text{dqs}}^s + \mathbf{J} \lambda_{\text{dqs}}^s \right) \quad (3.11) \\ &= \omega_r \cdot \left( \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^s}{\partial \theta_r} - \mathbf{J} \lambda_{\text{dqs}}^s + \mathbf{J} \lambda_{\text{dqs}}^s \right) \\ &= \omega_r \cdot \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^s}{\partial \theta_r} \end{aligned}$$

위 식으로부터 식 (3.7)과 달리 정지 좌표계 자속은 정지 좌표계 기전력을 단순히 회전자 위치에 대해 적분함으로써 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다. 식 (3.11)의 유도 과정은 정지 좌표계 전압 방정식을 이용하면 보다 자명하게 이해할 수 있다. 정지 좌표계 자속 또한 회전자 기준 좌표계의 고정자 전류와 회전자 위치에 대한 함수이기 때문에 정지 좌표계 전압 방정식을 (3.2)에서와 유사하게 풀어쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\text{dqs}}^s &= R_s \mathbf{i}_{\text{dqs}}^s + \frac{d\lambda_{\text{dqs}}^s}{dt} \\ &= R_s \mathbf{i}_{\text{dqs}}^s + \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^s}{\partial i_{ds}^r} \cdot \frac{di_{ds}^r}{dt} + \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^s}{\partial i_{qs}^r} \cdot \frac{di_{qs}^r}{dt} + \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^s}{\partial \theta_r} \cdot \omega_r \quad (3.12) \\ &= R_s \mathbf{i}_{\text{dqs}}^s + \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^s}{\partial \theta_r} \cdot \omega_r \end{aligned}$$

위 식으로부터 (3.11)의 결과와 동일하게 정지 좌표계 기전력이 정지 좌표계 자속의 회전자 위치에 대한 편미분으로 표현되는 것을 확인할 수 있다. 이와 같은 결과를 바탕으로 회전자 기준 좌표계 기전력으로부터 회전자 기준 좌표계 자속을 계산하는 과정을 다음과 같이 정리할 수

있다.

$$\mathbf{e}_{\text{dqs}}^s = \mathbf{R}(\theta_r) \mathbf{e}_{\text{dqs}}^r. \quad (3.13)$$

$$\lambda_{\text{dqs}}^s = \frac{1}{\omega_r} \int \mathbf{e}_{\text{dqs}}^s d\theta_r. \quad (3.14)$$

$$\lambda_{\text{dqs}}^r = \mathbf{R}(-\theta_r) \lambda_{\text{dqs}}^s. \quad (3.15)$$

제안된 계산 방법에서와 달리 기존에는 쇄교자속을 계산할 때 공간 고조파의 영향을 고려하지 않았다. 따라서 회전자 기준 좌표계의 자속을 고정자 전류에 대한 함수로만 보고 식 (3.1)을 다음과 같이 전개하였다.

$$\mathbf{v}_{\text{dqs}}^r = R_s \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r + \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^r}{\partial i_{ds}^r} \cdot \frac{di_{ds}^r}{dt} + \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^r}{\partial i_{qs}^r} \cdot \frac{di_{qs}^r}{dt} + \omega_r \mathbf{J} \lambda_{\text{dqs}}^r. \quad (3.16)$$

제안된 방법에서와 마찬가지로 회전자 기준 좌표계 전류를 상수로 제어할 수 있다고 가정하여 다음과 같이 자속을 계산한다.

$$\mathbf{v}_{\text{dqs}}^r = R_s \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r + \omega_r \mathbf{J} \lambda_{\text{dqs}}^r. \quad (3.17)$$

$$\mathbf{e}_{\text{dqs}}^r = \omega_r \mathbf{J} \lambda_{\text{dqs}}^r. \quad (3.18)$$

$$\lambda_{\text{dqs}}^r = -\frac{1}{\omega_r} \mathbf{J} \mathbf{e}_{\text{dqs}}^r. \quad (3.19)$$

식 (3.19)는 자속이 회전자 위치에 따라 변하지 않는 경우, 즉  $\mathbf{Y}_{\text{dqs}}^r$ 이 0일 때에만 성립한다. 따라서 공간 고조파가 심한 전동기에서 식 (3.19)를 적용하여 자속을 계산할 경우 자속의 고조파에 무시할 수 없는 오차가 발생한다.

### 3.2.2 FEA를 이용한 제안된 계산 방법의 검증

식 (3.13) ~ 식 (3.15)에 나타난 제안된 자속 계산 과정을 검증하기 위해 FEA 결과를 이용하였다. 앞서 그림 2-4의 역기전력을 얻은 해석 결과에서 자속을 추출하고, 역기전력에 식 (3.13) ~ 식 (3.15)의 계산 과정을 적용하여 얻은 자속과 비교하였다. FEA를 통해 무부하 상황에서 얻은  $\lambda_{\text{dqs}}^r$ 을 회전자 위치에 대해 도시한 결과는 다음과 같다.

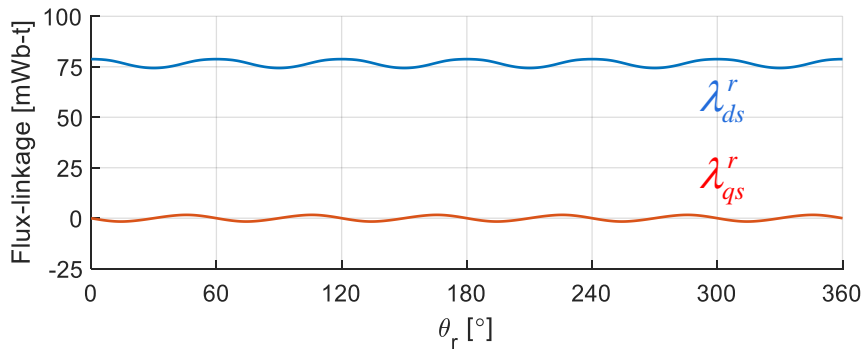
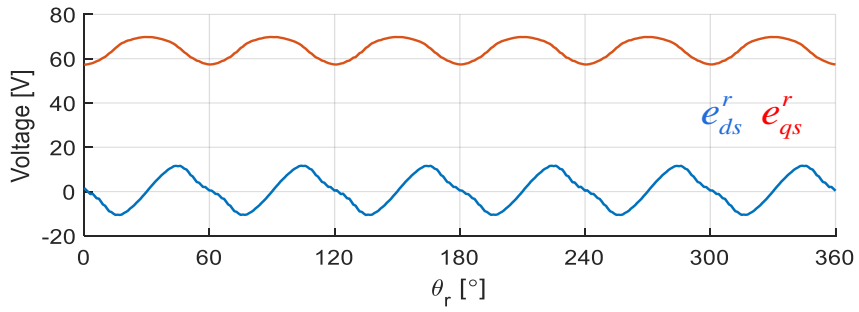
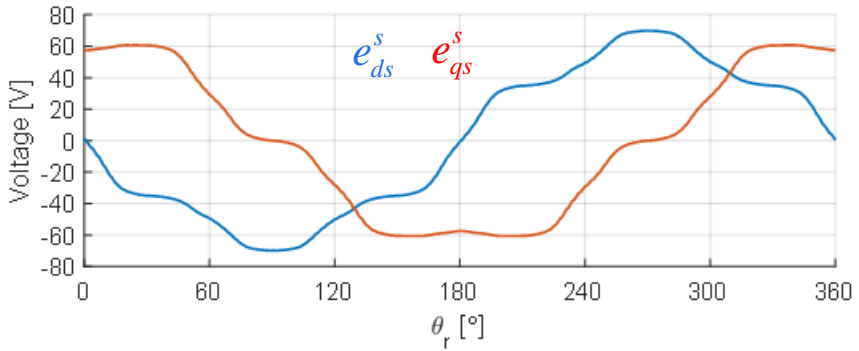


그림 3-7. FEA에서 얻은  $\lambda_{dqs}^r$

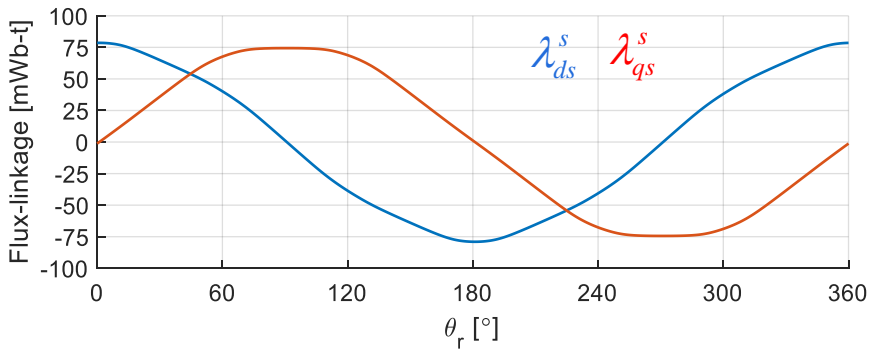
FEA에서 얻은 기전력을 이용하여  $\lambda_{dqs}^r$  을 계산하는 과정이 다음 그림에 도시되어 있다.



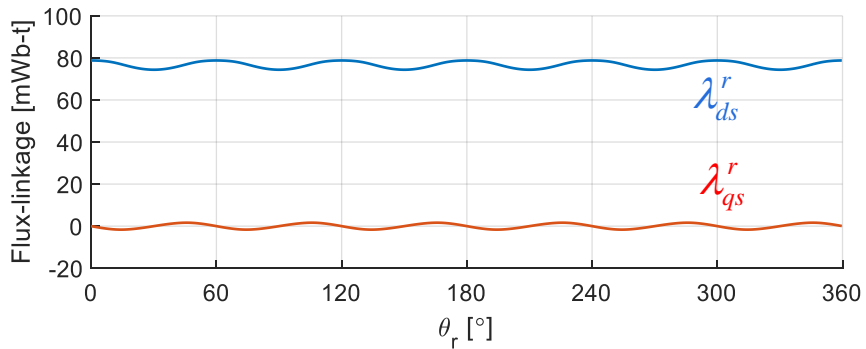
(가)



(나)



(다)



(라)

그림 3-8.  $e_{dqs}^r$  을 이용한  $\lambda_{dqs}^r$  계산 과정

그림 3-8(나)는 기전력의 좌표 변환이 이루어지는 식 (3.13)을 의미하고, 식 (3.14)의 적분결과가 그림 3-8(다)에 도시되어 있다. 마지막으로 식 (3.15)와 같이 회전자 기준 좌표계로 다시 변환한 결과가 그림 3-8(라)와 같다. 제안된 계산 과정을 검증하기 위해 계산을 통해 얻은 자속( $\lambda_{dq,calc}^r$ )과 FEA에서 얻은 자속( $\lambda_{dq,FEA}^r$ )을 함께 도시한 결과가 다음 그림과 같다.

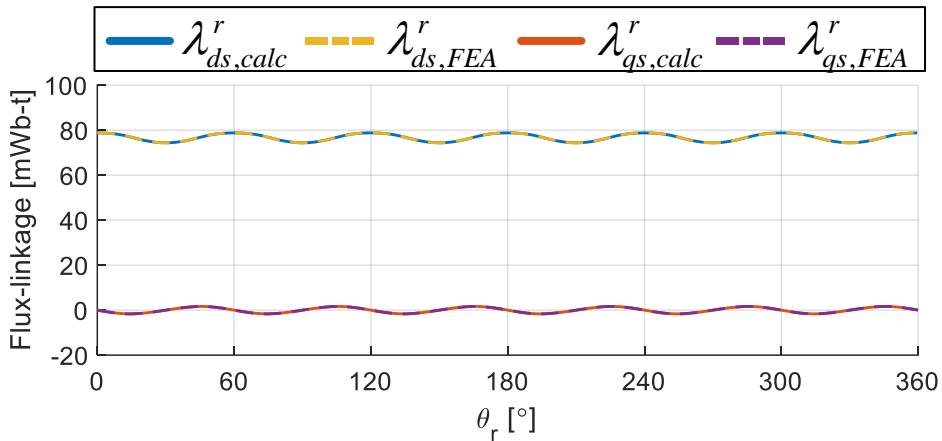


그림 3-9. 계산된  $\lambda_{dq}^r$  검증

그림 3-9로부터 제안된 공간 고조파를 고려한 기전력으로부터 자속의 계산 방법이 검증되었다고 할 수 있다. 기존에 사용되었던 공간 고조파를 고려하지 않은 자속 계산식 (3.19)를 이용하여 그림 3-8(가)의 기전력으로부터  $\lambda_{dq}^r$ 을 계산한 결과는 다음과 같다.

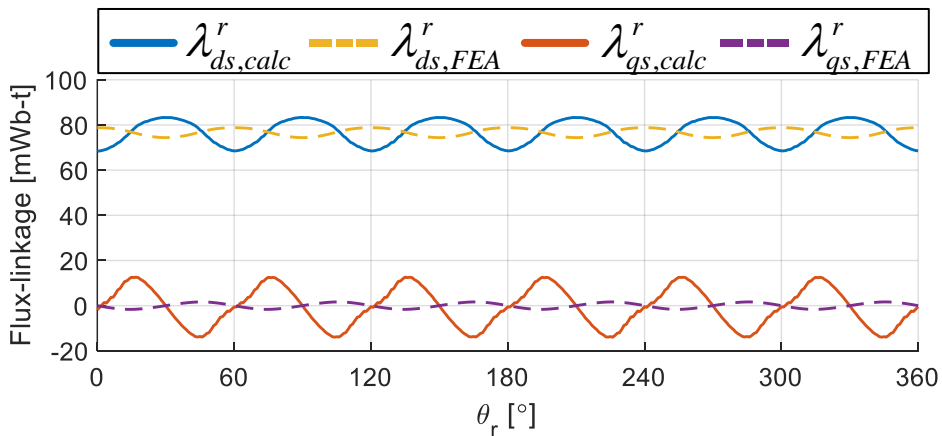


그림 3-10. 기존 방법에 따른  $\lambda_{dq}^r$



수식으로부터 예상한 바와 같이 식 (3.19)는  $\lambda_{dq}^r$ 의 고조파 계산에 큰 오차를 가지고 있음을 확인할 수 있었다.

### 3.3 실험을 통한 기전력 추정

이 절에서는 고정자 쇄교자속을 계산하기 위해 필요한 기전력을 실험적으로 추출하는 방법에 대해 설명한다. 공간 고조파가 심한 전동기를 대상으로 하기 때문에 회전자 기준 좌표계 전류를 상수로 제어한다는 가정을 만족시키기 위해 공진 전류 제어기(Resonant current controller)를 사용한다. 또한 인가된 고조파 전압 지령을 실시간으로 프로세서에서 추출하기 위해서 사용된 DFT 방법에 대해 다룬다. 더불어 인버터 극전압(Pole voltage)을 전압 프로브(Probe)를 통해 직접 측정하는 경우 시스템의 복잡도와 비용이 증가하게 되므로 전류 제어기 전압 지령을 통해 전동기에 인가된 전압을 추정한다. 전압 추정의 정확도를 확보하기 위해 필요한 인버터 비선형성 보상 기법에 대해서도 소개한다.

#### 3.3.1 공진 전류 제어기

공간 고조파를 고려하여 쇄교자속을 계산하는 제안된 방법을 사용하기 위해서는 회전자 기준 좌표계 전류가 상수로 제어된다는 가정이 만족되어야 한다. 이러한 가정이 성립하지 않을 경우 식 (3.3)으로부터 식 (3.5)를 유도할 수 없고, 따라서 제안된 방법을 이용해 쇄교자속을 계산하더라도 고조파에 오차가 발생하게 된다.

공간 고조파가 심한 전동기일수록 기전력에 큰 고조파 전압이 유도되고 그에 따라 해당 주파수인 6의 배수 고조파 전류가 흐르게 된다. 전동기가 저속으로 회전하여 6의 배수 고조파 전류도 설정된 기본과 전류 제어기 대역폭 하에서 충분히 제어된다면 추가적인 공진 제어기는 불필요하다. 전동기의 기전력 정보를 보다 정확하게 추출하기 위해서는 고정자 저항이나 인버터 비선형성의 영향이 적게 나타나는 중/고속에서

실험을 진행하는 것이 유리하지만, 기본과 전류 제어기의 경우 샘플링 주파수에 의해 도달할 수 있는 제어 대역폭이 제한되어 있다. 전동기의 주된 고조파의 주파수가 알려져 있는 상황이기 때문에 공진 제어기를 이용하면 기본과 전류 제어기에 비해 효과적으로 회전자 기준 좌표계 전류를 상수로 제어할 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 기본과 전류 제어를 위해서는 상태 궤환 비간섭화 전류 제어기를 사용하고, 6의 배수 고조파 전류 제어를 위해 공진 전류 제어기를 병렬로 사용하였다.

기본과 전류 제어를 위해 사용된 상태 궤환 비간섭화 전류 제어기의 블록 다이어그램은 다음과 같다 [8].

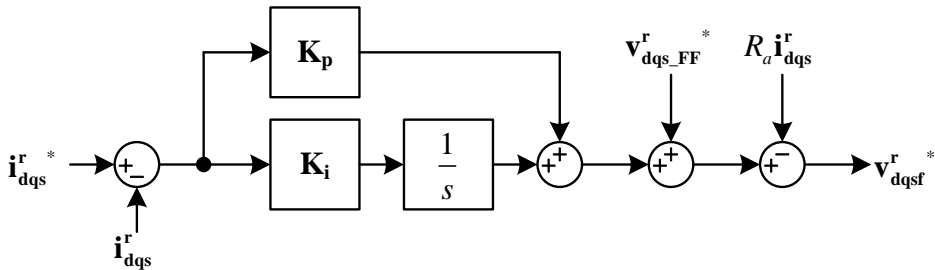


그림 3-11. 상태 궤환 비간섭화 전류 제어기 블록 다이어그램

앞으로의 모든 시뮬레이션 및 실험에서 별도로 언급된 경우를 제외하고서 상태 궤환 전류 제어기의 대역폭은 500 Hz로 설정되었다. 기전력 추출을 위한 실험에서 사용된 공진 전류 제어기의 블록 다이어그램은 다음과 같다 [67].

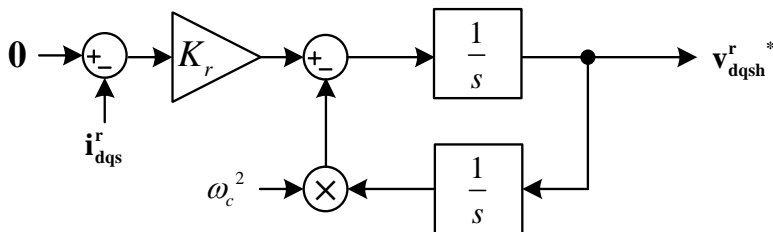


그림 3-12. 공진 전류 제어기 블록 다이어그램

제안된 방법에서는 고조파 전류를 억제하는 것이 목적이기 때문에 공진 전류 제어기의 지령은 항상 0 A로 고정되었다. 그림 3-12에서 공진 전류 제어기의 전류 오차로부터 전압 지령까지의 전달함수는 다음과 같다.

$$R(s) = \frac{K_r s}{s^2 + \omega_c^2} \quad (3.20)$$

위 식에서 “ $K_r$ ”은 공진 전류 제어기의 이득이며, 제어 대상 주파수를 “ $\omega_c$ ”로 표현하였다. 위 전달함수에 대한 보데 플롯(Bode plot)이 다음과 같다.

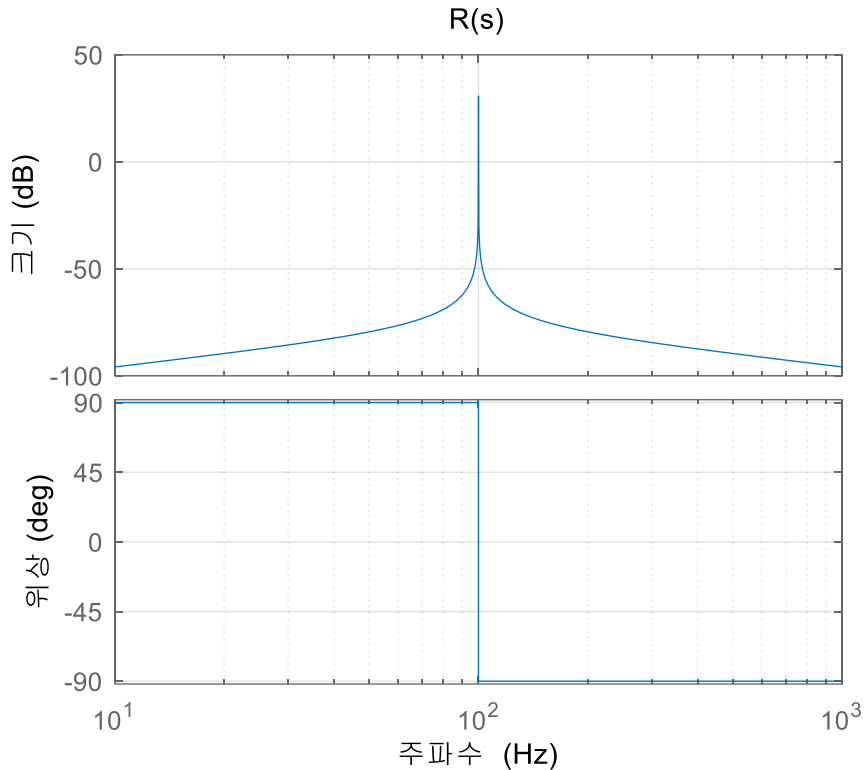


그림 3-13. 공진 전류 제어기 전달함수 보데 플롯

위 그림에서  $\omega_c$ 는 임의로 100 Hz로 설정되었다. 이론적으로 제어하고자 하는 주파수에서의 이득이 무한대가 되는 형태의 보데 플롯을 가지는 것을 확인할 수 있다. 최종적으로 그림 3-11과 그림 3-12의 전류 제어기를 다음과 같이 병렬로 구성하여 사용하였다.

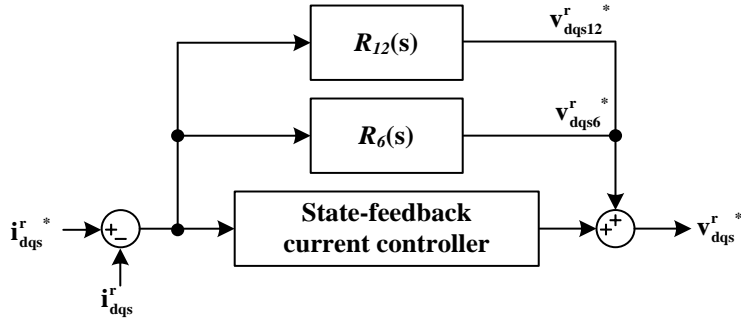


그림 3-14. PIR 전류 제어기 블록 다이어그램

$R_6(s)$ 과  $R_{12}(s)$ 는 각각  $\omega_c$ 가  $6\omega_r$ 과  $12\omega_r$  일 때 그림 3-12의 공진 전류 제어기 블록을 의미한다. 대상 전동기에서는 6의 배수 고조파 전류 중 6 고조파와 12 고조파가 대부분이기 때문에 그림 3-14와 같이 2개의 공진 제어기만을 병렬로 사용하였다. 이와 같은 형태의 전류 제어기를 PIR(Proportional-integral resonant) 전류 제어기라 부른다 [68]. 대상 전동기의 특성에 따라 필요한 공진 제어기의 주파수나 개수는 조절할 수 있다.

DSP에서 공진 전류 제어기를 구현하기 위해서는 연속 시간 영역에서 표현된 식 (3.20)의 전달함수를 이산 시간 영역으로 변환할 필요가 있다. 그림 3-13의 보데 플롯으로부터 알 수 있다시피 공진 전류 제어기의 경우 정확한 주파수에서 동작하도록 하는 것이 중요하다. 따라서, 다음 식과 같이 디지털 구현 시에 쌍 선형 변환(Bilinear transform)과 함께 주파수 보정(Frequency warping)을 적용하였다 [69].

$$s \leftarrow \frac{\omega_c}{\tan\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}. \quad (3.21)$$

위 식에서  $T_s$ 는 이산 시간 영역의 샘플링 시간(Sampling time)을 의미한다. 식 (3.21)을 이용하여  $R(s)$ 를 이산화하는 과정은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
R(z) &= \frac{K_r A \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}}{\left( A \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^2 + \omega_c^2}, \text{ where } A = \frac{\omega_c}{\tan\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)} \\
&= \frac{K_r A (1-z^{-1})(1+z^{-1})}{A^2 (1-z^{-1})^2 + \omega_c^2 (1+z^{-1})^2} \\
&= \frac{K_r A (1-z^{-2})}{(A^2 + \omega_c^2) - 2(A^2 - \omega_c^2)z^{-1} + ((A^2 + \omega_c^2))z^{-2}}
\end{aligned} \quad (3.22)$$

위 식에서 각각의 계수는 다음과 같이 정리된다.

$$A^2 + \omega_c^2 = \omega_c^2 \left( \frac{\sin^2\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)}{\cos^2\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)} + 1 \right) = \frac{\omega_c^2}{\cos^2\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)}. \quad (3.23)$$

$$A^2 - \omega_c^2 = \omega_c^2 \left( \frac{\sin^2\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)}{\cos^2\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)} - 1 \right) = \frac{\omega_c^2 \cos(\omega_c T_s)}{\cos^2\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right)}. \quad (3.24)$$

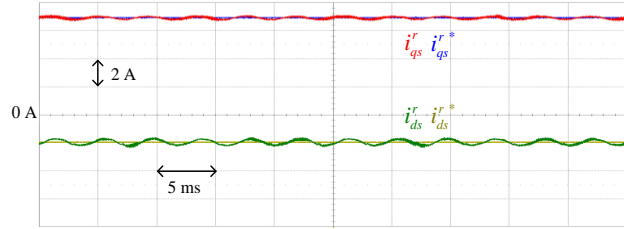
따라서, 이산 시간 영역에서 공진 제어기의 전달함수는 다음과 같다.

$$R(z) = \frac{K_r \sin(\omega_c T_s)(1-z^{-2})}{1 - 2\cos(\omega_c T_s)z^{-1} + z^{-2}}. \quad (3.25)$$

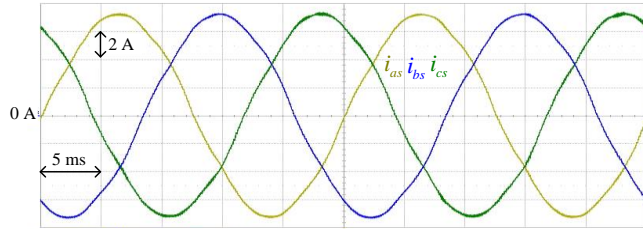
위 전달함수를 토대로 DSP에서는 다음과 같이 구현하였다.

$$y[n] = 2\cos(\omega_c T_s)y[n-1] - y[n-2] + \frac{K_r}{2\omega_c} \sin(\omega_c T_s)(x[n] - x[n-2]). \quad (3.26)$$

이렇게 구현된 PIR 전류 제어기의 성능을 평가하기 위해 1 pu 전류 운전점에 대해 전류 제어 특성을 실험적으로 확인하였다. 1 pu 전류 운전점이란 대상 전동기 MTPA 곡선 상의 운전점 중 전류의 크기가 정격 전류가 되는 운전점을 말한다. 실험은 부하기가 대상 전동기의 속도를 600 r/min으로 제어하고 있는 상황에서 수행되었다. 스위칭 주파수는 10 kHz로 설정하였고 더블 샘플링 상황에서 실험하였다.

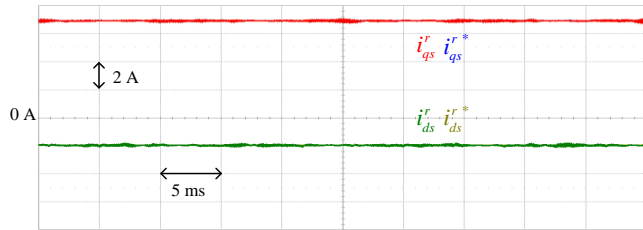


(가) 회전자 기준 좌표계 전류

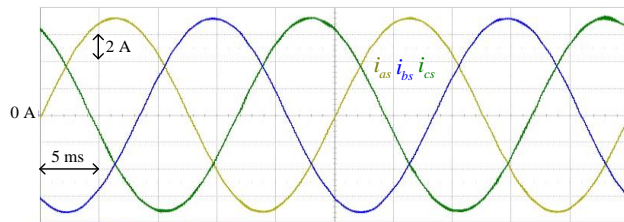


(나) 상전류

그림 3-15. PI 전류 제어기 ( $T_e^*=1$  pu)



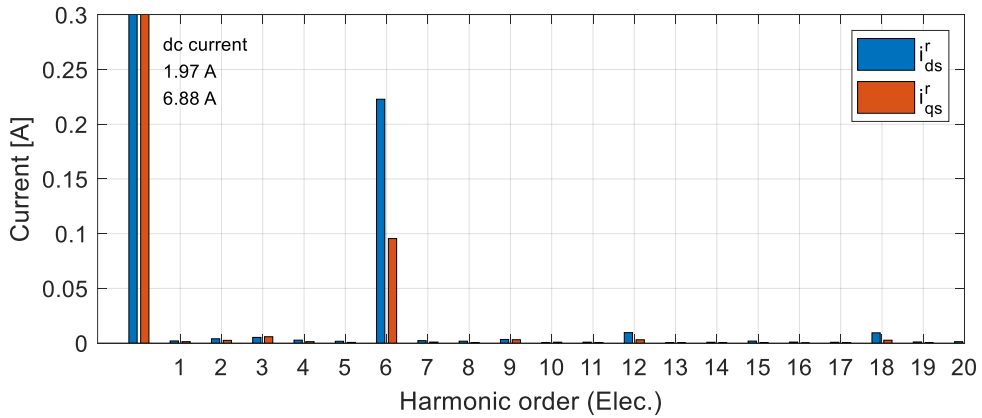
(가) 회전자 기준 좌표계 전류



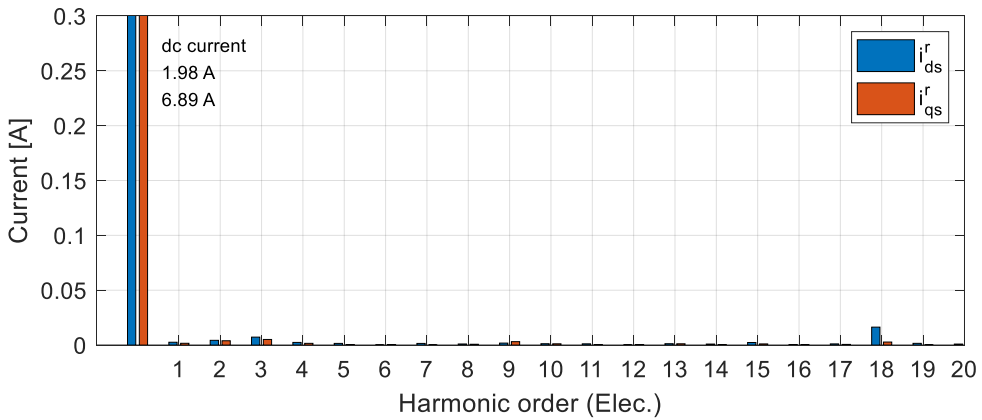
(나) 상전류

그림 3-16. PIR 전류 제어기 ( $T_e^*=1$  pu)

그림 3-15와 그림 3-16의 회전자 기준 좌표계 전류에 대해 주파수 분석을 진행한 결과가 다음 그림에 도시되어 있다.



(가) PI 전류 제어기



(나) PIR 전류 제어기

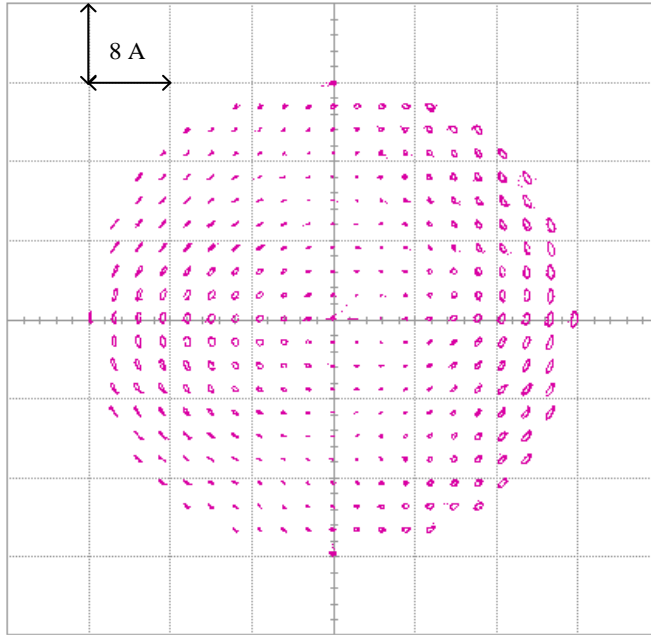
그림 3-17. 전류 제어 주파수 특성 ( $T_e^*=1$  pu)

그림 3-15 ~ 그림 3-17로부터 기본과 전류 제어기만 사용한 경우에는 공간 고조파로 인한 전류 리플이 남아 있어 회전자 기준 좌표계 전류가 상수로 제어되지 않고 있음을 확인할 수 있었다. 그림 3-17(가)에 따르면 전류 리플의 대부분이 6고조파 전류이며 약간의 12, 18 고조파가 있는 것을 확인할 수 있다. 따라서 6, 12 고조파 전류에 대해 공진 전류 제어기를 병렬로 사용하는 PIR 전류제어기를 적용함으로써 회전자 기준 좌표계 전류가 상수로 제어되어야 한다는 가정을 만족시킬 수 있다.

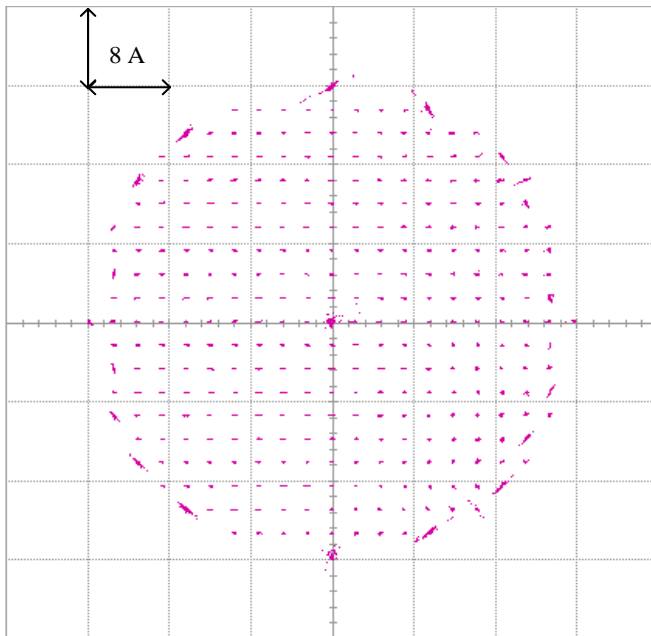
위의 결과를 전체 전동기 전류 운전점에 대해 확장하기 위해 다음의 실험을 진행하였다. 전동기 속도 및 여러가지 실험 조건은 그림 3-15와 그림 3-16의 실험과 동일한 조건을 사용하였다. 2.4 A 간격의 전류

그리드에 대해서  $-24\text{ A} \sim 24\text{ A}$  범위의 회전자 기준 좌표계 전류 평면 상에 제어되는 전류 궤적을 나타낸 결과가 다음과 같다. 이 때, 전동기에 허용 가능한 전류가  $24\text{ A}$ 로 제한되기 때문에 전류 크기가  $24\text{ A}$  이상이 되는 운전점에 대해서는 실험을 진행하지 않았다. 따라서 아래 그림에서 전체 궤적이  $24\text{ A}$ 의 크기를 가지는 원으로 나타나는 것을 확인할 수 있다.





(가) PI 전류 제어기



(나) PIR 전류 제어기

**그림 3-18. dq 전류 평면에서의 전류 궤적**

그림 3-18(가)와 같이 공진 전류 제어기를 사용하지 않았을 때에는 각 전류 운전점에서 전류 궤적이 점으로 정지해 있지 못하고 지령을 중심으로 회전하는 양상을 보인다. 반면에 그림 3-18(나)에서 공진 전류

제어기를 적용한 이후에는 모든 전류 운전점에서 전류 궤적이 회전하지 않고 지령값으로 잘 유지되고 있음을 확인할 수 있다. 전류 운전점에 따라 서로 다른 고조파 양상을 가지지만 PIR 전류 제어기를 적용한 경우 원하는 전류 운전점들로 고정되어 제어되는 것을 확인하였다.

### 3.3.2 DFT를 이용한 고조파 전압 지령 저장

PIR 전류 제어기를 적용함으로써 전동기에 인가된 전압 지령은 상태 변환 전류 제어기의 출력( $\mathbf{v}_{dqsf}^r$ )과 두 개의 공진 전류 제어기 출력( $\mathbf{v}_{dq6}^r$ ,  $\mathbf{v}_{dq12}^r$ )의 합이 된다. 이 절에서는 이 전압 지령들을 프로세서에서 실시간으로 저장할 수 있는 연산 방법에 대해서 논의한다.

하나의 전류 운전점에 대해 전류 제어기가 정상 상태에 도달하면  $\mathbf{v}_{dqsf}^r$ 는 거의 상수가 되며  $\mathbf{v}_{dq6}^r$ 과  $\mathbf{v}_{dq12}^r$ 는 어떤 위상과 크기를 가지는 회전자 속도의 6과 12 배수 주파수 성분이 된다. 이를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dqsh}^r = \begin{bmatrix} E_{dh}^* \cos(h\omega_r t + \phi_{Edh}^*) \\ E_{qh}^* \sin(h\omega_r t + \phi_{Eqh}^*) \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

위 식에서 “ $h$ ”는 고조파의 차수를 의미하며 이 경우 6 또는 12에 해당된다. 기본파에 해당하는 전압 지령의 경우 평균값만 저장하면 원하는 자속을 계산할 수 있다. 그러나 식 (3.27)과 같은 고조파 전압 지령의 경우 이를 시간에 대한 배열의 형식으로 저장하는 것은 DSP의 제한된 메모리에 부담을 줄 수 있다. 따라서 본 연구에서는 저장해야 하는 전압 지령이 알려진 주파수를 가진 성분이라는 점을 이용하여 DFT를 통해 크기와 위상을 실시간으로 추출하여 저장하였다.

$N$ 개 샘플을 가진 임의의 배열에 대한 이산 푸리에 변환은 다음과 같이 정의된다 [70].

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ \vdots \\ X_k \\ \vdots \\ X_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left( \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot 0 \cdot n\right) - j \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot 0 \cdot n\right) \right) \\ \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left( \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot 1 \cdot n\right) - j \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot 1 \cdot n\right) \right) \\ \vdots \\ \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left( \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot n\right) - j \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot n\right) \right) \\ \vdots \\ \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left( \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot (N-1) \cdot n\right) - j \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot (N-1) \cdot n\right) \right) \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

위 식에서  $X_k$ 는 이산 시간 영역에서  $\frac{2\pi}{N}k$ 의 주파수를 가지는 성분을 복소수 값으로 나타낸 것이다.  $X_k$ 의 실수부와 허수부를 이용해 다음과 같이 계산하면  $\frac{2\pi}{N}k$  주파수 성분의 크기와 위상을 계산할 수 있다.

$$|X_k| = \frac{2}{N} \sqrt{\text{real}^2(X_k) + \text{imag}^2(X_k)}. \quad (3.29)$$

$$\angle X_k = \tan^{-1} \left( \frac{-\text{imag}(X_k)}{\text{real}(X_k)} \right). \quad (3.30)$$

배열의 샘플링 주파수를  $f_s$ 라고 할 때 이산 시간 영역의 주파수( $\omega$ )는 연속 시간 영역 주파수( $\Omega$ )로 다음과 같이 변환된다.

$$\Omega = \omega \cdot f_s. \quad (3.31)$$

주어진 상황에서는 대상 신호의 주파수를 알고 있기 때문에 DSP에서 식 (3.28)의 계산을 전부 수행하는 대신 원하는 주파수의  $X_k$ 만을 계산하면 고조파 전압지령의 크기와 위상을 얻을 수 있다. 연산을 수행해야 하는  $k$ 는 다음과 같이 결정된다.

우선, 대상 신호의 한 주기 샘플 수가 정수 개가 되도록 샘플링 주파수를 고려하여 전동기 운전 속도를 선정하였다. 12 고조파에 대해 정수 개( $N_{12}$ )의 샘플을 가진다면 6 고조파에 대해서도 정수 개의 샘플을 가지기 때문에 아래 수식은 12 고조파를 기준으로 하여 전개하였다. 12 고조파의 주파수( $f_{12}$ )와 샘플링 주파수의 관계가 다음과 같다.

$$N_{12} = \frac{f_s}{f_{12}}. \quad (3.32)$$

12 고조파가 정수 개의 샘플을 가지기 위해서는 샘플링 주파수와 12 고조파의 주파수의 비율이 정수여야 한다. 이 때, 기본파의 주파수( $f_{fund}$ )는 다음과 같다.

$$f_{fund} = \frac{f_s}{12 \cdot N_{12}}. \quad (3.33)$$

따라서 전동기의 전기각 운전 속도는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\omega_r [\text{rad/s}] = \frac{f_s}{12 \cdot N_{12}} \cdot 2\pi. \quad (3.34)$$

만약  $N_{12}$ 를 40으로 설정한다면  $f_{12}$ 는 500 Hz,  $f_{fund}$ 는 41.67 Hz이고 시험 전동기 기계각 운전 속도는 625 r/min이 된다.

위와 같이 대상 신호에 정수 개의 샘플이 존재하도록 전동기 속도를 결정한 다음, DFT를 수행할 전체 샘플 수를 결정하였다. 이상적인 경우에는 대상 신호의 한 주기만을 해석하여도 주파수 분석이 가능하지만 실험 상에서 한 주기만을 대상으로 하는 것은 해석의 오차를 유발할 수 있다. 따라서 본 연구에서는 전동기의 기계각 한 주기에 대해 DFT를 수행하였다. 전동기 기계각 한 주기 동안의 샘플 수( $N$ )와  $N_{12}$ 의 관계가 다음과 같다.

$$N = 12p \cdot N_{12}. \quad (3.35)$$

위 식에서  $p$ 는 전동기의 극쌍수(Pole pair)를 의미한다. 식 (3.31)을 이용하여 대상 신호의 주파수를 이산 시간 영역에 대해 표현하면 다음과 같다.

$$2\pi f_{12} = \omega \cdot f_s. \quad (3.36)$$

식 (3.32)와 식 (3.35)를 이용하여 위 식을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\omega = \frac{2\pi f_{12}}{f_s} = \frac{2\pi}{N_{12}} = \frac{2\pi}{N} \cdot 12p. \quad (3.37)$$

따라서, 식 (3.28)에서 실시간으로 DSP가 계산해야 하는  $X_k$ 는  $k=12p$ 일 때이다.

$$X_{12p} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left( \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot 12p \cdot n\right) - j \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot 12p \cdot n\right) \right). \quad (3.38)$$

구현의 편의를 위해 위 식을  $\omega_r$ 에 대해 나타내고자 한다. 식 (3.34)와

식 (3.37)의 관계를 이용하면 대상 신호의 이산 시간 영역 주파수를 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\omega = 12\omega_r T_s. \quad (3.39)$$

식 (3.39)를 이용하면 식 (3.38)을 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$X_{12p} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] (\cos(12\omega_r T_s \cdot n) - j \sin(12\omega_r T_s \cdot n)). \quad (3.40)$$

실제로 DSP에서 위 식의 계산을 수행할 때에는 매 샘플링 시마다 다음과 같이 계산하면 식 (3.40)을 구현할 수 있다.

$$A_{\cos}[n] = A_{\cos}[n-1] + x[n] \cdot \cos(12\theta_r[n]). \quad (3.41)$$

$$A_{\sin}[n] = A_{\sin}[n-1] + x[n] \cdot \sin(12\theta_r[n]). \quad (3.42)$$

위 계산을  $N$  샘플 동안 반복하면 대상 신호의 코사인 성분( $A_{\cos}[N]$ )과 사인 성분( $A_{\sin}[N]$ )을 얻는다. 이 결과가 식 (3.40)의 실수부와 허수부를 의미하게 된다.

$$\text{real}(X_{12p}) = A_{\cos}[N]. \quad (3.43)$$

$$\text{imag}(X_{12p}) = A_{\sin}[N]. \quad (3.44)$$

이를 식 (3.29)와 식 (3.30)에 대입하면 대상 신호의 주파수 성분의 크기와 위상을 얻는다.

따라서 6과 12고조파에 대한 공진 제어기를 사용할 경우, 고조파 전압 지령의 크기와 위상을 추출하기 위해 DSP에서 계산해야 하는 이산 푸리에 변환은 다음과 같이 요약된다.

$$\begin{aligned} A_1[n] &= A_1[n-1] + v_{ds6}^r \cdot \cos(6\theta_r[n]) \\ A_2[n] &= A_2[n-1] + v_{ds6}^r \cdot \sin(6\theta_r[n]) \\ A_3[n] &= A_3[n-1] + v_{qs6}^r \cdot \cos(6\theta_r[n]) \\ A_4[n] &= A_4[n-1] + v_{qs6}^r \cdot \sin(6\theta_r[n]) \\ A_5[n] &= A_5[n-1] + v_{ds12}^r \cdot \cos(12\theta_r[n]) \\ A_6[n] &= A_6[n-1] + v_{ds12}^r \cdot \sin(12\theta_r[n]) \\ A_7[n] &= A_7[n-1] + v_{qs12}^r \cdot \cos(12\theta_r[n]) \\ A_8[n] &= A_8[n-1] + v_{qs12}^r \cdot \sin(12\theta_r[n]) \end{aligned} \quad (3.45)$$

총 4개의 전압 지령( $v_{ds6}^*$ ,  $v_{qs6}^*$ ,  $v_{ds12}^*$ ,  $v_{qs12}^*$ )의 크기와 위상을 추출하기 위해 DSP에서 각 전류 운전점에 대해 8개의 메모리가 필요하고 매 샘플마다 식 (3.45)의 계산을 수행해야 한다. 전체 전류 운전점에 대해 기전력 추출이 종료된 이후에는 식 (3.29)와 식 (3.30)을 이용하여 고조파 지령의 크기와 위상( $E_{d6}^*$ ,  $E_{q6}^*$ ,  $E_{d12}^*$ ,  $E_{q12}^*$ ,  $\phi_{Ed6}^*$ ,  $\phi_{Eq6}^*$ ,  $\phi_{Ed12}^*$ ,  $\phi_{Eq12}^*$ )을 계산할 수 있다.

### 3.3.3 인버터 비선형성에 의한 전압 왜곡 보상

본 연구에서는 인버터를 이용해 전동기 구동을 위한 전압을 합성한다. 따라서 정확한 전동기 기전력을 전압 지령으로부터 알아내기 위해서는 인버터 비선형성에 의한 전압 왜곡을 적절히 보상할 필요가 있다. 인버터를 이용한 전압 합성은 데드 타임(Dead time), 스위치 소자로 인한 전압 강하(Voltage drop), 기생 캐패시턴스(Parasitic capacitance) 등의 이유로 오차를 가진다 [71]. 위 요인들은 온-시퀀스(On-sequence)와 오프-시퀀스(Off-sequence)일 때 상전류의 방향에 따라 각각 다른 전압 합성 오차를 만든다. 그러나 일반적인 전동기 구동 상황에서는 각 시퀀스에서의 전압 합성 오차를 모델링 하기 보다는 한 스위칭 주기 동안의 평균 전압 합성 오차를 모델링 하는 것이 인버터 비선형성의 영향을 해석하는데 편리하다. 따라서 인버터 비선형성에 의한 한 스위칭 주기 평균 전압 합성 오차를 다음 그림과 같이 모델링 하였다 [72].

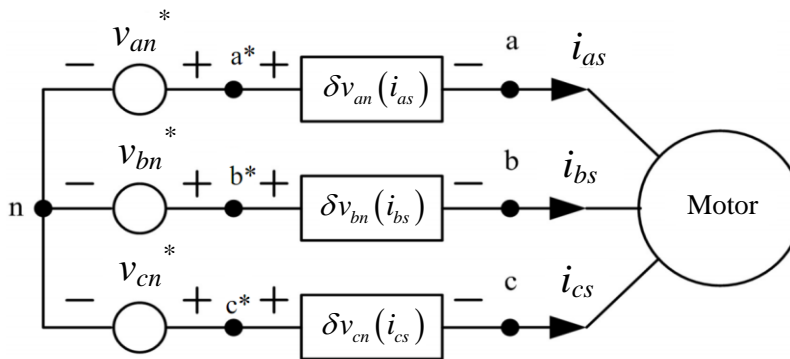


그림 3-19. 인버터 비선형성에 의한 극전압 왜곡 모델링

위 그림에서 전압 합성 오차는 다음 수식과 같이 정의되었다.

$$\delta v_{xn} \triangleq v_{xn}^* - v_{xn}. \quad (3.46)$$

위 식에서  $x$ 는  $a, b, c$  상 중의 하나를 뜻한다. 그림 3-19에서와 같이  $\delta v_{xn}$ 은 한 스위칭 주기동안의 평균 전압 합성 오차이기 때문에 상전류에 대한 함수로 표현할 수 있다. 위 식과 같이 모델링된 전압 합성 오차를 주어진 실험 환경의 인버터에서 직류단 전압은 300 V, 스위칭 주파수는 10 kHz, 데드 타임은 2  $\mu$ s인 경우에 대해 실험적으로 추출한 결과가 다음과 같다.

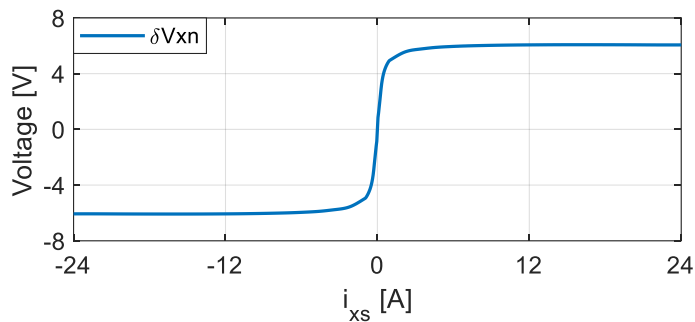


그림 3-20. 실험적으로 추출된 극전압 왜곡

위 그림을 통해 대상 인버터의 전압 합성 오차는 상전류의 크기가 2 A 이하인 경우에는 기생 캐패시턴스의 영향으로 인해 정확한 보상이 어렵다는 것을 알 수 있다. 그 외의 경우에는 상 전류 방향에 따라서 어떤 상수 전압을 보상함으로써 인버터 비선형성의 영향을 거의 상쇄시킬 수 있다.

그림 3-20의 전압 합성 오차를 보상하지 않으면 동기 좌표계에 상수 전압과 6 고조파 전압합의 형태로 전압 오차를 만들기 때문에 추출된 기전력에 오차가 생긴다. 이는 다음의 시뮬레이션 결과를 통해 확인할 수 있다.

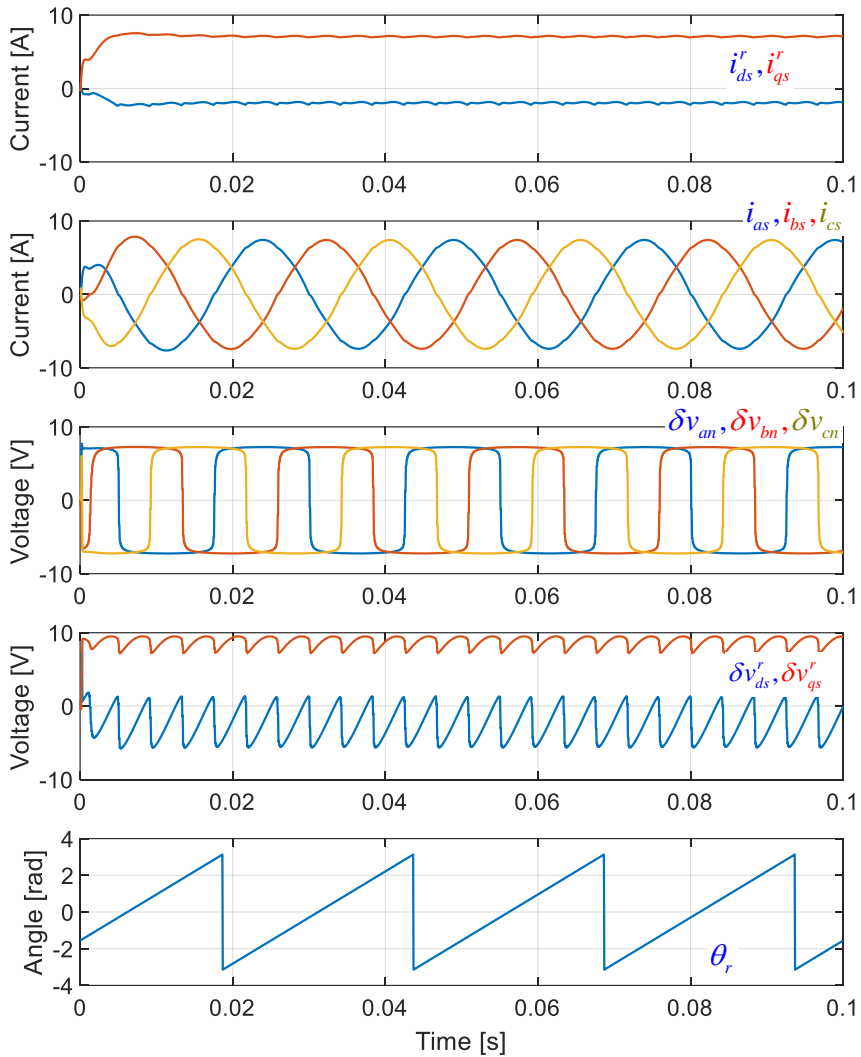


그림 3-21. 인버터 비선형성의 영향 (시뮬레이션)

대상 인버터에 대해 실험적으로 얻은 전압 합성 오차를 이용하여 전류 제어 시뮬레이션을 수행한 결과가 위 그림과 같다. 그림 3-21에서 상전류와 극 전압 오차의 관계는 그림 3-20에 도시된 바와 같다. 그림 3-21을 통해 인버터 비선형성에 의한 전압 합성 오차가 회전자 기준 좌표계에서는 상수와 6 고조파 전압합의 형태로 나타나는 것을 확인할 수 있다. 따라서 전압 지령으로부터 전동기에 인가된 전압을 계산할 때에 인버터 비선형성에 의한 전압 합성 오차를 보상하지 않으면 기본파와 고조파 모두에 오차가 생긴다. 다만 인버터 비선형성에 의한 전압 합성 오차는 전동기 속도와 무관하게 일정하게 유지되므로



기전력을 추정할 때에 고속에서 시험하게 되면 인버터 비선형성의 영향을 저감할 수 있다. 그러나 3.3.1 절에서 설명한 바와 같이 적절한 기전력 추정을 위해서는 공진 전류 제어기의 사용이 필수적이므로 전동기 속도를 높이는 데에 제한이 존재한다.

기존의 연구들에서 위와 같이 모델링된 인버터 비선형성에 의한 전압 합성 오차를 보상하는 여러가지 방법이 제안되었다 [73]-[75]. 본 연구에서는 실험적으로 추출한 데이터를 기반으로 하여 상전류에 대해 전압 합성 오차를 참조표 형식으로 저장하고 이를 이용하여 다음과 같이 극전압 지령을 보상이었다.

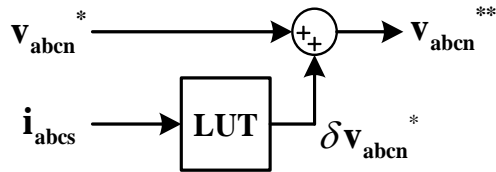


그림 3-22. LUT 기반의 인버터 비선형성 보상 블록 다이어그램

위 그림의 보상 방법을 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$v_{xn}^{**} = v_{xn}^* + \delta v_{xn}^*(i_{xs}). \quad (3.47)$$

최종적으로 기전력 추출을 위한 실험에 사용된 시스템 블록 다이어그램이 다음 그림에 도시되어있다.

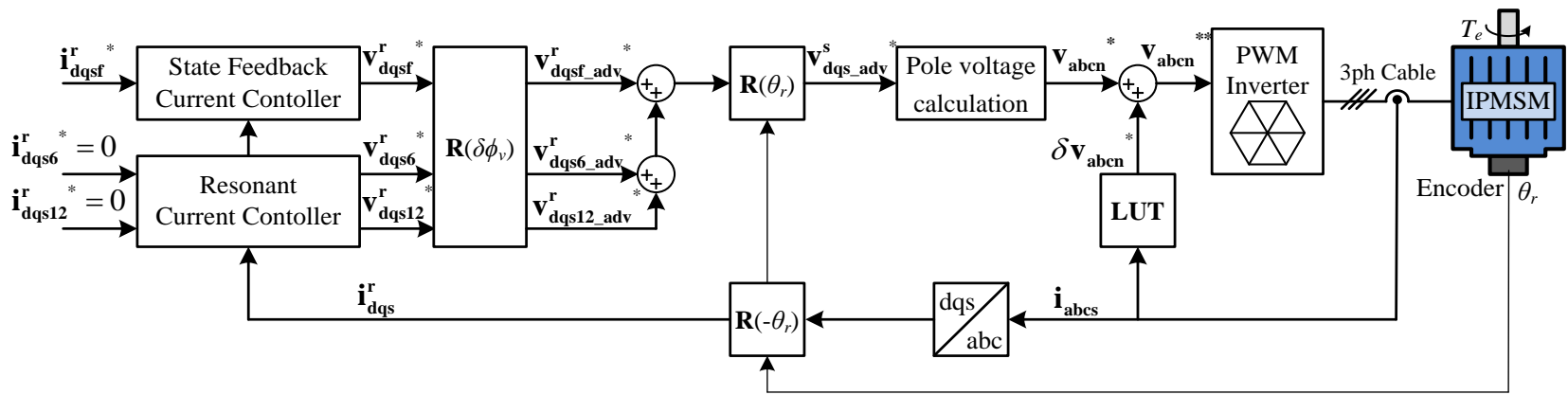


그림 3-23. 시스템 블록 다이어그램

3.3.1 절에서 설명한 바와 같이 고조파 전류를 억제하기 위해 상태 변환 전류 제어기와 공진 전류 제어기가 병렬로 적용되었다. 또한 3.3.3 절의 그림 3-22에서 제안된 인버터 비선형성 보상 방법이 적용되어 있는 것을 확인할 수 있다. 그림 3-23에서 각 전류 제어기의 출력에 회전 변환,  $\mathbf{R}(\delta\phi_v)$ ,이 인가되는 것을 확인할 수 있는데, 이는 이산 제어와 PWM을 이용한 전압 합성에 의한  $1.5T_s$  시지연(Time delay)을 보상하기 위한 방법으로 이에 대해서는 3.4 절에서 다룬다.

### 3.3.4 실험을 통한 기전력 추정 결과

그림 3-23의 제어기를 이용하여 대상 전동기에 대해 기전력을 추정하였다. 회전자 기준 좌표계 전류 평면 상의 그리드에 대해 다음과 같은 순서로 전류 지령을 이동시키며 그 때의 전압 지령을 저장하였다.

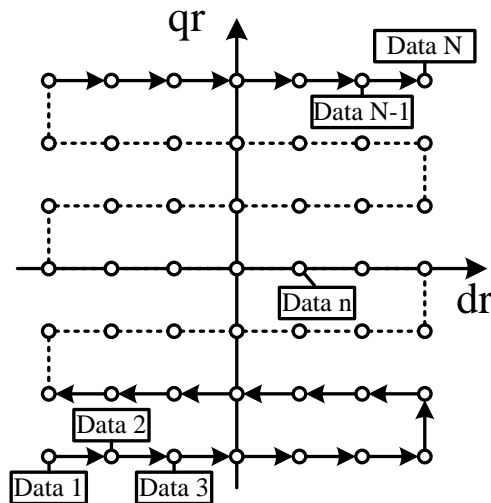
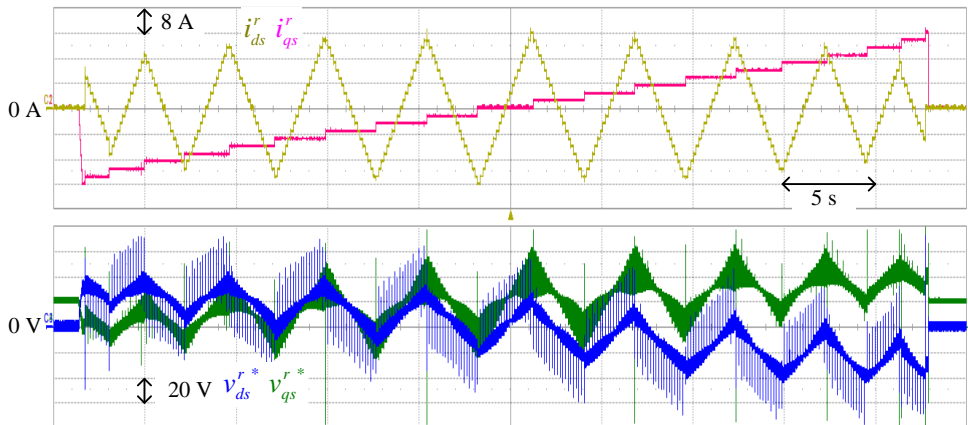


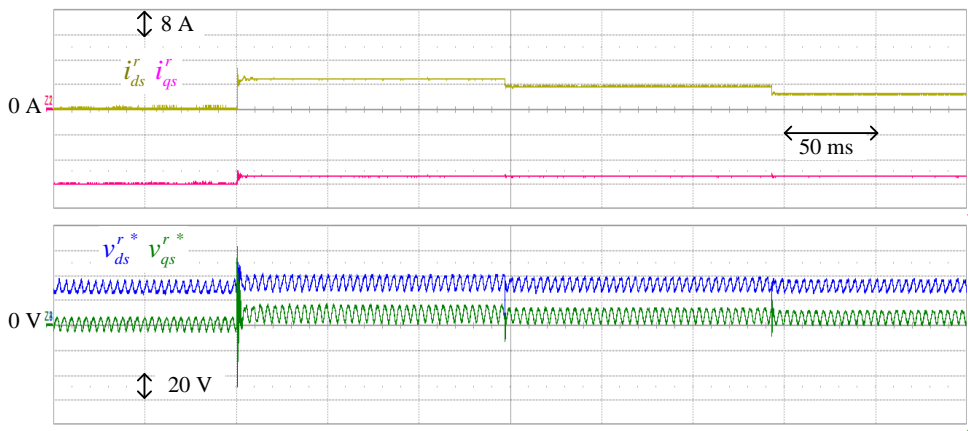
그림 3-24. 기전력 추출 실험 시 사용된 전류 궤적

위 그림과 같이 q축 전류를 유지하면서 d축 전류에 대해 여러 운전점을 시험하고 그 후에 q축 전류를 다음 점으로 변화시켜서 다시 d축 전류를 가변하였다. 실험 과정에서 인접한 전류 운전점으로만 이동시킴으로써 전류 운전점 이동으로 인한 전류 제어의 과도 시간을 최소화하였다. 뿐만 아니라 부하기가 대상 전동기의 속도를 정속으로 제어하는 상황에서만 데이터 수집이 가능하기 때문에 부하기의 속도

제어기가 수렴하는 시간을 줄이고자 하였다. 따라서 그리드 상의 운전점 중 토크 변화가 상대적으로 적을 것으로 기대되는 d축 전류 방향으로 대부분의 경우 전류 운전점을 이동시키고, q축 전류 방향으로의 이동을 최소화 하고자 그림 3-24와 같은 궤적을 선택하였다. 이와 같은 궤적을 선택하여 전체 실험 과정에 소요되는 시간을 줄임으로써 실험 중에 고정자 권선 및 영구자석의 발열로 인해 생기는 제정수의 변동이 기전력 추정에 미치는 영향을 저감하고자 하였다. 또한 실제 실험 시에는 그림 3-24의 궤적 중 전류 제한원 바깥에 위치하는 전류 지령에 대해서는 바로 다음 점으로 넘어가도록 하여 전체 궤적의 형태가 원이 되도록 하였다. 위 궤적에 대해서 실제 기전력을 추정하는 실험을 진행할 때의 파형이 다음과 같다.



(가) 전체



(나) 확대

그림 3-25. 기전력 추출 실험 파형

위와 같은 실험 과정을 통해 얻은 대상 전동기의 기본파와 고조파의 기전력 지령은 다음 그림과 같다.

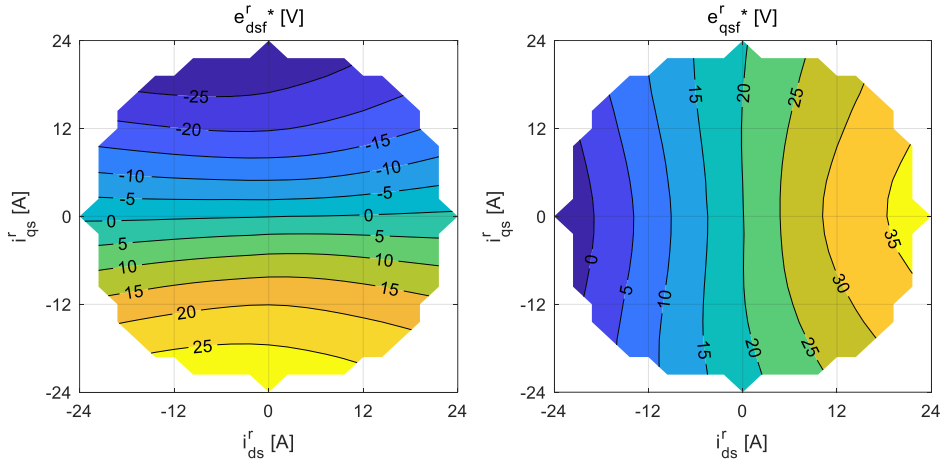
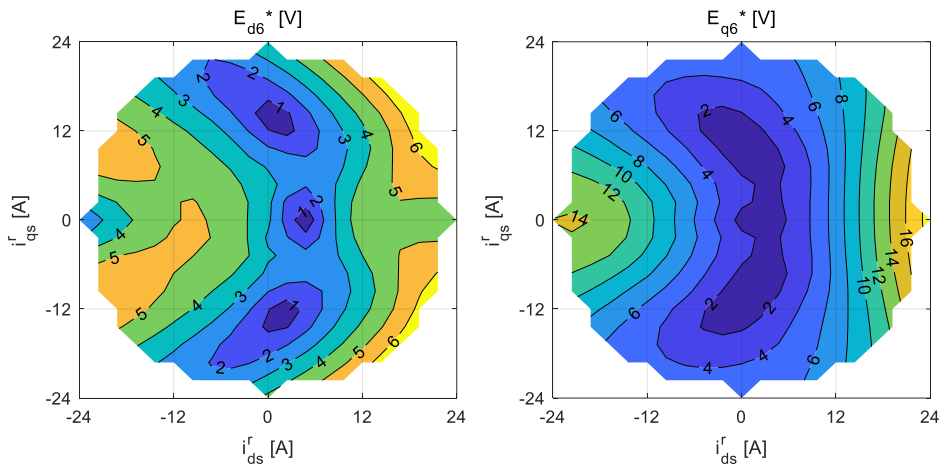
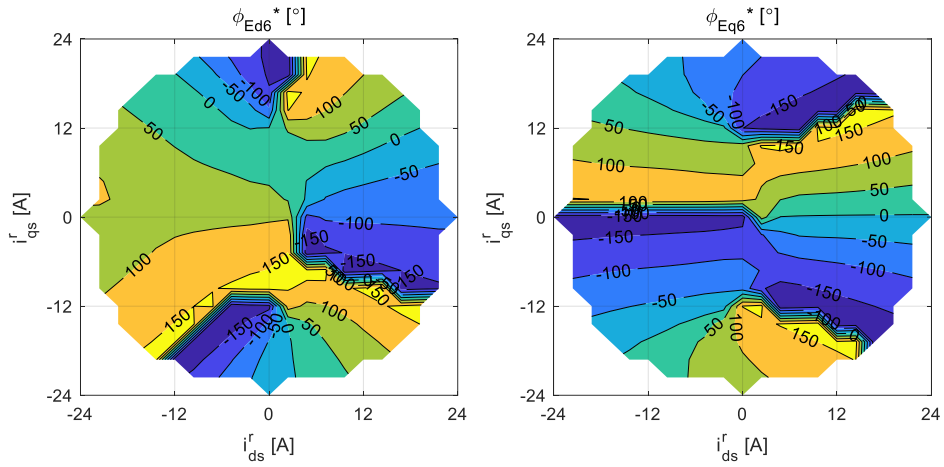


그림 3-26. 대상 전동기의 기본파 기전력 (실험 결과)

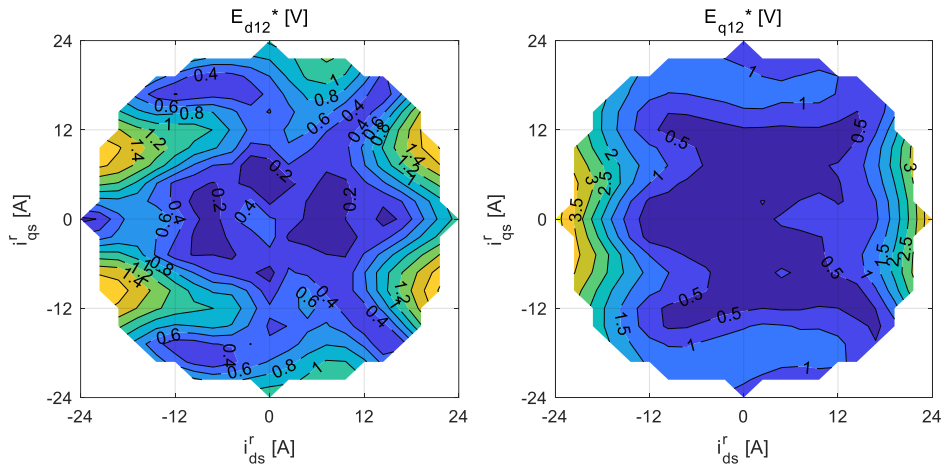


(가) 크기

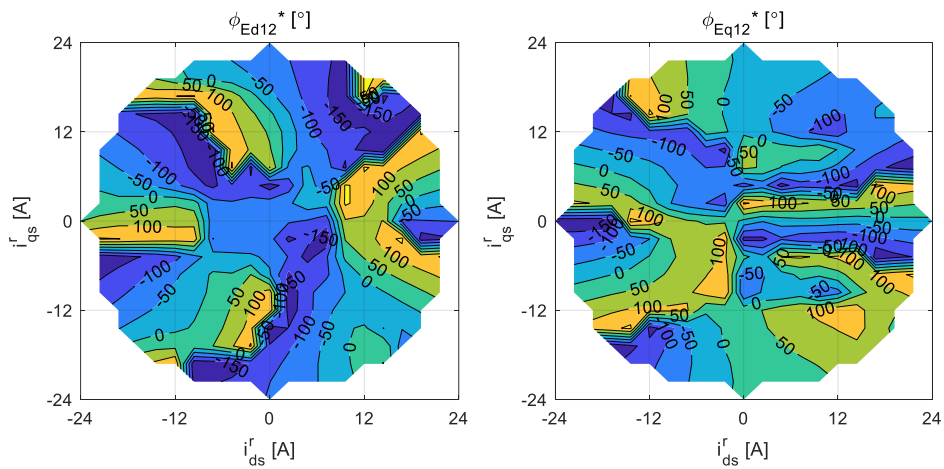


(나) 위상

그림 3-27. 대상 전동기의 6 고조파 기전력 크기 (실험 결과)



(가) 크기



(나) 위상

그림 3-28. 대상 전동기의 12 고조파 기전력 크기 (실험 결과)

### 3.4 기전력 기반의 자속맵 복원

이 절에서는 3.3 절에서 얻은 전동기 기전력 정보를 바탕으로 쇄교자속을 복원하는 과정을 설명한다. 우선 이산 제어 및 PWM 방식으로 인해 전압 합성에 발생하는 시지연과 기존의 연구들에서 제안되었던 시지연 보상 방법에 대해 설명한다. 이를 토대로 하여 기존의 보상 방법을 적용하더라도 고조파 전압 지령의 위상을 정확하게 보상할 수 없음을 밝히고, 얻어진 기전력 고조파 성분에 존재하는 위상 오차를 후처리를 통해 보상하는 방법을 제안한다. 결과적으로 제안된 위상 오차 보상을 통해 쇄교자속을 정확하게 복원할 수 있다. 제안된 고조파 전압 위상 오차 보상 방법은 Mathworks 사의 Simulink 소프트웨어 기반의 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

#### 3.4.1 기본과 전압 합성의 오차 및 보상 방법

인버터를 이용하여 전압을 합성하는 이산 시간 영역 기반 제어에서는 전압 지령과 실제로 합성되어 전동기 단자에 입력된 전압 사이에 오차가 존재한다 [76]-[78]. 이 오차의 원인에 대해 다음과 같이 분석할 수 있다. 우선, 이산 제어 상황에서 정지 좌표계 전압 지령과 실제 합성된 전압 사이의 관계를 다음과 같이 도식화할 수 있다.

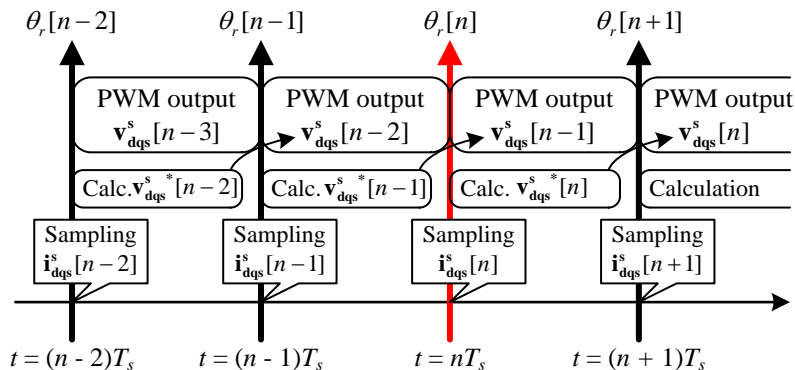


그림 3-29. 전압 합성의 시지연 개념도 [77]

매 샘플마다 전류 센서를 통해 전류를 샘플링하고, 이 값을 바탕으로

전류 제어기에서 전압 지령을 계산한다. 제어기에서 이렇게 계산된 전압 지령은 현 샘플이 아닌 다음 샘플에서 인버터에 인가되어 합성된다. 따라서 전압 지령과 실제 합성된 전압 사이에는 필연적으로 시지연이 발생한다. 이로 인한 전압 합성의 오차를 다음과 같이 회전자 기준 좌표계에서 상수인 기본파 전압 지령에 대해 수식적으로 계산할 수 있다.

$$\mathbf{v}_{\text{dqsf}}^{\text{r}*}[n] = \begin{bmatrix} V_m \cos \phi_m \\ V_m \sin \phi_m \end{bmatrix}. \quad (3.48)$$

위 식에서 주어진 전압 지령은 “ $V_m$ ”의 크기와 “ $\phi_m$ ”의 위상을 가진다. 식 (3.48)을 정지 좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_{\text{dqsf}}^{\text{s}*}[n] = \begin{bmatrix} V_m \cos(\theta_r[n] + \phi_m) \\ V_m \sin(\theta_r[n] + \phi_m) \end{bmatrix}. \quad (3.49)$$

$\theta_r[0]$ 를  $0^\circ$ 로 두면 위 식은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

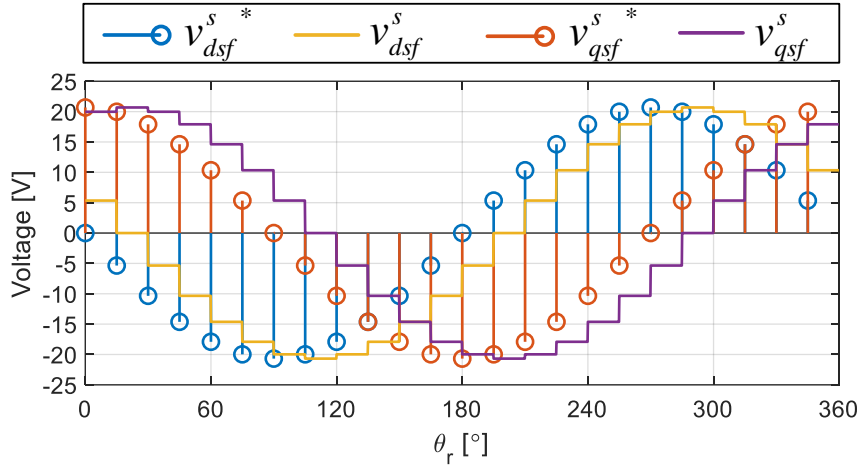
$$\mathbf{v}_{\text{dqsf}}^{\text{s}*}[n] = \begin{bmatrix} V_m \cos(\omega_r T_s n + \phi_m) \\ V_m \sin(\omega_r T_s n + \phi_m) \end{bmatrix}. \quad (3.50)$$

그림 3-29에 따르면  $n \sim (n+1)$  샘플링 사이에 합성되는 전압은  $(n-1)$  번째 지령에 의해 결정되므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

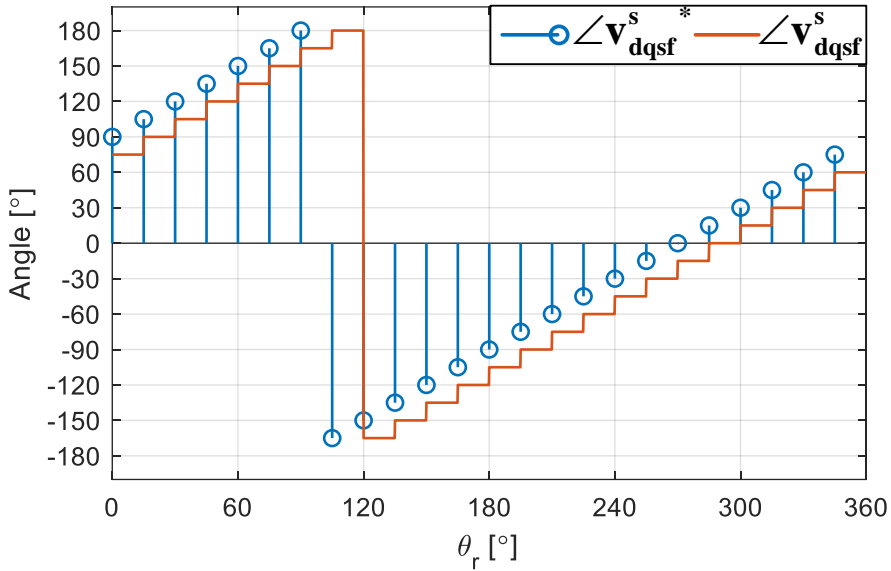
$$\mathbf{v}_{\text{dqsf}}^{\text{s}}(t) = \begin{bmatrix} V_m \cos(\omega_r (n-1)T_s + \phi_m) \\ V_m \sin(\omega_r (n-1)T_s + \phi_m) \end{bmatrix}. \quad (3.51)$$

위 식은  $nT_s \leq t < (n+1)T_s$  의 시간에 대해 만족한다. 식 (3.51)은 한 샘플링 주기 동안 PWM을 통해 합성된 전압은 그 평균값을 한 샘플링 주기 동안 일정하게 합성한 것과 등가화 할 수 있다는 사실에 기반한다. 식 (3.50)과 식 (3.51)을  $V_m$ 은 20.8 V이고,  $\phi_m$ 은  $90^\circ$ 인 경우에 대해 한 전기각 주기 동안 도시한 결과는 다음과 같다.





(가) 파형



(나) 위상

그림 3-30. 정지 좌표계 기본파 전압 지령과 합성된 전압

위 그림에서 한 전기각 주기 동안 24 번의 샘플링이 발생하는 상황을 가정하였다. 한 주기 동안의 샘플링 횟수는 기본파 주파수와 샘플링 주파수의 비에 따라 결정된다. 그림 3-30(가)를 통해 전압 지령과 합성된 전압 사이에는  $1.5T_s$ 의 시지연이 발생함을 확인할 수 있다. 일반적인 제어 상황에서는 미래의 정보를 이용할 수 없기 때문에 시지연을 보상하는 것은 불가능하다. 그러나 회전자 기준 좌표계 전압 지령이 일정할 경우 정지 좌표계 전압 지령은 전기각 회전 속도로 반시계

방향으로 회전하는 벡터로 볼 수 있다. 그림 3-30(나)는 그 벡터의 위상을 도시한 결과이다. 따라서 비록 전압 합성에서 시지연이 발생하지만 이 시지연은 전압 벡터의 위상을  $1.5T_s\omega_r$ 만큼 앞서게 하는 것으로 보상 가능하다. 그림 3-30에서 한 샘플링 주기동안의 전압 지령과 합성된 전압을 벡터도로 표현한 결과는 다음 그림과 같다.

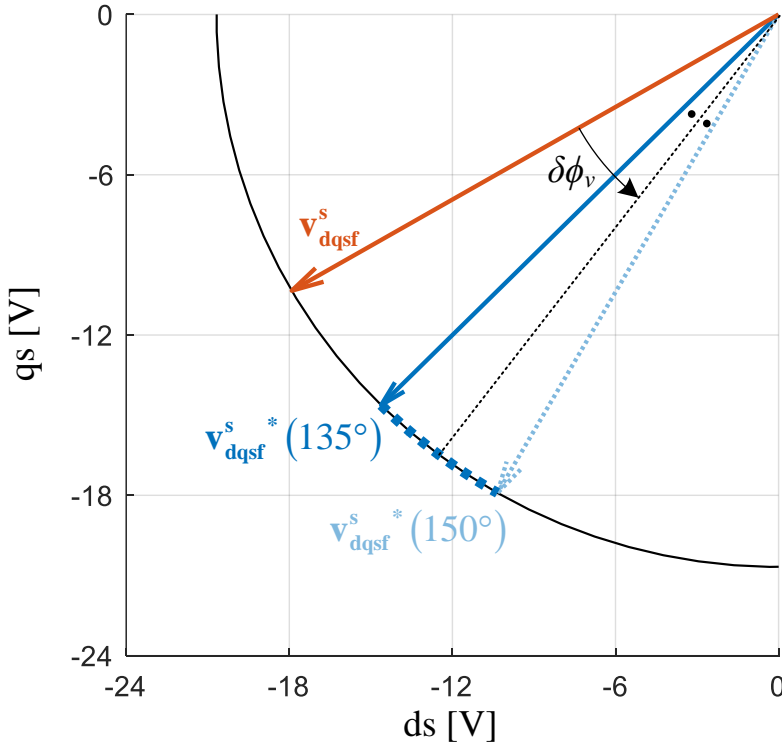


그림 3-31. 정지 좌표계 기본파 전압 벡터도 ( $135^\circ \leq \theta_r < 150^\circ$ )

위 그림에서 한 주기 동안 합성된 전압은 일정한 값으로 유지되고 그 위상은  $-150^\circ$ 이다. 하지만 전압 지령의 경우 샘플링 사이에서 값이 유지되는 것이 아니라 다음 샘플링에서의 값으로 일정한 속도로 이동하고 있다고 근사화 하는 것이 타당하기 때문에 전압 지령의 위상은 평균적으로  $-127.5^\circ$ 가 된다. 따라서 앞서 그림 3-30에서 예상한 바와 같이 전압 지령과 합성된 전압 사이의 위상차는  $22.5^\circ$ 로  $1.5T_s\omega_r$ 만큼 차이난다는 사실을 알 수 있다. 그림 3-31 및 앞으로의 수식에서 이 위상 지연의 크기를 다음과 같은 기호로 표기하였다.

$$\delta\phi_v \triangleq 1.5\omega_r T_s. \quad (3.52)$$

회전자 기준 좌표계에서의 전압 합성 오차를 계산하기 위해 식 (3.51)의 정지 좌표계에서 합성된 전압을 회전자 기준 좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dqsf}^r &= \mathbf{R}(-\omega_r t) \mathbf{v}_{dqsf}^s, \text{ where } nT_s \leq t < (n+1)T_s \\ &= \begin{bmatrix} V_m \cos(\omega_r(-t + (n-1)T_s) + \phi_m) \\ V_m \sin(\omega_r(-t + (n-1)T_s) + \phi_m) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} V_m \cos(-\omega_r(t' + T_s) + \phi_m) \\ V_m \sin(-\omega_r(t' + T_s) + \phi_m) \end{bmatrix}, \text{ where } t' = t - nT_s \end{aligned} \quad (3.53)$$

위 식에 따르면 기존에 합성하고자 했던 식 (3.48)의 회전자 기준 좌표계 전압 지령과 달리 합성된 회전자 기준 좌표계 전압은 회전하는 성분임을 알 수 있다. 이는 정지 좌표계 전압이 한 샘플링 주기 동안 일정하게 출력되는 것으로 모델링 되었기 때문이다. 식 (3.53)의 한 샘플링 주기 동안의 평균값이 지령과 얼마나 다른지 확인하기 위해 식 (3.53)의 한 샘플링 주기 평균을 계산하고자 한다. 벡터의 적분 연산에 있어서 식 (2.4)의 행렬 기반의 표현 대신 다음의 복소 벡터 기반 표현을 이용하면 유도과정을 간략화할 수 있다.

$$\bar{\mathbf{x}}_{dqs}^r \triangleq x_{ds}^r + jx_{qs}^r. \quad (3.54)$$

위 식의 정의에 따르면 식 (3.53)은 복소 벡터로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\bar{\mathbf{v}}_{dqsf}^r = V_m e^{j(-\omega_r(t'+T_s) + \phi_m)}. \quad (3.55)$$

이를 이용하여 식 (3.53)의 한 샘플링 주기 평균을 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
\frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \vec{v}_{dqsf}^r dt &= \frac{V_m}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j(-\omega_r(t'+T_s)+\phi_m)} dt' \\
&= \frac{V_m}{T_s} \left( \frac{1}{-j\omega_r} \left( e^{j(-2\omega_r T_s + \phi_m)} - e^{j(-\omega_r T_s + \phi_m)} \right) \right) \\
&= \frac{V_m}{\omega_r T_s} e^{j(-1.5\omega_r T_s + \phi_m)} \left( \frac{1}{-j} \left( e^{j(-0.5\omega_r T_s)} - e^{j(0.5\omega_r T_s)} \right) \right) \\
&= \frac{2}{\omega_r T_s} \sin\left(\frac{\omega_r T_s}{2}\right) V_m e^{j(-1.5\omega_r T_s + \phi_m)}
\end{aligned} \quad (3.56)$$

식 (3.48)의 전압 지령을 복소 벡터로 표현하면 다음과 같다.

$$\vec{v}_{dqsf}^{r*} = V_m e^{j\phi_m}. \quad (3.57)$$

위 결과를 토대로 합성된 회전자 기준 좌표계 전압의 한 샘플링 주기 평균과 전압 지령의 관계를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \vec{v}_{dqsf}^r dt = \text{sinc}\left(\frac{\omega_r T_s}{2\pi}\right) \mathbf{R}(-\delta\phi_v) \vec{v}_{dqsf}^{r*}[n]. \quad (3.58)$$

즉 이산 제어와 PWM 기반의 전압 합성의 영향으로 인해 전압 지령보다 크기는  $\frac{\sin(0.5\omega_r T_s)}{0.5\omega_r T_s}$  배로 감소하고, 위상은 시계 방향으로  $\delta\phi_v$  만큼 회전된 전압이 합성되게 된다. 크기의 오차는 싱크함수(Sinc function)의 꼴로 나타나는데 기본과 주파수( $f_{nd}$ )와 샘플링 주파수의 비를 이용하면 다음과 같이 그릴 수 있다.

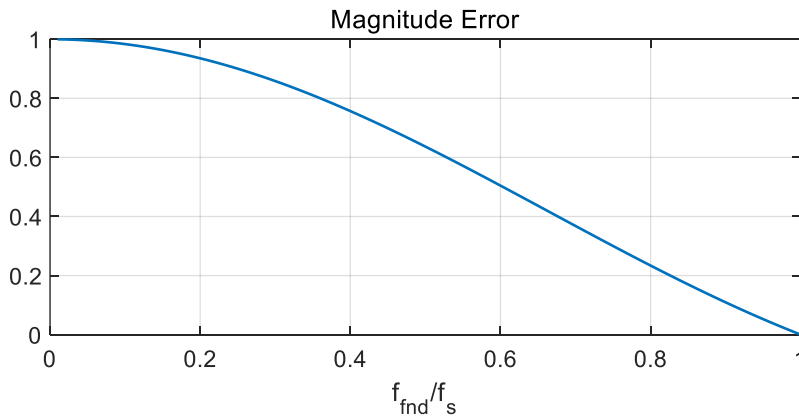
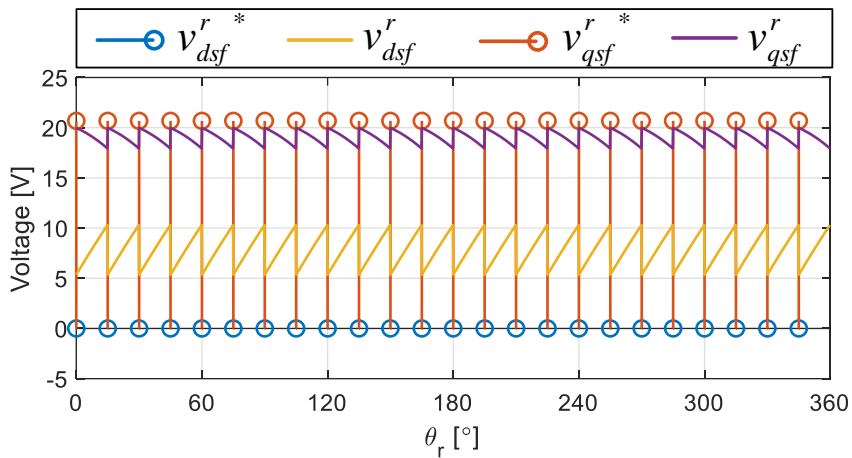


그림 3-32. 회전자 기준 좌표계 전압 합성 크기 오차

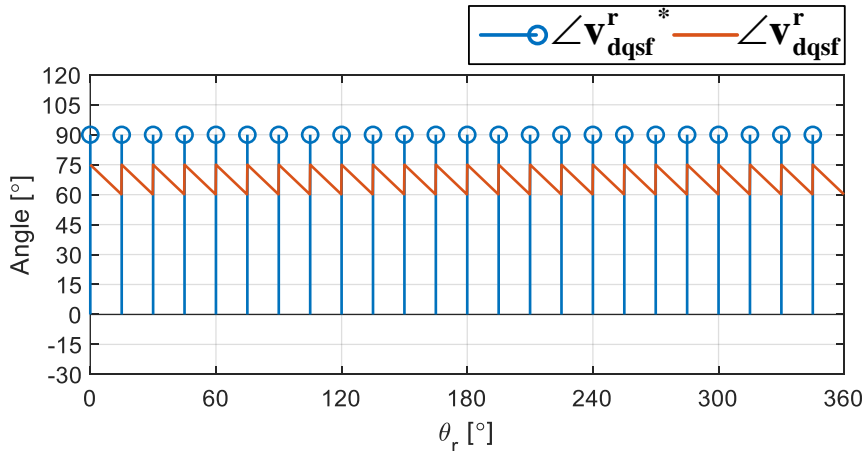
일반적인 전동기 구동 시스템에서 안정적인 전류 제어를 위해서는 샘플링 주파수가 기본과 주파수의 약 10 배 이상으로 높을 필요가 있다.

그림 3-32로부터 샘플링 주파수가 기본과 주파수의 10 배 이상이라면 전압 합성 크기 오차가 2 % 미만으로 발생하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 전압 합성의 크기 오차는 선형 변조 영역에서는 그 영향이 크지 않다. 그러나 위상 오차의 경우 샘플링 주파수가 기본과 주파수의 10 배인 경우에도  $1.5T_s\omega_r$ 은  $54^\circ$ 이므로 선형 변조 영역에서도 그 영향을 반드시 고려해야 한다.

식 (3.48)과 식 (3.53)의 회전자 기준 좌표계 전압 지령 및 합성된 전압을 그림 3-30과 동일한 경우에 대해 그리면 다음과 같다.



(가) 파형



(나) 위상

그림 3-33. 회전자 기준 좌표계 기본과 전압 지령과 합성된 전압

이를 그림 3-31과 유사하게 한 샘플링 주기 동안 벡터도로 나타내면 다음과 같다.

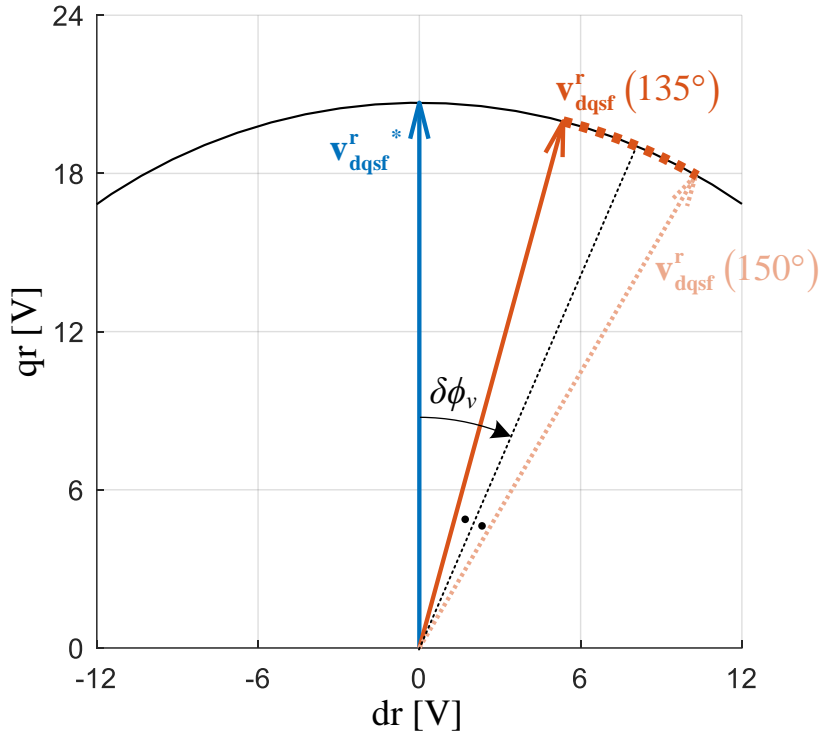


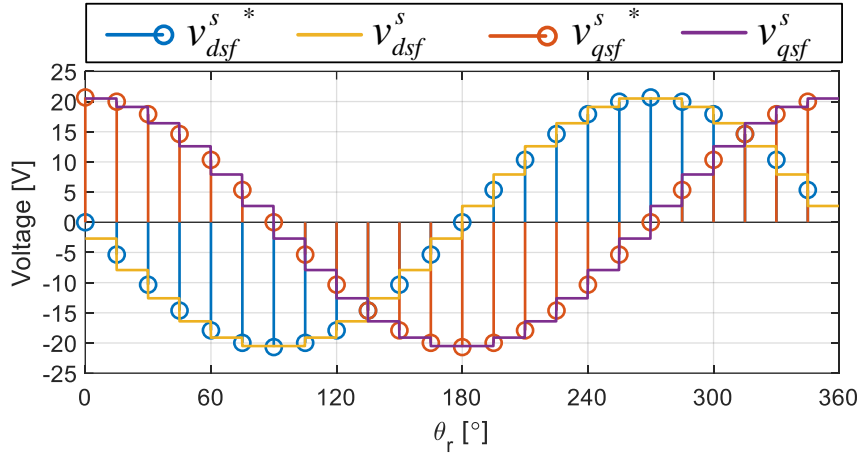
그림 3-34. 회전자 기준 좌표계 기본파 전압 벡터도 ( $135^\circ \leq \theta_r < 150^\circ$ )

식 (3.53)에서 유도된 바와 같이 회전자 기준 좌표계에서는 합성된 전압이 오히려 시계방향으로 회전하는 양상을 보인다는 것을 알 수 있다. 또한 식 (3.58)에서 유도된 바와 같이 그림 3-33(나)와 그림 3-34에서 지령 전압의 위상은  $90^\circ$ 이지만 합성된 전압의 평균 위상은  $67.5^\circ$ 로  $\delta\phi_v$ 만큼의 위상차를 가지고 있음을 확인할 수 있다.

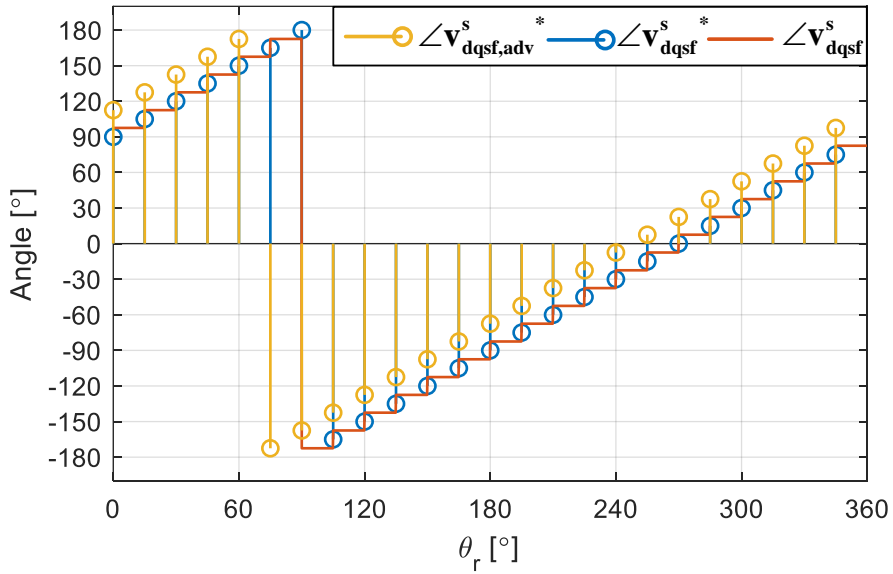
이러한 전압 합성의 오차를 보상하기 위해 참고 문헌 [78]에서 다음과 같은 보상 방법이 제안되었다.

$$\mathbf{v}_{\text{dqs,adv}}^r = \frac{1}{\text{sinc}\left(\frac{\omega_r T_s}{2\pi}\right)} \mathbf{R}(\delta\phi_v) \mathbf{v}_{\text{dqs}}^r \quad (3.59)$$

위 식의 보상 방법을 적용하면 식 (3.58)의 오차를 상쇄시키고 원하는 회전자 기준 좌표계 전압을 합성할 수 있다. 식 (3.59)의 보상을 적용하여 그림 3-30, 그림 3-31, 그림 3-33과 그림 3-34를 다시 그리면 다음과 같다.



(가) 파형



(나) 위상

그림 3-35. 정지 좌표계 기본파 전압 지령과 합성된 전압 (보상 후)

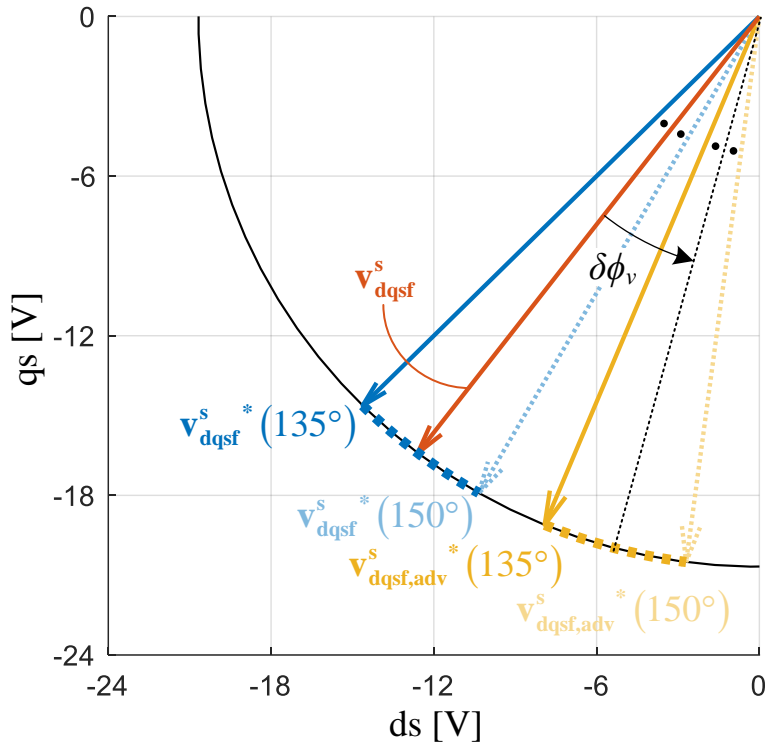
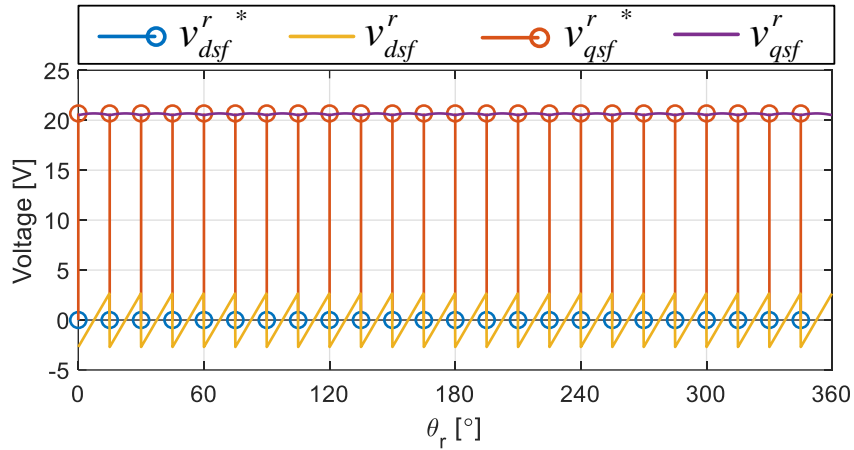
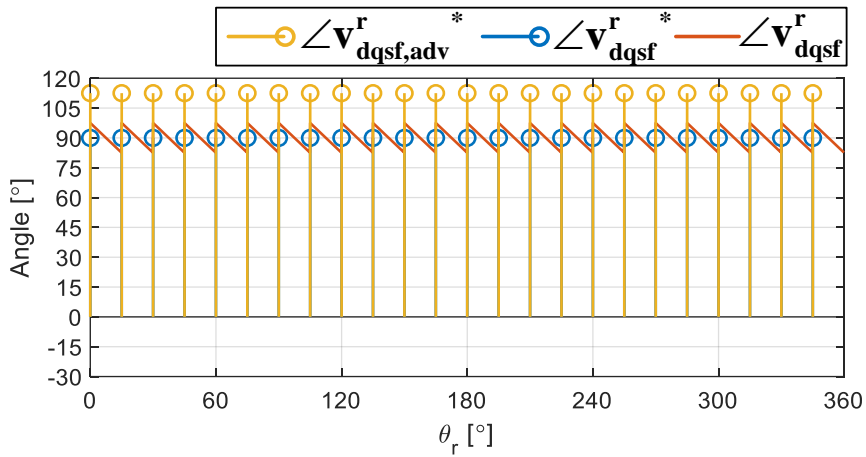


그림 3-36. 정지 좌표계 기본파 전압 벡터도 (보상 후,  $135^\circ \leq \theta_r < 150^\circ$ )





(가) 파형



(나) 위상

그림 3-37. 회전자 기준 좌표계 기본파 전압 지령과 합성된 전압 (보상 후)

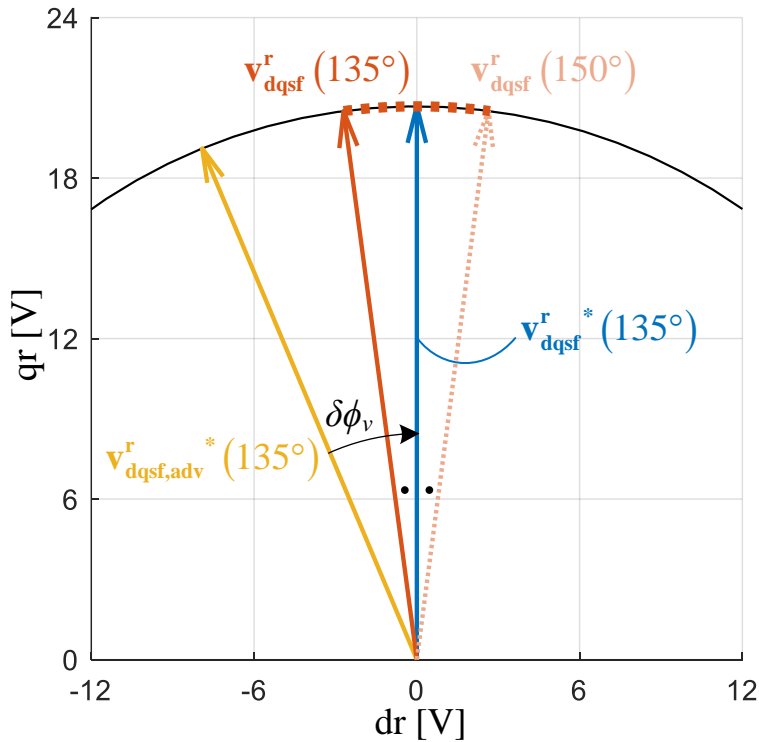


그림 3-38. 회전자 기준 좌표계 기본파 전압 벡터도 (보상 후,  $135^\circ \leq \theta_r < 150^\circ$ )

그림 3-35(나), 그림 3-36, 그림 3-37(나) 와 그림 3-38을 통해 노란색으로 표시한 보상된 전압 지령과 빨간색으로 표시된 합성된 전압 사이의 위상 관계는 보상을 적용하지 않았을 때의 전압 지령과 합성된 전압 사이의 관계와 동일함을 확인할 수 있다. 결과적으로 식 (3.59)의 보상을 적용함으로써 위 그림들에서 파란색으로 표시된 전압 지령과 빨간색으로 합성된 전압의 한 샘플링 주기 평균이 일치하게 된 것을 확인할 수 있다.

### 3.4.2 고조파 전압 합성에서의 오차 및 보상 방법

앞서 기본파 전압 합성에 있어서 이산 제어와 PWM 전압 합성으로 인한 오차와 그에 대한 보상 방법을 알아보았다. 이와 유사하게 고조파 전압 지령에 대해서도 전압 합성에 오차가 발생하게 된다. 이를 식 (3.27)의 공진 전류 제어기 출력인 고조파 전압 지령에 대해 수식적으로 유도하였다. 식 (3.27)을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_{dqsh}^r [n] = \begin{bmatrix} E_{dh}^* \cos(h\omega_r T_s n + \phi_{Edh}^*) \\ E_{qh}^* \sin(h\omega_r T_s n + \phi_{Eqh}^*) \end{bmatrix}. \quad (3.60)$$

d축과 q축에 대해서 공진 제어기의 출력이 각각 존재하기 때문에 출력된 고조파 전압 지령에는 해당 주파수의 정상분과 역상분이 모두 존재할 수 있다. 시지연에 대한 분석을 위해 이를 다음과 같이 정상분( $\mathbf{v}_{dqsh\_p}^r$ )과 역상분( $\mathbf{v}_{dqsh\_n}^r$ )의 합으로 표현하였다.

$$\mathbf{v}_{dqsh}^r = \mathbf{v}_{dqsh\_p}^r + \mathbf{v}_{dqsh\_n}^r. \quad (3.61)$$

위 식에서 정상분과 역상분은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{v}_{dqsh\_p}^r [n] \triangleq E_{(h+1)}^* \begin{bmatrix} \cos(h\omega_r T_s n + \phi_{(h+1)}^*) \\ \sin(h\omega_r T_s n + \phi_{(h+1)}^*) \end{bmatrix}. \quad (3.62)$$

$$\mathbf{v}_{dqsh\_n}^r [n] \triangleq E_{(h-1)}^* \begin{bmatrix} \cos(-h\omega_r T_s n + \phi_{(h-1)}^*) \\ \sin(-h\omega_r T_s n + \phi_{(h-1)}^*) \end{bmatrix}. \quad (3.63)$$

식 (3.62)와 식 (3.63)의 크기와 위상은 공진 전류 제어기 출력으로부터 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} E_{(h-1)}^* e^{j\phi_{(h-1)}^*} \\ E_{(h+1)}^* e^{j\phi_{(h+1)}^*} \end{bmatrix} = 0.5 \begin{bmatrix} e^{-j\phi_{dh}^*} & -e^{-j\phi_{qh}^*} \\ e^{j\phi_{dh}^*} & e^{j\phi_{qh}^*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{dh}^* \\ E_{qh}^* \end{bmatrix}. \quad (3.64)$$

#### 3.4.2.1 정상분 고조파에서 시지연의 영향

우선 정상분에 대해서 앞서 기본파에 대해서와 동일하게 전압 합성의

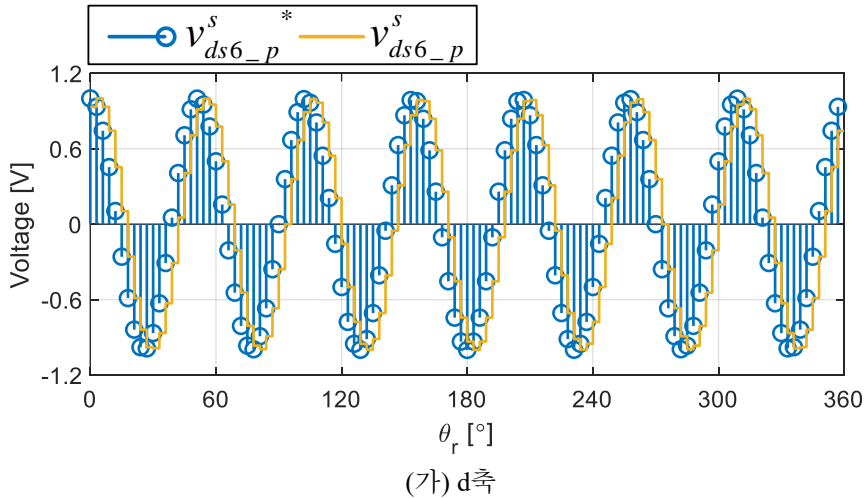
오차를 계산하였다. 식 (3.62)를 정지 좌표계로 변환하면 다음과 같다.

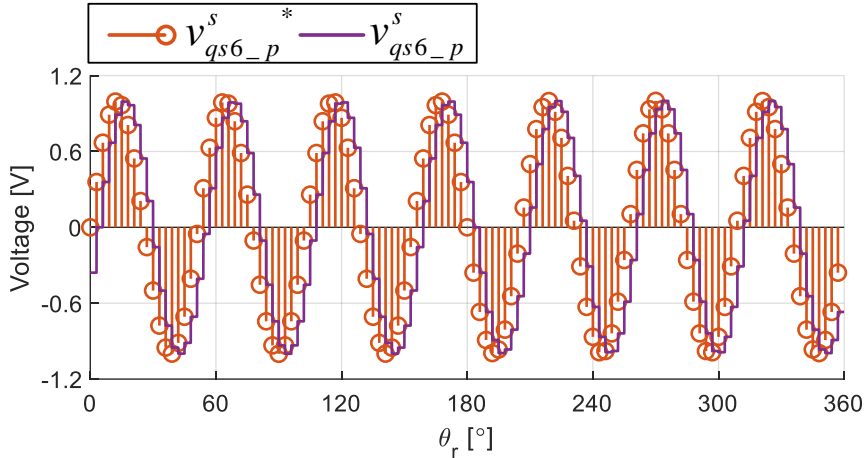
$$\mathbf{v}_{dqsh\_p}^s [n] = E_{(h+1)}^* \begin{bmatrix} \cos((h+1)\omega_r T_s n + \phi_{(h+1)}^*) \\ \sin((h+1)\omega_r T_s n + \phi_{(h+1)}^*) \end{bmatrix}. \quad (3.65)$$

$n \sim (n+1)$  샘플링 사이에 실제 합성되는 전압은 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_{dqsh\_p}^s (t) = E_{(h+1)}^* \begin{bmatrix} \cos((h+1)\omega_r T_s (n-1) + \phi_{(h+1)}^*) \\ \sin((h+1)\omega_r T_s (n-1) + \phi_{(h+1)}^*) \end{bmatrix}. \quad (3.66)$$

위 식은  $nT_s \leq t < (n+1)T_s$  에 대해 만족한다. 식 (3.65)와 식 (3.66)을 회전자 기준 좌표계에서의 정상분 6 고조파에 대해 예시로 그려보았다. 이 때, 전압의 크기( $E_7^*$ )는 1 V로 설정하였고 전압의 위상( $\phi_7^*$ )은  $0^\circ$ 로 설정하였다. 또한 고조파에 대해 충분한 샘플링 개수를 확보하기 위해 앞서 기본파에서보다 샘플링 주파수를 5 배만큼 높여서 한 전기각 주기 동안에 120 개의 샘플이 존재하는 경우에 대해 도시하였다. 따라서 매 샘플링 마다 회전자 위치가  $3^\circ$  씩 이동한다. 정지 좌표계에서 전압 지령과 합성된 전압이 다음 그림과 같다.

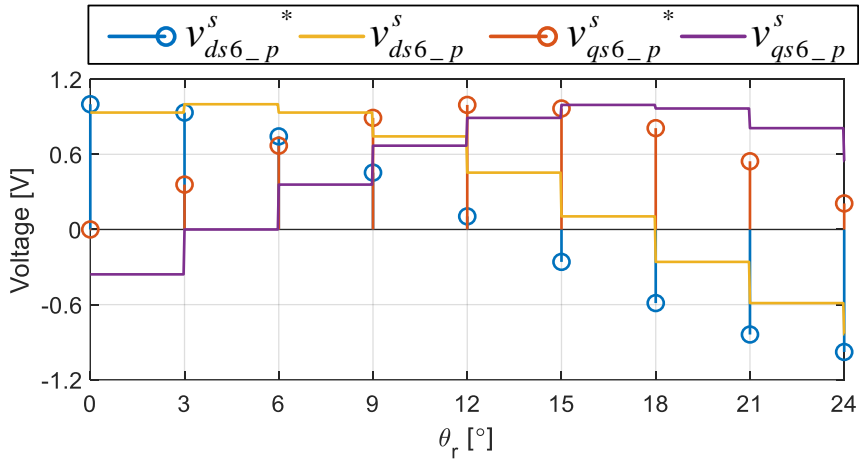




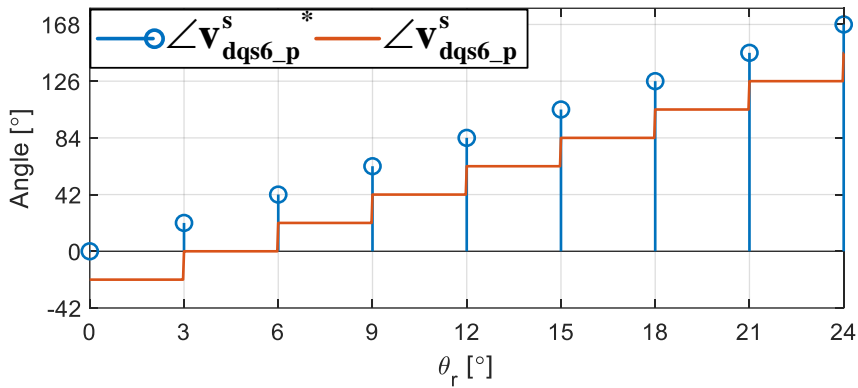
(나) q축

그림 3-39.  $v_{dqs6\_p}^s$  과  $v_{dqs6\_p}^s$

회전자 기준 좌표계 정상분 6 고조파 전압은 식 (3.65)에서 알 수 있다시피 정지 좌표계에서는 정상분 7 고조파로 나타나며 이를 위 그림에서 확인할 수 있다. 위 그림을  $\theta_r$ 이  $0^\circ \sim 24^\circ$ 인 범위에 대해 확대해서 그리면 다음과 같다.



(가) 파형



(나) 위상

그림 3-40.  $\mathbf{v}_{dq6\_p}^s$  과  $\mathbf{v}_{dq6\_p}^s$  (확대)

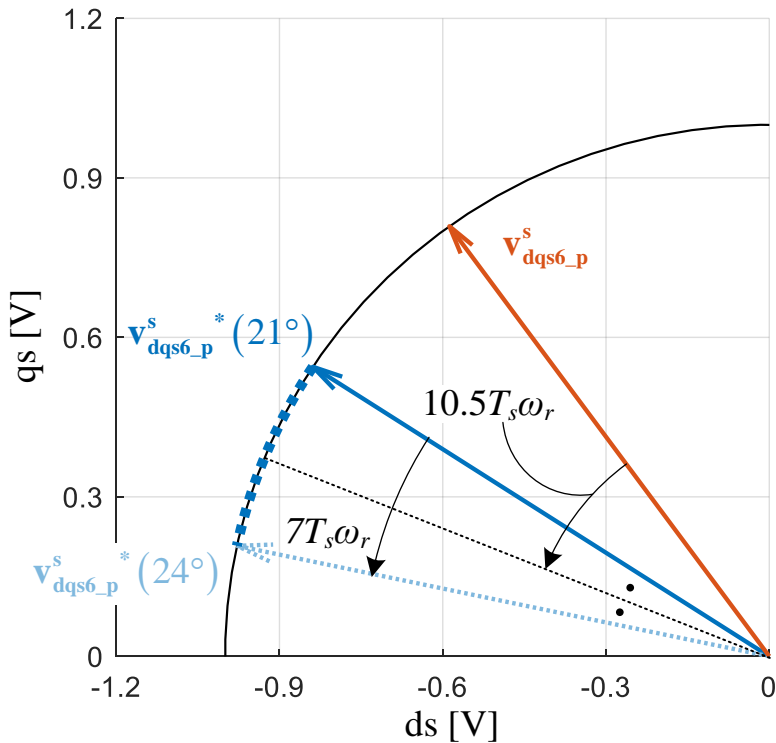


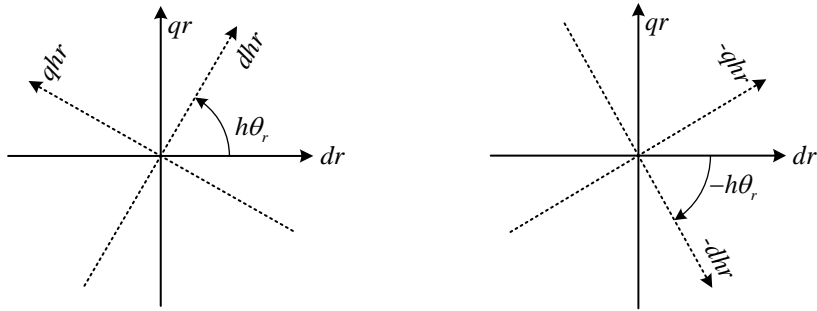
그림 3-41.  $\mathbf{v}_{dq6\_p}^s$  과  $\mathbf{v}_{dq6\_p}^s$  의 벡터도 ( $21^\circ \leq \theta_r < 24^\circ$ )

그림 3-40에서 매 샘플링 마다 전압 지령의 위상이  $21^\circ$  씩 증가하고, 지령과 합성된 전압 사이에 기본파와 동일한  $1.5T_s$  시지연이 일어난다는 것을 확인할 수 있다. 주어진 고조파 전압의 회전 속도가 기본파에 비해 7 배 빠르기 때문에 동일한 시지연이 발생했을 때 그로 인한 위상차 또한 7 배 크게 발생한다. 이는 그림 3-41의 벡터도를 그림 3-31의 정지



지령과 합성된 전압 사이의 위상 오차는 그림 3-41과 동일하게  $7\delta\phi_v$ 로 유지된다.

기본파에서와 유사하게 합성된 전압과 지령 사이의 오차를 계산하고자 할 때, 한 주기동안 회전자 기준 좌표계에서 전압 지령이 회전하는 것을 적절히 고려해야 한다. 따라서 기본파에서는 오차를 회전자 기준 좌표계에서 계산했지만 고조파 지령은 계산의 편의를 위해 고조파 동기 좌표계에서 오차를 계산한다. 정상분과 역상분 고조파의 고조파 동기 좌표계는 각각 다음과 같이 정의하였다.



(가) 정상분 고조파 동기 좌표계      (나) 역상분 고조파 동기 좌표계

그림 3-43. 회전자 기준 좌표계와 고조파 동기 좌표계 관계

식 (3.62)와 식 (3.63)의 고조파 전압 지령을 각각 정상분 고조파 동기 좌표계와 역상분 고조파 동기 좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dqsh\_p}^{hr*}[n] &= \mathbf{R}(-h\theta_r[n]) \mathbf{v}_{dqsh\_p}^r[n] \\ &= E_{(h+1)}^* \begin{bmatrix} \cos \phi_{(h+1)}^* \\ \sin \phi_{(h+1)}^* \end{bmatrix} \cdot \end{aligned} \quad (3.68)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dqsh\_n}^{-hr*}[n] &= \mathbf{R}(h\theta_r[n]) \mathbf{v}_{dqsh\_n}^r[n] \\ &= E_{(h-1)}^* \begin{bmatrix} \cos \phi_{(h-1)}^* \\ \sin \phi_{(h-1)}^* \end{bmatrix} \cdot \end{aligned} \quad (3.69)$$

위 식에서 위첨자 “hr”과 “-hr”은 각각 정상분 고조파 동기 좌표계와 역상분 고조파 동기 좌표계 성분임을 나타낸다. 식 (3.68)과 식 (3.69)를 통해 좌표 변환을 이용하여 고조파 전압 지령을 상수로 나타낼 수 있음을 확인하였다.



고조파 동기 좌표계에서 합성된 전압과의 오차를 계산하기 위해 식 (3.66)의 합성된 전압을 정상분 고조파 동기 좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
& \mathbf{v}_{dqsh\_p}^{hr}(t) \\
&= \mathbf{R}\left(- (h+1)\omega_r t\right) \mathbf{v}_{dqsh\_p}^s(t), \text{ where } nT_s \leq t < (n+1)T_s \\
&= E_{(h+1)}^* \begin{bmatrix} \cos\left(\omega_r\left(- (h+1)t + (h+1)(n-1)T_s + \phi_{(h+1)}^*\right)\right) \\ \sin\left(\omega_r\left(- (h+1)t + (h+1)(n-1)T_s + \phi_{(h+1)}^*\right)\right) \end{bmatrix} \quad (3.70) \\
&= E_{(h+1)}^* \begin{bmatrix} \cos\left(- (h+1)\omega_r(t' + T_s) + \phi_{(h+1)}^*\right) \\ \sin\left(- (h+1)\omega_r(t' + T_s) + \phi_{(h+1)}^*\right) \end{bmatrix}, \text{ where } t' = t - nT_s
\end{aligned}$$

식 (3.70) 대한 한 샘플링 주기 평균을 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \bar{\mathbf{v}}_{dqsh\_p}^{hr} dt \\
&= \frac{E_{(h+1)}^*}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j\left(- (h+1)\omega_r(t' + T_s) + \phi_{(h+1)}^*\right)} dt' \\
&= \frac{E_{(h+1)}^*}{T_s} \left( \frac{1}{-j(h+1)\omega_r} \left( e^{j\left(-2(h+1)\omega_r T_s + \phi_{(h+1)}^*\right)} - e^{j\left(- (h+1)\omega_r T_s + \phi_{(h+1)}^*\right)} \right) \right) \quad (3.71) \\
&= \left( \frac{E_{(h+1)}^*}{-j(h+1)\omega_r T_s} e^{j\left(-1.5(h+1)\omega_r T_s + \phi_{(h+1)}^*\right)} \left( e^{j\left(-0.5(h+1)\omega_r T_s\right)} - e^{j\left(0.5(h+1)\omega_r T_s\right)} \right) \right) \\
&= \frac{2}{(h+1)\omega_r T_s} \sin\left(\frac{(h+1)\omega_r T_s}{2}\right) e^{j\left(-1.5(h+1)\omega_r T_s\right)} E_{(h+1)}^* e^{j\phi_{(h+1)}^*}
\end{aligned}$$

위 결과를 토대로 합성된 정상분 고조파 전압의 한 샘플링 주기 평균과 전압 지령의 관계를 정상분 고조파 동기 좌표계에서 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \mathbf{v}_{dqsh\_p}^{hr} dt = \text{sinc}\left(\frac{(h+1)\omega_r T_s}{2\pi}\right) \mathbf{R}\left(- (h+1)\delta\phi_v\right) \mathbf{v}_{dqsh\_p}^{hr*}[n]. \quad (3.72)$$

위 식의 위상 오차는 기준 좌표계가 변하더라도 항상 일정하게 나타난다. 이를 그림 3-41과 그림 3-42에서 확인할 수 있다. 식 (3.72)에서 기본파의 오차를 계산한 식 (3.58)에 비해 위상 오차가 (h+1) 배 증가한 것을 볼 수 있는데, 이는 위와 같은 지령과 합성된 전압 사이의

오차가 본질적으로 시지연으로부터 기인하기 때문에 나타나는 현상이다.

### 3.4.2.2 역상분 고조파에서 시지연의 영향

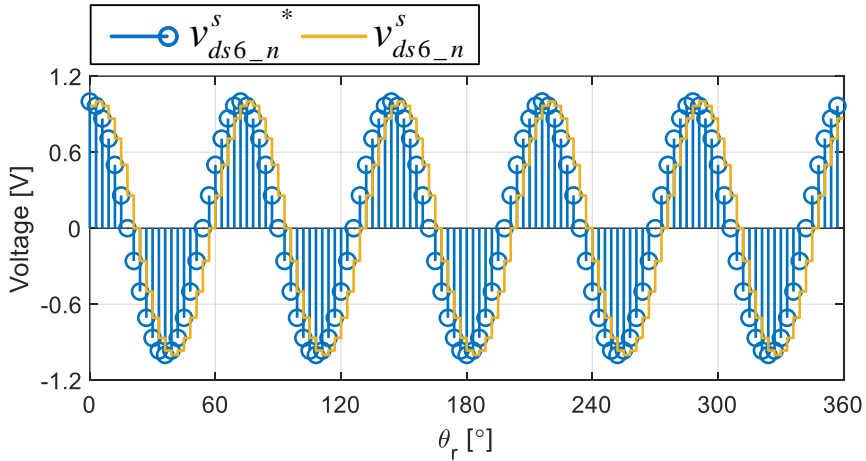
3.4.2.1 절의 분석을 역상분 고조파에 대해 동일하게 수행한다. 역상분 고조파 전압 지령을 정지 좌표계에서 쓰면 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_{dqsh\_n}^s [n] = E_{(h-1)}^* \begin{bmatrix} \cos\left(- (h-1)\omega_r T_s n + \phi_{(h-1)}^*\right) \\ \sin\left(- (h-1)\omega_r T_s n + \phi_{(h-1)}^*\right) \end{bmatrix}. \quad (3.73)$$

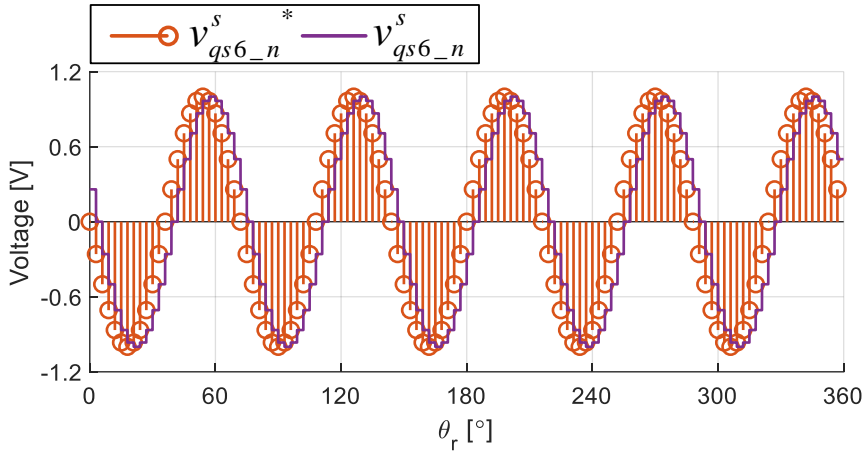
$n \sim (n+1)$  샘플링 사이에 실제 합성되는 전압은 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_{dqsh\_n}^s(t) = E_{(h-1)}^* \begin{bmatrix} \cos\left(- (h-1)\omega_r T_s (n-1) + \phi_{(h-1)}^*\right) \\ \sin\left(- (h-1)\omega_r T_s (n-1) + \phi_{(h-1)}^*\right) \end{bmatrix}. \quad (3.74)$$

위 식은  $nT_s \leq t < (n+1)T_s$  에 대해 만족한다. 3.4.2.1 절에서와 동일한 샘플링 주파수에서 회전자 기준 좌표계에서의 역상분 6 고조파를 식 (3.73)과 식 (3.74)에 대해 나타낸 결과가 다음과 같다. 이 때, 전압의 크기( $E_s^*$ )는 1 V로 설정하였고 전압의 위상( $\phi_s^*$ )은  $0^\circ$ 로 설정하였다.



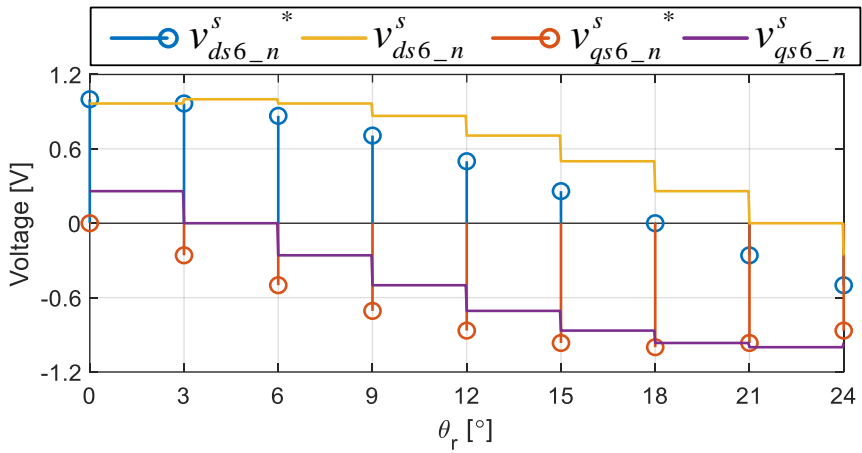
(가) d축



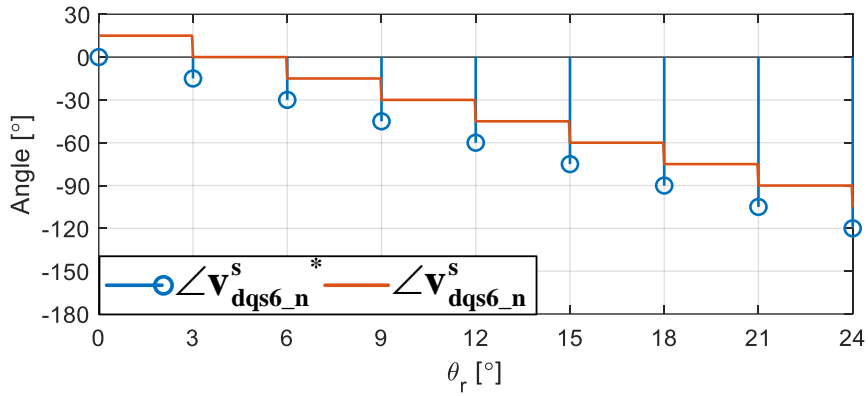
(나) q축

그림 3-44.  $v_{dq6\_n}^s$  과  $v_{dq6\_n}^s$

위 그림을  $\theta_r$ 이  $0^\circ \sim 24^\circ$ 인 범위에 대해 확대해서 그리면 다음과 같다.



(가) 파형



(나) 위상

그림 3-45.  $v_{dqs6\_n}^s$  과  $v_{dqs6\_n}^s$  (확대)

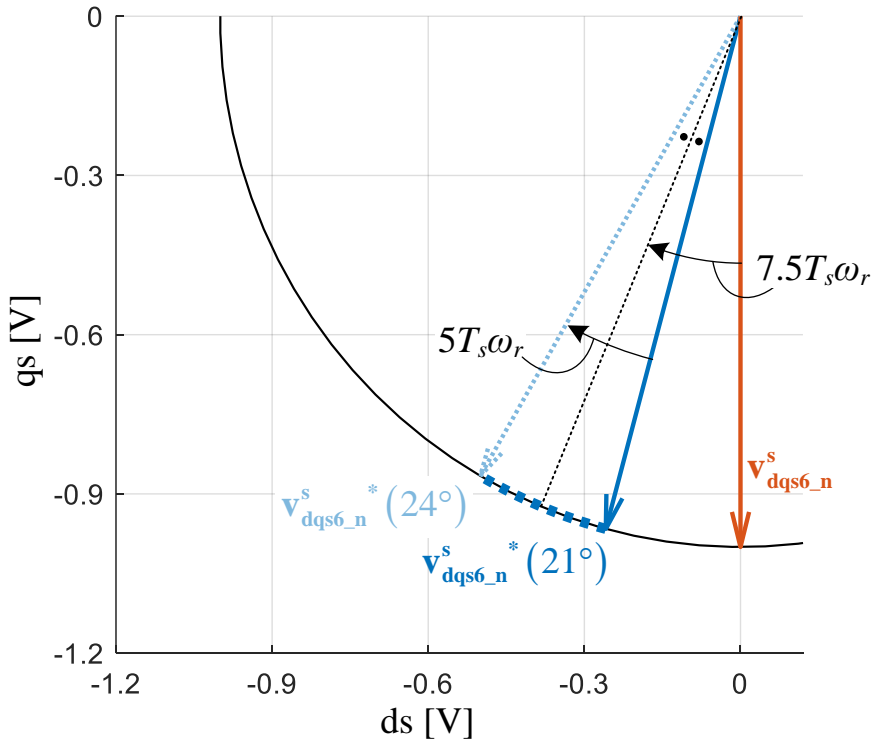


그림 3-46.  $v_{dqs6\_n}^s$  과  $v_{dqs6\_n}^s$  의 벡터도 ( $21^\circ \leq \theta_r < 24^\circ$ )

따라서 회전자 기준 좌표계에서  $n \sim (n+1)$  샘플링 사이에 합성되는 전압은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dqsh\_n}^r(t) = E_{(h-1)}^* \begin{bmatrix} \cos(-h\omega_r T_s n + \phi_{(h-1)}^* - \omega_r(t' - (h-1)T_s)) \\ \sin(-h\omega_r T_s n + \phi_{(h-1)}^* - \omega_r(t' - (h-1)T_s)) \end{bmatrix}. \quad (3.75)$$

이를 토대로 회전자 기준 좌표계에서 그림 3-46의 벡터도를 다시 그린 결과가 다음과 같다.

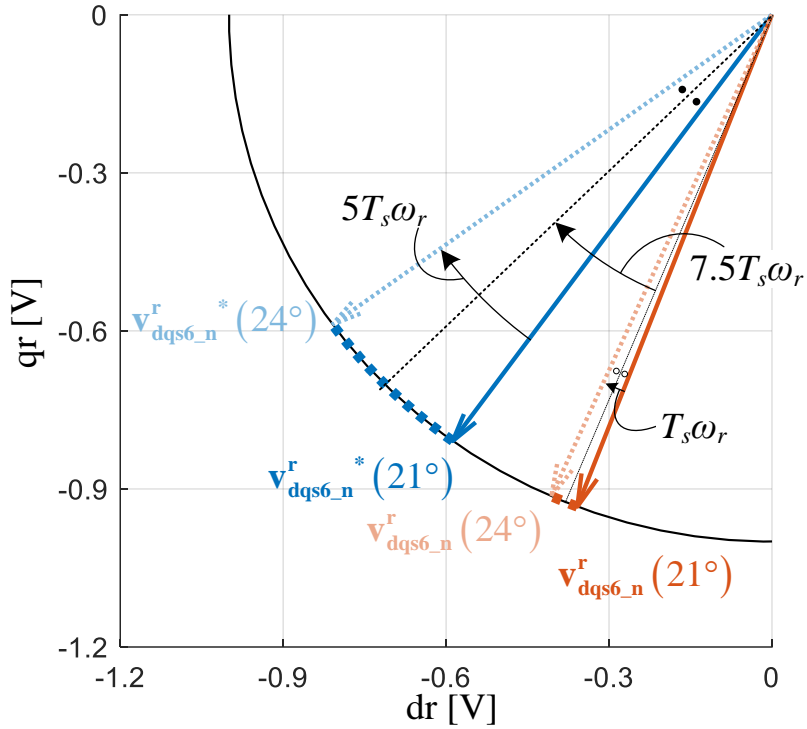


그림 3-47.  $\mathbf{v}_{dqs6\_n}^r$  과  $\mathbf{v}_{dqs6\_n}^r$  의 벡터도 ( $21^\circ \leq \theta_r < 24^\circ$ )

고조파 동기 좌표계에서 합성된 전압과의 오차를 계산하기 위해 식 (3.74)의 합성된 전압을 역상분 고조파 동기 좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{v}_{dqsh\_p}^{hr}(t) \\
 &= \mathbf{R}(- (h+1)\omega_r t) \mathbf{v}_{dqsh\_p}^s(t), \text{ where } nT_s \leq t < (n+1)T_s \\
 &= E_{(h+1)}^* \begin{bmatrix} \cos(\omega_r(- (h+1)t + (h+1)(n-1)T_s) + \phi_{(h+1)}^*) \\ \sin(\omega_r(- (h+1)t + (h+1)(n-1)T_s) + \phi_{(h+1)}^*) \end{bmatrix} \quad (3.76) \\
 &= E_{(h+1)}^* \begin{bmatrix} \cos(- (h+1)\omega_r(t' + T_s) + \phi_{(h+1)}^*) \\ \sin(- (h+1)\omega_r(t' + T_s) + \phi_{(h+1)}^*) \end{bmatrix}, \text{ where } t' = t - nT_s
 \end{aligned}$$

식 (3.76) 대한 한 샘플링 주기 평균을 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \bar{\mathbf{v}}_{dqsh-p}^{-hr} dt \\
&= \frac{E_{(h+1)}}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j(-(h+1)\omega_r(t'+T_s)+\phi_{(h+1)}^*)} dt' \\
&= \frac{E_{(h+1)}}{T_s} \left( \frac{1}{-j(h+1)\omega_r} \left( e^{j(-2(h+1)\omega_r T_s + \phi_{(h+1)}^*)} - e^{j(-(h+1)\omega_r T_s + \phi_{(h+1)}^*)} \right) \right) \quad (3.77) \\
&= \left( \frac{E_{(h+1)}}{-j(h+1)\omega_r T_s} e^{j(-1.5(h+1)\omega_r T_s + \phi_{(h+1)}^*)} \left( e^{j(-0.5(h+1)\omega_r T_s)} - e^{j(0.5(h+1)\omega_r T_s)} \right) \right) \\
&= \frac{2}{(h+1)\omega_r T_s} \sin\left(\frac{(h+1)\omega_r T_s}{2}\right) e^{j(-1.5(h+1)\omega_r T_s)} E_{(h+1)}^* e^{j\phi_{(h+1)}^*}
\end{aligned}$$

위 결과를 토대로 합성된 역상분 고조파 전압의 한 샘플링 주기 평균과 전압 지령의 관계를 역상분 고조파 동기 좌표계에서 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \mathbf{v}_{dqsh-n}^{-hr} dt = \text{sinc}\left(\frac{(h-1)\omega_r T_s}{2\pi}\right) \mathbf{R}((h-1)\delta\phi_v) \mathbf{v}_{dqsh-n}^{-hr*}[n]. \quad (3.78)$$

### 3.4.2.3 고조파 전압 지령에서의 시지연 보상

이전 절들에서 살펴본 바와 같이 고조파에 대해 일어나는 시지연으로 인한 전압 합성 오차는 정상분과 역상분에 대해 각각 다르게 보상해줘야 한다. 본 논문에서는 이를 추출된 정보의 후처리(Post-processing)를 통해서 보상하였다. 앞서 제시된 그림 3-23의 시스템 블록 다이어그램에서 볼 수 있듯이 본 연구에서는 식 (3.59)에 설명된 기본파에서 제안된 보상 방법을 고조파에 대해 동일하게 적용하고 전압 지령을 추출하였다. 다만 그림 3-32에서 확인하였다시피 샘플링 주파수가 충분히 높은 상황에서 크기 보상은 거의 영향이 없기 때문에 식 (3.59)에서 위상 보상 부분만 적용하였다. 이와 같이 고조파에 대해서도 기본파와 동일한 위상 보상을 적용함으로써 코드 및 후처리 과정의 구현을 보다 간편하게 만들 수 있다. 각 고조파 동기 좌표계에서 식 (3.59)의 보상이 적용된 전압 지령은 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_{dqsh\_p\_adv}^{hr} [n] = \mathbf{R}(\delta\phi_v) \mathbf{v}_{dqsh\_p}^{hr} [n]. \quad (3.79)$$

$$\mathbf{v}_{dqsh\_n\_adv}^{-hr} [n] = \mathbf{R}(\delta\phi_v) \mathbf{v}_{dqsh\_n}^{-hr} [n]. \quad (3.80)$$

따라서, 보상을 적용하였을 때 식 (3.72)와 식 (3.78)에서의 오차를 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \mathbf{v}_{dqsh\_p}^{hr} dt = \text{sinc}\left(\frac{(h+1)\omega_r T_s}{2\pi}\right) \mathbf{R}(-h\delta\phi_v) \mathbf{v}_{dqsh\_p}^{hr} [n]. \quad (3.81)$$

$$\frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \mathbf{v}_{dqsh\_n}^{-hr} dt = \text{sinc}\left(\frac{(h-1)\omega_r T_s}{2\pi}\right) \mathbf{R}(h\delta\phi_v) \mathbf{v}_{dqsh\_n}^{-hr} [n]. \quad (3.82)$$

회전자 기준 좌표계에서 실제 합성된 전압의 위상 오차를 표현하기 위해 위 식의 우변항에서 위상 오차와 전압 지령을 회전자 기준 좌표계로 변환하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{R}(-h\delta\phi_v) \mathbf{v}_{dqsh\_p}^r [n] = E_{(h+1)}^* \begin{bmatrix} \cos(h\omega_r T_s (n-1.5) + \phi_{(h+1)}^*) \\ \sin(h\omega_r T_s (n-1.5) + \phi_{(h+1)}^*) \end{bmatrix}. \quad (3.83)$$

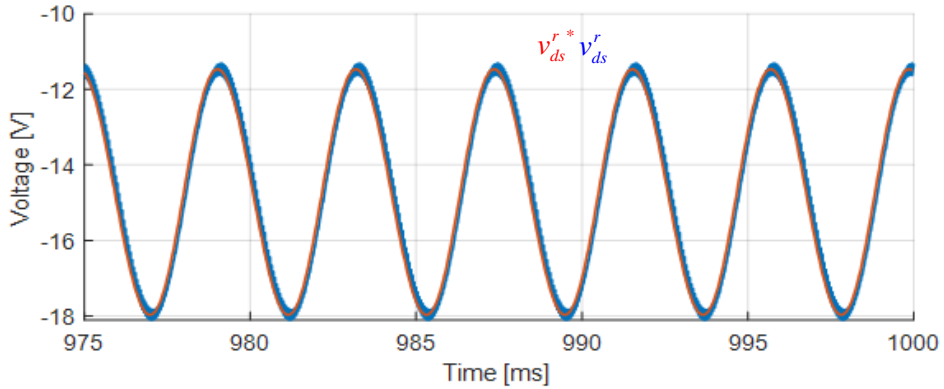
$$\mathbf{R}(h\delta\phi_v) \mathbf{v}_{dqsh\_n}^r [n] = E_{(h-1)}^* \begin{bmatrix} \cos(-h\omega_r T_s (n-1.5) + \phi_{(h-1)}^*) \\ \sin(-h\omega_r T_s (n-1.5) + \phi_{(h-1)}^*) \end{bmatrix}. \quad (3.84)$$

위 식을 통해 정상분과 역상분에 대해서 동일하게 1.5 샘플만큼 시지연된 전압이 실제 합성된 전압의 위상이라는 것을 알 수 있다. 따라서 만약 고조파에 대해서도 크기에 대한 오차 성분이 무시할 만큼 작은 영향을 가진다면 공진 전류 제어기에서 얻어진 전압 지령에 대해 정상분과 역상분을 분리하지 않고 다음과 같이 계산함으로써 실제 합성된 전압을 얻을 수 있다.

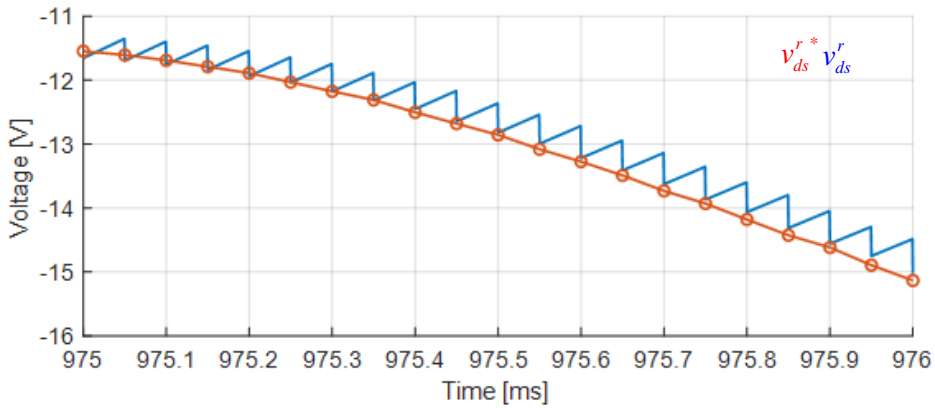
$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dqsh}^r [n] &\approx \mathbf{v}_{dqsh}^r [n-1.5] \\ &= \begin{bmatrix} E_{dh}^* \cos(h\omega_r T_s (n-1.5) + \phi_{Edh}^*) \\ E_{qh}^* \sin(h\omega_r T_s (n-1.5) + \phi_{Eqh}^*) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.85)$$

식 (3.85)의 결과를 확인하기 위해 Simulink에서 시뮬레이션을 수행하였다. 전동기의 속도를 600 r/min으로 설정하고 1 pu 전류 운전점에서 제어될 때의 회전자 기준 좌표계 d축의 전압 지령과 합성된

전압은 다음과 같다.



(가) 회전자 기준 좌표계 d축 전압



(나) 회전자 기준 좌표계 d축 전압 (확대)

그림 3-48. 고조파 전압 지령의 시지연 파형 (시뮬레이션)

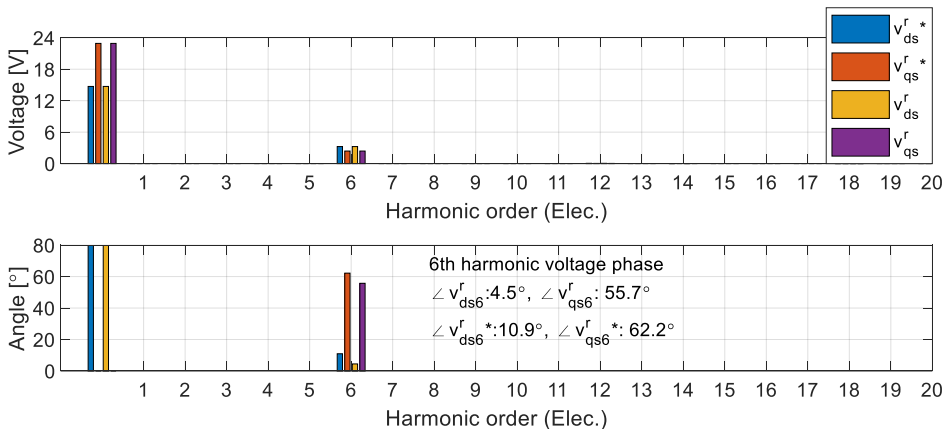


그림 3-49. 고조파 전압 지령의 시지연 주파수 분석 (시뮬레이션)

시뮬레이션 상에서 그림 3-48의 파형을 얻기 위해 인버터 모델을 이용하여 전압을 합성하는 대신 그림 3-45(가)에서와 같이 평균 전압을



합성하는 전압원을 가정하였다. 그림 3-48(나)를 통해 회전자 기준 좌표계에서 전압 지령과 합성된 전압 사이에  $1.5T_s$ 의 시지연이 존재하는 것을 확인할 수 있고 이는 식 (3.85)의 결과와 부합한다. 또한 그림 3-48의 전압 지령과 합성된 전압에 대해 주파수 분석을 수행한 그림 3-49에서도 위상 오차가 d축과 q축에서 모두  $6.5^\circ$ 로 주어진 조건에서 6 고조파의 주파수가 240 Hz임을 고려했을 때 식 (3.85)의 결과를 뒷받침한다.

자속을 계산하기 위해 필요한 기전력은 최종적으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{e}_{dqs}^r = \mathbf{e}_{dqsf}^r + \sum_{h=6,12} \mathbf{e}_{dqsh}^r. \quad (3.86)$$

기본과 기전력 성분은 기본과 전압 지령에서 저항에 의한 전압 강하를 고려하여 계산할 수 있다.

$$\mathbf{e}_{dqsf}^r = \mathbf{v}_{dqsf}^{r*} - R_s \mathbf{i}_{dqsf}^r. \quad (3.87)$$

앞으로의 수식 전개에서 기본과 기전력 성분은 다음과 같은 기호로 나타내었다.

$$\mathbf{e}_{dqsf}^r \triangleq E_0 \begin{bmatrix} \cos \phi_0 \\ \sin \phi_0 \end{bmatrix}. \quad (3.88)$$

또한 고조파 기전력 성분은 앞으로의 수식 전개에서 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{e}_{dqsh}^r \triangleq \begin{bmatrix} E_{dh} \cos(h\omega_r t + \phi_{Edh}) \\ E_{qh} \sin(h\omega_r t + \phi_{Eqh}) \end{bmatrix}. \quad (3.89)$$

위 식에서 위상과 크기는 지령치에 대해 다음의 관계를 만족한다.

$$E_{dh} \approx E_{dh}^*. \quad (3.90)$$

$$E_{qh} \approx E_{qh}^*. \quad (3.91)$$

$$\phi_{Edh} = \phi_{Edh}^* - 1.5h\omega_r T_s. \quad (3.92)$$

$$\phi_{Eqh} = \phi_{Eqh}^* - 1.5h\omega_r T_s. \quad (3.93)$$

### 3.5 실험적으로 추정된 자속맵

앞서 얻은 기전력 성분을 기반으로 고정자 쇄교자속은 다음과 같은 수식을 통해 계산할 수 있다. 특히 기전력 성분의 주파수와 위상이 알려져 있기 때문에 회전자 위치에 대한 적분 연산을 다음과 같이 수식화 할 수 있다. 쇄교자속을 다음과 같이 기본파와 고조파 성분의 합으로 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{dqs}^r = \lambda_{dqsf}^r + \sum_{h=6,12} \lambda_{dqsh}^r. \quad (3.94)$$

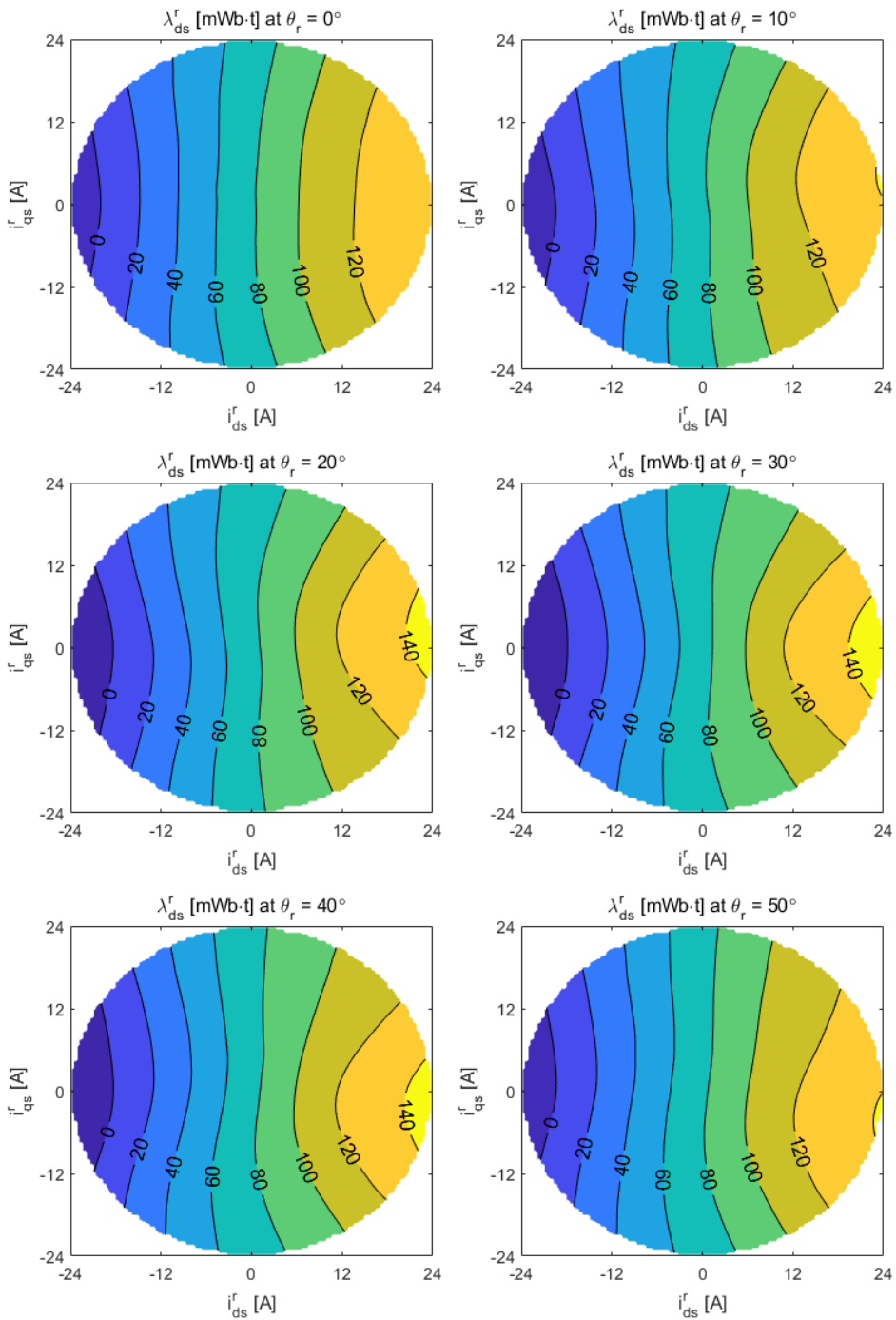
기본파 쇄교자속은 식 (3.88)의 기본파 기전력에 3.2.1절에서 유도한 식 (3.13) ~ 식 (3.15)를 적용하여 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\lambda_{dqsf}^r = \frac{E_0}{\omega_r} \begin{bmatrix} \cos(\phi_0 - \pi/2) \\ \sin(\phi_0 - \pi/2) \end{bmatrix}. \quad (3.95)$$

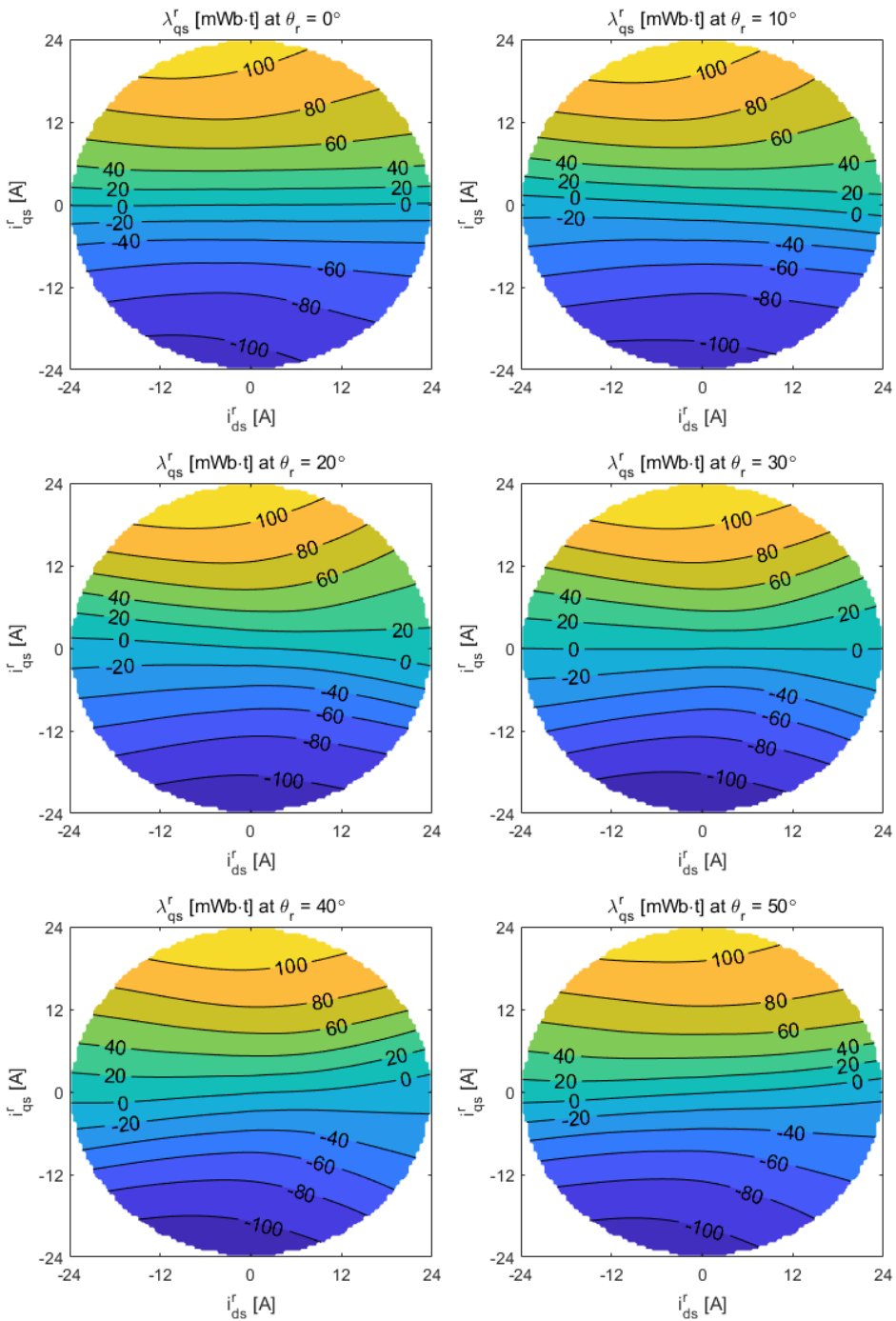
기본파에 대해서는 기존의 연구에서 사용된 방법을 적용하더라도 위와 동일한 결과를 얻는다. 고조파 쇄교자속은 식 (3.89)에 식 (3.13) ~ 식 (3.15)를 적용하여 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\lambda_{dqsh}^r = -\frac{E_{(h-1)}}{(h-1)\omega_r} \begin{bmatrix} \cos(-h\omega_r t + \phi_{(h-1)} - \pi/2) \\ \sin(-h\omega_r t + \phi_{(h-1)} - \pi/2) \end{bmatrix} + \frac{E_{(h+1)}}{(h+1)\omega_r} \begin{bmatrix} \cos(h\omega_r t + \phi_{(h+1)} - \pi/2) \\ \sin(h\omega_r t + \phi_{(h+1)} - \pi/2) \end{bmatrix}. \quad (3.96)$$

식 (3.95)와 식 (3.96)을 이용하여 자속을 계산하기 때문에 제안된 자속 계산 방법은 순수 적분으로 인한 초기값이나 드리프트 문제를 겪지 않는다. 반면에 순수 적분으로 자속을 계산할 때와 달리 계산된 자속에는 기전력 추출 상에서 고려된 주파수 성분만이 포함된다는 한계점을 가진다. 위 결과를 토대로 앞서 실험 결과에서 얻어진 기전력을 이용해 대상 전동기의 공간 고조파를 고려한 자속을 계산한 결과는 다음과 같다.



(7)  $\lambda_{ds}^r$



(나)  $\lambda_{qs}^r$

그림 3-50. 전류와 회전자 위치에 따른 자속맵 (실험)

## 제 4장 자속맵 기반의 전동기 토크 추정

이 장에서는 3 장에서 얻은 전동기의 자속맵을 이용하여 전동기의 토크를 추정하는 방법을 제안한다. 우선 4.1 절에서는 에너지 보존 법칙에 기반하여 전동기의 토크 방정식을 유도하는 과정에 대해서 소개한다. 3상 전류와 자속으로 표현된 에너지 보존 법칙을 회전자 기준 좌표계의 전류와 자속에 대한 수식으로 변환하여 표현함으로써 전동기의 토크를 구성하는 성분을 파악할 수 있다. 전동기의 토크는 자속과 전류의 외적(Cross product) 성분,  $\mathbf{Y}_{dqs}^T$ 와 전류의 내적(Inner product) 성분과 전동기에 저장된 자기 에너지의 회전자 위치에 대한 미분항으로 나타난다. 이렇게 얻어진 전동기 토크 방정식을 FEA 결과를 이용하여 확인하였다. FEA 상으로는 전동기에 저장된 자기 에너지 값을 얻을 수 있으나 이를 실제 전동기에서 실험적으로 얻기는 어렵다. 따라서, 4.2 절에서는 전동기 토크 방정식에서 자기 에너지와 관련된 항을 소거하여 자속과 전류에 대한 정보만으로 토크를 계산하는 방법을 제안한다. 토크의 전류에 대한 편미분 항에서는 자기 에너지와 관련된 항이 나타나지 않는 것을 확인하고, 이를 선적분함으로써 토크를 계산할 수 있다는 사실을 밝혔다. 제안된 자기 에너지를 사용하지 않는 토크 계산식은 FEA를 통해 검증되었다. 4.3 절에서는 실험적으로 얻은 자속맵을 제안된 토크 계산식에 적용하기 위해 필요한 토크 초기값을 실험적으로 추정하는 방법을 제안한다. 마지막으로 4.4 절에서 추정된 자속맵에 제안된 토크 계산식을 적용하여 얻은 토크를 토크 센서를 이용해 측정한 값과 비교하여 제안된 토크 추정 방법을 검증하였다.

### 4.1 전동기의 토크 방정식

이 절에서는 전동기의 토크를 계산하는 방정식에 대해 소개한다. 먼저, 기본적인 에너지 보존 법칙에 대하여 다루고, 이를 토대로 에너지 보존

법칙을 3상 전동기에 적용하여 회전자 기준 좌표계의 전류와 자속으로 표현하는 방법을 보인다.

#### 4.1.1 에너지 보존 법칙

전동기의 토크를 계산하기 위해서는 필드(Field) 방정식을 풀거나 전기적 입력을 이용하거나 에너지 보존 법칙을 사용할 수 있다 [56]. 본 연구에서는 에너지 보존 법칙을 기반으로 토크를 계산하는 방법에 대해 소개한다. 전동기는 전기적인 에너지를 기계적인 에너지로 변환할 수 있는 장치이다. 이 때, 전동기의 전기적 입력에서 기계적 출력까지를 손실 없는(Lossless) 보존적인(Conservative) 시스템으로 볼 수 있다면 계에 입력된 전기 에너지( $W_{in}$ )와 계 내부에 저장된 자기 에너지( $W_m$ ), 기계적 출력 에너지( $W_{out}$ ) 사이에는 다음의 관계를 만족한다.

$$dW_{in} = dW_{out} + dW_m. \quad (4.1)$$

위 식에서 사용된 전미분은 다음과 같이 정의된다.

$$df \triangleq \frac{\partial f}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} dx_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} dx_n. \quad (4.2)$$

자기장 기반 회전 운동 기계에서 입력과 출력 단자가 각각 하나씩만 존재한다면  $W_{in}$ 과  $W_{out}$ 은 각각 다음과 같다.

$$\frac{dW_{in}}{dt} = i \frac{d\lambda}{dt}. \quad (4.3)$$

$$\frac{dW_{out}}{dt} = T_e \frac{d\theta_m}{dt}. \quad (4.4)$$

따라서 식 (4.1)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$id\lambda = T_e d\theta_m + dW_m. \quad (4.5)$$

위 식을 토크에 대해 정리하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$T_e = i \frac{\partial \lambda}{\partial \theta_m} - \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m}. \quad (4.6)$$

#### 4.1.2 3상 전동기에서의 토크 방정식

3상 전동기에서는 에너지 보존 법칙의 전기적 입력이 a, b, c상에서 들어오는 에너지의 총합으로 표현된다. 따라서 식 (4.5)를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{i}_{abc}^T d\boldsymbol{\lambda}_{abc} = T_e d\theta_m + dW_m \quad (4.7)$$

위 식에서 각 상의 전류와 자속을 다음과 같은 열(Column) 벡터로 표현하였다.

$$\mathbf{i}_{abc} = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T \quad (4.8)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{abc} = [\lambda_{as} \quad \lambda_{bs} \quad \lambda_{cs}]^T \quad (4.9)$$

위 식에서 위첨자 ‘T’는 전치(Transpose) 행렬을 나타낸다. 3상 전동기에서는 회전자 기준 좌표계를 이용하면 전류나 자속을 상수로 표현할 수 있기 때문에 식 (4.7)의 상전류와 상자속을 회전자 기준 좌표계의 d축과 q축 성분으로 변환하고자 한다. 우선 식 (4.7)의 상전류와 상자속을 정지 좌표계 d축과 q축 변수로 변환하기 위해 다음과 같은 변환 행렬을 정의하였다.

$$\mathbf{T}_{dq} \triangleq \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

이를 이용하면 상전류와 정지 좌표계 d-q 전류 사이의 관계를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{i}_{dqs}^s = \mathbf{T}_{dq} \mathbf{i}_{abc} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{i}_{abc} = \frac{2}{3} \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{i}_{dqs}^s \quad (4.12)$$

이를 이용하여 식 (4.7)을 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\left( \frac{2}{3} \mathbf{T}_{dq}^T \mathbf{i}_{dqs}^s \right)^T \left( \frac{2}{3} \mathbf{T}_{dq}^T d\boldsymbol{\lambda}_{dqs}^s \right) = T_e d\theta_m + dW_m \quad (4.13)$$

위 식을 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{3}{2} \mathbf{i}_{\text{dqs}}^s{}^T d\boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^s = T_e d\theta_{rm} + dW_m \quad (4.14)$$

위 식에서 회전자 위치의 미소 변화를 기계각이 아닌 전기각에 대해서 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{3}{2} p \mathbf{i}_{\text{dqs}}^s{}^T d\boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^s = T_e d\theta_r + p dW_m \quad (4.15)$$

위 식에서 “ $p$ ”는 대상 전동기의 극쌍수(Number of pole pair)를 의미한다. 식 (4.15)의 변수를 회전자 기준 좌표계로 변환하는 과정은 다음과 같다. 우선 자속의 미소 변화량을 회전자 기준 좌표계에 대해서 표현하고자 한다.

$$d\boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^s = d(\mathbf{R}(\theta_r) \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r). \quad (4.16)$$

앞서 정지 좌표계에서의 변환에서는 변환 행렬이 상수이기 때문에 식 (4.13)과 같이 단순 대입으로 정지 좌표계 미소 자속 변화를 계산할 수 있다. 그러나 회전자 기준 좌표계의 변환에서 곱해지는 회전 변환 행렬은 회전자 위치에 대한 함수이기 때문에 회전자 위치의 미소 변화분에 대해 고려해야 한다. 식 (4.16)에서 곱의 미분은 식 (4.2)를 이용하여 다음과 같은 방법으로 풀어낼 수 있다.

$$\begin{aligned} d(f \cdot g) &= \frac{\partial(f \cdot g)}{\partial x_1} dx_1 + \dots + \frac{\partial(f \cdot g)}{\partial x_n} dx_n \\ &= \left( \frac{\partial f}{\partial x_1} g + \frac{\partial g}{\partial x_1} f \right) dx_1 + \dots + \left( \frac{\partial f}{\partial x_n} g + \frac{\partial g}{\partial x_n} f \right) dx_n \\ &= g \cdot df + f \cdot dg \end{aligned} \quad (4.17)$$

$\mathbf{R}(\theta_r)$ 의 전미분은 다음과 같이 계산된다.

$$d(\mathbf{R}(\theta_r)) = \begin{bmatrix} -\sin \theta_r & -\cos \theta_r \\ \cos \theta_r & -\sin \theta_r \end{bmatrix} \cdot d\theta_r = \mathbf{J}\mathbf{R}(\theta_r) \cdot d\theta_r, \quad (4.18)$$

식 (4.17)과 식 (4.18)을 이용하면 식 (4.16)은 다음과 같이 정리할 수 있다.



$$\begin{aligned}
d\lambda_{\text{dqs}}^s &= d(\mathbf{R}(\theta_r)\lambda_{\text{dqs}}^r) \\
&= d(\mathbf{R}(\theta_r))\lambda_{\text{dqs}}^r + \mathbf{R}(\theta_r)d\lambda_{\text{dqs}}^r \quad . \\
&= \mathbf{J}\mathbf{R}(\theta_r)\lambda_{\text{dqs}}^r \cdot d\theta_r + \mathbf{R}(\theta_r) \cdot d\lambda_{\text{dqs}}^r
\end{aligned} \tag{4.19}$$

위 식을 정지 좌표계에서의 에너지 보존 법칙인 식 (4.15)에 대입하여 정리한 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
&T_e d\theta_r + p dW_m \\
&= \frac{3}{2} p (\mathbf{R}(\theta_r) \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r)^T (\mathbf{J}\mathbf{R}(\theta_r)\lambda_{\text{dqs}}^r \cdot d\theta_r + \mathbf{R}(\theta_r) \cdot d\lambda_{\text{dqs}}^r) \\
&= \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{\text{dqs}}^{rT} (\mathbf{R}(-\theta_r) \mathbf{J}\mathbf{R}(\theta_r)\lambda_{\text{dqs}}^r \cdot d\theta_r + \mathbf{R}(-\theta_r)\mathbf{R}(\theta_r) \cdot d\lambda_{\text{dqs}}^r) \quad . \\
&= \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{\text{dqs}}^{rT} (\mathbf{J}\lambda_{\text{dqs}}^r \cdot d\theta_r + d\lambda_{\text{dqs}}^r)
\end{aligned} \tag{4.20}$$

지금까지는 전기적 입력 에너지에 대한 변수인 자속과 전류 중 자속을 적분의 기준이 되는 변수로 사용하였다. 그러나 전동기를 제어하는 입장에서 자속이 아닌 전류를 기준 변수로 잡는 것이 더 편리하다. 따라서 앞으로는 전류를 독립 변수로 하여 식 (4.20)을 전개하고자 한다. 회전자 기준 좌표계에서 자속은 d축과 q축 전류, 회전자 위치의 함수이기 때문에 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$d\lambda_{\text{dqs}}^r = \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^r}{\partial i_{ds}^r} di_{ds}^r + \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^r}{\partial i_{qs}^r} di_{qs}^r + \frac{\partial \lambda_{\text{dqs}}^r}{\partial \theta_r} d\theta_r \quad . \tag{4.21}$$

자속의 회전자 위치에 대한 편미분은 앞서 정의한 바와 같이  $\boldsymbol{\gamma}_{\text{dqs}}^r$ 로 나타낼 수 있다. 또한 자속의 전류에 대한 편미분은 다음과 같이 인덕턴스의 형태로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{L}_{\text{sh}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_{ds}^r}{\partial i_{ds}^r} & \frac{\partial \lambda_{ds}^r}{\partial i_{qs}^r} \\ \frac{\partial \lambda_{qs}^r}{\partial i_{ds}^r} & \frac{\partial \lambda_{qs}^r}{\partial i_{qs}^r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh} & L_{dqh} \\ L_{qdh} & L_{qh} \end{bmatrix} \quad . \tag{4.22}$$

이를 이용하면 식 (4.21)을 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$d\lambda_{\text{dqs}}^r = \mathbf{L}_{\text{sh}} d\mathbf{i}_{\text{dqs}}^r + \boldsymbol{\gamma}_{\text{dqs}}^r d\theta_r \quad . \tag{4.23}$$

위 식을 식 (4.20)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
& T_e d\theta_r + p dW_m \\
&= \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^r{}^T \left( \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^r \cdot d\theta_r + \mathbf{L}_{sh} d\mathbf{i}_{dqs}^r + \boldsymbol{\gamma}_{dqs}^r d\theta_r \right) \\
&= \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^r{}^T \mathbf{L}_{sh} d\mathbf{i}_{dqs}^r + \left( \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^r{}^T \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^r + \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^r{}^T \boldsymbol{\gamma}_{dqs}^r \right) \cdot d\theta_r
\end{aligned} \quad (4.24)$$

위 식을 토크에 대해서 정리하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^r{}^T \mathbf{L}_{sh} \frac{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r}{\partial \theta_r} + \left( \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^r{}^T \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^r + \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^r{}^T \boldsymbol{\gamma}_{dqs}^r \right) - p \frac{\partial W_m}{\partial \theta_r}. \quad (4.25)$$

회전자 기준 좌표계의 고정자 전류와 회전자 위치는 서로 독립인 변수이기 때문에 그 미분값은 0이다. 따라서 에너지 보존 법칙으로부터 계산된 토크 방정식을 회전자 기준 좌표계 자속과 전류를 이용해 나타낸 결과는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^r{}^T \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^r + \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^r{}^T \boldsymbol{\gamma}_{dqs}^r - p \frac{\partial W_m}{\partial \theta_r}. \quad (4.26)$$

앞으로의 논문에서 위 식의 각 항을 다음과 같이 표기하였다.

$$T_{e1} = \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^r{}^T \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^r. \quad (4.27)$$

$$T_{e2} = \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^r{}^T \boldsymbol{\gamma}_{dqs}^r. \quad (4.28)$$

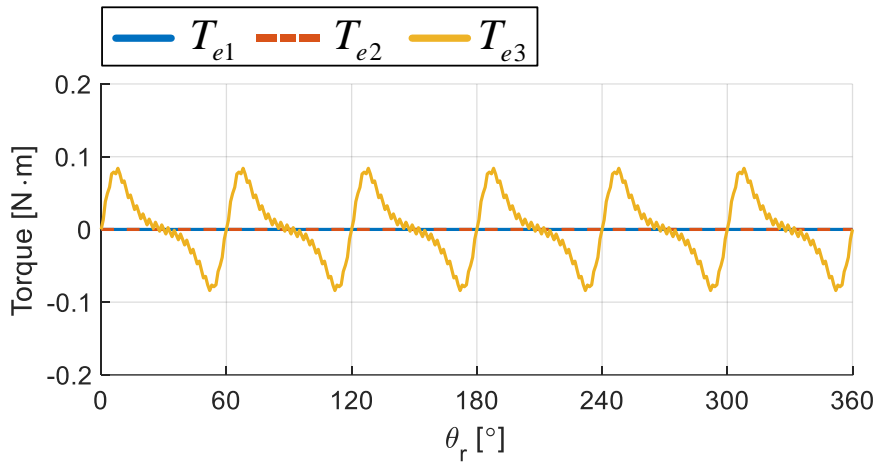
$$T_{e3} = -p \frac{\partial W_m}{\partial \theta_r}. \quad (4.29)$$

위 식의 토크 성분 중에서  $T_{e1}$ 은 전류와 자속의 외적 성분으로, 전동기의 평균 토크는 대부분  $T_{e1}$ 에서 나타난다. 그 외의 성분들인  $T_{e2}$ 와  $T_{e3}$ 에서는 토크 리플 성분이 주로 나타난다.

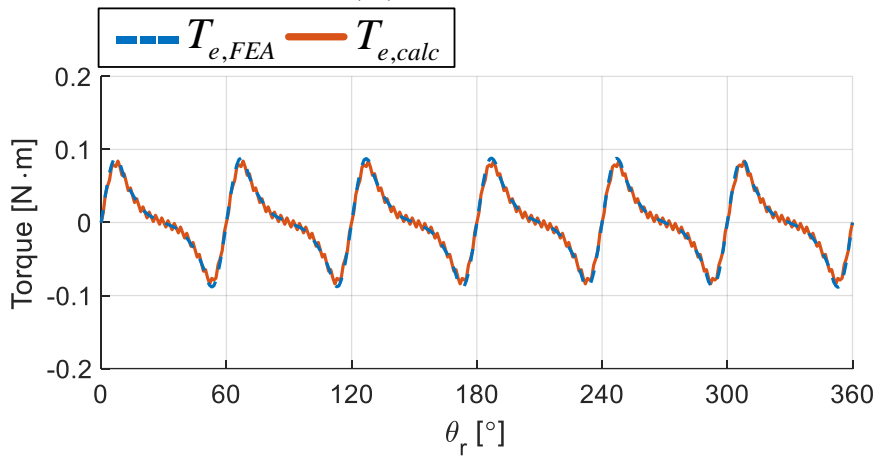
#### 4.1.3 FEA 기반의 토크 방정식 검증

에너지 보존 법칙으로부터 계산된 식 (4.26)을 FEA를 통해 확인하였다. 우선, 0 pu, 1 pu와 2 pu 전류 운전점에 대하여 회전자 위치에 따라 1° 간격으로 해석을 수행하였다. 해석 결과를 이용해 식 (4.27) ~ 식 (4.29)에 나타난 각 토크 성분들을 자속과 자기 에너지를 이용하여 계산하였다.

계산된 각 토크 성분의 합( $T_{e,calc}$ )과 FEA에서 출력된 토크( $T_{e,FEA}$ )를 비교하여 식 (4.26)을 확인하였다.

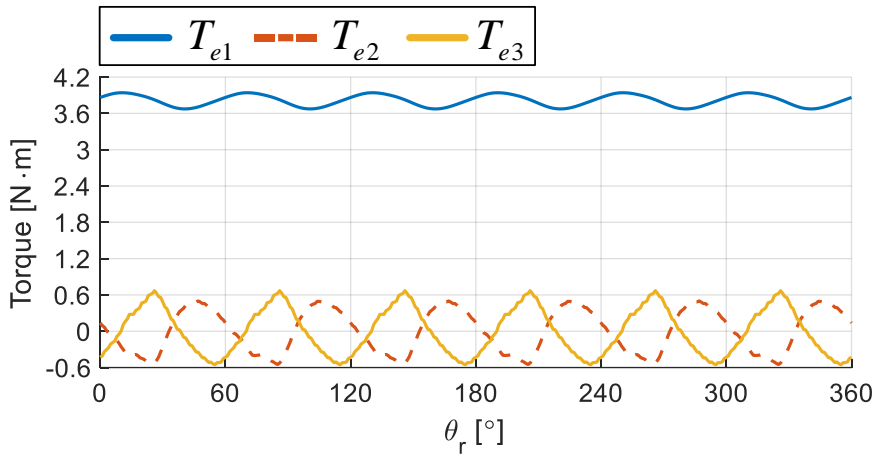


(가) 각 토크 성분

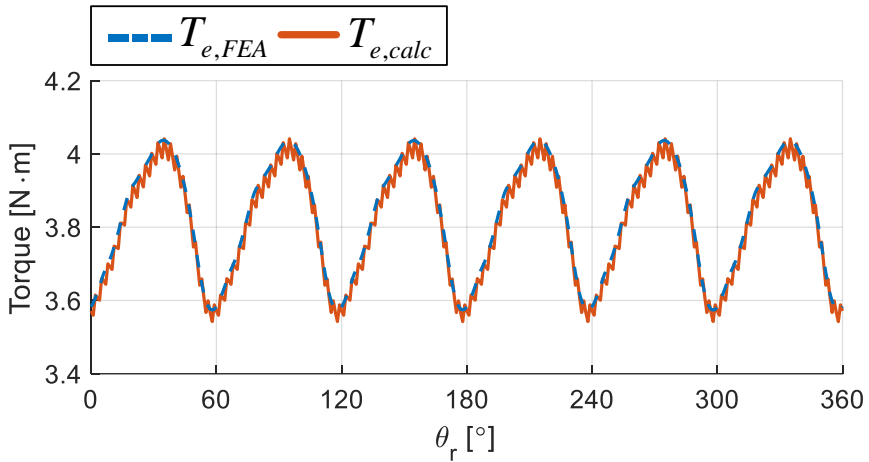


(나) 토크 합

그림 4-1. IPMSM 토크의 구성 요소 ( $T_e^* = 0$  pu)

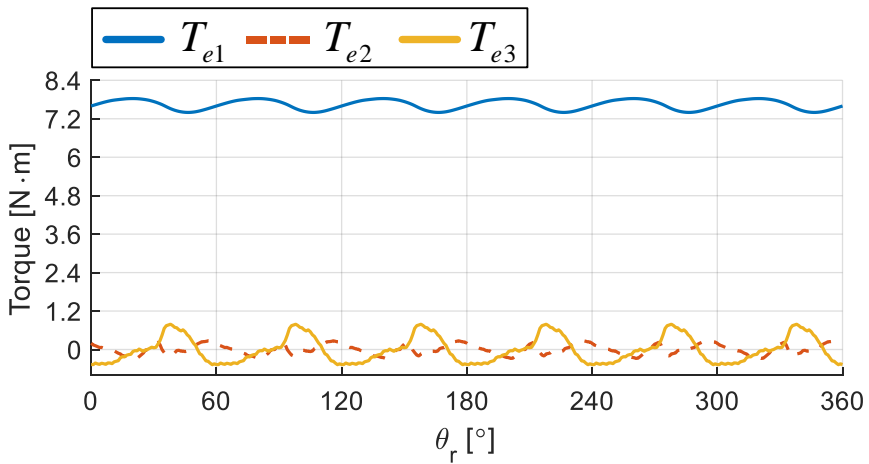


(가) 각 토크 성분

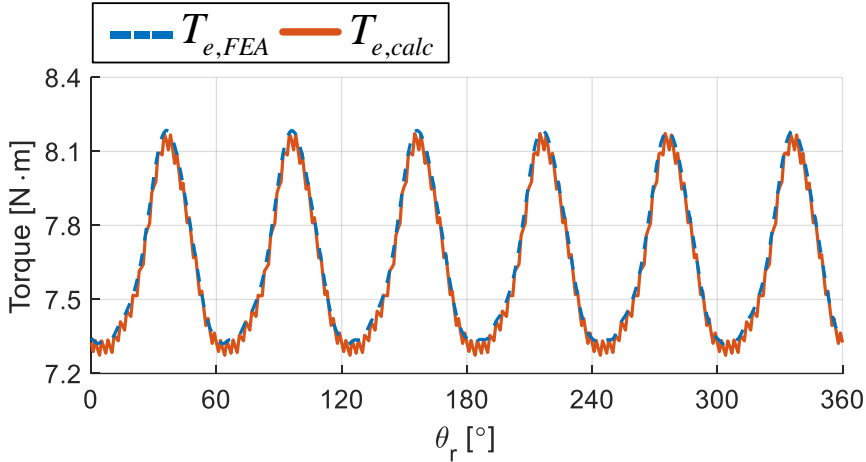


(나) 토크 합

그림 4-2. IPMSM 토크의 구성 요소 ( $T_e^* = 1 \text{ pu}$ )



(가) 각 토크 성분



(나) 토크 합

그림 4-3. IPMSM 토크의 구성 요소 ( $T_e^* = 2 \text{ pu}$ )

그림 4-1(가), 그림 4-2(가)와 그림 4-3(가)에는 각 전류 운전점에서의  $T_{e1}$ ,  $T_{e2}$ 와  $T_{e3}$ 가 각각 나타나 있다. 앞서 예상된 바와 같이  $T_{e2}$ 와  $T_{e3}$ 에는 토크 리플만이 나타나고 평균 토크 성분은  $T_{e1}$ 에서만 나타나는 것을 확인할 수 있다. 그림 4-1(나), 그림 4-2(나)와 그림 4-3(나)에는 자속, 전류와 자기 에너지로부터 계산된 토크 성분의 합과 FEA에서 출력으로 얻을 수 있는 토크가 함께 도시되어있다. 이를 통해 계산된 토크 성분의 합이 FEA에서 출력하는 토크와 평균과 리플 모두 일치하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 식 (4.26)의 전동기 토크 수식이 타당하다는 사실을 알 수 있다. 이 때 계산된 토크에는 고조파 리플이 추가적으로 나타나는 것을 확인할 수 있는데, 이는 해석을 전기각  $1^\circ$  간격으로 진행했기 때문에  $T_{e,calc}$ 의 계산 과정에서 자기 에너지나 자속의 회전자 위치에 대한 미분을 수행할 때 나타난 수치적인 오차이다.

## 4.2 선적분을 이용한 토크 계산 방법 [79]

앞 절에서 에너지 보존 법칙으로부터 전동기의 토크를 전류, 자속과 자기 에너지를 이용해 계산할 수 있다는 사실을 보였다. 일반적인 전동기 구동 시스템에서 전류는 측정 가능하며, 앞서 3 장에서 고조파를 포함한 자속을 추정할 수 있음을 보였다. 전동기에 저장된 자기

에너지의 경우 다음과 같이 자기장에 대한 체적 적분(Volume integral)으로 표현된다.

$$W_m = \int_V (\mathbf{H} \cdot d\mathbf{B}) dv. \quad (4.30)$$

따라서  $W_m$ 은 일반적인 전동기 구동 시스템에서 측정할 수 없고, 이로 인해 실험적으로 얻어진 정보만으로는  $T_{es}$ 를 계산하기 어렵다. 이 절에서는 전동기의 토크 리플까지 정확하게 계산할 수 있도록 식 (4.26)에서  $W_m$ 에 대한 항을 소거할 수 있는 계산 방법을 제안하고 FEA를 이용해 제안된 계산 방법을 검증하였다.

#### 4.2.1 스칼라와 벡터의 편미분 [80]

우선 이 절에서 사용되는 여러가지 편미분에 대해 일반적인 형태를 소개하여 이후 수식 전개에서 이용하고자 한다. 임의의 열벡터  $\mathbf{X}=[x_1 \ x_2]^T$ ,  $\mathbf{Y}=[y_1 \ y_2]^T$ ,  $\mathbf{Z}=[z_1 \ z_2]^T$ 에 대해서 편미분들을 정의하였다. 우선 스칼라의 벡터에 대한 편미분은 다음과 같이 행벡터로 정의된다.

$$\frac{\partial y_1}{\partial \mathbf{X}} \triangleq \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial x_1} & \frac{\partial y_1}{\partial x_2} \end{bmatrix}. \quad (4.31)$$

또한 벡터의 벡터에 대한 편미분은 다음과 같이 행렬로 정의된다.

$$\frac{\partial \mathbf{Y}}{\partial \mathbf{X}} \triangleq \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial x_1} & \frac{\partial y_2}{\partial x_1} \\ \frac{\partial y_1}{\partial x_2} & \frac{\partial y_2}{\partial x_2} \end{bmatrix}. \quad (4.32)$$

이를 이용하면 벡터의 내적을 벡터에 대해 편미분한 결과를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{\partial (\mathbf{X}^T \mathbf{Y})}{\partial \mathbf{Z}} = \mathbf{X}^T \cdot \frac{\partial \mathbf{Y}}{\partial \mathbf{Z}} + \mathbf{Y}^T \cdot \frac{\partial \mathbf{X}}{\partial \mathbf{Z}}. \quad (4.33)$$

위 식의 유도 과정은 다음과 같다. 우선 벡터의 내적은 스칼라이기 때문에 식 (4.31)을 이용해 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{\partial(\mathbf{X}^T \mathbf{Y})}{\partial \mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial(\mathbf{X}^T \mathbf{Y})}{\partial z_1} & \frac{\partial(\mathbf{X}^T \mathbf{Y})}{\partial z_2} \end{bmatrix}. \quad (4.34)$$

이를 각 성분에 대해 전개하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} & \frac{\partial(\mathbf{X}^T \mathbf{Y})}{\partial \mathbf{Z}} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{\partial x_1}{\partial z_1} & \frac{\partial x_1}{\partial z_2} \end{bmatrix} y_1 + x_1 \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial z_1} & \frac{\partial y_1}{\partial z_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\partial x_2}{\partial z_1} & \frac{\partial x_2}{\partial z_2} \end{bmatrix} y_2 + x_2 \begin{bmatrix} \frac{\partial y_2}{\partial z_1} & \frac{\partial y_2}{\partial z_2} \end{bmatrix}. \quad (4.35) \\ &= \mathbf{Y}^T \cdot \begin{bmatrix} \frac{\partial x_1}{\partial z_1} & \frac{\partial x_1}{\partial z_2} \\ \frac{\partial x_2}{\partial z_1} & \frac{\partial x_2}{\partial z_2} \end{bmatrix} + \mathbf{X}^T \cdot \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial z_1} & \frac{\partial y_1}{\partial z_2} \\ \frac{\partial y_2}{\partial z_1} & \frac{\partial y_2}{\partial z_2} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

따라서 벡터의 내적을 벡터에 대해 편미분한 결과를 식 (4.33)과 같이 쓸 수 있다. 또한 벡터에 90° 회전 변환 행렬인  $\mathbf{J}$ 가 곱해진 경우에는 다음과 같이 벡터에 대해 편미분 할 수 있다.

$$\frac{\partial(\mathbf{JY})}{\partial \mathbf{X}} = \begin{bmatrix} -\frac{\partial y_2}{\partial x_1} & -\frac{\partial y_2}{\partial x_2} \\ \frac{\partial y_1}{\partial x_1} & \frac{\partial y_1}{\partial x_2} \end{bmatrix} = \mathbf{J} \frac{\partial \mathbf{Y}}{\partial \mathbf{X}}. \quad (4.36)$$

#### 4.2.2 토크의 전류에 대한 편미분

식 (4.26)을 이용해 토크의 전류에 대한 편미분을 계산하고자 한다. 우선,  $T_{e1}$  성분을 전류에 대해 편미분하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial T_{e1}}{\partial \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r} = \frac{3}{2} p \frac{\partial(\mathbf{i}_{\text{dqs}}^r{}^T \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r)}{\partial \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r}. \quad (4.37)$$

식 (4.33)을 이용하면 위 식을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\frac{\partial T_{e1}}{\partial \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r} = \frac{3}{2} p \left( \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r{}^T \frac{\partial(\mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r)}{\partial \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r} + (\mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r)^T \frac{\partial \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r}{\partial \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r} \right). \quad (4.38)$$

식 (4.36)을 이용하면 위 식을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\frac{\partial T_{e1}}{\partial \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r} = \frac{3}{2} p \left( \mathbf{i}_{\text{dqs}}^r{}^T \mathbf{J} \mathbf{L}_{\text{sh}} + (\mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{\text{dqs}}^r)^T \right). \quad (4.39)$$

$T_{e2}$  성분을 전류에 대해 편미분하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial T_{e2}}{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r} = \frac{3}{2} p \frac{\partial (\mathbf{i}_{dqs}^{r T} \boldsymbol{\gamma}_{dqs}^r)}{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r}. \quad (4.40)$$

식 (4.33)을 이용하면 위 식을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\frac{\partial T_{e2}}{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r} = \frac{3}{2} p \left( \mathbf{i}_{dqs}^{r T} \frac{\partial \boldsymbol{\gamma}_{dqs}^r}{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r} + \boldsymbol{\gamma}_{dqs}^{r T} \right). \quad (4.41)$$

$T_{e3}$  성분을 전류에 대해 편미분하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial T_{e3}}{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r} = -p \frac{\partial^2 W_m}{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r \partial \theta_r}. \quad (4.42)$$

시스템의 히스테리시스 영향을 무시할 수 있다면 위 식에 교환 법칙을 적용하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{\partial T_{e3}}{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r} = -p \frac{\partial^2 W_m}{\partial \theta_r \partial \mathbf{i}_{dqs}^r}. \quad (4.43)$$

이 때 자기 에너지의 전류에 대한 편미분은 식 (4.24)의 에너지 보존 법칙을 회전자 위치가 아닌 전류에 대해 편미분 함으로써 구할 수 있다.

$$\frac{\partial W_m}{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r} = \frac{3}{2} \mathbf{i}_{dqs}^{r T} \mathbf{L}_{sh}. \quad (4.44)$$

위 식을 식 (4.43)에 대입하면  $T_{e3}$  성분의 전류에 대해 편미분을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\frac{\partial T_{e3}}{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r} = -\frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dqs}^{r T} \frac{\partial \mathbf{L}_{sh}}{\partial \theta_r}. \quad (4.45)$$

식 (4.39), 식 (4.41)과 식 (4.45)를 종합하면 토크의 전류에 대한 편미분을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r} = \frac{3}{2} p \left[ \mathbf{i}_{dqs}^{r T} \mathbf{J} \mathbf{L}_{sh} + (\mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^r)^T + \boldsymbol{\gamma}_{dqs}^{r T} \right]. \quad (4.46)$$

토크에 대한 수식과 달리 위 식에서는  $W_m$  성분이 나타나지 않으므로 3장에서 실험을 통해 추정된 자속을 이용하면 토크의 전류에 대한 편미분을 계산할 수 있다. 따라서 전동기의 토크를 다음과 같은 전류에 대한 선적분을 통해 계산할 수 있다.



$$T_e(\mathbf{i}_{dqs}^r, \theta_r) = \int_{i_{dqs,i}^r}^{i_{dqs}^r} \left( \frac{\partial T_e}{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r} \right) \cdot d\mathbf{i}_{dqs}^r + T_e(\mathbf{i}_{dqs,i}^r, \theta_r). \quad (4.47)$$

위 식에서 “ $\mathbf{i}_{dqs,i}^r$ ”는 선적분을 시작하는 전류의 초기값을 의미한다. 따라서 식 (4.47)을 이용하여 전동기의 토크를 계산하기 위해서는 각 회전자 위치별로 선적분을 시작하는 전류 초기값에서의 토크를 알고 있어야 한다. 이를 실험적으로 알아내는 방법은 4.3 절에서 소개한다.

#### 4.2.3 FEA 기반의 제안된 토크 계산식 검증

토크의 전류에 대한 편미분을 자속으로부터 계산할 수 있다는 사실을 이용하여 전체 전류 운전점의 토크를 계산하는 제안된 방법을 검증하기 위해 FEA를 수행하였다. 해석은 앞서 자속맵을 얻기 위해 수행된 그림 2-10과 동일한 조건에 대해 진행하였다. FEA를 통해 얻어진 자속맵을 이용하여 식 (4.46)의 토크의 전류에 대한 편미분을 계산한 결과가 다음과 같다.

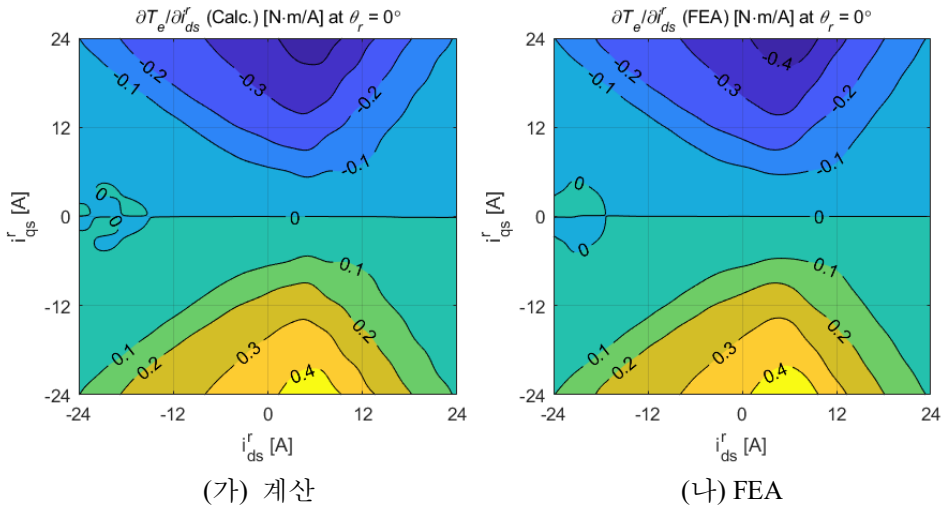


그림 4.4. 토크의 d축 전류에 대한 편미분 (FEA,  $\theta_r = 0^\circ$ )

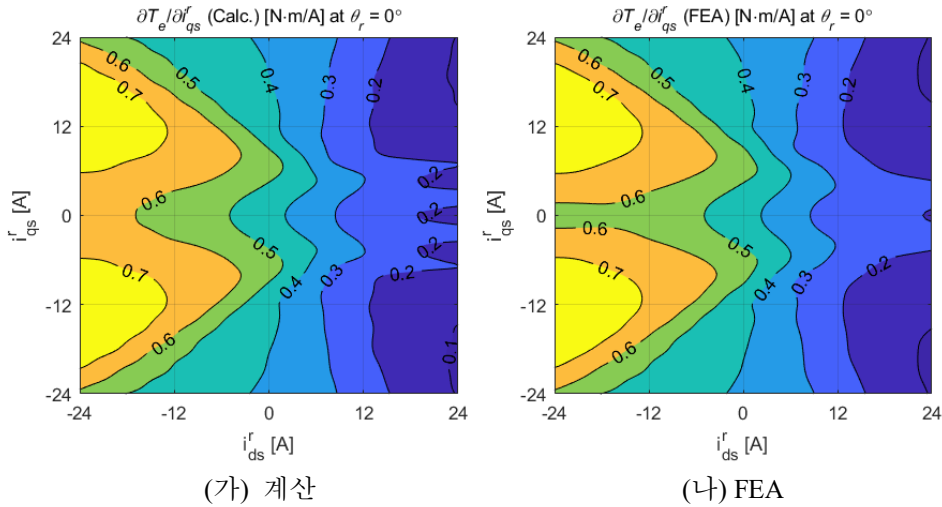


그림 4-5. 토크의 q축 전류에 대한 편미분 (FEA,  $\theta_r = 0^\circ$ )

그림 4-4(가)와 그림 4-5(가)는 그림 2-10의 자속맵으로부터  $L_{sh}$ 와  $\mathbf{Y}_{dq}^r$ 을 계산하고 이를 식 (4.46)에 대입하여 얻은 결과이다. 반면에 그림 4-4(나)와 그림 4-5(나)는 FEA에서 얻은 토크를 전류에 대해 편미분해서 얻은 결과이다. 위 그림을 통해 식 (4.46)을 검증할 수 있다. 계산 결과와 FEA 결과 사이의 근소한 오차는 전류에 대해 1.2A의 그리드를 이용하여 해석을 진행하였기 때문에 전류에 대한 미분을 계산하는 과정에서 생긴 수치적인 오차로 볼 수 있다.

비록 그림 4-4와 그림 4-5에는 회전자 위치가  $0^\circ$ 일 때의 결과만을 도시하였으나 그림 2-10의 자속맵을 이용하면 모든 회전자 위치에 대해 토크의 전류에 대한 편미분을 계산할 수 있다. 이를 식 (4.47)에 대입하면 자속맵으로부터 토크맵을 얻을 수 있다. 식 (4.47)을 사용하기 위해 필요한 초기값은 영전류 운전점에서의 토크(코깅 토크, Cogging torque)를 사용하였다. 사용된 토크의 초기값은 다음 그림과 같다.

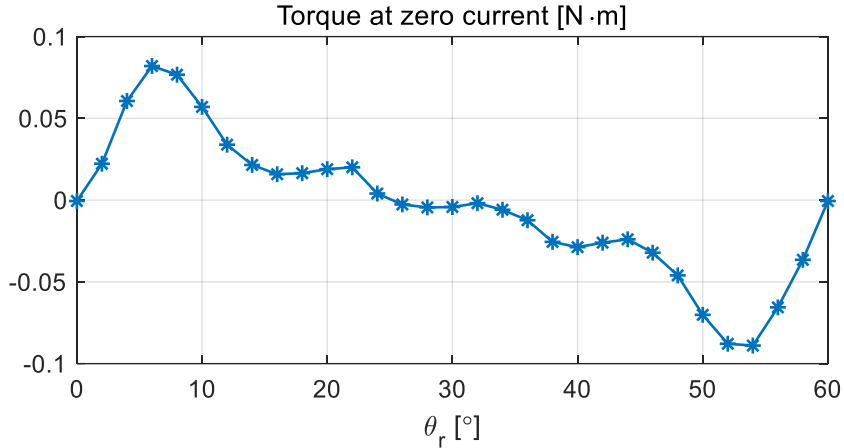


그림 4-6. 적분에 사용된 토크 초기값 (FEA)

위 그림의 영전류 운전점에서의 토크와 그림 4-4(가)와 그림 4-5(가)의 자속맵으로부터 계산된 토크의 전류에 대한 편미분을 이용하여 전체 운전점에 대해 토크를 계산하였다. 계산된 토크를 검증하기 위해 FEA에서 얻은 토크와 FEA에서 얻은 토크에 대한 오차율을 계산하여 함께 도시하였다. 이 때 오차율은 다음과 같이 정격 토크를 기준으로 하여 계산하였다.

$$T_{err} [\%] = \frac{T_{e,calc} - T_{e,FEA}}{T_{e,Rated}} \quad (4.48)$$

계산된 토크와 실제 토크 및 오차율은 다음 그림과 같다.

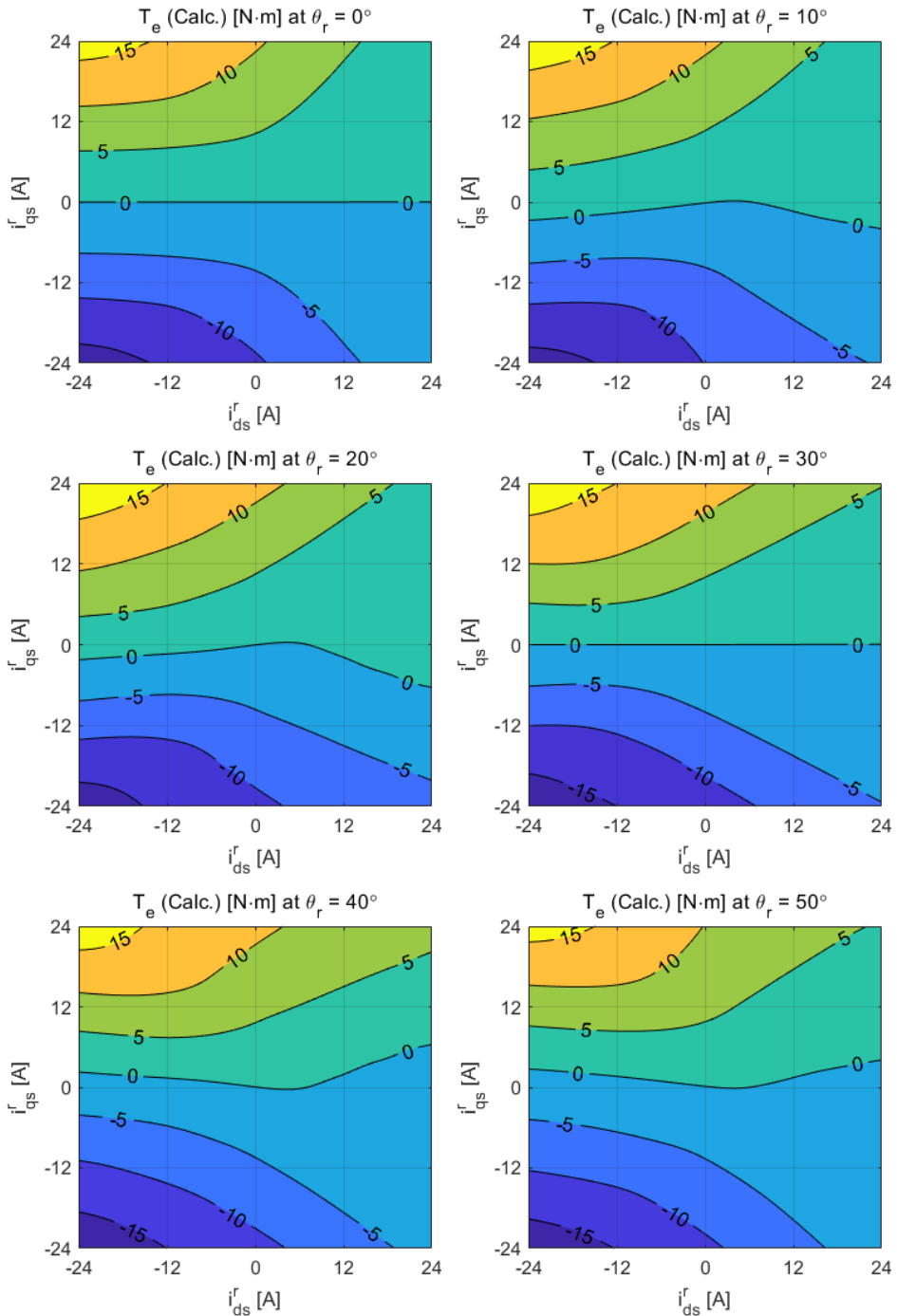


그림 4-7. 자속맵으로부터 계산된 토크맵

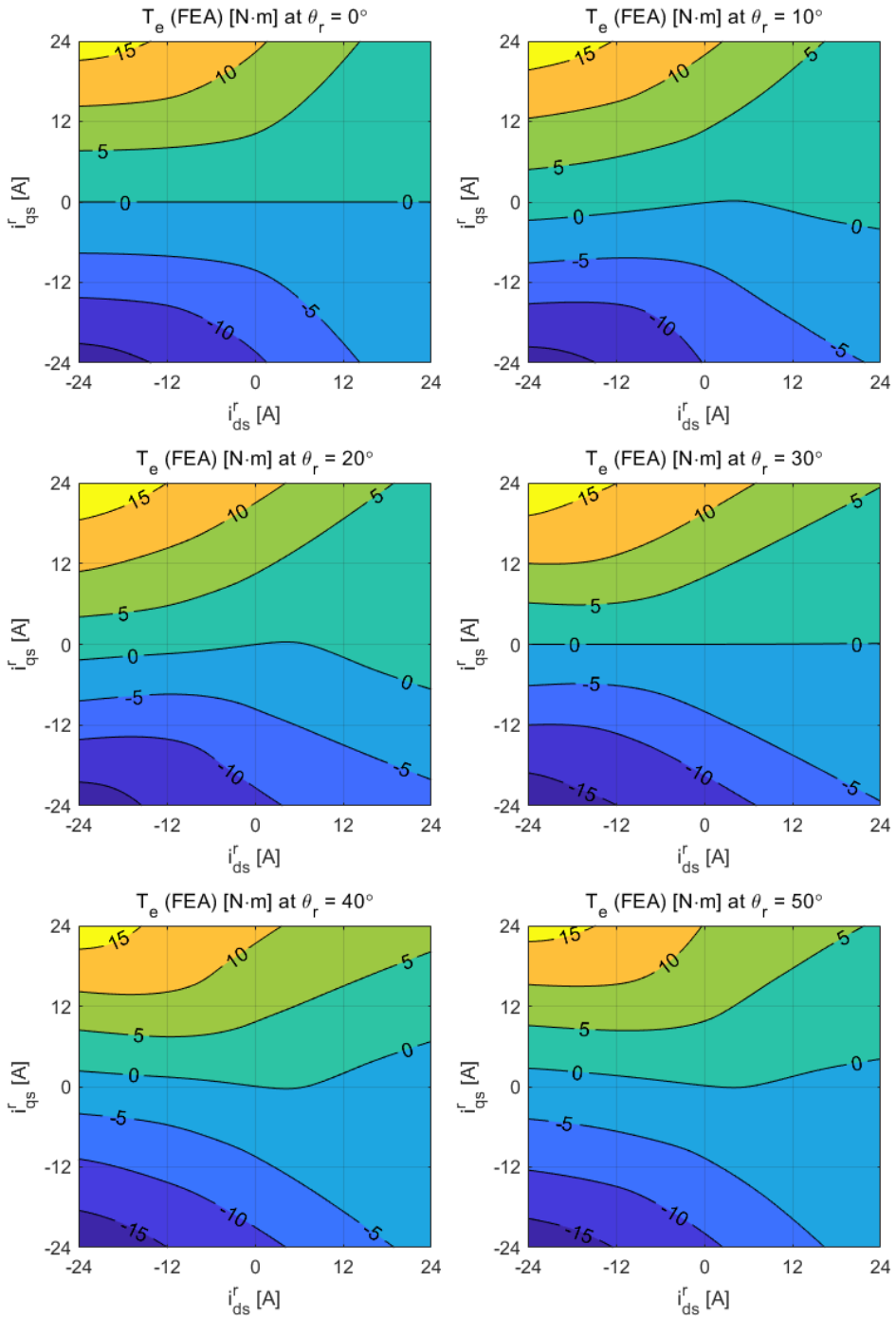


그림 4-8. FEA로 추출한 토크맵

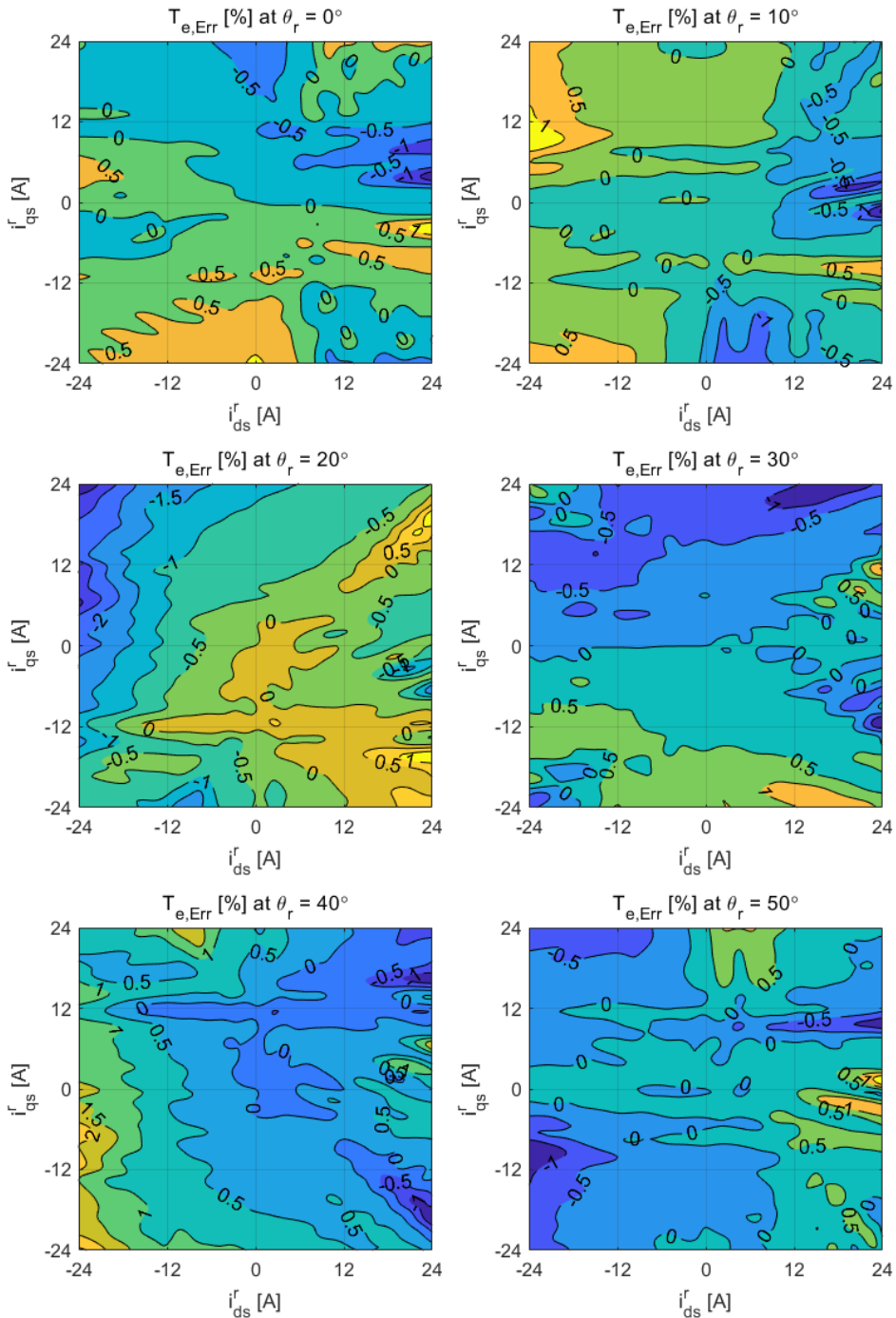


그림 4-9. 계산된 토크맵의 오차

위 그림을 통해 전체 전류 운전점에서 토크 오차가 2 % 미만으로 나타나는 것을 확인할 수 있다. 따라서 제안된 식 (4.47)을 이용한 토크 계산 방법이 유효하다는 것을 검증할 수 있다. 계산된 토크와

FEA로부터 얻은 토크를 보다 직관적으로 비교하기 위해 0.5 pu, 1 pu와 2 pu의 MTPA 전류 운전점에서 토크를 도시한 결과는 다음과 같다.

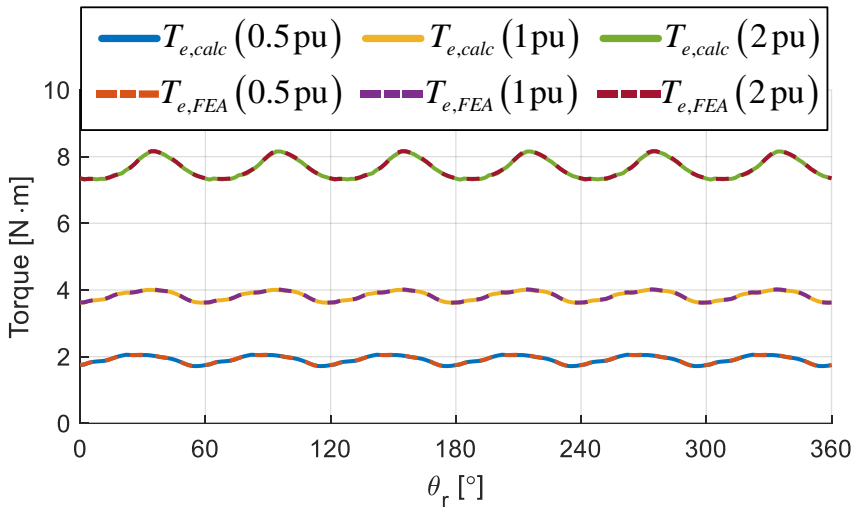


그림 4-10. MTPA 운전점에서의 토크 계산 검증 (FEA)

영전류 운전점에서의 토크값을 이용해서 계산하였기 때문에 위 그림에 0 pu 운전점은 나타내지 않았다. 앞서 그림 4-7, 그림 4-8과 그림 4-9에서 확인된 바와 같이 제안된 계산 방법을 통해 계산된 토크와 FEA로 얻은 토크가 일치하는 것을 확인할 수 있다.

### 4.3 토크 초기값의 실험적 추정

식 (4.47)의 선적분을 이용하여 전동기의 토크를 계산하기 위해서는 각 회전자 위치에 따라 임의의 한 전류 운전점에서의 토크값이 필요하다. 이를 초기값으로 하여 자속맵으로부터 구해진 토크의 전류에 대한 편미분을 선적분함으로써 전동기 토크를 추정할 수 있다. 앞서 FEA를 이용해 확인한 바와 같이 코깅 토크를 알고 있다면 이를 초기값으로 이용할 수 있다. 실험 상에서는 토크 센서를 이용한다면 이 초기값을 쉽게 측정할 수 있다. 그러나 토크 센서를 이용하여 초기값을 측정하는 것은 모든 운전점에서의 토크를 토크 센서로 측정하는 것에 비해서는 시간을 단축할 수 있는 방법이지만, 전동기 토크맵을 알아내는 데 있어 토크 센서라는 추가적인 하드웨어가 필요하다는 단점을 야기한다.

따라서 본 논문에서는 초기값을 추정하는 데에 토크 센서를 사용하지 않는 방법을 제안하고자 한다.

전동기가 영토크를 출력하는 상황이라면 토크 센서를 사용하지 않고도 토크를 알 수 있다. 즉, 전동기의 출력 토크가 0 N·m가 되는 전류 운전점을 회전자 위치에 따라 알 수 있다면 이를 초기값으로 이용하여 전체 토크맵을 계산할 수 있다. 주어진 기계 시스템을 1차로 근사할 수 있다면 회전하는 시스템의 기계 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$T_e - T_L = J_m \frac{d\omega_{rm}}{dt} + B_m \omega_{rm} + C_m \cdot \text{sign}(\omega_{rm}). \quad (4.49)$$

위 식에서  $T_L$ 은 부하 토크(Load torque)를 뜻한다. 또한  $J_m$ 은 시스템의 관성,  $B_m$ 은 마찰 계수(Viscous friction coefficient) 그리고  $C_m$ 은 쿨롱 마찰 계수(Coulomb friction coefficient)를 의미한다. 시스템이 회전하지 않고 정지해 있으며 부하 토크가 없을 때의 기계 방정식은 식 (4.49) 대신 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$T_e = T_{static\ friction}. \quad (4.50)$$

즉 정지해 있는 상황에서 전동기가 출력하는 토크는 정지 마찰력과 동일하다. 주어진 전동기에서 정지 마찰력이 충분히 작다면 위치 제어를 통해 전동기의 회전을 정지 상태로 제어하고 있을 때 전동기의 출력 토크는 0 N·m라고 볼 수 있다. 따라서, 각 회전자 위치에 따라 출력 토크가 0 N·m가 되는 전류 운전점을 찾기 위해서 전동기를 한 전기각 주기 동안 일정 전기각 간격으로 제어하며 그 때의 전류를 저장하였다.

실험에서 사용된 위치 제어기의 블록 다이어그램은 다음과 같다.

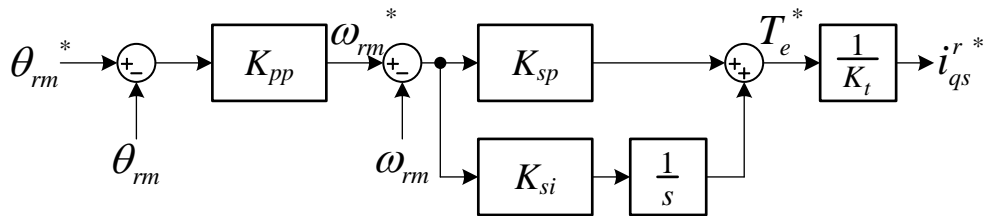
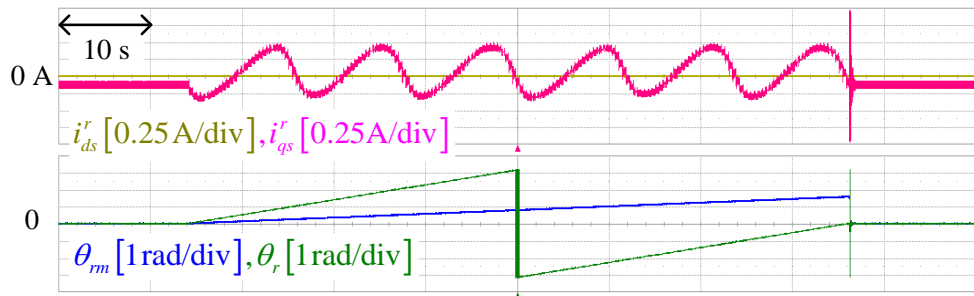


그림 4-11. 위치 제어기 블록 다이어그램

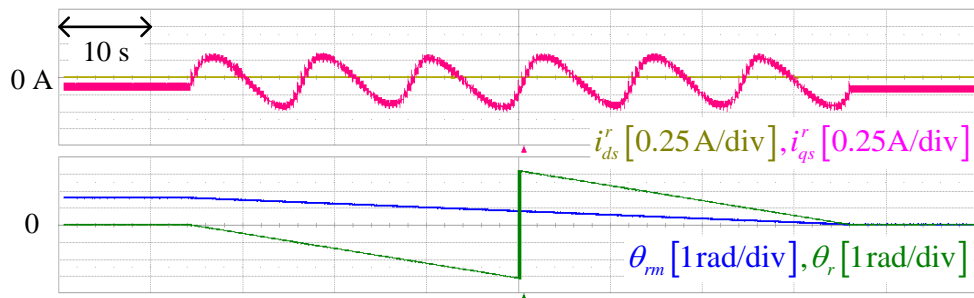
위 그림의 제어기를 이용하여 위치 지령을 전기각 2°도 간격으로



가변하며 전류 운전점의 변화를 관측한 실험 파형이 다음 그림에 나타나있다.



(가) 정방향



(나) 역방향

그림 4-12. 영토크 전류 운전점 측정 실험 파형

위 실험 중 회전자 기준 좌표계 d축 전류는 0 A로 제어하였다. 그림 4-12를 통해 한 전기각 주기 동안 q축 전류가 6번 맥동하는 것을 확인할 수 있다. 마찰 토크에 의한 영향을 상쇄시키기 위하여 그림 4-12(가)와 그림 4-12(나)에 나타난 바와 같이 회전자의 위치를 양의 방향과 음의 방향으로 이동시키면서 실험을 반복 수행하였다. 그 때 얻어진 q축 전류의 평균을 적분을 위한 초기값으로 사용하였다. 그림 4-12의 실험을 통해 얻어진 전류의 초기값은 다음과 같다.

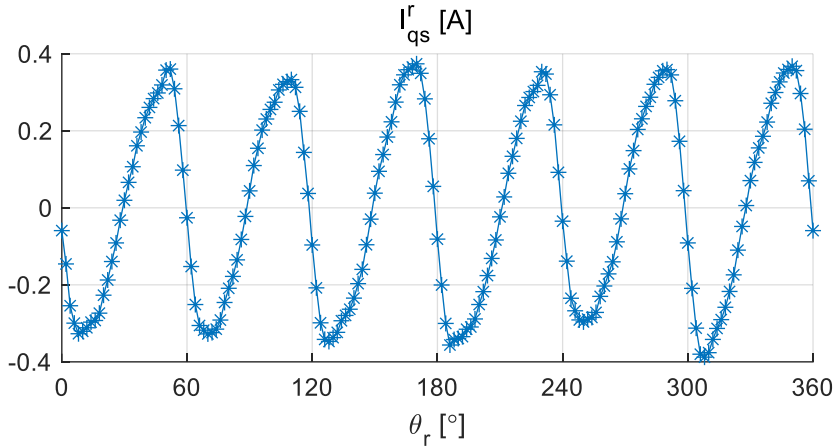


그림 4-13. 측정된 영토크 전류 운전점 (실험)

그림 4-13의 전류에서 회전자 전기각 한 주기에 대한 6 고조파와 12 고조파만을 FFT를 통해 추출하여 적분을 위한 초기값으로 사용하였다. FFT를 통해 얻어진 전류 초기값은 다음과 같다.

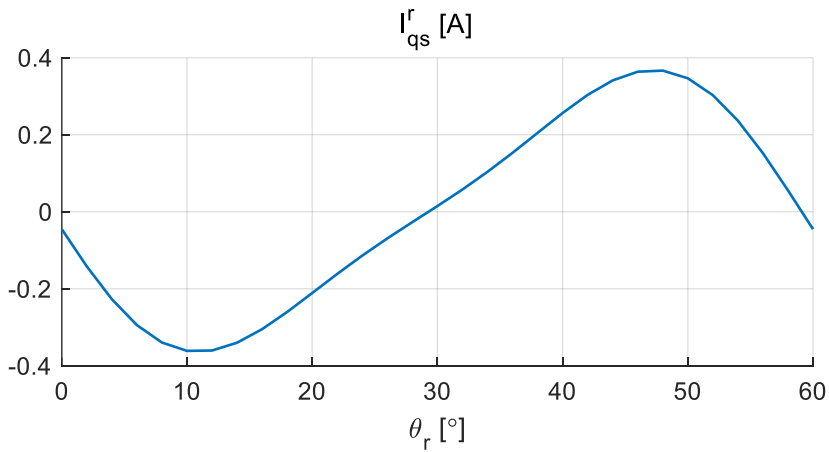


그림 4-14. 토크 계산에 사용된 영토크 전류 운전점

#### 4.4 제안된 토크 추정 방법의 검증

그림 4-14에서 얻은 초기값과 3장에서 얻은 자속맵을 식 (4.47)에 대입하여 얻은 토크맵은 다음과 같다.

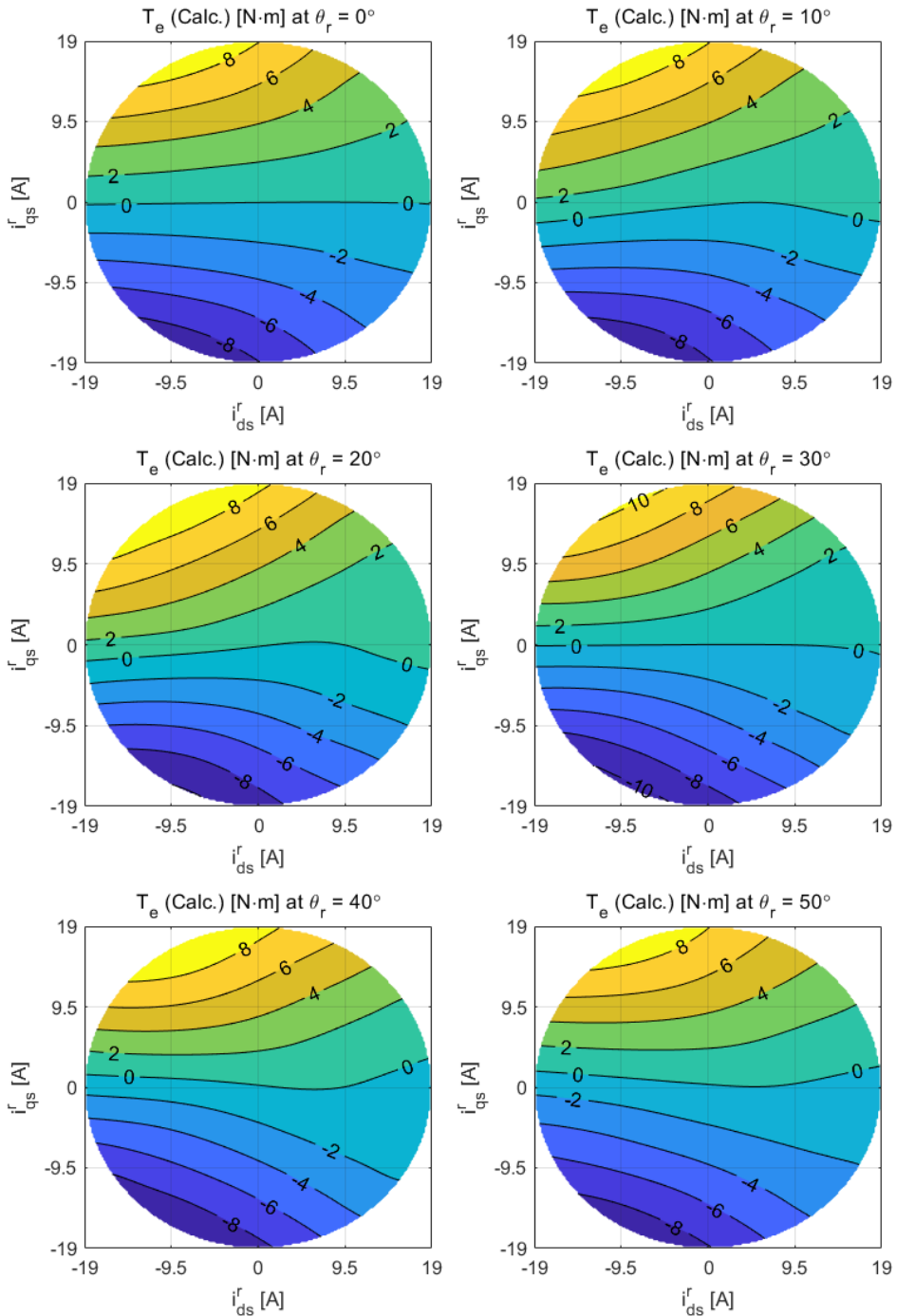
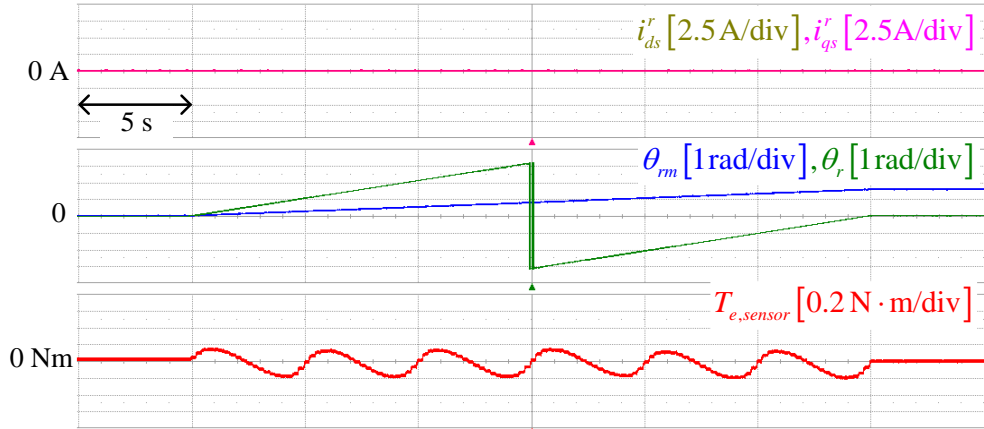


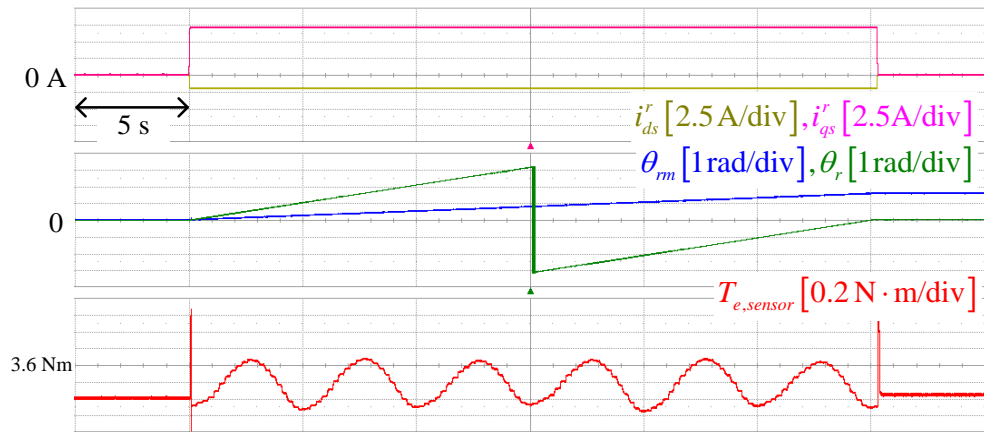
그림 4-15. 대상 전동기의 자속맵으로부터 계산된 토크맵 (실험)

계산된 토크맵을 검증하기 위해서 그림 3-5의 토크 센서를 이용하여 MTPA 전류 운전점 상에서 회전자 위치에 따른 토크를 측정하였다. -2 pu 부터 2 pu까지 0.5 pu 간격으로 총 9개의 전류 운전점에 대해서 실험

하였으며 회전자 위치는 한 전기각 주기에 대해  $3^\circ$  간격으로 측정하였다. 토크 센서를 이용해 토크를 측정하는 과정이 다음 실험 파형에 도시되어 있다.



(가)  $T_e^* = 0$  pu



(나)  $T_e^* = 1$  pu

그림 4-16. 토크 센서를 이용한 토크 측정

위 그림과 같이 토크 센서를 이용해 측정된 토크와 그림 4-15의 계산된 토크를 함께 도시한 결과가 다음과 같다.

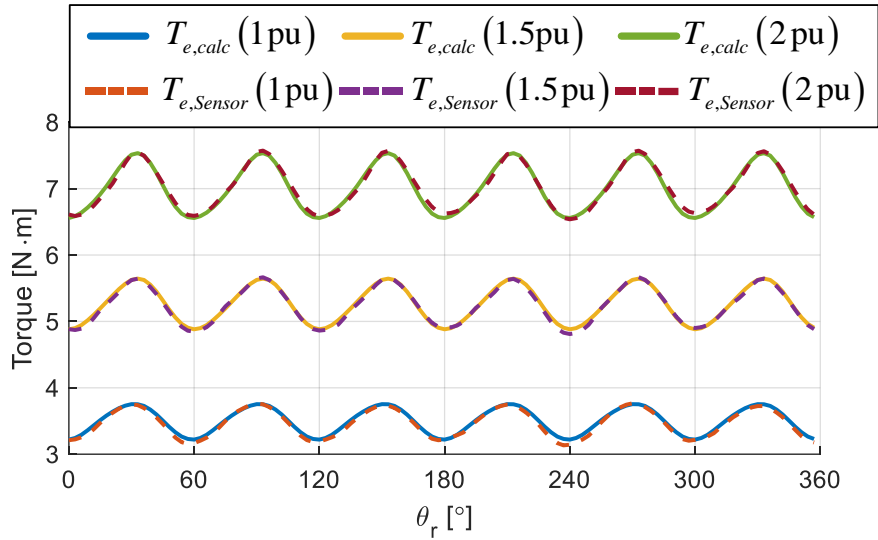


그림 4-17. MTPA 운전점에서의 토크 검증 ( $T_e^* = 1, 1.5, 2$  pu)

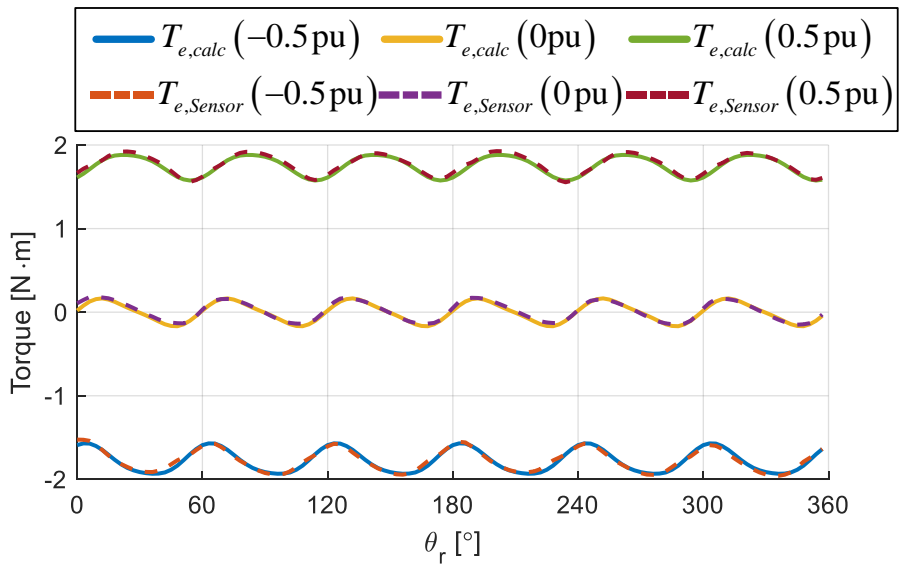


그림 4-18. MTPA 운전점에서의 토크 검증 ( $T_e^* = -0.5, 0, 0.5$  pu)

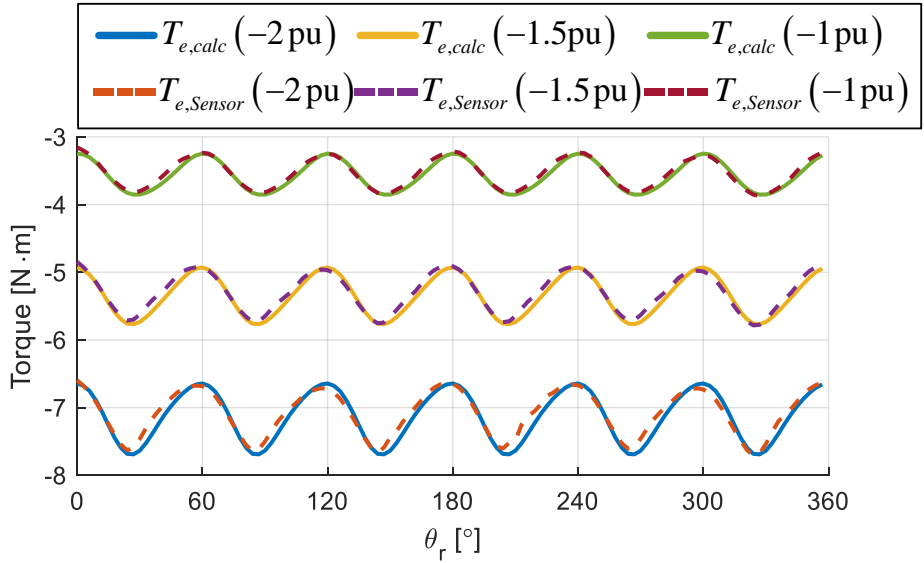


그림 4-19. MTPA 운전점에서의 토크 검증 ( $T_e^* = -2, -1.5, -1$  pu)

그림 4-17, 그림 4-18과 그림 4-19를 통해 제안된 방법을 통해 자속맵으로부터 계산된 토크가 토크 센서로 측정된 결과와 부합하는 것을 확인할 수 있다. 계산된 토크의 정확도를 수치적으로 평가하기 위해 FFT를 통해 토크의 평균값과 고조파 성분의 크기를 추출하여 표로 정리한 결과가 다음과 같다.

표 4-1. 계산된 토크 주파수 성분의 크기

$T_e^*$ [pu]	평균값 [N·m]	6 고조파 [N·m]	12 고조파 [N·m]
-2	-7.13	0.52	0.06
-1.5	-5.35	0.41	0.04
-1	-3.56	0.3	0.02
-0.5	-1.77	0.18	0.03
0	0	0.16	0.03
0.5	1.75	0.15	0.02
1	3.5	0.27	0.02
1.5	5.25	0.38	0.03
2	7.01	0.48	0.06

표 4-2. 측정된 토크 주파수 성분의 크기

$T_e^*$ [pu]	평균값 [N·m]	6 고조파 [N·m]	12 고조파 [N·m]
-2	-7.08	0.46	0.08
-1.5	-5.3	0.39	0.04
-1	-3.53	0.3	0.02
-0.5	-1.77	0.18	0.02
0	0.01	0.15	0.03
0.5	1.77	0.16	0.02
1	3.47	0.28	0.01
1.5	5.24	0.38	0.03
2	7.02	0.47	0.06

표 4-3. 토크 주파수 성분의 크기 오차율

$T_e^*$ [pu]	평균값 [%]	6 고조파 [%]	12 고조파 [%]
-2	0.65	-0.85	0.15
-1.5	0.81	-0.36	0
-1	0.86	-0.07	-0.13
-0.5	0.09	-0.35	-0.45
0	-	-	-
0.5	-1.19	-0.25	0.08
1	0.94	-0.53	0.12
1.5	0.33	-0.16	0.02
2	-0.2	0.18	0.02

표 4-3의 오차율은 각 토크 지령에 대해 측정된 평균값을 기준으로 계산된 값이다. 예를 들어 토크 지령이 -2 pu 였을 때의 6 고조파 성분의 크기 오차율은 다음과 같이 계산되었다. 우선 토크 지령이 -2 pu 일 때의 측정된 평균 토크(-7.08 N·m)를 오차율의 기준으로 삼았다. 또한 오차는 토크 지령이 -2 pu 일 때 계산된 6 고조파 성분의 크기(0.52 N·m)와 측정된 6 고조파 성분의 크기(0.46 N·m)의 차로 계산하였다. 이 경우에 오차율을 계산하는 수식이 다음과 같다.

$$\frac{(0.52 - 0.46)}{(-7.08)} \times 100 = -0.85 \% \quad (4.51)$$

표 4-3을 통해 제안된 방법을 통해 계산된 토크가 기본파에 대해서는 최대 1.19 %의 오차를 가지며 고조파 크기에 대해서도 1 % 미만의 오차를 가지는 것을 확인할 수 있다. 그림 4-17, 그림 4-18, 그림 4-19와 표 4-3을 통해 제안된 토크 계산 방법이 기본파와 고조파 모두를 잘 추정할 수 있음을 검증하였다.



## 제 5장 시뮬레이션 및 실험 결과

이 장에서는 3 장에서 제안된 방법을 토대로 얻은 자속맵을 검증하고 이를 활용하는 방법에 대해서 다룬다. 앞서 4 장에서 제안된 토크 추정 방법의 경우, 추정 대상인 토크는 토크 센서를 통해 측정할 수 있는 물리량이다. 따라서 측정된 토크를 제안된 방법으로 추정된 토크와 비교함으로써 제안된 방법을 검증하였다. 그러나 쇠교자속의 경우, 권선의 단면에 쇠교하는 자기장을 측정해야 한다. 이를 위해 가우스 미터(Gauss meter)와 같은 자속 측정 장비를 사용하더라도 전동기의 구조로 인해 정확한 측정이 어렵다. 따라서 5.1 절에서는 자속을 측정하지 않고 추정된 자속의 정확도를 평가하기 위한 방법들을 소개하고 이를 토대로 추정된 자속맵을 평가한다. 또한 5.2 절에서는 제안된 방법으로 얻어진 고조파를 포함한 자속맵이 전동기의 여러가지 제어 알고리즘을 시뮬레이션 하는데 활용될 수 있음을 보인다.

### 5.1 추정된 자속맵의 검증

기존 논문들에서 가장 널리 사용되는 자속 검증 방법은 부하기를 이용한 정속 제어 상황에서 얻어진 자속과의 비교 평가이다. 일반적인 자속 추정 논문들에서는 부하기를 사용하지 않고 구속 시험(Locked-rotor test)이나 무부하 시험(No load test) 상황에서 자속을 추정하는 것을 목표로 하기 때문에 부하기를 이용한 시험에서 얻어진 자속에 비해 부정확한 자속을 추정하게 된다. 따라서, 부하기를 이용해 얻어진 자속을 비교 대상으로 삼아 추정된 자속의 정확도를 평가하였다 [40], [41], [45], [46]. 그러나 부하기를 이용해 자속을 추정하는 방법을 제안한 논문들에서는 추정된 자속의 정확도를 평가하기 위해 다른 방법을 사용한다. FEA를 통해 얻은 자속과 비교하거나 [52], [55], 토크 센서를 이용해 측정된 평균 토크와 추정된 자속으로 계산된 토크를 비교하는

방법 [49], [50] 등이 사용되었다. 이 절에서는 우선 기존에 사용되었던 방법들을 사용하여 추정된 고정자 쇠교자속을 평가하고, 이를 바탕으로 각 검증 방법이 가진 한계에 대해 설명한다. 이러한 한계를 극복하기 위해 본 논문에서는 시뮬레이션 모델을 이용한 자속 검증 방법을 제안하고, 이를 이용하여 추정된 자속을 평가하였다.

### 5.1.1 FEA에서 얻은 자속맵과 추정된 자속맵의 비교

2 장에서 설명한 바와 같이 본 논문에서는 전동기 제작사에서 제공한 도면과 물질 특성 등의 설계 데이터를 기반으로 하여 FEA 모델을 제작하고 해석하였다. 이 때, 영구 자석의 자화 공차를 반영하기 위해 실험에서 측정된 역기전력과 동일한 기본과 크기를 가지도록 하는 잔류 자속 밀도 값을 사용하였다. 앞서 FEA를 통해 얻어진 자속맵을 그림 2-10에 나타내었고, 제안된 방법을 통해 추정한 자속맵을 그림 3-50에 나타내었다. 두 결과 사이의 오차를 실험적으로 얻어진 MTPA 곡선 상의 전류 운전점에 대해서 도시하였다. 회전자 위치에 대한 평균 자속을 도시한 결과는 다음과 같다.

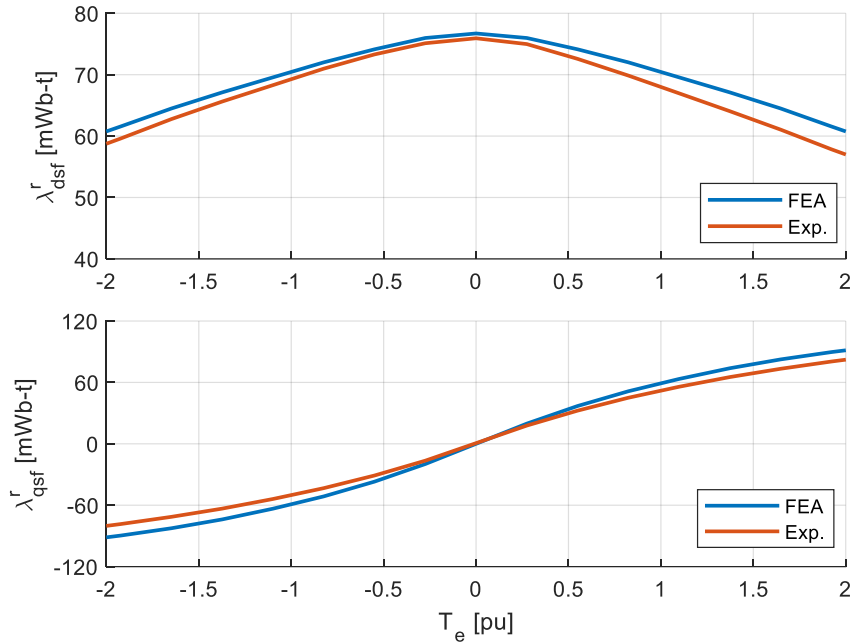


그림 5-1. FEA와 실험에서 얻어진 기본과 자속

1 pu 전류 운전점의 실험에서 얻은 d축과 q축 자속을 기준으로 하여 MTPA 곡선 상에서 자속의 오차율을 계산한 결과가 다음과 같다.

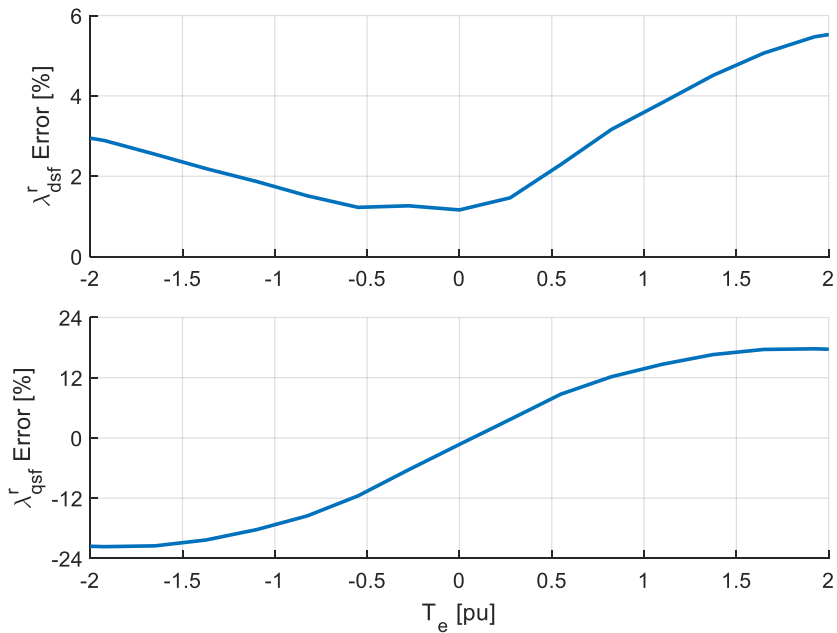


그림 5-2. FEA와 실험에서 얻어진 기본과 자속 차이

위 그림을 통해 FEA와 실험으로 얻어진 기본과 자속 사이에 d축에는 0~5 %, q축에는 -24 ~ 24 % 정도의 차이가 존재하는 것을 확인할 수 있다.

MTPA 곡선 상의 1 pu와 2 pu 전류 운전점에서 전체 자속에서 기본과 자속을 뺀 고조파 자속을 도시한 결과는 다음과 같다.

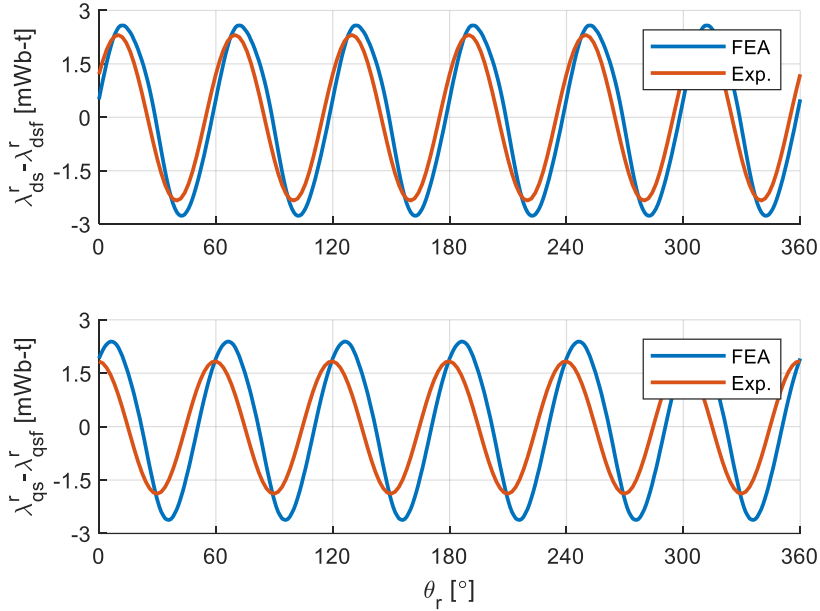


그림 5-3. FEA와 실험에서 얻어진 고조파 자속 비교 ( $T_e = 1$  pu)

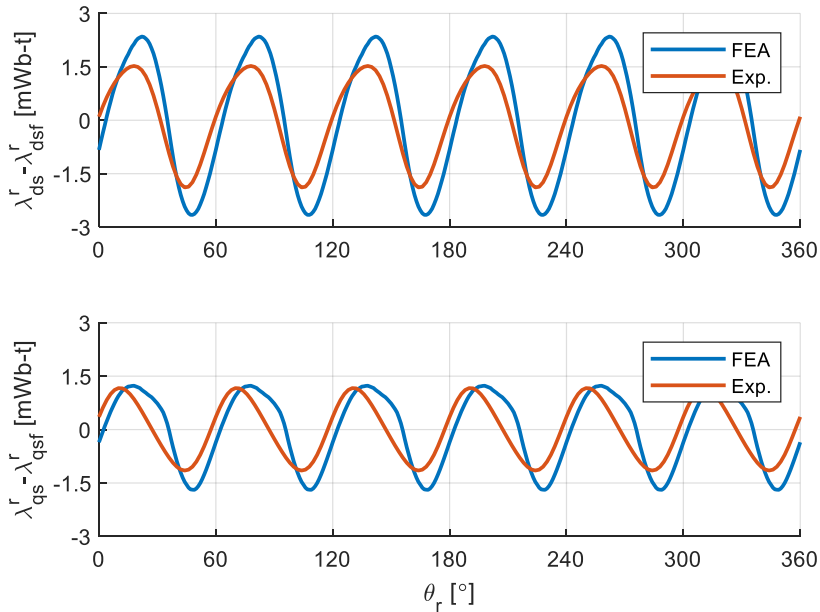


그림 5-4. FEA와 실험에서 얻어진 고조파 자속 비교 ( $T_e = 2$  pu)

그림 5-3과 그림 5-4를 통해 기본과 뿐만 아니라 고조파 자속에도

FEA와 실험 결과 사이에 차이가 있음을 확인할 수 있다.

그러나 이를 통해 실험적으로 추정된 자속에 오차가 있는 것으로 결론을 내리기는 어렵다. 본 연구에서 비교 대상으로 사용된 FEA 모델은 영전류에서의 역기전력 값이 실험값과 일치하도록 잔류 자속 밀도가 조정되었다. 이와 같이 무부하를 기준으로 조정된 FEA 모델로부터 부하 상황에서 얻어진 결과를 추가적인 조정 없이 바로 신뢰하기는 어렵다. 모델에 사용된 철심의 자화 곡선 특성이 실제 강판과 다를 수 있고, 이차원에서 해석을 진행함으로써 무시된 단부 효과(End effect)의 영향도 있을 수 있다. 또한 현재 FEA 결과는 철손에 대한 고려 없이 실험과 동일한 크기의 전류 그리드를 사용하여 얻었기 때문에 자화 전류가 실제에 비해 크게 설정되었을 수 있다. 즉, FEA에서 얻은 자속을 이용한 검증 방법은 자속을 직접적으로 비교할 수 있다는 장점이 있지만, FEA 결과를 정확하게 하기 위해서는 실험 결과와 비교하여 여러가지 설정에 대한 조정이 필요하다는 한계를 가진다.

### 5.1.2 평균 토크를 이용한 검증

먼저 전동기의 평균 토크,  $T_{e,CalcAvg}$ ,는 추정된 자속의 기본파 성분을 이용하여 각 전류 운전점에 대해 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$T_{e,CalcAvg} = \frac{3}{2} p (\lambda_{dsf}^r i_{qs}^r - \lambda_{qsf}^r i_{ds}^r). \quad (5.1)$$

그림 3-50의 추정된 자속에 위 식을 적용하여 평균 토크를 계산한 결과는 다음과 같다.

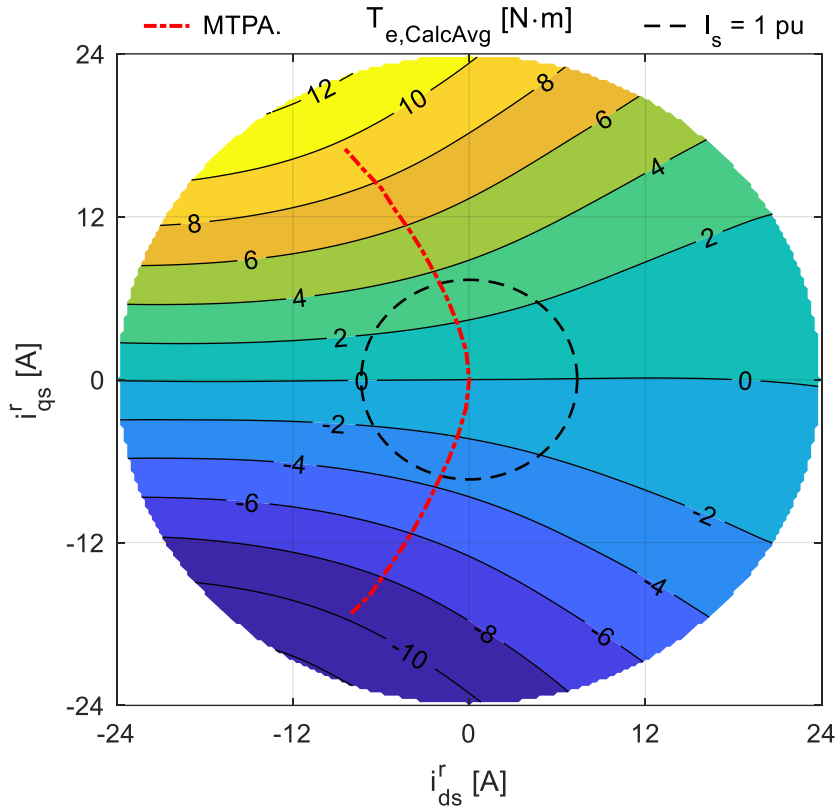


그림 5-5. 추정된 자속맵으로부터 계산된 평균 토크맵

또한, 전동기의 평균 토크를 측정하기 위해 부하의 속도를 1200 r/min으로 제어하면서 각 전류 운전점에서 기계각 한 주기 동안 토크 센서 출력의 평균값을 저장하였다. 토크 센서의 측정 범위 제한으로 인해 자속맵 추정 시와 달리 전류 범위는 19 A로 제한되었고 이를 1.9 A 간격의 그리드로 나누어 실험하였다. 측정된 토크맵은 다음 그림과 같다.

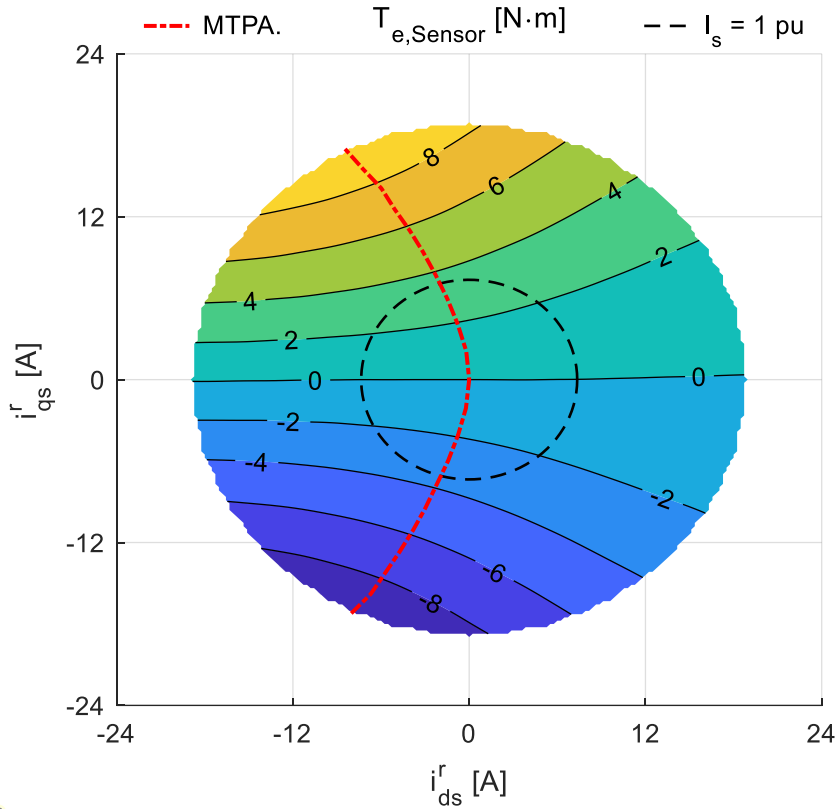


그림 5-6. 토크 센서를 이용해 측정된 평균 토크

그림 5-5와 그림 5-6으로부터 MTPA 곡선 상의 전류 운전점에서 토크값을 추출하고 그 오차를 계산하여 도시한 결과는 다음과 같다.

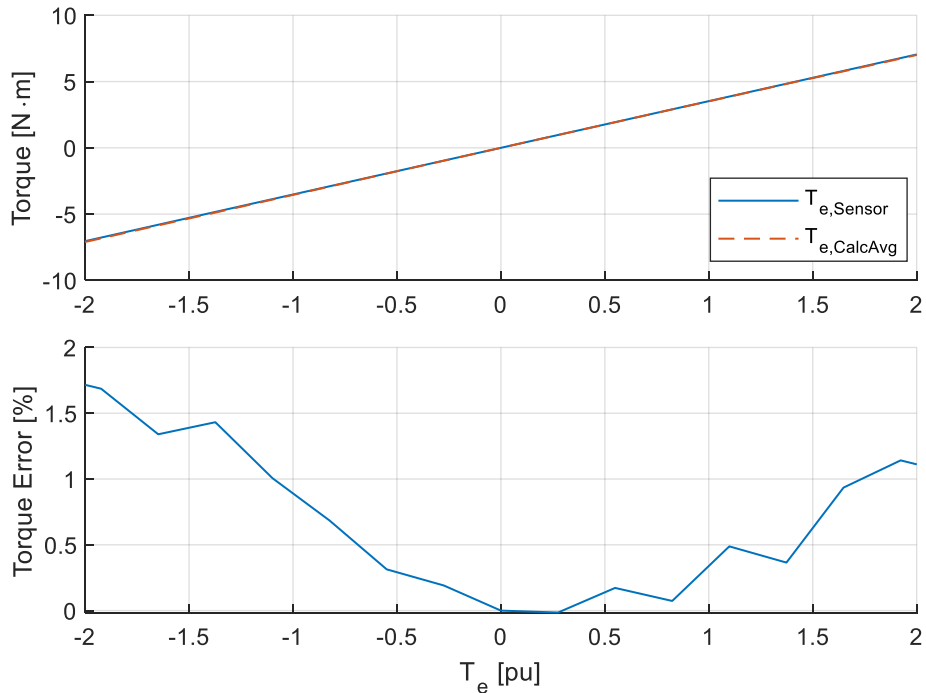


그림 5-7. 평균 토크 검증

위 그림에서 토크의 오차는 정격 토크를 기준으로 하여 계산되었다. 그림 5-7을 통해 제안된 방법으로 얻은 자속으로 계산된 토크가 토크 센서를 이용해 측정된 토크와 2 % 미만의 오차를 가지는 것을 확인할 수 있다.

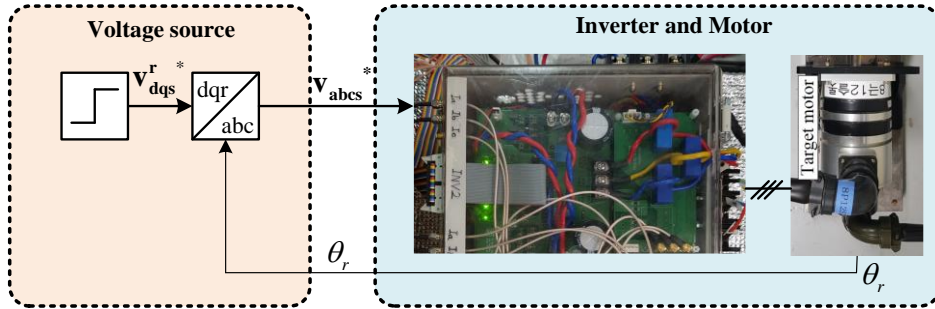
이 검증 방법은 토크라는 측정 가능한 물리량으로 평가할 수 있다는 장점이 있지만 다음과 같은 한계를 가진다. 우선, d축과 q축의 자속값을 개별적으로 평가할 수 없고 이를 하나의 차원으로 줄인 토크에 대해서만 평가 가능하다. 또한 평균 토크에 대해 비교하기 때문에 고조파 자속에 대해서는 평가가 불가능하다.

### 5.1.3 시뮬레이션 모델을 이용한 검증

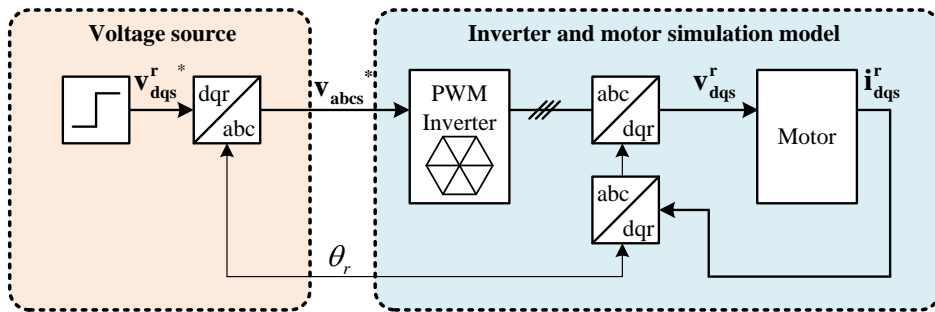
영구자석 전동기는 전압 방정식과 자기 모델을 통해 모델링 될 수 있다. 따라서, 자기 모델이 정확하게 추정되었다면 전동기에 임의의 입력이 인가되었을 때의 출력을 예측할 수 있어야 한다. 즉, 전동기에



어떤 전압이 인가 되었을 때 실험에서 나타난 전류 응답과 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 전동기 모델에서 나타난 전류 응답이 동일하다면 자속맵이 정확하게 추정되었다고 할 수 있다. 이와 같은 검증 방법은 다음 그림과 같이 표현될 수 있다.



(가) 실험



(나) 시뮬레이션

그림 5-8. 전동기 시뮬레이션 모델 검증 방법

먼저 그림 5-8(나)의 전동기 시뮬레이션 모델을 추정된 자속맵과 전압 방정식을 이용해 구현한다. 그리고 그림 5-8(나)의 전동기 시뮬레이션 모델에 그림 5-8(가)의 실제 전동기와 동일한 크기의 계단 입력(Step input) 전압을 인가했을 때 나타나는 전류의 과도상태 응답(Transient state response)과 정상상태 응답(Steady state response)을 저장하였다. 실험 및 시뮬레이션에서 얻어진 전류 파형을 데이터로 저장하고 비교함으로써 전동기 시뮬레이션 모델이 실제 전동기를 얼마나 잘 모사하고 있는지 평가할 수 있다. 참고문헌 [3]에서 FEA를 이용해 얻은 자속맵으로 전동기 시뮬레이션 모델을 구현하고, 위와 같이 동일 운전 상황에서 실험과의 전류 및 전압 파형을 비교하여 제안된 모델을 검증한 바 있다.

그러나, 해당 논문에서는 정상상태 기본파 응답만을 평가하여 과도상태 응답이나 고조파 성분에 대한 정량적인 평가가 이루어지지 않았다.

추정된 자속맵과 전압 방정식을 이용하여 전동기 시뮬레이션 모델을 다음과 같이 만들 수 있다. 우선 전압 방정식을 고정자 쇄교자속에 대해 다음과 같이 적분 형태로 표현할 수 있다.

$$\lambda_{dqs}^r = \int (v_{dqs}^r - R_s i_{dqs}^r - \mathbf{J}\omega_r \lambda_{dqs}^r) dt. \quad (5.2)$$

위 식을 이용하여 자속을 계산하면 시뮬레이션 상에서 미분 연산을 피할 수 있다는 장점이 있다. 다음으로 계산된 자속으로부터 고정자 전류를 얻기 위해서는 아래의 참조표가 필요하다.

$$i_{dqs}^r(\lambda_{dqs}^r, \theta_r). \quad (5.3)$$

위 식에서 각각의 자속과 회전자 위치에 대응하는 고정자 전류 정보는 그림 3-50의 자속맵을 역변환 함으로써 얻을 수 있다. 결과적으로 추정된 자속맵과 전압 방정식을 이용한 전동기 시뮬레이션 모델의 블록 다이어그램은 다음과 같다.

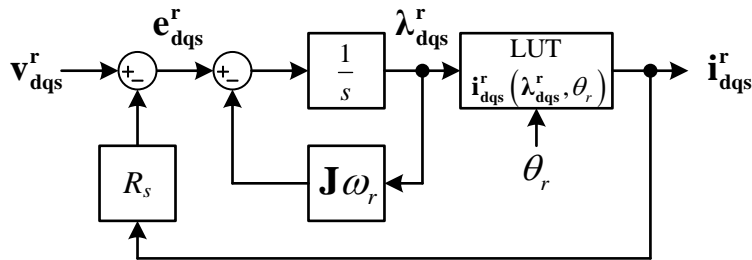


그림 5-9. 자속맵 기반의 전동기 시뮬레이션 모델 블록 다이어그램

이를 Mathworks 사의 Simulink 프로그램을 이용하여 다음과 같이 구현하였다.

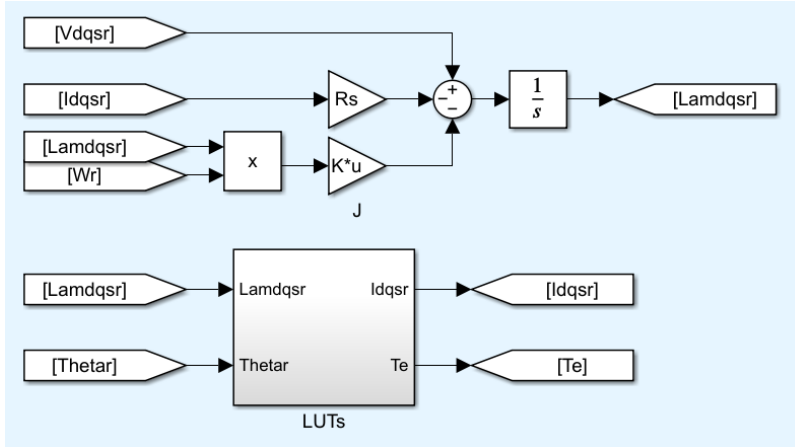
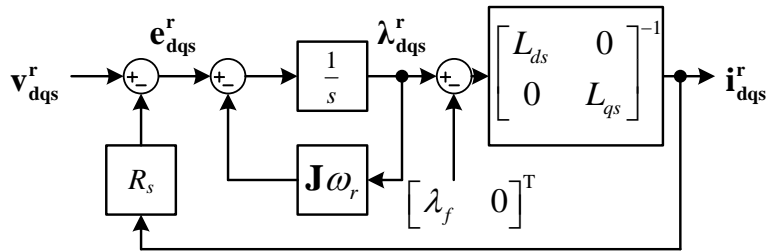


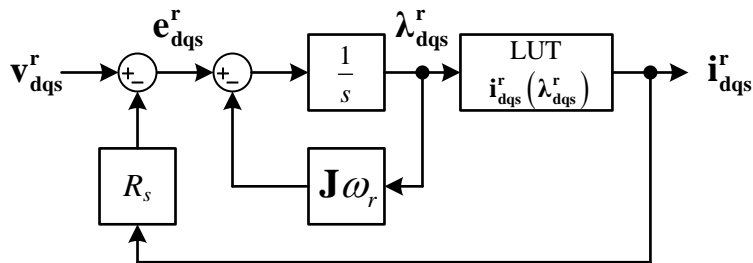
그림 5-10. Simulink에 구현된 자속맵 기반의 전동기 시뮬레이션 모델

그림 5-8(가)에 나타나있는 바와 같이 실험 상에서 원하는 전압을 인가하기 위해 인버터를 사용해 전동기를 구동하였다. 이를 고려하기 위해 그림 5-8(나)에 나타난 바와 같이 인버터 또한 데드 타임과 직류단 전압, 기생 캐패시턴스 등을 고려하여 시뮬레이션에 모델링 되었다 [71].

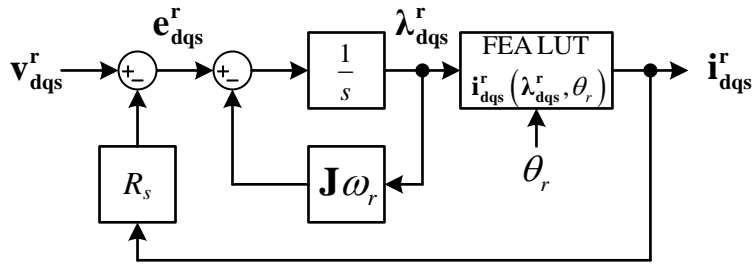
위의 검증 방법을 이용하여 그림 5-9의 추정된 자속맵 기반 전동기 모델의 정확도를 평가하기 위한 비교 대상으로서 다음의 세 가지 전동기 모델을 사용하였다.



(가) 모델 1: 상수 제정수 기반 모델



(나) 모델 2: 평균 자속맵 기반 모델



(다) 모델 3: FEA로 얻은 자속맵 기반 모델  
 그림 5-11. 비교 대상으로 사용된 전동기 모델

그림 5-11(가)의 모델 1에서 사용된 제정수는 전동기 제정수의 대표값이다. 이는 그림 3-50의 실험적으로 추정된 자속맵에서 MTPA 곡선 상의 1 pu 전류 운전점에서 계산되었다. 계산된 전동기 제정수의 대표값은 다음과 같다.

표 5-1. 시험용 전동기의 제정수 대표값(실험)

영구자석에 의한 쇄교자속 ( $\lambda_f$ )	75.9 mWb-t
고정자 저항 ( $R_s$ )	0.8 $\Omega$
d축 정적 인덕턴스 ( $L_{ds}$ )	4.03 mH
q축 정적 인덕턴스 ( $L_{qs}$ )	7.34 mH

또한 그림 5-11(나)의 모델 2에서 평균 자속 참조표는 그림 3-50의 자속맵을 회전자 위치에 대해 평균내어 얻었다.

제안된 검증 방법을 아래 그림에 표시된 전류 운전점들에 적용하였다.

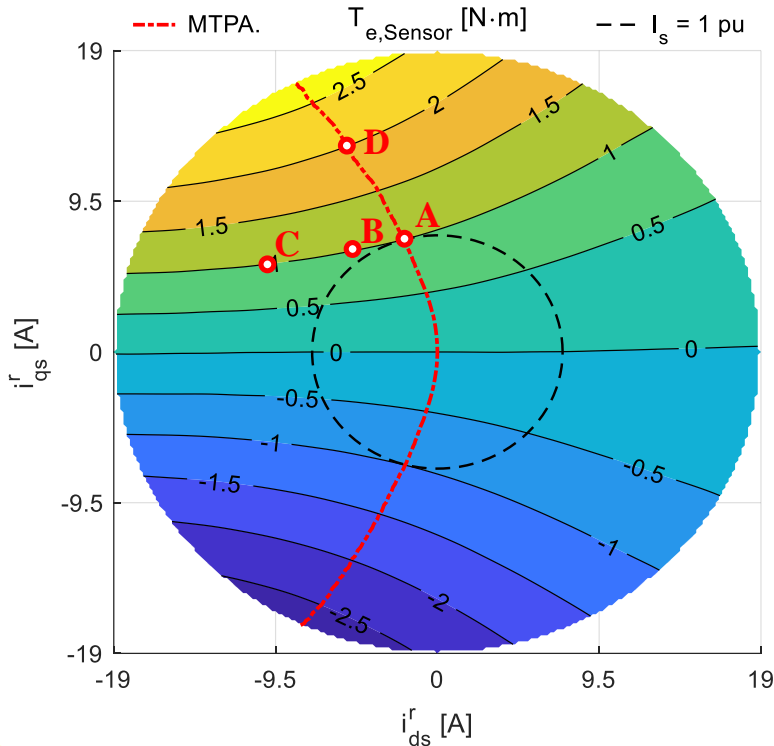


그림 5-12. 검증이 진행된 전류 운전점

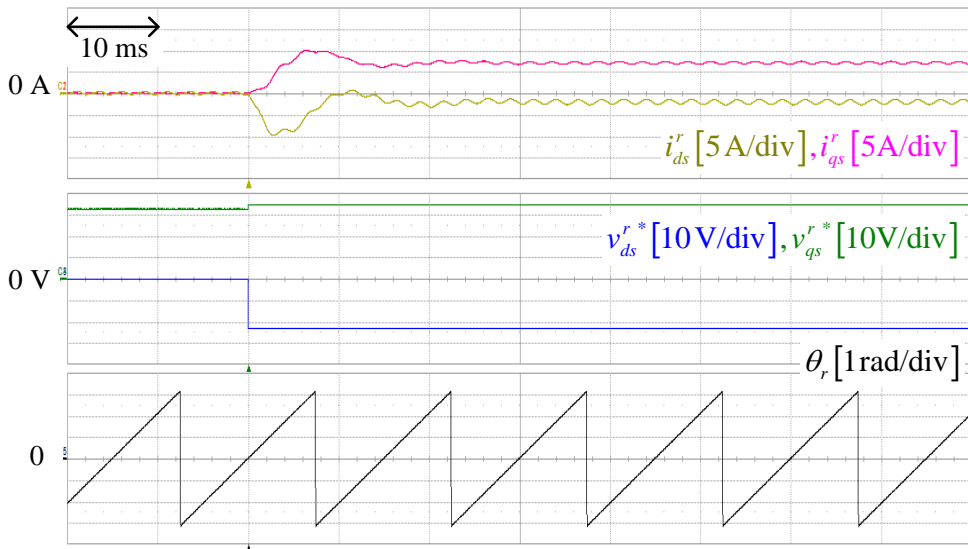
위 그림에서 MTPA 곡선 상에서 1 pu와 2 pu 토크를 출력하는 점이 각각 A와 D로 표시되어있다. 또한 1 pu 토크를 출력하는 운전점 중 약자속 운전 상황을 고려하여 d축 전류가 -5 A와 -10 A인 전류 운전점 B와 C에서 실험과 시뮬레이션을 진행하였다.

검증 시험은 총 5 가지 경우에 대해서 진행하였다. 그림 5-12의 각 전류 운전점에 대해 시험하고, 전류 운전점 A에서 운전하도록 하는 전압을 회전자 위치가 30°인 순간에 인가하는 상황을 추가하여 과도 상황에서 공간 고조파의 영향을 확인하고자 하였다. 시험 조건은 아래의 표에 정리되어 있다.

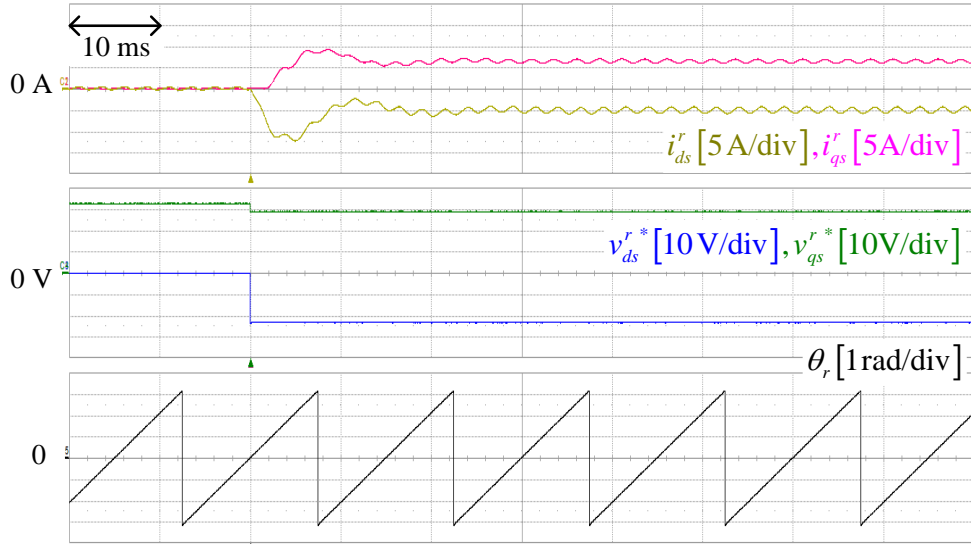
표 5-2. 검증 시험 조건

조건	전류 운전점 (토크)	전압 지령 인가 시점의 회전자 위치
1	A (1 pu)	0°
2	B (1 pu)	0°
3	C (1 pu)	0°
4	A (1 pu)	30°
5	D (2 pu)	0°

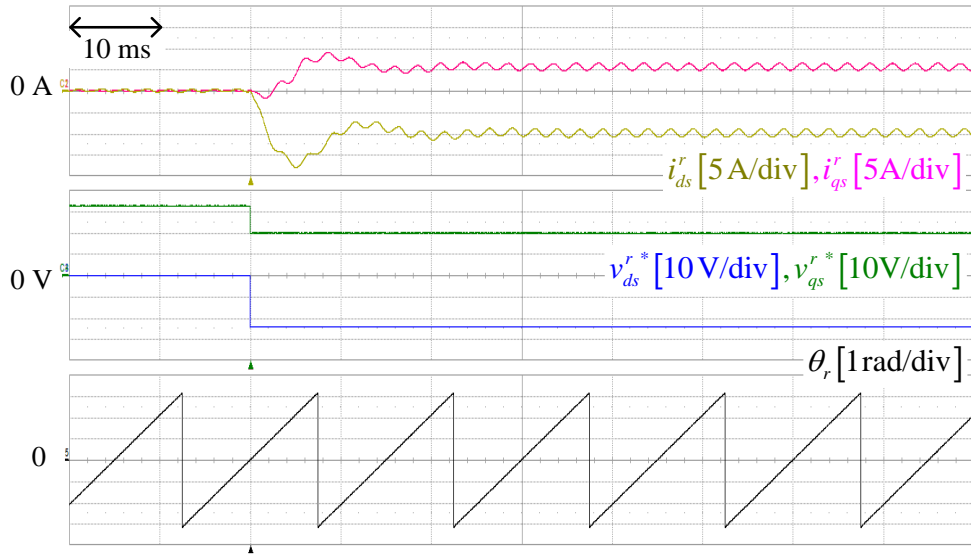
검증 시험을 진행하기 위해서는 정상 상태에서 그림 5-12에 표시된 전류 운전점에서 운전하는 전압 지령을 먼저 찾아야 한다. 이를 위해 부하기로 전동기의 속도를 1000 r/min으로 제어하고 전동기가 전류를 제어하는 상황에서 영전류 및 A ~ D 각 운전점에 있을 때의 평균 전압 지령을 저장하였다. 이렇게 저장한 전압을 그림 5-8에 나타나있는 바와 같이 계단 전압 지령으로 인가하고 그 때의 전류 파형을 저장하였다. 표 5-2의 각 조건에 대해서 실험을 진행한 파형은 다음 그림과 같다.



(가) 검증 실험1: A (MTPA)



(나) 검증 실험2: B ( $i_{ds}^r = -5 \text{ A}$ )



(다) 검증 실험3: C ( $i_{ds}^r = -10 \text{ A}$ )

그림 5-13. 실험 파형 (조건 1~3):  $T_e = 1 \text{ pu}, \theta_{r,init} = 0^\circ$

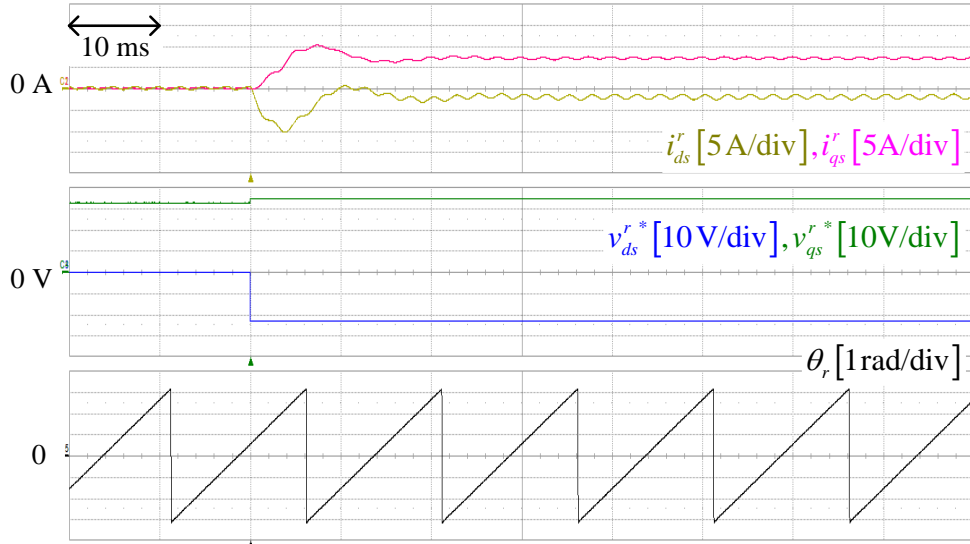


그림 5-14. 실험 파형 (조건 4) :  $T_e = 1 \text{ pu (A)}$ ,  $\theta_{r,init} = 30^\circ$

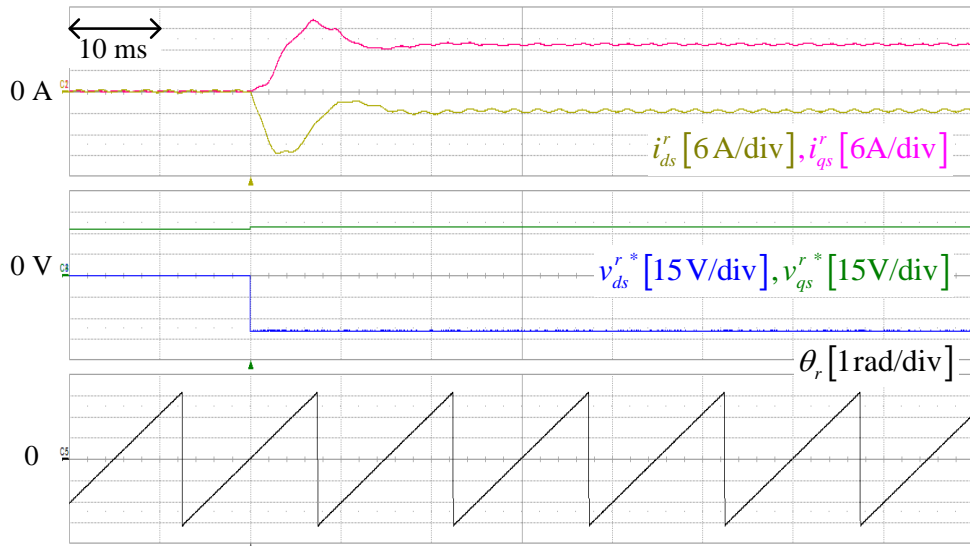


그림 5-15. 실험 파형 (조건 5) :  $T_e = 2 \text{ pu (D)}$ ,  $\theta_{r,init} = 0^\circ$

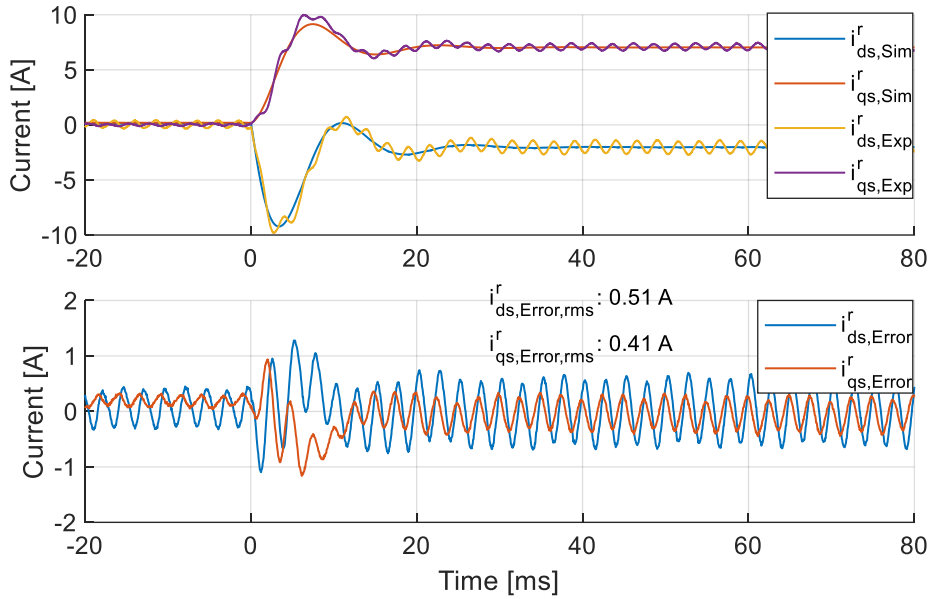
그림 5-13(가)와 그림 5-14를 비교해보면 동일한 전압 지령이 인가되었음에도 전압이 인가되는 시점의 회전자 위치 차이에 의해 과도 상황에서 서로 다른 전류 파형이 나타나는 것을 확인할 수 있다. 위와 같은 실험 결과를 전동기 시뮬레이션 모델에서 얻어진 결과와 비교하기 위해 각 경우에 대해 100 kHz의 샘플링 주파수로 실험 데이터를 저장하였다. 앞서 실험들을 수행하는데 인가된 전압 지령과 동일한 지령을 각 시뮬레이션 모델에 인가하고 얻어진 전류 파형을 실험에서



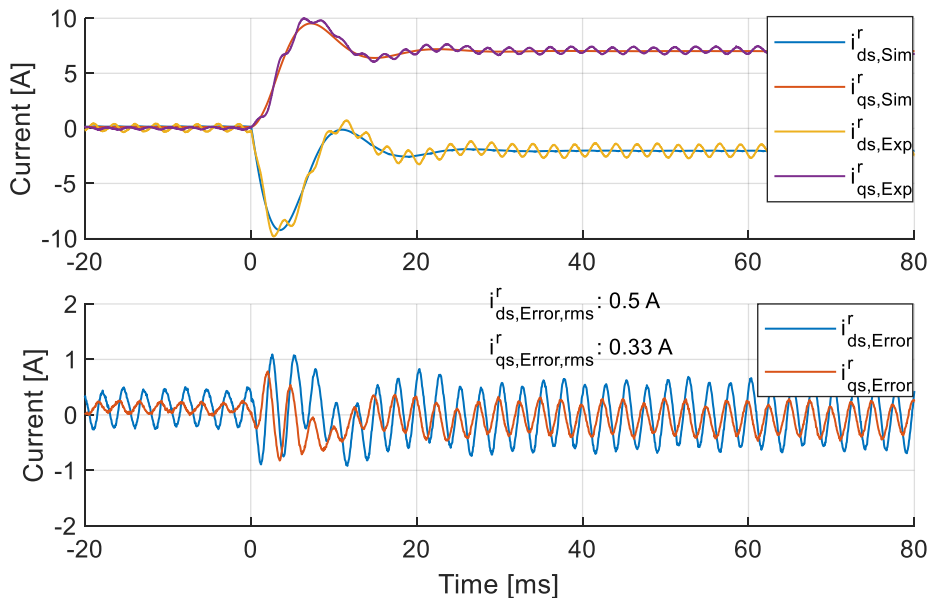
얻어진 전류 파형과 비교하여 각 전동기 모델의 정확도를 평가하였다.

### 5.1.3.1 과도상태 응답

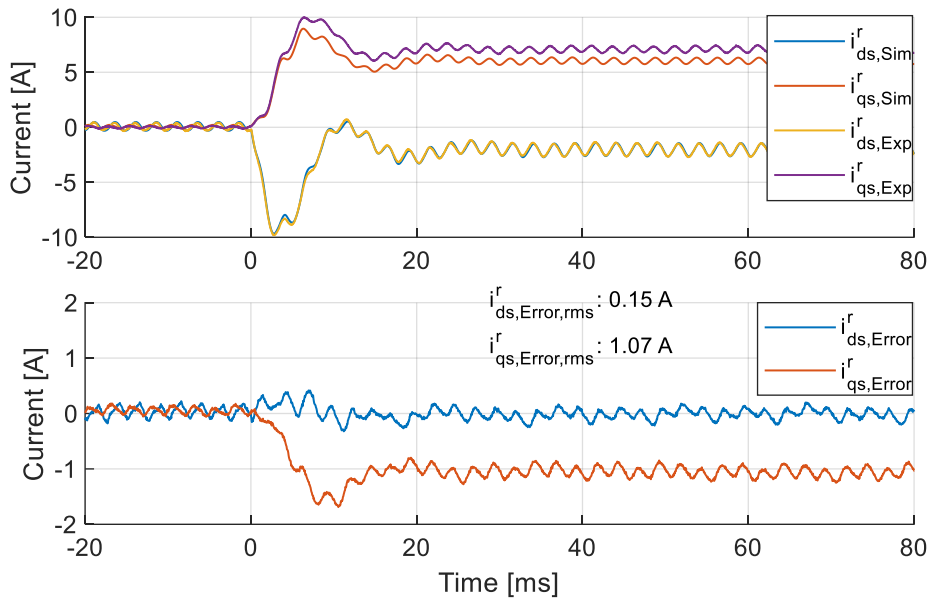
우선, 과도 상태의 전류 응답을 비교하기 위해 실험과 시뮬레이션 파형을 함께 도시하였다.



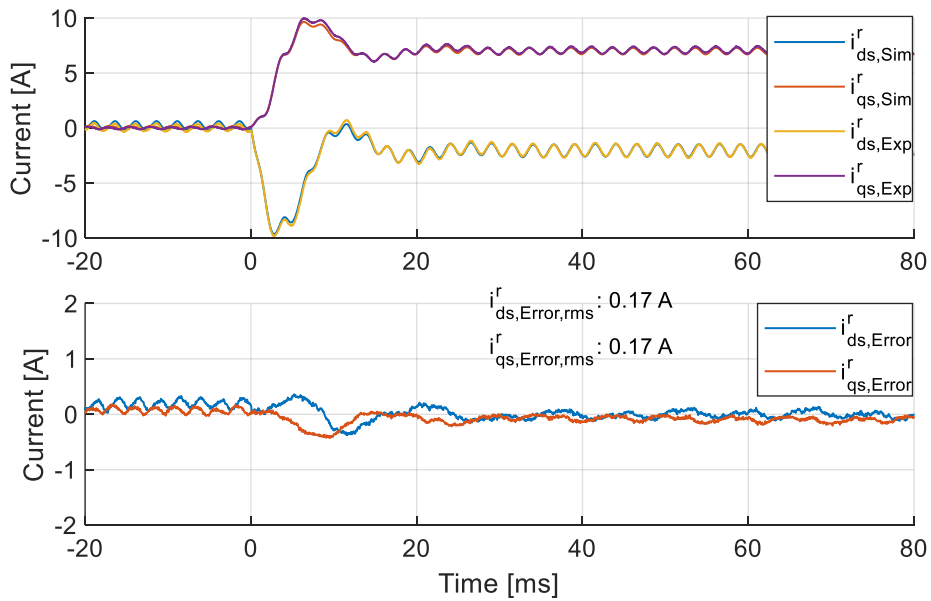
(가) 모델 1: 상수 제정수 기반 모델



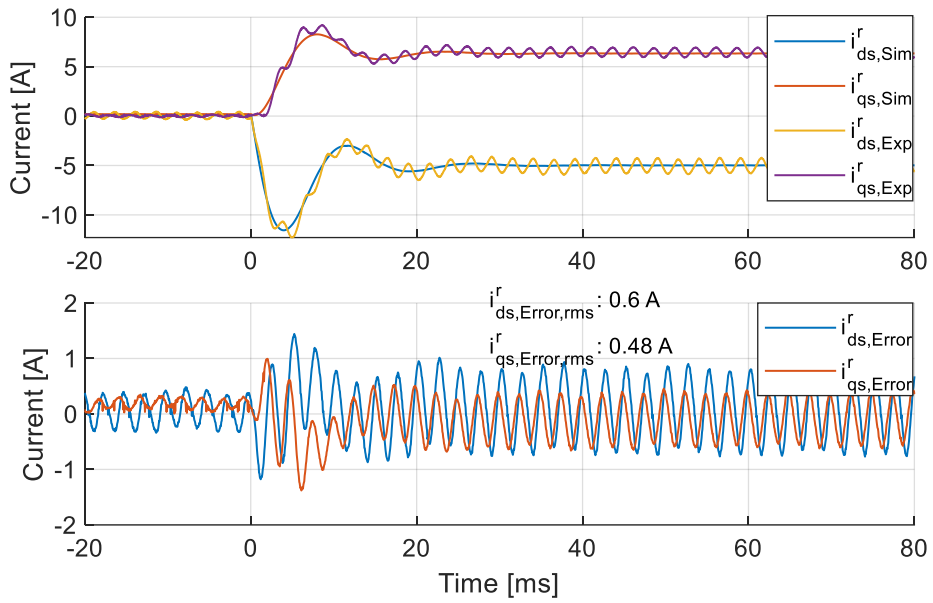
(나) 모델 2: 평균 자속맵 기반 모델



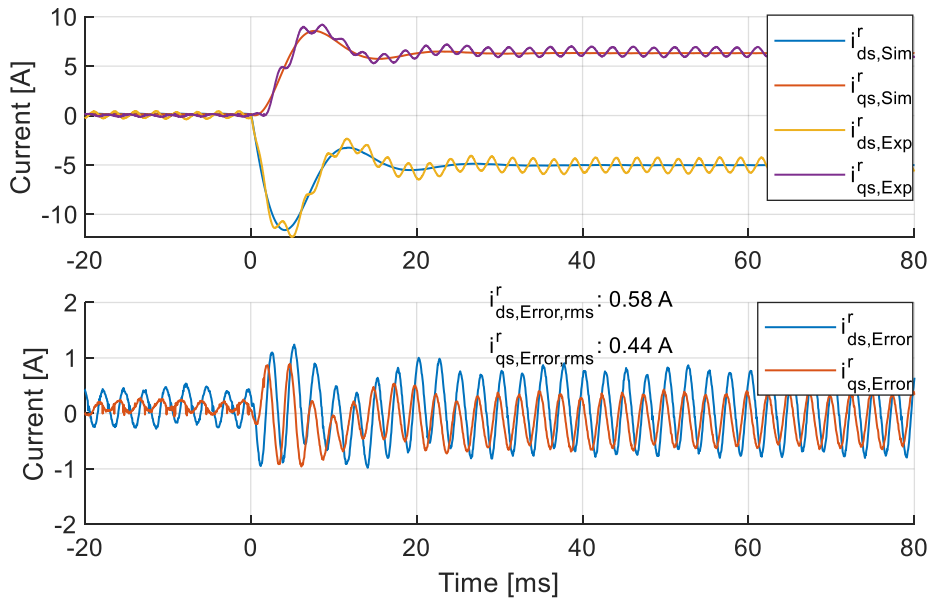
(다) 모델 3: FEA로 얻은 자속맵 기반 모델



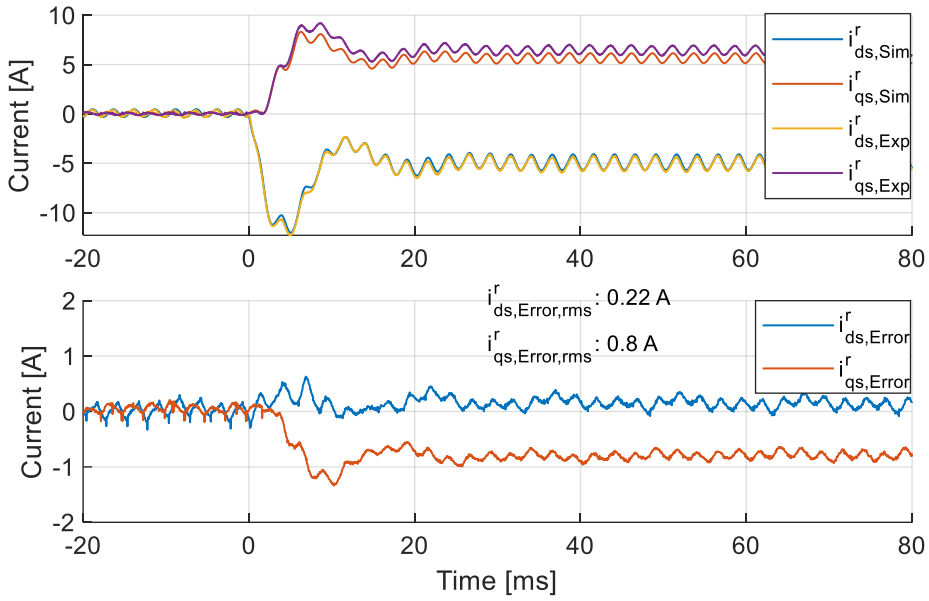
(라) 모델 4: 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델  
 그림 5-16. 조건 1에서의 과도 응답 평가



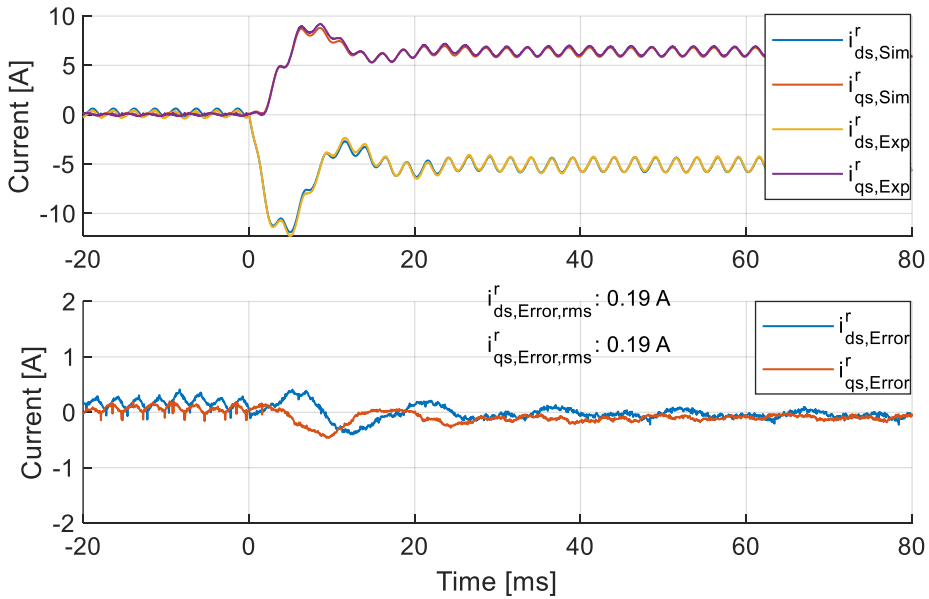
(가) 모델 1: 상수 제정수 기반 모델



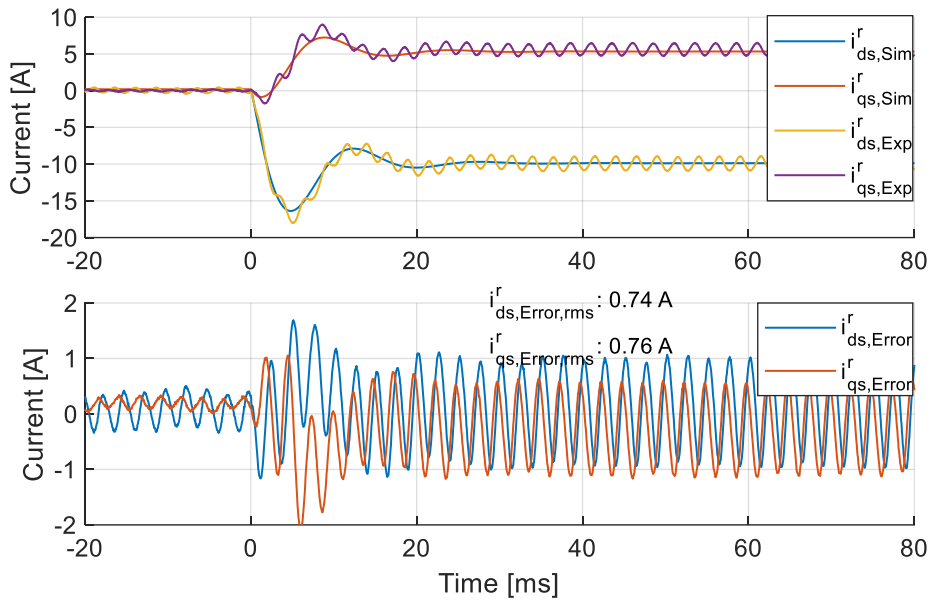
(나) 모델 2: 평균 자속맵 기반 모델



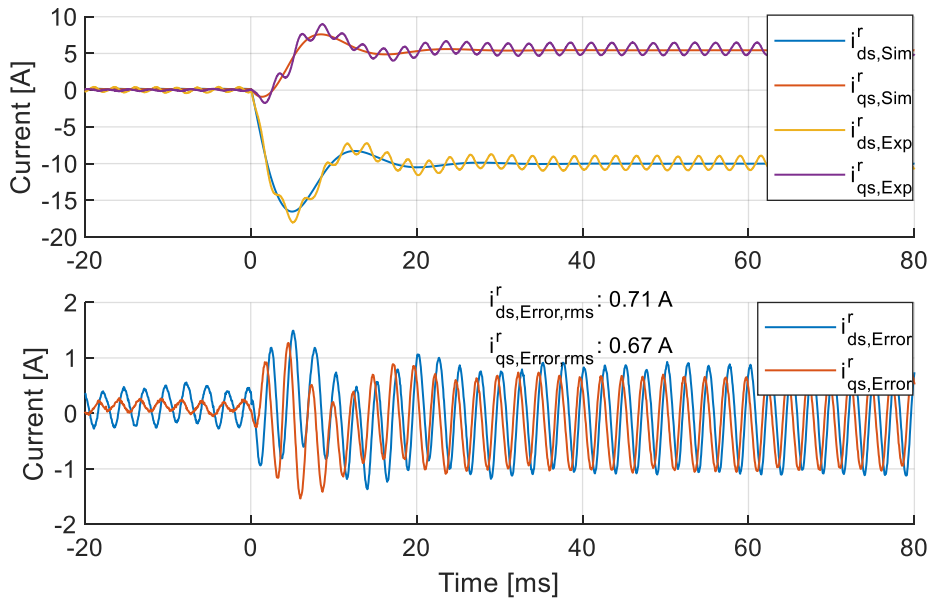
(다) 모델 3: FEA로 얻은 자속맵 기반 모델



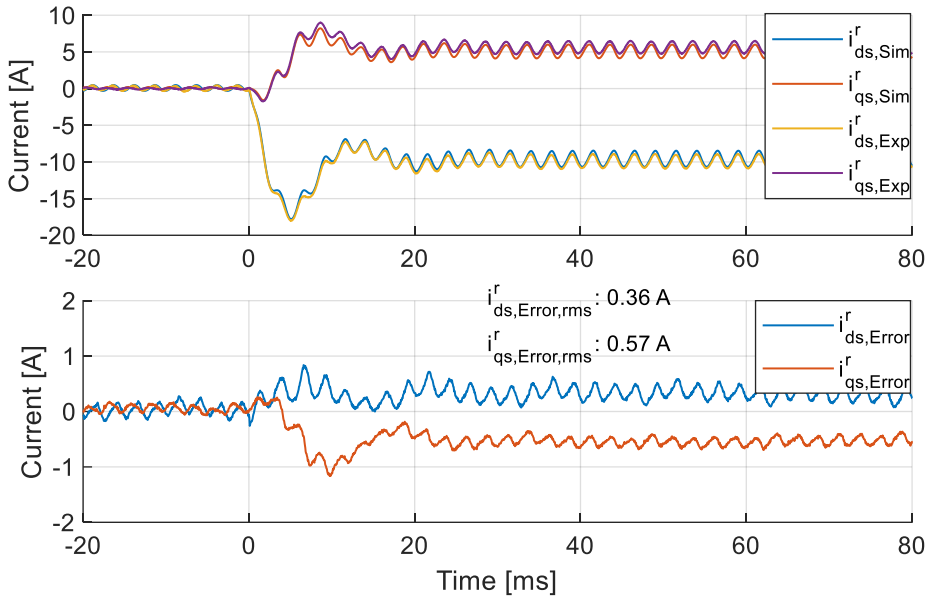
(라) 모델 4: 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델  
 그림 5-17. 조건 2에서의 과도 응답 평가



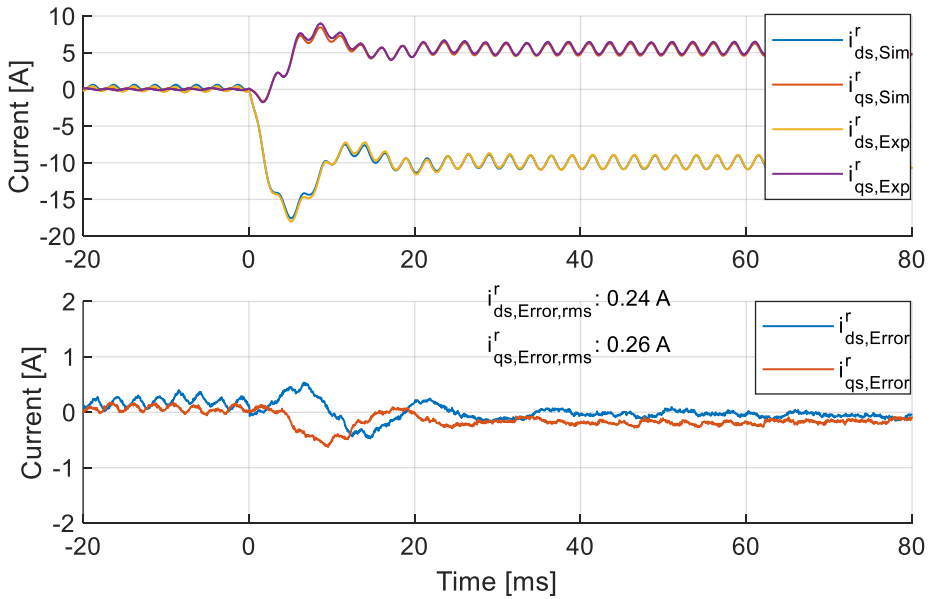
(가) 모델 1: 상수 제정수 기반 모델



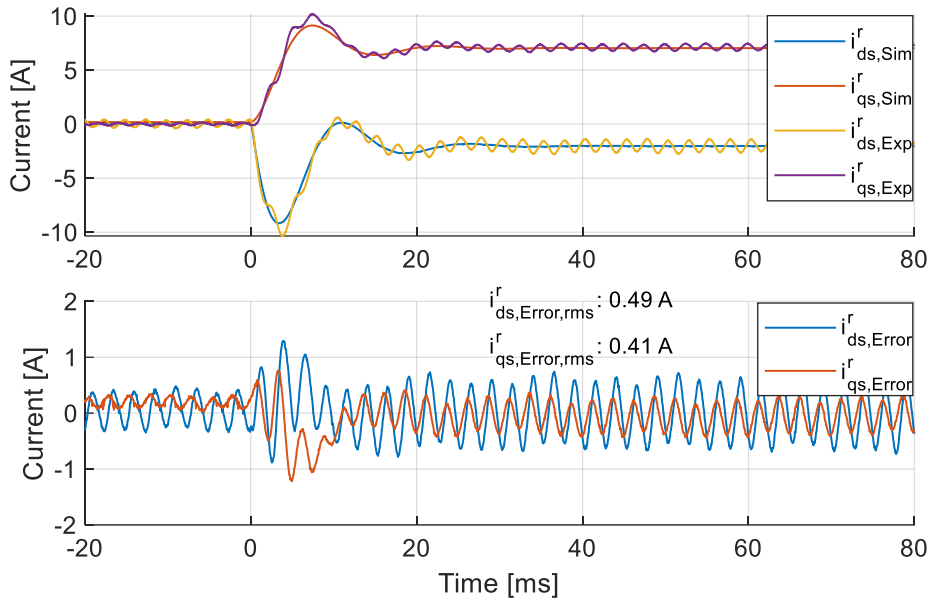
(나) 모델 2: 평균 자속맵 기반 모델



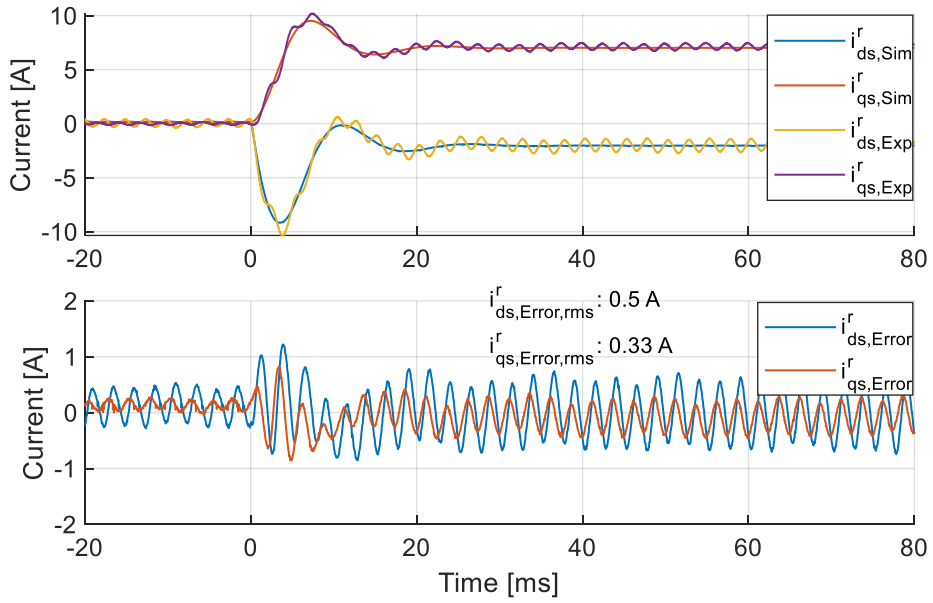
(다) 모델 3: FEA로 얻은 자속맵 기반 모델



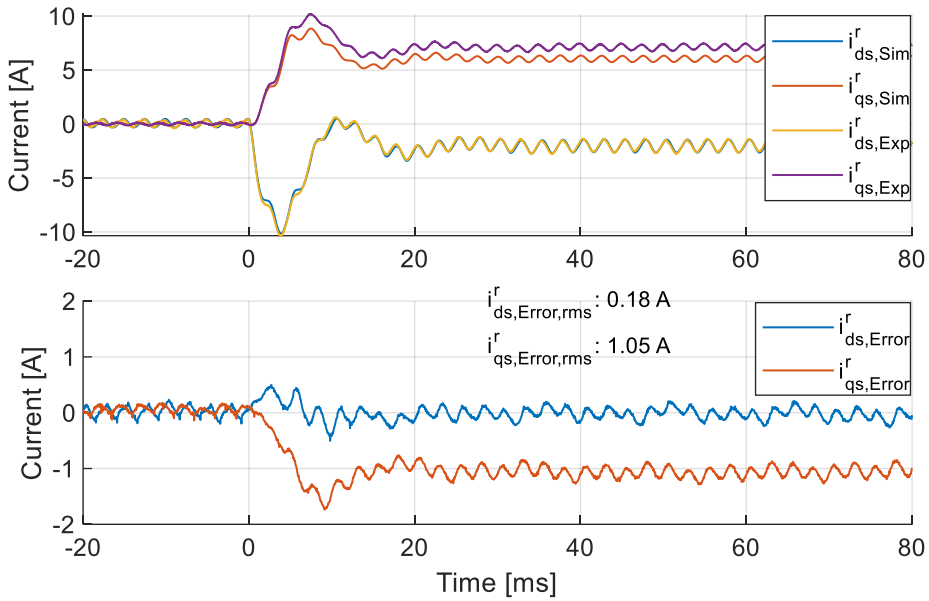
(라) 모델 4: 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델  
 그림 5-18. 조건 3에서의 과도 응답 평가



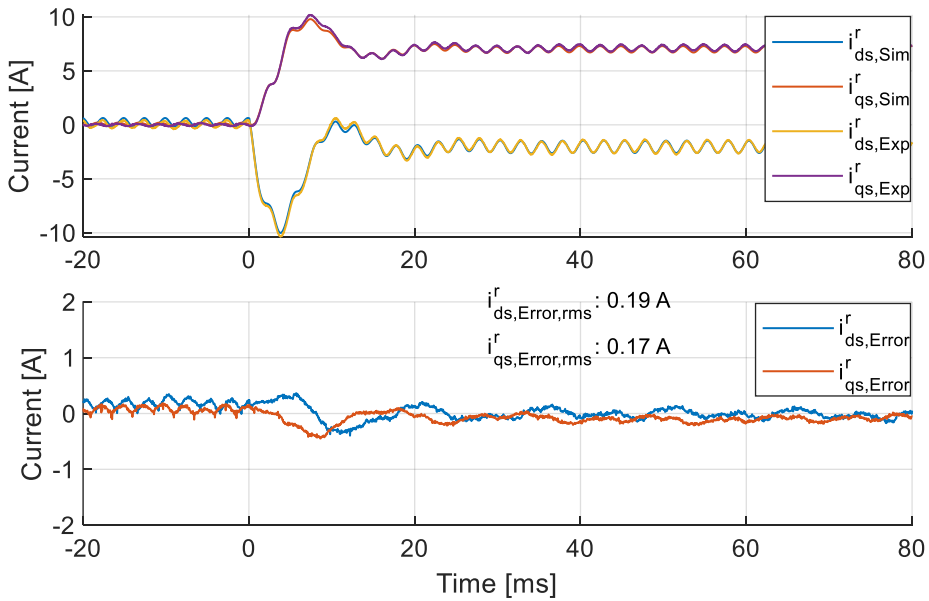
(가) 모델 1: 상수 제정수 기반 모델



(나) 모델 2: 평균 자속법 기반 모델

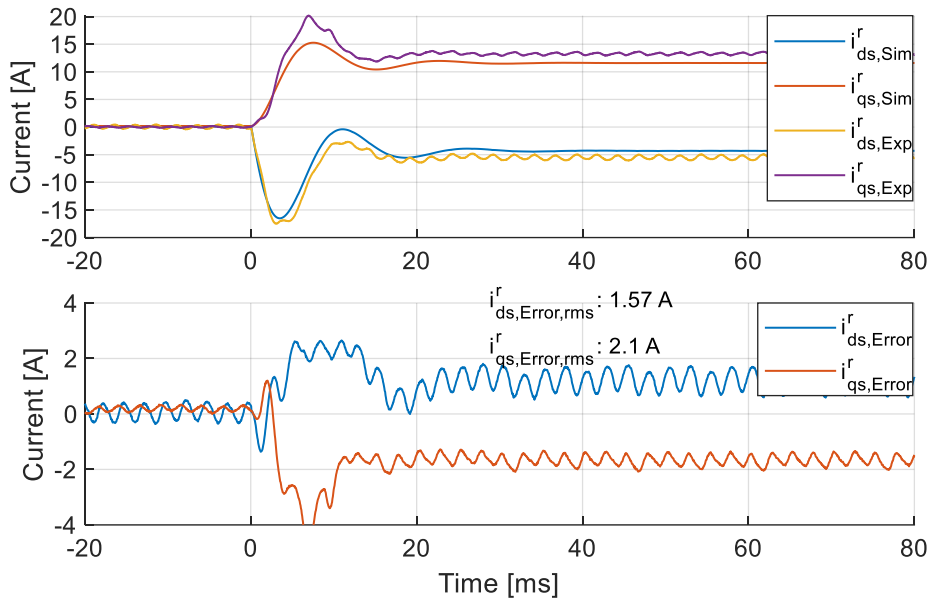


(다) 모델 3: FEA로 얻은 자속맵 기반 모델

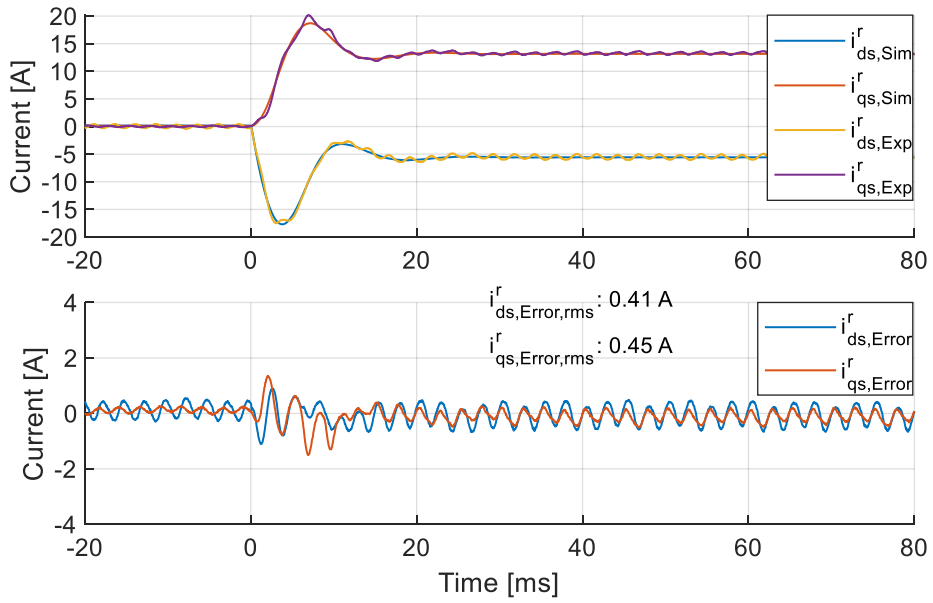


(라) 모델 4: 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델  
 그림 5-19. 조건 4에서의 과도 응답 평가

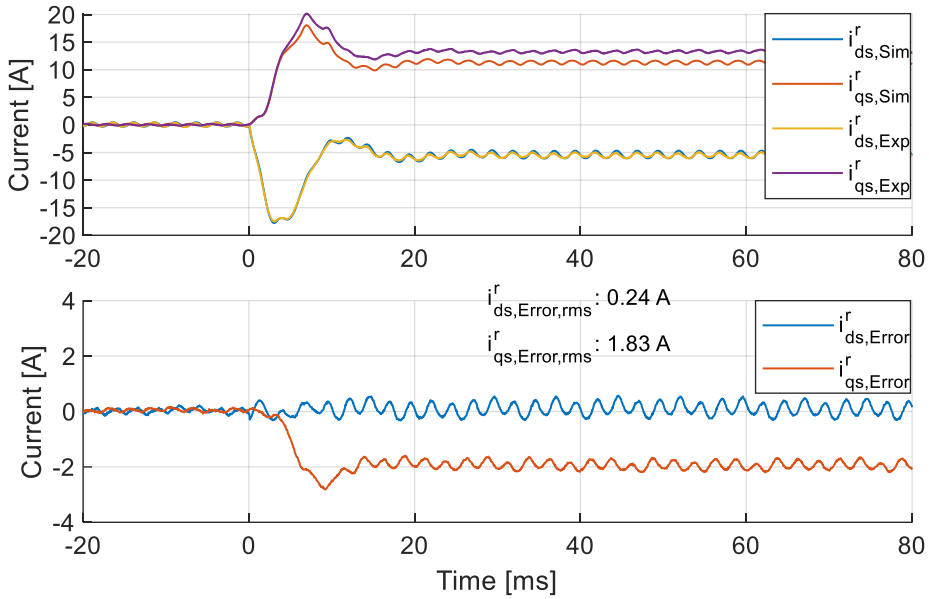




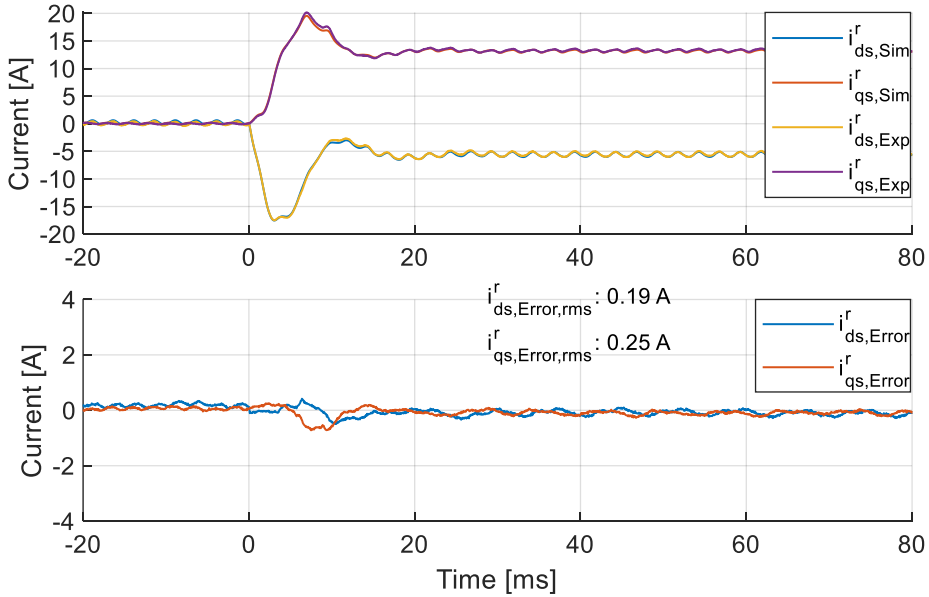
(가) 모델 1: 상수 제정수 기반 모델



(나) 모델 2: 평균 자속맵 기반 모델



(다) 모델 3: FEA로 얻은 자속맵 기반 모델



(라) 모델 4: 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델

그림 5-20. 조건 5에서의 과도 응답 평가

그림 5-16 ~ 그림 5-20에 각각 조건 1 ~ 5 상황의 결과가 차례로 도시되어있다. 각 그림에는 그림 5-11의 3 가지 전동기 모델과 제안된 방법으로 얻어진 전동기 모델의 시뮬레이션 결과가 각각 (가) ~ (라)에 나타나있다. 또한 각각의 시뮬레이션 결과에는 동일한 조건의 실험 결과에서 얻어진 전류 파형(  $i_{ds,Exp}^r$  ,  $i_{qs,Exp}^r$  )과 시뮬레이션 전류

파형(  $i_{ds,Sim}^r$  ,  $i_{qs,Sim}^r$  ) 그리고 시뮬레이션 전류 파형의 오차(  $i_{ds,Error}^r$  ,  $i_{qs,Error}^r$  )가 도시 되어있다. 시뮬레이션 전류 파형의 오차는 다음과 같이 계산되었다.

$$i_{ds,Error}^r = i_{ds,Sim}^r - i_{ds,Exp}^r . \quad (5.4)$$

$$i_{qs,Error}^r = i_{qs,Sim}^r - i_{qs,Exp}^r . \quad (5.5)$$

또한 계단 전압 입력에 대한 과도 전류 모사 능력을 평가하기 위해 30 ms까지를 과도 상황으로 가정하고 전류 오차의 실효값(Root mean square, RMS)을 계산한 결과가 함께 표현되어 있다. 전류 오차의 실효값은 다음과 같이 계산되었다.

$$i_{ds,Error,rms}^r = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{ds,Error}^r{}^2 dt} . \quad (5.6)$$

$$i_{qs,Error,rms}^r = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{qs,Error}^r{}^2 dt} . \quad (5.7)$$

각 조건에서 각 모델의 전류 오차 실효값을 표로 정리한 결과는 다음과 같다.

**표 5-3. 과도 응답 성능 (전류 오차 실효값, 단위: A)**

조건	모델 1		모델 2		모델 3		모델 4 (Proposed)	
	d축	q축	d축	q축	d축	q축	d축	q축
<b>1</b>	0.51	0.41	0.5	0.33	0.15	1.07	0.17	0.17
<b>2</b>	0.6	0.48	0.58	0.44	0.22	0.8	0.19	0.19
<b>3</b>	0.74	0.76	0.71	0.67	0.36	0.57	0.24	0.26
<b>4</b>	0.49	0.41	0.5	0.33	0.18	1.05	0.19	0.17
<b>5</b>	1.57	2.1	0.41	0.45	0.24	1.83	0.19	0.25

이를 전동기 정격 전류를 기준으로 오차율로 환산한 결과는 다음과 같다.

표 5-4. 과도 응답 성능 (전류 오차율, 단위: %)

조건	모델 1		모델 2		모델 3		모델 4 (Proposed)	
	d축	q축	d축	q축	d축	q축	d축	q축
1	6.94	5.58	6.8	4.49	2.04	14.55	2.31	2.31
2	8.16	6.53	7.89	5.98	2.99	10.88	2.58	2.58
3	10.06	10.33	9.65	9.11	4.9	7.75	3.26	3.54
4	6.66	5.58	6.8	4.49	2.45	14.28	2.58	2.31
5	21.35	28.56	5.58	6.12	3.26	24.88	2.58	3.4

표 5-4를 통해 모델 1과 3은 시험 조건에 따라 2 ~ 28 %의 오차를 가진다는 것을 확인할 수 있다. 전류의 고조파만이 모의되지 않은 모델 2의 경우에도 최대 10 %의 오차를 보인다. 반면에 제안된 방법으로 얻어진 전동기 모델은 과도 상황에서 2 ~ 3 %의 오차만을 가지고 실제 전동기를 잘 모의하고 있음을 확인할 수 있다.

#### 5.1.3.2 정상상태 응답

그림 5-16 ~ 그림 5-20에서 30 ms이후에는 전류가 정상상태에 도달하여 주기적인 파형을 가지는 것을 확인할 수 있다. 이 절에서는 정상상태 기본파 전류의 크기, 고조파 전류의 크기와 위상을 이용하여 전동기 모델을 평가하였다. 정상상태에 도달하면  $\theta_{r,init}$  값만 다른 조건 1과 조건 4는 동일한 결과를 보인다. 따라서 이 절에서 조건 4의 결과는 생략되었다. 각 조건에서 정상상태 기본파 전류의 크기를 표로 정리한 결과는 다음과 같다.

표 5-5. 정상상태 응답 성능 (기본과 전류 크기, 단위: A)

조건	실험		모델 1		모델 2		모델 3		모델 4 (Proposed)	
	d축	q축	d축	q축	d축	q축	d축	q축	d축	q축
1	2.02	7.09	2.03	7.04	2.04	7.01	2.03	6.04	2.03	7
2	5.07	6.45	4.99	6.34	5.02	6.31	4.91	5.65	5.1	6.34
3	9.94	5.6	9.87	5.34	10.01	5.43	9.61	5.06	9.98	5.43
5	5.5	13.27	4.3	11.6	5.57	13.16	5.4	11.33	5.59	13.17

각 모델과 실험 결과 사이의 오차를 전동기 정격 전류를 기준으로 오차율로 환산한 결과는 다음과 같다.

표 5-6. 정상상태 응답 성능 (기본과 전류 크기 오차율, 단위: %)

조건	모델 1		모델 2		모델 3		모델 4 (Proposed)	
	d축	q축	d축	q축	d축	q축	d축	q축
1	0.07	-0.72	0.22	-1.01	0.15	-14.31	0.08	-1.15
2	-1.12	-1.49	-0.65	-1.83	-2.13	-10.89	0.41	-1.48
3	-0.97	-3.57	0.96	-2.27	-4.43	-7.27	0.56	-2.34
5	-16.23	-22.71	0.98	-1.48	-1.35	-26.39	1.26	-1.29

위 표를 통해 다음과 같은 사실을 확인할 수 있다. 우선 상수 제정수 기반 모델(모델 1)은 정격 전류 운전점에서 계산된 제정수를 이용하기 때문에 정격 전류 운전점에서 진행된 조건 1에서는 기본과 전류가 정확하게 모의된다. 또한 그 근방의 운전점인 조건 2와 3에서도 1~3.5 %의 오차만을 가진다. 그러나 자기 포화 현상이 고려되지 않은 모델이기 때문에 2 pu 운전점에서 진행된 조건 5에서는 d축과 q축에 각각 -16%와 -23%의 오차를 가진다. FEA로 얻은 자속맵 기반 모델(모델 3)은 전체 경우에 대해서 q축 전류에 7 ~ 26 %의 큰 오차를 가지며 이로부터 수행된 FEA 결과에 전동기의 자기 포화 현상이 부정확하게 반영되었다는 사실을 확인할 수 있다. 평균 자속맵 기반 모델(모델 2)과 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델(모델 4)에서는 모든 경우에서

2.5 % 이하의 오차만이 존재하는 것을 확인할 수 있다. 이는 모델 2에 사용된 자속맵은 모델 4의 자속맵을 회전자 위치에 대해 평균낸 값으로 두 모델이 동일한 평균 자속을 가지기 때문이다. 즉, 표 5-6을 통해 추정된 자속맵이 정확한 전동기의 평균 자속을 모의하고 있음을 알 수 있다.

또한 각 경우에 대해서 고조파가 모델링 되지 않는 모델 1과 모델 2를 제외하고 FEA 기반 모델(모델 3)과 제안된 모델(모델 4)에 대해 고조파 전류를 정상상태에서 확대하여 도시한 결과는 다음과 같다.

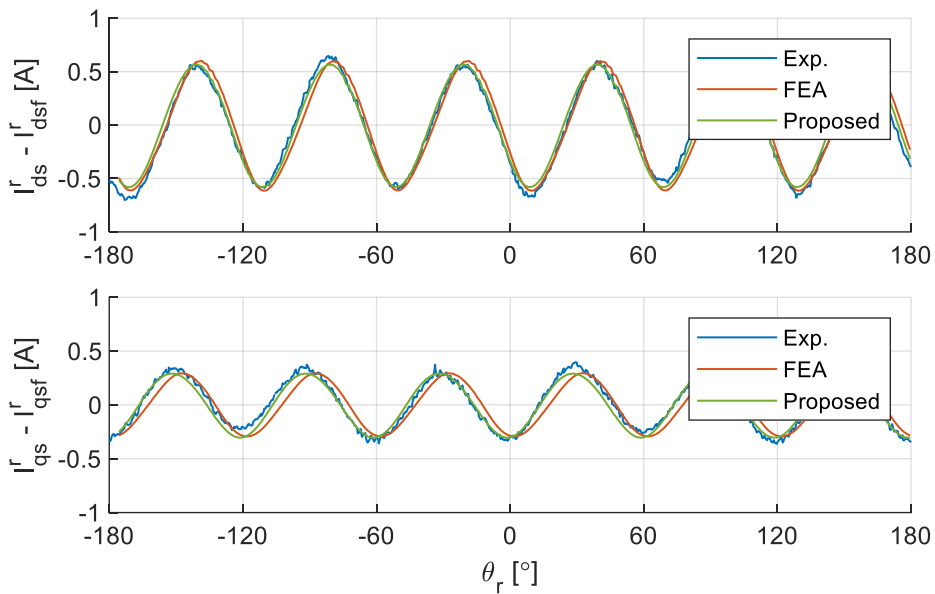


그림 5-21. 조건 1의 정상 상태 고조파 전류

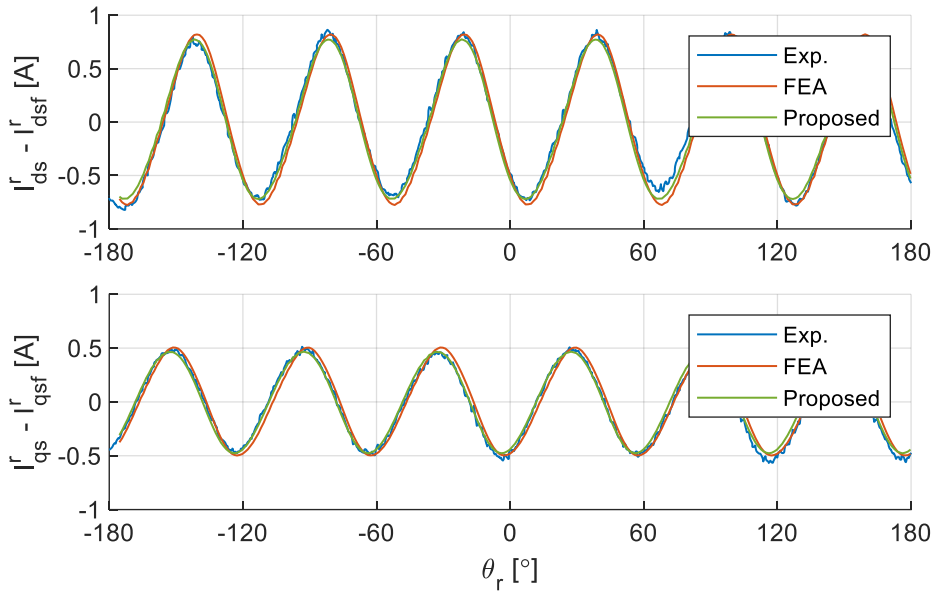


그림 5-22. 조건 2의 정상 상태 고조파 전류

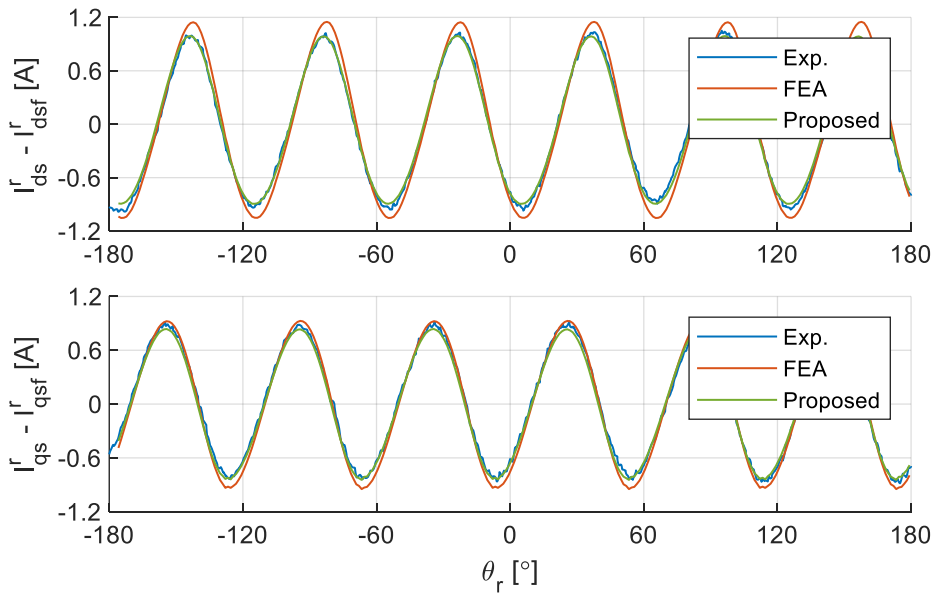


그림 5-23. 조건 3의 정상 상태 고조파 전류

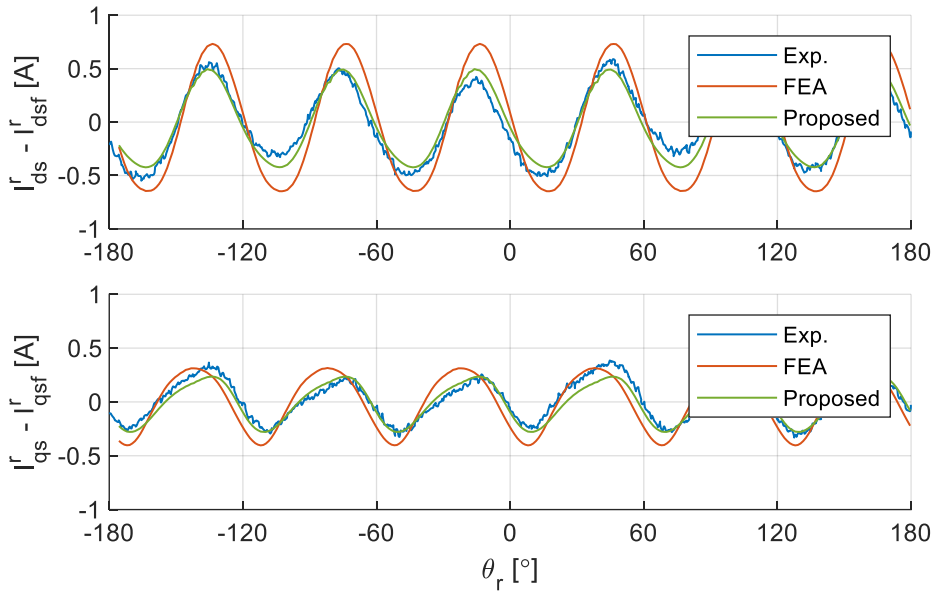


그림 5-24. 조건 5의 정상 상태 고조파 전류

이를 FFT하여 각 고조파 성분의 크기와 위상에 대해 정리한 결과는 다음 표와 같다.

표 5-7. 정상상태 응답 성능 (6 고조파 크기, 단위: A)

조건	실험		모델 3		모델 4 (Proposed)	
	d축	q축	d축	q축	d축	q축
1	0.58	0.3	0.59	0.29	0.57	0.3
2	0.74	0.48	0.78	0.49	0.74	0.47
3	0.95	0.84	1.08	0.92	0.94	0.83
5	0.45	0.24	0.7	0.35	0.46	0.25



표 5-8. 정상상태 응답 성능 (6 고조파 위상, 단위:°)

조건	실험		모델 3		모델 4 (Proposed)	
	d축	q축	d축	q축	d축	q축
1	124.9	-173	115.7	165	125.5	-171.3
2	132.4	-163.3	127.2	-171.3	132.9	-161
3	145	-149	140.9	-150.1	145.5	-147.3
5	95.7	108.3	80.2	132.9	91.1	110

표 5-7과 표 5-8의 결과에서 실험과의 오차를 계산하여 나타낸 결과가 다음과 같다. 이 때 6 고조파 크기 오차는 정격 전류 대비 오차율로 계산되었다.

표 5-9. 정상상태 응답 성능 (6 고조파 크기 오차율, 단위: %)

조건	모델 3		모델 4 (Proposed)	
	d축	q축	d축	q축
1	0.13	-0.19	-0.15	-0.11
2	0.62	0.21	0.07	-0.11
3	1.81	1.14	-0.11	-0.14
5	3.46	1.6	0.11	0.15

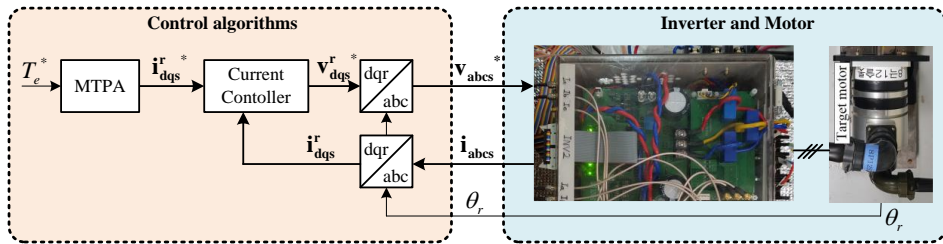
표 5-10. 정상상태 응답 성능 (6 고조파 위상 오차, 단위:°)

조건	모델 3		모델 4 (Proposed)	
	d축	q축	d축	q축
1	-9.2	-22	0.6	1.7
2	-5.2	-8	0.5	2.3
3	-4.1	-1.1	0.5	1.7
5	-15.5	24.6	-4.6	1.7

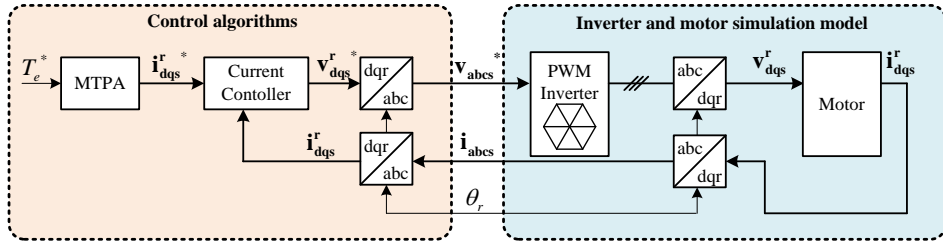
표 5-9과 표 5-10을 통해 제안된 모델 4에서는 6 고조파 전류의 크기에는 약 0.1 % 의 오차가 있으며 위상에는 5° 미만의 오차가 있다는 것을 확인할 수 있다. 이를 토대로 제안된 자속맵 추정 방법이 전동기의 기본과 자속 뿐만 아니라 고조파 자속도 잘 모사하고 있음을 알 수 있다.

## 5.2 추정된 자속맵의 활용

5.1.3 절에서 추정된 자속의 정확도를 시뮬레이션 모델을 통해 검증할 수 있는 방법에 대해 제안하였다. 이러한 시뮬레이션을 이용하면 자속의 정확도를 검증하는 것 뿐만 아니라 전동기의 여러가지 제어 알고리즘을 보다 정확하게 시뮬레이션 할 수 있다. 실험과 시뮬레이션에 동일한 전압원을 인가하였던 그림 5-8에서와 유사하게 실험과 시뮬레이션에서 동일한 제어 알고리즘을 수행하여 출력된 전압을 인가할 수 있다.



(가) 실험



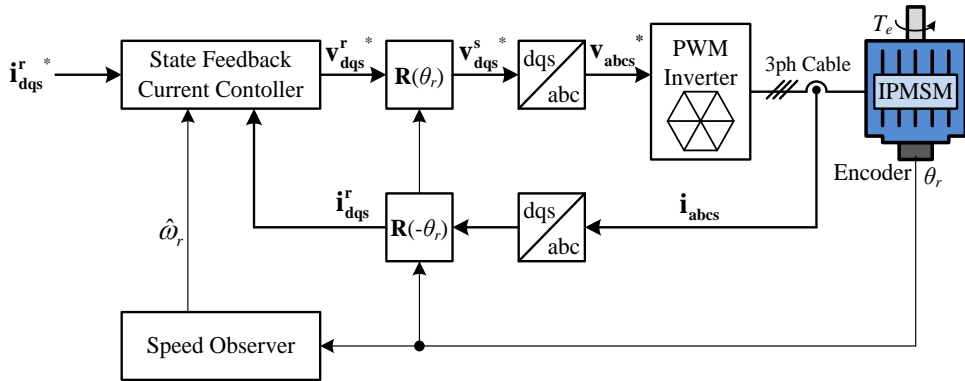
(나) 시뮬레이션

그림 5-25. 추정된 자속맵의 활용

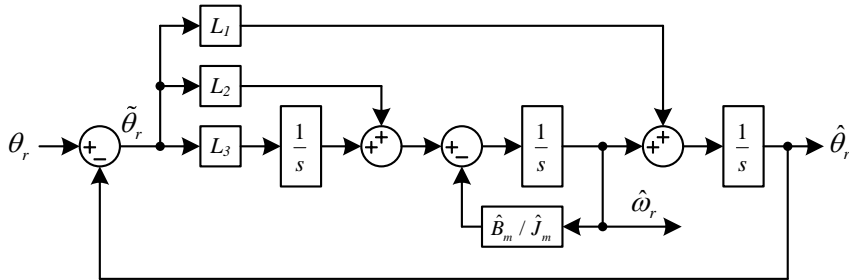
위 그림에서 만약 전동기 모델이 실제 전동기를 잘 모의하고 있다면 동일한 제어 알고리즘 및 제어기 이득(Gain)을 적용하였을 때 동일한 전류 및 전압 파형을 얻으리라고 기대할 수 있다. 즉, 추정된 자속맵을 이용하여 기존에 사용되던 전동기 시뮬레이션 방법들에 비해 정확하게 실험에서의 양상을 예측할 수 있는 수단을 얻는다.

본 연구에서는 전류 제어, 역기전력 센서리스 제어와 약자속 제어 총 세 가지의 기본적인 전동기 제어 알고리즘에 대해서 제안된 자속맵 기반 시뮬레이션 방법의 성능을 평가하였다. 앞으로의 모든 실험과

시뮬레이션에서 공통적으로 사용된 제어 알고리즘의 블록 다이어그램은 다음과 같다.



(가) 전체



(나) 속도 관측기

그림 5-26. 시험된 제어 알고리즘 블록 다이어그램

그림 5-26(가)에 표현된 전류 제어기는 그림 3-11에 사용된 상태 궤환 비간섭화 전류 제어기이다. 또한 사용된 속도 관측기(Speed observer)의 블록 다이어그램은 그림 5-26(나)에 나타나 있다. 그림 5-26(가)에는 별도로 표현되지 않았으나 앞으로의 모든 시뮬레이션 및 실험에서는 그림 3-22의 실험적으로 측정된 LUT 기반 인버터 비선형성 보상 방법이 적용되었다. 전체 시험 과정에서 공통적으로 사용된 전류 제어기와 속도 관측기의 이득은 다음 표와 같다.

표 5-11. 제어기 이득

전류 제어기 대역폭( $\omega_{cc}$ )	$2\pi \cdot 500$ rad/s
액티브 댐핑 저항( $R_a$ )	$3R_s$
전류 제어기 P 이득( $K_p$ )	$L_{ds}\omega_{cc} / L_{qs}\omega_{cc}$
전류 제어기 I 이득( $K_i$ )	$(R_s + R_a)\omega_{cc}$
속도 관측기 극점( $\omega_n$ )	$2\pi \cdot 60$ rad/s
마찰 계수( $B_m$ )	$0.7$ mN·m/(rad/s)
관성( $J_m$ )	$0.0009$ kg·m <sup>2</sup>

전류 제어기와 속도 관측기의 이득은 각 시험 조건을 서술할 때 별도로 언급되지 않은 경우 위 표에 표기된 값을 사용하였다. 또한 속도 관측기의 이득은 표 5-11의 속도 관측기 특성 방정식의 주어진 극점이 음의 실수(Real number) 삼중근(Triple root)을 갖도록 설계되었다. 그림 5-26(나)의 속도 관측기 특성 방정식은 다음과 같다 [1].

$$s^3 + \left( L_1 + \frac{\hat{B}_m}{\hat{J}_m} \right) s^2 + \left( L_2 + L_1 \frac{\hat{B}_m}{\hat{J}_m} \right) s + L_3. \quad (5.8)$$

따라서 특성 방정식이 삼중근을 갖도록 하기 위한 이득은 다음과 같다.

$$L_1 = 3\omega_n - \frac{\hat{B}_m}{\hat{J}_m}. \quad (5.9)$$

$$L_2 = 3\omega_n^2 - L_1 \frac{\hat{B}_m}{\hat{J}_m}. \quad (5.10)$$

$$L_3 = \omega_n^3. \quad (5.11)$$

5.1 절의 검증 실험에서와 마찬가지로 상수 제정수 모델, 평균 자속맵 기반 모델, FEA 기반 자속맵 모델과 비교하여 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델이 전동기 시뮬레이션에 있어 보다 정확한 결과를 얻을 수 있음을 보였다.

### 5.2.1 전류 제어

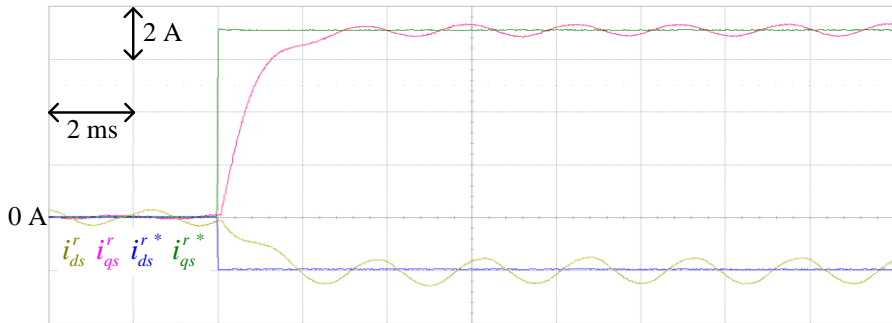
전류 제어 실험에서는 전류 운전점, 전류 지령이 인가되는 시점의 회전자 위치와 전류 제어기의 대역폭을 가변하며 여섯 가지 상황에서

시뮬레이션 성능을 확인하였다. 각 상황의 조건이 다음 표에 정리되어 있다.

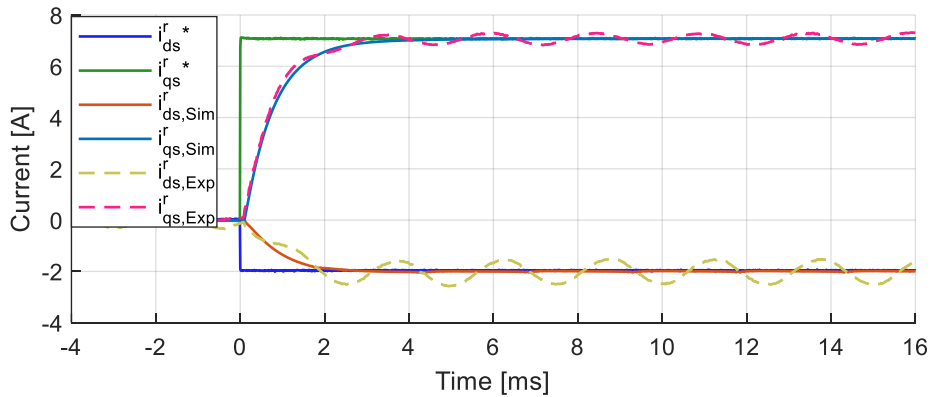
표 5-12. 전류 제어 시험 조건

조건	토크 지령		전류 지령 인가 시점의 회전자 위치	전류 제어기 대역폭
	초기값	최종값		
1	0 pu	1 pu	0°	200 Hz
2	1 pu	2 pu	0°	200 Hz
3	0 pu	1 pu	30°	200 Hz
4	1 pu	2 pu	30°	200 Hz
5	0 pu	1 pu	0°	500 Hz
6	1 pu	2 pu	0°	500 Hz

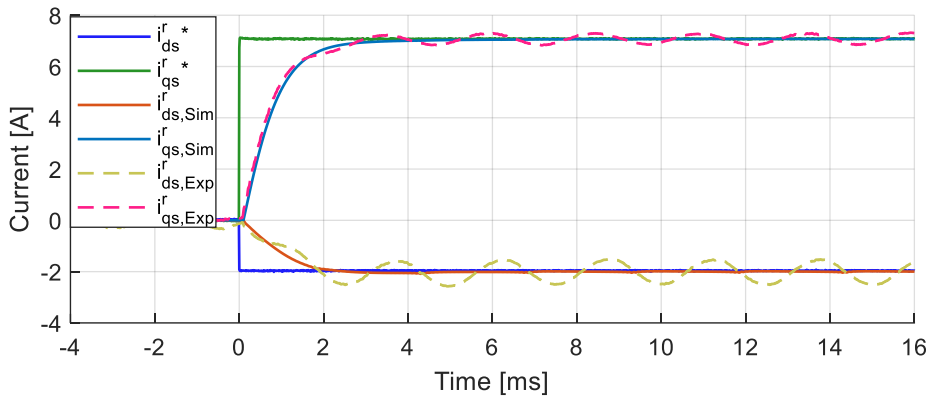
먼저, 각 시험 조건에서의 실험과 모델 1 ~ 4의 시뮬레이션 결과 파형이 다음 그림에 나타나있다.



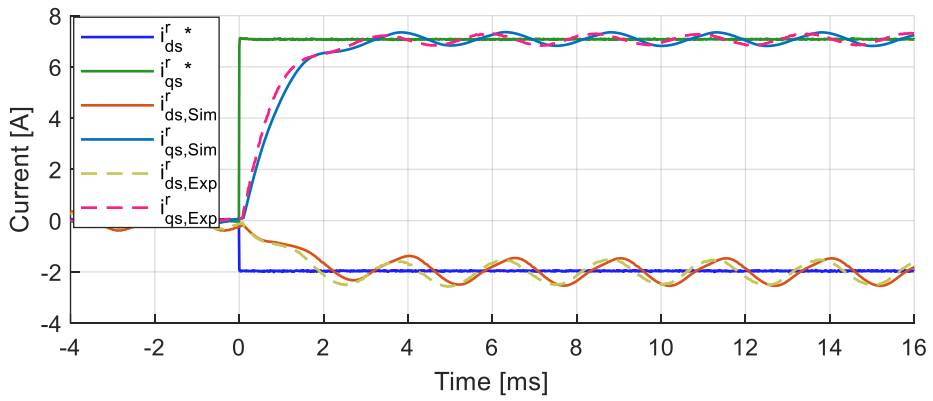
(가) 실험



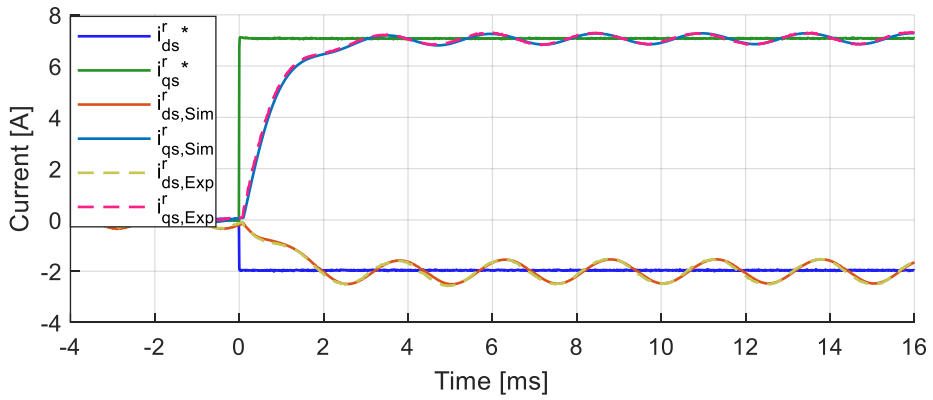
(나) 상수 제정수 기반 모델



(다) 평균 자속맵 기반 모델

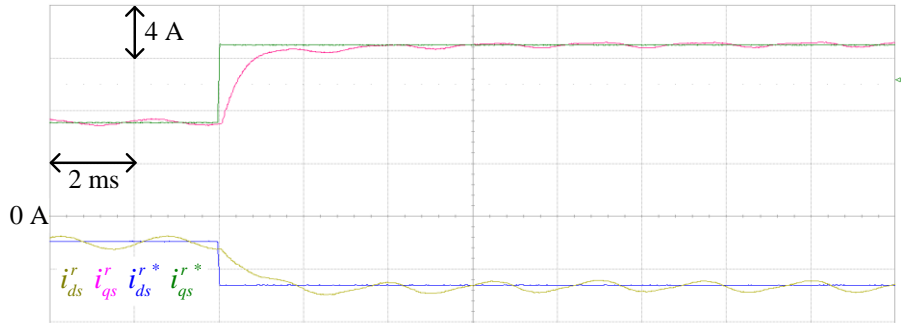


(라) FEA로 얻은 자속맵 기반 모델

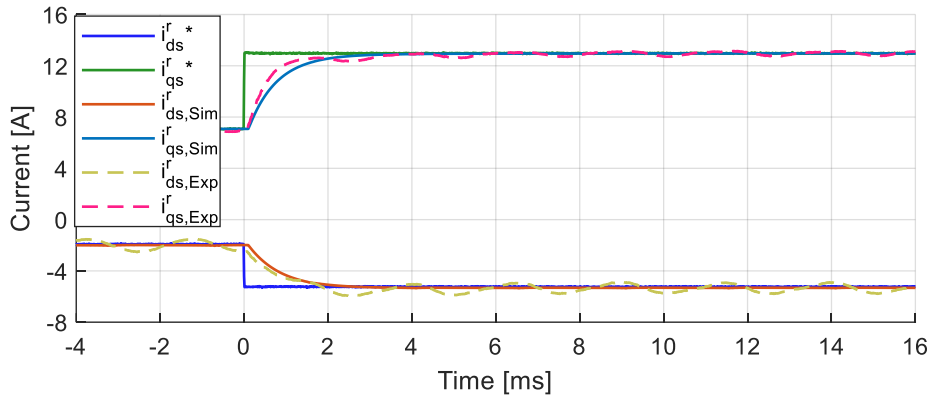


(마) 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델

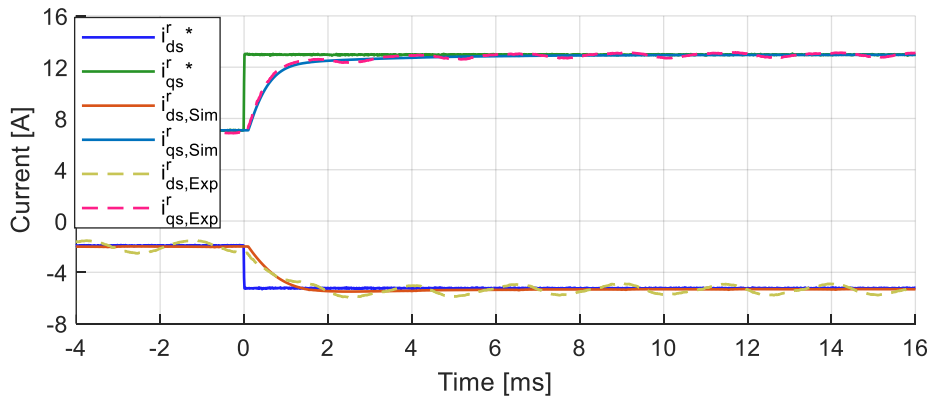
그림 5-27. 전류 제어 시험 조건 1



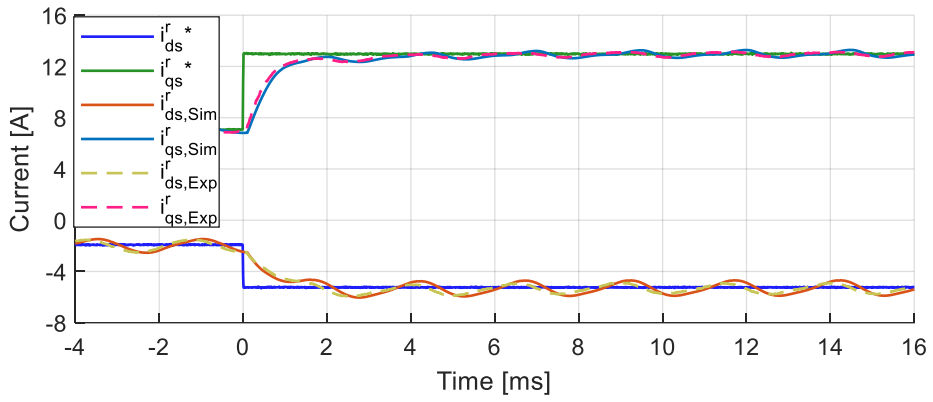
(가) 실험



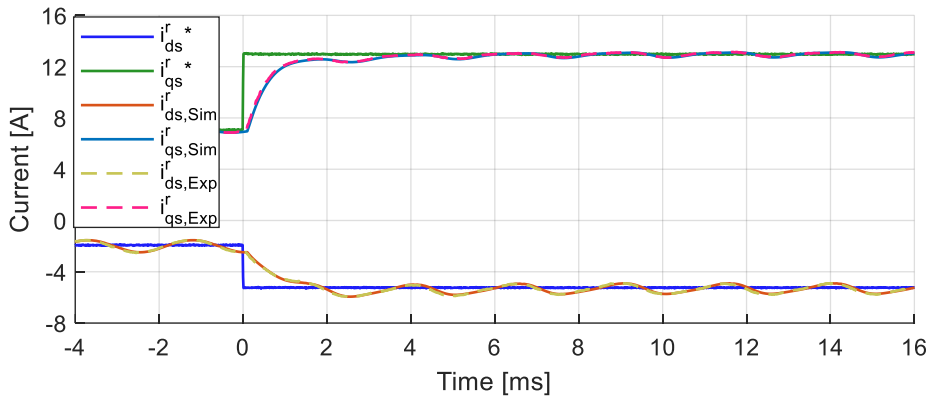
(나) 상수 제정수 기반 모델



(다) 평균 자속맵 기반 모델



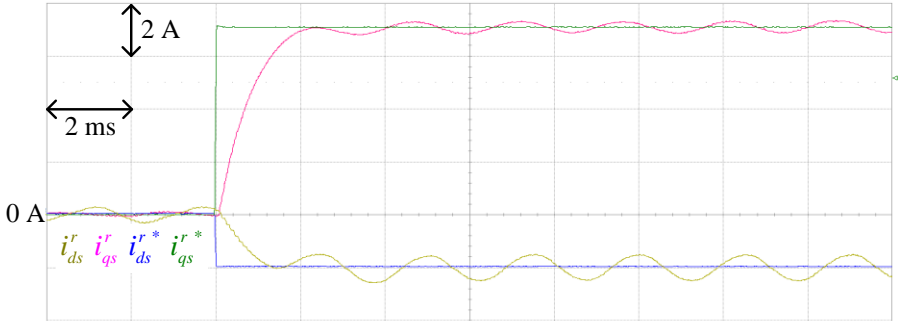
(라) FEA로 얻은 자속맵 기반 모델



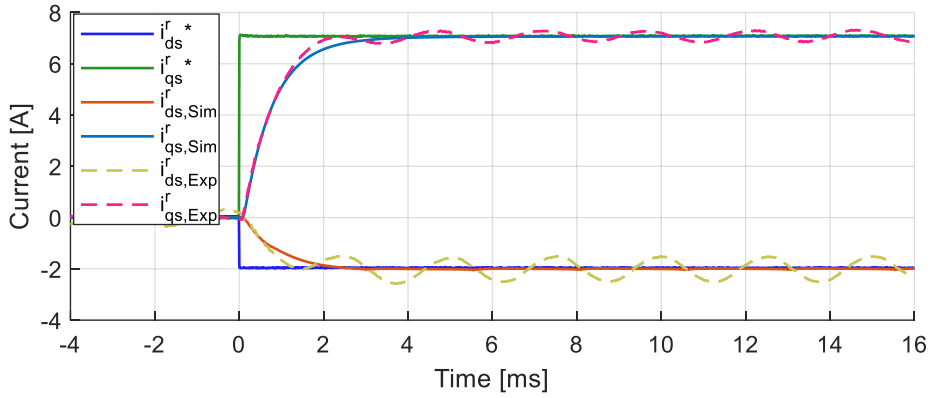
(마) 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델

그림 5-28. 전류 제어 시험 조건 2

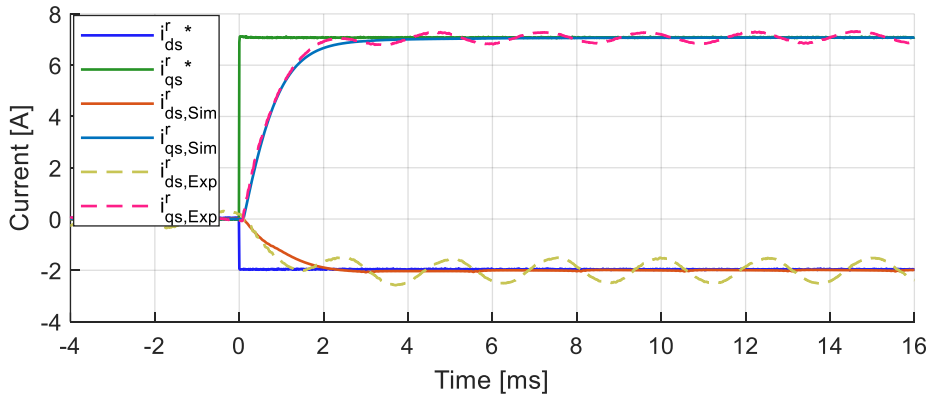




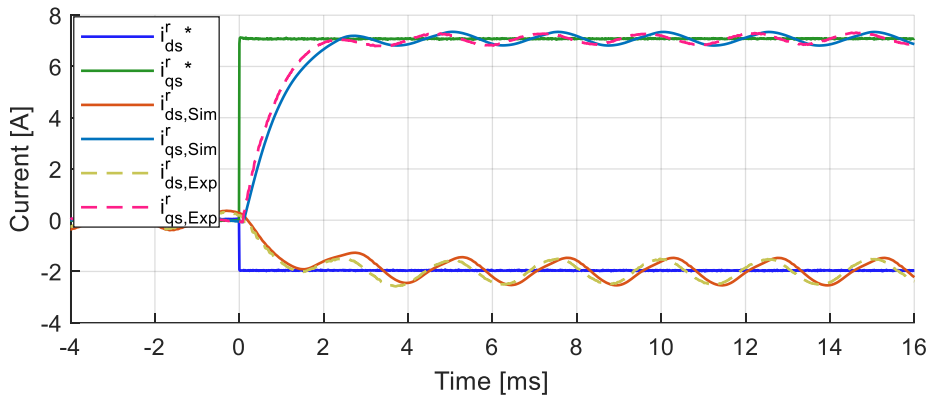
(가) 실험



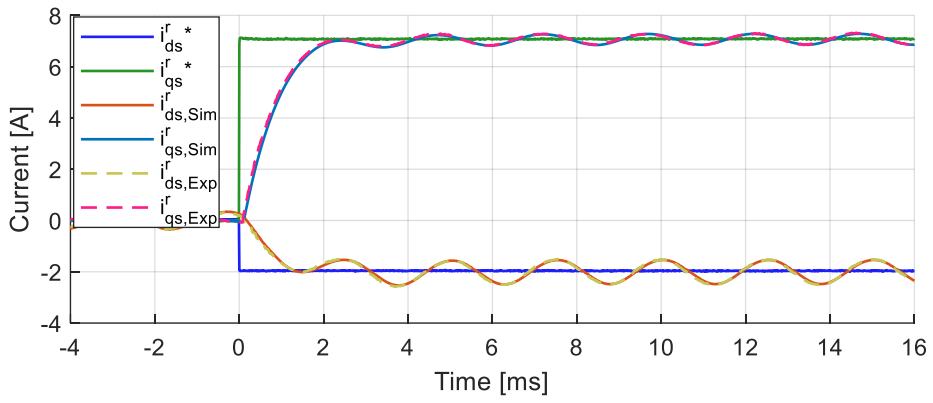
(나) 상수 제정수 기반 모델



(다) 평균 자속맵 기반 모델

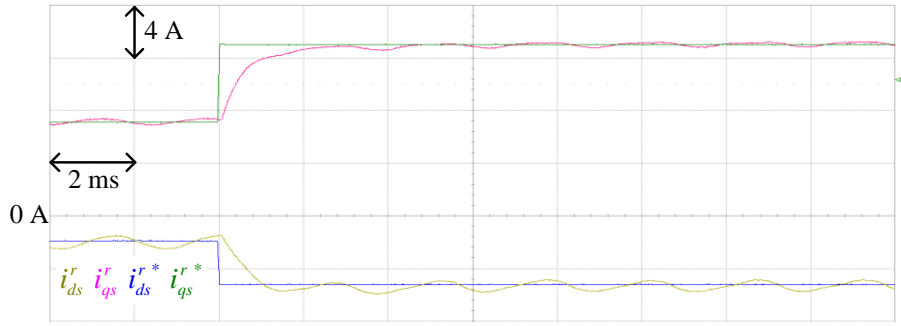


(라) FEA로 얻은 자속맵 기반 모델

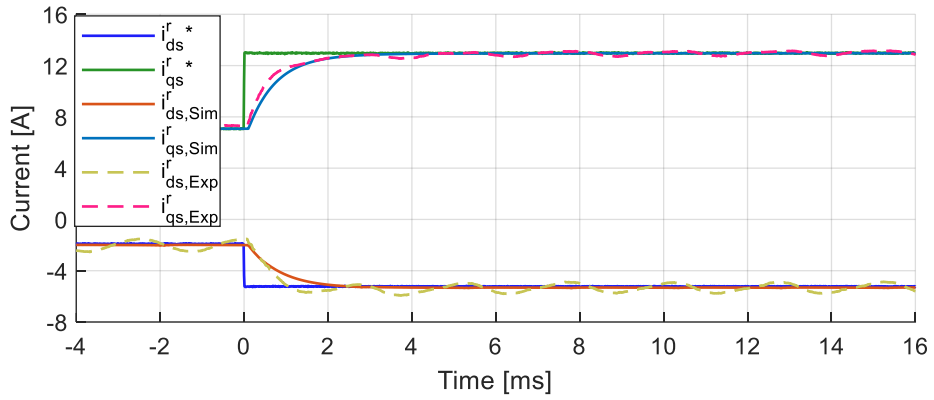


(마) 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델

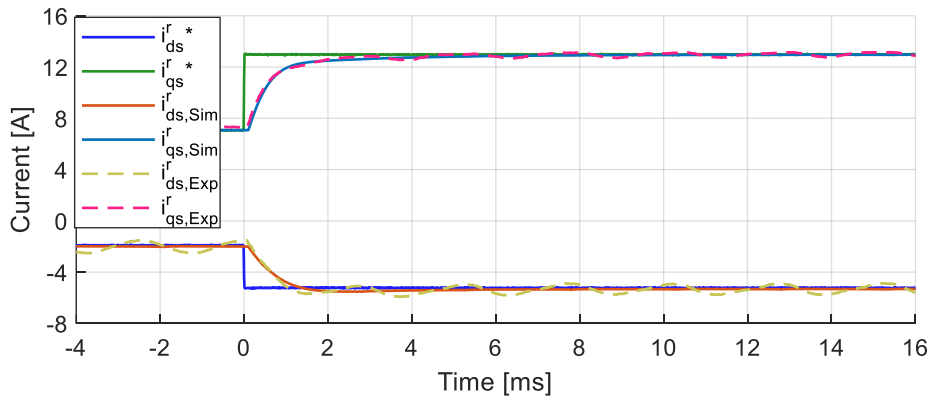
그림 5-29. 전류 제어 시험 조건 3



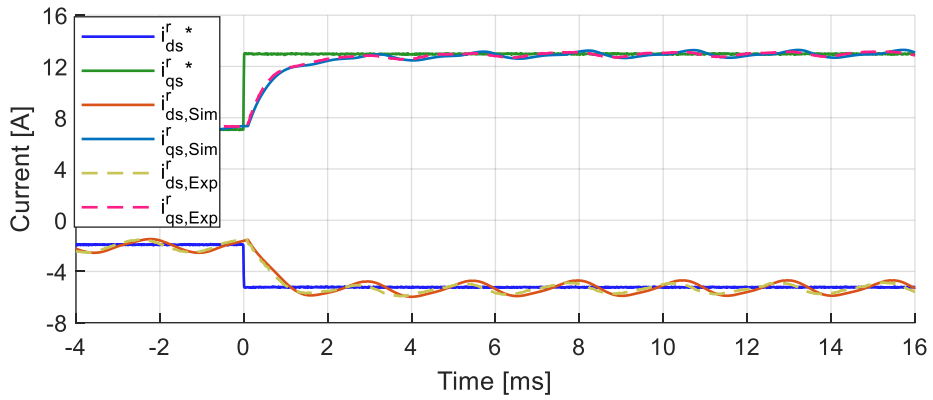
(가) 실험



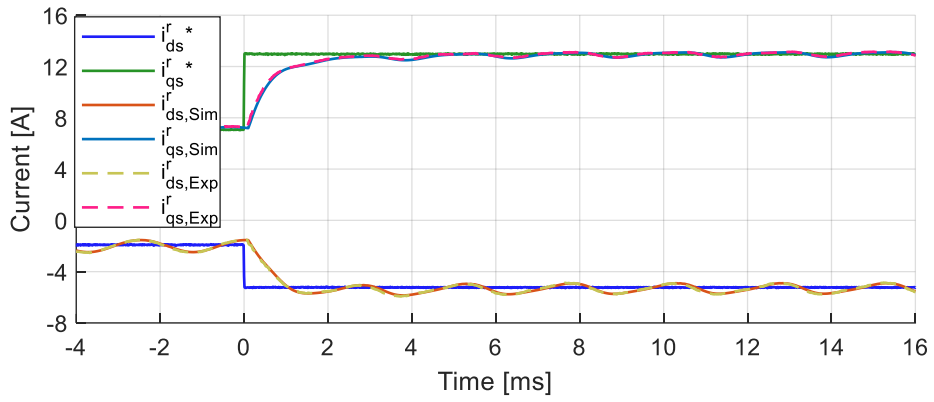
(나) 상수 제정수 기반 모델



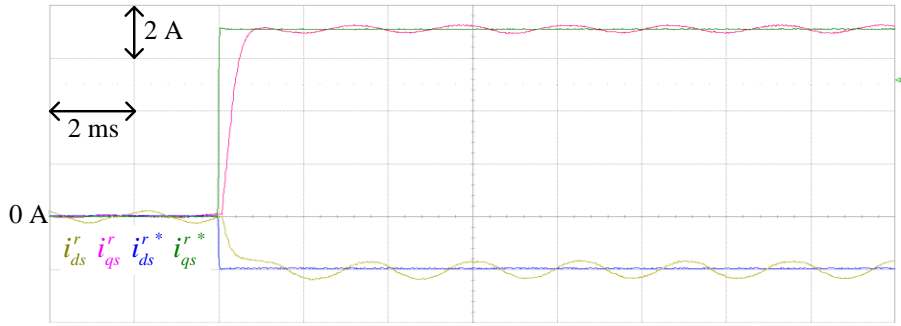
(다) 평균 자속맵 기반 모델



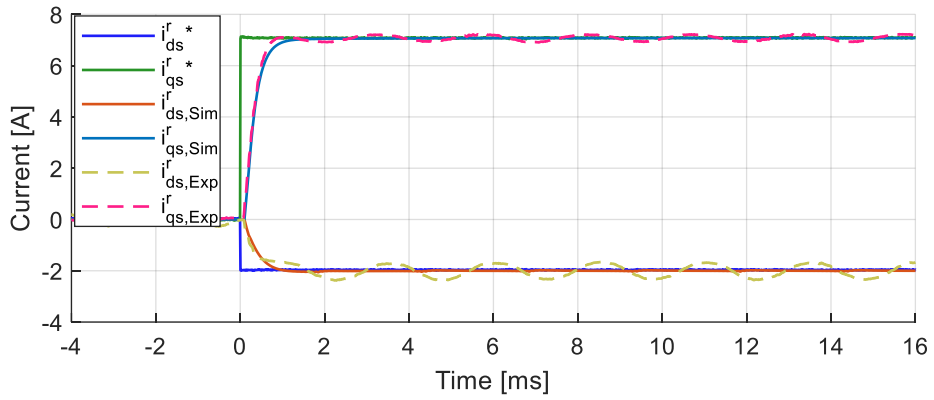
(라) FEA로 얻은 자속맵 기반 모델



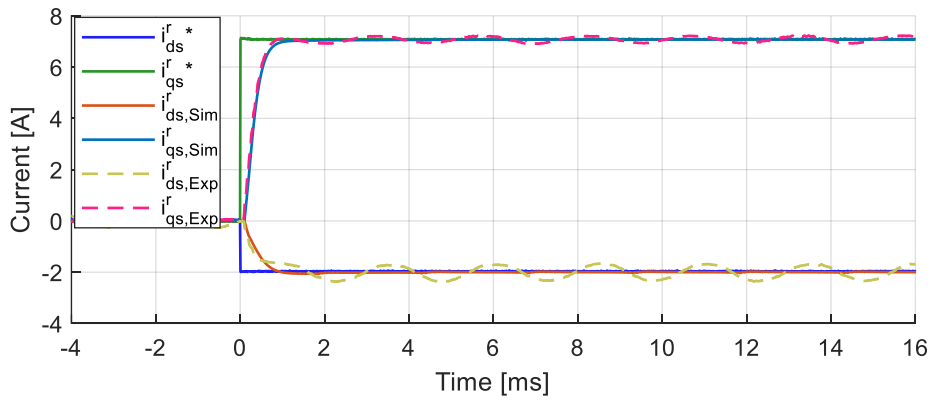
(마) 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델  
 그림 5-30. 전류 제어 시험 조건 4



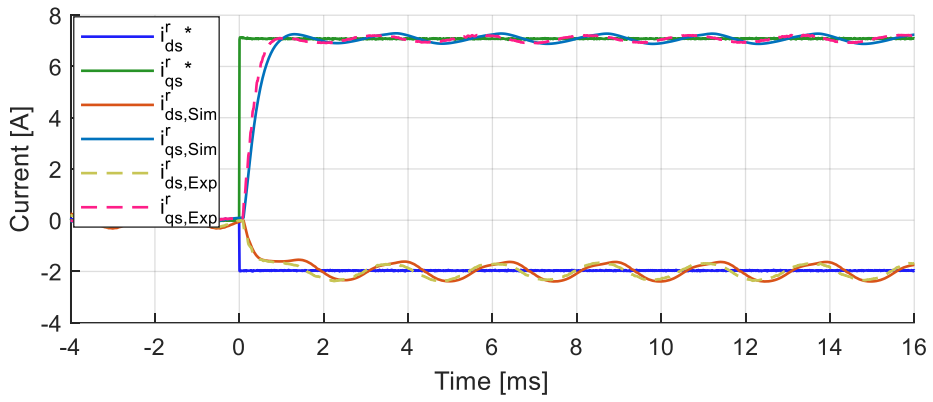
(가) 실험



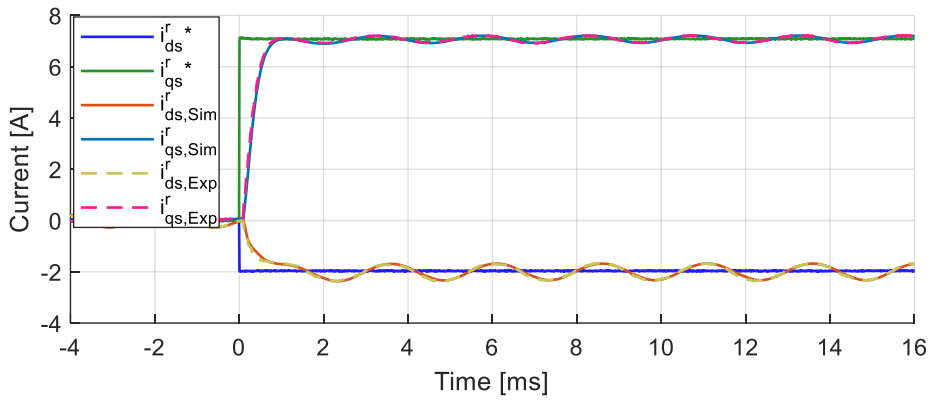
(나) 상수 제정수 기반 모델



(다) 평균 자속맵 기반 모델

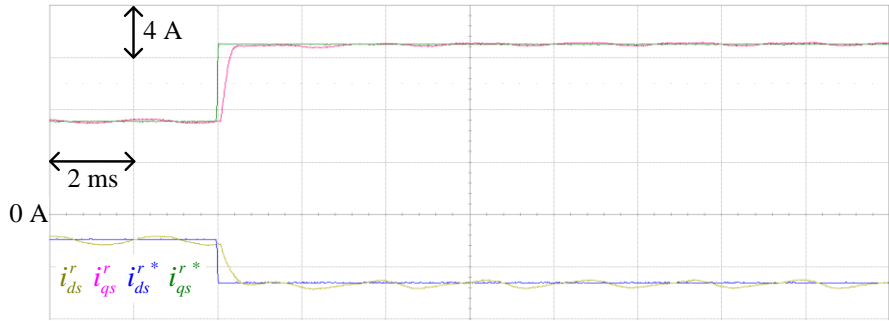


(라) FEA로 얻은 자속맵 기반 모델

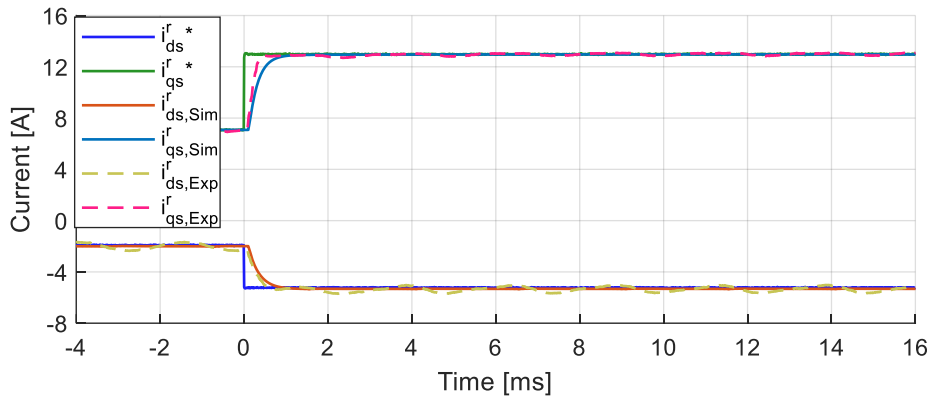


(마) 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델

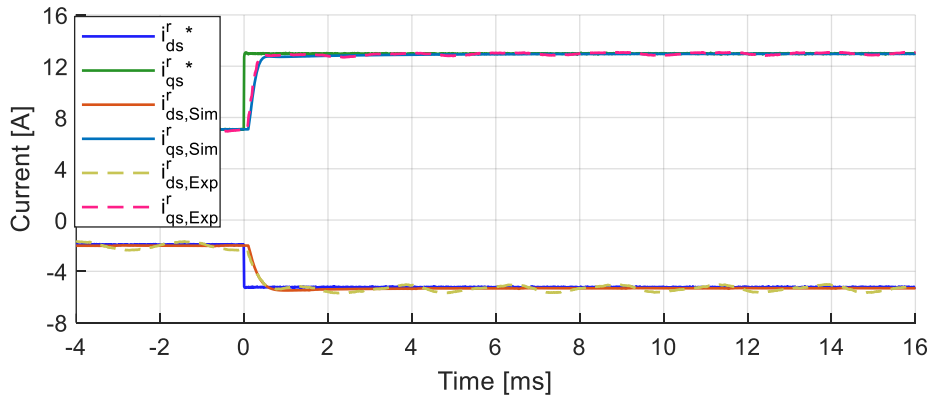
그림 5-31. 전류 제어 시험 조건 5



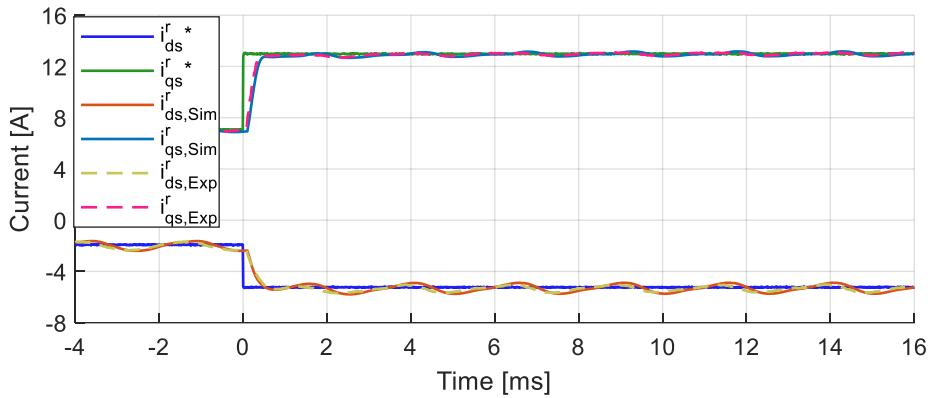
(가) 실험



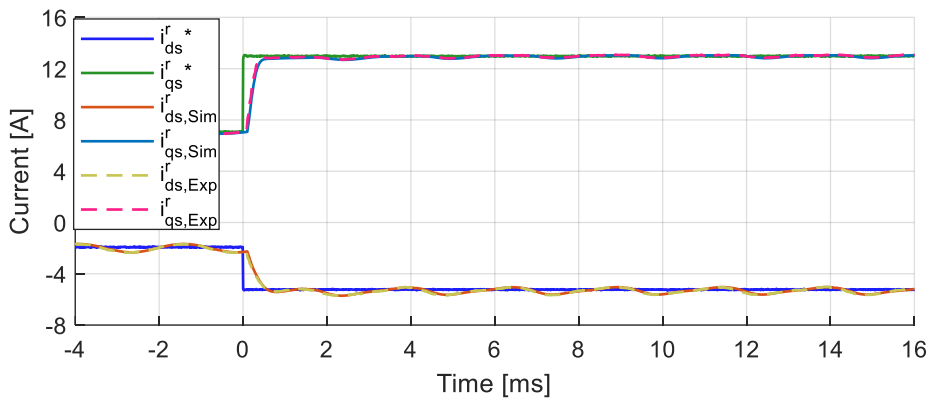
(나) 상수 제정수 기반 모델



(다) 평균 자속맵 기반 모델



(라) FEA로 얻은 자속맵 기반 모델



(마) 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델

그림 5-32. 전류 제어 시험 조건 6

그림 5-27 ~ 그림 5-32를 통해 모든 조건에서 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델이 과도상태와 정상상태에서 다른 모델에 비해 실험 파형을 잘 모의하고 있음을 확인할 수 있다. 이를 보다 정량적으로 평가하기 위해 각 상황에서의 실험 및 시뮬레이션의 정착 시간(Settling time)을 비교하였다. 정착 시간은 q축 전류가 q축 전류 지령의 63 %와 98 % 값에 각각 처음 도달한 순간까지의 시간으로 구하였다. 이는 1차 저역 통과 필터(Low pass filter)에서 시정수(Time constant)의 1 배와 4 배의 시간이 흘렀을 때의 도달 비율이다. 각 정착 시간을 표로 정리한 결과는 다음과 같다.



표 5-13. 전류 제어 모의 성능 평가 (63 % 정착 시간, 단위: ms)

조건	실험	모델 1	모델 2	모델 3	모델 4 (Proposed)
1	0.75	0.81	0.82	0.92	0.79
2	0.55	0.79	0.6	0.65	0.59
3	0.81	0.81	0.82	0.94	0.86
4	0.56	0.79	0.6	0.64	0.61
5	0.35	0.36	0.37	0.42	0.37
6	0.23	0.33	0.26	0.28	0.26

표 5-14. 전류 제어 모의 성능 평가 (98 % 정착 시간, 단위: ms)

조건	실험	모델 1	모델 2	모델 3	모델 4 (Proposed)
1	2.75	3.06	2.87	3.02	2.82
2	3.56	2.95	5.45	4.28	3.65
3	2.03	3.19	3.04	2.26	2.12
4	2.93	3.08	5.75	2.95	3
5	0.79	1.12	0.97	0.94	0.84
6	1.18	1.08	3.25	1.48	1.7

이를 기반으로 하여 실험 대비 시뮬레이션에서의 정착 시간의 오차를 계산한 결과는 다음과 같다.

표 5-15. 전류 제어 모의 성능 평가 (63 % 정착 시간 오차, 단위: ms)

조건	모델 1	모델 2	모델 3	모델 4 (Proposed)
1	0.06	0.07	0.17	0.04
2	0.24	0.05	0.1	0.04
3	0	0.01	0.13	0.05
4	0.23	0.04	0.08	0.05
5	0.01	0.02	0.07	0.02
6	0.1	0.03	0.05	0.03

표 5-16. 전류 제어 모의 성능 평가 (98 % 정착 시간 오차, 단위: ms)

조건	모델 1	모델 2	모델 3	모델 4 (Proposed)
1	0.31	0.12	0.27	0.07
2	-0.61	1.89	0.72	0.09
3	1.16	1.01	0.23	0.09
4	0.15	2.82	0.02	0.07
5	0.33	0.18	0.15	0.05
6	-0.1	2.07	0.3	0.52

그림 5-27 ~ 그림 5-32와 표 5-13 ~ 표 5-16의 결과를 토대로 다음과 같은 사실을 알 수 있다. 우선, 모델 1의 경우 회전자 위치나 전류 지령과 무관하게 설정된 전류 제어기 대역폭에 따라서 정착 시간이 거의 결정된다. 특히, 전류 제어기가 상수 제정수 기반 모델에서 1차 저역 통과 필터로 동작하기 때문에 200 Hz의 시정수 0.8 ms와 500 Hz의 시정수 0.32 ms와 63 % 정착 시간이 거의 일치한다.

실험 결과에서 조건 1, 3, 5의 경우에는 정격 전류 운전점 근방에서 운전되기 때문에 제정수의 대표값과 유사한 제정수를 가진다. 따라서 모델 1과 63 % 정착 시간이 거의 일치한다. 그러나 조건 2, 4, 6과 같이 2 pu 전류 운전점 근방에서는 자기 포화로 인해 인덕턴스가 감소한다. 따라서 대역폭이 높게 설정된 셈이 되기 때문에 63 % 정착 시간이 감소한 것을 확인할 수 있다. 63 % 정착 시간에서는 회전자 위치에 따른 차이는 두드러지게 나타나지 않았다. 표 5-14의 98 % 정착 시간 실험 결과의 경우 대역폭이나 포화에 의한 영향보다 공간 고조파에 의한 전류 리플이 정착시간에 가장 큰 영향을 미친다. 조건 1과 3, 조건 2와 4를 비교해보면 회전자 위치에 따라 정착 시간이 각각 720  $\mu$ s와 630  $\mu$ s만큼 차이 나는 것을 확인할 수 있다.

모델 2의 경우 포화가 고려되었기 때문에 회전자 위치에 따른 영향이 크지 않은 63 % 정착 시간의 경우 모든 상황에서 100  $\mu$ s이하의 오차를 가진다는 것을 표 5-15를 통해 알 수 있다. 반면에 98 % 정착 시간의

경우 공간 고조파에 의한 영향이 모델 2에 고려되지 않았기 때문에 실험 결과와 최대 2.82 ms의 오차를 보인다.

모델 3의 경우 63 % 정착 시간은 포화와 대역폭에 영향을 받고, 98 % 정착 시간은 회전자 위치에 영향을 받는다는 점은 실험 결과와 유사하다. 그러나 각각의 상황에 따라 실험 결과와의 오차가 100  $\mu$ s 이상 생기는 경우가 많은 것을 표 5-15와 표 5-16을 통해 알 수 있다.

제안된 모델 4의 경우 거의 모든 경우에서 63 % 정착 시간과 98 % 정착 시간 모두 실험 결과와 100  $\mu$ s 이내의 오차를 가진다. 단, 표 5-16에서 6 번 상황의 경우에는 정착 시간 오차가 520  $\mu$ s인 것을 확인할 수 있는데, 이는 해당 구간에서 전류 파형이 평평하여 100 mA이내의 변화가 수 백  $\mu$ s 동안 지속되었기 때문에 발생한 측정 상의 오차로 기인한 것이다.

### 5.2.2 역기전력 기반 센서리스 제어

역기전력 센서리스 제어 알고리즘으로는 확장된 역기전력(Extended EMF) 기반 알고리즘을 사용하였다 [9]. 사용된 알고리즘의 블록 다이어그램은 다음과 같다.

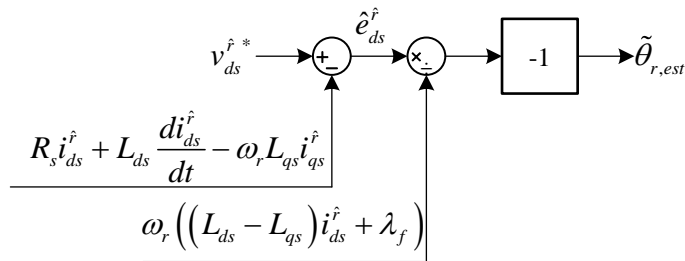


그림 5-33. 확장된 역기전력 기반 센서리스 제어 블록 다이어그램

알고리즘에서 사용된 제정수는 표 5-1에 표시된 실험을 통해 얻어진 대상 전동기 제정수의 대표값을 사용하였다. 또한 그림 5-33에서 추정된 회전자 위치 오차( $\tilde{\theta}_{r,est}$ )를 그림 5-26(나)와 동일한 구조의 속도 관측기에 입력하여 회전자 위치와 속도를 추정하였다. 센서리스 제어에 사용된 관측기 이득은 다음과 같이 특성 방정식이 하나의 실근과 두 개의 허근을 갖도록 설계하였다.

$$(s - P)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2). \quad (5.12)$$

따라서 센서리스 제어에 사용된 관측기 이득은 다음과 같다.

$$L_1 = 2\zeta\omega_n - P - \frac{\hat{B}_m}{J_m}. \quad (5.13)$$

$$L_2 = \omega_n^2 - 2\zeta\omega_n P - L_1 \frac{\hat{B}_m}{J_m}. \quad (5.14)$$

$$L_3 = -\omega_n^2 P. \quad (5.15)$$

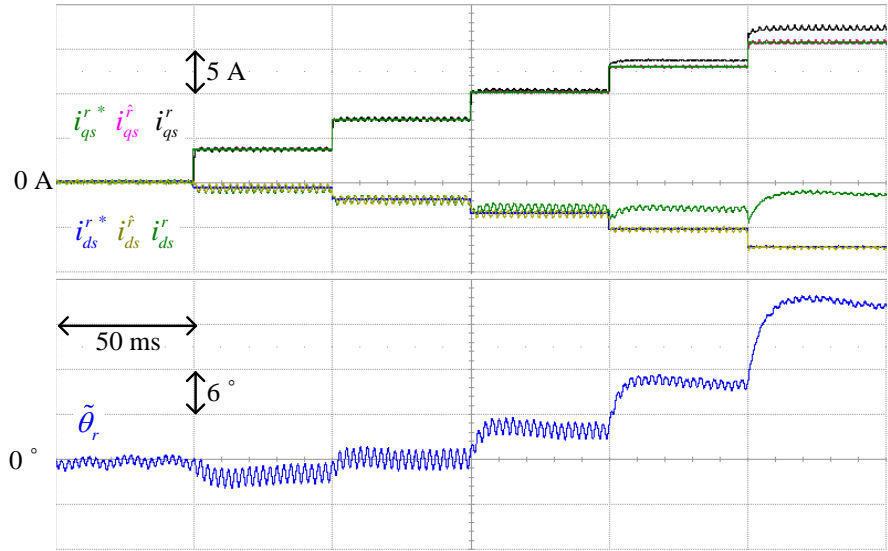
앞으로의 시뮬레이션과 실험에서  $\zeta$ 는 0.707로  $P$ 는  $-1.5\omega_n$ 으로 정하였다.

역기전력 센서리스 상황에서는 부하 토크, 속도와 위치 관측기 대역폭에 따른 각오차의 평균 크기와 리플 크기가 잘 모의되는지 확인하고자 하였다. 부하 토크는 각 조건마다 0 ~ 2.5 pu까지 0.5 pu 간격으로 100 ms 마다 인가하였다. 각 조건에서의 속도와 위치 관측기  $\omega_n$ 은 다음 표에 정리되어 있다.

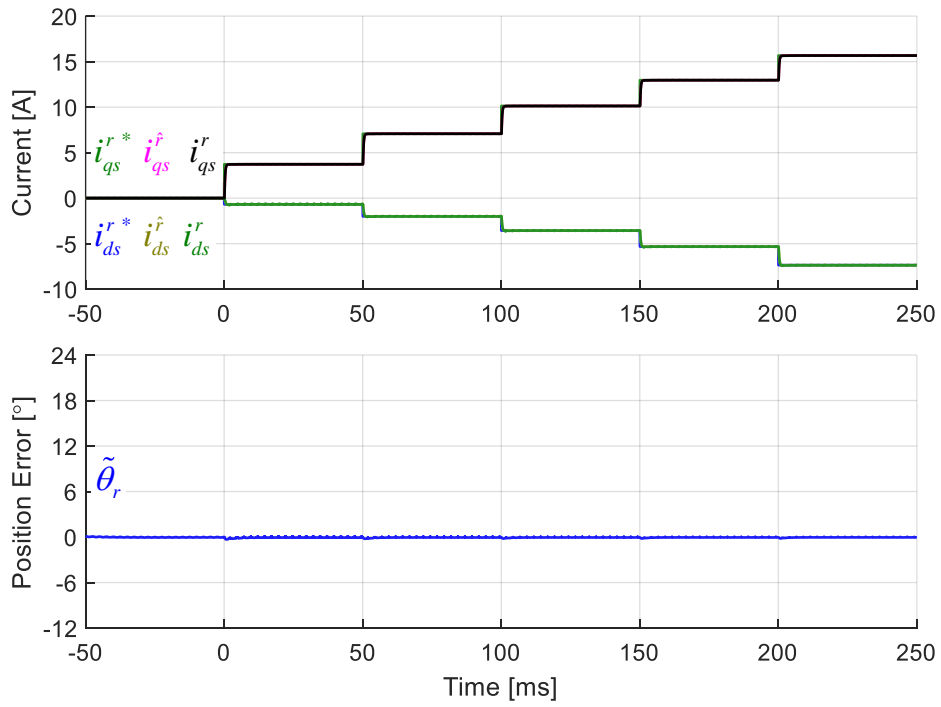
표 5-17. 역기전력 센서리스 제어 시험 조건

조건	운전 속도	센서리스 위치 관측기 $\omega_n$
1	1000 r/min	$2\pi \cdot 15$ rad/s
2	500 r/min	$2\pi \cdot 15$ rad/s
3	1000 r/min	$2\pi \cdot 20$ rad/s

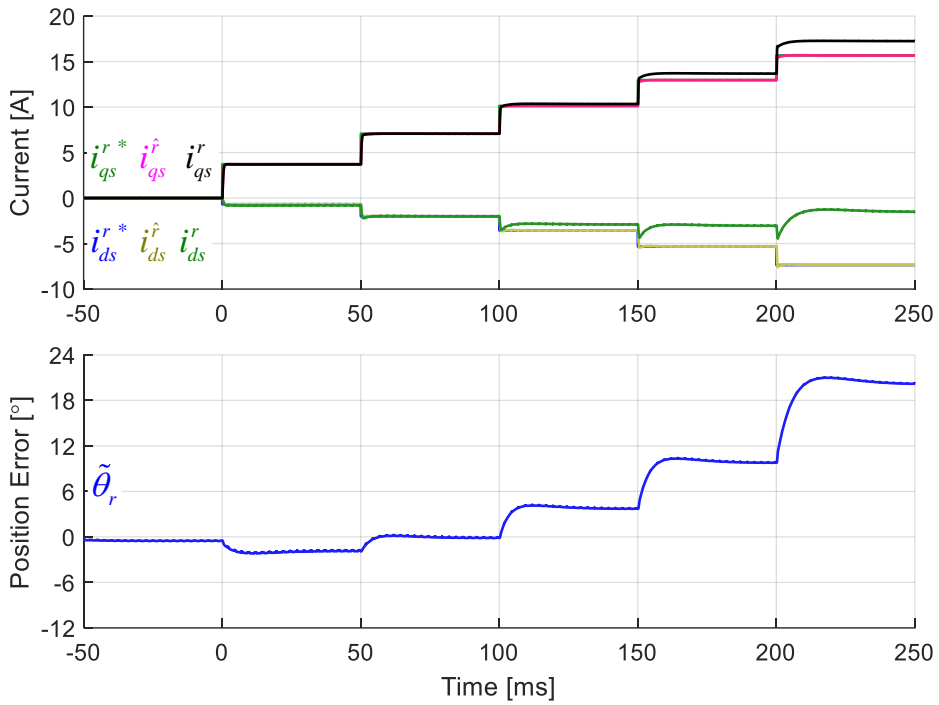
먼저, 각 시험 조건에서의 실험과 모델 1 ~ 4의 시뮬레이션 결과 파형이 다음 그림에 나타나있다.



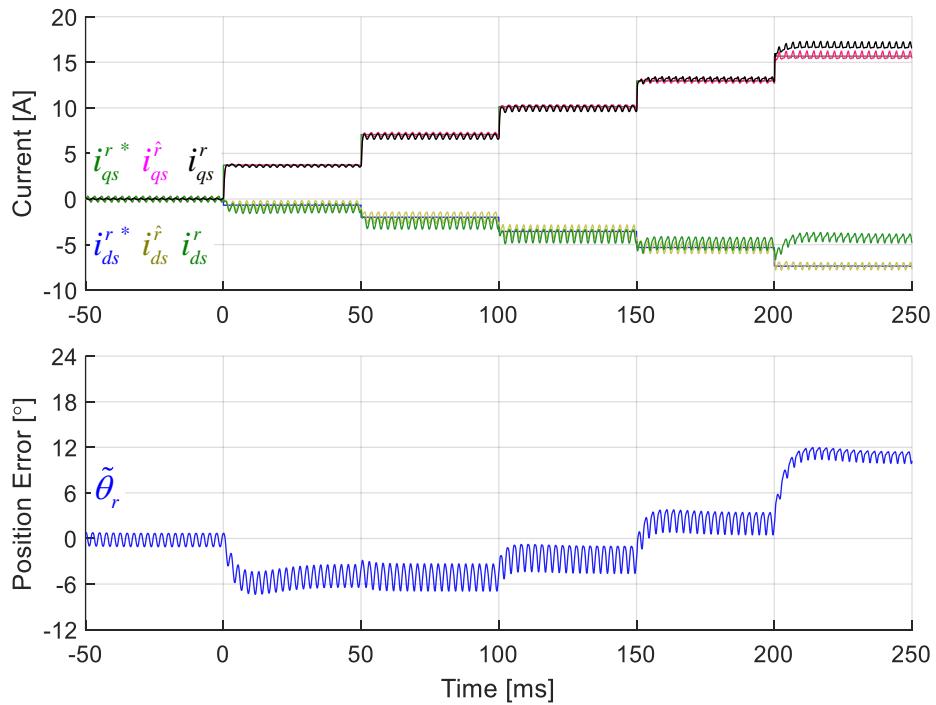
(가) 실험



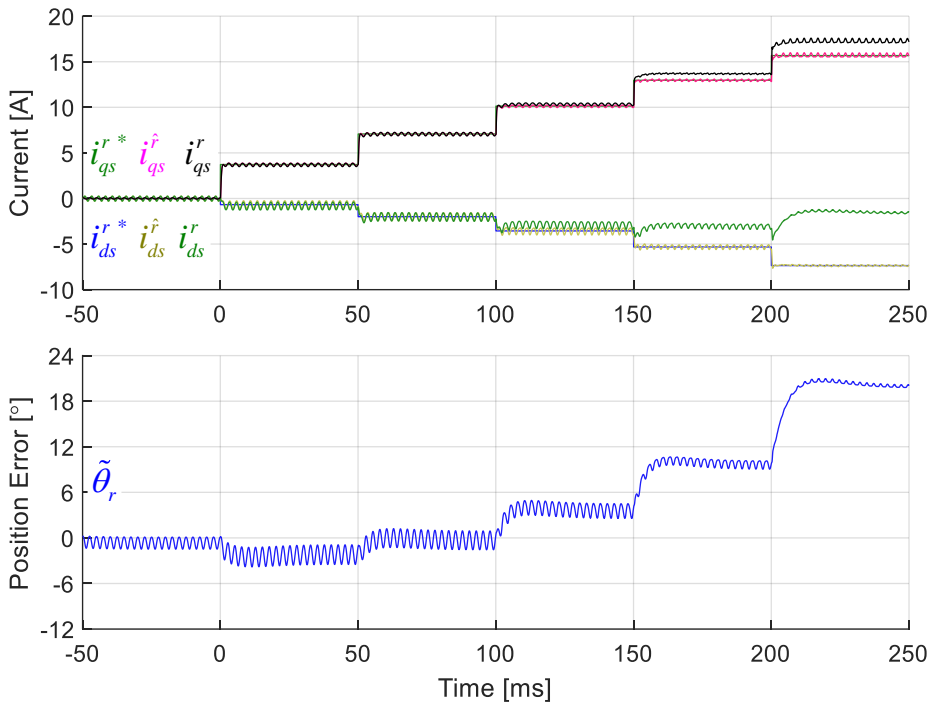
(나) 상수 제정수 기반 모델



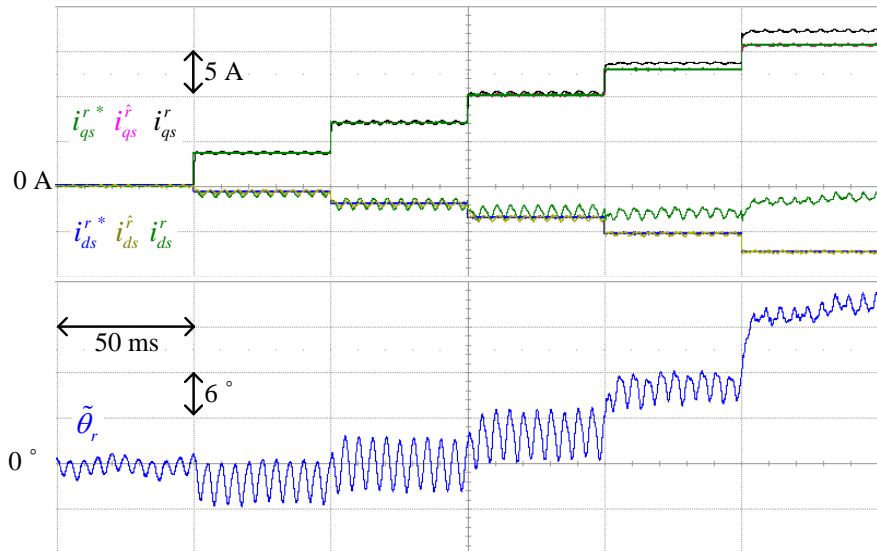
(다) 평균 자속맵 기반 모델



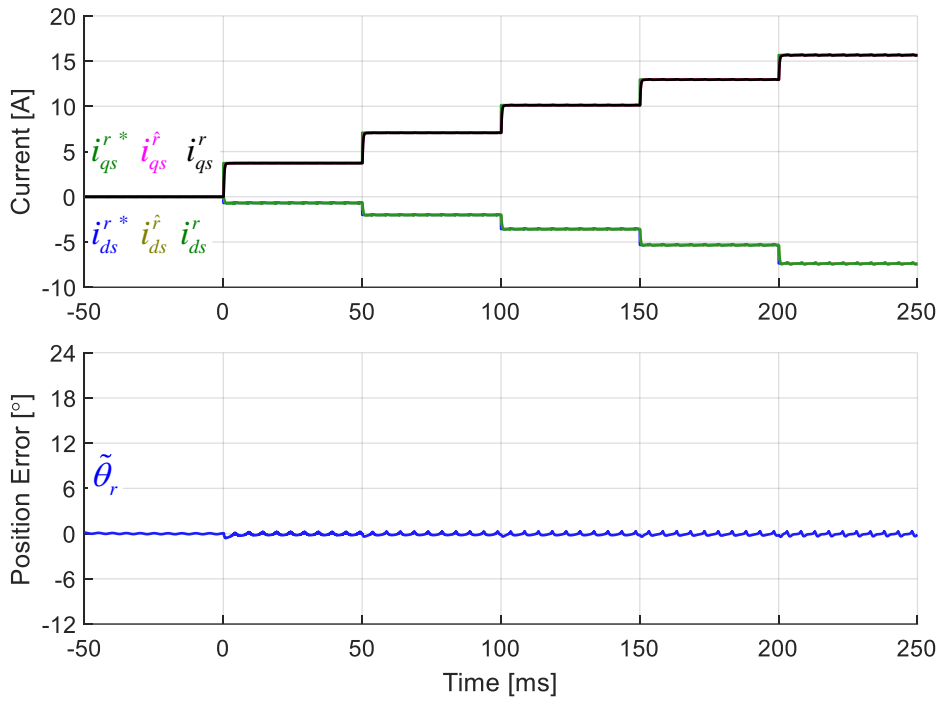
(라) FEA로 얻은 자속맵 기반 모델



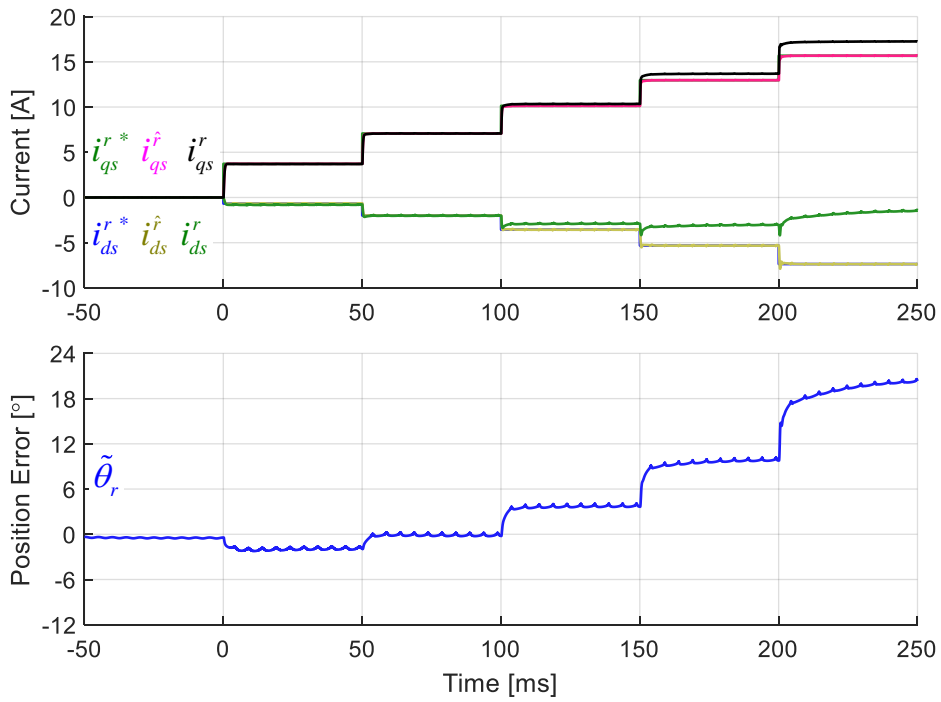
(마) 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델  
그림 5-34. 센서리스 제어 실험 조건 1



(가) 실험

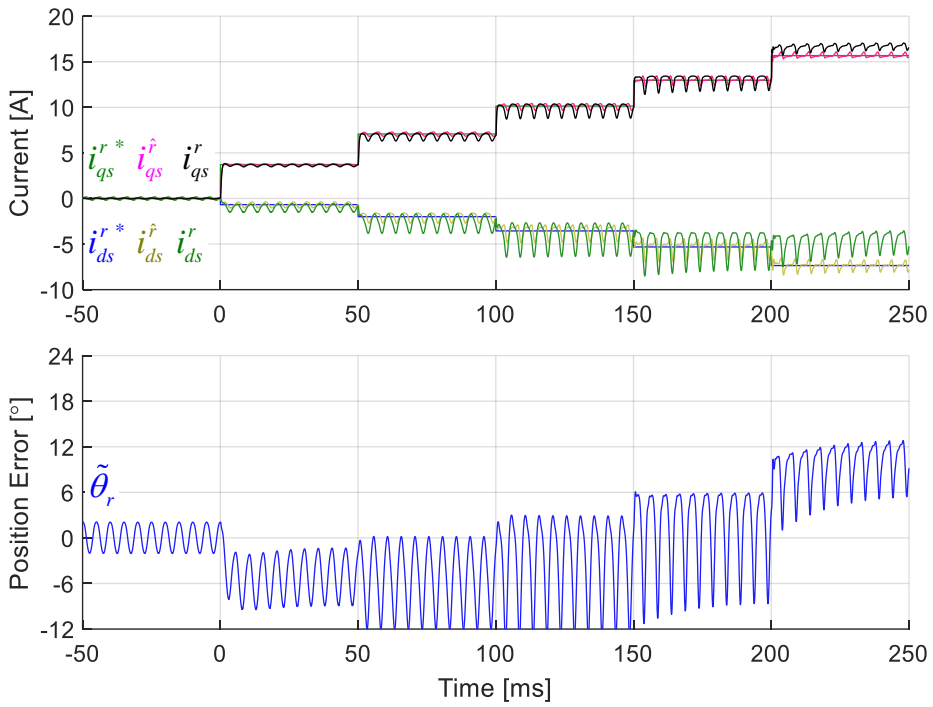


(나) 상수 제정수 기반 모델

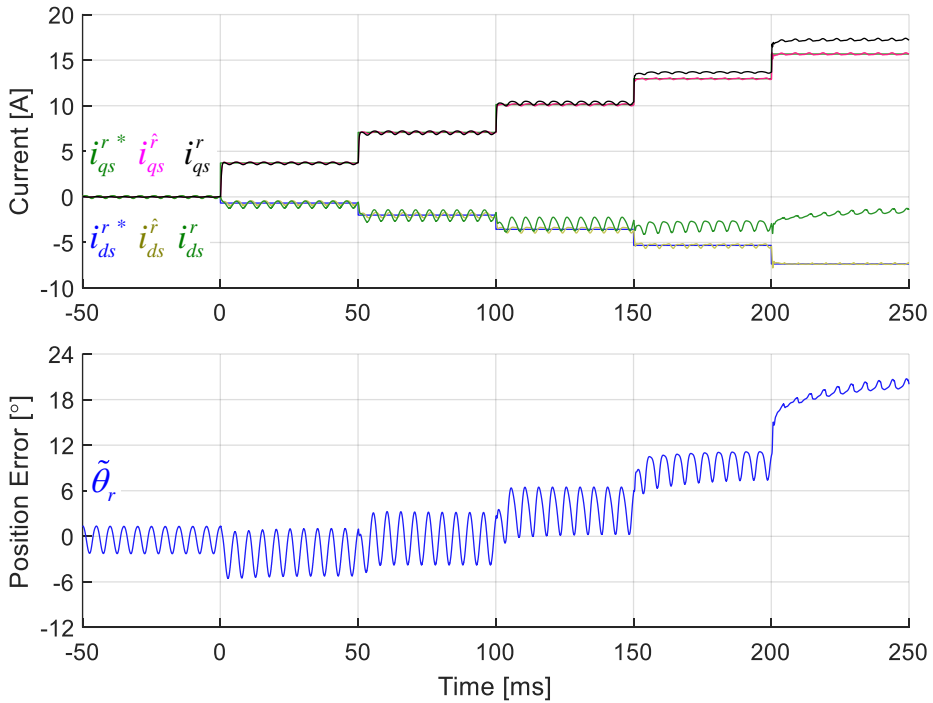


(다) 평균 자속맵 기반 모델



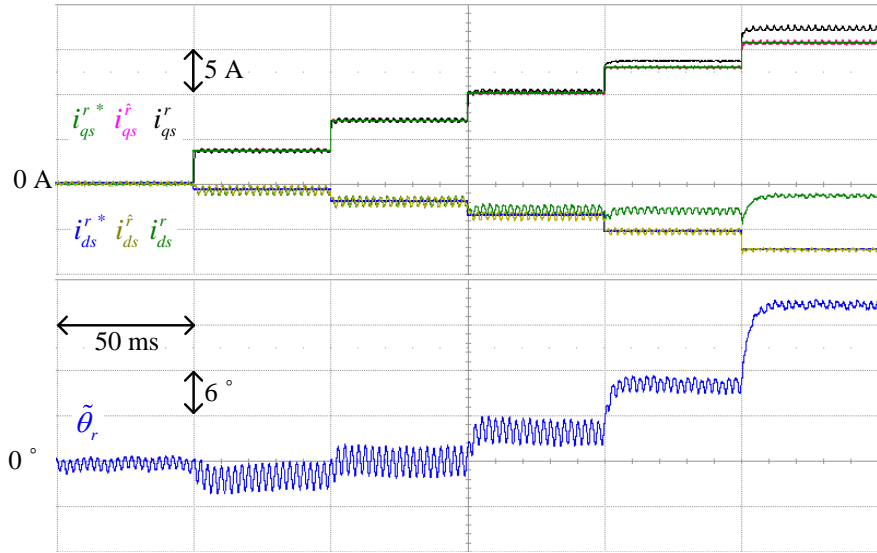


(라) FEA로 얻은 자속맵 기반 모델

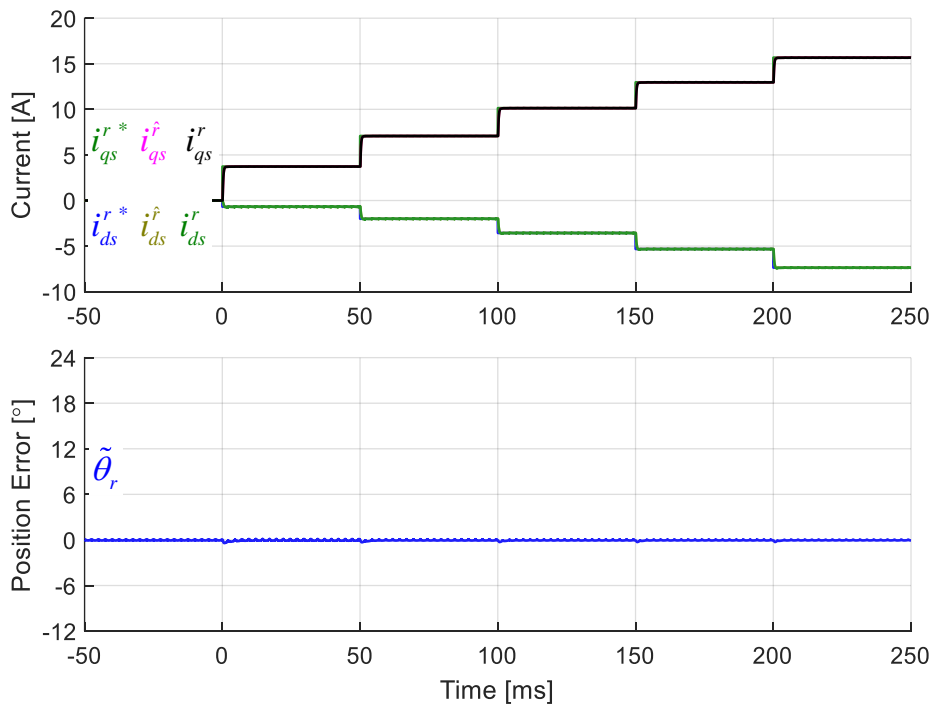


(마) 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델

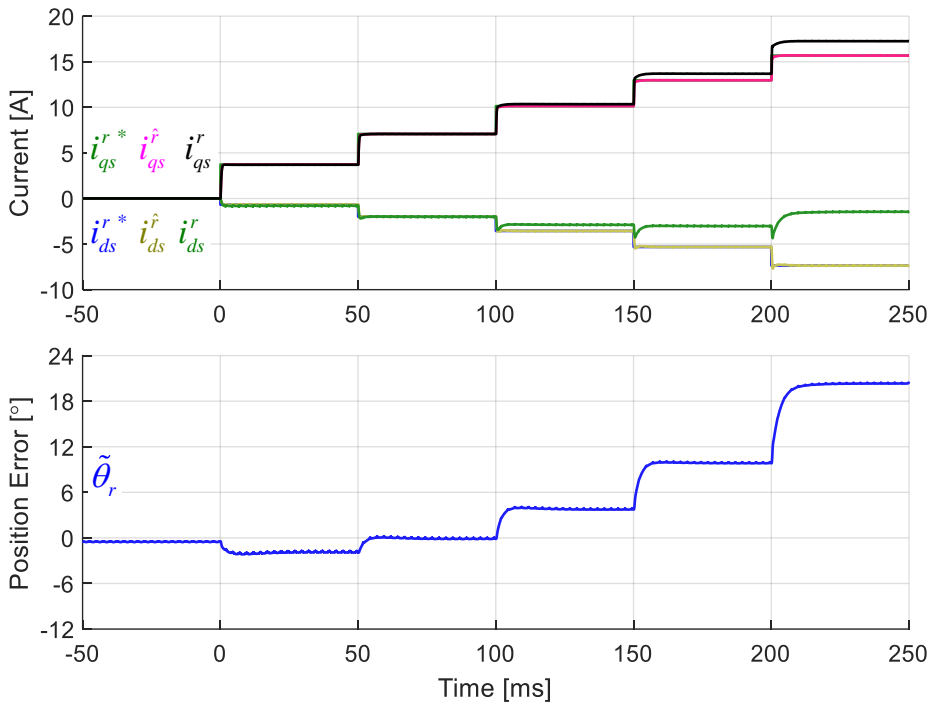
그림 5-35. 센서리스 제어 실험 조건 2



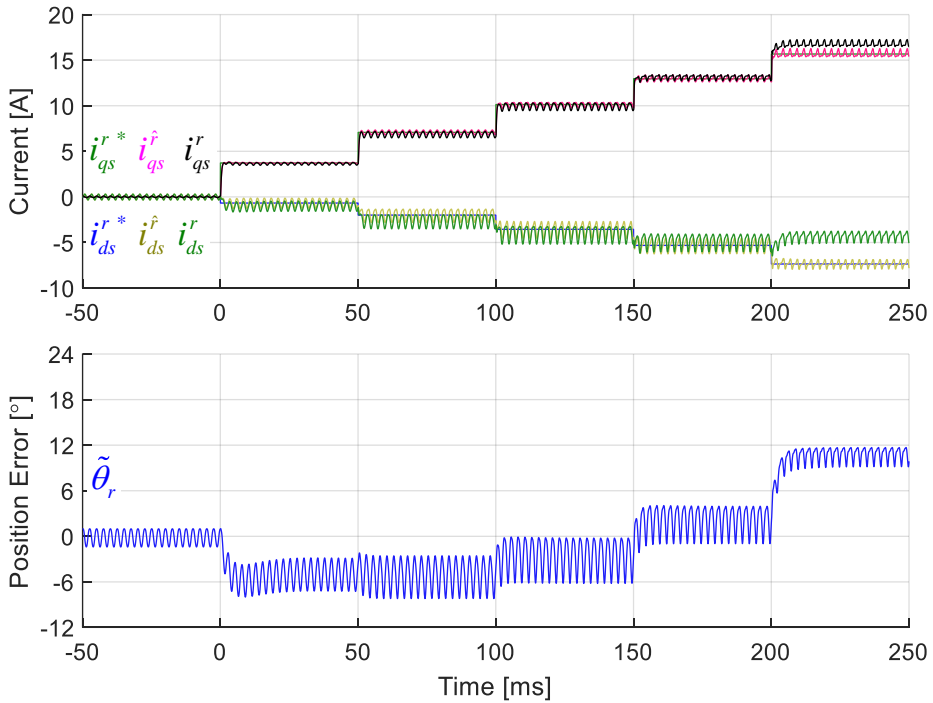
(가) 실험



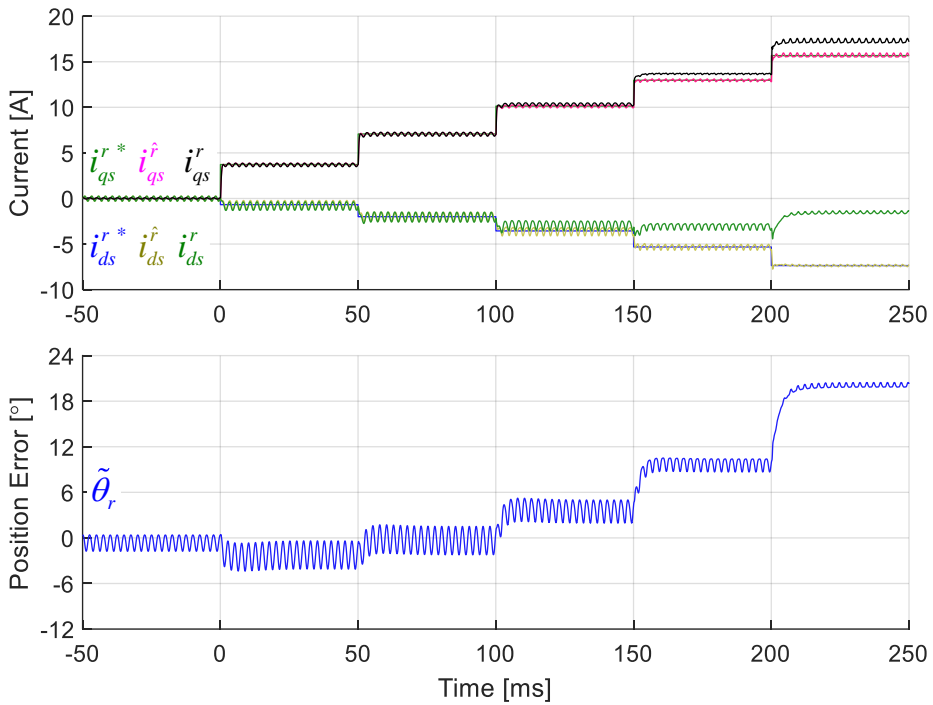
(나) 상수 제정수 기반 모델



(다) 평균 자속맵 기반 모델

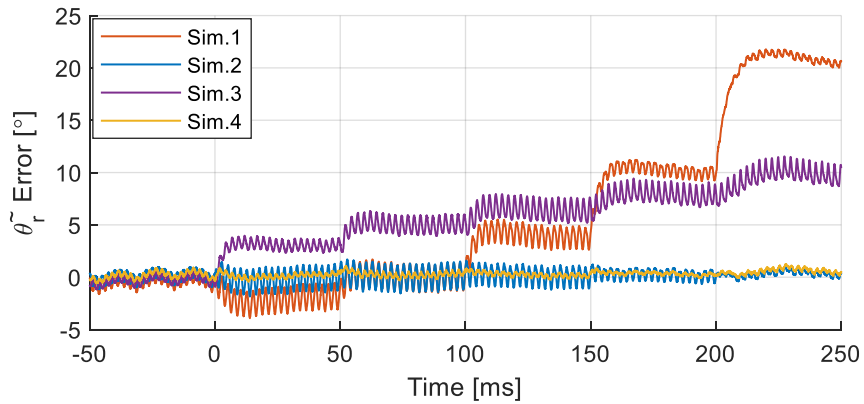


(라) FEA로 얻은 자속맵 기반 모델



(마) 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델  
**그림 5-36. 센서리스 제어 실험 조건 3**

각 조건에서 실험과 시뮬레이션에서의 각오차의 차이를 계산해 도시한 결과는 다음 그림과 같다.



(가) 조건 1 결과

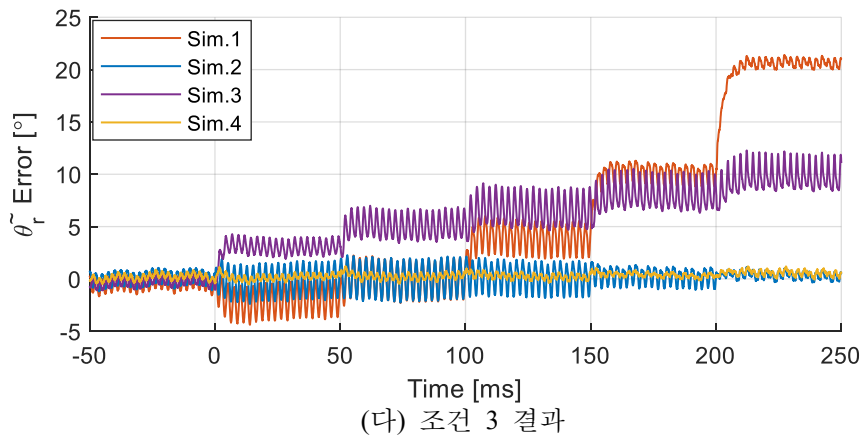
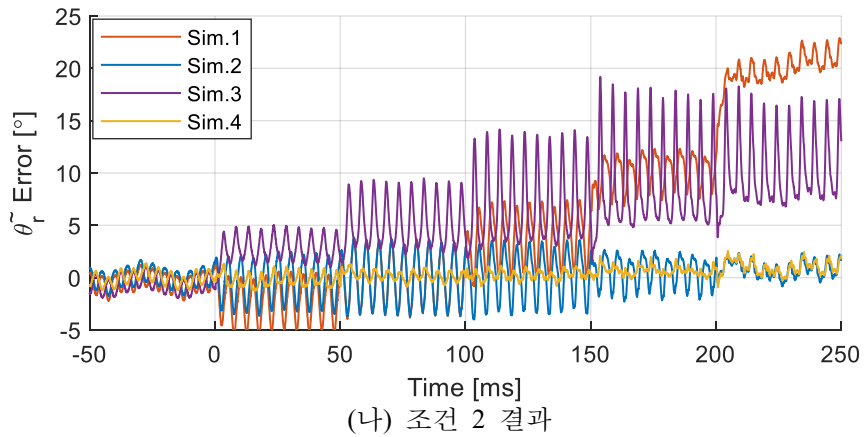


그림 5-37. 실험과 시뮬레이션 간의 각오차 비교

각 시뮬레이션 모델의 평균 각오차 모의 성능을 평가하기 위해 위 그림을 이용하여 각 운전점에서 각오차의 평균을 계산하였다. 평균 각오차의 경우 관측기의  $\omega_n$ 이나 속도와 무관하게 전류 운전점에 의해서 거의 결정된다. 따라서 조건 3에서 계산한 평균 각오차만을 다음의 표로 정리하였다.

표 5-18. 평균 각오차 크기 (조건 3, 단위:°)

$T_e^*$	실험	모델 1	모델 2	모델 3	모델 4 (Proposed)
0	-0.4	-0.03	-0.51	-0.12	-0.59
0.5	-1.99	-0.06	-1.89	-5.01	-2.24
1	-0.03	-0.05	-0.12	-5.12	-0.37
1.5	3.96	-0.05	3.68	-2.68	3.54
2	10.28	-0.05	9.64	1.98	9.52
2.5	21.13	-0.04	19.71	10.44	19.47

표 5-19. 평균 각오차 크기의 실험값에 대한 오차 (조건 3, 단위:°)

$T_e^*$	모델 1	모델 2	모델 3	모델 4 (Proposed)
0	0.39	-0.09	0.3	-0.17
0.5	2.02	0.19	-2.93	-0.16
1	0.06	-0.01	-5.01	-0.26
1.5	-3.85	-0.12	-6.48	-0.26
2	-9.96	-0.27	-7.93	-0.39
2.5	-20.08	-0.33	-9.6	-0.57

표 5-19를 통해 모델 2와 모델 4에서 각 전류 운전점에서의 평균 각오차가 1° 이내로 잘 모의되고 있음을 확인할 수 있다. 또한 그림 5-37을 통해 모델 4에서 각오차의 리플도 모든 경우에 ±2° 내의 오차로 정확하게 모의하고 있음을 확인할 수 있다.

### 5.2.3 약자속 제어

약자속 제어 알고리즘으로는 PI 제어를 이용해 전압 지령의 크기를 제한하는 방법을 사용하였다 [81]. 사용된 알고리즘의 블록 다이어그램은 다음과 같다.

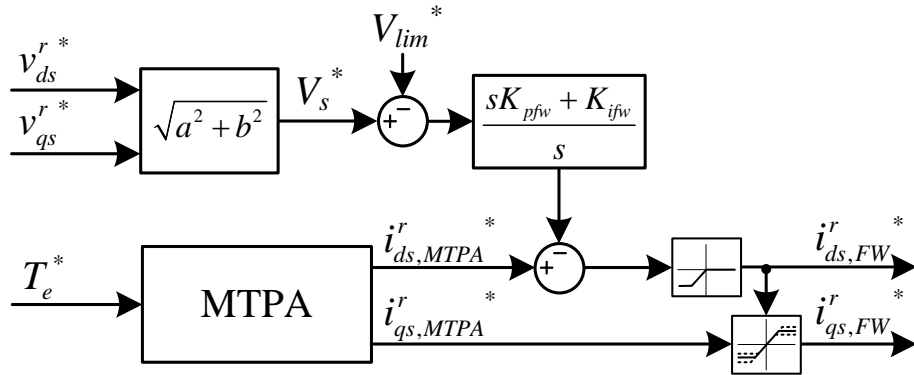
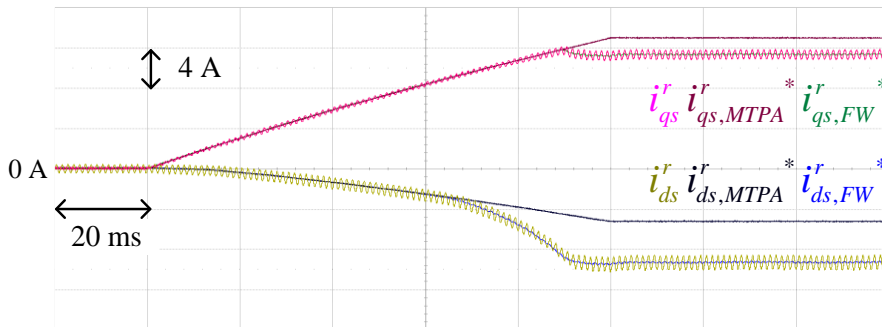


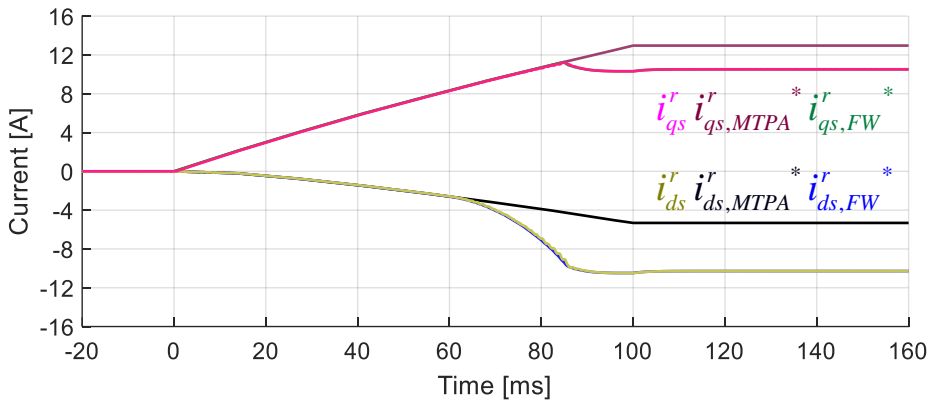
그림 5-38. 약자속 제어 블록 다이어그램 [82]

약자속 제어 알고리즘 시험에서 전동기의 기저 속도(Base speed)까지 실험하기 위해서 실험 세트의 기계적 속도 한계를 고려하여 직류단 전압을 150 V로 낮추어 사용하였다. 알고리즘에 사용된 전압 제한( $V_{lim}^*$ )은 선형 변조(Linear modulation) 영역의 95 % 를 기준으로 하였다. 또한 전류 지령 제한기(Limiter)는 정격 전류의 2 배 값으로 설정하였다. 알고리즘에 사용된 이득  $K_{pfw}$ 와  $K_{ifw}$ 는 각각 0.001과 50으로 설정되었다.

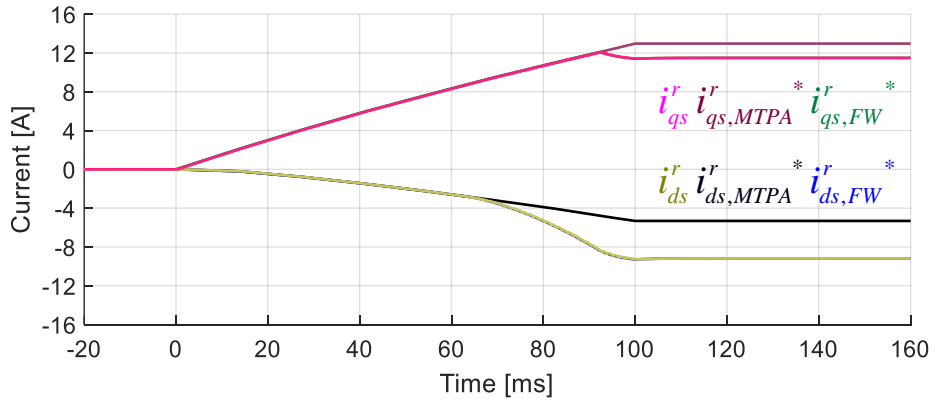
먼저 부하가 전동기를 2000 r/min으로 속도 제어하고 있는 상황에서 전동기 토크가 0 pu에서 2 pu까지 20 pu/s의 기울기로 증가하고 있는 상황에 대해 시험하였다. 실험과 시뮬레이션 파형은 다음과 같다.



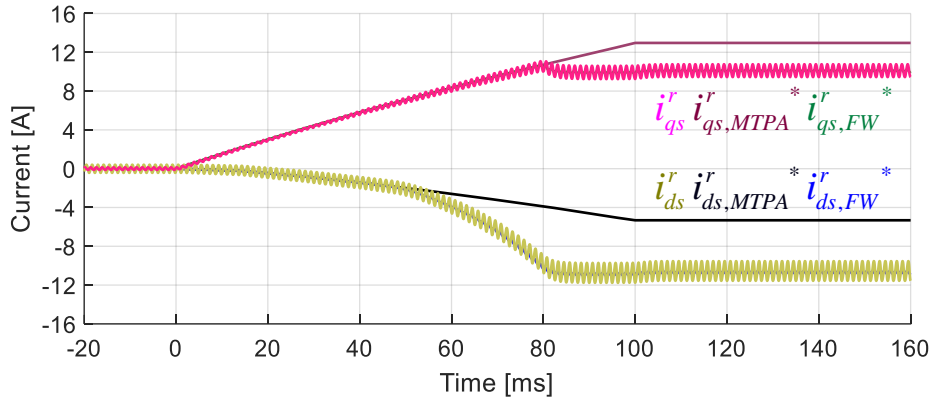
(가) 실험



(나) 상수 제정수 기반 모델

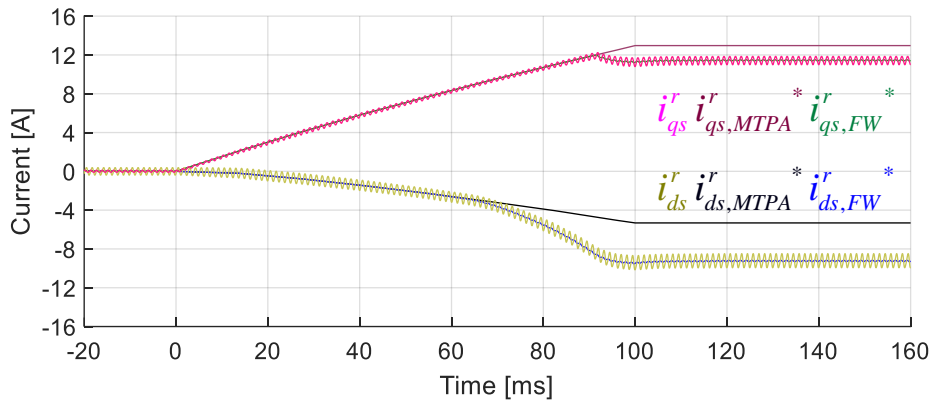


(다) 평균 자속맵 기반 모델



(라) FEA로 얻은 자속맵 기반 모델

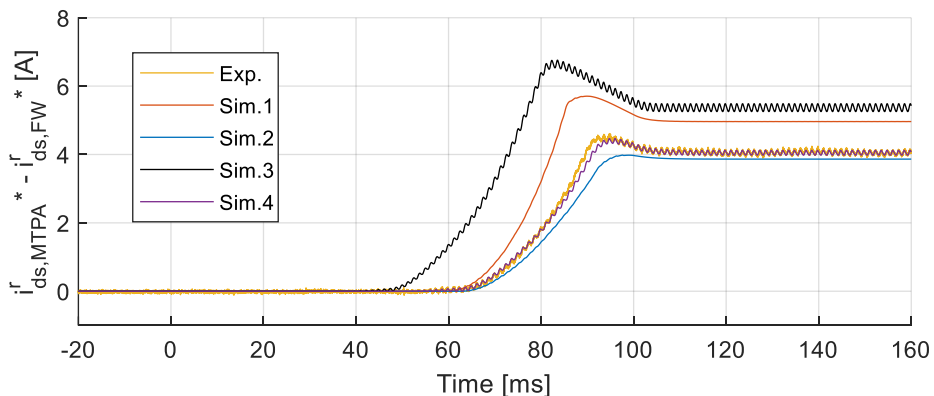




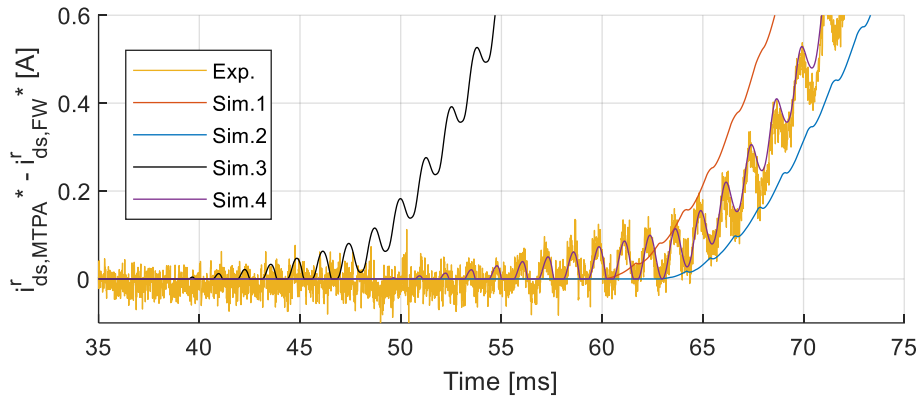
(마) 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델

그림 5-39. 약자속 제어 시험 조건 1

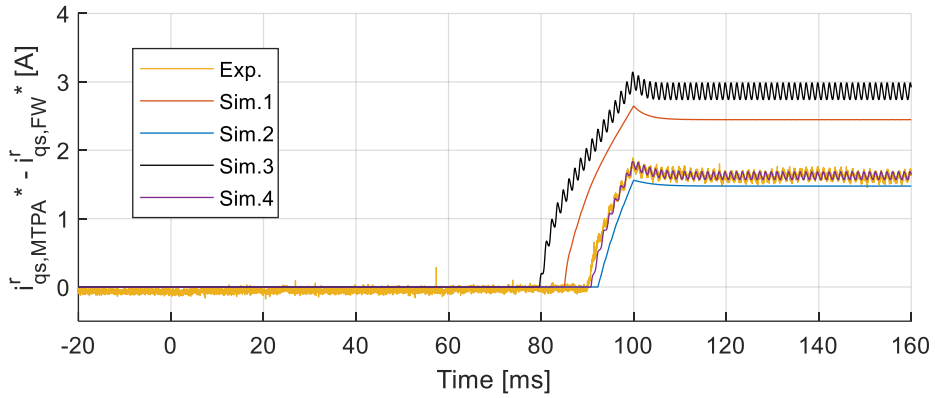
토크가 증가함에 따라 필요 전압이 증가하고 전압 제한원을 만나게 된다. 전압 제한원을 만나면 그림 5-38의 약자속 제어기에 의해 d축 전류 지령이 MTPA 곡선 상의 d축 전류 지령에 비해 감소한다. 이후 토크 지령이 계속 증가하여 전류 제한원과 만나게 되고, q축 전류 지령이 제한되어 MTPA 곡선 상의 q축 전류 지령에 비해 작아지게 된다. 따라서, 시뮬레이션과 실험에서 전압 제한원과 전류 제한원을 만나는 시점을 평가하기 위해 MTPA 전류 지령과 최종 전류 지령의 차이를 계산하여 도시한 결과가 다음과 같다.



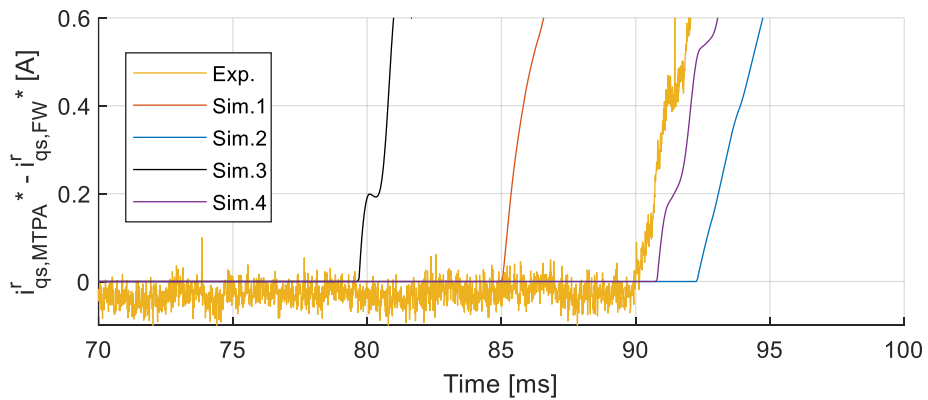
(가) d축 전류 지령 (전체)



(나) d축 전류 지령 (확대)



(다) q축 전류 지령 (전체)



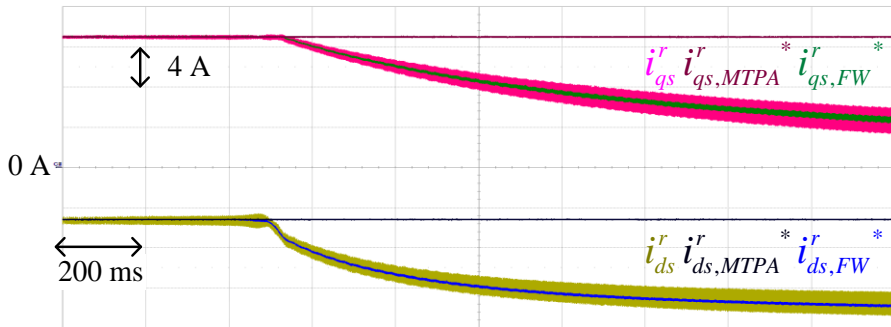
(라) q축 전류 지령 (확대)

그림 5-40. 실험과 시뮬레이션 간의 약자속 전류 지령 비교 (조건 1)

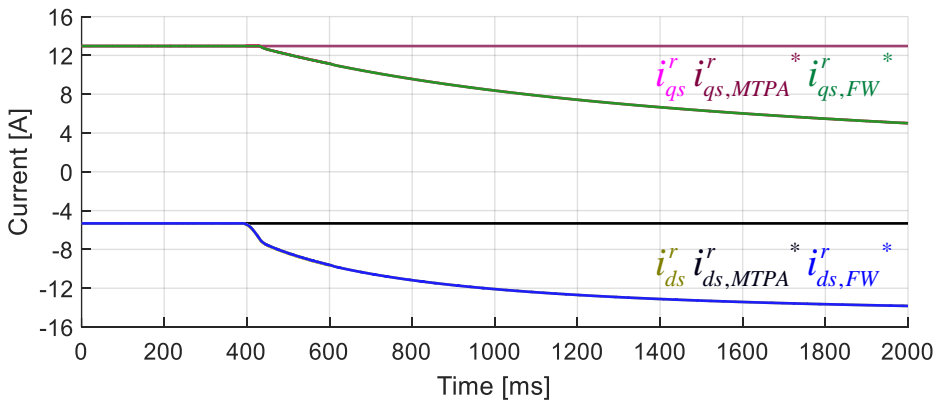
그림 5-40을 통해 실험과 각각의 시뮬레이션에서 전압 제한원과 전류 제한원을 만나는 순간을 알 수 있다. 그림 5-40에서 평균 자속맵을 이용한 모델 2의 결과는 실험에 비해 각각의 제한원을 리플 크기만큼

늦게 만나는 것을 확인할 수 있다. 반면에 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델 4는 각각의 제한원을 만나는 순간을 실험과 가장 가깝게 예측하였다.

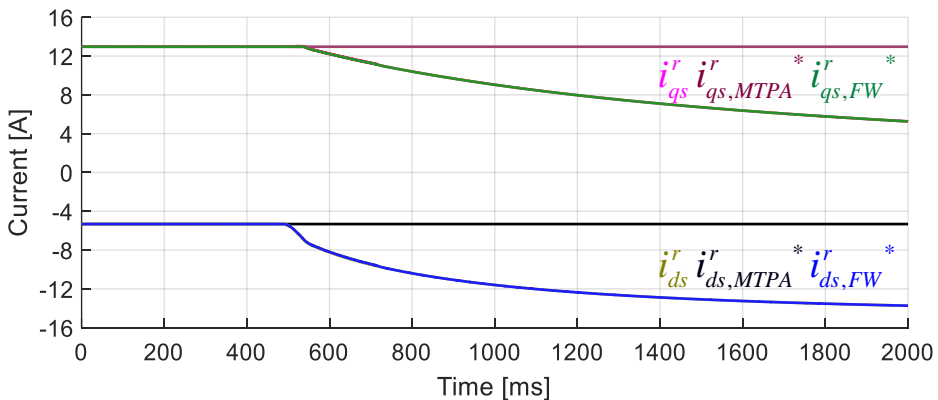
두 번째로 전동기가 2 pu 토크를 출력하는 동안 부하기가 속도를 1000 r/min에서 4000 r/min까지 1500 (r/min)/s의 기울기로 증가시키는 상황에 대해 시험하였다. 실험과 시뮬레이션 파형은 다음과 같다.



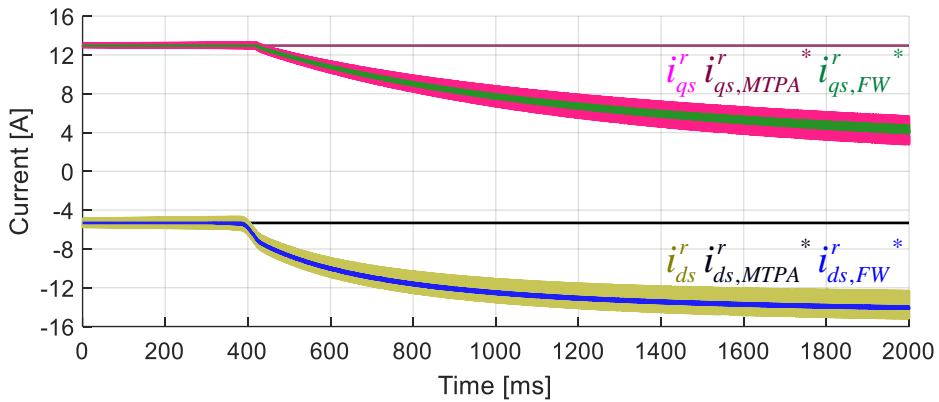
(가) 실험



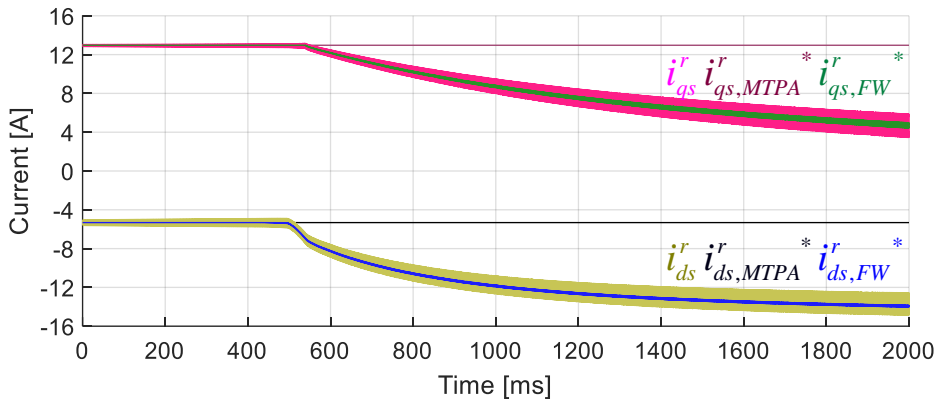
(나) 상수 제정수 기반 모델



(다) 평균 자속맵 기반 모델



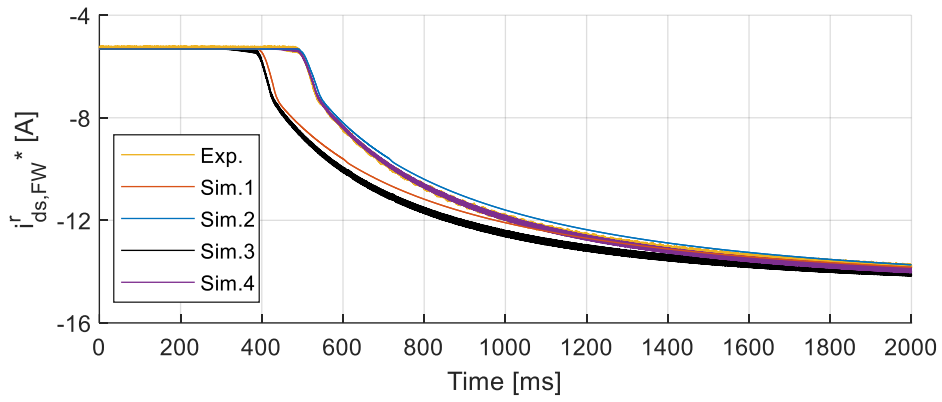
(라) FEA로 얻은 자속맵 기반 모델



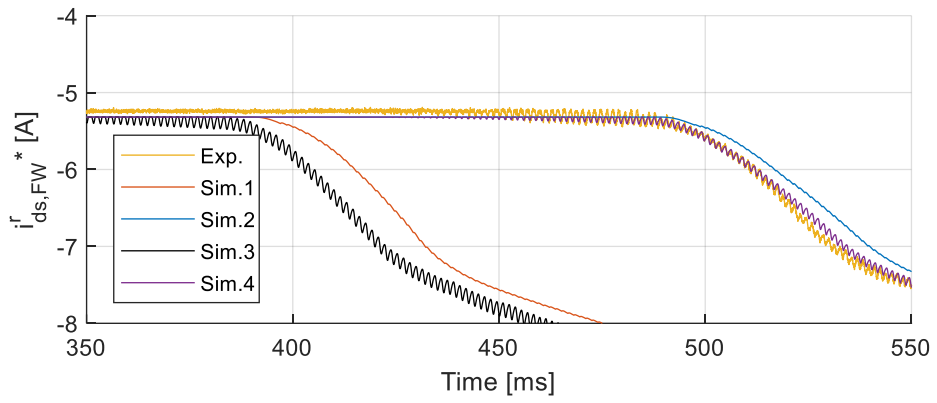
(마) 제안된 방법으로 추정된 자속맵 기반 모델

그림 5-41. 약자속 제어 시험 조건 2

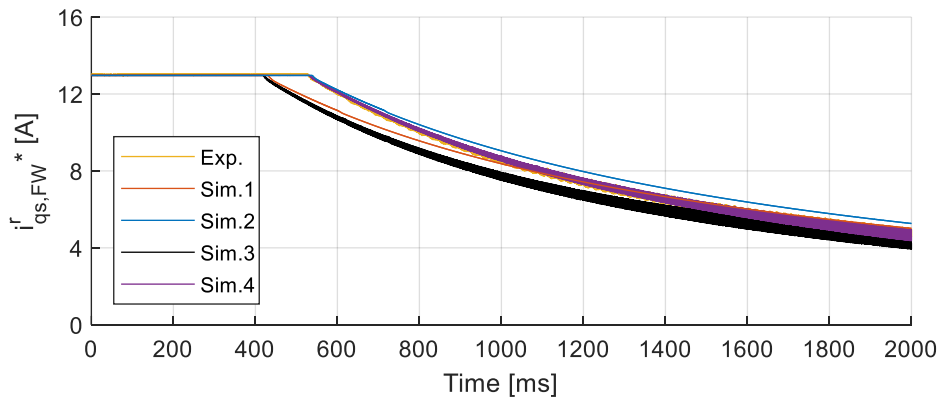
속도가 증가함에 따라 필요 전압이 증가하고 전류 평면 상의 전압 제한원 넓이가 감소한다. 2 pu 전류 운전점이 전압 제한원과 만나는 속도부터는 속도가 증가함에 따라 전류 제한원을 따라서 운전하게 된다. 따라서, 시뮬레이션과 실험에서 전류 제한원을 따라 이동하게 되는 시점을 평가하기 위해 그림 5-41에서 최종 전류 지령만을 합쳐서 그린 결과가 다음과 같다.



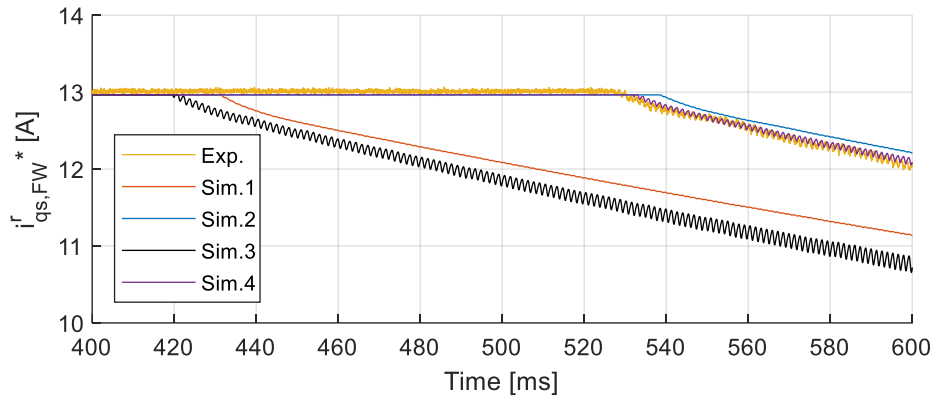
(가) d축 전류 지령 (전체)



(나) d축 전류 지령 (확대)



(다) q축 전류 지령 (전체)



(라) q축 전류 지령 (확대)

그림 5-42. 실험과 시뮬레이션 간의 약자속 전류 지령 비교 (조건 2)

위 그림을 통해 제안된 방법이 실험 결과와 가장 유사한 전류 지령을 출력하고 있음을 확인할 수 있다.

## 제 6장 결론 및 향후 연구

본 논문에서는 비선형 자기 모델을 고려하여 영구자석 전동기의 자속과 토크를 실험적으로 추정하는 방법을 제안하였다. 여러가지 전동기의 비이상적인 특성 중 비선형 자기 모델로 표현 가능한 자기 포화, 교차 결합과 공간 고조파에 대해 고려하였다. 기존의 자속 추정 방법들에서 평균 자속만을 추정했던 것과 달리 공간 고조파에 의해 발생하는 자속의 고조파 성분을 추정하는 방법을 제안하였다. 또한 추정된 자속맵을 기반으로 하여 토크 센서를 사용하지 않고 토크 리플 성분을 포함한 토크맵을 구할 수 있는 방안을 제안하였다. 마지막으로 추정된 자속맵과 토크맵을 이용하여 전동기 시뮬레이션 모델을 구현하고, 여러가지 제어 상황에 대해 기존의 시뮬레이션 모델들에 비해 개선된 모의 성능을 가진다는 것을 입증하였다.

본 연구의 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 비선형 자기 모델을 고려한 자속맵 추정

영구자석 전동기에서 자기 포화, 교차 결합과 공간 고조파를 고려하여 고정자 전류와 회전자 위치에 따른 자속맵을 추정하는 방법을 제안하였다. 이를 위해 회전자 기준 좌표계 전류가 일정한 상황에서 자속의 고조파를 계산할 수 있도록 전압 방정식을 유도하였다. 또한 실험 상에서 회전자 기준 좌표계 전류를 일정하게 제어하기 위해서 PIR 전류 제어를 적용하고, 고조파 전압 지령을 저장하기 위해 DFT를 사용하였다. 추가적으로 정확한 기전력 정보를 추출하기 위해서 인버터 비선형성에 의한 전압 합성 오차를 보상하였다. 마지막으로 고조파 전압 지령에 생기는 시지연에 의한 위상 오차를 분석하고 이를 보상함으로써 얻어진 기전력으로부터 고조파를 포함한 자속맵을 구하였다.

- 추정된 자속맵을 기반으로한 토크맵 추정  
 비선형 자기 모델을 고려하여 에너지 보존 법칙으로부터 유도된 영구자석 전동기 토크 방정식을 기반으로 토크를 추정하는 방법을 제안하였다. 유도된 토크 방정식에서 전동기에 저장된 자기 에너지의 회전자 위치에 따른 변화에 의해 나타나는  $T_{e3}$  성분이 전류 운전점에 따라 다르게 나타나는 것을 FEA 결과로부터 확인하였다. 자기 에너지 자체는 실험적으로 추정이 불가능하지만 자기 에너지의 전류에 대한 편미분은 추정된 자속맵으로부터 계산이 가능하다는 것을 수식적으로 확인하였다. 따라서, 추정된 자속맵을 이용하여 토크의 전류에 대한 편미분을 계산하고 이를 선적분하여 토크맵을 추정하는 방법을 제안하였다. 적분의 초기값을 구하기 위해 전동기를 위치 제어하여 영토크를 출력하는 전류 운전점을 각 회전자 위치에 따라 얻는 방법을 제안하였다. 추정된 토크는 토크 센서를 이용해 측정된 토크와의 비교를 통해 검증하였다.
  
- 추정된 자속맵을 활용한 전동기 구동 시뮬레이션  
 추정된 자속맵을 기반으로 하여 비선형 자기 모델을 고려한 전동기 시뮬레이션 모델을 Simulink 프로그램으로 구현하였다. 추정된 자속이 정확하다면 실험 결과와 동일한 시뮬레이션 결과를 얻을 수 있다는 사실에 기반하여 전압원 인가 상황에서 실험과 시뮬레이션의 전류 파형을 비교하여 추정된 자속맵을 검증하는 방법을 제안하였다. 또한 구현된 추정 자속맵 기반 전동기 시뮬레이션 모델을 활용하여 전동기 구동 시뮬레이션의 성능을 개선할 수 있음을 보였다. 전류 제어, 역기전력 기반 센서리스 제어와 약자속 제어 상황에서 제안된 모델이 고정된 제정수 기반 모델, 평균 자속맵 기반 모델과 FEA 자속맵 기반 모델에 비해 실험 결과를 정확하게 모의할 수 있다는 것을 검증하였다.



본 논문의 연구 결과를 토대로 향후에 다음과 같은 연구가 진행될 수 있다.

- 공진 전류 제어기의 안정도 개선

전압 방정식을 이용해 자속을 추정하는 경우, 전동기 운전 속도를 높일수록 인버터 비선형성과 고정자 저항에 의한 영향을 저감할 수 있다. 또한 운전 속도가 높은 경우 전기각 주기가 짧아지기 때문에 전체 추출 과정에 필요한 시간을 줄일 수 있다는 장점이 있다. 그러나 실험 상에서 공진 전류 제어기의 안정도가 샘플링 주파수와 운전 주파수의 비에 의해 결정되기 때문에 운전 가능한 최대 속도가 제한되었다. 따라서 공진 전류 제어기의 안정도를 개선할 수 있는 방법에 대한 연구를 통해 자속을 추출하는 운전 속도를 높일 필요가 있다. 공진 전류 제어기의 안정도를 개선하기 위해 논문에서 분석된 고조파 전압 지령의 위상 오차를 후처리를 통해 보상하지 않고 운전 중에 보상할 수 있는 방법에 대한 연구가 이루어질 수 있다.

- 가감속 상황에서의 고조파 자속 추정

제안된 자속 추정 방법의 경우, 부하 상황에서도 전동기 속도를 유지하기 위해 다이내모와 같은 부하기를 사용한다. 그러나 이러한 부하기의 사용은 추가적인 하드웨어를 필요로 하기 때문에 제안된 방법의 적용 가능 범위를 크게 제한시킨다. 따라서 부하기를 사용하지 않고 회전이 허용된 상황에서 자속을 추정할 수 있는 방법에 대한 연구가 필요하다. 특히 기존에 가감속 상황에서 자속을 추정하기 위해 이루어졌던 연구들에서는 평균 자속만을 추정한 것과 달리, 고조파 성분을 포함한 자속을 추정할 수 있어야 한다. 이를 위해 가감속 상황에서 전류의 고조파를 억제하고 가변 주파수 성분의 크기와 위상을 추출하는 방안에 대한 연구가 필요하다.

- 철손을 고려한 전동기 모델

본 논문에서는 비선형 자기 모델을 기반으로 하여 전동기를 모델링하고 이에 필요한 자속을 추정하는 방법에 대해 제안하였다. 그러나 고속 운전 시에 철손의 영향이 증대되므로 고속 운전 영역에서 현실적인 전동기 모델을 제시하기 위해서는 철손에 대한 고려가 필요하다. 이를 위해 전동기 속도에 따라 철손을 실험적으로 추정하고 이를 반영하여 비선형 자기 모델과 결합하는 방법에 대한 연구가 필요하다.

- 영상분 전류에 대한 모델

제안된 전동기 모델에서는 영상분 전류가 흐르지 않는다고 가정하고 회전자 위치와 회전자 기준 좌표계의 d축과 q축의 고정자 전류만이 입력 변수로 고려되었다. 그러나 델타 결선형 전동기에서는 상전류에서 관측되지 않는 순환 전류가 발생할 수 있고 지락 사고 발생 상황 등의 경우에는 영상분 전류가 발생할 수 있다. 또한 중성점 개방 권선형 전동기(Open-end winding motor)에서도 영상분 전류가 흐를 수 있다. 이러한 상황에서는 영상분 전류가 없다고 가정하고 얻어진 전류와 자속간의 관계가 성립하지 않는다. 따라서 위와 같은 상황을 모의할 수 있도록 전동기 모델링에 영상분 전류를 고려할 필요가 있다.

- 주파수에 따른 동적 인덕턴스 모델

제안된 방법으로 추정된 자속맵에서 인접한 전류 운전점에서의 자속값을 이용하여 동적 인덕턴스를 계산할 수 있다. 그러나 이러한 동적 인덕턴스의 경우 수 kHz의 주파수 전압 신호를 주입하는 신호 주입 센서리스 제어 상황에서의 동적 인덕턴스 값과는 차이를 보일 수 있다. 이는 철심에 주입된 신호의 주파수가 높아질수록 히스테리시스 루프의 큰 루프(Major loop)를 따라

자속이 변동하는 대신 작은 루프(Minor loop)를 따라 움직이는 경향을 보이기 때문이다. 즉, 제안된 방법으로 추정된 자속맵으로 계산된 동적 인덕턴스보다 실제 신호 주입 상황에서 나타나는 고주파 인덕턴스가 더 작을 수 있다. 따라서 여러 제어 알고리즘에서 사용되는 고주파 주입 상황을 정확하게 모의하기 위해서는 주파수에 따른 동적 인덕턴스에 대한 연구가 필요하다.

## 참고 문헌

- [1] S. K. Sul, *Control of Electric Machine Drive Systems*, Wiley, 2011
- [2] P. Rasilo, M. Lemesle, A. Belahcen, A. Arkkio and M. Hinkkanen, "Comparison of finite-element-based state-space models for pm synchronous machines," in *IEEE Trans. on Energy Convers.*, vol. 29, no. 2, pp. 535-543, Jun. 2014.
- [3] X. Chen, J. Wang, B. Sen, P. Lazari, and T. Sun, "A high-fidelity and computationally efficient model for interior permanent-magnet machines considering the magnetic saturation, spatial harmonics, and iron loss effect", in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 62, no. 7, pp. 4044-4055, Jul. 2015.
- [4] P. H. Mellor, R. Wrobel and D. Holliday, "A computationally efficient iron loss model for brushless AC machines that caters for rated flux and field weakened operation," *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2009, pp. 490-494.
- [5] D. D. Reigosa, D. Fernandez, T. Tanimoto, T. Kato and F. Briz, "Permanent-magnet temperature distribution estimation in permanent-magnet synchronous machines using back electromotive force harmonics," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 52, no. 4, pp. 3093-3103, Jul.-Aug. 2016.
- [6] D. D. Reigosa, D. Fernandez, H. Yoshida, T. Kato and F. Briz, "Permanent-magnet temperature estimation in PMSMs using pulsating high-frequency current injection," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3159-3168, Jul.-Aug. 2015.
- [7] S. D. Wilson, G. W. Jewell and P. G. Stewart, "Resistance estimation for temperature determination in PMSMs through signal injection," *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005, pp. 735-740.
- [8] 장지훈, 영구자석 동기전동기 센서레스 제어의 운전 영역 확장에 관한 연구, 박사 학위 논문, 서울대학교, 2006.
- [9] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 38, no. 4, pp. 1054-1061, Jul.-Aug. 2002.
- [10] S. Wang, J. Kang, M. Degano, A. Galassini and C. Gerada, "An accurate wide-speed range control method of IPMSM considering resistive voltage drop and magnetic saturation," in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 67, no. 4, pp. 2630-2641, Apr. 2020.
- [11] S. Jung, H. Kobayashi, S. Doki and S. Okuma, "An improvement of sensorless control performance by a mathematical modelling method of spatial harmonics for a SynRM," *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, 2010, pp. 2010-2015.
- [12] G. Wang, H. Zhan, G. Zhang, X. Gui and D. Xu, "Adaptive compensation method of position estimation harmonic error for EMF-based observer in sensorless IPMSM drives," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 3055-3064, Jun. 2014.
- [13] L. Qu, W. Qiao and L. Qu, "An Enhanced Linear Active Disturbance Rejection Rotor Position Sensorless Control for Permanent Magnet Synchronous Motors," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 35, no. 6, pp. 6175-6184, Jun. 2020.
- [14] H. Kim, S. Sul, H. Yoo and J. Oh, "Distortion-minimizing flux observer for IPMSM based on frequency-adaptive observers," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 35, no. 2, pp. 2077-2087, Feb. 2020.
- [15] Y. Kwon, J. Lee and S. Sul, "Extending operational limit of IPMSM in signal-injection sensorless control by manipulation of convergence point," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 55, no. 2, pp. 1574-1586, Mar.-Apr. 2019.
- [16] J. Holtz and Juntao Quan, "Drift and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 1052-1060, Jul.-Aug. 2003.

- [17] L. Ben-Brahim and A. Kawamura, "A fully digitized field-oriented controlled induction motor drive using only current sensors," in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 39, no. 3, pp. 241-249, June 1992.
- [18] G. Zhang, G. Wang, D. Xu, R. Ni and C. Jia, "Multiple-AVF cross-feedback-network-based position error harmonic fluctuation elimination for sensorless IPMSM drives," in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 63, no. 2, pp. 821-831, Feb. 2016.
- [19] T. Wang et al., "An EMF observer for PMSM sensorless drives adaptive to stator resistance and rotor flux linkage," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp. 1899-1913, Sept. 2019.
- [20] J. Yoo, H. S. Kim and S. K. Sul, "Design of frequency-adaptive flux observer in PMSM drives robust to discretization error," in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 69, no. 4, pp. 3334-3344, Apr. 2022.
- [21] J. S. Lee, C. Choi, J. Seok and R. D. Lorenz, "Deadbeat-direct torque and flux control of interior permanent magnet synchronous machines with discrete time stator current and stator flux linkage observer," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 47, no. 4, pp. 1749-1758, Jul.-Aug. 2011.
- [22] 권용철, 분수 슬롯 집중권을 가지는 매입형 영구자석 동기 전동기의 인덕턴스 분석 및 수식화, 박사 학위 논문, 서울대학교, 2017.
- [23] N. Bianchi and S. Bolognani, "Magnetic models of saturated interior permanent magnet motors based on finite element analysis," *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting*, 1998, pp. 27-34 vol.1.
- [24] D. Zarko, D. Ban and T. A. Lipo, "Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance," in *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 42, no. 7, pp. 1828-1837, July 2006.
- [25] Z. Q. Zhu, D. Howe and C. C. Chan, "Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines," in *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 38, no. 1, pp. 229-238, Jan. 2002.
- [26] T. Lubin, S. Mezani and A. Rezzoug, "2-D exact analytical model for surface-mounted permanent-magnet motors with semi-closed slots," in *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 47, no. 2, pp. 479-492, Feb. 2011.
- [27] G. Dajaku and D. Gerling, "Stator slotting effect on the magnetic field distribution of salient pole synchronous permanent-magnet machines," in *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 46, no. 11, pp. 3676-3683, Sept. 2010.
- [28] M. Farshadnia, M. A. M. Cheema, R. Dutta and J. E. Fletcher, "Analytical modeling of armature reaction air-gap flux density considering the non-homogeneously saturated rotor in a fractional-slot concentrated-wound IPM machine," in *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 53, no. 2, pp. 1-12, Feb. 2017.
- [29] Q. Li, T. Fan, and X. Wen, "Armature-reaction magnetic field analysis for interior permanent magnet motor based on winding function theory," in *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 49, no. 3, pp. 1193-1201, Mar. 2013.
- [30] R. Dutta, M. F. Rahman, and L. Chong, "Winding inductances of an interior permanent magnet (IPM) machine with fractional slot concentrated winding," in *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 48, no. 12, pp. 4842-4849, Dec. 2012.
- [31] P. Zhou, D. Lin, W. N. Fu, B. Ionescu and Z. J. Cendes, "A general cosimulation approach for coupled field-circuit problems," in *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 1051-1054, April 2006.
- [32] K. Akatsu and R. D. Lorenz, "Comparing coupled analysis with experimental results for an interior pm machine," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 45, no. 1, pp. 178-185, Jan.-Feb. 2009.
- [33] L. Di Leonardo, F. Parasiliti, M. Tursini, and M. Villani, "Transient analysis of PM synchronous motor drives by finite element model cosimulation," in *Proc. IEEE IECON*, 2013, pp. 6834-6840.

- [34] Y. Huangfu, S. Wang, J. Qiu, H. Zhang, G. Wang, and J. Zhu, "Transient performance analysis of induction motor using field-circuit coupled finite-element method," in *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 50, no. 2, pp. 873–876, Feb. 2014.
- [35] O. A. Mohammed, S. Liu and Z. Liu, "Physical modeling of PM synchronous motors for integrated coupling with Machine drives," in *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 41, no. 5, pp. 1628-1631, May 2005.
- [36] Y. Kano, K. Watanabe, T. Kosaka and N. Matsui, "A novel approach for circuit-field-coupled time-stepping electromagnetic analysis of saturated interior pm motors," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 45, no. 4, pp. 1325-1333, Jul.-Aug. 2009.
- [37] G. Luo, R. Zhang, Z. Chen, W. Tu, S. Zhang and R. Kennel, "A novel nonlinear modeling method for permanent-magnet synchronous motors," in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6490-6498, Oct. 2016.
- [38] M. Fasil, C. Antaloae, N. Mijatovic, B. B. Jensen and J. Holboll, "Improved dq-Axes Model of PMSM Considering Airgap Flux Harmonics and Saturation," in *IEEE Trans. on Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 4, pp. 1-5, Jun. 2016.
- [39] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler and M. Trlep, "Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 39, no. 5, pp. 1264-1271, Sep.-Oct. 2003.
- [40] M. Hinkkanen, P. Pescetto, E. Mölsä, S. E. Saarakkala, G. Pellegrino and R. Bojoi, "Sensorless Self-commissioning of synchronous reluctance motors at standstill without rotor locking," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 53, no. 3, pp. 2120-2129, May-Jun. 2017.
- [41] G. Wang, L. Qu, H. Zhan, J. Xu, L. Ding, G. Zhang, and D. Xu, "Synchronous machine drives at standstill considering inverter nonlinearities", in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6615–6627, Dec. 2014.
- [42] S. A. Odhano, R. Bojoi, S. G. Rosu, and A. Tenconi, "Identification of the magnetic model of permanent-magnet synchronous machines using DC-biased low-frequency AC signal injection", in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3208–3215, Jul.-Aug. 2015.
- [43] Q. Wang, G. Wang, N. Zhao, G. Zhang, Q. Cui and D. Xu, "An impedance model-based multiparameter identification method of pmsm for both offline and online conditions," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 36, no. 1, pp. 727-738, Jan. 2021.
- [44] B. Shuang and Z. Q. Zhu, "A novel method for estimating the high frequency incremental dq-axis and cross-coupling inductances in interior permanent magnet synchronous machines," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 57, no. 5, pp. 4913-4923, Sep.-Oct. 2021.
- [45] G. Pellegrino, B. Boazzo and T. M. Jahns, "Magnetic model self-identification for pm synchronous machine drives," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 51, no. 3, pp. 2246-2254, May-Jun. 2015.
- [46] S. Hall, F. J. Márquez-Fernández and M. Alaküla, "Dynamic magnetic model identification of permanent magnet synchronous machines," in *IEEE Trans. on Energy Convers.*, vol. 32, no. 4, pp. 1367-1375, Dec. 2017.
- [47] L. Ortombina, D. Pasqualotto, F. Tinazzi and M. Zigliotto, "Magnetic model identification of synchronous motors considering speed and load transients," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 56, no. 5, pp. 4945-4954, Sep.-Oct. 2020.
- [48] K. M. Rahman and S. Hiti, "Identification of machine parameters of a synchronous motor," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 41, no. 2, pp. 557-565, Mar.-Apr. 2005.
- [49] E. Armando, R. I. Bojoi, P. Guglielmi, G. pellegrino, and M. Pastorlli "Experimental identification of the magnetic model of synch machines", in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 49, no. 5 pp. 2116–2125, Sep.-Oct. 2013.
- [50] D. Hu, Y. M. Alsmadi and L. Xu, "High-fidelity nonlinear IPM modeling based on measured stator winding flux linkage," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3012-3019, Jul.-Aug. 2015.

- [51] E. Armando, P. Guglielmi, G. Pellegrino and R. Bojoi, "Flux linkage maps identification of synchronous AC motors under controlled thermal conditions," *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017, pp. 1-8.
- [52] K. Liu, J. Feng, S. Guo, L. Xiao and Z. Zhu, "Identification of flux linkage map of permanent magnet synchronous machines under uncertain circuit resistance and inverter nonlinearity," in *IEEE Trans. on Ind. Informatics*, vol. 14, no. 2, pp. 556-568, Feb. 2018.
- [53] L. Ortombina, F. Tinazzi and M. Zigliotto, "Magnetic modeling of synchronous reluctance and internal permanent magnet motors using radial basis function networks," in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 65, no. 2, pp. 1140-1148, Feb. 2018.
- [54] A. Kundu, A. Balamurali, G. Feng and N. C. Kar, "Differential evolution based stator flux linkage estimation considering saturation, inverter non-linearity and saliency in PMSM," *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, San Diego, CA, USA, pp. 1711-1717, 2019.
- [55] Y. Zuo, S. N. Afrasiabi and C. Lai, "A novel two-step flux linkage identification for PMSMs considering magnetic saturation and spatial harmonics," *2021 IEEE International Magnetic Conference (INTERMAG)*, pp. 1-5, 2021.
- [56] H. Woodson and J. Melcher, *Electromechanical Dynamics*, Wiley, 1968.
- [57] S. Li, D. Han, and B. Sarlioglu, "Modeling of interior permanent magnet machine considering saturation, cross coupling, spatial harmonics, and temperature effects," in *IEEE Trans. on Transport. Electrific.*, vol. 3, no. 3, pp. 682-693, Sep. 2017.
- [58] P. Yi, X. Wang, and Z. Sun, "Interior permanent magnet synchronous motor minimum current harmonics torque ripple suppression strategy based on magnetic co-energy model," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 14, no. 2, pp. 234-244, Feb. 2020.
- [59] N. Nakao and K. Akatsu, "Suppressing pulsating torques: torque ripple control for synchronous motors," in *IEEE Ind. Appl. Magazine*, vol. 20, no. 6, pp. 33-44, Nov.-Dec. 2014.
- [60] G. Feng, C. Lai, and N. C. Kar, "An analytical solution to optimal stator current design for PMSM torque ripple minimization with minimal machine losses," in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 64, no. 10, pp. 7655-7665, Oct. 2017.
- [61] C. Lai, G. Feng, K. Mukherjee, V. Loukanov and N. C. Kar, "Torque ripple modeling and minimization for interior PMSM considering magnetic saturation," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 2417-2429, Mar. 2018.
- [62] S. J. Park, H. W. Park, M. H. Lee and F. Harashima, "A new approach for minimum-torque-ripple maximum-efficiency control of BLDC motor," in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 47, no. 1, pp. 109-114, Feb. 2000.
- [63] P. Mattavelli, L. Tubiana and M. Zigliotto, "Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1423-1431, Nov. 2005.
- [64] J. Lee and J. Ha, "Harmonic torque reduction using adaptive sector-based torque feedforward method for PMSM," *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018, pp. 5473-5478.
- [65] H. J. Cho, Y. C. Kwon and S. K. Sul, "Torque ripple-minimizing control of IPMSM with optimized current trajectory," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 57, no. 4, pp. 3852-3862, Jul.-Aug. 2021.
- [66] J. Lee, Y. C. Kwon and S. K. Sul, "Identification of IPMSM flux-linkage map for high-accuracy simulation of IPMSM drives," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 36, no. 12, pp. 14257-14266, Dec. 2021.
- [67] D. N. Zmood, D. G. Holmes and G. H. Bode, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 37, no. 2, pp. 601-610, Mar.-Apr. 2001.
- [68] M. Liserre, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 21, no. 3, pp. 836-841, May 2006.

- [69]S. A. Khajehoddin, M. Karimi-Ghartemani, P. K. Jain and A. Bakhshai, "A Resonant controller with high structural robustness for fixed-point digital implementations," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3352-3362, Jul. 2012.
- [70]A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, Pearson, 2009.
- [71]Y. Kwon and S. Sul, "Reduction of injection voltage in signal injection sensorless drives using a capacitor-integrated inverter," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 32, no. 8, pp. 6261-6274, Aug. 2017.
- [72]Y. Park and S. Sul, "A novel method utilizing trapezoidal voltage to compensate for inverter nonlinearity," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 27, no. 12, pp. 4837-4846, Dec. 2012.
- [73]G. Pellegrino, R. I. Bojoi, P. Guglielmi and F. Cupertino, "Accurate inverter error compensation and related self-commissioning scheme in sensorless induction motor drives," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 46, no. 5, pp. 1970-1978, Sep.-Oct. 2010.
- [74]N. Bedetti, S. Calligaro and R. Petrella, "Self-commissioning of inverter dead-time compensation by multiple linear regression based on a physical model," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 51, no. 5, pp. 3954-3964, Sep.-Oct. 2015.
- [75]D. Kim, Y. Kwon, S. Sul, J. Kim and R. Yu, "Suppression of injection voltage disturbance for high-frequency square-wave injection sensorless drive with regulation of induced high-frequency current ripple," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 52, no. 1, pp. 302-312, Jan.-Feb. 2016.
- [76]R. B. Sepe and J. H. Lang, "Implementation of discrete-time field-oriented current control," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 30, no. 3, pp. 723-728, May-Jun. 1994.
- [77]J. Yoo, H. S. Kim and S. K. Sul, "Design of frequency-adaptive flux observer in PMSM drives robust to discretization error," in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Early Access, doi: 10.1109/TIE.2021.3075854.
- [78]B. H. Bae and S. K. Sul, "A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 802-810, May-Jun. 2003.
- [79]H. J. Cho, J. Lee, Y. C. Kwon and S. K. Sul, "Torque-sensorless identification of IPMSM torque map," *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2021.
- [80]T. Kollo and D. von Rosen, *Advanced Multivariate Statistics with Matrices*, Springer, 2005.
- [81]J. M. Kim and S. K. Sul, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 33, no. 1, pp. 43-48, Jan.-Feb. 1997.
- [82]Y. C. Kwon, S. Kim and S. K. Sul, "Six-step operation of PMSM with instantaneous current control," in *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2614-2625, Jul.-Aug. 2014.



## Abstract

Permanent magnet synchronous motors(PMSM) have been widely used in industry thanks to the advantages such as high efficiency, torque density, and power density. In recent years, it becomes more often to use the stator and rotor core under saturated conditions even at rated current to increase the torque and power density. Thus, the effect of magnetic saturation, cross-coupling and spatial harmonics has been increased in many applications. This non ideal effect cannot be represented in the fixed parameter-based ideal model and many control algorithms considering the non ideal effect which can be represented based on the nonlinear magnetic model are proposed. Furthermore, to improve the performance of these control algorithms, a lot of research was conducted on flux-linkage identification considering the nonlinear magnetic model.

However, in conventional flux-linkage identification methods, the magnetic saturation, cross-coupling and spatial harmonics were not fully considered. Especially, the harmonics of flux-linkage due to spatial harmonics were often neglected. In this study, the flux-linkage identification method including the flux-linkage variation according to both operating current and rotor position is proposed. At first, the voltage equation of PMSM is deduced to calculate the flux-linkage harmonics. Then, to experimentally acquire the electromotive force at every operating point, resonant current controller, discrete Fourier transform and inverter nonlinearity compensation were applied. Finally, the phase delay in the harmonic voltage reference is analyzed and compensated. By substituting the compensated harmonic voltage reference in the voltage equation, the flux-linkage including harmonic components is obtained.

Also, the torque calculation method including the ripple components based on the identified flux-linkage is proposed. The torque equation of PMSM is induced from the energy conservative law considering the nonlinear magnetic model. This torque equation contains three components; i.e. cross product of stator current and flux-linkage, the inner product of stator current and partial derivative of flux-linkage according to rotor position, and partial derivative of magnetic energy stored in the motor according to rotor position. Since the magnetic energy stored in the permanent magnet under zero current condition is hardly known, the third component in the

torque equation is difficult to calculate from the identified flux-linkage. In this study, it is revealed that the derivative of torque according to current can be obtained from the identified flux-linkage, although the torque itself cannot be calculated due to the third component. Thus, the torque can also be obtained by integrating the calculated derivative of torque. The initial torque value identification scheme is also proposed using the position control. Based on the initial value, the torque including the harmonic components is calculated through line integral. The identified torque is verified through comparison with the measured torque using a torque transducer.

Finally, the validity of the identified flux-linkage map is verified using the motor simulation model implemented based on the identified flux-linkage map. Based on the assumption that the simulation result would be identical with the experiment result if the identified flux-linkage map is accurate, it is proposed to verify the identified flux-linkage through the current waveform comparison of the simulation and experiment while the same voltage is applied. Furthermore, it is shown that the identified flux-linkage map-based motor simulation model can broaden the possibility of simulation thanks to the improved simulation performance compared to the conventional simulation models.

**Keywords: PMSM, nonlinear magnetic model, magnetic saturation, cross-coupling, spatial harmonics, flux-linkage map identification, torque ripple identification, motor drive simulation**

**Student Number: 2016-20957**