



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

자속 벡터 예측 기반의
3상 영구자석 동기 전동기
식스-스텝 운전

Six-Step Operation of Three-Phase PMSM Based on
Flux Vector Prediction

2023 년 2 월

서울대학교 대학원
전기·정보공학부
조 형 준

자속 벡터 예측 기반의
3상 영구자석 동기 전동기
식스-스텝 운전

지도 교수 설 승 기

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2022 년 12 월

서울대학교 대학원
전기·정보공학부
조 형 준

조형준의 공학박사 학위논문을 인준함
2022 년 12 월

위 원 장 하 정 익 (인)

부위원장 설 승 기 (인)

위 원 최 성 휘 (인)

위 원 이 교 범 (인)

위 원 윤 영 두 (인)

멀리서도 항상 지켜보고 계실 할머니.
철부지 손주의 사랑, 감사, 보고픈 마음 가득 담긴
이 논문을 당신께 올립니다.

- 형준 올림 -

초 록

3상 인버터의 식스-스텝 운전(Six-step operation)은 전압 육각형의 꼭짓점 벡터만을 이용하여 직류단 전압 이용률을 최대화하는 운전 기법이다. 식스-스텝 운전을 통하여, 주어진 직류단 전압 조건 하에서 전동기의 가용 토크를 최대화 할 수 있다. 또한 펄스폭 변조(Pulse-width modulation, PWM)와 비교하여, 인버터의 스위칭 손실이 현저히 줄어든다는 장점이 있다. 이러한 이유로 높은 출력 토크 및 인버터 효율을 얻을 수 있는 식스-스텝 운전에 대한 연구가 활발하게 이루어지고 있다.

식스-스텝 운전시 전압의 크기는 최대화된 상태이므로, 출력 전압의 위상만이 정상상태 자유도로 남게 된다. 다수의 선행 연구들은 전압각에 초점을 맞추어 기본파 전압각의 변화분을 입력으로 가지는 선형 시스템으로 영구자석 동기 전동기(Permanent-magnet synchronous motor, PMSM)의 식스-스텝 운전을 모델링하고, 모델링에 기반하여 주파수 영역(Frequency domain) 분석을 통해 제어기를 설계하였다. 하지만 해당 모델링은 평형점 근방의 소신호 분석을 바탕으로 수립되므로, 대신호에 대한 정확성이 보장되지 않는다. 또한 주파수 영역에서의 분석은 출력 전압의 기본파 성분에만 초점을 맞추기 때문에, 식스-스텝 운전의 고조파 전압 성분이 동특성에 끼치는 영향이 고려되지 않는다. 이러한 모델링 오차는 식스-스텝 운전의 동특성 향상에 있어 제약 사항으로 작용한다.

본 논문은 PMSM 식스-스텝 운전의 동특성 향상 방법에 대하여 연구한다. 회전자 기준 좌표계 상에서 식스-스텝 운전의 순시 전압은 회전자의 반대 방향으로 회전하는 효과를 지닌다. 본 논문에서는 순시 전압의 회전 효과를 반영하기 위하여 시간 영역(Time domain)에서 분석을 진행한다. 회전자 기준 좌표계 상에서 전압 인가 시간에 따른 순시 자속 궤적을 수식화하고, 이를 바탕으로 PMSM 식스-스텝 운전의 시간-최적(Time-optimal) 절환 방법을 유도한다.

회전자 기준 좌표계 상에서 자속의 시간-최적 경로는 목표 운전점을 크게 우회하는 형태로 나타난다. 이러한 경로는 회전자 기준 좌표계에서 설계된 선형 제어기를 통해 구현하기 어렵고, 개루프 형태를 취해야 한다는 문제점이 존재한다. 반면, 정지 좌표계 상에서 자속의 시간-최적 경로는 출력 토크 증가 상황에선 지름길로, 감소 상황에선 우회로로 나타난다. 본 논문에서는 정지 좌표계 자속 궤적에 대한 고찰을 바탕으로 폐루프 형태의 시간-최적 절환 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 데드비트(Dead-beat) 제어 구조를 취하며, 자속 벡터 예측을 통하여 자속이 시간-최적의 경로를 따르도록 전압 벡터를 인가한다.

본 논문에서는 시간-최적 절환 방법을 적용한 전류 제어 구조를 제안한다. 시간-최적 절환 방법을 하위 제어기로 구성하여 식스-스텝 운전의 동특성을 확보하며, 상위 전류 제어기를 통하여 전류 제한에 대한 모니터링 및 토크 제어를 수행한다. 30 kW 급 하이브리드 자동차 견인용 IPMSM을 대상으로, 제안하는 방법의 성능을 시뮬레이션 및 실험으로 검증하였다. 제안하는 방법을 통하여 식스-스텝 운전의 동특성을 현저히 개선할 수 있음을 보였다.

주요어: 식스-스텝 운전, 영구자석 동기 전동기, 자속 제어, 예측 제어, 시간-최적 제어

학 번: 2018-23289

목 차

제 1장 서론.....	1
1.1 연구의 배경.....	1
1.2 연구의 목적.....	7
1.3 논문의 구성.....	9
제 2장 식스-스텝 운전 제어에 관한 기존 연구.....	10
2.1 직접 토크 제어 구조를 이용한 식스-스텝 운전.....	10
2.1.1 정상상태 토크 식 기반의 방법 [20]-[27].....	10
2.1.2 PMSM의 동특성을 고려한 전압각 제어 [28], [29].....	14
2.2 전류 제어 구조를 이용한 식스-스텝 운전.....	17
2.2.1 전압 지령 수정 방법을 통한 식스-스텝 운전 [30].....	17
2.2.2 가변 인가 시간 제어를 통한 q 축 전류 제어 [35].....	21
2.3 데드비트 자속 제어 구조를 이용한 식스-스텝 운전.....	24
제 3장 모델 기반의 시간-최적 운전점 절환.....	28
3.1 영구자석 전동기의 식스-스텝 운전 모델링.....	29
3.1.1 식스-스텝 운전의 순시 전압 벡터.....	29
3.1.2 영구자석 전동기의 자속 궤적 모델링.....	31
3.1.3 정상상태 자속 궤적.....	33
3.1.4 절환에 따른 자속 궤적.....	36
3.2 운전점 절환 방법에 대한 분석.....	38
3.2.1 한 단계에 걸친 절환.....	40
3.2.2 두 단계에 걸친 절환.....	42
3.2.3 세 단계에 걸친 절환.....	43
3.2.4 네 단계에 걸친 절환.....	48
3.3 시뮬레이션 및 실험 검증.....	52
3.3.1 제안하는 절환 방법의 구현 및 검증.....	52
3.3.2 시뮬레이션 결과.....	56
3.3.3 실험 결과.....	60

3.4 모델 기반 개루프 절환 방법의 한계점	6 5
제 4장 자속 벡터 예측을 통한 시간-최적 운전점 절환 방법	6 6
4.1 정지 좌표계 상에서의 자속 궤적 분석	6 7
4.1.1 정상상태 자속 궤적	6 7
4.1.2 운전점 절환 시 자속 궤적	7 1
4.1.3 비인접 전압 벡터 및 PWM을 이용한 절환 방법 검토	7 5
4.2 제안하는 방법의 구성	8 0
4.2.1 정지 좌표계 자속 추정기	8 0
4.2.2 자속 지령 생성기	8 3
4.2.3 예측 기반의 자속 제어기	8 5
4.2.4 톱니 반송파 기반의 전압 벡터 스위칭	8 8
4.3 시뮬레이션 및 실험 결과	8 9
4.3.1 시뮬레이션 결과	8 9
4.3.2 실험 결과	9 6
4.4 제안하는 시간-최적 절환 방법의 전달 함수 분석	1 0 2
제 5장 시간-최적 절환 방법을 적용한 토크 제어	1 0 5
5.1 제어 구조에 대한 검토	1 0 5
5.1.1 참조표를 이용하는 구조	1 0 5
5.1.2 직접 토크 제어 구조	1 0 6
5.1.3 자속 기준 제어 구조	1 0 8
5.2 제안하는 식스-스텝 운전 제어	1 1 1
5.2.1 SFOC q 축 전류 제어 구조	1 1 1
5.2.2 제어기 설계 고려 사항	1 1 2
5.2.3 제어기 형태에 따른 소신호 전달 함수 분석	1 1 5
5.2.4 제어기 이득 설정	1 2 0
5.3 시뮬레이션 및 실험 결과	1 2 7
5.3.1 시뮬레이션 결과	1 2 7
5.3.2 실험 결과	1 3 3

제 6장 기저 속도 부근 PWM 모드와의 절환	1 4 1
6.1 과변조 영역에서의 전류 제어	1 4 3
6.1.1 역연산 안티 와인드업의 영향 [62]	1 4 3
6.1.2 전압 지령 수정을 통한 전류 동특성 개선 방법 [30]	1 5 3
6.1.3 능동 저항을 이용한 복소 벡터 전류 제어기 동특성 개선... ..	1 5 6
6.2 PWM 모드와 식스-스텝 모드 간의 절환 방법	1 6 1
6.3 시뮬레이션 및 실험 결과	1 6 3
6.3.1 시뮬레이션 결과	1 6 3
6.3.2 실험 결과	1 6 6
제 7장 결론	1 7 0
7.1 연구 결과	1 7 0
7.2 향후 과제 및 후속 연구	1 7 2
부 록	1 7 3
참고 문헌	1 8 5
Abstract	1 8 9

표 목차

표 3-1. 기호 및 약어 정리.....	2 9
표 6-1. 그림 6-1에 도시된 영역들의 특징	1 4 1
표 A-1. 시험용 IPMSM의 제정수.....	1 7 4

그림 목차

그림 2-1. 회전자 기준 좌표계에서 바라본 전압 벡터.....	1 1
그림 2-2. 식스-스텝 운전시 전압각에 따른 토크 ($V_{dc} = 250 \text{ V}$).....	1 2
그림 2-3. 직접 토크 제어 구조 기반의 전압각 제어 방법 [20]-[27]....	1 2
그림 2-4. PMSM의 동특성을 고려한 전압각 제어 방법 [28], [29].....	1 5
그림 2-5. 참고 문헌 [30]의 제어 방법.....	1 7
그림 2-6. 참고 문헌 [6]에서 제안한 약자속 제어기.....	1 8
그림 2-7. 참고 문헌 [9]에서 제안한 과변조 기법	1 8
그림 2-8. 참고 문헌 [30]의 전압 지령 수정 방법.....	1 9
그림 2-9. 참고 문헌 [35]의 제어 방법.....	2 1
그림 2-10. 데트비트 자속 제어 기반의 식스-스텝 운전 [38]-[40].....	2 4
그림 2-11. 자속각 변화분 지령에 따른 자속 궤적의 변화 [38].....	2 5
그림 2-12. 톱니파를 이용한 전압 벡터 스위칭 [39], [46]	2 6
그림 3-1. 회전자 기준 좌표계에서 바라본 전압 벡터.....	2 9
그림 3-2. 시험용 IPMSM의 식스-스텝 운전시 정상상태 자속 및 전류 궤적.....	3 4
그림 3-3. 절환 소요 단계에 따른 a 상 전압과 스위칭 시점 자유도.....	3 9
그림 3-4. 1-단계 절환 자속 및 전류 궤적	4 0
그림 3-5. 2-단계 절환에 대한 벡터도	4 2
그림 3-6. $(\Delta\phi_{v,1}, \Delta\phi_{v,2})$ 의 조합에 따른 2-단계 절환의 자속 궤적.....	4 2
그림 3-7. 3-단계 절환에 대한 벡터도	4 4
그림 3-8. 제안하는 3-단계 절환의 자속 및 전류 궤적($\Delta\theta_{v1} > 0$).....	4 5

그림 3-9. 제안하는 3-단계 절환의 자속 및 전류 궤적($\Delta\theta_{v1} < 0$).....	4 6
그림 3-10. 4-단계 절환에 대한 벡터도	4 8
그림 3-11. $\Delta\theta_{v1}$ 에 따른 4-단계 절환 ψ 의 범위	4 9
그림 3-12. ψ 에 따른 4-단계 절환의 자속 및 전류 궤적	5 0
그림 3-13. 제안하는 모델-기반의 절환 알고리즘 구현 블록도	5 2
그림 3-14. n 번째 단계에서 샘플링 시점에 따른 전압 벡터도.....	5 4
그림 3-15. 선형으로 전압각을 변경하는 10-단계 절환 시뮬레이션 결과	5 6
그림 3-16. 제안하는 모델 기반의 3-단계 절환 시뮬레이션 결과	5 7
그림 3-17. 제안하는 모델 기반의 4-단계 절환 시뮬레이션 결과	5 8
그림 3-18. 선형으로 전압각을 변경하는 3-단계 절환 실험 결과	6 0
그림 3-19. 선형으로 전압각을 변경하는 10-단계 절환 실험 결과	6 1
그림 3-20. 제안하는 모델 기반의 3-단계 절환 실험 결과	6 2
그림 3-21. 제안하는 모델 기반의 4-단계 절환 실험 결과	6 2
그림 3-22. 저항의 영향을 고려한 모델 기반 3-단계 절환 실험 결과 .	6 4
그림 3-23. 저항의 영향을 고려한 모델 기반 4-단계 절환 실험 결과 .	6 4
그림 4-1. 정지 좌표계 전압 벡터 및 정상상태 자속 궤적.....	6 8
그림 4-2. 영 토크 운전시 정상상태 자속 궤적.....	6 9
그림 4-3. 정방향 토크 운전시 정상상태 자속 궤적.....	6 9
그림 4-4. 역방향 토크 운전시 정상상태 자속 궤적.....	6 9
그림 4-5. 모델 기반 3-단계 절환 자속 궤적 ($\theta_{\lambda,0} = 0^\circ \rightarrow 30^\circ$).....	7 1
그림 4-6. 모델 기반 4-단계 절환 자속 궤적 ($\theta_{\lambda,0} = 0^\circ \rightarrow 30^\circ$).....	7 1
그림 4-7. 모델 기반 3-단계 자속 궤적 ($\theta_{\lambda,0} = 30^\circ \rightarrow 0^\circ$).....	7 3
그림 4-8. 모델 기반 4-단계 자속 궤적 ($\theta_{\lambda,0} = 30^\circ \rightarrow 0^\circ$).....	7 3
그림 4-9. 인접 전압 벡터를 이용한 3-단계 절환 ($\theta_{\lambda,0} = 0^\circ \rightarrow 30^\circ$).....	7 5
그림 4-10. 비인접 전압 벡터를 이용한 절환 ($\theta_{\lambda,0} = 0^\circ \rightarrow 30^\circ$)	7 6
그림 4-11. PWM을 이용한 절환 ($\theta_{\lambda,0} = 0^\circ \rightarrow 30^\circ$).....	7 7
그림 4-12. 인접 전압 벡터를 이용한 3-단계 절환 ($\theta_{\lambda,0} = 30^\circ \rightarrow 0^\circ$).....	7 9
그림 4-13. PWM을 이용한 절환 ($\theta_{\lambda,0} = 30^\circ \rightarrow 0^\circ$).....	7 9

그림 4-14. 제안하는 시간-최적 절환 방법의 블록도	8 0
그림 4-15. 전류 샘플링, 전압 지령 계산, 전압 출력의 시간 순서.....	8 1
그림 4-16. 자속 추정기 블록도.....	8 3
그림 4-17. 매개변수 t 로 표현된 육각형의 방정식.....	8 4
그림 4-18. 전압 기준 좌표계 상에서의 용어 정의.....	8 5
그림 4-19. 제안하는 알고리즘 적용시 정상상태 수렴 과정.....	8 7
그림 4-20. 계단 응답 시뮬레이션 결과.....	9 0
그림 4-21. 램프 응답 시뮬레이션 결과.....	9 1
그림 4-22. AC 응답 시뮬레이션 결과	9 3
그림 4-23. 가속 상황 시뮬레이션 결과.....	9 5
그림 4-24. 계단 응답 실험 결과.....	9 7
그림 4-25. 램프 응답 실험 결과.....	9 8
그림 4-26. AC 응답 실험 결과	1 0 0
그림 4-27. 제안하는 절환 방법의 전달 함수.....	1 0 4
그림 5-1. 참조표를 이용한 식스-스텝 운전	1 0 5
그림 5-2. 직접 토크 제어 구조의 식스-스텝 운전	1 0 6
그림 5-3. 자속 평면에서의 시험용 IPMSM 토크맵 (FEA).....	1 0 7
그림 5-4. 벡터 제어에 사용되는 좌표계.....	1 0 8
그림 5-5. 제안하는 식스-스텝 운전 블록도	1 1 1
그림 5-6. SFOC q 축 전류 지령 생성기.....	1 1 1
그림 5-7. 제어 루프 블록도.....	1 1 2
그림 5-8. 순시 자속각의 고조파 스펙트럼.....	1 1 4
그림 5-9. 비례기와 적분기를 이용하는 선형 제어기.....	1 1 5
그림 5-10. 평형점 근방의 소신호 모델.....	1 1 6
그림 5-11. 증분 인덕턴스 맵(FEA).....	1 2 1
그림 5-12. 자속 극 좌표계 상에서의 고정자 자속 기준 좌표계 d 축, q 축 전류 (FEA).....	1 2 3
그림 5-13. 자속각에 대한 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류 편미분 결과.....	1 2 3

그림 5-14. $\Sigma L_h, \Delta L_h, \sqrt{(\Delta L_h^2 + L_{dq}^2)}, \Theta_L$ 맵(FEA)	1 2 5
그림 5-15. 계단 응답 시뮬레이션 결과.....	1 2 8
그림 5-16. AC 응답 시뮬레이션 결과 1	1 3 0
그림 5-17. AC 응답 시뮬레이션 결과 2	1 3 2
그림 5-18. 계단 응답 실험 결과 1 ($\omega_{rpm} = 2,400$ r/min, 정방향 토크 출력)	1 3 4
그림 5-19. 계단 응답 실험 결과 2 ($\omega_{rpm} = 2,400$ r/min, 역방향 토크 출력)	1 3 6
그림 5-20. 계단 응답 실험 결과 3 ($\omega_{rpm} = 3,000$ r/min, 정, 역방향 토크 출력)	1 3 7
그림 5-21. AC 응답 실험 결과 ($\omega_{rpm} = 2,400$ r/min).....	1 4 0
그림 6-1. PMSM의 능력 곡선 및 MI에 따른 영역 구분	1 4 1
그림 6-2. 역연산 안티 와인드업 기법이 적용된 비례-적분 전류 제어 구조.....	1 4 3
그림 6-3. 상태 궤환 전류 제어기 시뮬레이션 결과 ($\omega_{rpm} = 1,600$ r/min)	1 4 7
그림 6-4. 복소 벡터 전류 제어기 시뮬레이션 결과 ($\omega_{rpm} = 1,600$ r/min)	1 4 8
그림 6-5. 상태 궤환 전류 제어기 시뮬레이션 결과 ($\omega_{rpm} = 1,800$ r/min)	1 5 0
그림 6-6. 복소 벡터 전류 제어기 시뮬레이션 결과 ($\omega_{rpm} = 1,800$ r/min)	1 5 1
그림 6-7. 전압 지령 수정 방법의 디지털 구현.....	1 5 4
그림 6-8. 전압 지령 수정 방법 적용 시뮬레이션 결과 ($\omega_{rpm} = 1,800$ r/min)	1 5 5
그림 6-9. 능동 저항을 추가한 전류 제어 구조.....	1 5 7
그림 6-10. 능동 저항에 따른 복소 벡터 전류 제어기의 과도 응답 시뮬레이션 결과 ($\omega_{rpm} = 1,800$ r/min)	1 5 9
그림 6-11. 운전 모드 결정 방법.....	1 6 1

그림 6-12. 선형 변조 영역과 과변조 영역 간의 절환 시뮬레이션 결과	1 6 3
그림 6-13. 선형 변조 영역과 식스-스텝 영역 간의 절환 시뮬레이션 결과	1 6 4
그림 6-14. 과변조 영역과 식스-스텝 영역 간의 절환 시뮬레이션 결과	1 6 5
그림 6-15. 선형 변조 영역과 과변조 영역 간의 절환 실험 결과.....	1 6 6
그림 6-16. 선형 변조 영역과 식스-스텝 영역 간의 절환 실험 결과	1 6 7
그림 6-17. 과변조 영역과 식스-스텝 영역 간의 절환 실험 결과	1 6 8
그림 A-1. 시험용 IPMSM의 평균 자속 (FEA).....	1 7 3
그림 A-2. 시험용 IPMSM의 평균 토크 (FEA).....	1 7 3
그림 A-3. 시험용 IPMSM의 능력 곡선 (FEA).....	1 7 4
그림 B-1. FEA 기반 PMSM 모델 블록도.....	1 7 5
그림 B-2. PMSM 제어 시뮬레이션 구성 블록도	1 7 6
그림 C-1. 실험 세트의 구성	1 7 7
그림 C-2. M-G 세트	1 7 8
그림 C-3. 인버터.....	1 7 8
그림 C-4. 제어 보드.....	1 7 8
그림 E-1. 제안하는 시간-최적 절환 방법을 적용한 RFOC q 축 전류 제어 구조.....	1 8 1
그림 E-2. RFOC q 축 전류 지령 생성기.....	1 8 1
그림 E-3. 자속 극 좌표계 상에서의 회전자 기준 좌표계 d 축, q 축 전류 (FEA).....	1 8 2
그림 E-4. 자속각에 대한 회전자 기준 좌표계 q 축 전류 편미분 결과	1 8 2
그림 E-5. 시간-최적 절환 방법을 적용한 RFOC q 축 전류 제어 실험 결과	1 8 4

기호 및 약어(Nomenclature)

기호	뜻(한글)	뜻(영어)
윗침자 's'	정지 좌표계	Stationary reference frame (SRF)
윗침자 'r'	회전자 기준 좌표계	Rotor reference frame (RRF)
윗침자 'f'	고정자 자속 기준 좌표계	Stator flux reference frame (SFRF)
T_e	출력 토크	Output torque
i	고정자 전류	Stator current
λ	고정자 자속	Stator flux
v	고정자 전압	Stator voltage
p	극쌍수	Number of pole pairs
R_s	고정자 권선 저항	Stator winding resistance
L_{ds}, L_{qs}	d, q 축 고정자 정적 인덕턴스	d - and q -axes stator static inductance
λ_{PM}	영구자석에 의한 쇄교 자속	Flux-linkage by permanent-magnet
θ_r	전기적 회전자 위치	Electrical rotor position
ω_r	전기적 회전자 각속도	Electrical rotor speed
f_r	전기적 회전자 주파수	Electrical rotor frequency
f_s	샘플링 주파수	Sampling frequency
f_{sw}	스위칭 주파수	Switching frequency
T_s	샘플링 주기	Sampling period
$\mathbf{x}_{dqs}^s = \begin{bmatrix} x_{ds}^s \\ x_{qs}^s \end{bmatrix}$	정지 좌표계 상에서의 dq -벡터	dq -vector in SRF
$\mathbf{x}_{dqs}^r = \begin{bmatrix} x_{ds}^r \\ x_{qs}^r \end{bmatrix}$	회전자 기준 좌표계 상에서의 dq -벡터	dq -vector in RRF
$\mathbf{x}_{dqs}^f = \begin{bmatrix} x_{ds}^f \\ x_{qs}^f \end{bmatrix}$	고정자 자속 기준 좌표계의 dq -벡터	dq -vector in SFRF
x^*	지령 변수	Reference variable
\hat{x}	추정 변수	Estimated variable

$\mathbf{u}(\theta)$	위상 θ 를 가지는 단위 벡터	Unit vector with phase θ
$\mathbf{R}(\theta)$	반시계 θ 회전 변환 행렬	Counter clockwise rotation matrix as θ
\mathbf{J}	반시계 90° 회전 변환 행렬	Counter clockwise rotation matrix as 90°
θ_i	회전자 위치에 대한 고정자 자속 벡터의 각도	Angle of stator flux vector with perspective of rotor position
V_{dc}	DC 링크 전압	DC-link voltage
V_{s1}	인버터가 합성한 기본파 전압의 크기	Magnitude of the fundamental voltage synthesized by the inverter
θ_{v1}	인버터가 합성한 기본파 전압의 위상	Phase of the fundamental voltage synthesized by the inverter

제 1장 서론

1.1 연구의 배경

전동기 구동 시스템은 전동기, 전력 변환 장치, 제어 시스템 등으로 구성되며, 연결되어 있는 기계 시스템이 원하는 동작을 이루는 것을 목표로 한다. 제어 대상이 되는 기계적 변수들은 토크, 속도, 위치 등이며, 최종적으로 제어하고자 하는 변수의 종류에 따라 토크 제어, 속도 제어, 위치 제어 시스템 등으로 구분할 수 있다. 속도 및 위치 제어 시스템의 경우, 각 제어기를 종속적(Cascade) 형태로 연결하는 구조가 일반적으로 사용되며 가장 내부 루프에는 토크 제어기가 위치하게 된다.

전동기는 전기 에너지를 기계 에너지로, 또는 기계 에너지를 전기 에너지로 변환하며 자속과 전류의 상호작용을 통해 토크를 발생시킨다. 일반적으로 토크는 제어용으로 측정하는 변수가 아니다. 따라서 전동기의 토크 제어는 토크 측정을 통해 궤환(Feedback)하지 않고, 전류 혹은 자속 정보를 궤환하여 제어하는 구조를 취한다. 이 때 제어기의 출력은 전압 지령이며, 전력 반도체 소자로 구성된 변환 장치를 통해 합성되어 최종적으로 전동기에 인가 된다.

영구자석 동기 전동기(Permanent-magnet synchronous motor, PMSM)는 회전자에 영구자석을 부착하여 전기적 여자 회로 없이 공극에 자속을 형성하는 전동기이다. 유도 전동기 혹은 계자 권선형 전동기와 달리 회전자에 별도의 여자 회로가 없기 때문에 높은 효율 및 빠른 동특성을 지니며, 토크와 출력 밀도 측면에서도 우수하여 여러 산업 분야에 사용되고 있다. PMSM은 회전자에 자석이 부착된 구조에 따라 크게 표면 부착형 영구자석 동기 전동기(Surface-mounted PMSM, SPMSM)와 매입형 영구자석 동기 전동기(Interior PMSM, IPMSM)으로 분류 된다. SPMSM과 비교하여, IPMSM은 영구자석을 회전자 내부에 매입 시켜서 높은 회전속도에서도 기계적 안정성이 높고 자기적 돌극성(Saliency)을 이용하여 높은 토크 및 출력 성능을 가진다.

이상적인 PMSM의 토크 및 전압 방정식은 회전자 기준 좌표계(Rotor reference frame) 상에서 다음과 같이 모델링 될 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r). \quad (1.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (1.2)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{PM} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (1.3)$$

식 (1.1)에 나타나 듯이 동일한 토크를 생성할 수 있는 PMSM의 전류 운전점은 무수히 많다. 인버터를 이용하여 PMSM을 구동하는 경우, 고정자 전류의 크기와 위상을 실시간으로 제어할 수 있으며, 이를 통해 토크 제어를 수행할 수 있다. 토크 조건을 만족하는 다양한 전류 운전점 중, 전압 여유분(Margin)이 충분한 기저 속도(Base speed) 이하의 영역에서는 통상적으로 PMSM의 효율을 고려한 운전점을 선택한다 [1].

식 (1.2)의 역기전력(Back electromotive force) 성분은 회전 속도에 비례한다. 이는 회전 속도가 증가할수록 운전점 유지를 위하여 더 큰 전압이 필요하다는 것을 의미한다. 하지만 인버터가 합성할 수 있는 전압은 공간 벡터 상에서 DC 링크 전압에 비례하는 육각형으로 제한된다. 주어진 전압 제한 조건 하에서 PMSM의 토크 능력(Torque capability)을 향상 시키기 위한 전략은 크게 약자속 운전(Flux-weakening operation)과 과변조 기법(Overmodulation method) 두 가지로 구분할 수 있다.

토크 능력 향상에 관한 초기의 연구에서는 약자속 운전과 과변조 기법에 관한 연구가 개별적으로 진행되어 왔다 [2]-[11]. 참고 문헌 [2]-[7]은 전압 제한 조건을 만족하도록 실현 가능한(Feasible) 운전점을 선택하는 약자속 제어 방법에 대해 연구하였다. 하지만 초기의 약자속 제어 연구는 전류 제어기의 포화 현상을 방지하기 위하여 전압 제한 조건을 전압 육각형의 내접원으로 한정 지었으며, 이로 인해 DC 링크

전압 활용률이 제한되었다. 참고 문헌 [8]-[11]은 인버터의 DC 링크 전압 활용률을 높이기 위한 과변조 기법에 관해 연구하였다. 해당 연구들은 정상상태(Steady-state)에서의 주기 평균 전압 이득(Per-fundamental-cycle voltage gain) 및 고조파 특성에 초점을 맞추었다. 하지만 주로 V/f 와 같은 스칼라 제어(Scalar control)를 대상으로 진행되었으며, 벡터 제어(Vector control) 상황 하에서의 전류 제어기 및 약자속 제어기와의 상호작용에 대한 고려가 미흡하였다.

초기 연구들을 바탕으로, PMSM의 약자속 운전을 과변조 영역으로 확장하는 연구들이 활발히 진행되었다 [12]-[18]. 참고 문헌 [12]-[14]는 저역 통과 필터(Low pass filter)를 이용한 약자속 제어를 제안하였으며, 참고 문헌 [15]-[17]은 전압 영역(Voltage domain)에서 등토크 곡선과 전압 제한 육각형의 교점을 계산하여 전압을 인가하는 방법을 제안하였다. 참고 문헌 [18]은 모델 예측 제어(Model predictive control, MPC)를 이용한 방법을 제안하였다. 참고 문헌 [12]-[18]은 PMSM 약자속 운전을 과변조 영역으로 확장 시켰지만, DC 링크 전압 활용률을 최대화 하는 식스-스텝 운전(Six-step operation)에 도달하지는 못하였다.

3상 인버터의 식스-스텝 운전은 공간 벡터 상의 전압 육각형 꼭짓점 벡터만을 이용하여 DC 링크 전압 활용률을 최대화 하는 운전 방법이다. 식스-스텝 운전시 극전압(Pole voltage)은 구형과 형태를 지니므로, 구형과 운전(Square-wave operation)으로 불리기도 한다. 식스-스텝 운전을 이용하면 기본파 전압 크기를 선형 변조 영역과 비교하여 약 10.27% 높일 수 있다 [10]. 식스-스텝 운전시 전압 고조파 성분으로 인하여 전류 및 토크 리플이 발생한다는 단점이 존재한다. 하지만, 한정된 DC 링크 전압 조건 하에서 전동기의 최대 토크 능력을 이끌어낼 수 있으며, 펄스폭 변조(Pulse-width modulation, PWM)와 비교하여 스위칭 손실을 현저히 줄일 수 있다는 장점 [19]으로 인해, 과거부터 현재까지 식스-스텝 운전에 대한 연구가 활발하게 이루어지고 있다.

식스-스텝 운전시 인버터가 합성하는 기본파 전압 크기는 $2/\pi \cdot V_{dc}$ 로 고정되기 때문에, 기본파 전압 위상만이 제어 자유도로 남게 된다. 자유도로 남는 전압각을 이용하여 토크를 직접적으로 제어하는 방법(Direct torque control, DTC)에 대한 연구가 활발히 이루어졌다 [20]-[29]. 참고 문헌 [20]-[27]은 정상상태에서의 토크와 전압각의 관계에 기반한 전압각 제어 방식을 제안하였다. 하지만 해당 연구들은 PMSM의 동특성을 고려하지 않았기 때문에 제어기의 이득 설정 방법에 관한 이론적 근거가 없으며, 이로 인해 제한된 토크 응답성을 가진다.

전압각에 대한 PMSM의 토크 및 전류 응답은 비선형적으로 나타난다. 이러한 비선형적 특성을 반영하기 위하여, 참고 문헌 [28]과 [29]는 평형점 근방의 선형화를 통한 소신호 분석(Small signal analysis)과 근-궤적 분석(Root-locus analysis)을 통한 제어기 설계 방법을 제안하였다. 전압각에 대한 소신호 응답은 운전점에 따라 달라진다. 이러한 현상을 고려하기 위하여, 참고 문헌 [28]에서는 평형점 탐색 알고리즘을 통해 제어기 이득을 갱신하였으며, 참고 문헌 [29]에서는 회전자 기준 좌표계 d 축 전류 정보를 궤환하는 구조를 통해 가변 이득을 사용하지 않고 전반적인 제어 안정도를 높이하고자 하였다. 참고 문헌 [28]과 [29]에서 제안된 방법은 고전적인 전압각 제어 [20]-[27]와 비교하여 제어 안정도 및 응답성을 개선할 수 있지만, 모든 운전점에 대한 근-궤적 분석이 선행되어야 하며, 전압각에 대한 토크 응답성이 운전점에 따라 달라지는 효과를 반영하기 위해 추가적인 알고리즘이 필요하다는 단점이 존재한다. 추가적으로 해당 연구들은 페루프 전달 함수의 극점(Pole)을 통한 제어 안정도에 초점을 맞추었으며, 영점(Zero)을 포함한 페루프 제어 동특성에 대한 분석이 미흡하다는 한계점이 있다. 또한 DTC 구조에 내재된 문제점으로, 참고 문헌 [20]-[29]에서 제안된 방법들은 토크 추정기의 구성 방법에 따라 응답 성능에 차이가 발생할 수 있으며, 인버터와 전동기가 가지는 전류 제한을 실시간으로 고려하며 제어하기 힘들다는 단점이 있다.

일반적으로 기저 속도 이하의 영역에서는 회전자 기준 좌표계 상에서의 전류 제어가 널리 사용된다. 추가적인 제어 구조 절환 없이, 전류 제어 구조를 활용하여 식스-스텝 운전을 수행하는 방법에 대한 연구가 진행되었다. 참고 문헌 [30]은 비례-적분 제어기 기반 약자속 제어기 [6], 과변조 기법 [9], 동특성 향상을 위한 전압 지령 수정부를 통하여 전류 제어 기반의 식스-스텝 운전을 구현하였다. 참고 문헌 [31]에서는 참조표 기반의 약자속 운전 [3]과 푸리에 분석(Fourier analysis)을 기반으로 한 과변조 방법을 통하여 전류 제어 기반의 식스-스텝 운전을 구현하였다. 참고 문헌 [32]에서는 반송파 기반의 과변조 기법과 가변 샘플링 방법을 통하여 전류 제어 기반의 식스-스텝 운전을 구현하였다.

약자속 운전시 토크 지령에 대한 출력 토크의 선형성을 고려하기 위하여, d , q 축 전류 지령에 관한 참조표를 이용하는 방식이 일반적으로 사용된다 [3], [7]. 하지만 식스-스텝 운전시 제어 자유도는 전압각 하나이므로, 참조표 오차 혹은 제정수 변동으로 인해 지령이 실현 불가능할 경우, d , q 축 전류 제어기가 충돌할 가능성이 있다 [33]. 이러한 충돌 가능성을 없애고자, d 혹은 q 축 전류만을 제어 변수로 사용하고, 다른 축 전류는 종속적으로 동작하는 방법에 대한 연구가 진행되었다 [34], [35]. 참고 문헌 [34]는 단일 d 혹은 q 축 전류 제어기 및 출력 형태에 따라 약자속 운전 영역을 분석하였다. 참고 문헌 [35]는 식스-스텝 운전의 자유도를 전압 벡터의 인가 시간으로 치환하여, q 축 전류 제어기를 통한 가변 인가 시간(Variable time-step) 제어 방법을 제안하였다. 참고 문헌 [20]-[34]는 고정된 샘플링 주기를 가지는 제어 시스템에서 구현되어 추가적인 맥동 성분이 발생하는 반면, 참고 문헌 [35]는 가변 샘플링을 이용하여 불필요한 맥동 성분 없이 식스-스텝을 수행할 수 있다. 하지만 모든 운전점에 대한 소신호 분석 및 근-궤적 분석을 통하여 제어기 이득을 설정해 주어야한다는 번거로움이 존재한다.

DTC 기반의 식스-스텝 운전과 비교하여, 전류 제어 기반의 식스-스텝 운전은 기저 속도 부근에서의 PWM 모드와의 절환 및 전류 제한에 대한

모니터링이 용이하다. 또한 직접적으로 측정하는 정보인 전류를 이용하므로, 토크 추정기가 필요한 DTC 기반의 방법보다 제어 동특성이 빠르다는 장점이 있다. 하지만 기존 연구들은 기본과 성분에 초점을 맞추어, 주파수 영역(Frequency domain)에서의 분석을 통해 제어기를 설계하였다. 식스-스텝 운전시 상당한 6배수 고조파 전압 성분이 존재하는데, 다수의 선행 연구에서는 해당 고조파 성분이 동특성에 끼치는 영향을 고려하지 않았다.

식스-스텝 운전시 순시 고정자 자속은 정지 좌표계 상에서 육각형의 궤적을 그린다 [36]-[42]. 참고 문헌 [38]-[41]은 데드비트 자속 제어를, 참고 문헌 [42]는 Direct-self control을 이용한 식스-스텝 운전 방법을 제안하였다. 해당 방법들은 기존의 전압각 제어 방식보다 빠른 동특성을 가지지만, 전압 벡터의 스위칭이 육각형 자속 궤적의 꼭짓점 근방에서만 이루어지며, 이는 동특성 향상에 있어서 제약 사항으로 작용한다. 참고 문헌 [43]에서는 MPC 전류 제어 기반의 식스-스텝 운전 방법이 제안되었으나, 사전 실험을 통해 전 영역의 자속 및 인덕턴스를 포함한 다수의 참조표가 필요하며, 다소 복잡한 행렬 연산을 수행해야한다는 단점이 존재한다.

본 논문에서는 식스-스텝 운전의 시간-최적 절환 방법을 포함한 동특성 개선 방안을 연구한다. 주파수 영역 분석을 진행한 다수의 기존 연구와는 달리, 본 논문에서는 순시 전압의 영향을 고려하기 위하여 시간 영역(Time domain)에서 식스-스텝 운전을 분석한다. 시간 영역에서 분석한 순시 자속 궤적을 바탕으로, 식스-스텝 운전의 한계 동특성을 이론적으로 규명하고, 시간-최적 운전점 절환 방법을 제안한다.

1.2 연구의 목적

본 연구의 목적은 다음과 같다.

- 식스-스텝 운전시, 회전자 기준 좌표계 상에서의 순시 전압 벡터는 회전자의 회전 방향과 반대로 회전한다. 순시 전압 벡터 회전 효과를 반영하기 위하여, 시간 영역에서 식스-스텝 운전시 PMSM의 순시 자속 궤적을 모델링한다. 이를 바탕으로 개루프(Open-loop) 형태의 시간-최적 운전점 절환 방법을 모색하며, 식스-스텝 운전의 한계 동특성을 이론적으로 규명한다.
- 시간-최적 절환에 대한 고찰을 바탕으로, 정지 좌표계 자속 정보를 이용한 폐루프(Closed-loop) 형태의 운전점 절환 방법을 제안한다. 정지 좌표계 자속 지령은 자속각 지령으로부터 계산되며, 제안하는 방법은 자속 벡터 예측을 통하여 시간-최적으로 자속 지령을 추종한다. 계단, 램프, AC 형태의 자속각 지령에 대하여 제안하는 방법의 지령 추종 성능을 시뮬레이션 및 실험으로 검증한다.
- 시간-최적 절환 방법을 적용한 토크 제어 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 상위 제어기가 전류 정보를 궤환 받아 자속각 지령을 결정하며, 시간-최적 절환 방법을 통하여 상위 제어기로부터 결정된 자속각 지령을 추종한다. 주어진 토크 제어 대역폭을 만족하기 위한 제어기 이득 설정 방법에 대해 소개하며, 제안하는 토크 제어 방법의 성능을 시뮬레이션 및 실험으로 검증한다.

- 식스-스텝 운전을 기저 속도 이하의 저속 영역에서 수행할 경우, 인가 전압과 역기전력 성분의 과도한 차이로 인하여 전류 제한 이상의 큰 전류가 발생할 수 있다. 따라서 저속 영역에서는 PWM 운전이 필수적이며, 기저 속도 부근에서의 PWM 모드와 식스-스텝 모드 간의 절환이 필요하다. 본 논문에서는 전류 제어를 통한 PWM 운전을 대상으로, 기저 속도 부근에서의 절환 방법을 제안한다.

1.3 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성된다.

제 1장에서는 본 논문의 연구 배경 및 목적에 대해 서술한다.

제 2장에서는 영구자석 동기 전동기의 식스-스텝 운전에 관한 기존 연구들에 대해 소개한다. 제어 구조를 기반으로 각 연구들을 분류하고, 각각의 장점 및 한계점에 대해 비교한다.

제 3장에서는 순시 전압 벡터의 회전 효과를 반영하여 PMSM의 식스-스텝 순시 자속 궤적을 모델링한다. 이를 바탕으로 개루프 형태의 시간-최적 절환 방법을 모색한다.

제 4장에서는 3장에서 제안한 방법에 대한 고찰을 바탕으로 폐루프 형태의 시간-최적 절환 방법을 제안한다. 제안하는 폐루프 시간-최적 절환 방법은, 정지 좌표계 자속 추정기, 자속 지령 생성기, 자속 벡터 예측 방법으로 이루어진다.

제 5장에서는 4장의 시간-최적 절환 방법을 적용한 토크 제어 방법에 대해 제안한다. 제안하는 토크 제어 방법은 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류 제어 구조를 가지며, 제어기 형태 및 이득 설정 방법에 관하여 서술한다.

제 6장에서는 기저 속도 부근에서의 PWM을 통한 전류 제어와 제안하는 식스-스텝 운전 방법 간의 절환 방법에 대해 논의한다.

제 7장에서는 본 논문의 연구 결과에 대해 정리하고, 향후 연구 방향에 대해 소개하며 마무리한다.

제 2장 식스-스텝 운전 제어에 관한 기존 연구

본 장에서는 1장에서 소개한 기존의 여러 식스-스텝 운전 연구에 대해 분류하고, 각각의 기본 원리 및 특징에 대하여 살펴본다.

2.1 직접 토크 제어 구조를 이용한 식스-스텝 운전

2.1.1 정상상태 토크 식 기반의 방법 [20]-[27]

식 (1.2)의 전압 방정식에서 전압 강하에 의한 성분이 작다는 가정 하에, 정상상태 dq -자속은 다음과 같이 dq -전압을 통해 근사 될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} \approx -\frac{1}{\omega_r} \mathbf{J} \begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

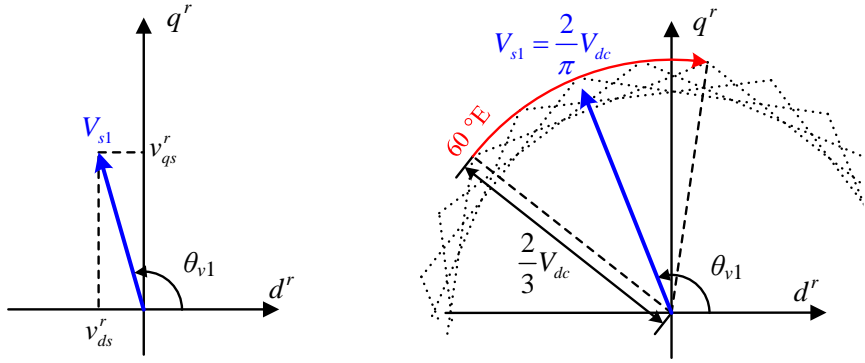
식 (1.3)을 만족하는 이상적인 PMSM에 대하여, 출력 토크는 다음과 같이 dq -전압으로 표현될 수 있다.

$$T_e = -\frac{3}{2} p \left(\frac{\lambda_{PM}}{\omega_r L_{ds}} v_{ds}^r + \frac{L_{ds} - L_{qs}}{\omega_r^2 L_{ds} L_{qs}} v_{ds}^r v_{qs}^r \right). \quad (2.2)$$

식 (2.2)는 다음과 같이 전압의 크기와 위상으로 표현 가능하다.

$$T_e = -\frac{3}{2} p \left(\frac{\lambda_{PM}}{\omega_r L_{ds}} V_{s1} \cos \theta_{v1} + \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2\omega_r^2 L_{ds} L_{qs}} V_{s1}^2 \sin 2\theta_{v1} \right). \quad (2.3)$$

여기서 V_{s1} 과 θ_{v1} 은 인버터가 합성하는 기본파 전압의 크기와 위상을 나타낸다. 식 (2.3)은 PMSM의 정상상태 출력 토크가 V_{s1} 과 θ_{v1} 을 통해 제어될 수 있음을 나타낸다.



(가) 선형 변조

(나) 식스-스텝 운전

그림 2-1. 회전자 기준 좌표계에서 바라본 전압 벡터

그림 2-1은 선형 변조와 식스-스텝 운전시 회전자 기준 좌표계에서 바라본 전압 벡터를 나타낸다. 그림 2-1(가)의 선형 변조 경우, V_{s1} 은 0부터 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 까지, θ_{v1} 은 0에서 2π 까지 자유롭게 합성할 수 있다.

반면, 식스-스텝 운전시에는 전압 육각형의 꼭짓점 벡터만 인가되며, 순시 인가 전압의 크기는 $2/3 \cdot V_{dc}$ 로 고정된다. 회전자가 반시계 방향으로 회전한다면, 그림 2-1(나)에 나타나듯이 식스-스텝 운전의 순시 전압은 회전자 기준 좌표계 상에서 시계 방향으로 회전하고, 정상상태에서 전기각 60° 동안 같은 전압 벡터가 인가된다. 기본과의 위상이 θ_{v1} 이라면 각각의 전압 벡터는 $(\theta_{v1} + \pi/6)$ 부터 $(\theta_{v1} - \pi/6)$ 까지 인가된다. 이 때, 평균 dq -전압 \bar{v}_{ds}^r 과 \bar{v}_{qs}^r 은 다음과 같이 계산된다.

$$\bar{v}_{ds}^r = \frac{1}{\pi/3} \int_{\theta_{v1} + \frac{\pi}{6}}^{\theta_{v1} - \frac{\pi}{6}} v_{ds}^r d\theta_v = \frac{1}{\pi/3} \int_{\theta_{v1} + \frac{\pi}{6}}^{\theta_{v1} - \frac{\pi}{6}} \left(\frac{2}{3} V_{dc} \cos \theta_v \right) d\theta_v = \frac{2}{\pi} V_{dc} \cos \theta_{v1}. \quad (2.4)$$

$$\bar{v}_{qs}^r = \frac{1}{\pi/3} \int_{\theta_{v1} + \frac{\pi}{6}}^{\theta_{v1} - \frac{\pi}{6}} v_{qs}^r d\theta_v = \frac{1}{\pi/3} \int_{\theta_{v1} + \frac{\pi}{6}}^{\theta_{v1} - \frac{\pi}{6}} \left(\frac{2}{3} V_{dc} \sin \theta_v \right) d\theta_v = \frac{2}{\pi} V_{dc} \sin \theta_{v1}. \quad (2.5)$$

식 (2.4)와 (2.5)에 나타나 듯이 식스-스텝 운전시 V_{s1} 은 $2/\pi \cdot V_{dc}$ 로 최대화 된다. 따라서 θ_{v1} 만이 토크 제어의 자유도로 남게 되며, θ_{v1} 은 전압 벡터의 인가 시간 조절을 통하여 변경된다 [35].

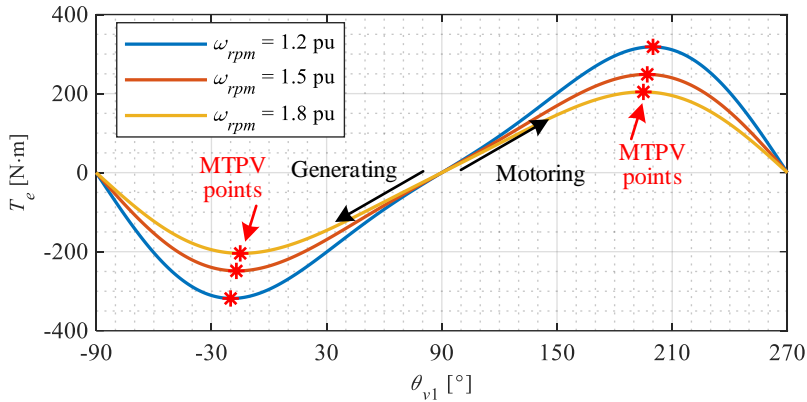
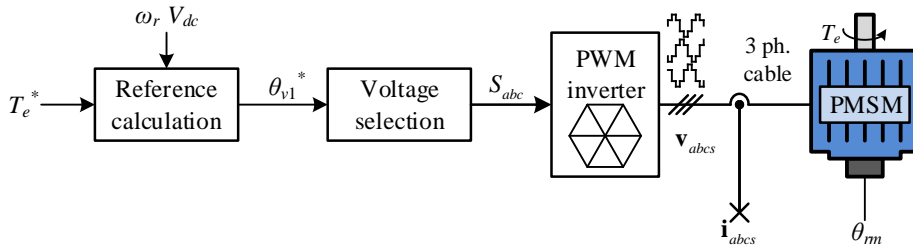
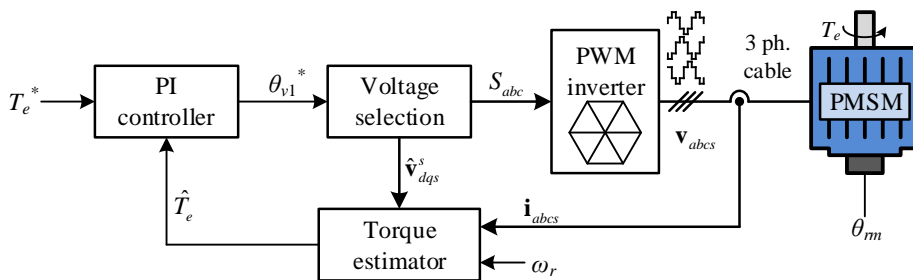


그림 2-2. 식스-스텝 운전시 전압각에 따른 토크 ($V_{dc} = 250 \text{ V}$)

그림 2-2는 식 (2.3)과 시험용 IPMSM의 대표 제정수를 이용하여 얻은 식스-스텝 운전에서 전압각에 따른 토크 곡선을 나타낸다. 시험용 IPMSM의 대표 제정수는 부록 A에 수록되어 있다. θ_{v1} 이 90° 일 때, 인가 전압은 양의 q 축 값만을 가지며 출력 토크는 0이 된다. θ_{v1} 이 90° 에서 멀어질수록 출력 토크의 크기는 증가하다가, θ_{v1} 이 단위 전압 당 최대 토크(Maximum torque per voltage, MTPV) 운전점을 넘어서면 다시 감소하게 된다.



(가) 참조표를 이용한 전압각 제어



(나) 비례-적분 제어기를 이용한 전압각 제어

그림 2-3. 직접 토크 제어 구조 기반의 전압각 제어 방법 [20]-[27]

식스-스텝 운전시 토크 제어 자유도는 θ_{v1} 만이 남으며, MTPV 곡선을 지나기 전까지 출력 토크와 θ_{v1} 은 양의 상관 관계를 지닌다. 초기의 전압각 제어 연구 [20]-[27]은 그림 2-3과 같이 참조표 혹은 비례-적분 제어기를 이용하여 식스-스텝 운전을 구현하였다.

하지만 식 (1.2)에 나타나 듯이 PMSM의 전압 방정식에는 자속에 대한 미분 항이 존재한다. 이로 인해 PMSM의 자속, 전류, 토크는 전압에 대한 동특성이 존재한다. 전압에 대한 자속의 응답은 식 (1.2)와 (1.3)의 연립을 통하여 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \frac{1}{D(s)} \begin{bmatrix} s + \frac{R_s}{L_{qs}} & \omega_r \\ -\omega_r & s + \frac{R_s}{L_{ds}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^r + \frac{R_s}{L_{ds}} \lambda_{PM} \\ v_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

$$D(s) = s^2 + R_s \frac{L_{ds} + L_{qs}}{L_{ds} L_{qs}} s + \omega_r^2 + \frac{R_s^2}{L_{ds} L_{qs}}. \quad (2.7)$$

식 (2.6), (2.7)에 나타나 듯이, 전압에 대한 자속의 응답은 2차 전달 함수 형태로 나타난다. PMSM은 회전자에 별도의 전기적 여자 회로가 없고 전류와 자속은 일대일 대응 관계를 가지기 때문에, 전류 또한 전압에 대하여 2차 전달 함수 형태를 가지게 된다. 이 때, 식 (2.7)을 통해 얻어진 감쇠 시상수 τ 는 다음과 같다.

$$\tau = \frac{2L_{ds}L_{qs}}{R_s(L_{ds} + L_{qs})}. \quad (2.8)$$

시험용 IPMSM의 경우, 대표 제정수 기반으로 계산된 감쇠 시상수는 약 21 ms이다. 전압에 대한 동특성을 고려하지 않고, 전압각을 계단 형태로 바꿀 경우, 전류 및 토크는 감쇠 진동(Damped oscillation)을 하게 된다. 시험용 IPMSM의 경우, 전류 및 토크 진동이 충분히 감쇠하기까지 약 5τ (≈ 105 ms) 이상의 시간이 소요된다.

참고 문헌 [20]-[27]은 이러한 PMSM의 전압에 대한 동특성을 무시하고 정상상태 토크 식에 기반하여 제어기를 설계하였다. 이러한 가정은 식스-스텝 운전에서의 토크 응답성을 높이는데 있어 제약 사항으로 작용한다.

2.1.2 PMSM의 동특성을 고려한 전압각 제어 [28], [29]

PMSM의 동특성을 고려한 전압각 제어기 설계 방법에 관하여 많은 후속 연구들이 진행되었다. 식 (1.2)에 나타나 듯이, PMSM의 전압 방정식은 전압각에 대한 비선형 방정식으로 나타난다. 참고 문헌 [28]과 [29]는 시스템의 분석을 위하여 평형점 근방에서의 선형화를 수행하였다.

$$\theta_{v1} = \theta_{v1,0} + \Delta\theta_{v1}. \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds,0}^r \\ i_{qs,0}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta i_{ds}^r \\ \Delta i_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{ds,0}^r \\ \lambda_{qs,0}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{ds}^r \\ \Delta \lambda_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

여기서 x_0 는 $\theta_{v1,0}$ 에 대한 변수 x 의 평형점을 나타내며, Δx 는 평형점 근방의 소신호를 나타낸다. 식 (1.3)을 만족하는 이상적인 PMSM의 경우, 전류 및 자속의 평형점과 소신호는 아래의 관계식을 통해 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds,0}^r \\ \lambda_{qs,0}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} i_{ds,0}^r + \lambda_{PM} \\ L_{qs} i_{qs,0}^r \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \lambda_{ds}^r \\ \Delta \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{ds}^r \\ \Delta i_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

참고 문헌 [28]과 [29]는 식스-스텝 운전의 dq -전압을 식 (2.4)와 (2.5)에 기반하여 다음과 같이 근사 하였다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} &\approx \frac{2}{\pi} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \theta_{v1} \\ \sin \theta_{v1} \end{bmatrix} \\ &\approx \frac{2}{\pi} V_{dc} \left\{ \begin{bmatrix} \cos \theta_{v1,0} \\ \sin \theta_{v1,0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\sin \theta_{v1,0} \\ \cos \theta_{v1,0} \end{bmatrix} \Delta \theta_{v1} \right\}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

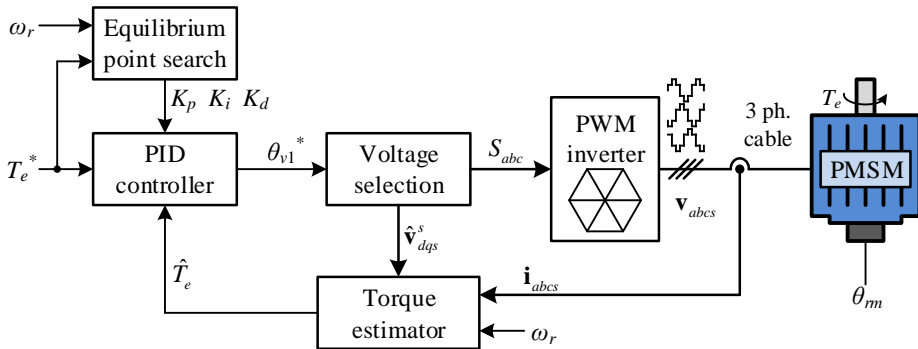
식 (2.9)-(2.14)와 전압 방정식을 연립하여, $\theta_{v1,0}$ 에 대한 전류 운전점과 $\Delta \theta_{v1}$ 에 대한 소신호 전류 응답을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds,0}^r \\ i_{qs,0}^r \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega_r^2 L_{ds} L_{qs} + R_s^2} \begin{bmatrix} R_s & \omega_r L_{qs} \\ -\omega_r L_{ds} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2}{\pi} V_{dc} \cos \theta_{v1,0} \\ \frac{2}{\pi} V_{dc} \sin \theta_{v1,0} - \omega_r \lambda_f \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

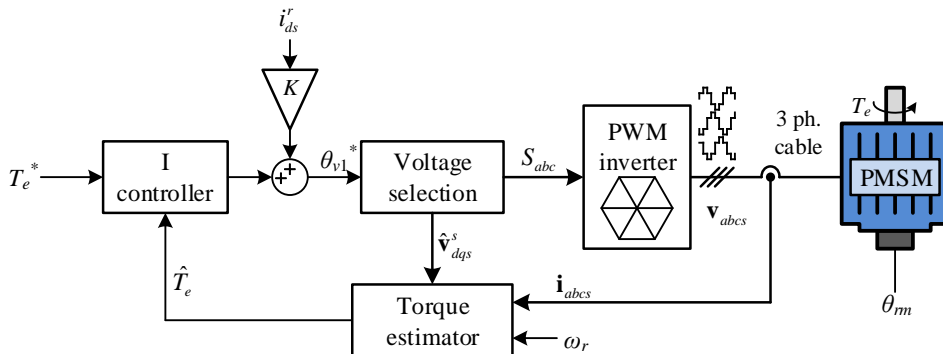
$$\begin{bmatrix} \Delta i_{ds}^r \\ \Delta i_{qs}^r \end{bmatrix} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{dc}}{D(s)} \begin{bmatrix} -\frac{\sin \theta_{v1,0}}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{\cos \theta_{v1,0}}{L_{qs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s + \frac{R_s}{L_{qs}} - \omega_r \cot \theta_{v1,0} \\ s + \frac{R_s}{L_{ds}} + \omega_r \tan \theta_{v1,0} \end{bmatrix} \Delta \theta_{v1}. \quad (2.16)$$

여기서 $D(s)$ 는 2차 특성 방정식으로, 식 (2.7)과 동일하다. 식 (2.15)와 (2.16)을 바탕으로, $\theta_{v1,0}$ 에 대한 토크 운전점 $T_{e,0}$ 과 $\Delta \theta_{v1}$ 에 대한 소신호 토크 ΔT_e 의 응답을 구할 수 있다. $T_{e,0}$ 는 저항에 의한 전압 강하 성분이 작다는 가정 하에 식 (2.3)과 동일한 형태로 나타나며, ΔT_e 는 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} \Delta T_e &= \frac{3}{2} p \left\{ \lambda_{ds,0}^r \Delta i_{qs}^r + i_{qs,0}^r \Delta \lambda_{ds}^r - \lambda_{qs,0}^r \Delta i_{ds}^r - i_{ds,0}^r \Delta \lambda_{qs,0}^r \right\} \\ &= \frac{3}{2} p \frac{2}{\pi} \frac{V_{dc}}{D(s)} \left[\frac{\cos \theta_{v1,0}}{L_{qs}} \left\{ \lambda_{PM} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds,0}^r \right\} \left(s + \frac{R_s}{L_{ds}} + \omega_r \tan \theta_{v1,0} \right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sin \theta_{v1,0}}{L_{ds}} (L_{ds} - L_{qs}) i_{qs,0}^r \left(s + \frac{R_s}{L_{qs}} - \omega_r \cot \theta_{v1,0} \right) \right] \Delta \theta_{v1}. \end{aligned} \quad (2.17)$$



(가) 평형점 탐색을 통해 가변 이득을 설정하는 방법 [28]



(나) d 축 전류 제환을 이용하는 방법 [29]

그림 2-4. PMSM의 동특성을 고려한 전압각 제어 방법 [28], [29]

식 (2.17)에 나타나 듯이, ΔT_e 는 $\Delta\theta_{v1}$ 에 대하여 다소 복잡한 2차 전달 함수 형태로 나타나며, 해당 전달 함수는 ω_r 과 $\theta_{v1,0}$ 에 의존한다. 따라서 고정 이득을 사용하여 제어기를 설계할 경우, ω_r 과 $\theta_{v1,0}$ 에 따라 설계한 제어 대역폭이 실제 제어 대역폭과 달라질 수 있으며, 이로 인해 제어 안정도가 악화될 가능성이 존재한다. 이러한 특징을 고려하여, 참고 문헌 [28]과 [29]는 그림 2-4의 방법들을 제안하였다.

참고 문헌 [28]에서는 식 (2.17)에 기반하여 페루프 전달 함수의 극점(Pole)을 설계하고, 추가적인 평형점 탐색 알고리즘을 통해 제어기의 이득을 실시간으로 설정해주는 그림 2-4(가)의 방법을 제안하였다. 제어 시스템의 안정도는 페루프 전달 함수의 극점이 결정하지만, 제어 동특성은 페루프 전달 함수의 극점 뿐 아니라 영점(Zero)에 의해서도 영향을 받는다. 참고 문헌 [28]에서는, 제안 방법의 안정도에 관한 분석은 이루어졌으나, 영점이 제어 동특성에 끼치는 영향에 대한 분석이 이루어지지 않았다는 한계점이 존재한다.

참고 문헌 [29]에서는 고정 이득을 가지는 적분 제어기와 d 축 전류 궤환을 이용하는 그림 2-4(나)의 방법을 제안하였다. 제어기의 이득을 고정 상수로 설정하더라도, d 축 전류 궤환을 통하여 전반적인 제어 안정도를 높일 수 있음을 근-궤적 분석을 통해 보였다. 하지만 d 축 전류 궤환 이득 설정 방법에 대한 이론적 분석이 이루어지지 않았으며, 근-궤적 분석을 통한 페루프 전달 함수의 극점 및 안정도에 초점을 맞추었기 때문에, 참고 문헌 [28]과 마찬가지로 영점이 동특성에 끼치는 영향에 대한 분석이 이루어지지 않았다.

2.2 전류 제어 구조를 이용한 식스-스텝 운전

2.1절에서는 DTC 구조에 기반한 전압각 제어 방법에 대하여 소개하였다. 하지만 해당 방법들은 토크 추정기의 구성에 따라 성능 차이가 발생할 수 있으며, 인버터와 전동기가 가지는 전류 제한을 실시간으로 고려하여 제어하기 힘들다. 또한 다수의 DTC 기반 방법들은 기저 속도 이하의 저속 영역에서는 전류 제어 구조를 이용하기 때문에, 기저 속도 부근에서의 제어 알고리즘간의 절환이 필요하다는 단점이 존재한다.

이러한 DTC 기반의 방법들의 한계점을 보완하기 위하여, 전류 제어 구조를 활용하여 식스-스텝 운전을 수행하는 방법에 대한 연구가 진행되었다.

2.2.1 전압 지령 수정 방법을 통한 식스-스텝 운전 [30]

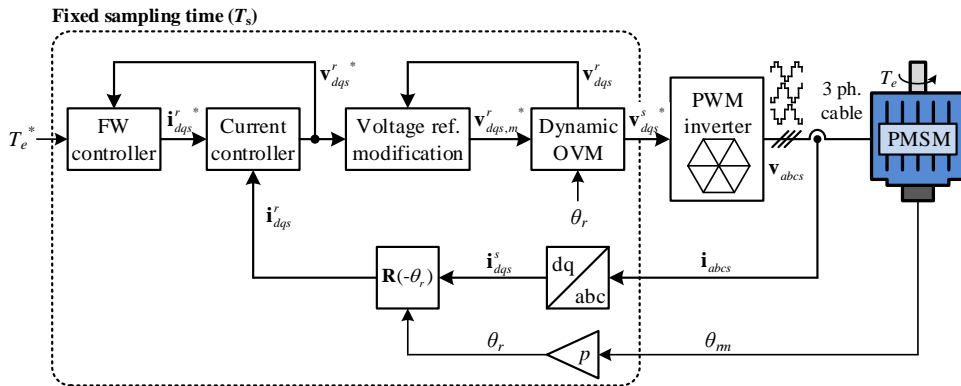


그림 2-5. 참고 문헌 [30]의 제어 방법

참고 문헌 [30]은 전류 제어 구조를 이용한 식스-스텝 운전 방법을 제안하였다. 그림 2-5는 참고 문헌 [30]에서 제안한 방법의 블록도를 나타내며, 제안한 방법은 잘 알려진 비례-적분 제어기 기반의 약자속 제어기 [6] 및 과변조 기법 [9]와 더불어, 추가적인 전압 지령 수정 방법으로 구성된다.

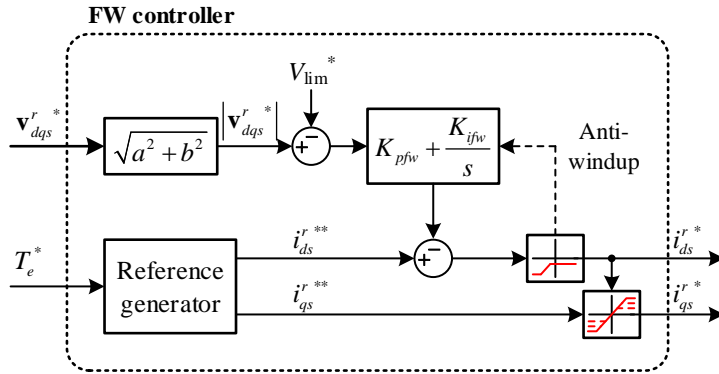


그림 2-6. 참고 문헌 [6]에서 제안한 약자속 제어기

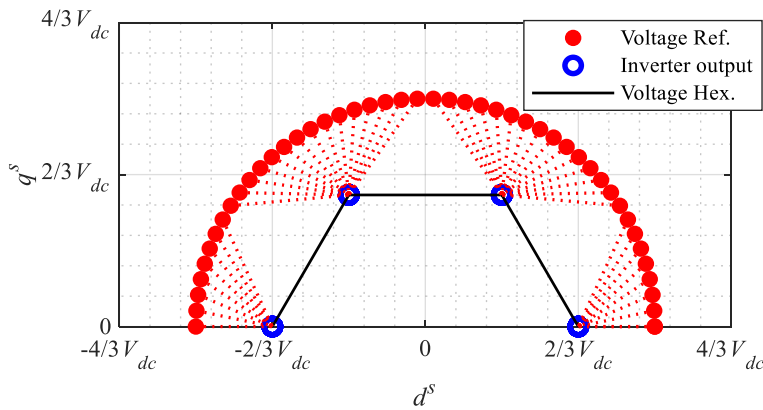


그림 2-7. 참고 문헌 [9]에서 제안한 과변조 기법

그림 2-6과 그림 2-7은 각각 참고 문헌 [30]에서 이용한 약자속 제어기와 과변조 기법을 나타낸다. 그림 2-6은 비례-적분 제어기를 이용한 약자속 제어기로, 전류 제어기의 출력 크기 $|\mathbf{v}_{dqs}^r|$ 이 V_{lim}^* 보다 클 경우, 약자속 제어기에 의해 d 축 전류 지령이 전압 크기를 줄이는 방향으로 수정된다. 선형 변조 영역만을 이용하는 약자속 운전에서는 V_{lim}^* 를 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 이하로 설정하여, 전류 제어기의 출력 전압 지령의 크기가 전압 육각형의 내부에 위치하도록 한다. 반면, 참고 문헌 [30]에서는 약자속 제어기의 V_{lim}^* 를 $2/3 \cdot V_{dc}$ 이상으로 설정하여, 약자속 운전시 전류 제어기의 출력이 전압 육각형 외부에 위치하도록 한다. 이 때, 전압 육각형 외부에 위치한 전압 지령은, 그림 2-7에 나타난 과변조 기법을 통하여 식스-스텝 전압을 합성하게 된다.

앞서 살펴 보았듯이, 적절한 약자속 제어와 과변조 기법을 통하여 전류 제어 구조를 유지하고도 식스-스텝 운전을 달성할 수 있다. 하지만 식스-스텝 운전시 인버터의 합성 전압의 크기는 $2/\pi \cdot V_{dc}$ 로 포화 되므로, 전류 제어 동특성이 악화된다. 참고 문헌 [30]에서는 추가적인 전압 지령 수정부를 구성하여, 전류 제어 동특성을 향상 시키는 방법을 제안하였다.

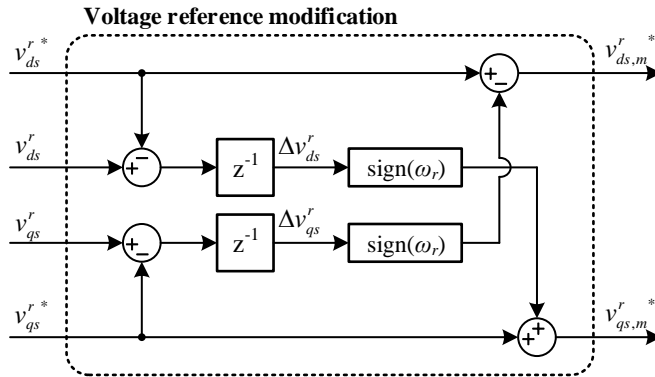


그림 2-8. 참고 문헌 [30]의 전압 지령 수정 방법

이상적인 PMSM 전압 방정식은, d 축, q 축 유효 역기전력 e_{ds}^r , e_{qs}^r 을 통해 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{ds}^r \\ e_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} e_{ds}^r \\ e_{qs}^r \end{bmatrix} = \omega_r \begin{bmatrix} -L_{qs} i_{qs}^r \\ \lambda_{PM} + L_{ds} i_{ds}^r \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

인버터의 합성 전압과 유효 역기전력의 차이는 전류의 변화를 이끌어낸다. 따라서 인가 가능한 최대 전압과 유효 역기전력의 차이는 일종의 전류 제어를 위한 전압 여유분(Voltage margin)으로 볼 수 있다. 식스-스텝 운전시 인버터의 합성 전압은 최대화된 상태로 고정되므로, 전류 제어를 위한 전압 여유분을 확보하기 위해서는 유효 역기전력을 수정해야 한다. 즉, d 축 전류 제어의 전압 여유분을 증가시키기 위해서는 i_{qs}^r 을 증가시킴으로써 e_{ds}^r 을 줄여야 하고, q 축 전류 제어의 전압 여유분을 증가시키기 위해서는 i_{ds}^r 을 감소시킴으로써 e_{qs}^r 을 줄여야 한다.

참고 문헌 [30]에서는, 그림 2-8에 나타난 전압 지령 수정 방법을 구현하여, 전류와 유효 역기전력 사이의 교차 결합 특징을 이용한 동특성 개선 방안을 제시하였다. 그림 2-8에 나타난 방법은 전압 지령이 다음과 같이 수정되는 효과를 지닌다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds,m}^r \\ v_{qs,m}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ds}^{r*} \\ v_{qs}^{r*} \end{bmatrix} + \text{sign}(\omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{ds}^r \\ \Delta v_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

일반적으로 PMSM에서는 영구자석에 의한 쇄교 자속 λ_{PM} 으로 인하여 q 축 전압 여유분이 부족하다. 그림 2-8의 전압 지령 수정 방법을 적용할 경우 d 축 전류의 언더슈트(Undershoot)가 발생하며, 이를 통해 q 축 전압 여유분을 확보하게 된다. 확보된 q 축 전압 여유분을 통하여 q 축 전류의 응답성을 개선하게 되고, 이를 통해 합성 전압이 최대화된 식스-스텝 운전 하에서도 전류 제어 동특성을 확보할 수 있게 된다.

참고 문헌 [30]은 잘 알려진 전류 제어 구조와 추가적인 전압 지령 수정 방법을 통하여, 추가적인 제어 알고리즘 절환 없이 식스-스텝 운전을 달성하였다. 해당 방법은 입력 자유도가 전압각 하나뿐인 식스-스텝 운전 하에서 d 축, q 축 전류를 마치 개별적으로 제어하는 것처럼 보이지만, 실제로는 약자속 제어가 d 축 전류 지령을 수정하여 주어진 q 축 전류 지령을 추종하는 식스-스텝 운전을 수행한다.

하지만 참고 문헌 [30]은 기본파 주파수에 대한 샘플링 주파수의 비율이 충분히 크다는 가정하에 삼각파 비교 방식으로 식스-스텝 운전을 구현하였다. 기본파 주파수에 대한 샘플링 주파수의 비율이 충분히 크지 않은 구동 시스템에 해당 방법을 적용할 경우, 출력 전압이 샘플링 주기 T_s 동안 고정되는 0차 홀드(Zero-order hold, ZOH) 현상으로 인해 불필요한 전류 및 토크 리플이 발생한다 [44]. 또한 참고 문헌 [30]의 전압 지령 수정 방법을 복소 벡터(Complex vector) 전류 제어기에 적용할 경우, 추가적인 기본파 성분의 전류 리플이 발생하게 되는데, 이에 대한 자세한 설명은 6.1.2절에서 다루도록 한다.

참고 문헌 [35]는 이러한 $\Delta\theta_{v1}$ 과 Δt 의 관계를 이용하여 가변 샘플링을 통한 q 축 전류 제어 구조를 제안하였다. 이 때, q 축 전류 제어기의 출력은 전압각의 변화분 $\Delta\theta_{v1}$ 이며, 전압 벡터 인가 시간은 식 (2.21)에 기반하여 샘플링 시간 t_s 를 가변 하는 형태로 다음과 같이 설정된다.

$$t_s = \frac{1}{\omega_r} \left(\frac{\pi}{3} - \Delta\theta_{v1} \right). \quad (2.22)$$

식 (2.22)에 기반하여 샘플링 시간을 설정할 경우, 정상상태에서 t_s 는 $\pi/(3\omega_r)$ 로 속도에 동기 되므로 우수한 정상상태 성능을 가진다. 참고 문헌 [35]에서는 t_s 가 충분히 작다는 가정 하에 dq -전류의 미분 값을 아래와 같이 근사 한다.

$$\mathbf{si}_{dqs}^r = \frac{1}{t_s} \Delta \mathbf{i}_{dqs}^r. \quad (2.23)$$

식 (2.23)과 운전점 근방의 소신호 전달 함수를 나타내는 식 (2.16)을 연립하면, $\Delta\theta_{v1}$ 에 대한 d 축, q 축 전류의 전달 함수를 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} = \frac{\omega_r}{\pi} \frac{1}{3s} \frac{2}{\pi} \frac{V_{dc}}{D(s)} \begin{bmatrix} -\frac{\sin\theta_{v1,0}}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{\cos\theta_{v1,0}}{L_{qs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s + \frac{R_s}{L_{qs}} - \omega_r \cot\theta_{v1,0} \\ s + \frac{R_s}{L_{ds}} + \omega_r \tan\theta_{v1,0} \end{bmatrix} \Delta\theta_{v1}. \quad (2.24)$$

비례-적분 제어기를 이용하여 q 축 전류를 제어할 경우, q 축 전류 지령에 대한 q 축 전류의 폐루프 전달 함수는 다음과 같이 나타난다.

$$\frac{i_{qs}^r}{i_{qs}^{r*}} = \frac{6V_{dc}\omega_r}{\pi^2} \cdot \frac{N_{CL,q}(s)}{D_{CL}(s)}. \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned} N_{CL,q}(s) &= \frac{K_p}{L_{qs}} \cos\theta_{v1,0} s^2 + \left(\left(\frac{K_p R_s}{L_{ds} L_{qs}} + \frac{K_i}{L_{qs}} \right) \cos\theta_{v1,0} + \frac{K_p \omega_r}{L_{qs}} \sin\theta_{v1,0} \right) s \\ &+ \frac{K_i R_s}{L_{ds} L_{qs}} \cos\theta_{v1,0} + \frac{K_i \omega_r}{L_{qs}} \sin\theta_{v1,0}. \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned} D_{CL}(s) &= s^4 + \left(\frac{L_{ds} + L_{qs}}{L_{ds} L_{qs}} \right) s^3 + \left(\frac{R_s^2}{L_{ds} L_{qs}} + \omega_r^2 + \frac{6}{\pi^2} V_{dc} \omega_r \frac{K_p}{L_{qs}} \cos\theta_{v1,0} \right) s^2 \\ &+ \frac{6}{\pi^2} V_{dc} \omega_r \left(\left(\frac{K_p R_s}{L_{ds} L_{qs}} + \frac{K_i}{L_{qs}} \right) \cos\theta_{v1,0} + \frac{K_p \omega_r}{L_{qs}} \sin\theta_{v1,0} \right) s \\ &+ \frac{6}{\pi^2} V_{dc} \omega_r \left(\frac{K_i R_s}{L_{ds} L_{qs}} \cos\theta_{v1,0} + \frac{K_i \omega_r}{L_{qs}} \sin\theta_{v1,0} \right). \end{aligned} \quad (2.27)$$

식 (2.24)로부터, q 축 전류에 대한 d 축 전류 전달 함수는 다음과 같이 나타난다.

$$\frac{i_{ds}^r}{i_{qs}^r} = -\frac{L_{qs}}{L_{ds}} \tan \theta_{v1,0} \frac{s + \frac{R_s}{L_{qs}} - \omega_r \cot \theta_{v1,0}}{s + \frac{R_s}{L_{ds}} + \omega_r \tan \theta_{v1,0}}. \quad (2.28)$$

식 (2.25)와 (2.28)을 곱하면, q 축 전류 지령에 대한 d 축 전류의 전달 함수를 구할 수 있으며, 다음과 같이 나타난다.

$$\frac{i_{ds}^r}{i_{qs}^{r*}} = \frac{6V_{dc}\omega_r}{\pi^2} \cdot \frac{N_{CL,d}(s)}{D_{CL}(s)}. \quad (2.29)$$

$$N_{CL,d}(s) = -\frac{K_p}{L_{ds}} \sin \theta_{v1,0} s^2 + \left(-\left(\frac{K_p R_s}{L_{ds} L_{qs}} + \frac{K_i}{L_{ds}} \right) \sin \theta_{v1,0} + \frac{K_p \omega_r}{L_{ds}} \cos \theta_{v1,0} \right) s - \frac{K_i R_s}{L_{ds} L_{qs}} \sin \theta_{v1,0} + \frac{K_i \omega_r}{L_{ds}} \cos \theta_{v1,0}. \quad (2.30)$$

식 (2.25)와 (2.29)를 살펴보면, q 축 전류 지령에 대한 d 축 및 q 축 전류 전달 함수의 분모가 동일한 것을 확인할 수 있다. 따라서 안정적인 q 축 전류 제어기를 설계하면, d 축 전류에 대한 안정도가 보장된다. 참고 문헌 [35]에서는 식 (2.25)에 기반한 근-궤적 분석을 통하여, 식 (2.25) 및 (2.29)의 극점이 안정하도록 제어기 이득을 설정하였다. 이 때, 샘플링 시점의 전류와 실제 PMSM의 평균 전류 사이에는 읍셋 형태의 오차가 발생하므로, 참고 문헌 [35]에서는 참고 문헌 [45]의 보상 방법을 적용하였다.

참고 문헌 [35]는 q 축 전류 제어 구조를 이용한 식스-스텝 운전을 제안하였다. q 축 전류 제어기의 출력은 전압각 변화분 $\Delta\theta_{v1}$ 이며, 이를 전압 벡터의 인가 시간 t_s 로 치환하고, 가변 샘플링 시스템을 통해 구현하였다. 이 때, 정상상태에서 각 전압 벡터의 인가 시간은 $\pi/(3\omega_r)$ 로 속도에 동기화 되며, 우수한 정상상태 성능을 가진다.

하지만 식 (2.25)에 나타나 듯이, q 축 전류의 페루프 전달 함수는 ω_r 과 $\theta_{v1,0}$ 에 의존하므로, 이를 고려하기 위하여 목표로 하는 운전 영역들에 대하여 근-궤적 분석을 수행해야 한다는 번거로움이 있다. 또한 근-궤적 분석을 통한 페루프 전달 함수의 극점 및 안정도에 초점을 맞추었기 때문에, 영점이 동특성에 끼치는 영향에 대한 분석이 이루어지지 않았다.

2.3 데드비트 자속 제어 구조를 이용한 식스-스텝 운전

PMSM의 전압 방정식은 정지 좌표계 상에서 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix}. \quad (2.31)$$

인가 전압과 고정자 자속 간에 교차 결합 성분이 존재 하는 회전자 기준 좌표계 전압 방정식과 달리, 정지 좌표계 상에서는 인가 전압과 고정자 전압 사이에 교차 결합 성분이 존재하지 않는다. 따라서 정지 좌표계 상에서는 인가된 전압 벡터가 해당 방향으로의 고정자 자속 변화를 야기한다.

식스-스텝 운전시 정지 좌표계 전압 벡터는 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3} m\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3} m\right) \end{bmatrix} \quad (m=0, 1, 2, 3, 4, 5). \quad (2.32)$$

따라서 고정자 권선 저항의 영향이 작다는 가정 하에, 식스-스텝 운전시 정지 좌표계 고정자 자속 궤적은 육각형 궤적을 그리며 일정한 속력으로 움직이게 된다 [36]. 이러한 특징을 이용하여 참고 문헌 [37]-[41]은 데드비트 자속 제어 구조의 식스-스텝 운전을 제안하였다.

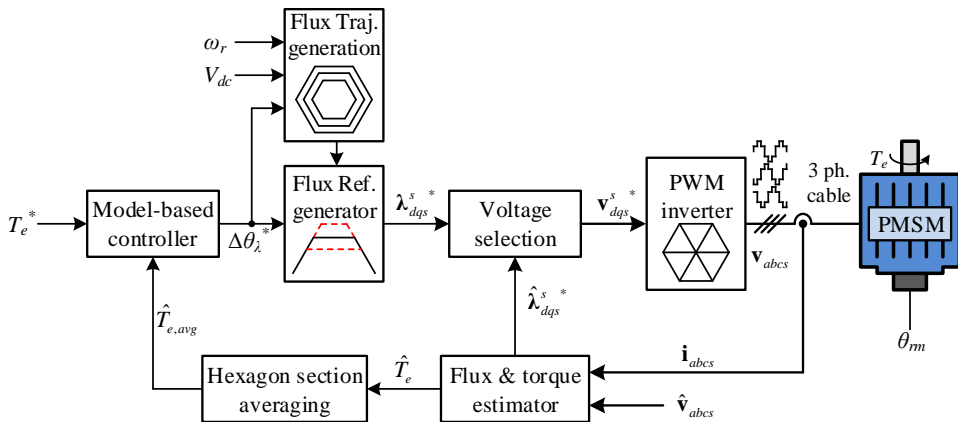


그림 2-10. 데드비트 자속 제어 기반의 식스-스텝 운전 [38]-[40]

그림 2-10은 참고 문헌 [38]-[40]에서 제안한 데드비트 자속 제어 구조를 나타낸다. 해당 방법의 내부 루프에는 데드비트 자속 제어기가 위치한다. 자속각 변화분 지령 $\Delta\theta_i^*$ 과 ω_r , V_{dc} 정보를 바탕으로 정지 좌표계 자속 지령을 생성하고, 자속 궤적 꼭짓점 근방의 한 샘플 내에서 전압 벡터를 변경하여 자속각을 변화 시킨다.

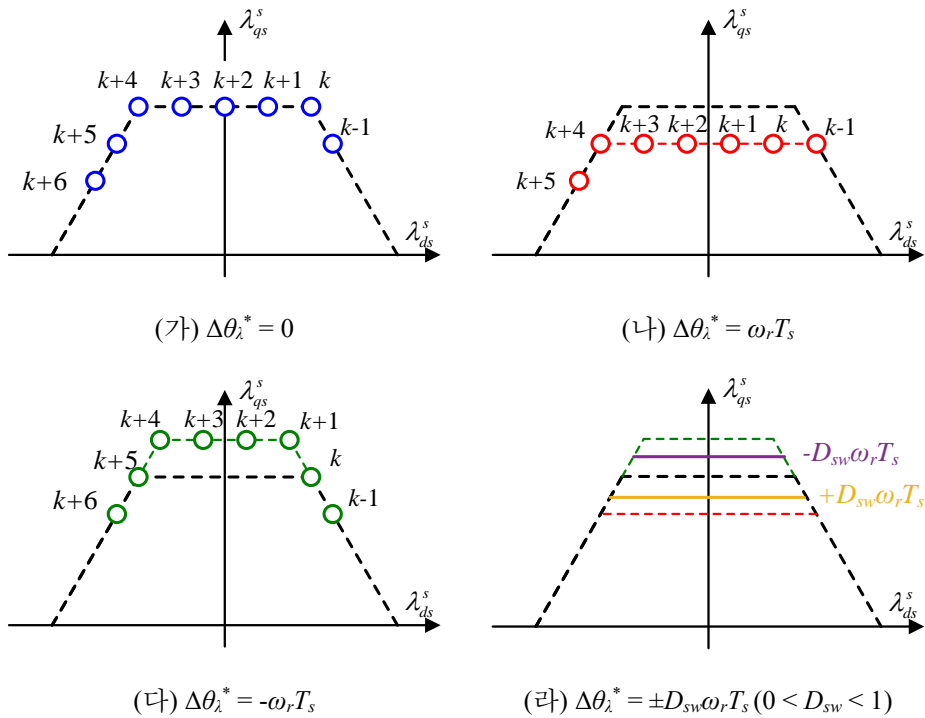
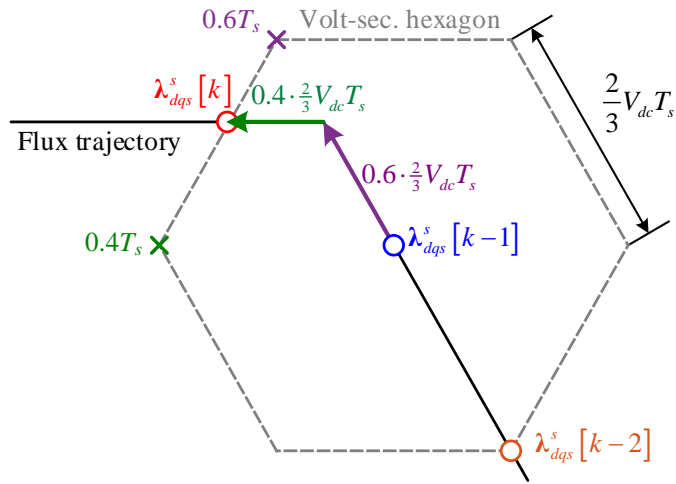


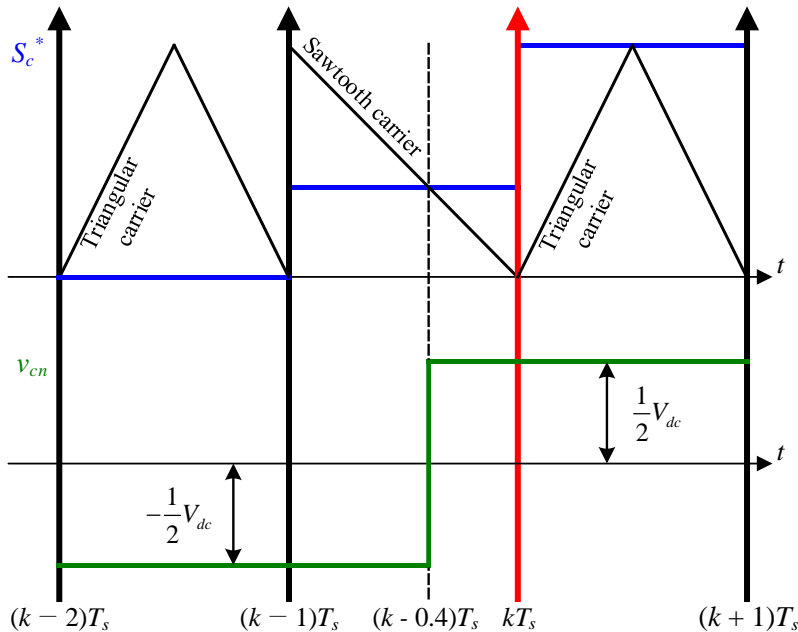
그림 2-11. 자속각 변화분 지령에 따른 자속 궤적의 변화 [38]

그림 2-11은 자속각을 변화 시키는 기본 원리를 나타낸다 [38]. 그림 2-11(가)는 $\Delta\theta_i^* = 0$ 일 때의 정상상태 자속 궤적으로, 자속 벡터는 정육각형의 궤적을 따라 움직이게 된다. 만약 그림 2-11(나)와 같이 자속 벡터가 정상상태 육각형 궤적의 꼭짓점에 도달하기 한 샘플 전에 인가 전압 벡터를 바꿔준다면, 자속 벡터는 육각형 내부 궤적으로 움직이게 된다. 이 경우, 그림 2-11(가)와 비교하여 $\Delta\theta_i$ 가 $\omega_r T_s$ 만큼 증가하게 된다. 이와 유사하게 그림 2-11(다)와 같이 육각형의 꼭짓점에 도착하고 한 샘플 후에 전압 벡터를 바꿔준다면, 자속 벡터 육각형의 외부 궤적으로 움직이게 되며, $\Delta\theta_i$ 가 $\omega_r T_s$ 만큼 감소하게 된다.

통상의 삼각파 비교 방식을 사용하는 고정 샘플링 시스템에서는 전압 벡터가 샘플링 주기 T_s 동안 고정되며, 기본파 주파수에 대한 샘플링 주파수 비율이 낮을 경우, 물리적으로 각 전압 벡터의 인가 시간을 동일하게 할 수 없다. 따라서 참고 문헌 [39]에서는 참고 문헌 [46]에서 제안한 톱니파 기반의 스위칭 방식을 적용하였다.



(가) 자속 궤적



(나) c상 스위칭 지령 및 극전압 시간 순서도

그림 2-12. 톱니파를 이용한 전압 벡터 스위칭 [39], [46]

그림 2-12는 톱니파를 이용한 스위칭을 수행했을 때의 자속 궤적과 스위칭 신호 및 극전압(Pole voltage)에 대한 예시를 나타낸다. 이 때, S_a 는 off, S_b 는 on으로 고정된 상태이며, S_c 는 $(k-1)$ 번째와 k 번째 샘플링 사이에서 켜지는 동작(turn on)을 수행하게 된다. 기존의 삼각파 비교 방식의 스위칭을 $(k-1)$ 번째와 k 번째 샘플링 사이에서 이용할 경우, c 상 스위치는 불필요한 스위칭을 수행하게 되며, 이로 인해 식스-스텝 운전을 달성할 수 없다. 따라서, 참고 문헌 [39]에서는 참고 문헌 [46]에서 제안한 톱니파 이용 스위칭 방법을 통하여, 고정 샘플링 시스템에서도 각 전압 벡터의 정상상태 인가 시간이 $\pi/(3\omega_r)$ 로 동일한 식스-스텝 운전을 수행할 수 있도록 하였다. 그림 2-12(나)는 c 상 스위치가 켜지는 경우에 대해 나타낸 것이며 이 때의 톱니파는 1에서 0으로 감소하는 형태이다. 반대로 꺼지는 동작(Turn off)을 수행해야 하는 경우에는, 0에서 1로 증가하는 톱니파를 사용해야 한다. 이를 통하여, 그림 2-11(라)와 같이 $\Delta\theta_i$ 를 $\pm\omega_r T_s$ 이내의 값으로 변경할 수 있게 된다.

참고 문헌 [39]에서는 정상상태 육각형의 꼭짓점 근방에서의 스위칭만을 고려하였으며, 이로 인하여 최대 $\Delta\theta_i$ 의 크기는 $\omega_r T_s$ 가 된다. 참고 문헌 [39]는, 데드비트 자속 제어기의 상위 제어기로 전기각 60° 에 대한 평균 추정 토크를 제어하는 제어기를 구성하였다. 이 때, 토크 추정기는 반복 제어기(Repetitive controller) 형태로 구현할 수도 있다 [40]. 토크 제어기는 전기각 60° 마다 한번씩 동작하며, 식 (2.3)에 기반한 선형 근사를 통해 토크 오차로부터 $\Delta\theta_i$ 를 갱신한다.

다수의 기존 연구들은 식 (2.14)와 같이 식스-스텝 운전의 인가 전압을 기본파 성분만으로 모델링하였던 반면, 참고 문헌 [39]는 정지 좌표계 상에서의 해석을 통해, 전압 고조파 및 자속 고조파를 고려한 식스-스텝 운전을 수행하였다. 하지만 이 때, 전압 벡터의 스위칭은 자속 궤적의 꼭짓점 한 샘플 이내에서만 이루어지므로, 샘플링 주파수가 기본파 주파수보다 충분히 큰 시스템에서의 동특성에 대한 고려가 이루어지지 않았다.

제 3장 모델 기반의 시간-최적 운전점 절환

식스-스텝 운전 하에서 인버터가 합성하는 기본파 전압 크기는 $2/\pi \cdot V_{dc}$ 로 포화되고, 기본파 전압각 θ_{v1} 만이 유일한 제어 입력 자유도로 남는다. 다수의 연구들은 운전점 근방의 선형화를 통하여 기본파 전압각의 변화분 $\Delta\theta_{v1}$ 을 입력으로 가지는 상태 방정식을 수립하고, 해당 모델링에 기반하여 주파수 영역(Frequency domain) 분석을 통해 제어기를 설계하였다 [28], [29], [33]-[35]. 하지만 식스-스텝 운전시 회전자 기준 좌표계 상에서의 순시 dq -전압은 상당한 $(6n)$ 차수 고조파 성분을 가진다 ($n = 1, 2, 3, \text{etc.}$) [11]. 주파수 영역 분석에서는 기본파 전압각에만 초점을 맞추기 때문에 고조파 성분은 무시되며, 이러한 모델링 오차는 식스-스텝 운전의 동특성 향상에 있어 제약 사항으로 작용한다.

본 장에서는 PMSM의 식스-스텝 운전 하에서의 순시 자속 궤적을 모델링한다. 회전자 기준 좌표계 상에서 순시 전압 벡터의 회전 효과를 반영하기 위하여 시간 영역(Time domain)에서 분석을 진행한다. 시간 영역에서의 분석을 통하여 식스-스텝 운전의 시간-최적(Time-optimal) 절환 방법을 모색하며, 시뮬레이션 및 실험을 통하여 해당 방법을 검증한다.

3.1 영구자석 전동기의 식스-스텝 운전 모델링

3.1.1 식스-스텝 운전의 순시 전압 벡터

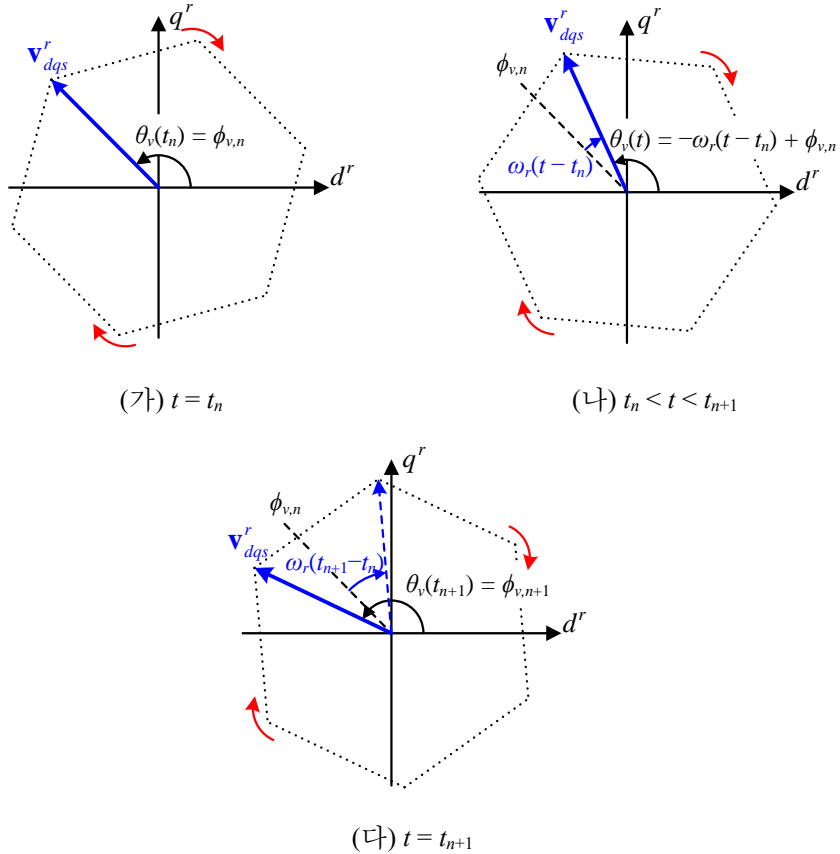


그림 3-1. 회전자 기준 좌표계에서 바라본 전압 벡터

표 3-1. 기호 및 약어 정리

변수	설명	비고
t_n	n 번째 전압 벡터의 인가 시작 시점	
$\phi_{v,n}$	n 번째 전압 벡터의 인가 시작각	d^r 좌표축 기준
θ_v	인가되고 있는 전압 벡터의 순시각	d^r 좌표축 기준
Δt_n	n 번째 전압 벡터의 인가 시간	$\Delta t_n = t_{n+1} - t_n$
$\Delta \phi_{v,n}$	$(n+1)$ 번째와 n 번째 전압 벡터 인가 시작각 차이	$\Delta \phi_{v,n} = \phi_{v,n+1} - \phi_{v,n}$
$\Delta \theta_{v,n}$	n 번째 전압 벡터의 인가 각 간격(Angular interval)	

식스-스텝 운전시 인버터는 전압 육각형의 꼭짓점 벡터만을 합성하며, 합성된 전압 벡터는 회전자 기준 좌표계 상에서 $-\omega_r$ 로 회전하게 된다. 그림 3-1은 임의의 n 번째 단계에 인가되는 전압 벡터를 회전자 기준 좌표계에서 나타낸 것이다. 여기서 ‘단계’는 정지 좌표계 상에서 일정한 전압 벡터가 인가되는 간격으로 정의한다. 그림 3-1에 포함된 기호와 약어는 표 3-1에 정리하였다.

그림 3-1(가)는 임의의 n 번째 단계에서 전압 벡터의 인가 시작 시점을 나타낸다. 회전자가 반시계 방향으로 정속 회전한다는 가정 하에, 회전자 기준 좌표계 상에서 전압 육각형은 시계 방향으로 정속 회전하게 된다. 그림 3-1(나)에 나타나 듯이, n 번째 단계에서의 순시 전압각 θ_v 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\theta_v(t) = -\omega_r(t - t_n) + \phi_{v,n}. \quad (3.1)$$

식스-스텝 운전시 인가되는 전압의 크기는 $2/3 \cdot V_{dc}$ 이므로, n 번째 단계 내에서 순시 dq -전압은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dq}^r(t) = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \mathbf{u}(-\omega_r(t - t_n) + \phi_{v,n}). \quad (3.2)$$

여기서 $\mathbf{u}(\theta)$ 는 단위 크기와 위상 θ 를 가지는 단위 벡터로 아래와 같이 정의된다.

$$\mathbf{u}(\theta) \triangleq \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

전압 벡터가 다음 전압 육각형 꼭짓점으로 바뀌는 순간, n 번째 단계가 끝나고 $(n+1)$ 번째 단계가 시작된다. 그림 3-1(다)는 해당 시점을 나타내며, 표 3-1의 정의에 따라 해당 순간은 $t = t_{n+1}$ 이 된다. 이 때, n 번째 단계의 각 간격 $\Delta\theta_{v,n}$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta\theta_{v,n} = \omega_r(t_{n+1} - t_n) = \frac{\pi}{3} - \Delta\phi_{v,n}. \quad (3.4)$$

물리적으로 음의 인가 시간은 불가능하기 때문에 $\Delta\phi_{v,n}$ 은 $\pi/3$ 의 상한을 가진다. 정상상태에서는 임의의 n 에 대하여 $\Delta\theta_{v,n} = \pi/3, \Delta\phi_{v,n} = 0$ 이 된다.

3.1.2 영구자석 전동기의 자속 궤적 모델링

본 절에서는 본 논문에서 가정하는 PMSM의 특성과 이에 따른 모델링에 대하여 서술한다.

PMSM의 전압 방정식을 통하여 다음과 같은 상태 방정식을 수립할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \lambda_{dqs}^r = -R_s \mathbf{i}_{dqs}^r - \omega_r \mathbf{J} \cdot \lambda_{dqs}^r + \mathbf{v}_{dqs}^r. \quad (3.5)$$

PMSM은 회전자에 별도의 전기적 여자 회로가 없다. 철심과 영구자석의 이력(Hysteresis) 특성, 주파수에 따른 투자율 및 전도율 변화에 의한 영향이 작다는 가정 하에, PMSM의 고정자 자속과 전류는 일대일 대응 관계를 가진다. 즉, 주어진 회전자 위치에 대하여 λ_{dqs}^r 이 정해지면 \mathbf{i}_{dqs}^r 과 T_e 가 결정되며, 반대로 \mathbf{i}_{dqs}^r 이 정해지면 λ_{dqs}^r 과 T_e 가 결정된다. 이러한 일대일 대응 관계를 이용하여, 식 (3.5)를 전류 또는 자속 중 하나에 관한 상태 방정식으로 표현 할 수 있다.

제어 성능은 제어 대상 변수의 정확한 측정 또는 추정에 근거한다. 전류 센서는 자속 센서와 비교하여 정확성 및 경제성 측면에서 우수하므로 전류 측정에 기반한 제어 구조가 널리 사용된다. 따라서 실측 가능한 전류 기반으로 상태 방정식을 기술하고, 이를 통하여 전류에 대한 벡터 제어(Vector control)를 수행하는 경우가 많다. 다만 실제 자속은 전류에 대하여 자기 포화, 교차 결합, 공간 고조파 등 비이상적 특성들을 가지므로 비선형적 전류-자속 관계에 대한 적절한 모델링이 필요하다.

저항에 의한 전압 강하 성분을 무시할 수 없는 기저 속도 이하 영역에서는 전류-자속 관계에 대한 모델링이 필수적으로 수반된다. 하지만 일반적으로 식스-스텝 운전은 기저 속도 이상의 약자속 운전 영역에서 적용된다. 해당 운전 영역에서 저항에 의한 전압 강하 성분을 무시할 수 있다는 가정 하에 식 (3.5)를 아래와 같이 근사할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \lambda_{dqs}^r \approx -\omega_r \mathbf{J} \cdot \lambda_{dqs}^r + \mathbf{v}_{dqs}^r. \quad (3.6)$$

근사 된 상태 방정식은 자속과 전압으로 표현되므로, 전류가 아닌 자속에 대해 살펴 보는 것이 직관적이다. ω_r 이 일정하다는 가정 하에 식 (3.6)의 일반해는 아래와 같이 나타낼 수 있다 [47].

$$\begin{aligned}\lambda_{dqs}^r(t) &= \exp(-\omega_r(t-t_0)\mathbf{J}) \cdot \left\{ \lambda_{dqs}^r(t=t_0) + \int_{t_0}^t \exp(\omega_r(t'-t_0)\mathbf{J}) \cdot \mathbf{v}_{dqs}^r(t') dt' \right\} \\ &= \mathbf{R}(-\omega_r(t-t_0)) \cdot \left\{ \lambda_{dqs}^r(t=t_0) + \int_{t_0}^t \mathbf{R}(\omega_r(t'-t_0)) \cdot \mathbf{v}_{dqs}^r(t') dt' \right\}.\end{aligned}\quad (3.7)$$

여기서 $\mathbf{R}(\theta)$ 는 회전 변환 행렬로, $\theta\mathbf{J}$ 의 지수 행렬(Exponential matrix)인 $\exp(\theta\mathbf{J})$ 와 동일하다.

식 (3.7)의 첫 번째 항은 초기값에 의존하는 항으로, 식 (3.6)의 고유 응답(Natural response)에 해당한다. 두 번째 항은 인가된 전압에 의한 자속 벡터의 반응으로 강제 응답(Forced response)에 해당한다. 만약 저항 성분을 무시하지 않았다면, 두 항 모두 $\exp(-R/L \cdot t)$ 형태의 감쇠 성분이 존재했을 것이다.

식 (3.7)에 식 (3.2)를 대입하면 식스-스텝 운전시 n 번째 단계 내에서의 순시 자속 궤적을 얻을 수 있다.

$$\lambda_{dqs}^r(t_n \leq t < t_{n+1}) = \mathbf{R}(-\omega_r(t-t_n)) \cdot \left\{ \Lambda_{n-1} + \frac{2}{3}V_{dc}(t-t_n) \cdot \mathbf{u}(\phi_{v,n}) \right\}.\quad (3.8)$$

여기서 Λ_{n-1} 은 $(n-1)$ 번째 단계의 끝 시점이자 n 번째 단계의 시작 시점에서의 자속 벡터 값으로, 아래와 같이 정의 된다.

$$\Lambda_{n-1} \triangleq \lambda_{dqs}^r(t=t_n).\quad (3.9)$$

3.1.3 정상상태 자속 궤적

식스-스텝 운전의 정상상태에서 각각의 전압 벡터는 전기각 60° 동안 인가된다. 임의의 n 에 대하여, 전압 벡터의 인가 시간 Δt_n 은 아래와 같다.

$$\Delta t_n = \frac{\pi}{3\omega_r}. \quad (3.10)$$

또한 평균 전압각 θ_{v1} 과 각 단계의 시작각 $\phi_{v,n}$ 은 정상상태에서 아래와 같이 30° 차이를 가진다.

$$\phi_{v,n} = \theta_{v1} + \frac{\pi}{6}. \quad (3.11)$$

정상상태에서 각 단계의 자속 궤적은 동일하다. 따라서 자속 벡터는 아래와 같은 경계 조건을 만족해야한다.

$$\lambda_{dqs}^r(t=t_{n+1}) = \lambda_{dqs}^r(t=t_n). \quad (3.12)$$

식 (3.9)-(3.12)를 연립하여, 정상상태 궤적의 시작 자속 값 Λ_0 와 궤적의 방정식을 다음과 같이 표현 할 수 있다.

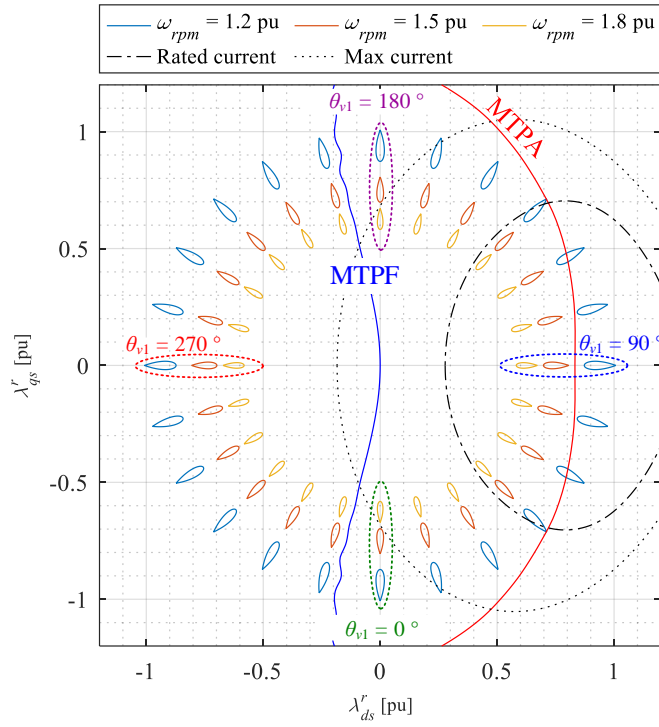
$$\Lambda_0 = \frac{\pi}{3} \frac{2V_{dc}}{3\omega_r} \cdot \mathbf{u} \left(\theta_{v1} - \frac{\pi}{2} \right). \quad (3.13)$$

$$\lambda_{dqs}^r(t) = \frac{\pi}{3} \frac{2V_{dc}}{3\omega_r} \cdot \mathbf{R} \left(-\omega_r(t-t_n) + \theta_{v1} - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \left\{ \mathbf{u}(0) + \frac{\omega_r(t-t_n)}{\pi/3} \cdot \mathbf{u} \left(\frac{2\pi}{3} \right) \right\}. \quad (3.14)$$

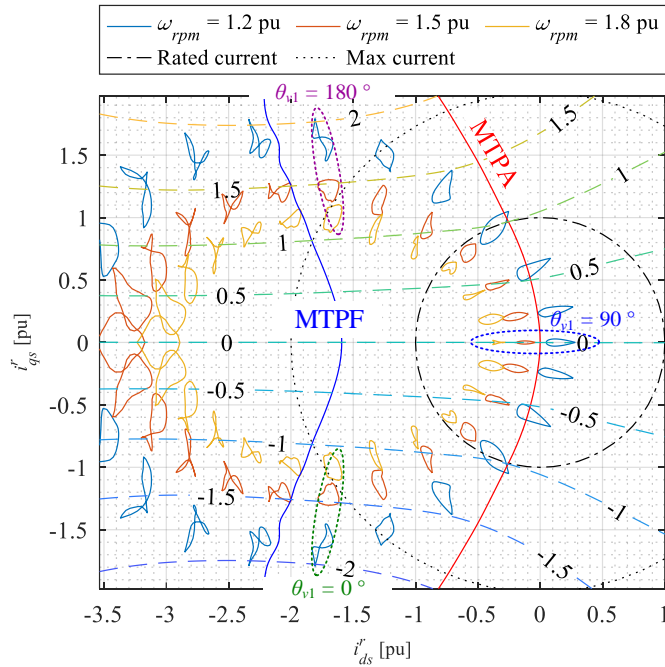
정상상태에서 $\omega_r(t-t_n)$ 은 0과 $\pi/3$ 사이의 값을 가지며, 평균 자속 벡터 $\lambda_{dqs,avg}^r$ 는 아래와 같이 나타난다.

$$\lambda_{dqs,avg}^r = \int_{t_n}^{t_n + \frac{\pi}{3\omega_r}} \lambda_{dqs}^r(t) dt = \frac{2}{\pi} \frac{V_{dc}}{\omega_r} \mathbf{u} \left(\theta_{v1} - \frac{\pi}{2} \right). \quad (3.15)$$

$\lambda_{dqs,avg}^r$ 의 크기 및 위상을 살펴보면, 크기는 식스-스텝 운전시 인버터가 합성하는 기본파 전압 크기 $2/\pi V_{dc}$ 를 전기각 속도로 나눈 값과 동일하며, 위상은 기본파 위상에 90° 뒤쳐지는 것을 확인할 수 있다. 만약 저항에 의한 전압 강하 성분을 무시하지 않았다면, 저항의 영향으로 인하여 평균 자속 및 위상 지연의 크기가 줄어들 것이다.



(가) 자속 궤적



(나) 전류 궤적

그림 3-2. 시험용 IPMSM의 식스-스텝 운전시 정상상태 자속 및 전류 궤적

그림 3-2는 모델링을 통해 얻은 식스-스텝 운전의 정상상태 자속 및 전류 궤적이다. θ_{v1} 에 대하여 0° 부터 360° 까지 15° 간격으로 나타냈으며, 시험용 IPMSM의 세부 사양은 부록 A에 수록되어 있다. MTPA와 MTPF는 각각 단위 전류 당 최대 토크(Maximum torque per Ampere, MTPA)와 단위 자속 당 최대 토크(Maximum torque per flux, MTPF)를 의미한다. 일반적으로, PMSM의 운전점은 전류 제한을 고려하여 MTPA와 MTPF 곡선 사이에 위치한다.

그림 3-2(가)는 정상상태 자속 궤적으로, 평균 위상은 θ_{v1} 에 비해 90° 뒤쳐지며, 속도가 증가할수록 크기가 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 궤적은 물방울 형태를 띠는데, 이는 이상적 SPMSM 고속 운전의 순시 전류 궤적과 유사하다 [48]. 그림 3-2(나)는 정상상태 전류 궤적으로, 모델링한 자속 궤적과 유한 요소 해석(Finite element analysis, FEA) 기반의 전류-자속 관계를 통하여 얻었다. 그림 3-2(나)의 점선으로 표현된 등고선들은 대상 IPMSM의 등토크 곡선을 의미한다. 이 때, FEA에서는 자기 포화, 교차 결합, 공간 고조파 영향이 고려되었다.

자속 궤적은 θ_{v1} 및 회전 속도에 대하여 규칙적인 형태를 가지는 반면, 전류 궤적은 PMSM의 비이상성(Non-ideality)으로 인하여 상대적으로 불규칙한 형태를 띤다. 식 (1.3)을 만족하는 이상적인 자기 모델을 가정하더라도, 식 (3.6)을 전류로 표현하면 전압에 대한 입력 행렬이 인덕턴스 역행렬로 나타나면서 수식 전개가 복잡해진다. 따라서 본 논문에서는 자속을 상태 변수(State variable)로 두고 식스-스텝 운전의 운전점 절환에 대한 분석을 진행하며, 순시 전류 궤적은 계산된 자속 궤적과 FEA로 구한 전류-자속 관계를 통해 얻도록 한다.

3.1.4 절환에 따른 자속 궤적

식스-스텝 운전의 정상상태에서 각 단계의 $\Delta\theta_v$ 는 60° 이며, θ_{v1} 을 바꾸기 위해서는 $\Delta\theta_v \neq 60^\circ$ 인 하나 이상의 스위칭 단계가 필요하다 [35]. 예를 들어 $\Delta\theta_v$ 를 50° 로 줄였다가 다시 60° 로 고정시키면 θ_{v1} 이 10° 증가한다. 만약 절환 직후 자속 벡터가 목표로 하는 자속 궤적과 차이가 있다면 해당 성분은 전류의 감쇠 진동을 야기한다. 바꿔 말하면 절환 직후의 자속 벡터가 목표로 하는 자속 궤적과 가까울수록 과도 응답을 개선할 수 있다. 과도 응답 개선 방안을 모색하기에 앞서, 본 절에서는 각 단계의 스위칭 직후 자속 벡터의 위치를 수식화하고자 한다.

절환 시작 시점을 $t = t_1$ 로 두면, 식 (3.4)를 식 (3.14)에 대입하여 첫 번째 스위칭 후의 자속 벡터 Λ_1 를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \Lambda_1 &= \lambda_{dqs}^r(t=t_2) \\
 &= \frac{\pi}{3} \frac{2V_{dc}}{3\omega_r} \cdot \mathbf{R} \left(-\omega_r(t_2 - t_1) + \theta_{v1} - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \left\{ \mathbf{u}(0) + \frac{\omega_r(t_2 - t_1)}{\pi/3} \cdot \mathbf{u} \left(\frac{2\pi}{3} \right) \right\} \\
 &= \frac{\pi}{3} \frac{2V_{dc}}{3\omega_r} \cdot \mathbf{R} \left(\left(-\frac{\pi}{3} + \Delta\phi_{v,1} \right) + \theta_{v1} - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \left\{ \mathbf{u}(0) + \left(1 - \frac{\Delta\phi_{v,1}}{\pi/3} \right) \cdot \mathbf{u} \left(\frac{2\pi}{3} \right) \right\} \\
 &= \frac{\pi}{3} \frac{2V_{dc}}{3\omega_r} \cdot \mathbf{R} \left(\theta_{v1} + \Delta\phi_{v,1} - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \left\{ \mathbf{u}(0) - \frac{\Delta\phi_{v,1}}{\pi/3} \cdot \mathbf{u} \left(\frac{\pi}{3} \right) \right\}.
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

유사하게 식 (3.16)을 식 (3.8)에 대입하여 두 번째 스위칭 후의 자속 벡터 Λ_2 를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \Lambda_2 &= \lambda_{dqs}^r(t=t_3) \\
 &= \frac{\pi}{3} \frac{2V_{dc}}{3\omega_r} \mathbf{R} \left(\theta_{v1} + \Delta\phi_{v,1} + \Delta\phi_{v,2} - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \left\{ \mathbf{u}(0) - \frac{\Delta\phi_{v,1}}{\pi/3} \mathbf{u}(0) - \frac{\Delta\phi_{v,2}}{\pi/3} \mathbf{u} \left(\frac{\pi}{3} \right) \right\}.
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

위 계산을 반복하면, 임의의 k -단계에 걸친 절환 직후 최종 자속 벡터 Λ_{fin} 은 아래와 같이 표현된다.

$$\Lambda_{fin} = \frac{\pi}{3} \frac{2V_{dc}}{3\omega_r} \cdot \mathbf{R} \left(\theta_{v1} + \Delta\theta_{v1} - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \left\{ \mathbf{u}(0) - \sum_{i=1}^k \frac{\Delta\phi_{v,i}}{\pi/3} \cdot \mathbf{u} \left(\frac{(i-k+1)\pi}{3} \right) \right\}. \tag{3.18}$$

여기서 $\Delta\theta_{v1}$ 은 전체 전압각 변화분으로, 절환 과정에서 각 단계의 전압각 변화분 합으로 아래와 같이 나타낸다.

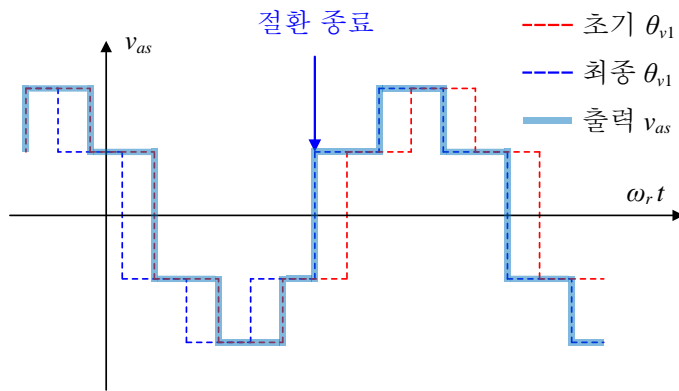
$$\Delta\theta_{v1} = \sum_{n=1}^k \Delta\phi_{v,n}. \quad (3.19)$$

식 (3.18)을 전개했을 때, 첫 번째 항은 목표 정상상태 자속 궤적의 시작점에 해당하고, 두 번째 항은 절환 직후 자속 벡터와 목표 지점까지의 차이에 해당한다. 두 번째 항이 0 아닌 값을 가지면 전류의 감쇠 진동을 야기한다. 오차와 관련된 두 번째 항을 전압 및 속도에 대해 정규화(Normalization) 하여, 아래와 같이 $\tilde{\Lambda}_{norm}$ 을 정의한다.

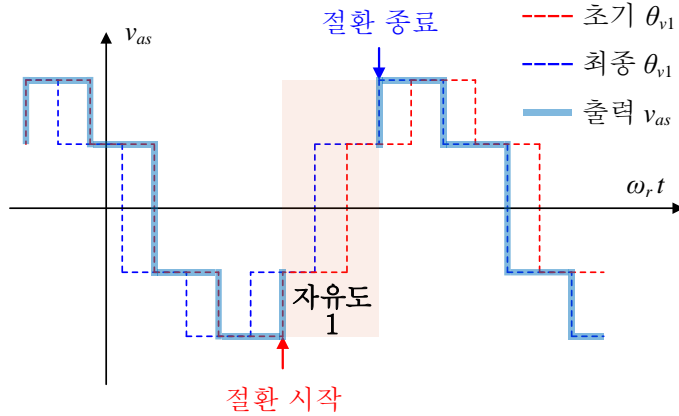
$$\tilde{\Lambda}_{norm} \triangleq \sum_{i=1}^k \frac{\Delta\phi_{v,i}}{\pi/3} \cdot \mathbf{u} \left(\frac{(i-k+1)\pi}{3} \right). \quad (3.20)$$

식 (3.19)와 식 (3.20)은 주어진 $\Delta\theta_{v1}$ 에 대하여 무수히 많은 절환 방법이 있음을 시사한다. k -단계에 걸친 절환을 한다면 $\Delta\phi_{v,n}$ 집합에 대하여 $(k-1)$ 의 자유도가 존재하며, 해당 자유도를 이용하여 $\tilde{\Lambda}_{norm}$ 의 크기 $|\tilde{\Lambda}_{norm}|$ 를 0으로 만드는 절환을 수행할 수 있다. $|\tilde{\Lambda}_{norm}| = 0$ 인 절환을 수행한다면, 절환 직후 바로 목표 자속 벡터에 도달하므로 절환 후 불필요한 전류 및 토크의 진동이 발생하지 않는다. 하지만 k 가 커질수록 절환에 소요되는 시간이 길어지기 때문에, 시간-최적 절환을 위해서는 절환 후의 $|\tilde{\Lambda}_{norm}|$ 뿐 아니라 k 의 크기도 고려되어야 한다. 다음 절에서는 주어진 k 에 대하여 $|\tilde{\Lambda}_{norm}|$ 를 최소화 하는 방안에 대하여 분석한다.

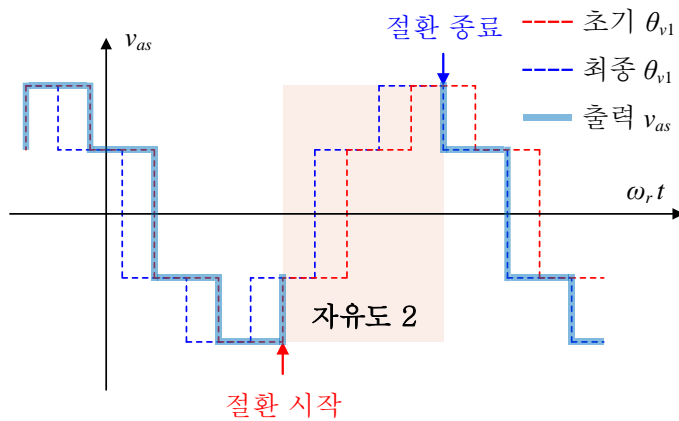
3.2 운전점 절환 방법에 대한 분석



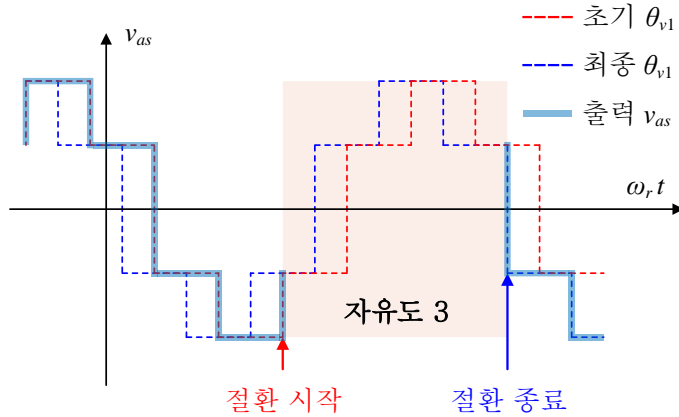
(가) 한 단계에 걸친 절환



(나) 두 단계에 걸친 절환



(다) 세 단계에 걸친 절환



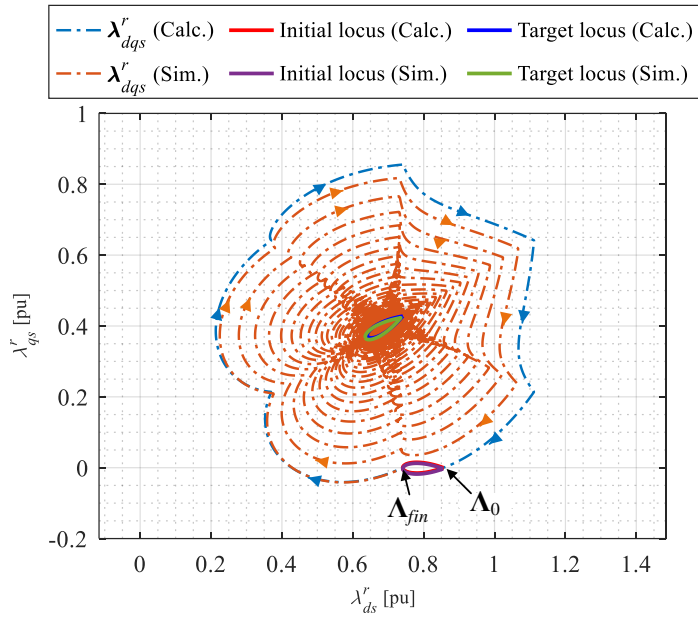
(라) 네 단계에 걸친 절환

그림 3-3. 절환 소요 단계에 따른 a 상 전압과 스위칭 시점 자유도

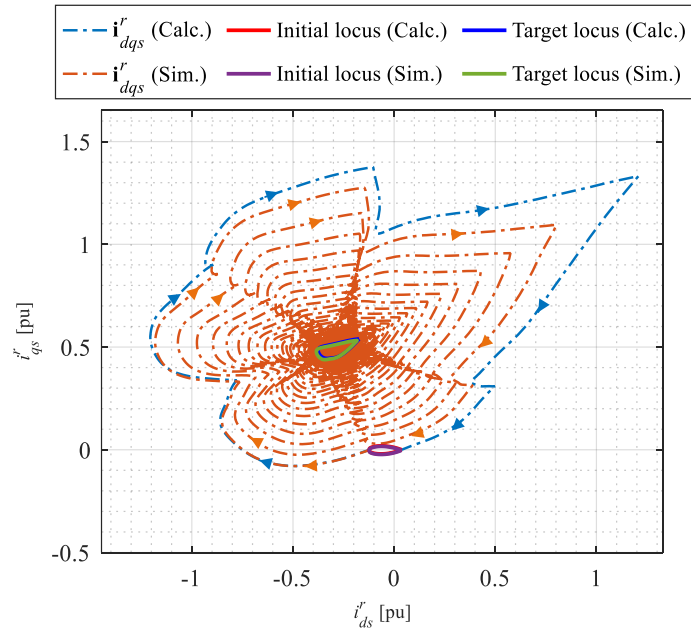
그림 3-3은 절환 소요에 따른 스위칭 자유도를 나타낸다. 여기서 빨간 점선과 파란 점선은 각각 절환 전과 절환 후의 θ_{v1} 에 대하여 합성하는 a 상 전압을 나타낸다.

그림 3-3(가)는 한 단계에 걸쳐 θ_{v1} 을 바꿀 때의 a 상 전압을 나타낸다. 한 단계에 걸쳐서 절환하는 것은 식 (3.19)에서 $k = 1$ 인 경우로, 스위칭 시점에 대한 자유도가 존재하지 않는다. 반면, 두 단계에 걸쳐 절환하는 것은 식 (3.19)에서 $k = 2$ 인 경우로, 그림 3-3(나)와 같이 절환 사이의 스위칭 시점에 대한 자유도가 발생하게 된다. 이와 유사하게, 세 단계에 걸쳐서 절환하는 경우, 절환 사이의 스위칭 시점에 대한 자유도가 두 개 존재한다. 네 단계에 걸쳐서 절환하는 경우는, 절환 사이의 스위칭 시점에 대한 자유도가 세 개 존재하게 된다. 본 절에서는 이러한 스위칭 시점에 대한 자유도를 이용한 시간-최적 운전점 절환 방법에 대해 모색한다.

3.2.1 한 단계에 걸친 절환



(가) 자속 궤적



(나) 전류 궤적

그림 3-4. 1-단계 절환 자속 및 전류 궤적

1-단계 절환은 식 (3.19)에서 $k = 1$ 인 경우로, 주어진 $\Delta\theta_{v1}$ 에 대하여 추가적인 자유도가 존재하지 않는다. 이는 θ_{v1} 을 계단 형태로 바꾸는 것과 동일하므로 큰 전류 및 토크의 진동을 야기한다. 따라서 다수의 기존 연구들은 추정 토크 또는 전류를 궤환 받아 제어기를 구성하고 θ_{v1} 을 서서히 바꾼다 [20]-[29]. 하지만 본 장에서는 식스-스텝 운전의 제어가 아닌 개루프(Open-loop) 형태의 절환 방식에 대하여 초점을 맞추므로, 1-단계 절환도 살펴보고자 한다.

그림 3-4는 1-단계 절환을 수행하였을 때의 모델링 기반 계산 결과와 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 시뮬레이션 모델에 관한 자세한 설명은 부록 B에 수록되어 있다. 절환 조건은 $\omega_{rpm} = 2,400$ r/min, 초기 $\theta_{v1} = 90^\circ$, 목표 $\theta_{v1} = 120^\circ$ 로, $\Delta\theta_{v1} = 30^\circ$ 이다. 그림 3-4(가)는 식 (3.8)로 계산된 자속 궤적과 저항 효과가 포함된 시뮬레이션 자속 궤적을 나타낸 것이다. 여기서 Λ_0 와 Λ_{fin} 는 각각 절환 시작과 마지막 시점의 자속 벡터를 나타낸다. 앞서 언급한 바와 같이, 그림 3-4(나)의 전류 궤적은 FEA를 통한 전류-자속의 관계와 계산된 자속 궤적을 통하여 구하였다.

그림 3-4의 정상상태 궤적들을 살펴보면, 모델링을 통해 계산된 궤적이 시뮬레이션을 통해 얻어진 궤적들과 잘 일치함을 확인할 수 있다. 하지만 과도 상태 궤적을 살펴보면, 계산된 궤적은 시뮬레이션 궤적과 달리 목표 궤적으로 수렴하지 않는 것을 확인할 수 있다. 이는 저항 효과를 무시한 모델 기반으로 식 (3.8)이 수립되었기 때문이다. 그럼에도 불구하고, $t \ll L/R$ 인 절환 직후 두세 단계 이내에서는 과도 궤적이 상당히 유사한 것을 볼 수 있다.

1-단계 절환은 PMSM의 동특성을 고려하지 않은 절환이기 때문에 큰 전류 및 토크의 진동을 야기한다. 앞서 언급한 바와 같이 폐루프 제어기를 구성하여 진동을 줄일 수 있지만, 이는 결국 $\Delta\theta_{v1}$ 을 천천히 바꾸는 형태이므로 식스-스텝 운전의 시간-최적 절환과는 거리가 멀다. 따라서 이어지는 절에서는 k 를 순차적으로 늘려가면서 $|\tilde{\Lambda}_{norm}|$ 을 0으로 만드는 절환 방법에 대해 모색하고자 한다.

3.2.2 두 단계에 걸친 절환

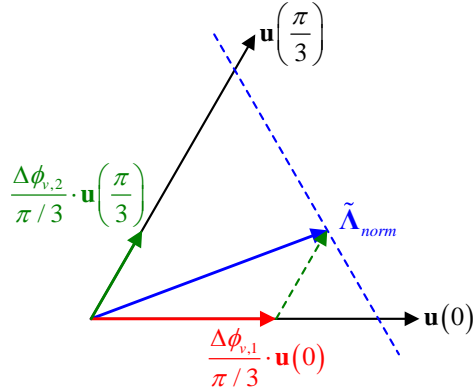


그림 3-5. 2-단계 절환에 대한 벡터도

2-단계 절환은 식 (3.19)에서 $k = 2$ 인 경우로, 주어진 $\Delta\theta_{v,1}$ 에 대하여 스위칭 자유도가 하나 존재한다. 만약 $\Delta\phi_{v,1}$ 을 절환의 자유도로 둔다면, $\Delta\phi_{v,2}$ 는 자동적으로 $\Delta\theta_{v,1} - \Delta\phi_{v,1}$ 으로 결정된다.

식 (3.20)에 의하여 $k = 2$ 일 때, $\tilde{\Lambda}_{norm}$ 은 $\mathbf{u}(0)$ 와 $\mathbf{u}(\pi/3)$ 의 선형 결합으로 나타난다. 이를 벡터도로 나타내면 그림 3-5와 같다. 그림에서 파란색 점선은 도달 가능한 $\tilde{\Lambda}_{norm}$ 의 자취로, $\Delta\phi_{v,n}$ 은 60° 를 상한으로 가지기 때문에 직선이 아닌 선분으로 나타난다. 또한 $\Delta\phi_{v,1} = \Delta\phi_{v,2} = 0.5 \cdot \Delta\theta_{v,1}$ 일 때 $|\tilde{\Lambda}_{norm}|$ 이 최솟값을 가진다.

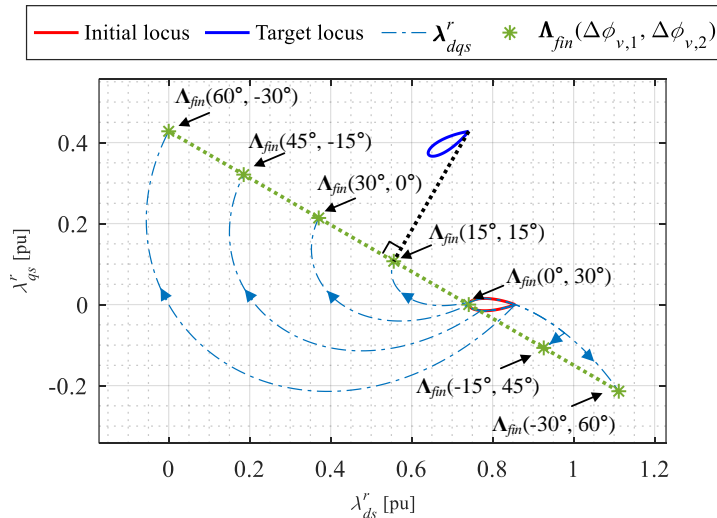


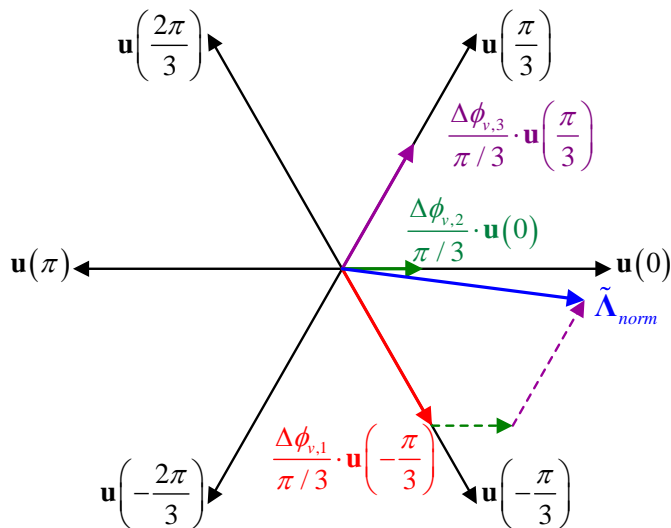
그림 3-6. $(\Delta\phi_{v,1}, \Delta\phi_{v,2})$ 의 조합에 따른 2-단계 절환의 자속 궤적

그림 3-6은 2-단계 절환을 수행했을 때의 자속 궤적을 나타내며, 절환 조건은 앞서 설명한 1-단계 절환과 동일하다. $(\Delta\phi_{v,1}, \Delta\phi_{v,2})$ 의 조합에 따른 Λ_{fin} 의 자취가 선분으로 나타나며, 이는 그림 상에서 초록색 점선으로 나타내었다. 다양한 조합 중 $\Delta\phi_{v,1} = \Delta\phi_{v,2} = 0.5 \cdot \Delta\theta_{v,1}$ 일 때 Λ_{fin} 과 목표 궤적의 시작점이 제일 가까워지지만, 자속 오차를 0으로 만드는 것은 불가능하다. 따라서 자속 오차를 0으로 만들기 위해서는 추가적인 단계가 필요하다.

3.2.3 세 단계에 걸친 절환

3-단계 절환은 식 (3.19)에서 $k = 3$ 인 경우로, 2개의 스위칭 자유도가 존재한다. 주어진 $\Delta\theta_{v,1}$ 에 대하여 $\Delta\phi_{v,1}$ 및 $\Delta\phi_{v,2}$ 를 독립적으로 설정할 수 있으며, 이 경우 $\Delta\phi_{v,3}$ 은 $\Delta\theta_{v,1} - \Delta\phi_{v,1} - \Delta\phi_{v,2}$ 로 결정된다.

앞서 2-단계 절환과 유사하게, $k = 3$ 일 때 $\tilde{\Lambda}_{norm}$ 은 $\mathbf{u}(0)$, $\mathbf{u}(\pi/3)$, $\mathbf{u}(-\pi/3)$ 의 선형 결합으로 나타난다. 이를 벡터도로 나타내면 그림 3-7(가)와 같으며, 그림 상의 점선 벡터는 실선 벡터를 평행 이동한 것을 나타낸다. 2-단계 절환에서는 $\tilde{\Lambda}_{norm}$ 의 자취가 선분으로 나타났던 반면, 3-단계 절환에서는 기저 벡터가 3개이므로 $\tilde{\Lambda}_{norm}$ 의 자취가 원점을 포함하는 면으로 나타난다.



(가) $\tilde{\Lambda}_{norm} \neq \mathbf{0}$ 경우

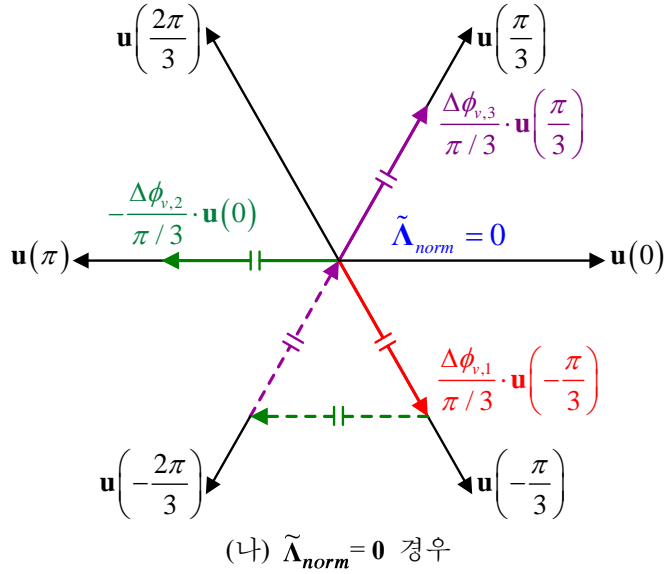
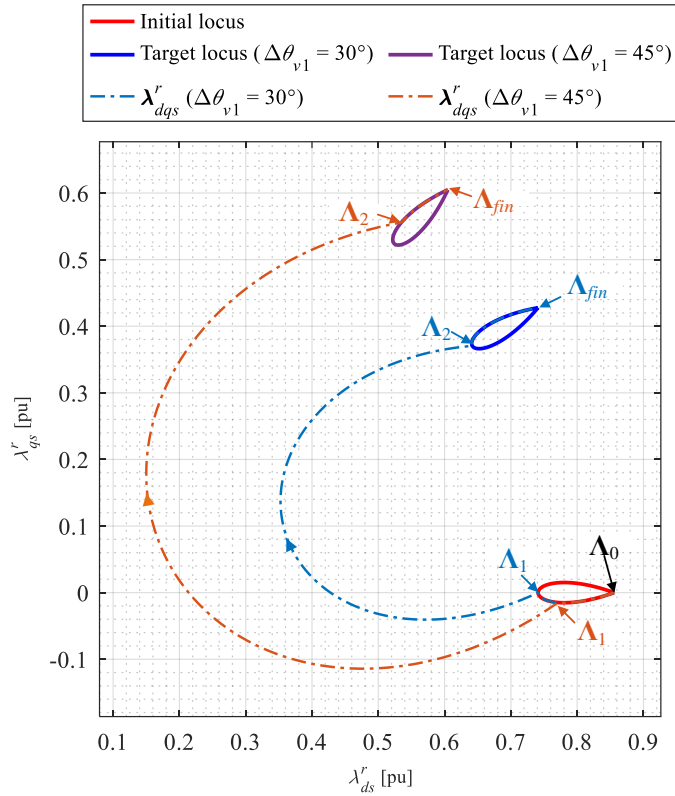


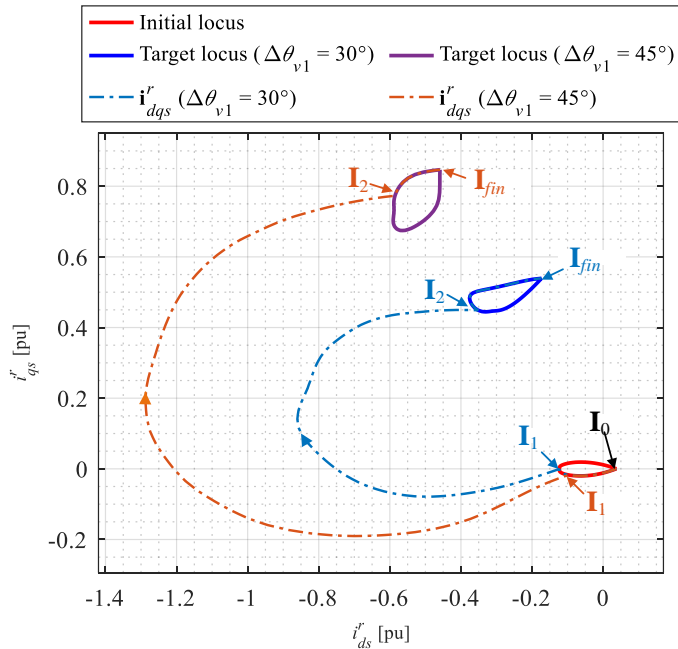
그림 3-7. 3-단계 절환에 대한 벡터도

$$\Delta\phi_{v,1} = -\Delta\phi_{v,2} = \Delta\phi_{v,3} = \Delta\theta_{v1}. \quad (3.21)$$

3-단계 절환에 대하여, $\tilde{\Lambda}_{norm} = \mathbf{0}$ 이 될 필요 충분 조건은 식 (3.21)과 같다. 이 때의 $\tilde{\Lambda}_{norm}$ 벡터도는 그림 3-7(나)와 같이 나타난다. 이 경우, 절환 직후 자속 벡터가 목표 정상상태 궤적으로 합류하게 되며, 원치 않는 전류 및 토크의 진동 없이 3-단계에 걸쳐 시간-최적 절환을 수행할 수 있다. 단, $\Delta\phi_{v,n}$ 은 $\pi/3$ 를 상한으로 가지므로, $|\Delta\theta_{v1}| > \pi/3$ 에 대하여 3-단계 절환으로 $\tilde{\Lambda}_{norm} = \mathbf{0}$ 을 만드는 것은 불가능하다.

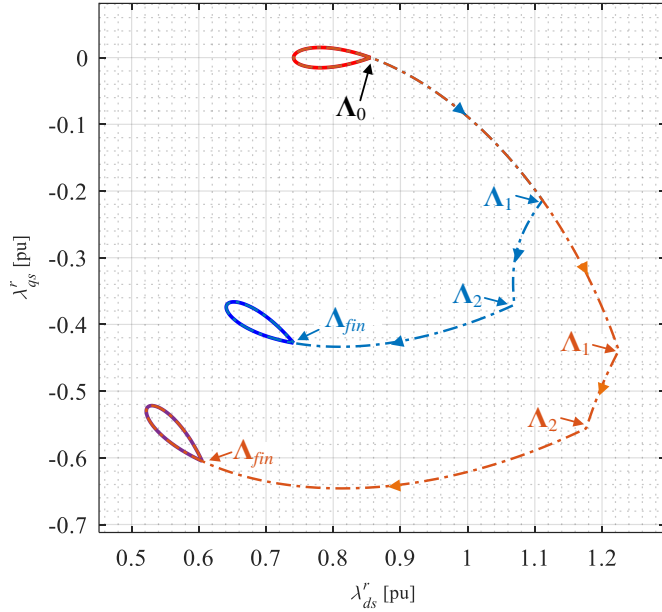
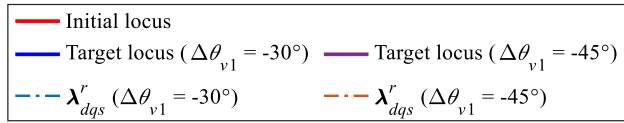


(가) 자속 궤적

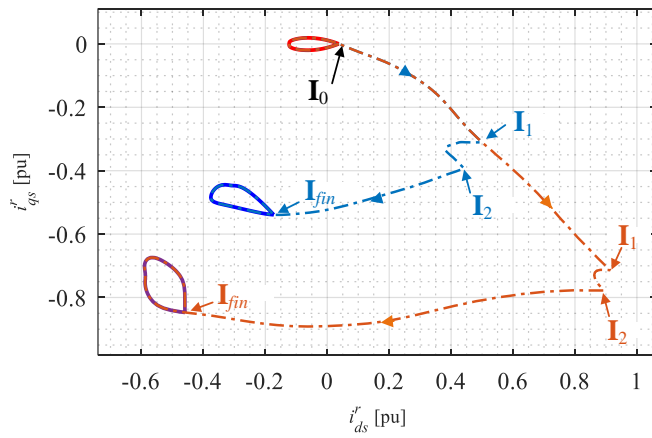
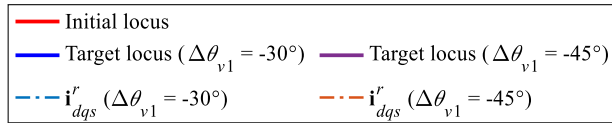


(나) 전류 궤적

그림 3-8. 제안하는 3-단계 절환의 자속 및 전류 궤적($\Delta\theta_{v1} > 0$)



(가) 자속 레직



(나) 전류 레직

그림 3-9. 제안하는 3-단계 절환의 자속 및 전류 레직($\Delta\theta_{v1} < 0$)

그림 3-8과 그림 3-9는 제안하는 3-단계 절환의 자속 및 전류 궤적들을 나타낸다. 여기서 $\omega_{rpm} = 2,400 \text{ r/min}$, 초기 $\theta_{v1} = 90^\circ$ 으로 앞에서 설명한 1-, 2-단계 절환 조건과 동일하며, $\Delta\theta_{v1}$ 은 $\pm 30^\circ$, $\pm 45^\circ$ 로 총 4 가지 경우에 대하여 도시하였다. 전류 궤적에 도시되어 있는 \mathbf{I}_k 는 자속 궤적의 \mathbf{A}_k 에 대응되는 전류 벡터이다.

제안하는 3-단계 절환 적용 시, 자속 및 전류 벡터의 궤적은 목표 지점을 크게 우회하는 것처럼 보이지만, 정지 좌표계 상에서는 지름길로 가로 질러 목표 지점에 시간-최적으로 도달하게 된다. 정지 좌표계 상에서의 분석은 다음 장에서 자세히 다루도록 한다. 그림 3-8(나)를 살펴보면 과도 상태 d 축 전류 궤적이 목표 운전점 보다 크게 감소하는 특징을 지니는데, 이는 다수의 PMSM의 동특성 개선 방법에서 나타나는 특징이다 [49]-[52]. $\Delta\theta_{v1} > 0$ 절환 시 전류 궤적은 원점 기준 왼쪽으로 우회하는 반면, 그림 3-9의 $\Delta\theta_{v1} < 0$ 절환 궤적은 원점 기준 오른쪽으로 우회하는 것을 확인할 수 있다.

그림 3-8과 그림 3-9을 살펴보면, 제안하는 3단계 절환은 $\Delta\theta_{v1}$ 의 절댓값이 커질수록 더 크게 우회하는 경로를 가지며, 이로 인해 과도 전류의 크기가 증가하는 것을 확인할 수 있다. 식 (3.21)의 조건만이 3-단계 시간-최적 절환의 유일한 해이기에, 제안하는 3-단계 시간-최적 절환에서는 과도 전류의 크기를 줄일 수 있는 방법이 없다. 따라서 이어지는 절에서는 한 단계를 추가한 4-단계 절환을 통해 과도 전류를 줄이기 위한 방안을 살펴보고자 한다.

3.2.4 네 단계에 걸친 절환

앞서 제안하는 3-단계 절환은 식 (3.21)에 기반하여 시간-최적으로 운전점을 변경할 수 있었지만, 우회하는 궤적 상에서 큰 과도 전류가 발생하고, $|\Delta\theta_{v1}| > \pi/3$ 에 대한 절환이 불가능하다는 제약 사항이 있었다. 4-단계 절환의 경우, 3-단계 절환과 비교하여 절환에 소요되는 시간이 늘어난다는 단점이 있지만, 추가된 자유도를 이용하여 3-단계 절환의 제한 사항을 보완할 가능성이 있다.

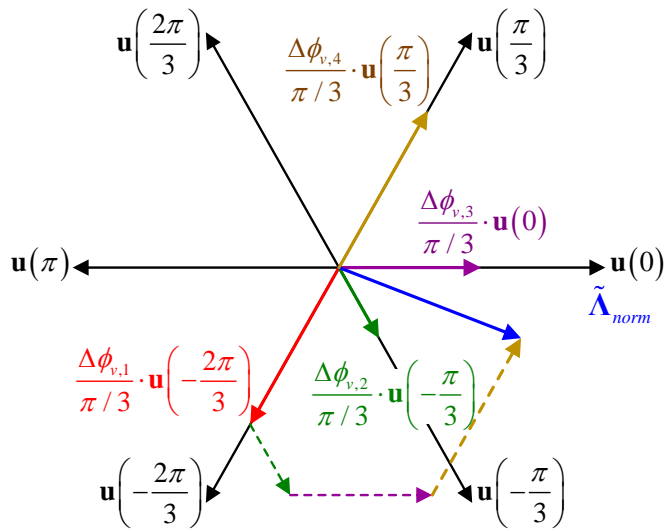


그림 3-10. 4-단계 절환에 대한 벡터도

앞서 2-, 3-단계 절환과 유사하게, 4-단계 절환의 $\tilde{\Lambda}_{norm}$ 은 그림 3-10과 같이 벡터도로 나타낼 수 있으며, $\mathbf{u}(0)$, $\mathbf{u}(\pi/3)$, $\mathbf{u}(-\pi/3)$, $\mathbf{u}(-2\pi/3)$ 의 선형 결합으로 나타난다. 여기서 $\Delta\phi_{v,1}$ 과 $\Delta\phi_{v,4}$ 와 관련된 벡터 성분은 역평행(Anti-parallel)하다는 특징이 존재한다. 식 (3.21)과 유사하게, 주어진 $\tilde{\Lambda}_{norm} = \mathbf{0}$ 이 되기 위한 조건은 아래와 같다.

$$\Delta\phi_{v,1} - \Delta\phi_{v,4} = -\Delta\phi_{v,2} = \Delta\phi_{v,3}. \quad (3.22)$$

식 (3.19)와 식 (3.22)를 연립하여, $\Delta\theta_{v1}$ 에 대해 $\tilde{\Lambda}_{norm} = \mathbf{0}$ 으로 만드는 $\Delta\phi_{v,n}$ 의 집합은 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\begin{bmatrix} \Delta\phi_{v,1} \\ \Delta\phi_{v,2} \\ \Delta\phi_{v,3} \\ \Delta\phi_{v,4} \end{bmatrix} = \Delta\theta_{v1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix} + \psi \begin{bmatrix} 1 \\ -2 \\ 2 \\ -1 \end{bmatrix}. \quad (3.23)$$

여기서 ψ 는 4-단계 시간-최적 절환에서의 자유도로, 식 (3.23)을 만족하는 절환은 ψ 와 무관하게 모두 같은 절환 시간을 소요한다. 또한 $\psi = \Delta\theta_{v1}$ 인 경우는 앞서 제안한 3-단계 절환과 등가이다.

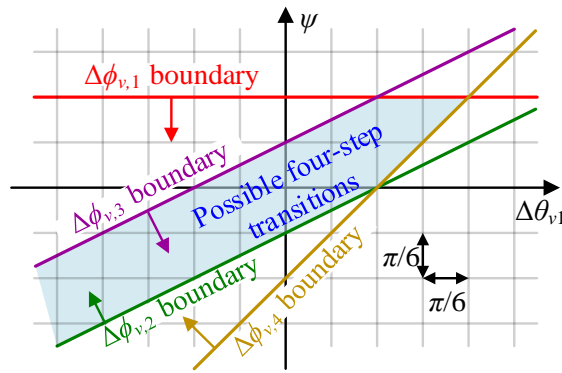
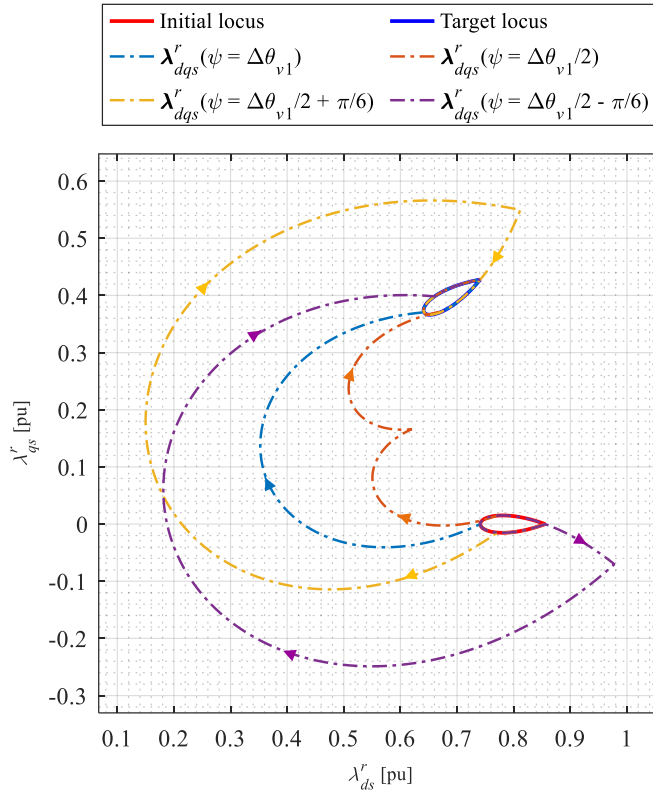
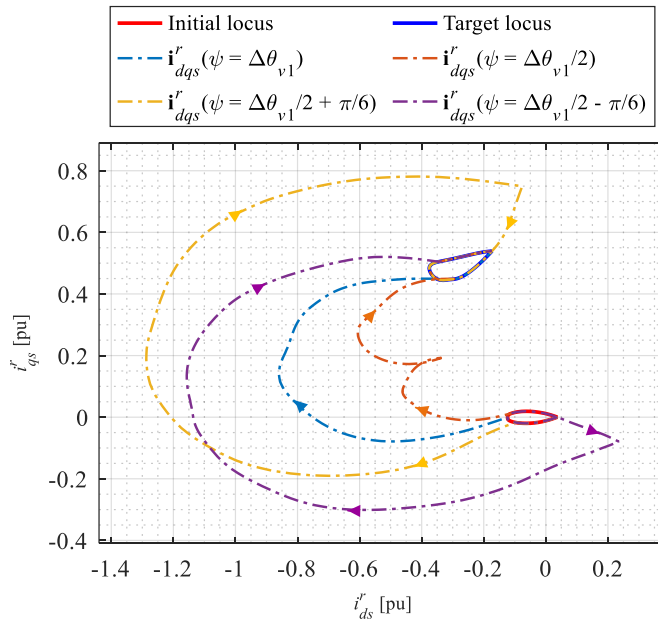


그림 3-11. $\Delta\theta_{v1}$ 에 따른 4-단계 절환 ψ 의 범위

$\Delta\phi_{v,n}$ 은 $\pi/3$ 를 상한으로 가지므로, ψ 의 범위 또한 $\Delta\theta_{v1}$ 에 대하여 제한된다. 그림 3-11은 $\Delta\theta_{v1}$ 에 대한 ψ 의 범위를 나타낸 것이다. 4-단계에 걸친 절환의 경우, 절환 가능한 $\Delta\theta_{v1}$ 의 상한이 $2\pi/3$ 으로 3-단계 절환 가능 범위의 두 배가 됨을 확인할 수 있다. 또한 이론적으로는 $\Delta\theta_{v1}$ 의 하한이 존재하지 않음을 확인할 수 있다. 하지만 절환 중 전류 제한을 초과할 수 있음에 유의해야한다.



(가) 자속 궤적



(나) 전류 궤적

그림 3-12. ψ 에 따른 4-단계 절환의 자속 및 전류 궤적

그림 3-12는 ψ 에 따라 4-단계 절환의 자속 및 전류 궤적이 변하는 것을 나타낸다. 앞서 언급한 바와 같이 $\psi = \Delta\theta_{v1}$ 인 절환은 앞선 3-단계 절환과 등가이다. 절환 조건은 $\omega_{rpm} = 2,400 \text{ r/min}$, 초기 $\theta_{v1} = 90^\circ$, 목표 $\theta_{v1} = 120^\circ$ 로, $\Delta\theta_{v1} = 30^\circ$ 이다. 그림 3-12(가)를 살펴보면, 다른 자속 궤적에 비해 $\psi = \Delta\theta_{v1}/2$ 의 자속 궤적이 제일 짧게 우회하는 것을 알 수 있다. 짧게 우회하는 자속 궤적은 곧 짧게 우회하는 전류 궤적을 의미하므로, 이때의 과도 상태 전류의 최대 크기가 3-단계 절환을 포함하여 제일 작음을 그림 3-12(나)를 통해 알 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 $\psi = \Delta\theta_{v1}/2$ 인 4-단계 절환을 제안한다. 제안하는 4-단계 절환은 3-단계 절환과 비교하여 절환 소요 시간이 길어지지만 추가적인 자유도를 이용하여 과도 상태 전류 크기를 줄일 수 있다.

3.3 시뮬레이션 및 실험 검증

일반적으로 θ_{v1}^* 는 토크, 전류, 혹은 자속 정보를 궤환 받아 제어기를 통해 생성된다 [20]-[43]. 하지만 본 장에서는 폐루프(Closed-loop) 제어가 아닌 운전점 절환에 초점을 맞추기 때문에 θ_{v1}^* 를 개루프 계단 형태로 인가하여 제안하는 절환 방법의 성능을 검증한다.

3.3.1 제안하는 절환 방법의 구현 및 검증

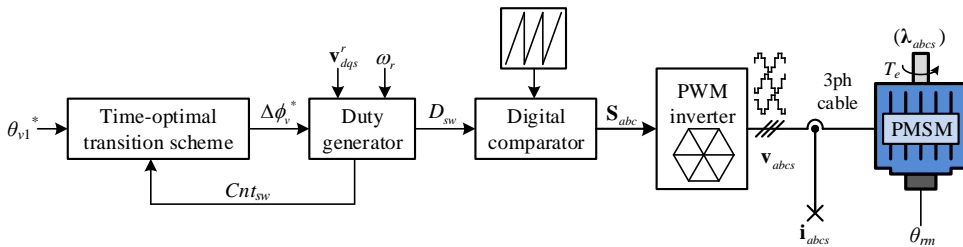
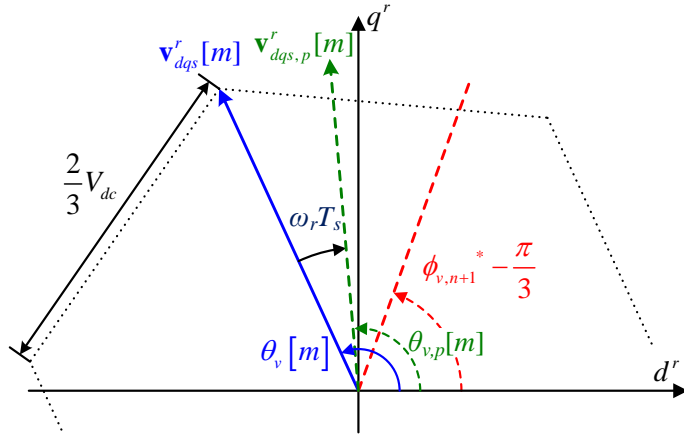


그림 3-13. 제안하는 모델-기반의 절환 알고리즘 구현 블록도

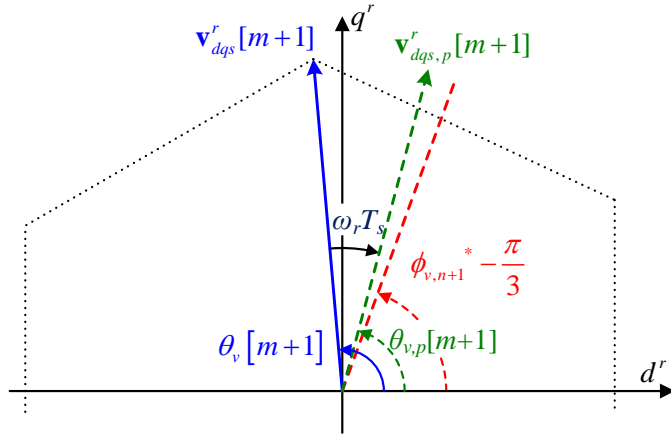
그림 3-13은 본 장에서 제안하는 절환 알고리즘의 구현 블록도이다. 제안하는 절환 방법은 θ_{v1}^* 을 입력으로 받아 $\Delta\theta_{v1}^*$ 을 계산하고 $\Delta\phi_v^*$ 시퀀스를 생성한다. 3-단계 절환은 식 (3.21)로, 4-단계 절환은 식 (3.23)에서 $\psi = \Delta\theta_{v1}/2$ 을 기반으로 시퀀스가 결정된다. 절환 중 단계를 나타내는 Cnt_{sw} 값에 따라 $\Delta\phi_v^*$ 값이 시퀀스를 따라 바뀐다.

제안하는 절환 수행을 위하여, n 번째 단계의 전압 벡터가 $\theta_v = \phi_{v,n+1}^* - \pi/3$ 인 시점에 다음 벡터로 스위칭 해야한다. 통상의 경우, 삼각 반송파(Triangular carrier)와 극전압(Pole voltage) 지령을 비교하여 게이팅 신호를 생성하는 삼각과 비교 방식이 널리 사용된다. 삼각과 비교 방식으로 식스-스텝 운전을 구현할 경우, 출력 전압이 샘플링 주기 T_s 동안 고정되는 0차 홀드(Zero-order hold, ZOH) 현상이 발생한다. 기본과 주파수에 대한 샘플링 주파수의 비율이 낮아질수록, ZOH의 효과로 인해 각각의 전압 벡터 인가 시간이 불규칙해지면서 불필요한 전류 및 토크 리플이 발생한다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 가변 샘플링을 이용한 방법 [32], [35], [53], [54]과 톱니 반송파(Sawtooth carrier)를 이용한 방법 [27], [39], [46]이 제안되었다. 가변 샘플링을 이용한 방법은 T_s 를 변화시켜 전압 벡터를 원하는 시점에 스위칭 하는 방법이다. 정상상태에서는 샘플링 주파수가 기본과 주파수의 6배수가 되며, 과도 상태에서는 T_s 가 변하는 특징이 있다. 톱니 반송파를 이용한 방법은 톱니 반송파와 스위칭 지령이 만날 때 발생하는 인터럽트(Interrupt) 신호를 이용하여 전압 벡터를 스위칭 하는 방법이다. 샘플링 주기 내에서 다음 전압 벡터로의 스위칭이 가능하기 때문에 고정 샘플링 시스템에 적용 가능하며, 매 샘플마다 마이크로프로세서의 PWM 모듈 레지스터를 설정해야 한다는 특징이 있다. 두 방법은 구현에만 차이가 있을 뿐 성능에는 큰 차이가 없다고 사료되어, 본 논문에서는 톱니 반송파 기반의 방식을 채택하였다.



$$(가) \theta_{v,p} - (\phi_{v,n+1}^* - \pi/3) \geq \omega_r T_s$$



$$(나) \theta_{v,p} - (\phi_{v,n+1}^* - \pi/3) < \omega_r T_s$$

그림 3-14. n 번째 단계에서 샘플링 시점에 따른 전압 벡터도

그림 3-14는 톱니 반송파 기반의 방식을 적용했을 때 n 번째 단계에서의 전압 벡터도를 나타낸다. $\mathbf{v}_{dqs,p}^r$ 는 샘플링 시점에 예측한 다음 샘플링 시점 전압 벡터이며, $\theta_{v,p}$ 는 $\mathbf{v}_{dqs,p}^r$ 의 각도이다. T_s 동안 ω_r 의 변화가 크지 않다는 가정 하에, m 번째 샘플링 시점의 $\theta_{v,p}$ 는 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\theta_{v,p}[m] = \theta_v[m] - \omega_r[m]T_s. \quad (3.24)$$

$\theta_{v,p}$ 와 $(\phi_{v,n+1}^* - \pi/3)$ 의 차이는 $\omega_r T_s$ 와 비교하여 다음의 두 가지 경우가 존재 한다: 1) $\theta_{v,p} - (\phi_{v,n+1}^* - \pi/3) \geq \omega_r T_s$, 2) $\theta_{v,p} - (\phi_{v,n+1}^* - \pi/3) < \omega_r T_s$. 그림 3-14(가)는 첫 번째 경우의 벡터도를 나타내며, 현재 인가 되는 전압

벡터를 다음 샘플링 주기 동안 유지하여도 θ_v 가 $(\phi_{v,n+1}^* - \pi/3)$ 을 넘어서지 않게 된다. 반면 그림 3-14(나)에 나타난 두 번째 경우, 다음 샘플링 주기 사이에 전압 벡터가 다음 벡터로 스위칭 되어야한다.

$$D_{sw} = \frac{\theta_{v,p} - \phi_{v,n+1}^* + \pi/3}{\omega_r T_s}. \quad (3.25)$$

T_s 동안 0에서 1로 단조 증가하는 톱니 반송파가 식 (3.25)로 설정한 D_{sw} 를 만나는 시점이 $\theta_v = \phi_{v,n+1}^* - \pi/3$ 인 시점이다. 해당 시점에서 발생하는 인터럽트를 이용하여 전압 벡터를 스위칭 하게 되고, $(n+1)$ 번째 전압 벡터는 $\phi_{v,n+1}^*$ 에서 인가되기 시작한다. 이 때, Cnt_{sw} 값을 증가시키고 다음 $\Delta\phi_v^*$ 시퀀스 값을 기반으로 절환을 수행한다. 절환이 끝난 경우 $\Delta\phi_v^* = 0$, $Cnt_{sw} = 0$ 으로 초기화 한다.

3.3.2 시뮬레이션 결과

모델 기반 절환 방법의 성능을 검증하기 위하여 FEA 기반 PMSM 모델을 이용하여 시뮬레이션을 수행한다. FEA 기반 PMSM 모델을 포함한 시뮬레이션 구성 방법은 부록 B에 수록되어 있다. 시뮬레이션 조건은 $V_{dc}=250\text{ V}$, $f_s=10\text{ kHz}$, 회전 속도 $2,400\text{ r/min}$ 으로, 기본파 주파수에 대한 샘플링 주파수의 비율은 31.25이다. 기본파 전압각 θ_{v1} 을 (90° , 120° , 90°) 순서로 개루프 변경하면서 절환 방법에 따른 과도 응답을 살펴본다. 자속, 전류, 토크는 PMSM 모델에서 관찰용으로 사용될 뿐, 절환에 쓰이지 않는다.

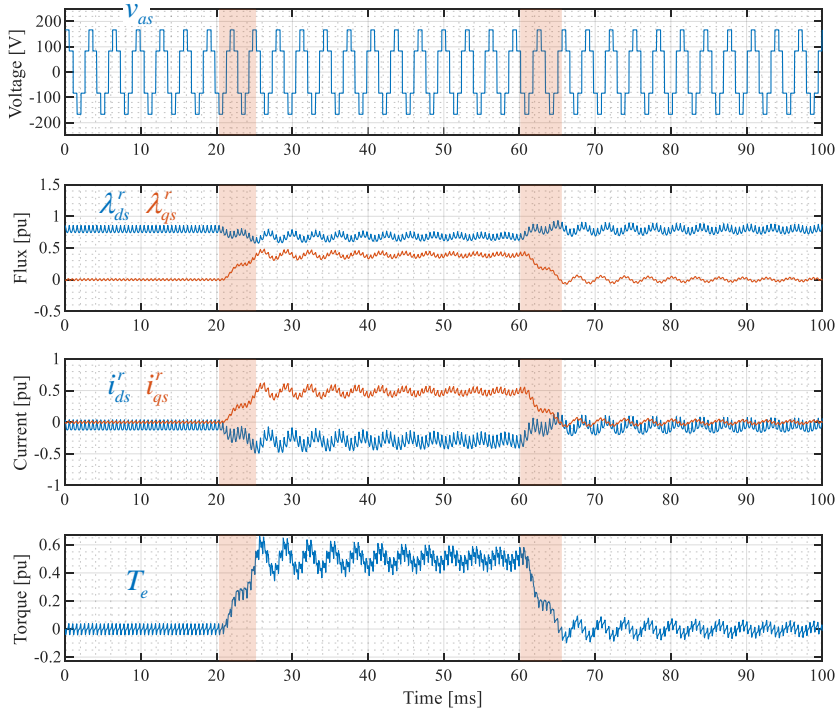
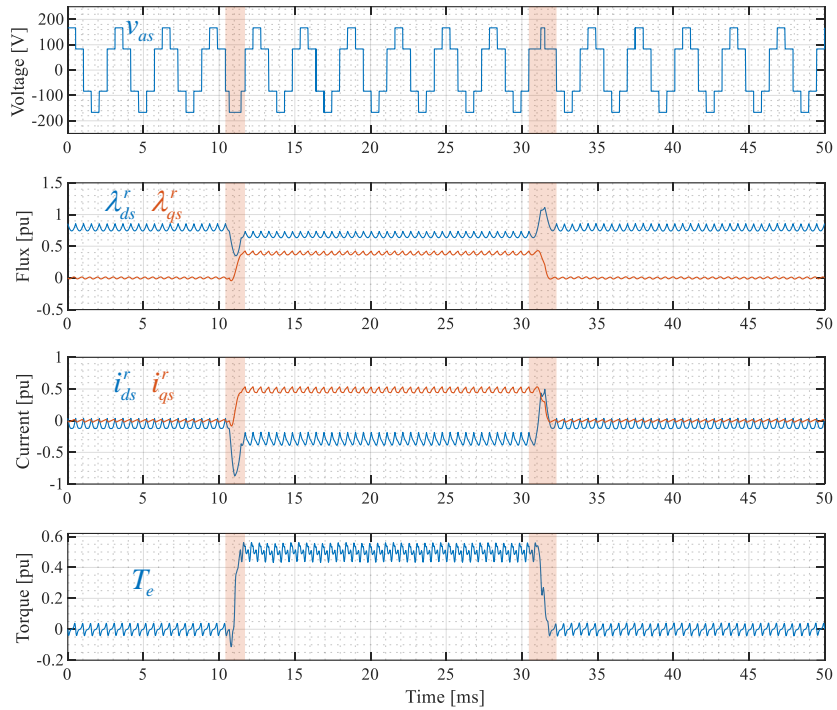
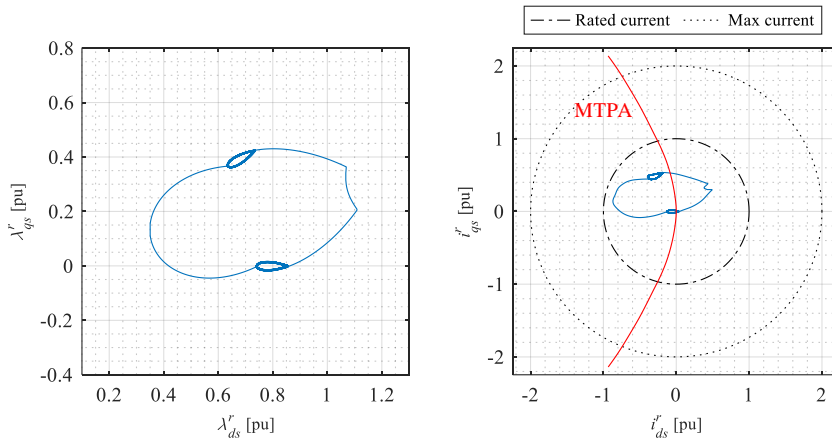


그림 3-15. 선형으로 전압각을 변경하는 10-단계 절환 시뮬레이션 결과

그림 3-15는 전압각 30° 를 3° 씩 10번에 걸쳐 변경하는 절환에 대한 시뮬레이션 결과이다. 20 ms, 60 ms 부근에서 절환을 시작하며, 음영 처리된 부분은 절환 상태임을 나타낸다. 전압각을 선형적으로 열 단계에 걸쳐 바꿨음에도 불구하고, PMSM의 동특성을 고려하지 않았기 때문에 절환 후 원치 않는 전류 및 토크 진동이 발생함을 확인할 수 있다.



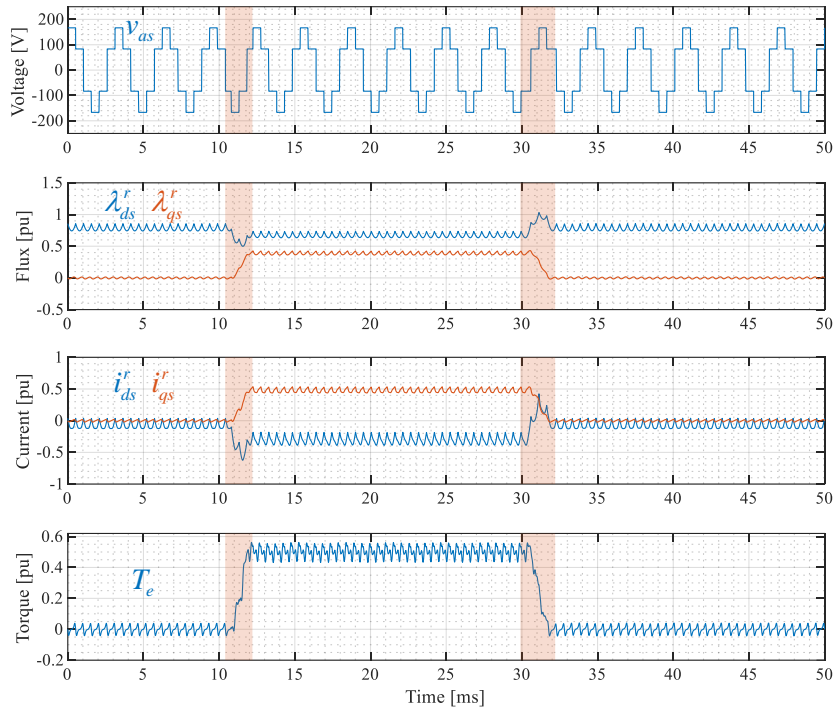
(가) a상 전압, 자속, 전류, 토크 파형



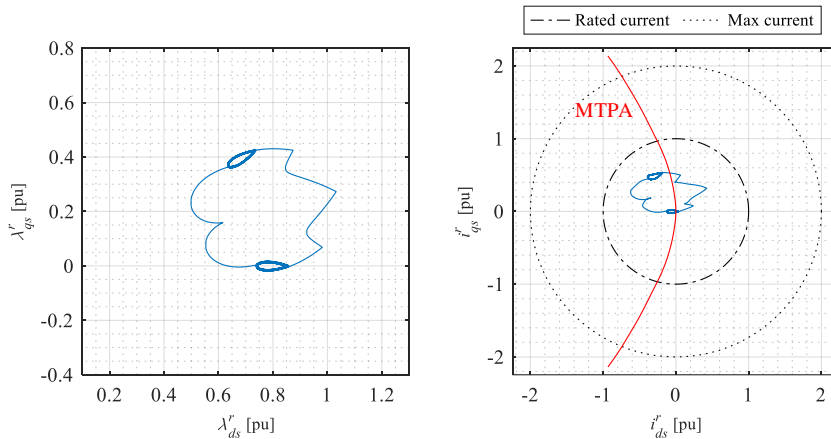
(나) 자속 궤적

(다) 전류 궤적

그림 3-16. 제안하는 모델 기반의 3-단계 절환 시뮬레이션 결과



(가) a상 전압, 자속, 전류, 토크 파형



(나) 자속 궤적

(다) 전류 궤적

그림 3-17. 제안하는 모델 기반의 4-단계 절환 시뮬레이션 결과

그림 3-16과 그림 3-17은 각각 제안하는 모델 기반의 3-, 4-단계 절환에 대한 시뮬레이션 결과이다. 10 ms, 30 ms 부근에서 절환을 시작하며, 음영 처리된 부분은 절환 중인 상태임을 나타낸다. 제안하는 방법은 절환 직후 곧바로 정상상태에 도달하는 것을 확인할 수 있다. 그림 3-15의 결과와 비교하였을 때, 제안하는 모델 기반 절환 방법은 보다 짧은 절환 시간을 소요하면서도, 정착 시간(Settling time)이 1/20 수준으로 줄어들며 과도 응답이 개선된 것을 확인할 수 있다.

그림 3-16과 그림 3-17을 살펴보면, 제안하는 4-단계 절환은 3-단계 절환과 비교하여 절환 소요 단계는 늘어나지만 과도 전류의 피크 값이 약 70% 수준으로 감소하는 것을 확인할 수 있다. 절환 과정에서의 토크를 살펴보면 3-단계 절환은 10 ms 부근에서 언더슈트(Undershoot)가 발생하는데, 이는 자속 궤적이 우회하는 과정에서 q 축 전류가 음인 부분이 존재하기 때문이다. 반면 4-단계 절환에서는 자속 궤적이 서서히 우회하면서 토크 언더슈트가 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다.

3.3.3 실험 결과

모델 기반 절환 방법의 성능을 실험적으로 검증하기 위하여 실험을 수행한다. 실험 세트의 구성은 부록 C에 수록되어 있다. 실험 조건은 $V_{dc} = 250 \text{ V}$, $f_s = 10 \text{ kHz}$ 이며, 회전 속도는 부하기에 의해 $2,400 \text{ r/min}$ 으로 제어되었다. 이 때, 기본과 주파수에 대한 샘플링 주파수의 비율 31.25로 시뮬레이션 조건과 동일하다. 시뮬레이션과 마찬가지로 기본과 전압각 θ_{v1} 을 $(90^\circ, 120^\circ, 90^\circ)$ 순으로 개루프 변경하면서 절환 방법에 따른 과도 응답을 살펴본다. 시뮬레이션과 달리 실험에서는 시험용 IPMSM의 순시 자속과 순시 토크의 측정이 불가능하다. 실험상에서는 전압 모델 기반의 자속 추정기를 통하여 자속의 변화를 살펴본다. 자속과 전류는 앞서 시뮬레이션과 마찬가지로 절환에는 쓰이지 않는다.

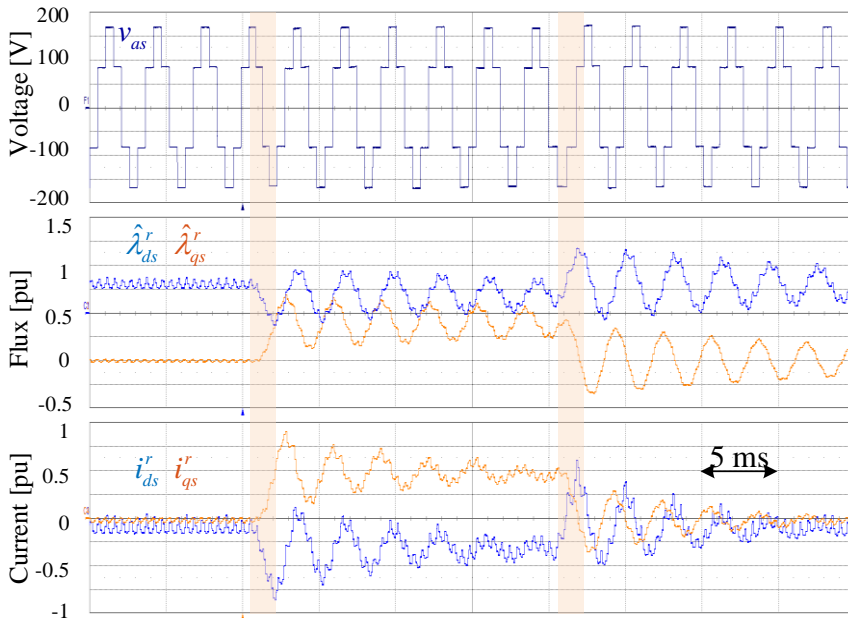


그림 3-18. 선형으로 전압각을 변경하는 3-단계 절환 실험 결과

그림 3-18은 전압각 30° 를 10° 씩 3번에 걸쳐 변경하는 절환에 대한 실험 결과이다. 10 ms , 30 ms 부근에서 절환을 시작하며, 음영 처리된 부분은 절환 중인 상태임을 나타낸다. 전압각을 세 단계에 걸쳐 바꿨지만, 자속의 동특성을 고려하지 않은 절환으로 인하여 절환 후 불필요한 전류 및 자속 리플이 발생하는 것을 확인할 수 있다.

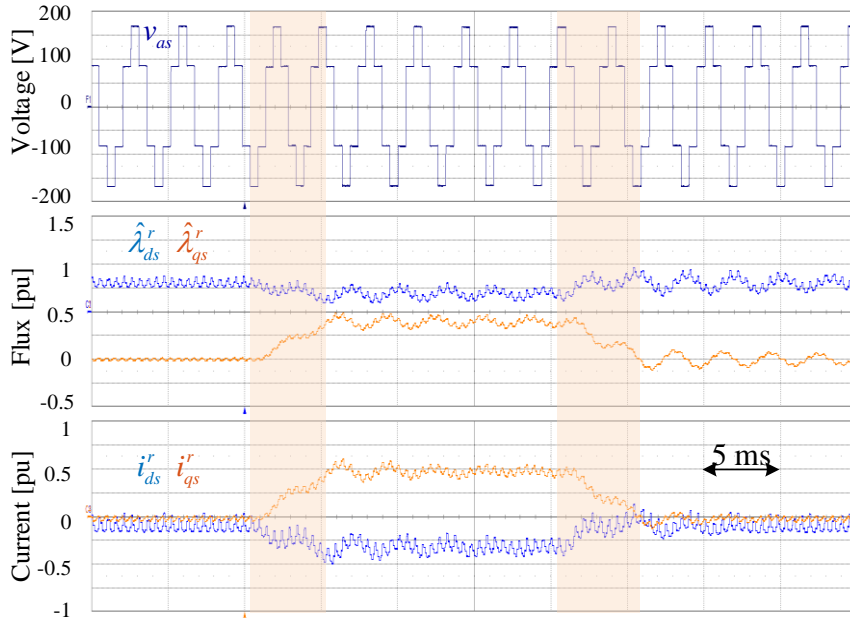


그림 3-19. 선형으로 전압각을 변경하는 10-단계 절환 실험 결과

그림 3-19는 전압각 30° 를 3° 씩 10번에 걸쳐 변경하는 절환에 대한 실험 결과이다. 10 ms, 30 ms 부근에서 절환을 시작하며, 음영 처리된 부분은 절환 중인 상태임을 나타낸다. 전압각을 선형적으로 서서히 바꾸면서, 그림 3-18의 3-단계 절환보다 전류 리플이 감소한 것을 확인할 수 있다. 하지만 여전히 절환 후 원치 않는 전류 및 자속 진동이 발생함을 확인할 수 있다. 그림 3-15의 시뮬레이션 결과와 비교하였을 때, 실험 상에서의 전류가 시뮬레이션 상의 전류보다 빠르게 감쇠하는 것을 확인할 수 있는데, 실제 실험 세트에서는 케이블 및 인버터 스위칭 소자의 저항 성분으로 인하여 전체 터미널 저항이 증가하기 때문이다.

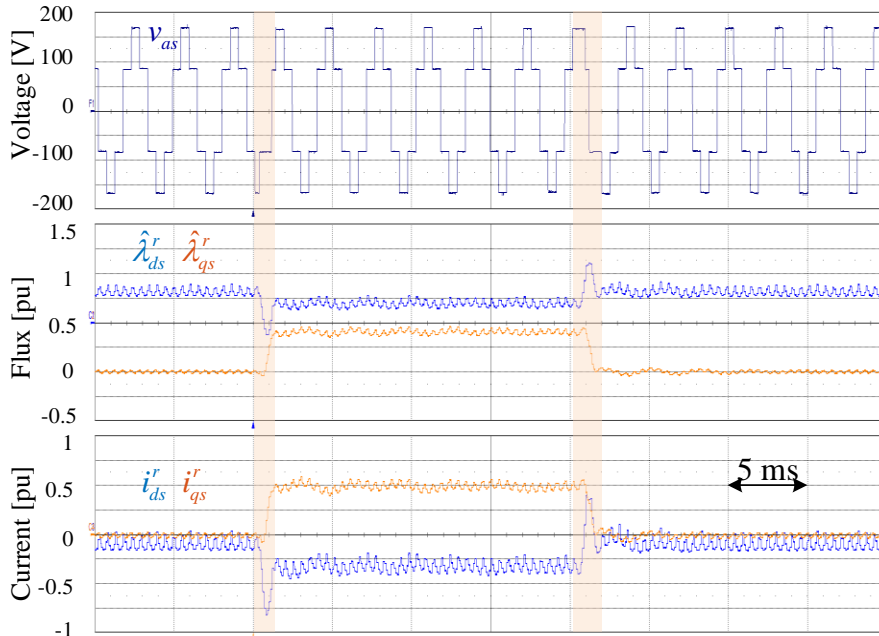


그림 3-20. 제안하는 모델 기반의 3-단계 절환 실험 결과

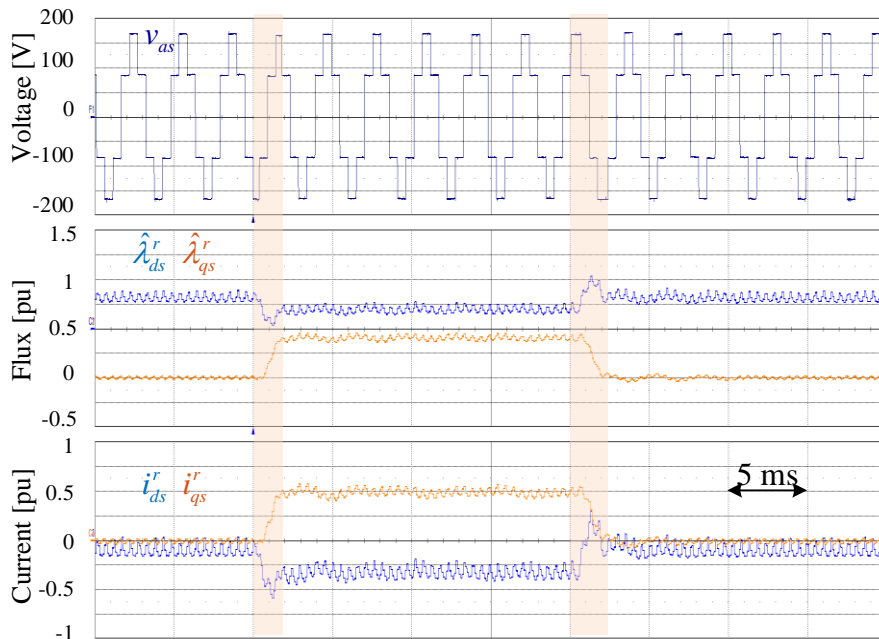


그림 3-21. 제안하는 모델 기반의 4-단계 절환 실험 결과

그림 3-20과 그림 3-21은 각각 제안하는 모델 기반 3-, 4-단계 절환에 대한 실험 결과이다. 10 ms, 30 ms 부근에서 절환을 시작하며, 음영 처리된 부분은 절환 중인 상태임을 나타낸다. 그림 3-19의 결과와 비교하였을 때, 제안하는 모델 기반 절환 방법은 절환 직후 불필요한 전류 리플이 감소하는 것을 확인할 수 있다. 그림 3-20과 그림 3-21을 살펴보면, 4-단계 절환은 3-단계 절환과 비교하여 절환 소요 단계는 늘어나지만 과도 전류의 피크 값이 약 70% 수준으로 감소하는 것을 확인할 수 있다.

하지만 그림 3-16와 그림 3-17의 시뮬레이션 결과와 달리, 실험 결과에서는 절환 직후 전류 리플이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 제안하는 모델 기반 절환은 식 (3.6)과 같이 저항에 의한 전압 강하 성분이 작다는 가정 하에 유도되었다. 하지만 실제 실험 세트에서는 케이블 및 스위칭 소자로 인하여 전체 터미널 저항이 증가하게 되고, 이는 모델링 오차를 유발한다. 이러한 모델링 오차로 인하여 절환 직후에 불필요한 과도 전류 리플이 발생하게 된다.

이러한 저항의 영향은 식 (3.5)에 기반하여 보상할 수 있다. 저항 영향에 대한 보상 방법은 부록 D에 수록되어 있다.

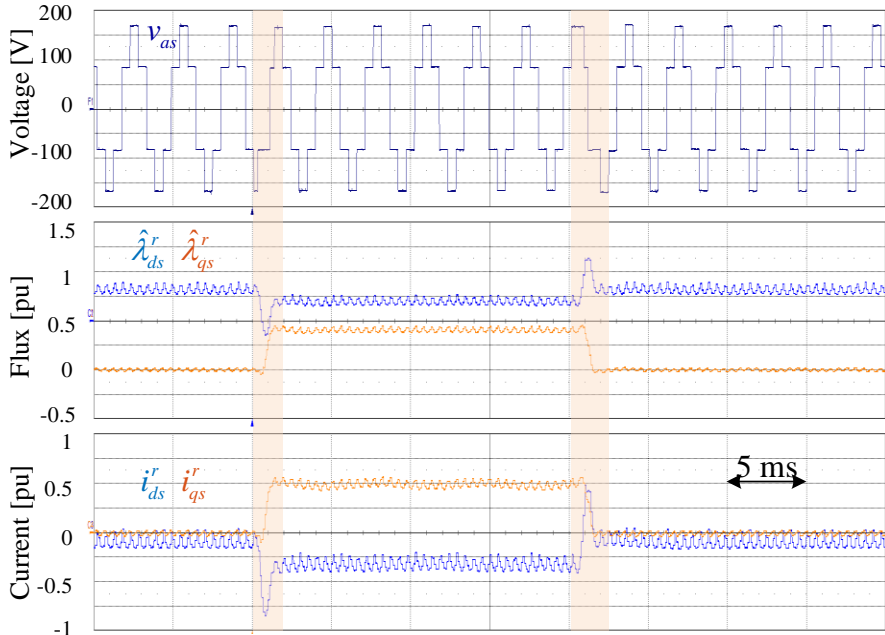


그림 3-22. 저항의 영향을 고려한 모델 기반 3-단계 절환 실험 결과

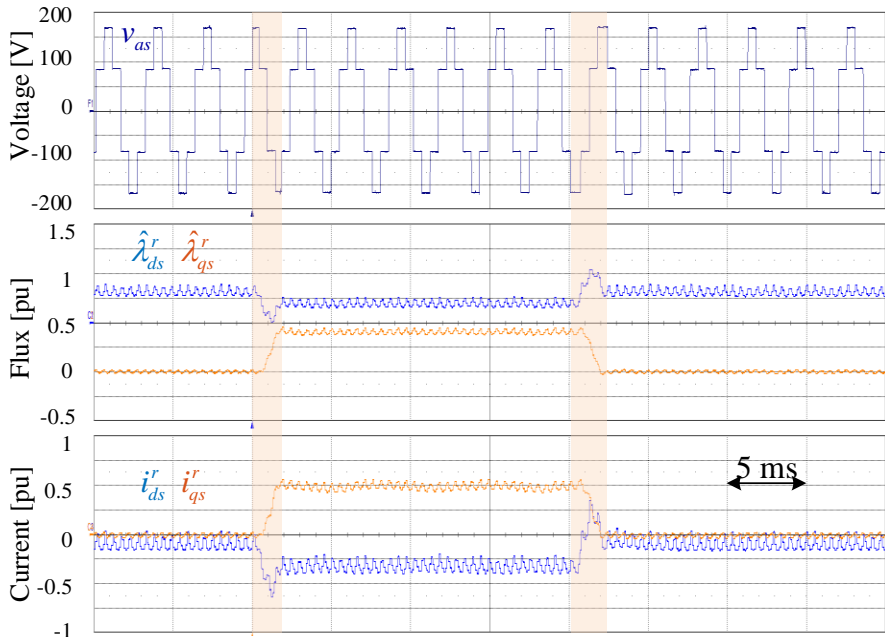


그림 3-23. 저항의 영향을 고려한 모델 기반 4-단계 절환 실험 결과

그림 3-22와 그림 3-23은 저항의 영향을 보상한 3-, 4-단계 절환 실험 결과이다. 그림 3-20과 그림 3-21의 결과와 비교하여, 제안하는 보상 방법을 통해 과도 직후 전류 리플이 감소한 것을 확인할 수 있다.

3.4 모델 기반 개루프 절환 방법의 한계점

본 장에서는 회전자 기준 좌표계 상에서 PMSM의 식스-스텝 운전을 모델링하고 이를 바탕으로 시간-최적으로 운전점을 절환하는 방법을 살펴 보았다. 제안한 방법은 $\Delta\theta_{vi}^*$ 을 입력으로 받아 모델링 기반의 최적 $\Delta\phi_v^*$ 시퀀스를 출력한다. 해당 방법의 성능은 시뮬레이션 및 실험으로 검증하였으나, 다음과 같은 문제점 및 한계점이 존재한다.

첫 번째로, 제안한 모델 기반 절환 방법은 정상상태에서의 절환 시작을 가정하고 계단 형태의 입력 만을 고려하였다. 따라서 입력이 램프 혹은 AC 형태와 같이 연속적으로 변하는 경우에 대한 반응성이 보장되지 않는다. 이로 인해 상위 제어기 구성이 까다롭다.

두 번째로, 개루프 구조를 취한다는 점이다. 이러한 개루프 구조는 제정수 오차 및 외란에 취약하여 실질적인 적용에 있어 제약 사항으로 작용한다. 상위 제어기를 폐환(Feedback) 형태로 구성하여 이러한 단점을 일부 보완할 수 있겠으나, 이 경우 앞서 언급한 연속적인 지령 변화에 관한 문제를 피하기 힘들다.

세 번째로, 모델링 과정에서 사용한 가정들로 인한 한계가 있다. 식 (3.6)의 시스템 지수 행렬은 회전 속도가 일정하다는 가정 하에서만 정의 가능하다. 또한 전압 벡터 스위칭에 있어서, 순차적인 인접 벡터로의 스위칭만을 가정하였다. 비인접 벡터로의 스위칭이나 영전압 벡터를 이용하는 절환에 대하여 살펴 볼 필요가 있다.

제 4장 자속 벡터 예측을 통한 시간-최적 운전점 절환 방법

PMSM은 이상적인 자기 모델 회로를 가정하더라도 3상 인덕턴스가 회전자의 함수로 나타나며, 정지 좌표계 전압 방정식은 전류에 대한 시변(Time-variant) 미분 방정식으로 표현된다. 이러한 시변 미분 방정식은 변수 변환을 통하여 다양한 좌표계 상에서 표현 가능하다.

다양한 좌표계가 존재하지만, 시스템 분석 및 제어기 설계에 있어 회전자 기준 좌표계가 일반적으로 선호된다. 회전자 기준 좌표계 상에서, 전압 방정식은 일정한 계수를 갖는 시불변(Time-invariant) 미분 방정식으로 나타나므로 시스템 해석의 직관성이 높다. 또한 회전자 기준 좌표계의 상태 변수는 정상상태에서 DC 값을 지니므로, 적절한 역기전력 전향 보상과 함께 간단한 비례-적분 제어기만으로 d 축과 q 축 전류를 효과적으로 분리(Decoupling)하여 제어할 수 있다.

이러한 이유로, 앞선 3장에서는 식 (3.6)의 회전자 기준 좌표계 상의 상태 방정식을 기반으로 식스-스텝 운전을 살펴 보았다. 하지만 이 때 시스템 행렬이 반대각 행렬(Anti-diagonal matrix)로 나타나고, 여기에 더해 시스템의 입력인 전압이 회전하는 형태로 나타난다. 이로 인하여 앞서 언급한 회전자 기준 좌표계가 지니는 장점의 상당 부분이 퇴색된다. 또한 시간-최적 절환은 회전자 기준 좌표계 상에서 우회하는 자속 경로를 가지므로, 일반 선형 제어기를 통해 구현하기 어렵고 개루프 형태를 취해야 한다는 단점이 존재한다.

식스-스텝 운전시 인버터의 합성 전압은 정지 좌표계 상에서 고정된 형태로 나타난다. 또한 정지 좌표계 전압 방정식은 교차 결합 성분이 없으므로, 인가 전압이 해당 방향의 자속 변화를 야기한다. 따라서 본 장에서는 정지 좌표계 상에서 식스-스텝 운전의 자속 궤적을 살펴 보고자 한다. 앞선 시간-최적 절환 방법을 적용하였을 때의 정지 좌표계 자속 궤적 특징을 살펴보고, 이를 바탕으로 폐루프 형태의 절환 알고리즘을 제안한다.

4.1 정지 좌표계 상에서의 자속 궤적 분석

4.1.1 정상상태 자속 궤적

저항에 의한 전압 강하 성분이 인가 전압 보다 충분히 작다는 가정 하에 정지 좌표계 상에서의 PMSM 전압 방정식은 다음과 같이 나타난다.

$$\mathbf{v}_{dqs}^s = R_s \mathbf{i}_{dqs}^s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^s \approx \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^s. \quad (4.1)$$

회전자 기준 좌표계 상의 식 (3.6)과는 달리, 정지 좌표계 상에서는 식 (4.1)에 나타나 듯 인가하는 전압 벡터가 직접적으로 해당 방향의 자속 변화를 야기한다. 식 (4.1)을 기반으로 다음과 같은 일반해를 얻을 수 있다.

$$\boldsymbol{\lambda}_{dqs}^s(t) = \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^s(t=t_0) + \int_{t_0}^t \mathbf{v}_{dqs}^s(t') dt'. \quad (4.2)$$

시스-스텝 운전시, 정지 좌표계 전압 벡터는 아래와 같이 표현된다.

$$\mathbf{v}_{dqs}^s = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \mathbf{u}(\Theta_v). \quad (4.3)$$

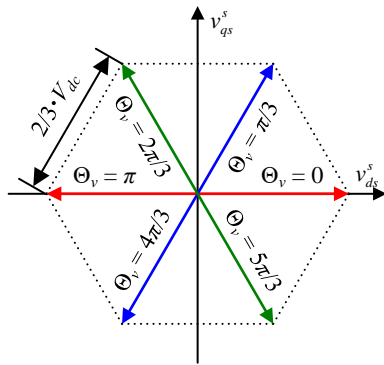
여기서 Θ_v 는 정지 좌표계 상에서 전압 벡터의 위상으로 $\pi/3$ 의 배수로 나타난다. 식 (3.1)에 표현된 회전자 기준 좌표계 상에서의 전압 벡터 위상 θ_v 와 아래와 같은 관계를 가진다.

$$\theta_v = \Theta_v - \theta_r = -\omega_r(t-t_n) + \phi_{v,n} \quad (t_n \leq t < t_{n+1}). \quad (4.4)$$

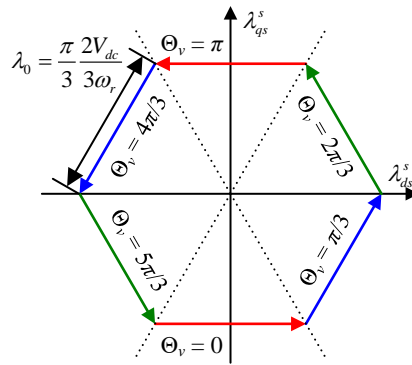
식 (4.2)와 식 (4.3)을 연립하면, n 번째 단계 내에서의 순시 자속 궤적을 얻을 수 있다.

$$\boldsymbol{\lambda}_{dqs}^s(t_n \leq t < t_{n+1}) = \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^s(t_n) + \frac{2}{3} V_{dc} (t-t_n) \cdot \mathbf{u}(\Theta_{v,n}). \quad (4.5)$$

좌표계는 어떠한 물리 현상을 해석하는 기준일 뿐, 현상의 본질은 동일하다. 정지 좌표계 상에서 얻어진 식 (4.5)는, 회전자 기준 좌표계에서 얻어진 식 (3.8)과 식 (4.4)를 연립한 결과와 일치한다.



(가) 전압 벡터

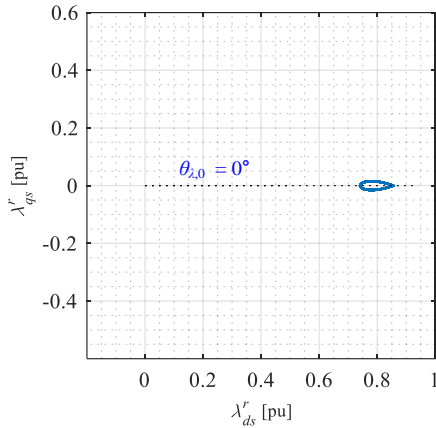


(나) 정상상태 자속 궤적

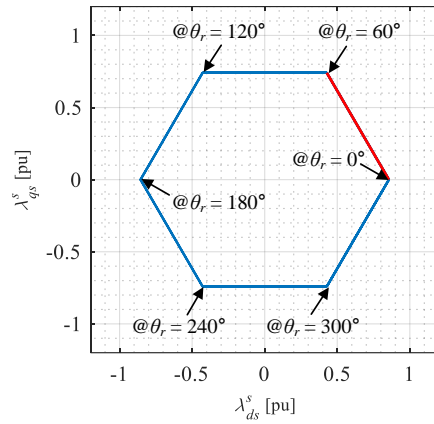
그림 4-1. 정지 좌표계 전압 벡터 및 정상상태 자속 궤적

그림 4-1은 정지 좌표계에서의 전압 벡터와 정상상태 자속 궤적을 나타낸다. 그림 4-1(가)에 나타나 듯 전압 벡터는 전압 육각형의 꼭짓점 중 하나이며, 자속 벡터는 전압에 의해 육각형 궤적을 그리며 움직인다. 예를 들어, $\Theta_v = 0$ 인 $[2/3 \cdot V_{dc} \ 0]^T$ 전압을 인가하는 경우 자속 벡터는 $+d$ 축 방향으로 이동하며, $\Theta_v = \pi/3$ 인 $[1/3 \cdot V_{dc} \ 1/\sqrt{3} \cdot V_{dc}]^T$ 전압을 인가하는 경우 자속 벡터는 d 축 기준 $+60^\circ$ 방향으로 이동한다. 정상상태에서 전압 벡터는 $1/6$ 주기 마다 인가되므로, 자속 궤적은 그림 4-1(나)과 같이 육각형으로 나타나며 육각형 한 변의 길이 λ_0 는 다음과 같다.

$$\lambda_0 = \left| \mathbf{v}_{dq^s}^s \right| \cdot \frac{2\pi}{6\omega_r} = \frac{\pi}{3} \frac{2V_{dc}}{3\omega_r} \quad (4.6)$$

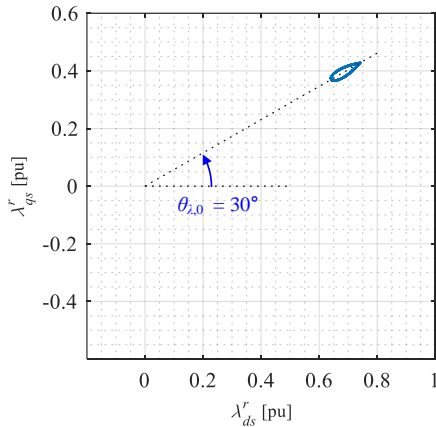


(가) 회전자 기준 좌표계

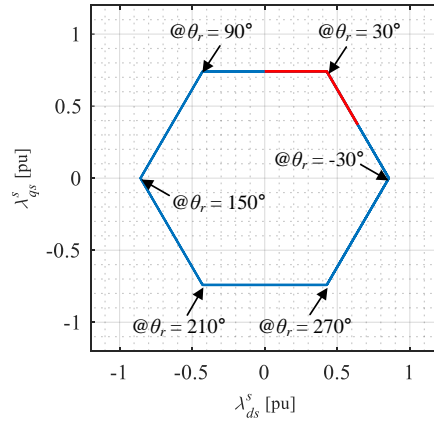


(나) 정지 좌표계

그림 4-2. 영 토크 운전시 정상상태 자속 궤적

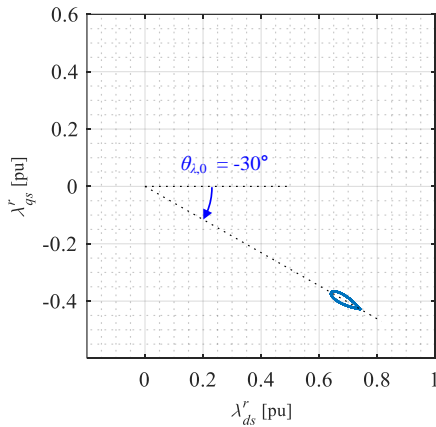


(가) 회전자 기준 좌표계

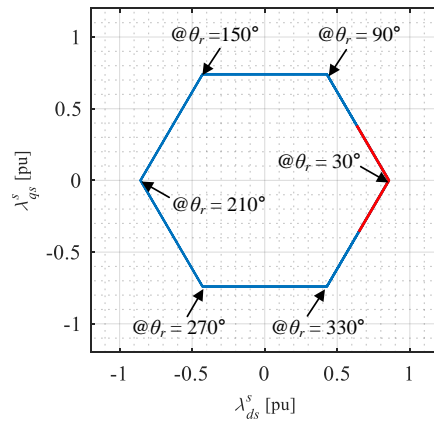


(나) 정지 좌표계

그림 4-3. 정방향 토크 운전시 정상상태 자속 궤적



(가) 회전자 기준 좌표계



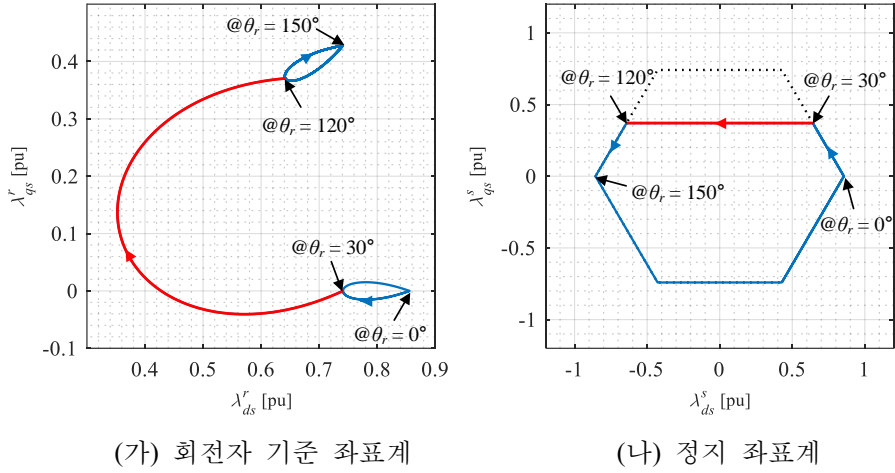
(나) 정지 좌표계

그림 4-4. 역방향 토크 운전시 정상상태 자속 궤적

그림 4-2, 4-3, 4-4는 회전자가 2,400 r/min으로 회전할 때, 출력 토크의 부호에 따른 정상상태 자속 궤적을 나타낸다. 정지 좌표계 상에서 빨간색으로 표시된 부분은 $\theta_r = 0 \sim 60^\circ$ 의 고정자 자속 궤적을 나타낸다. 여기서 $\theta_{z,0}$ 는 회전자 기준 좌표계 상에서의 자속 궤적의 평균 위상이다. 앞서 3.1.3절에서 살펴보았듯이 $\theta_{z,0}$ 는 저항의 영향이 작다는 가정하에 $(\theta_{v1} - 90^\circ)$ 의 값을 가진다. 정상상태 평균 토크의 부호는 $\theta_{z,0}$ 의 부호를 따라가며, MTPF 곡선을 지나기 전까지 $\theta_{z,0}$ 가 증가할수록 출력 토크가 커지게 된다.

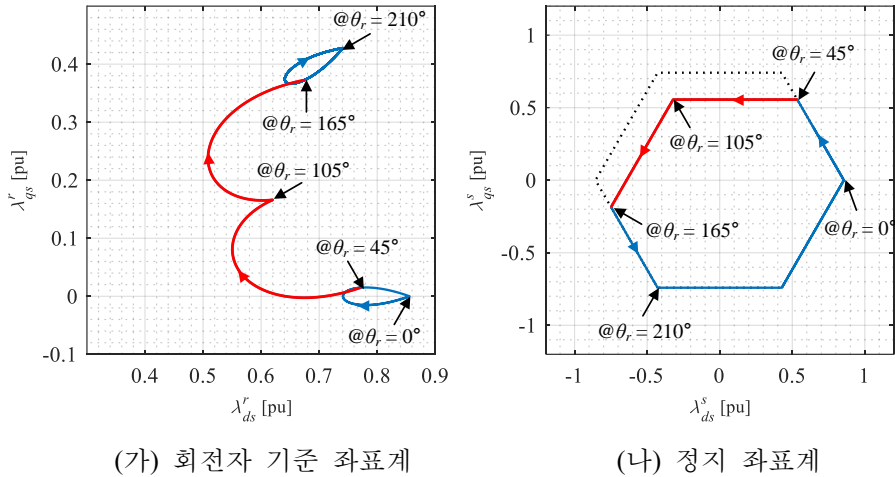
회전자 기준 좌표계 상에서 자속 궤적은 60° 마다 반복되는 반면, 정지 좌표계 상에서는 고정자 자속은 토크 출력 조건과 무관하게 육각형 궤적을 가지며 원점에 대해 60° 대칭성을 지닌다. 궤적의 모양은 토크 출력 조건과 무관하지만, 회전자 위치에 대한 고정자 자속의 위상은 토크 출력 조건에 따라 달라진다. 양의 토크 운전시 고정자 자속의 위상이 회전자 위상보다 앞서며, 음의 토크 운전시 고정자 자속의 위상이 회전자 위상보다 뒤쳐진다.

4.1.2 운전점 절환 시 자속 궤적



(가) 회전자 기준 좌표계 (나) 정지 좌표계

그림 4-5. 모델 기반 3-단계 절환 자속 궤적 ($\theta_{r,0} = 0^\circ \rightarrow 30^\circ$)



(가) 회전자 기준 좌표계 (나) 정지 좌표계

그림 4-6. 모델 기반 4-단계 절환 자속 궤적 ($\theta_{r,0} = 0^\circ \rightarrow 30^\circ$)

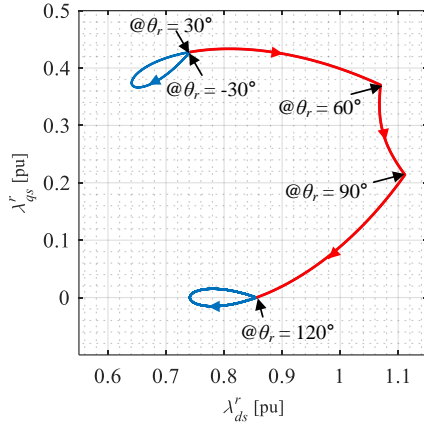
그림 4-5와 그림 4-6은 3장에서 설명한 모델 기반 운전점 절환을 통해 출력 토크를 증가할 때의 자속 궤적을 나타낸다. 빨간색으로 표시된 부분은 과도 상태를 의미하며, 정상상태에서는 좌표계에 따라 각각 물방울과 육각형 모양의 궤적을 지닌다.

자속 궤적은 회전자 기준 좌표계 상에서 우회하는 형태를 띄지만, 정지 좌표계 상에서는 직선 형태로 이동한다. 정지 좌표계 상에서는 전압-자속 간의 교차 결합 성분이 없으므로, 인가된 전압 벡터가 해당

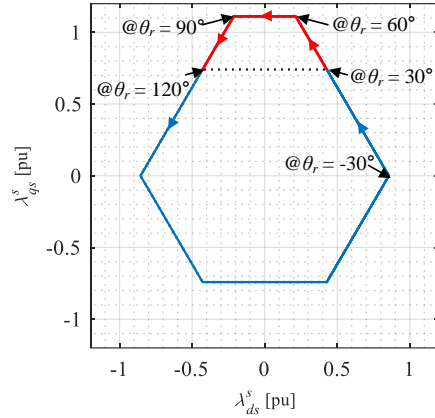
방향의 자속 변화를 야기한다. 따라서 큰 전압을 인가할수록 시간에 대한 자속의 변화율이 커진다.

하지만 식스-스텝 운전시 시간에 대한 자속 벡터의 변화율은 $2/3 \cdot V_{dc}$ 로 최대화 된다. 이는 정지 좌표계 상에서의 자속 벡터 이동 속도가 더 이상 빨라질 수 없다는 것을 의미한다. 따라서 정상상태 육각형 궤적을 유지한 상태로 회전자의 위상을 앞지르는 것은 물리적으로 불가능하다. 그림 4-5(나)와 그림 4-6(나)를 살펴보면, 정지 좌표계 자속 벡터는 절환 과정에서 육각형 궤적의 내부로 이동한다. 자속 벡터의 선속도가 고정된 상태에서 원점으로부터의 거리가 가까워 지는 것은, 자속 벡터의 각속도가 증가하는 효과를 일으킨다. 이로 인해 자속 벡터는 회전자의 위상을 추월할 수 있게 된다.

4-단계 절환 시, 정지 좌표계 자속 벡터가 3-단계 절환보다 정상상태 궤적에 가깝게 이동하는 것을 볼 수 있다. 앞서 3장에서 4-단계 절환이 3-단계 절환보다 과도 전류 크기가 작은 것을 확인하였다. 정성적으로 전류의 크기는 고정자 자속과 회전자 자속의 차이에 비례하는데, 4-단계 절환은 3-단계 절환과 비교하여 회전자 자속의 위상을 서서히 추월하기 때문에 과도 전류의 크기가 작다고 이해할 수 있다.

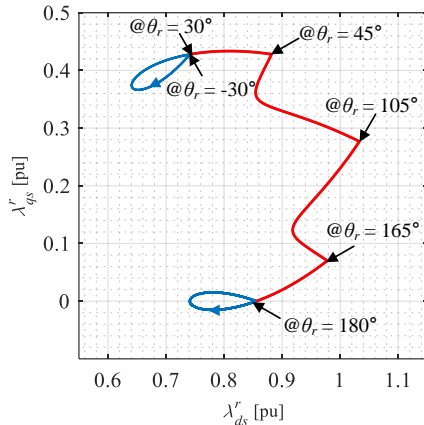


(가) 회전자 기준 좌표계

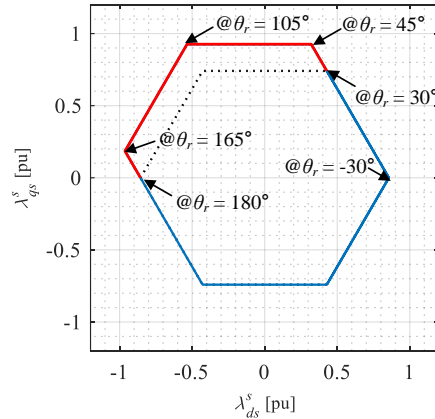


(나) 정지 좌표계

그림 4-7. 모델 기반 3-단계 자속 제적 ($\theta_{i,0} = 30^\circ \rightarrow 0^\circ$)



(가) 회전자 기준 좌표계



(나) 정지 좌표계

그림 4-8. 모델 기반 4-단계 자속 제적 ($\theta_{i,0} = 30^\circ \rightarrow 0^\circ$)

그림 4-7과 그림 4-8은 모델 기반 운전점 절환을 통해 출력 토크를 줄일 때의 자속 제적을 나타낸다. 빨간색으로 표시된 부분은 과도 상태를 의미하며, 절환을 마친 후에는 좌표계에 따라 각각 물방울과 육각형 모양의 정상상태 제적을 그린다.

출력 토크 증가 상황에서는 자속 벡터가 정상상태 제적의 안쪽으로 이동하는 반면, 출력 토크 감소 상황에서는 정상상태 제적의 바깥으로 이동하는 것을 확인할 수 있다. 원점과의 거리가 멀어지면서 자속 벡터의 각속도가 감소하는 효과가 발생하고, 이 때 회전자의 위상이 고정자 자속의 위상을 따라 잡는 것으로 이해할 수 있다. 출력 토크

증가 상황과 마찬가지로, 출력 토크 감소 상황에서도 4-단계 절환의 자속 궤적이 3-단계 절환의 자속 궤적보다 정상상태 육각형 궤적에 가깝게 이동하는 것을 볼 수 있다. 이로 인하여 과도 전류의 크기가 줄어든다고 이해할 수 있다.

4.1.3 비인접 전압 벡터 및 PWM을 이용한 절환 방법 검토

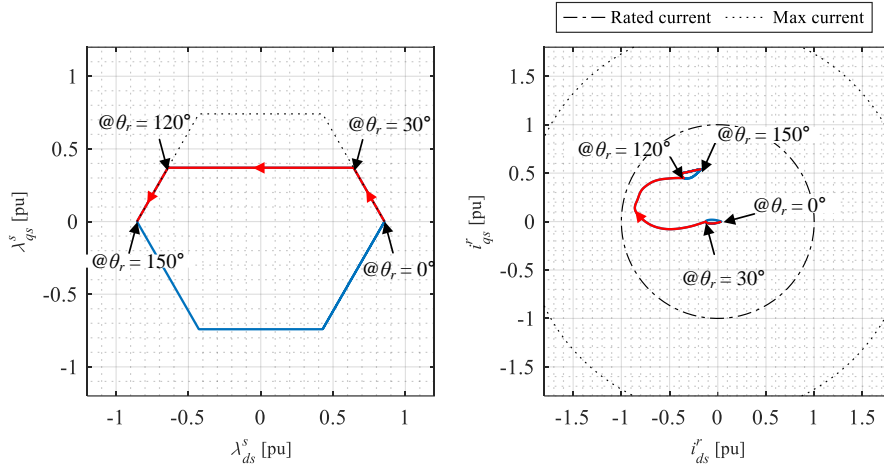
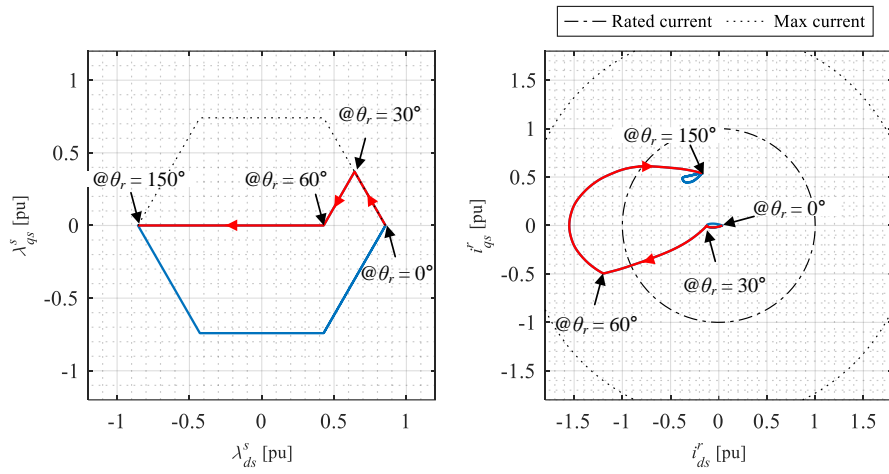


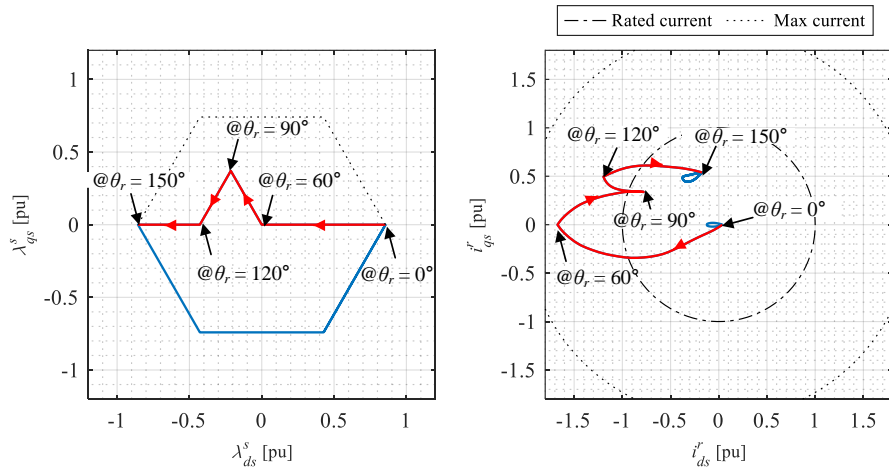
그림 4-9. 인접 전압 벡터를 이용한 3-단계 절환 ($\theta_{z,0} = 0^\circ \rightarrow 30^\circ$)

3장에서는, 운전점 절환에 있어서 인접한 전압 벡터로의 스위칭만을 고려하였다. 그림 4-9는 인접한 전압 벡터를 이용한 3-단계 절환 궤적으로, 절환 조건은 $\omega_{rpm} = 2,400$ r/min, $\theta_{z,0}$ 를 0° 에서 30° 로 증가시키는 상황이다. 그림 상에서 빨간색으로 표시된 부분은 $\theta_r = 0 \sim 150^\circ$ 동안의 자속 및 전류 궤적을 나타낸다.

앞선 정지 좌표계 상에서의 고찰을 바탕으로, 다음과 같은 비인접 전압 벡터 혹은 PWM을 이용한 절환을 생각해볼 수 있다.

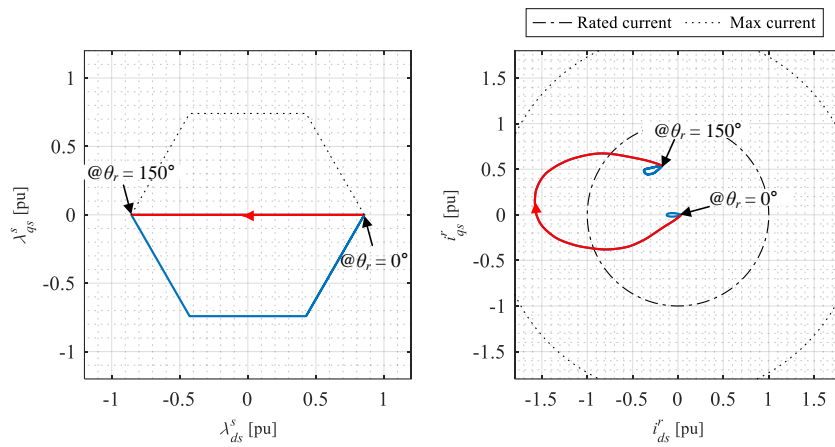


(가) 예시 1

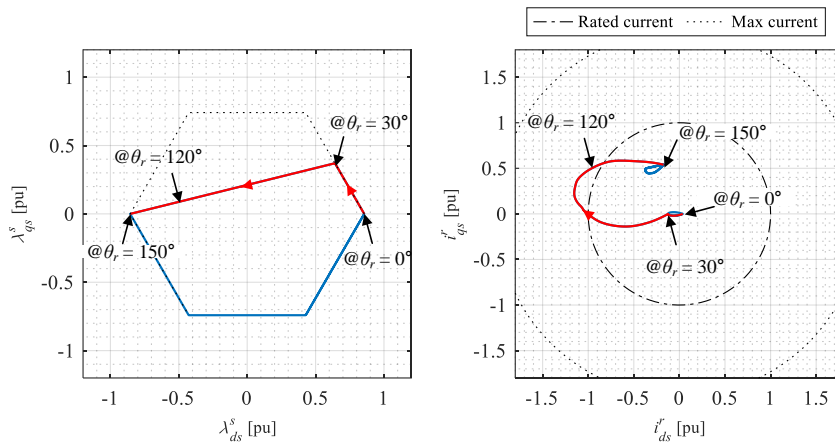


(나) 예시 2

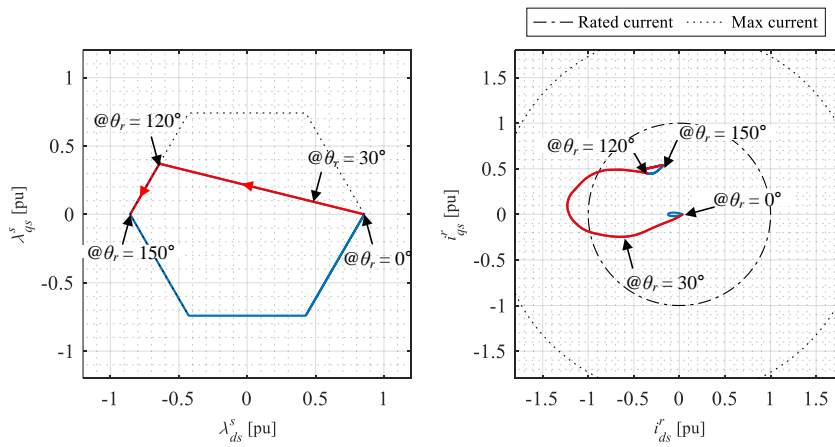
그림 4-10. 비인접 전압 벡터를 이용한 절환 ($\theta_{\lambda,0} = 0^\circ \rightarrow 30^\circ$)



(가) 예시 1



(나) 예시 2



(다) 예시 3

그림 4-11. PWM을 이용한 절환 ($\theta_{\lambda,0} = 0^\circ \rightarrow 30^\circ$)

PWM을 이용하면, 시간에 대한 자속의 변화율이 $2/3 \cdot V_{dc}$ 보다 작아진다. 따라서 PWM을 이용할 경우, 자속의 절환 경로가 짧아져야 한다. 그림 4-11은 PWM을 이용하는 절환의 예시들을 나타낸다. 그림 4-11(가)는 PWM을 통해 스위칭 평균 $0.8 \cdot [-2/3 \cdot V_{dc} \ 0]^T$ 의 전압 벡터를 $\theta_r = 0 \sim 150^\circ$ 동안 인가하는 상황이다. 절환 경로가 짧아지면서 정상상태 육각형 궤적을 크게 벗어나게 되고, 3-단계 절환과 비교하여 큰 과도 전류가 발생한다. 그림 4-11(나), (다)와 같이, PWM을 일부 구간에 사용하는 절환 방법을 고려해볼 수 있다. 하지만 그림 4-11(가)와 마찬가지로, 3-단계 절환과 비교하여 큰 과도 전류가 발생함을 확인할 수 있다.

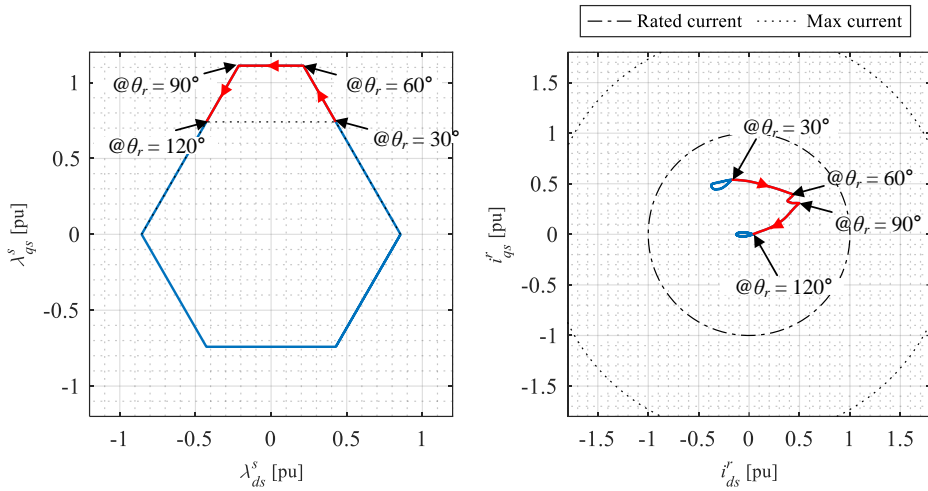


그림 4-12. 인접 전압 벡터를 이용한 3-단계 절환 ($\theta_{i,0} = 30^\circ \rightarrow 0^\circ$)

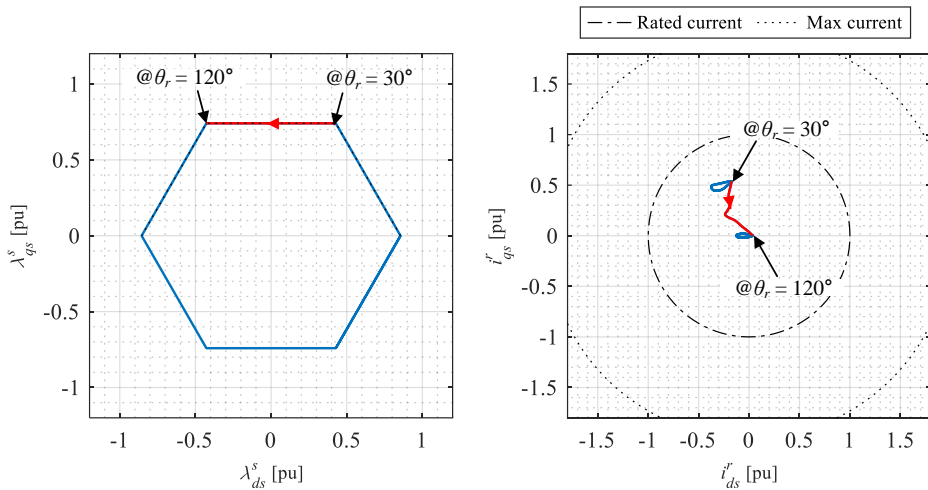


그림 4-13. PWM을 이용한 절환 ($\theta_{i,0} = 30^\circ \rightarrow 0^\circ$)

그림 4-12와 그림 4-13은 각각 제안하는 3-단계 절환 및 PWM을 이용하여 $\theta_{i,0}$ 를 30° 에서 0° 로 감소시키는 절환을 나타낸다. 그림 상에서 빨간색으로 표시된 부분은 $\theta_r = 30 \sim 120^\circ$ 동안의 자속 및 전류 궤적을 나타낸다. 앞서 $\theta_{i,0}$ 를 증가시키는 상황과는 달리, $\theta_{i,0}$ 를 감소시키는 상황에서는 PWM을 이용하여 자속 경로가 정상상태 궤적을 따라가면서 절환을 수행할 수 있다. 이를 통하여 과도 전류의 크기가 줄어드는 것을 확인할 수 있다.

4.2 제안하는 방법의 구성

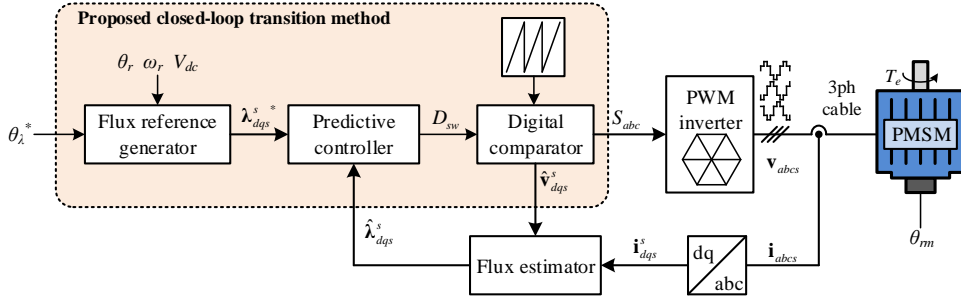


그림 4-14. 제안하는 시간-최적 절환 방법의 블록도

그림 4-14는 제안하는 시간-최적 절환 방법의 블록도이다. 앞선 3장의 모델 기반 절환과의 가장 큰 차이점은 정지 좌표계 자속 정보를 궤환 받는 폐루프 형태라는 점이다. 제안하는 방법은 1) 정지 좌표계 자속 추정기, 2) 자속 지령 생성기, 3) 예측 기반의 자속 제어기, 4) 톱니 반송파 기반의 전압 벡터 스위칭으로 크게 4 가지로 구성된다.

4.2.1 정지 좌표계 자속 추정기

제안하는 절환 방법은 전류 제어 구조가 아닌 자속 제어 구조를 취한다. 따라서 고정자 자속 정보를 실시간으로 알아야하지만, 일반적인 전동기 구동 시스템에서는 자속 센서를 부착하는 경우가 드물다. 따라서 고정자 자속에 대한 추정이 필요하다.

일반적으로 전동기의 고정자 자속은 전동기의 인덕턴스 정보와 고정자 전류를 통하여 추정하는 전류 모델(Current model)과 전동기의 출력 전압을 통하여 전압 모델(Voltage model)로부터 추정될 수 있다. 하지만 자기 포화를 고려할 때, 전류 모델로부터 정확한 고정자 자속을 추정하기 위해서는 사전 시험을 통한 자속 참조표 구성이 선행되어야 한다. 반면, 전압 모델에서는 추정 시 전동기의 제정수 중 고정자 저항만을 필요로 하기 때문에 상대적으로 제정수 의존도가 낮은 장점이 있다. 이와 더불어, 식스-스텝 운전시 저항의 오차가 끼치는 영향이 상대적으로 작으므로 본 논문에서는 전압 모델을 기반으로 고정자 자속을 추정한다.

PMSM의 정지 좌표계 전압 방정식을 바탕으로, 고정자 자속은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\lambda_{dqs}^s(t) = \lambda_{dqs}^s(t_0) + \int_{t_0}^t (\mathbf{v}_{dqs}^s - R_s \mathbf{i}_{dqs}^s) dt'. \quad (4.7)$$

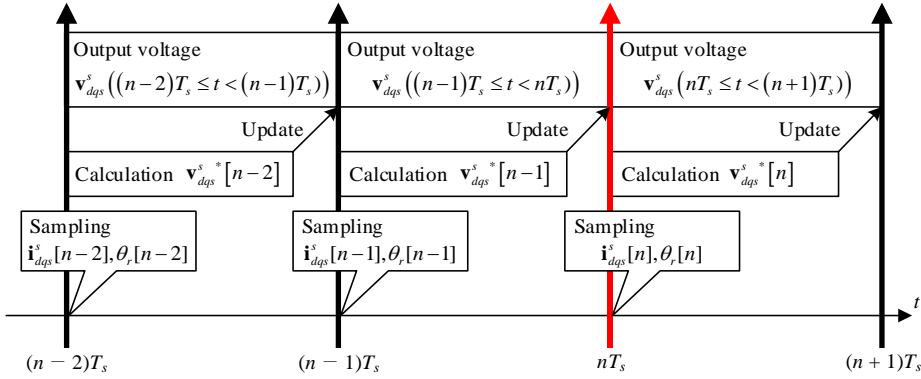


그림 4-15. 전류 샘플링, 전압 지령 계산, 전압 출력의 시간 순서

마이크로프로세서를 통해 디지털 제어를 수행할 경우, 전압 지령 계산 시간으로 인한 시지연이 발생한다. 일반적인 디지털 제어에서의 전류 샘플링, 전압 지령 계산, 전압 출력 시간 사이의 관계는 그림 4-15와 같이 나타난다. n 번째 샘플링에서 전류 $\mathbf{i}_{dqs}^s[n]$ 및 위치 $\theta_r[n]$ 를 측정하고, 이를 기반으로 제어를 수행하여 $(n+1)$ 번째 샘플링에서 $(n+2)$ 번째 샘플링 사이에 출력할 전압 지령 $\mathbf{v}_{dqs}^s*[n]$ 을 계산한다. 계산된 지령을 바탕으로, 인버터가 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 구간의 전압을 합성한다.

식 (4.7)을 바탕으로, n 번째와 $(n-1)$ 번째 샘플링 시점의 자속은 아래와 같은 관계를 가진다.

$$\lambda_{dqs}^s[n] = \lambda_{dqs}^s[n-1] + \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} (\mathbf{v}_{dqs}^s - R_s \mathbf{i}_{dqs}^s) dt. \quad (4.8)$$

이 때, $[(n-1)T_s, nT_s]$ 구간의 전압과 전류의 평균은 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$\int_{(n-1)T_s}^{nT_s} \mathbf{v}_{dqs}^s dt \approx \mathbf{v}_{dqs}^s*[n-2]. \quad (4.9)$$

$$\int_{(n-1)T_s}^{nT_s} \mathbf{i}_{dqs}^s dt \approx \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{dqs}^s[n] + \mathbf{i}_{dqs}^s[n-1]). \quad (4.10)$$

위의 근사식은 인버터 비선형성에 의한 전압 합성 오차가 작고, 샘플링 사이의 전류 변화가 작다는 가정 하에 타당하다. 식스-스텝 운전시 DC 링크 전압을 최대화하여 사용하기 때문에, 인버터 비선형성에 의한 오차는 출력 전압에 비하여 상당히 작다. 또한 전류 근사 과정에서의 오차는 R_s 가 곱해진 형태로 자속 오차를 유발하는데, 식스-스텝 운전시 저항에 의한 전압강하 성분은 충분히 작다는 가정하에 자속 추정에 큰 영향을 끼치지 않는다.

식 (4.9), (4.10)의 근사를 통하여, 식 (4.8)은 다음과 같이 표현된다.

$$\lambda_{dqs}^s[n] = \lambda_{dqs}^s[n-1] + T_s \cdot \left\{ \mathbf{v}_{dqs}^{s*}[n-2] - 0.5R_s \left(\mathbf{i}_{dqs}^s[n] + \mathbf{i}_{dqs}^s[n-1] \right) \right\}. \quad (4.11)$$

위와 같이 고정자 자속은 PMSM의 역기전력을 적분함으로써 계산할 수 있다. 하지만 적분기 자체의 한계 안정성(Marginally stability)으로 인하여, 적분 변수들의 직류 오프셋 오차에 의해 발산할 수 있다. 이러한 적분기의 불안정성을 해소하기 위하여, 본 논문에서는 적분기에 고역 통과 필터(High pass filter, HPF)를 직렬 연결하여 자속 관측기를 구성한다.

식스-스텝 운전시, 합성 전압의 고조파 성분에 의하여 고정자 자속은 $(6m \pm 1)$ 의 고조파 성분을 지닌다 ($m = 1, 2, 3, \text{etc.}$). 추후 제안되는 알고리즘은 고정자 자속의 기본파 성분 뿐 아니라 순시 값을 이용한다. 따라서 HPF에 의하여 해당 고조파 성분이 감쇠 되지 않도록 차단 주파수를 설정해야한다. 본 논문에서는 대상 IPMSM의 기저 속도 및 감쇠 시상수를 고려하여, 차단 주파수 10 Hz를 가지는 2차 IIR 필터로 구현하였다.

상기한 자속 관측기를 통하여 n 번째 샘플링 시점의 고정자 자속을 추정할 수 있다. 하지만 그림 4-15에 나타나듯, 출력 전압과 전압 지령 사이에는 한 샘플 시지연(One sample delay)이 발생한다. $\lambda_{dqs}^s[n+1]$ 은 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 구간의 출력 전압에 의해 결정되며, 출력 전압은 $(n-1)$ 번째 샘플링 시점에 계산된 전압 지령에 의하여 결정된다. 즉, n 번째 샘플링 시점에 $\lambda_{dqs}^s[n+1]$ 은 이미 결정되어 있는 상태이며, $\mathbf{v}_{dqs}^{s*}[n]$ 는 $\lambda_{dqs}^s[n+2]$ 에만 영향을 줄 수 있다. 따라서 n 번째 샘플링 시점에서 추가적인 한

샘플 예측을 통하여 $\lambda_{dqs}^s [n + 1]$ 를 추정하고 이를 바탕으로 제어를 수행해야. 본 논문에서는 n 번째 샘플링 시점에서 추정된 $\lambda_{dqs}^s [n + 1]$ 을 $\hat{\lambda}_{dqs}^s$ 으로 정의한다.

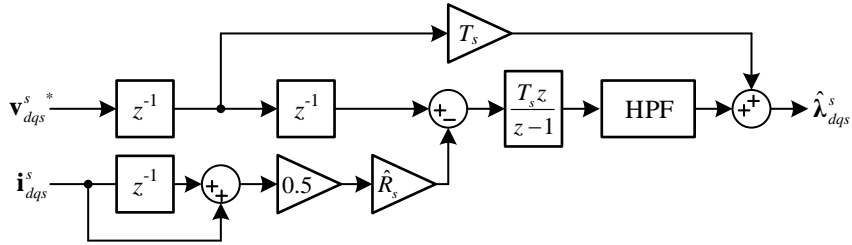


그림 4-16. 자속 추정기 블록도

그림 4-16은 식 (4.11)을 기반으로 추가적인 한 샘플 예측을 하는 자속 추정기의 블록도이다. 제안하는 식스-스텝 운전은 위의 자속 추정기를 이용하여 자속 제어를 수행한다.

4.2.2 자속 지령 생성기

식스-스텝 운전의 정상상태에서 자속의 크기는 ω_r 및 V_{dc} 에 의해 결정되며 자속의 위상만이 자유도로 남는다. 자속 지령 생성기는 상위 제어기로부터 회전자 기준 좌표계 상에서의 자속각 지령 $\theta_i^*(= \angle \lambda_{dqs}^{r*})$ 를 입력으로 받아, $\theta_r, \omega_r, V_{dc}$ 정보를 이용하여 정지 좌표계 자속 지령 λ_{dqs}^s 를 생성한다.

4.1.1절에서는 식스-스텝 운전의 정상상태에서 고정자 자속의 궤적을 살펴 보았다. 정지 좌표계 상에서 고정자 자속은 정상상태에서 육각형 궤적을 그리며, 육각형의 크기 λ_0 는 식 (4.6)과 같이 ω_r 및 V_{dc} 에 의해 결정된다. 육각형 궤적 상에서 자속 벡터의 위치는 그림 4-2, 그림 4-3, 그림 4-4에 나타나 듯이 θ_r 과 θ_i^* 에 의해 결정된다. 자속 지령을 생성하는 것은 $(\theta_r + \theta_i^*)$ 를 기준으로 한 변의 길이가 λ_0 인 육각형 궤적 위에 맵핑(Mapping)하는 것과 동일하다.

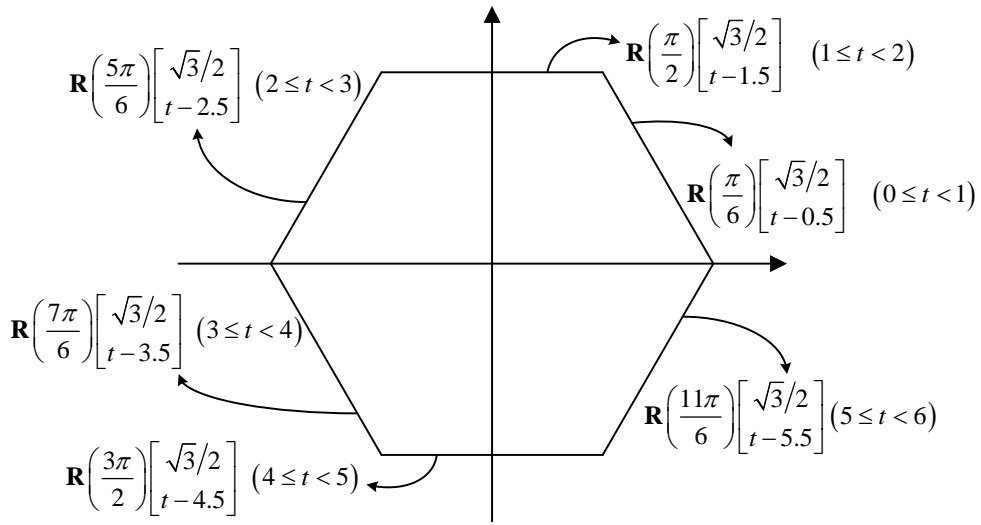


그림 4-17. 매개변수 t 로 표현된 육각형의 방정식

그림 4-17은 한 변의 길이가 1인 육각형을, 0부터 6 사이의 값을 가지는 매개변수 t 에 대하여 표현한 것을 나타낸다. 육각형의 방정식은 선분 방정식들의 집합으로 표현된다. 또한 각 변의 방정식은 동일 형태의 직선 방정식을 회전 변환한 것으로 표현될 수 있음을 알 수 있다.

이러한 특징을 이용하여 자속 지령 생성기는 n 번째 샘플링 시점에 아래의 계산을 통해 자속 지령을 출력한다.

$$\theta_{\lambda}^*[n] + \theta_r[n] + \omega_r T_s = \frac{\pi}{3} \left(m + \frac{1}{2} \right) + \phi_{\lambda}. \quad (4.12)$$

$$\lambda_{dqs}^*[n] = \frac{\pi}{3} \frac{2V_{dc}}{3\omega_r} \mathbf{R} \left(\frac{\pi}{3} \left(m + \frac{1}{2} \right) \right) \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 \\ \phi_{\lambda} \\ \pi/3 \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

식 (4.12)에서 m 은 ϕ_{λ} 가 $-\pi/6 \sim \pi/6$ 의 값을 지니도록 하는 정수이다.

앞서 4.2.1절의 자속 추정기는 출력 전압과 지령 간의 디지털 시지연을 고려하여 한 샘플 예측을 하였다. 이와 마찬가지로, 자속 지령 생성기 또한 자속 추정기와의 시점을 일치 시켜주기 위하여 디지털 시지연을 고려해야한다. 샘플링 주기 동안의 속도 변화가 작다는 가정 하에 식 (4.12)와 같이 좌변에 $\omega_r T_s$ 를 추가하여 한 샘플 뒤의 회전자 위치를 예측하며, 이를 바탕으로 자속 지령을 계산한다.

4.2.3 예측 기반의 자속 제어기

앞서 4.1.2절에서 운전점 절환 과정에서의 자속 궤적을 살펴 보았다. 해당 자속 궤적을 살펴보면, 현재 전압 벡터를 유지하는 것은 고정자 자속의 위상이 회전자 자속의 위상보다 뒤쳐지도록 하는 효과를 지니며, 다음 순서의 전압 벡터를 인가하는 것은 고정자 자속의 위상이 회전자 자속의 위상을 앞서는 효과를 지니는 것을 알 수 있다. 본 절에서는 이러한 특징과 예측 제어를 통하여 시간-최적 절환의 자속 궤적을 페루프 형태로 구현하고자 한다.

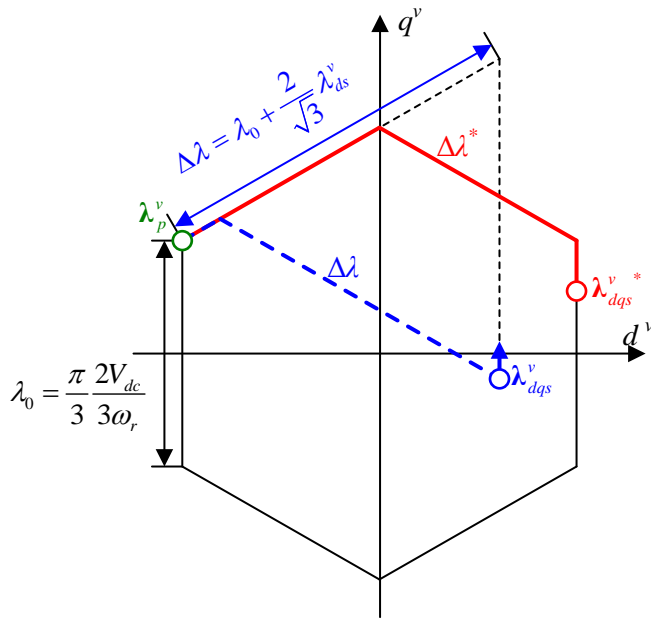


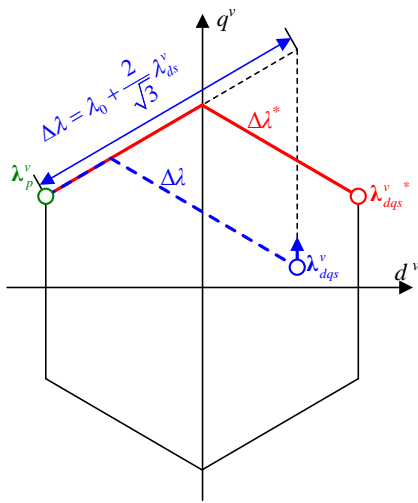
그림 4-18. 전압 기준 좌표계 상에서의 용어 정의

제안하는 운전점 절환 알고리즘은, 샘플링 시점의 전압을 $+q$ 축에 동기화 시키는 전압 기준 좌표계에서 수행된다. 그림 4-18은 임의의 시점에서 전압 기준 좌표계 상에서의 자속 벡터와 지령 벡터를 나타낸다. 윗첨자 'v'는 전압 기준 좌표계를 의미한다. 전압 기준 좌표계에서 전압 벡터가 $+q$ 축에 동기화 되기 때문에, 해당 좌표계에서의 고정자 자속 벡터 λ_{dqs}^v 는 항상 $+q$ 축으로 이동한다.

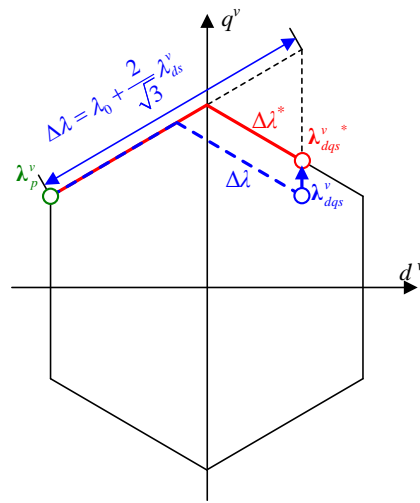
제안하는 알고리즘의 핵심 사항은 자속 벡터와 지령 벡터의 합류 지점을 선정하고, 합류 지점까지의 거리를 비교하여 절환 시점을 결정하는 것이다. 합류 지점 λ_p^v 은, 정방향 회전 상황에서는 전압 기준 좌표계 자속 육각형의 제 2사분면 꼭짓점, 역방향 회전 상황에서는 제 1사분면 꼭짓점으로 선정한다. $\Delta\lambda^*$ 는 정상상태 육각형 궤적상에서 λ_{dqs}^v *와 λ_p^v 의 거리를 나타낸다. $\Delta\lambda$ 는 가상의 60° 격자 상에서의 λ_p^v 와 λ_{dqs}^v 의 최단 거리로, $\Delta\lambda$ 는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\Delta\lambda = \lambda_0 + \frac{2}{\sqrt{3}} \lambda_{ds}^v. \quad (4.14)$$

전압 기준 좌표계 상에서 자속 벡터는 항상 +q축으로 이동하므로, 인가 전압 벡터를 유지할 경우 λ_{ds}^v 는 변하지 않는다. 따라서 인가 전압 벡터를 유지하면 $\Delta\lambda$ 는 일정하게 유지되는 한편, 시간이 흐름에 따라 λ_{dqs}^v *는 자속 육각형 궤적을 따라 이동하면서 $\Delta\lambda^*$ 는 줄어들게 된다. 제안하는 알고리즘은 $\Delta\lambda^*$ 와 $\Delta\lambda$ 의 크기를 비교하여 현재 전압 벡터를 유지할지, 다음 전압 벡터를 인가할지를 결정한다. $\Delta\lambda^* > \Delta\lambda$ 의 경우 $\Delta\lambda^*$ 가 줄어들도록 인가되는 전압 벡터를 유지하며, $\Delta\lambda^* \leq \Delta\lambda$ 의 경우 다음 전압 벡터로 스위칭 한다.



(가)



(나)

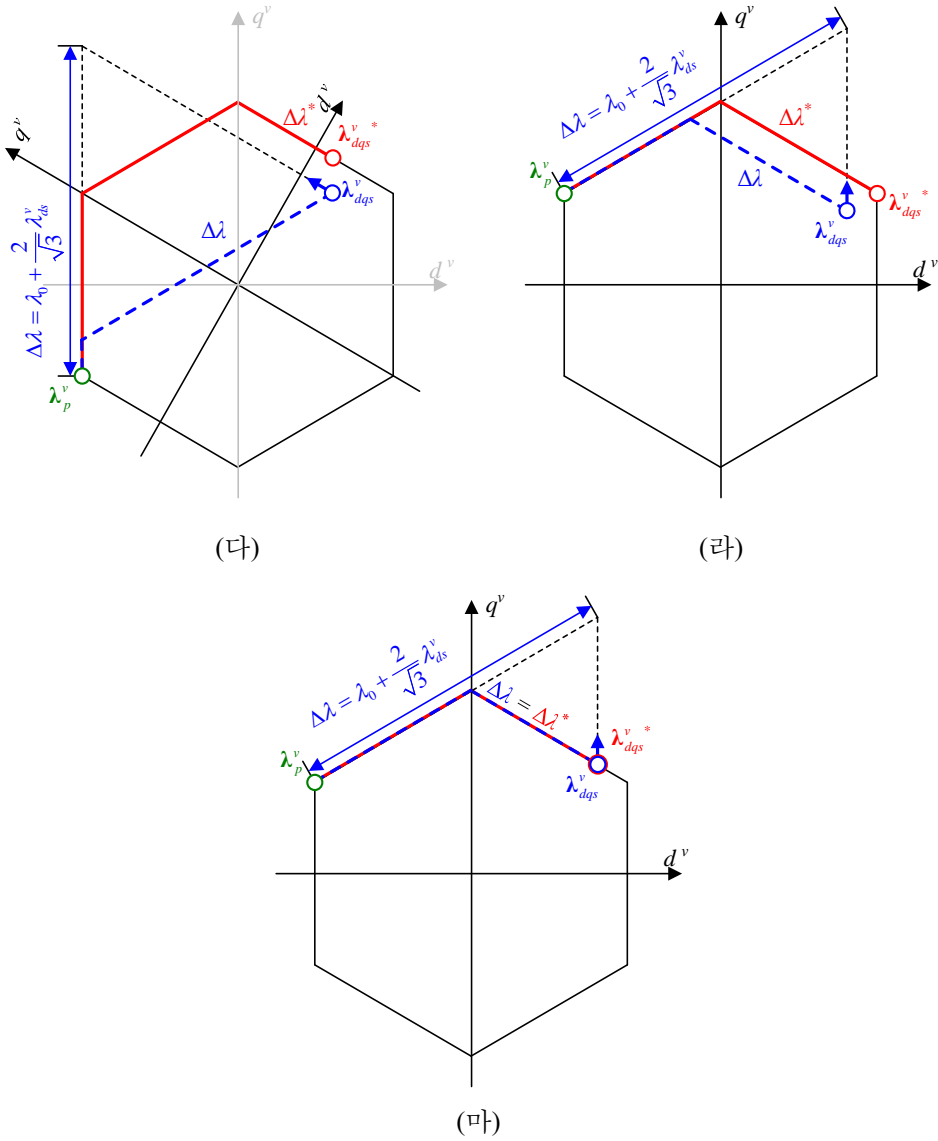


그림 4-19. 제안하는 알고리즘 적용시 정상상태 수렴 과정

그림 4-19는 제안하는 알고리즘을 통하여 정상상태에 수렴하기까지의 과정을 시간 순서로 나타낸 것이다. 그림 4-19(가)는 $\Delta\lambda^* > \Delta\lambda$ 인 상황으로, $\Delta\lambda^* = \Delta\lambda$ 가 될 때까지 현재 전압 벡터를 유지한다. 그림 4-19(나)는 $\Delta\lambda^* = \Delta\lambda$ 가 되는 시점으로, 이 순간 다음 전압 벡터로의 스위칭을 수행한다. 그림 4-19(다) 전압 벡터 스위칭 직후의 시점을 나타내며, 새로운 전압 벡터 기준 좌표계 상에서 $\Delta\lambda^*$ 와 $\Delta\lambda$ 를 갱신한다. 갱신 후 동일한 과정을 수행하여, 그림 4-19(라)를 거쳐 최종적으로 그림 4-19(마)와 같이 자속 벡터가 자속 지령을 만나고 정상상태에 도달하게 된다.

4.2.4 톱니 반송파 기반의 전압 벡터 스위칭

통상의 삼각파 비교 방식을 통하여 게이팅 신호를 생성할 경우, 출력 전압이 샘플링 주기 T_s 동안 고정되는 0차 홀드(Zero-order hold, ZOH)의 효과가 발생한다. 이로 인해 샘플링 주파수가 운전 주파수와 비교하여 충분치 않은 경우, 식스-스텝 운전의 전압 벡터 인가 시간이 불규칙해지면서 불필요한 전류 및 토크 리플이 발생한다. 이러한 현상을 방지하기 위하여, 3.3.1절의 그림 3-13과 유사하게 톱니 반송파를 이용하여 식스-스텝 운전의 게이팅 신호를 생성하도록 한다.

앞서 4.2.3절에서는 $\Delta\lambda^* = \Delta\lambda$ 인 순간 전압 벡터 스위칭을 수행했다. 따라서 $(\Delta\lambda^* - \Delta\lambda)$ 의 부호만이 중요했지만, 디지털 제어 주기 T_s 와 관련된 조건문이 추가 되어야한다. 식스-스텝 운전시 인버터는 T_s 동안 자속을 최대 $2/3 \cdot V_{dc} T_s$ 만큼 이동시킬 수 있다. 따라서 $(\Delta\lambda^* - \Delta\lambda) > 2/3 \cdot V_{dc} T_s$ 인 경우 현재 전압 벡터를 유지해야하고, $(\Delta\lambda^* - \Delta\lambda) < 2/3 \cdot V_{dc} T_s$ 인 경우 샘플링 주기 사이의 전압 벡터 스위칭이 필요하다.

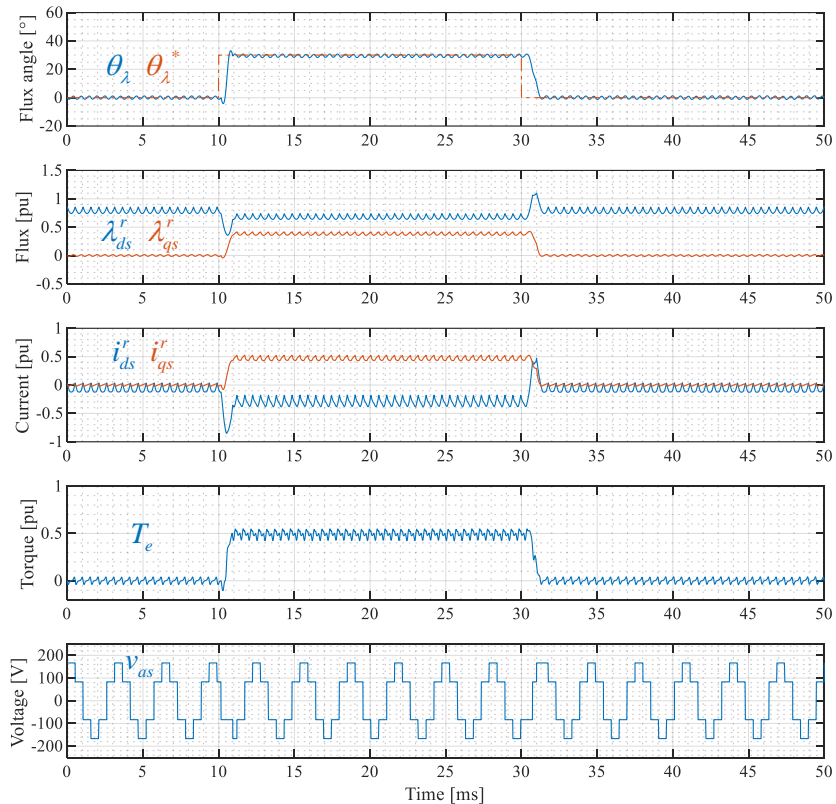
$$D_{sw} = \frac{\Delta\lambda^* - \Delta\lambda}{2/3 \cdot V_{dc} T_s} \left(\text{if } \Delta\lambda^* - \Delta\lambda < \frac{2}{3} V_{dc} T_s \right). \quad (4.15)$$

T_s 동안 0에서 1로 단조 증가하는 톱니 반송파가 식 (4.15)로 설정한 D_{sw} 를 만나는 시점이, $\Delta\lambda^*$ 와 $\Delta\lambda$ 가 같아지는 순간이다. 해당 시점에서 발생하는 인터럽트를 이용하여 전압 벡터를 스위칭을 하게 되면, 샘플링 주파수가 운전 주파수에 비해 충분치 않은 상황에서도 제안하는 알고리즘을 수행할 수 있다.

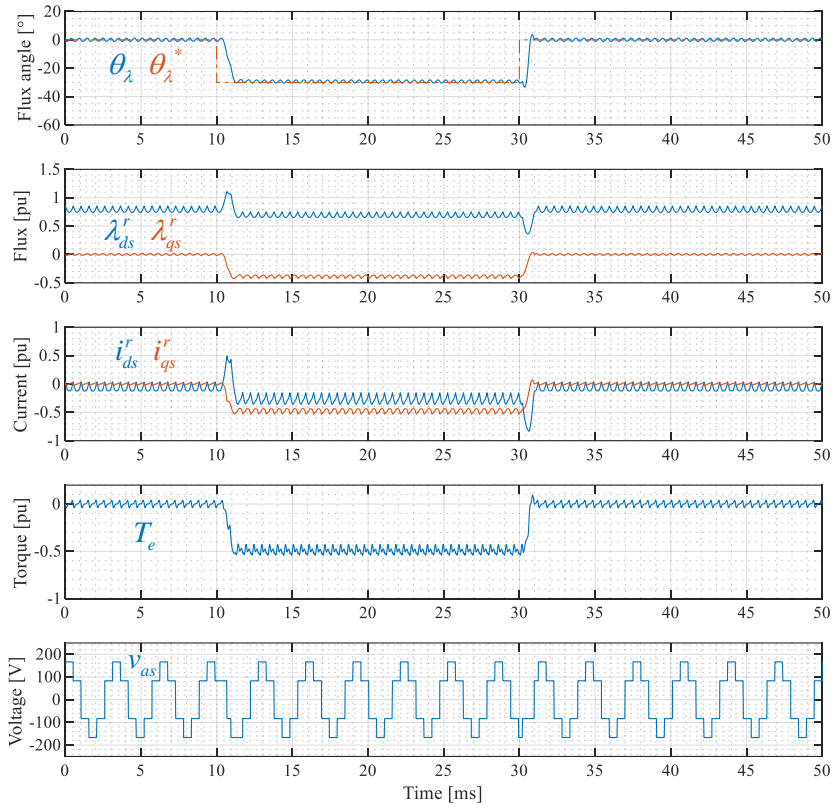
4.3 시뮬레이션 및 실험 결과

4.3.1 시뮬레이션 결과

제안하는 절환 방법의 성능을 검증하기 위하여 FEA 기반 PMSM 모델을 이용하여 시뮬레이션을 수행한다. FEA 기반 PMSM 모델을 포함한 시뮬레이션 구성 방법은 부록 B에 수록되어 있다. 시뮬레이션 조건은 $V_{dc} = 250 \text{ V}$, $f_s = 10 \text{ kHz}$, 회전 속도 $2,400 \text{ r/min}$ 으로, 기본과 주파수에 대한 샘플링 주파수의 비율은 31.25이다. 시뮬레이션 결과에 도시된 자속은 PMSM 모델에서 관찰용으로만 사용되었으며, 제안하는 절환 방법에는 자속 관측기를 통해 얻어진 추정 자속을 이용하였다.



(가) $\theta_{\lambda}^* = 0^\circ \rightarrow 30^\circ \rightarrow 0^\circ$



(나) $\theta_i^* = 0^\circ \rightarrow -30^\circ \rightarrow 0^\circ$

그림 4-20. 계단 응답 시뮬레이션 결과

그림 4-20은 θ_i^* 를 계단 형태로 인가하여 자속, 전류, 토크의 응답성을 살펴본 결과이다. 여기서 θ_i 는 PMSM 모델에서 추출된 λ_{dq}^r 의 위상으로, 정상상태에서도 전압 고조파로 인하여 6배수 고조파를 지닌다. 그림 4-20(가)의 결과를 살펴보면, 그림 3-16의 모델 기반 3-단계 절환과 동일한 응답성을 가지는 것을 살펴 볼 수 있다. 즉, 제안하는 절환 방법은 계단 응답에 대하여 모델 기반 절환과 동일한 성능을 가진다. 또한 그림 4-20(나)의 결과를 통하여, 제안하는 방법은 회생 영역에서도 잘 동작하는 것을 확인할 수 있다.

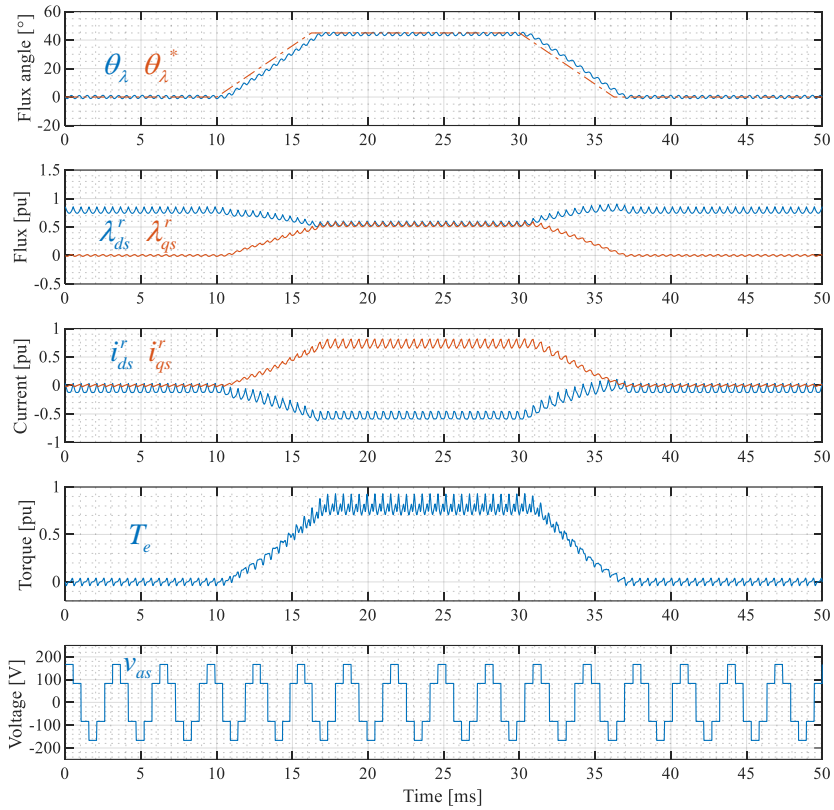
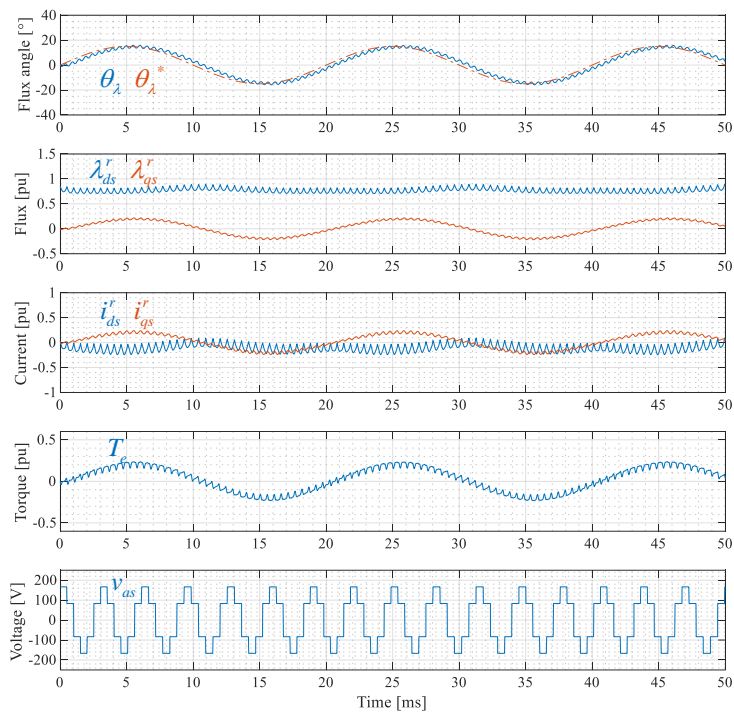
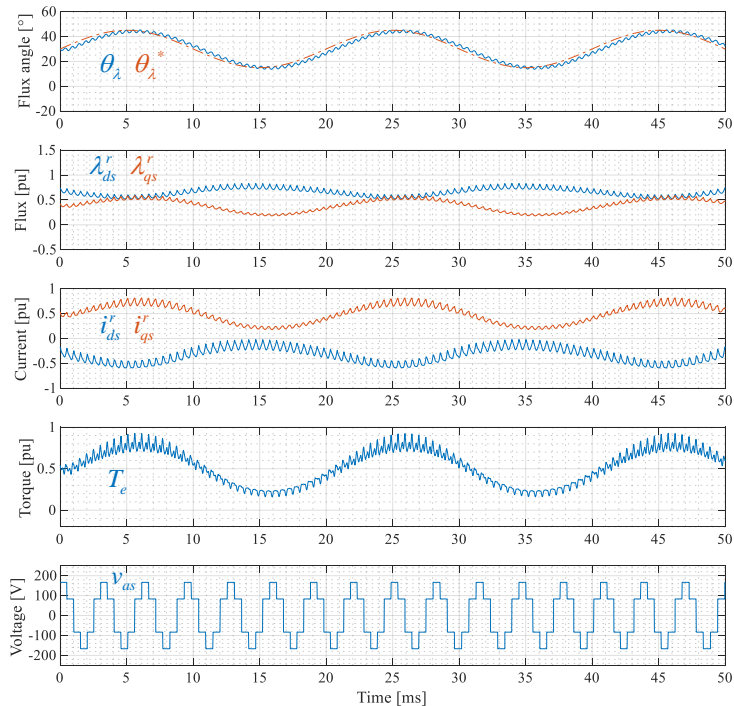


그림 4-21. 램프 응답 시뮬레이션 결과

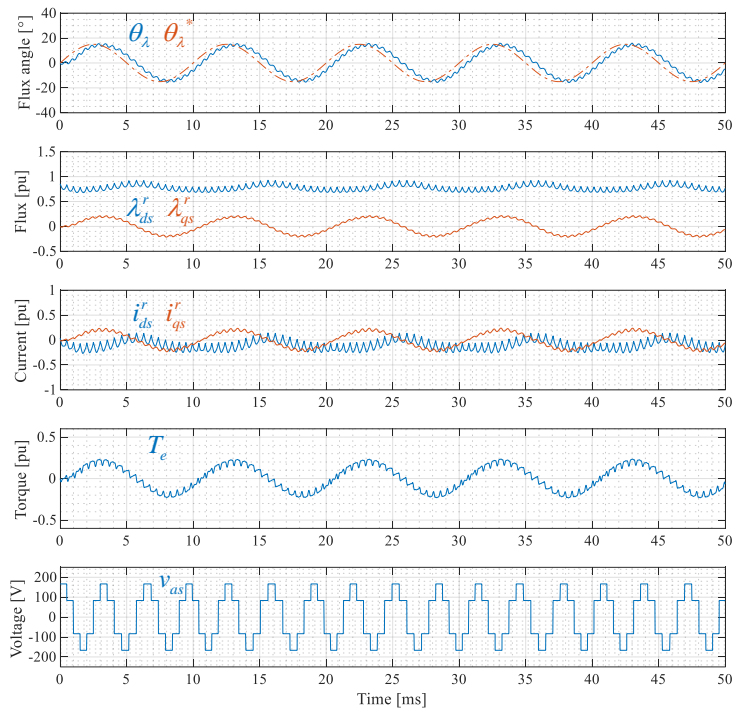
그림 4-21은 θ_i^* 를 램프 형태로 인가하여 자속, 전류, 토크의 응답성을 살펴본 결과이다. θ_i^* 는 전류 제한 하에서 가장 큰 토크를 낼 수 있는 45° 까지 40π rad/s의 기울기로 인가된다. 앞서 3장의 모델 기반 절환 방법은 계단 형태의 입력만을 고려하여서, 램프 혹은 AC 형태와 같이 연속적인 입력 변화에 대한 대응이 불가능했다. 반면 본 장에서 제안하는 절환 방법은 자속 관측기를 통하여 추정된 자속을 이용하는 폐루프 형태로 구성되어 있어서 연속적인 지령 변화에도 대응 가능하다. 그림 4-21과 같이, 램프 입력에 대하여도 큰 진동 없이 잘 동작하는 것을 확인할 수 있다.



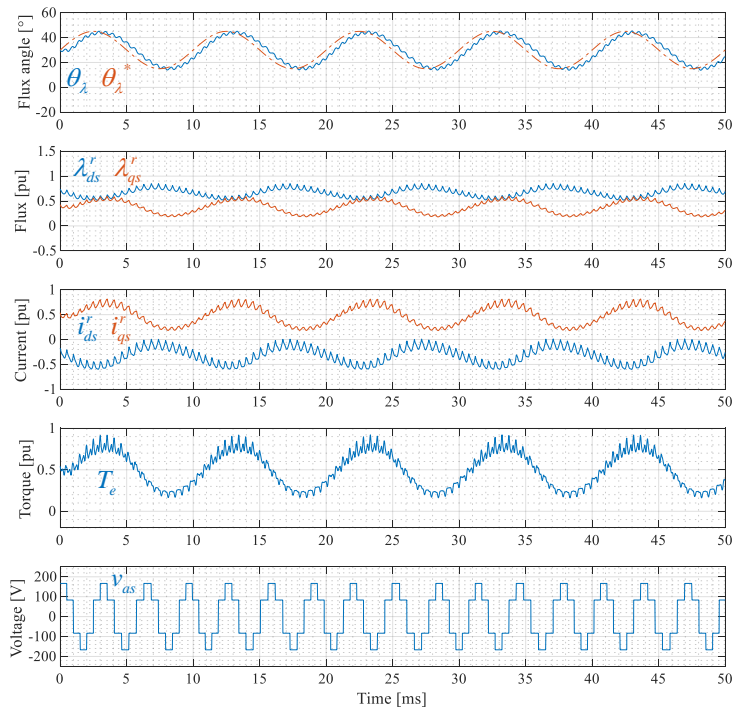
$$(\text{7}) \theta_{\lambda}^* = 15^\circ \sin(2\pi \cdot 50t)$$



$$(\text{8}) \theta_{\lambda}^* = 30^\circ + 15^\circ \sin(2\pi \cdot 50t)$$



(㉔) $\theta_\lambda^* = 15^\circ \sin(2\pi \cdot 100t)$



(㉕) $\theta_\lambda^* = 30^\circ + 15^\circ \sin(2\pi \cdot 100t)$

그림 4-22. AC 응답 시뮬레이션 결과

그림 4-22는 θ_2^* 를 50, 100 Hz의 AC 형태로 인가하여 자속, 전류, 토크의 응답성을 살펴본 결과이다. 앞서 램프 입력과 마찬가지로, AC 형태로 지령이 흔들리는 상황에서도 제안하는 절환 방법은 큰 진동 없이 잘 동작하는 것을 확인할 수 있다. 대상 IPMSM은 16극으로, 2,400 r/min으로 회전할 때 전기각 주파수는 320 Hz이다. 그림 4-22(다)와 (라)의 결과를 통하여, 제안된 절환 방법은 θ_2^* 가 운전 주파수의 약 1/3 주파수로 변할 때까지 θ_2 에는 위상 지연만 발생하는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 4-22(가)와 (나), 그림 4-22(다)와 (라)를 비교하였을 때, 자속각 지령의 DC 값과 무관하게 AC 응답이 유사함을 확인할 수 있다.

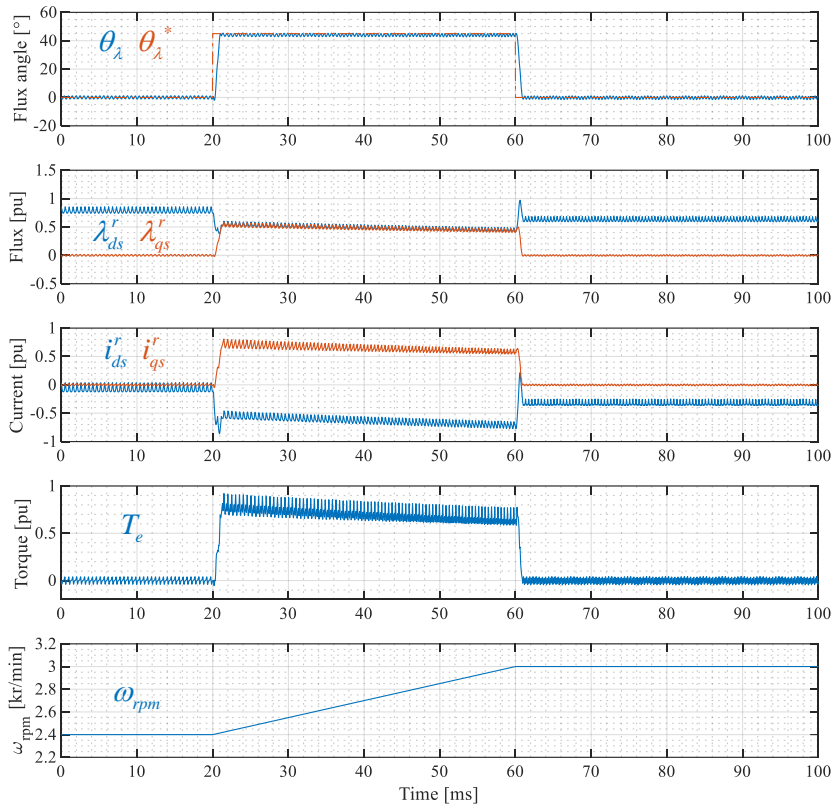
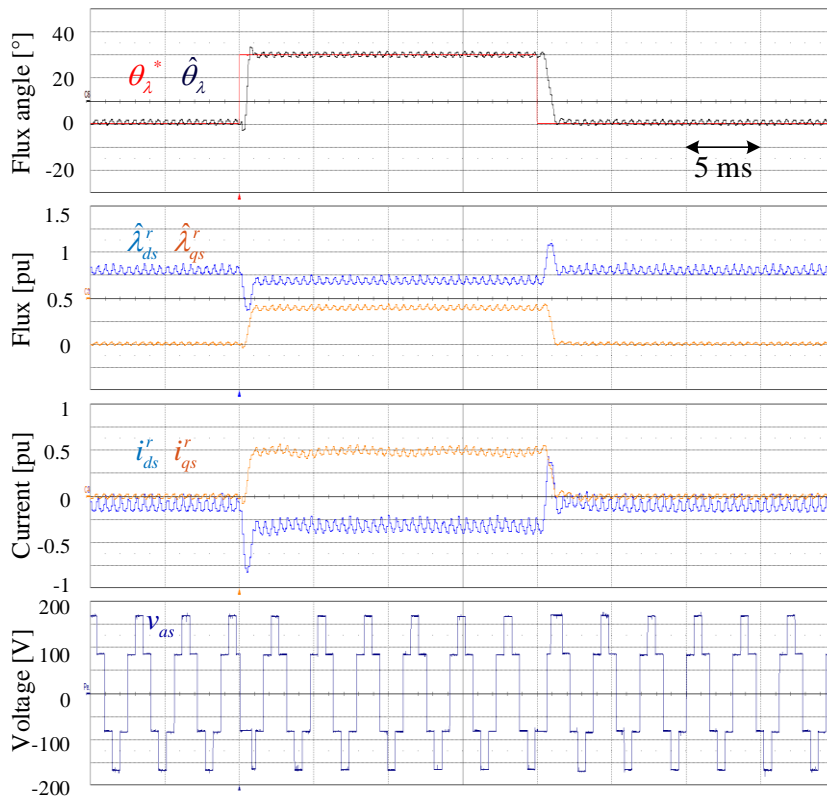


그림 4-23. 가속 상황 시뮬레이션 결과

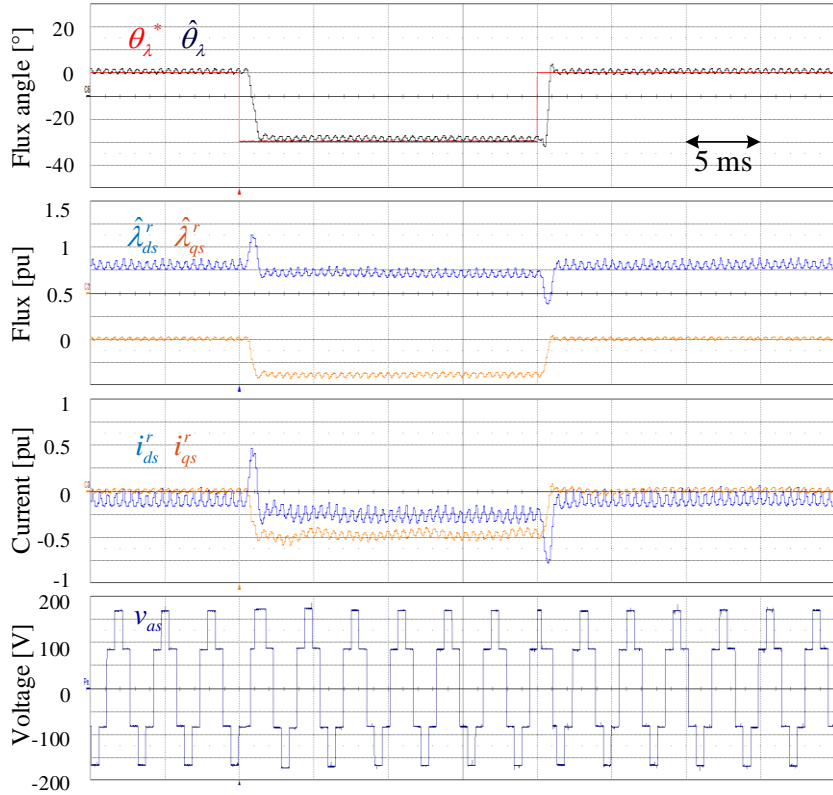
그림 4-23은 20 ms 부근에서 $\theta_\lambda^* = 45^\circ$ 의 지령을 인가하여 2,400 r/min 부터 3,000 r/min까지 가속하는 상황을 모의한 시뮬레이션 결과이다. DC 링크 전압과 샘플링 주파수는 각각 250 V, 10 kHz로 앞선 시뮬레이션 조건과 동일하다. 제안하는 방법은 자속 지령을 생성할 때 회전자의 속도를 고려하므로, 가속 상황에서도 θ_λ 가 잘 제어되는 것을 확인할 수 있다. 또한 제안하는 절환 방법은 자속각 제어 구조이므로, 가속시 전류 운전점이 변하면서 토크가 감소하는 것을 확인할 수 있다.

4.3.2 실험 결과

제안하는 절환 방법의 성능을 실험적으로 검증하기 위하여 실험을 수행한다. 실험 세트의 구성은 부록 C에 수록되어 있다. 실험 조건은 $V_{dc} = 250 \text{ V}$, $f_s = 10 \text{ kHz}$ 이며, 회전 속도는 부하기에 의해 $2,400 \text{ r/min}$ 으로 제어되었다. 이 때, 기본과 주파수에 대한 샘플링 주파수의 비율 31.25로 시뮬레이션 조건과 동일하다. 시뮬레이션과 달리 실험에서는 시험용 IPMSM의 자속 측정이 불가능하므로, 자속 관측기를 통하여 자속의 변화를 살펴본다.



(가) $\theta_{\lambda}^* = 0^\circ \rightarrow 30^\circ \rightarrow 0^\circ$



(나) $\theta_i^* = 0^\circ \rightarrow -30^\circ \rightarrow 0^\circ$

그림 4-24. 계단 응답 실험 결과

그림 4-24는 θ_i^* 를 계단 형태로 인가하여 자속, 전류의 응답성을 살펴본 결과이다. 여기서 $\hat{\theta}_i$ 는 자속 관측기를 통해 얻어진 $\hat{\lambda}_{dqs}^r$ 의 위상으로, 정상상태에서도 전압 고조파로 인하여 6배수 고조파를 지닌다. 그림 4-24(가)의 결과를 살펴보면, 그림 3-22의 저항의 효과를 고려한 모델 기반 3-단계 절환 결과와 유사한 응답성을 가지는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 4-24(나)의 결과를 통하여, 제안하는 방법은 회생 영역에서도 동작하는 것을 확인할 수 있다.

시뮬레이션 결과와 달리, 실험 결과에서는 절환 직후 과도 전류 리플이 발생하는 것을 확인할 수 있는데, 이는 제안하는 방법이 저항에 의한 전압 강하 성분이 작다는 가정 하에 설계되었기 때문이다. 실제 실험 세트에서는 케이블 및 스위칭 소자로 인하여 전체 터미널 저항이 증가하여, 모델링 오차로 인한 과도 전류 리플이 존재한다. 하지만 상위

제어기 등을 통하여 θ_λ^* 를 서서히 바꾸는 경우, 저항 모델링 오차로 인한 전류 리플은 상당 부분 줄어들게 된다.

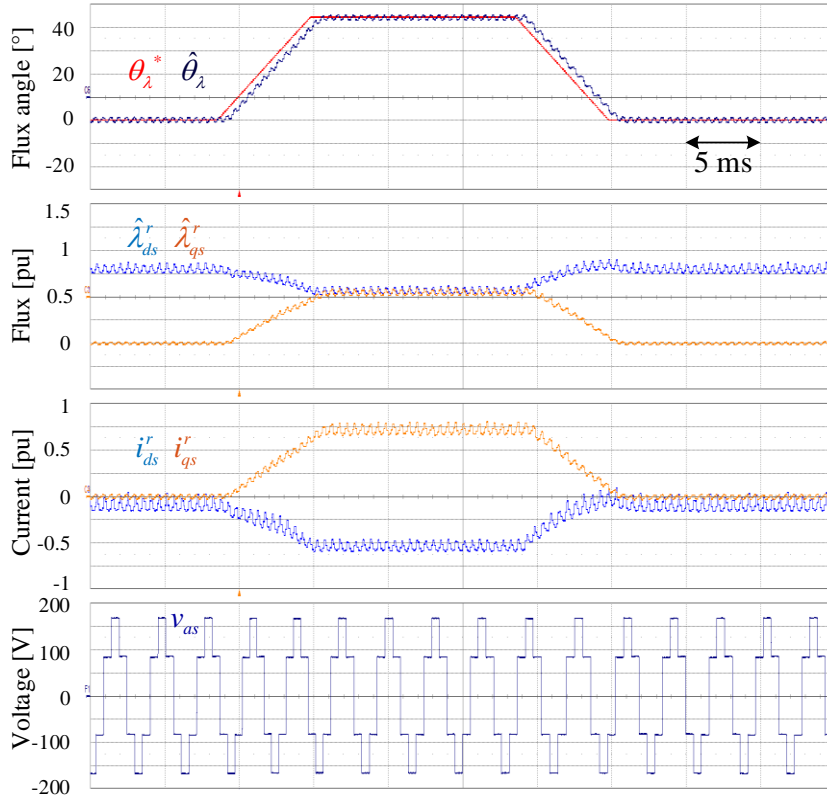
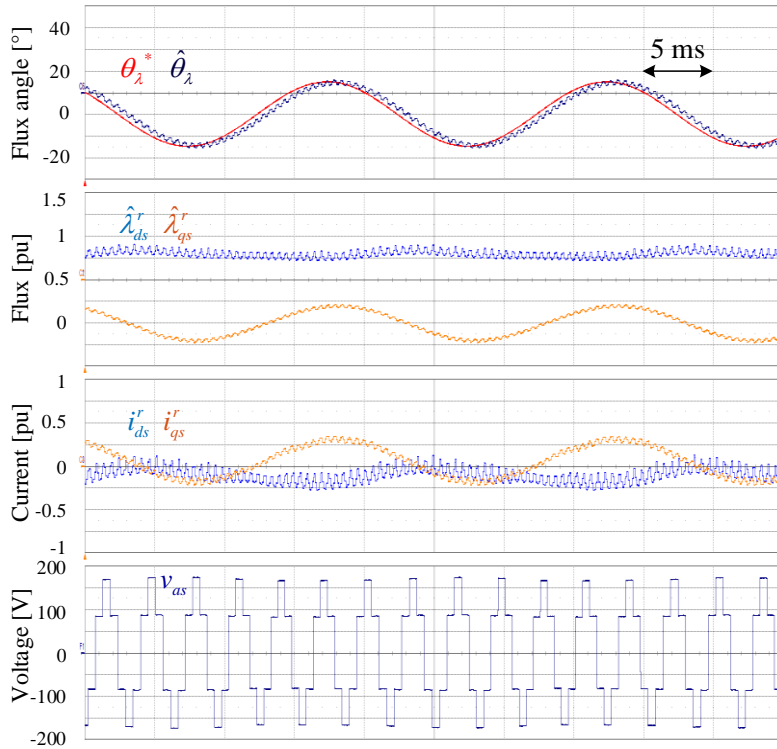
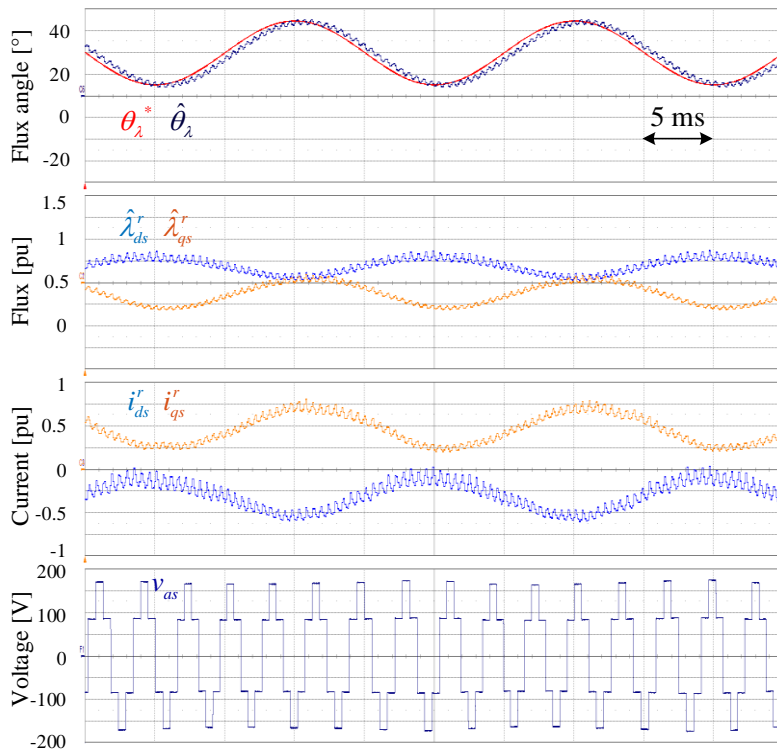


그림 4-25. 램프 응답 실험 결과

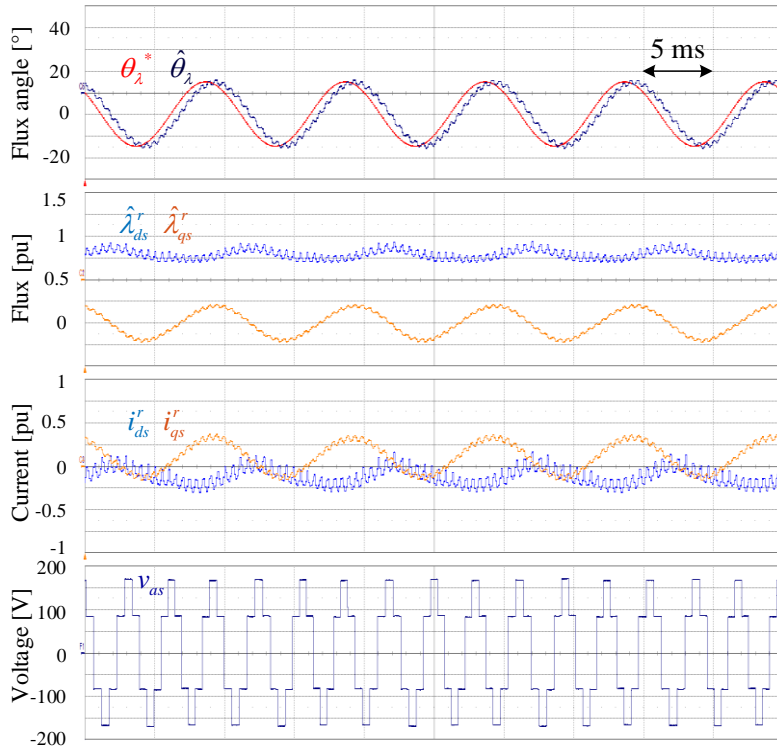
그림 4-25는 θ_λ^* 를 램프 형태로 인가하여 자속, 전류의 응답성을 살펴본 결과이다. θ_λ^* 는 전류 제한 하에서 가장 큰 토크를 낼 수 있는 45° 까지 $40\pi \text{ rad/s}$ 의 기울기로 인가된다. 시뮬레이션 결과와 마찬가지로, 제안하는 방법은 연속적인 지령 변화에 대응 가능한 것을 확인할 수 있다. 또한 계단 응답과 달리, 램프 응답에서는 불필요한 전류 리플 없이 정상상태에 도달하는 것을 확인할 수 있다.



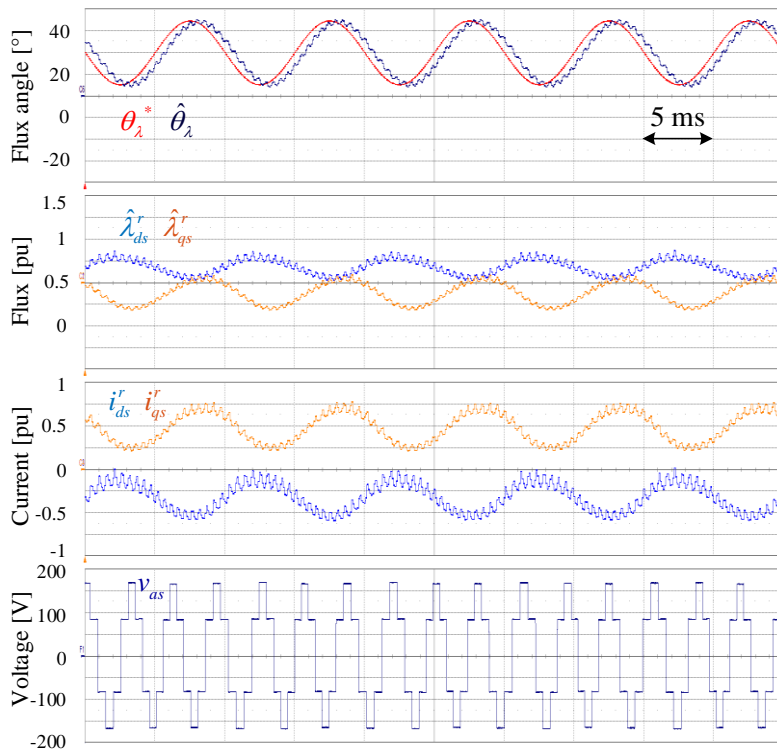
$$(\text{㉞}) \theta_{\lambda}^* = 15^{\circ} \sin(2\pi \cdot 50t)$$



$$(\text{㉟}) \theta_{\lambda}^* = 30^{\circ} + 15^{\circ} \sin(2\pi \cdot 50t)$$



(다) $\theta_\lambda^* = 15^\circ \sin(2\pi \cdot 100t)$



(라) $\theta_\lambda^* = 30^\circ + 15^\circ \sin(2\pi \cdot 100t)$

그림 4-26. AC 응답 실험 결과

그림 4-26은 θ_{λ}^* 를 50, 100 Hz의 AC 형태로 인가하여 자속, 전류의 응답성을 살펴본 결과이다. 앞서 램프 입력과 마찬가지로, AC 형태로 지령이 흔들리는 상황에서도 제안하는 절환 방법은 큰 진동 없이 잘 동작하는 것을 확인할 수 있다. 시뮬레이션 결과와 마찬가지로, 그림 4-26(다)와 (라)의 결과를 통하여 제안된 절환 방법은 θ_{λ}^* 가 운전 주파수의 약 1/3 주파수로 변할 때까지, $\hat{\theta}_{\lambda}$ 은 약간의 위상 지연만 발생하는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 4-26(가)와 (나), 그림 4-26(다)와 (라)를 비교하였을 때, 자속각 지령의 DC 값과 무관하게 AC 응답이 유사함을 확인할 수 있다.

4.4 제안하는 시간-최적 절환 방법의 전달 함수 분석

제안하는 절환 방법은 자속각 제어 구조를 취하며, 궤환 되는 자속 정보는 전압 모델 기반의 자속 추정기를 통하여 얻어진다. 제안하는 절환 방법은 별도의 전류 제어 루프가 없으므로 전류 제한에 대한 모니터링이 어렵다. 따라서 전류 정보를 궤환하여 θ_i^* 를 결정해주는 상위 제어기를 구성해주는 것이 바람직하다.

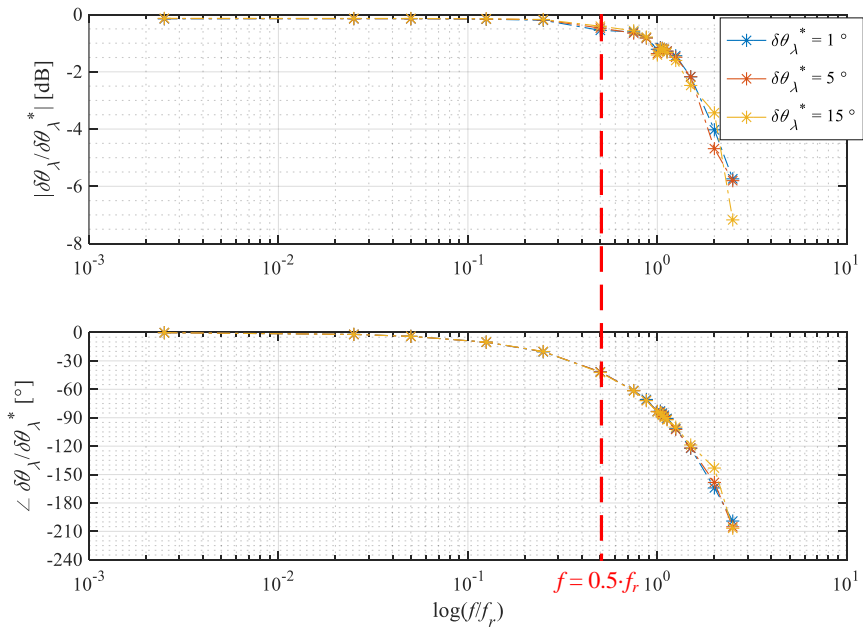
상위 제어기와 제안하는 시간-최적 절환 방법을 종속적(Cascade) 형태로 연결하기 위해서는, 제안하는 절환 방법의 전달 함수(Transfer function) 분석이 선행되어야 한다. 하지만, 제안하는 절환 방법은 정지 좌표계 상에서의 자속 궤적 특징을 바탕으로 설계되어서 일종의 데드비트 및 예측 제어를 결합한 형태이다. 이러한 이유로 인해, 주파수 영역에서의 전달 함수를 수식화 하는 것이 까다롭다.

따라서 자속각 지령을 AC 형태로 인가하고 출력 자속각의 해당 주파수 성분을 분석하여, 제안하는 절환 방법의 전달 함수를 취득하고자 한다. 이 때, 실험상으로는 시험용 IPMSM의 실제 자속에 대한 직접적인 측정이 불가능하므로, 시뮬레이션을 통하여 전달 함수를 얻고자 한다. 단, 절환 자체에는 실제 자속이 아닌 추정된 자속을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

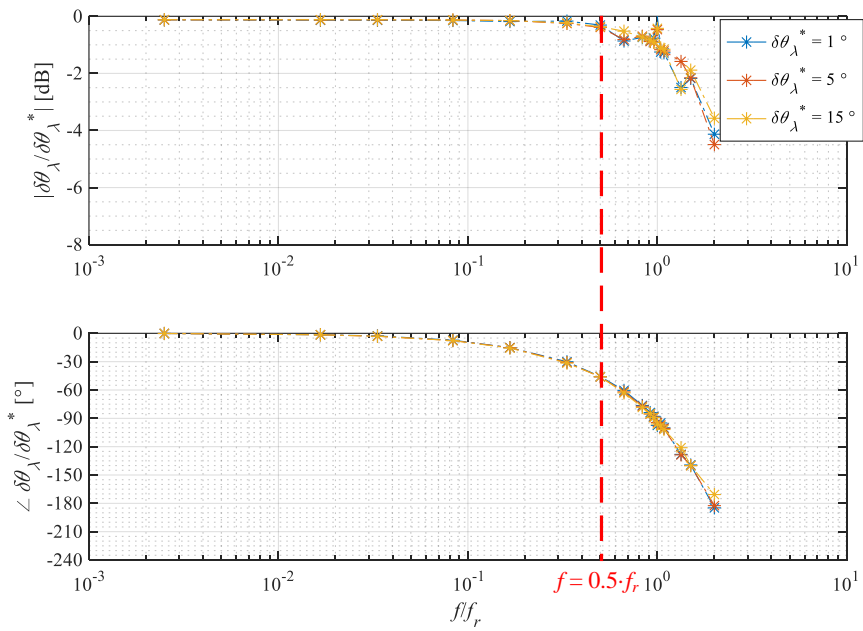
시뮬레이션에서는 $V_{dc} = 250$ V로 고정하였으며, f_r 및 f_s 를 변경하며 다음과 같은 자속각 지령을 인가하였다.

$$\theta_i^* = 30^\circ + \delta\theta_i^* \cos(2\pi f \cdot t). \quad (4.16)$$

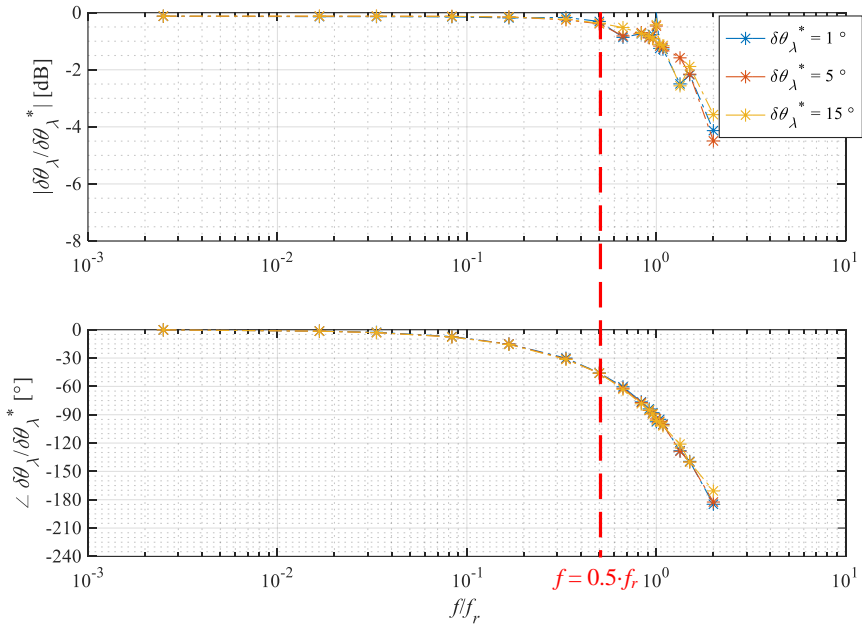
AC 지령의 주파수와 진폭을 바꿔가면서 실제 자속각 θ_i 의 해당 주파수 성분 $\delta\theta_i$ 를 얻음으로써, 다음과 같이 전달 함수를 구할 수 있다.



(7) $f_r = 400$ Hz, $f_s = 10$ kHz



(8) $f_r = 600$ Hz, $f_s = 10$ kHz



(다) $f_r = 400$ Hz, $f_s = 5$ kHz

그림 4-27. 제안하는 절환 방법의 전달 함수

그림 4-27은 f_r 및 f_s 조건에 따른 제안하는 절환 방법의 전달 함수를 나타낸다. 그림 4-27(가)를 살펴보면, 상대적으로 소신호인 $\delta\theta_\lambda^* = 1^\circ$ 부터 대신호인 $\delta\theta_\lambda^* = 15^\circ$ 까지, 유사한 이득과 위상을 가지는 것을 확인할 수 있다. 또한 $\delta\theta_\lambda^*$ 와 무관하게, 제안하는 절환 방법은 약 $2 \cdot f_r$ 에서 -3 dB의 이득을 가지며, 약 $0.5 \cdot f_r$ 에서 45° 의 위상 지연을 가지는 것을 확인할 수 있다.

그림 4-27(나)와 (다)를 살펴보면, 약 $0.5 \cdot f_r$ 까지는 그림 4-27(가)와 유사한 형태를 가지는 것을 알 수 있다. 하지만 기본과 주파수 대비 샘플링 주파수 비율이 줄어들면서 $0.5 \cdot f_r$ 이상에서는 다소 차이가 발생한다.

전달 함수 분석을 바탕으로, 이어지는 장에서는 상위 제어기 구성 방법을 제안한다.

제 5장 시간-최적 절환 방법을 적용한 토크 제어

전동기 구동 시스템에 연결되어 있는 기계 시스템의 원하는 동작 구현을 위해서는 토크 제어가 필수적이다. 4장에서의 시간-최적 절환 방법은 자속각 제어 구조를 지닌다. 따라서 토크 제어를 위해서는 적절한 자속각 지령 결정 방법이 필요하다.

본 장에서는 시간-최적 절환 방법을 적용한 토크 제어와 상위 제어기 설계 방법에 대해 논의한다.

5.1 제어 구조에 대한 검토

5.1.1 참조표를 이용하는 구조

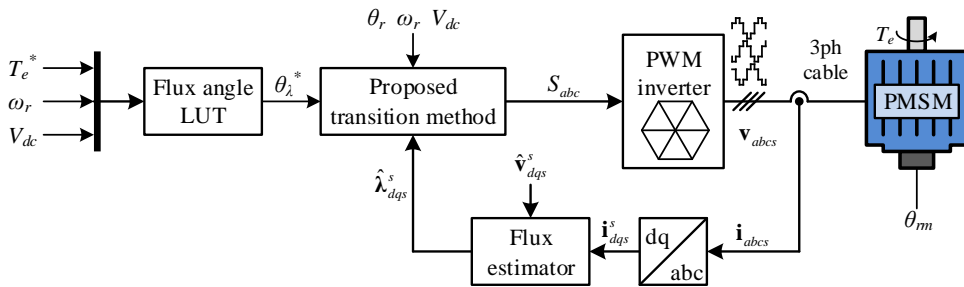


그림 5-1. 참조표를 이용한 식스-스텝 운전

그림 5-1과 같이 (T_e^* , ω_r , V_{dc})를 입력으로, θ_λ^* 를 출력으로 가지는 참조표(Look-up table, LUT)를 이용하는 방법을 고려해 볼 수 있다. 이 경우, 토크 지령이 변화하면 참조표를 통해 즉각적으로 자속각 지령이 결정된다. 참조표에 오차가 없다는 가정 하에 제안한 시간-최적 절환 방법을 적용할 경우, 그림 4-27의 전달 함수와 동일한 토크 응답성을 기대할 수 있다.

하지만 제안하는 시간-최적 절환 방법은 자속 제어 구조를 가지며, 자속은 전압 모델을 통해 추정된다. 전압 모델 자속 추정기에서 저항에 의한 전압 강하 성분을 반영하기 위하여 측정한 전류 정보가 이용된다. 하지만 기저 속도 이상에서는 저항에 의한 전압 강하 성분이 상당히 작으므로, 사실상 전류에 대한 제환 루프가 없다고 봐도 무방하다.

따라서 참조표를 이용하여 직접적으로 자속각 지령을 결정할 경우, 전류 제어 루프의 부재로 인하여 전류에 대한 모니터링이 어렵다. 따라서 그림 5-1과 같이 직접적인 자속각 참조표를 통한 토크 제어 방식은 실제 시스템에 적용하기 부적합하다.

5.1.2 직접 토크 제어 구조

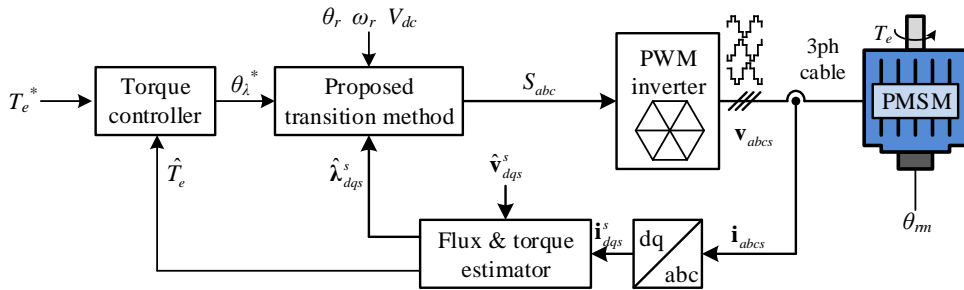


그림 5-2. 직접 토크 제어 구조의 식스-스텝 운전

식스-스텝 운전시 출력 전압의 크기는 고정되므로 정상상태 입력 자유도는 전압각 하나만이 남는다. 따라서 남는 하나의 자유도를 이용하여 직접적으로 토크를 제어하는, 직접 토크 제어(Direct torque control, DTC) 방식을 고려해볼 수 있다.

그림 5-2는 제안하는 절환 방법과 DTC 방식을 합친 제어 구조이다. 일반적인 전동기 구동 시스템에서, 토크는 제어용으로 측정하는 변수가 아니다. 따라서 DTC 방식을 이용하기 위해서는 토크에 대한 추정이 필수적이다. 철손 및 기계적 손실이 작다는 가정하에, PMSM의 출력 토크는 다음과 같이 추정 자속 벡터와 전류 벡터의 외적(Cross product)을 통해 추정할 수 있다.

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2} p (\hat{\lambda}_{dqs}^s \times \mathbf{i}_{dqs}^s) = \frac{3}{2} p (\hat{\lambda}_{ds}^s i_{qs}^s - \hat{\lambda}_{qs}^s i_{ds}^s). \quad (5.1)$$

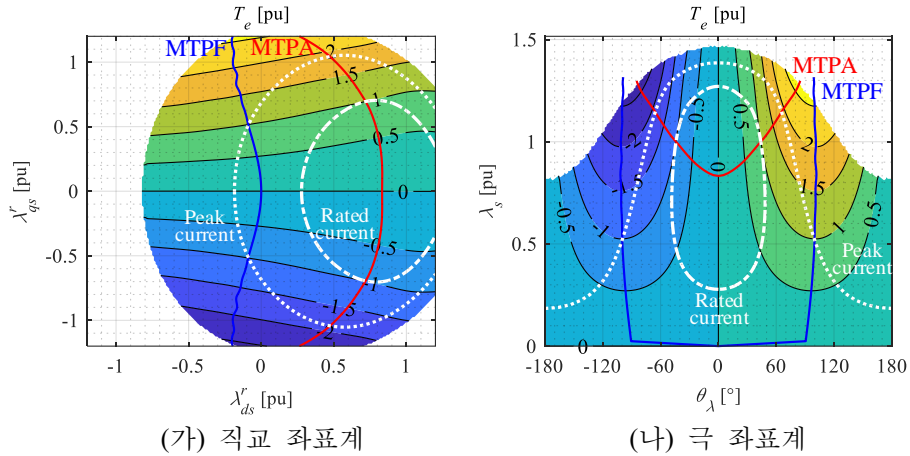


그림 5-3. 자속 평면에서의 시험용 IPMSM 토크맵 (FEA)

그림 5-3은 시험용 IPMSM의 출력 토크를 고정자 자속에 대한 직교 좌표계(Cartesian coordinate)와 극 좌표계(Polar coordinate)에서 나타낸 것이다. 여기서 λ_s 는 자속의 크기, θ_λ 는 회전자 기준 좌표계 상에서의 자속각을 나타낸다. 일반적인 PMSM의 운전점은 전류 제한 조건 하에서 MTPA와 MTPF 곡선 사이에 위치한다. MTPF는 주어진 자속 크기에 대하여 토크를 최대화하는 것을 의미하므로, MTPF 조건식은 아래와 같이 표현된다.

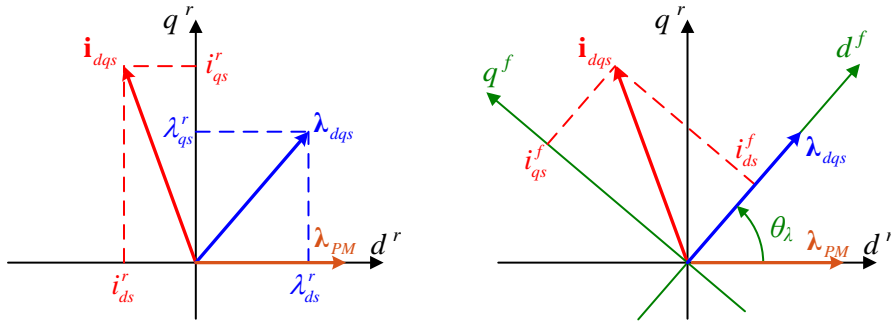
$$\frac{\partial T_e}{\partial \theta_\lambda} = 0. \quad (5.2)$$

그림 5-3(나)를 살펴보면 MTPF 곡선을 지나기 전까지 θ_λ 가 증가함에 따라 토크가 증가하며, MTPF 곡선을 지난 후에는 θ_λ 가 증가하면 토크가 감소하는 것을 볼 수 있다. MTPF 운전이 필요한 무한 속도 시스템의 경우, MTPF 곡선을 넘어서지 않도록 토크 지령에 대한 제한기(Limiter)를 추가적으로 구성하여 MTPF 운전을 고려한 토크 제어를 수행할 수 있다 [1]. MTPF 운전이 필요 없는 유한 속도 시스템의 경우, 양의 이득을 가지는 선형 제어기를 구성하여 토크 제어를 수행할 수 있다.

DTC 방식을 이용할 경우, 간단한 선형 제어기와 연산을 통하여 토크 제어가 가능하다. 하지만 전류에 대한 제어가 이루어지는 것이 아니기 때문에 인버터 및 전동기의 전류 제한에 대한 모니터링이 어렵다.

5.1.3 자속 기준 제어 구조

자속 기준 제어(Field-oriented control)는 3상 전동기의 상전류를 인가 주파수(Exciting frequency)와 동일한 속도로 회전하는 좌표계에서 dq 로 표시되는 직교 성분으로 변환하여 제어하는 방법이다 [55]. 전류의 크기와 위상을 동시에 제어하므로 벡터 제어(Vector control)라고도 불린다.



(가) 회전자 기준 좌표계

(나) 고정자 자속 기준 좌표계

그림 5-4. 벡터 제어에 사용되는 좌표계

그림 5-4는 PMSM의 벡터 제어에 일반적으로 널리 사용되는 두 가지 기준 좌표계를 나타낸다.

그림 5-4(가)는 회전자 기준 좌표계로, 회전자 자속 기준 제어(Rotor flux oriented control, RFOC)에서 사용되는 기준 좌표계이다. 회전자 기준 좌표계는 PMSM의 회전자에 부착된 영구자석의 쇄교 자속 위치에 동기되어 있는 좌표계이다. 따라서 회전자 위치 센서가 부착되어 있는 전동기의 경우 별도의 추정 알고리즘 없이 직관적으로 기준 좌표계를 구할 수 있다는 장점을 가진다.

자기 포화가 없는 이상적인 PMSM에 대하여, 회전자 기준 좌표계에서 인덕턴스 행렬은 교차 결합 성분 없이 d 축 및 q 축 인덕턴스만으로 표현된다.

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

따라서 RFOC를 수행하는 경우, 적절한 전향 보상과 간단한 비례-적분 제어기 설계를 통하여 d 축과 q 축 전류를 분리(Decoupling)하여 독립적으로 제어할 수 있다.

하지만 식스-스텝 운전을 포함한 약자속 영역에서는 입력 자유도가 전압각 하나만 남으므로, 이러한 RFOC의 장점이 퇴색된다. 또한, 자기 포화가 심한 전동기의 경우, 전류 운전점 변화에 따른 토크 및 출력 전압의 변화를 예측하기 어렵다. 이러한 이유로, 대부분의 RFOC 기반 약자속 운전의 경우, 사전 실험을 통해 전압 제한과 토크 선형성을 모두 만족하는 운전점을 참조표 형태로 저장해 둔다 [7].

그림 5-4(나)는 고정자 자속 기준 좌표계로, 고정자 자속 기준 제어(Stator flux oriented control, SFOC)에 사용되는 좌표계이다. 고정자 자속 기준 좌표계는 고정자 자속 벡터에 기준 좌표계의 d 축을 동기시키는 좌표계이다. 직접 토크 제어와 유사하게, 고정자 자속의 크기와 고정자 자속에 직교하는 축의 전류를 제어하는 SFOC에 대한 연구가 많이 진행되고 있다 [56]-[61]. 자속 센서가 부착되지 않은 일반적인 전동기에서 SFOC를 수행하기 위해서는 자속 추정기가 필수적으로 요구된다는 특징이 있다.

고정자 자속 기준 좌표계 상에서, d 축 자속 값은 고정자 자속 벡터의 크기가 되며, q 축 자속은 좌표계의 정의에 따라 0이 된다. 따라서 출력 토크는 아래와 같이 나타난다.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_{dqs}^f \times i_{dqs}^f) = \frac{3}{2} p \lambda_{ds}^f i_{qs}^f. \quad (5.4)$$

여기서 윗첨자 f 는 고정자 자속 기준 좌표계 상에서의 변수임을 나타낸다. 회전자 기준 좌표계 변수로 표현된 토크 식과 비교하였을 때, 고정자 자속 기준 좌표계 변수로 표현된 토크 식은 보다 단순하게 표현되는 것을 확인할 수 있다. 또한 저항에 의한 전압 강하 성분이 작다는 가정 하에 출력 전압의 크기는 다음과 같다.

$$|\mathbf{v}_{dqs}^f| \approx \omega_r \lambda_{ds}^f. \quad (5.5)$$

일반적으로 SFOC 운전점을 결정하는 제어 변수로는 d 축 자속과 q 축 전류가 선호된다. λ_{ds}^{f*} 를 통해 출력 전압의 크기를, i_{qs}^{f*} 를 통해 토크를 제어함으로써, 약자속 영역에서의 운전점 결정이 RFOC 보다 용이하다. 고정자 자속 추정이 정확하게 이루어진다는 가정 하에 i_{qs}^{f*} 는 식 (5.4)로부터 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$i_{qs}^{f*} = \frac{2}{3p} \frac{T_e^*}{\lambda_{ds}^f}. \quad (5.6)$$

식스-스텝 운전시, λ_{ds}^f 는 DC 링크 전압과 회전 속도에 의해 자동적으로 정해지므로, λ_{ds}^f 에 대한 별도의 제어기를 구성할 필요가 없으며, SFOC q 축 전류 제어를 통하여 토크 선형성을 만족할 수 있다. 이러한 이유로, SFOC가 RFOC 보다 식스-스텝 운전시 토크 선형성을 고려한 운전점 결정에 용이하다고 생각된다. 따라서 본 논문에서는 SFOC q 축 전류 제어 구조를 이용한 식스-스텝 운전을 제안한다.

5.2 제안하는 식스-스텝 운전 제어

5.2.1 SFOC q 축 전류 제어 구조

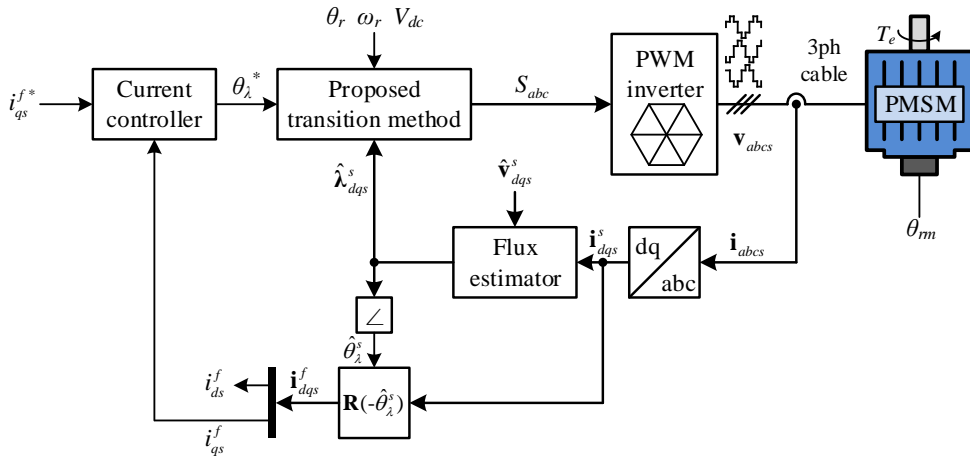


그림 5-5. 제안하는 식스-스텝 운전 블록도

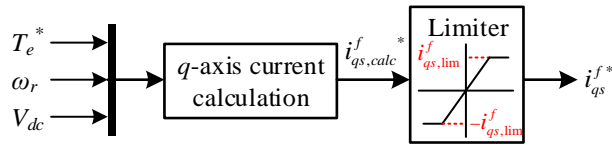


그림 5-6. SFOC q 축 전류 지령 생성기

그림 5-5는 제안하는 식스-스텝 운전 제어 구조이다. SFOC q 축 전류 제어 구조를 가지며, 내부에는 4장에서 제안한 시간-최적 절환 방법이 위치한다. 이 때, 고정자 자속 기준 좌표계는, 추정된 정지 좌표계에서의 자속의 위상 $\hat{\theta}_\lambda^s$ 로부터 결정된다.

그림 5-6은 SFOC q 축 전류 지령 생성기를 나타낸다. 지령 생성기는 주어진 전기각 속도, DC 링크 전압 조건 하에서 토크 지령을 만족시키는 SFOC q 축 전류 지령을 계산한다. 전류 지령 계산은 철손의 영향, 온도에 따른 자속의 변화, MTPF 운전 등을 반영하기 위해 참조표를 통해 이뤄질 수도 있으며, 식 (5.5)의 토크 식에 기반하여 계산할 수도 있다. 토크 식을 이용할 경우, 전류 지령은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$i_{qs,calc}^{f*} = \frac{2}{3p} \frac{\omega_r}{\pi V_{dc}} T_e^* \quad (5.7)$$

참조표 혹은 토크식을 통해 1차적으로 계산된 q 축 전류 지령은 제한기를 통과하여 최종적으로 결정된다. 이 때, q 축 전류 지령의 크기 제한 $i_{qs,lim}^f$ *은 인버터 및 PMSM의 전류 제한 $I_{s,lim}$ 을 고려하여 다음과 같이 설정한다.

$$i_{qs,lim}^f = \sqrt{I_{s,lim}^2 - i_{ds}^{f2}} . \quad (5.8)$$

5.2.2 제어기 설계 고려 사항

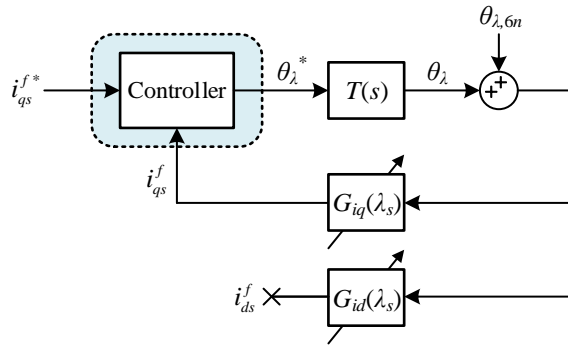


그림 5-7. 제어 루프 블록도

그림 5-7은 제안하는 식스-스텝 운전의 제어 루프 블록도를 나타낸다. $T(s)$ 는 4장의 시간-최적 절환 방법의 전달 함수로, 그림 4-27에 표시되어 있다. 시간-최적 절환 방법은 전류 제어기의 출력을 바탕으로 평균 자속각을 제어한다. $T(s)$ 는 약 $0.5f_r$ 까지 45° 의 위상 지연만 발생할 뿐, 이득은 1에 가깝다.

PMSM은 회전자에 별도의 전기적 여자(Excitation) 회로가 없으므로, 자속과 전류는 일대일 대응 관계를 가진다. 자기 포화가 없는 이상적인 전동기의 경우, 전류와 자속은 회전자 기준 좌표계 상에서 다음과 같은 관계식을 가진다.

$$\lambda_{dqs}^r = \mathbf{L}_{dqs} \mathbf{i}_{dqs}^r + \lambda_{PM} . \quad (5.9)$$

회전자 기준 좌표계 상에서의 전류 벡터와 고정자 자속 기준 좌표계 상에서의 전류 벡터는 아래와 같은 관계식을 가진다.

$$\mathbf{i}_{dqs}^r = \mathbf{R}(\theta_\lambda) \mathbf{i}_{dqs}^f . \quad (5.10)$$

또한 회전자 기준 좌표계 상에서의 자속 벡터는 다음과 같이 λ_s 와 θ_λ 에 대하여 표현 가능하다.

$$\lambda_{dqsr} = \lambda_s \begin{bmatrix} \cos \theta_\lambda \\ \sin \theta_\lambda \end{bmatrix}. \quad (5.11)$$

식 (5.9)-(5.11)을 연립하면 고정자 자속 기준 좌표계 상에서의 전류 벡터는 아래와 같이 λ_s 와 θ_λ 에 대하여 표현 가능하다.

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{dqsf} &= \mathbf{R}(-\theta_\lambda) \mathbf{L}_{dqsr}^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_s \cos \theta_\lambda - \lambda_{PM} \\ \lambda_s \sin \theta_\lambda \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{\lambda_s}{L_{ds} L_{qs}} (L_{qs} \cos^2 \theta_\lambda + L_{ds} \sin^2 \theta_\lambda) - \frac{\lambda_{PM}}{L_{ds}} \cos \theta_\lambda \\ \frac{\lambda_s}{L_{ds} L_{qs}} (L_{ds} - L_{qs}) \sin \theta_\lambda \cos \theta_\lambda + \frac{\lambda_{PM}}{L_{ds}} \sin \theta_\lambda \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{\lambda_s}{L_{ds} L_{qs}} (\Sigma L_s - \Delta L_s \cos 2\theta_\lambda) - \frac{\lambda_{PM}}{L_{ds}} \cos \theta_\lambda \\ \frac{\lambda_s}{L_{ds} L_{qs}} \Delta L_s \sin 2\theta_\lambda + \frac{\lambda_{PM}}{L_{ds}} \sin \theta_\lambda \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.12)$$

여기서 ΣL_s 와 ΔL_s 는 각각 다음과 같이 정의된다.

$$\Sigma L_s \triangleq \frac{1}{2} (L_{ds} + L_{qs}). \quad (5.13)$$

$$\Delta L_s \triangleq \frac{1}{2} (L_{ds} - L_{qs}). \quad (5.14)$$

식 (5.12)에 나타나듯이, 이상적인 PMSM 모델을 가정하더라도 고정자 자속 기준 좌표계 상에서의 전류는 자속에 대하여 복잡하게 표현되는 것을 확인할 수 있다. 그림 5-7에서는 λ_s 및 θ_λ 에 대한 d 축, q 축 전류의 함수를 각각 가변 이득(Variable gain) 블록 G_{id} 와 G_{iq} 로 표시하였다. 제어기 설계 시, 이러한 플랜트 특성을 고려하여 제어기 이득을 설정해야 한다.

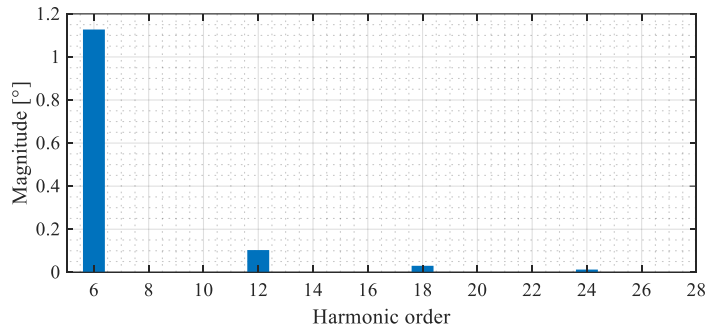


그림 5-8. 순시 자속각의 고조파 스펙트럼

그림 5-7에서 $\theta_{i,6n}$ 은 순시 자속각의 고조파 성분을 나타낸다. 그림 3-2(가)에 나타나 듯이, 식스-스텝 운전시 전압 고조파로 인하여 정상상태에서 순시 자속각은 고조파 성분을 가진다. 그림 5-8은 정상상태 순시 자속각의 고조파 스펙트럼을 나타낸다. 6배수 고조파 성분이 존재하며 그 중 6고조파 성분이 약 1°로 가장 큰 것을 확인할 수 있다. 이러한 고조파 성분은 θ_i 및 ω_r 에 상관 없이 동일하다. $\theta_{i,6n}$ 은 전류 제어기 입장에서 외란으로 작용한다. 따라서 이러한 고조파 외란을 차단할 수 있도록 전류 제어기를 설계해야 한다.

5.2.3 제어기 형태에 따른 소신호 전달 함수 분석

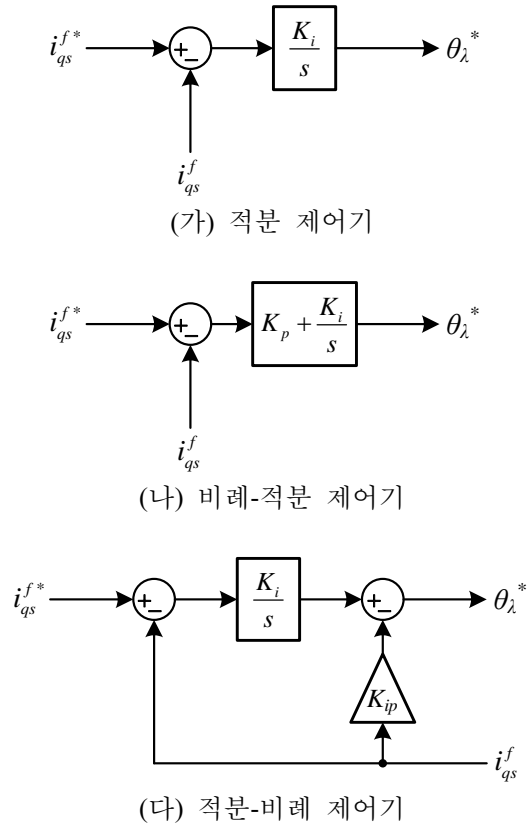


그림 5-9. 비례기와 적분기를 이용하는 선형 제어기

그림 5-9는 일반적으로 널리 사용되는 선형 제어기들을 나타낸다. 정상상태 오차를 없애기 위하여 적분기를 포함한 제어 구조만을 고려하였다. 또한 궤환 되는 i_{qs}^f 는 6배수 고조파 성분을 지니고 있고 미분기는 이러한 고조파 성분을 증폭시키므로, 미분기를 포함한 구조는 고려하지 않는다. 위의 세 가지 제어기 형태에 대하여 지령과 외란에 대한 i_{qs}^f 의 소신호 분석을 진행하고, 해당 분석을 통해 적합한 제어기 구조를 모색한다.

소신호 분석을 위하여, 그림 5-7의 $T(s)$ 와 G_{iq} 에 대한 적절한 근사가 필요하다. 그림 4-27에서 $T(s)$ 는 약 $0.5 \cdot f_r$ 까지 약간의 위상 지연만 발생할 뿐 이득은 1에 가까운 것을 확인할 수 있다. 제어 주파수 대역 ω_c 를 $0.5 \cdot (2\pi f_r)$ 이하로 설정한다는 가정 하에, 해당 영역에서의 $T(s)$ 는 1로 근사한다.

식 (5.12)에 나타나 듯이 이상적인 PMSM을 가정하더라도 i_{qs}^f 는 θ_λ 에 대하여 비선형 함수 형태로 나타난다. 소신호 분석을 위하여, G_{iq} 는 아래와 같이 평형점 $\theta_{\lambda,0}$ 근방에서 선형화를 통해 근사할 수 있다.

$$\theta_\lambda = \theta_{\lambda,0} + \delta\theta_\lambda. \quad (5.15)$$

$$i_{qs}^f = i_{qs,0}^f + \delta i_{qs}^f. \quad (5.16)$$

$$i_{qs,0}^f = i_{qs}^f(\theta_\lambda = \theta_{\lambda,0}) = \frac{\lambda_s}{L_{ds} L_{qs}} \Delta L_s \sin 2\theta_{\lambda,0} + \frac{\lambda_{PM}}{L_{ds}} \sin \theta_{\lambda,0}. \quad (5.17)$$

$$G_{iq} \approx G_{iq,0} = \frac{\partial i_{qs}^f}{\partial \theta_\lambda}(\theta_\lambda = \theta_{\lambda,0}) = \frac{2\lambda_s \Delta L_s}{L_{ds} L_{qs}} \cos 2\theta_{\lambda,0} + \frac{\lambda_{PM}}{L_{ds}} \cos \theta_{\lambda,0}. \quad (5.18)$$

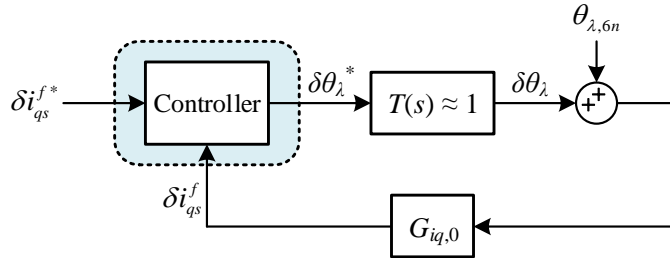


그림 5-10. 평형점 근방의 소신호 모델

그림 5-10은 앞서 설명한 근사를 통해 얻어진 평형점 근방에서의 소신호 모델이다. 해당 모델을 통하여 살펴 볼 전달 함수는 두 가지이다. 첫 번째는 δi_{qs}^f 에 대한 δi_{qs}^f 이며, 해당 전달 함수는 전류 제어 응답성을 나타낸다. 두 번째는 $\theta_{\lambda,6n}$ 에 대한 $\delta\theta_\lambda$ 이며, 해당 전달 함수는 외란 차단 성능을 나타낸다.

그림 5-9(가)와 같이 적분 제어기로 이용하는 경우, 평형점 근방의 소신호 전달 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{\delta i_{qs}^f}{\delta i_{qs}^{f*}} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}. \quad (5.19)$$

$$\frac{\delta \theta_\lambda}{\theta_{\lambda,6n}} = -\frac{\omega_c}{s + \omega_c}. \quad (5.20)$$

여기서 ω_c 는 다음과 같다.

$$\omega_c = G_{iq,0} K_i. \quad (5.21)$$

지령 및 외란에 대한 소신호 응답은 식 (5.19)와 (5.20)과 같이 1차 저역 통과 필터(Low pass filter) 형태로 나타나며, 동일한 차단 주파수를 지니는 것을 확인할 수 있다. 앞서 언급한 바와 같이 ω_c 는 시간-최적 절환 방법의 전달 함수를 고려하여 $0.5 \cdot (2\pi f_r)$ 이하로 설정하므로, $6n \cdot (2\pi f_r)$ ($n \geq 1$) 주파수 성분을 가지는 외란은 식 (5.20)의 전달 함수를 통하여 차단될 수 있다.

하지만 실제 G_{iq} 는 운전점에 따라 변한다. 이로 인하여 K_i 를 정적이득(Static gain)으로 설정할 경우, $\theta_{\lambda,0}$ 에 따라 전류 응답성이 달라질 수 있다. 대신호에 대해서도 동일한 응답성을 가지기 위해서는 적절한 가변이득(Variable gain) 형태로 K_i 를 설정해야 한다.

그림 5-9(나)와 같이 비례-적분 제어기를 이용하는 경우, 평형점 근방에서의 전달 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{\delta i_{qs}^f}{\delta i_{qs}^{f*}} = \frac{\frac{\omega_c}{\omega_{pi}} s + \omega_c}{s + \omega_c}. \quad (5.22)$$

$$\frac{\delta \theta_\lambda}{\theta_{\lambda,6n}} = -\frac{\frac{\omega_c}{\omega_{pi}} s + \omega_c}{s + \omega_c}. \quad (5.23)$$

여기서 ω_c 와 ω_{pi} 는 다음과 같다.

$$\omega_c = \frac{G_{iq,0} K_i}{1 + G_{iq,0} K_p}. \quad (5.24)$$

$$\omega_{pi} = \frac{K_i}{K_p}. \quad (5.25)$$

식 (5.22)와 식 (5.23)을 살펴보면, 비례-적분 제어기를 사용하는 경우 지령 및 외란에 대한 전달 함수가 모두 영점(Zero)이 생기는 것을 확인할 수 있다. 지령에 대한 전달 함수를 살펴보면, 고정된 ω_c 에 대하여 K_p 를 키울수록 전달 함수가 1에 가까워지면서 빠른 응답성을 가질 수 있다. 하지만 이 경우, 외란 전달 함수의 영점 또한 0에 가까워지며 외란 차단 성능을 확보하기 힘들다. 이는 궤환 되는 전류에 있는 고조파 성분이 K_p 를 통해 악영향을 끼치는 것으로 해석할 수 있다.

비례-적분 제어기 구조를 유지하면서 외란 차단 성능을 개선하기 위해서는 전류 궤환 부에 추가적인 저역 통과 필터 혹은 대역 통과 필터를 설치해야한다. 하지만 이 경우, 필터에 의한 시지연으로 인하여 전반적인 제어 안정도가 악화될 수 있다.

그림 5-9(다)와 같이 적분-비례 제어기를 구성하여, 일종의 능동 댐핑(Active damping)을 통해 제어 안정성을 높이는 효과를 기대할 수 있다. 이 때, 평형점 근방에서의 전달 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{\delta i_{qs}^f}{\delta i_{qs}^{f*}} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}. \quad (5.26)$$

$$\frac{\delta \theta_{\lambda}}{\theta_{\lambda,6n}} = -\frac{\frac{\omega_c}{\omega_p} s + \omega_c}{s + \omega_c}. \quad (5.27)$$

여기서 ω_c 와 ω_{ip} 는 다음과 같다.

$$\omega_c = \frac{G_{iq,0} K_i}{1 + K_{ip}}. \quad (5.28)$$

$$\omega_{ip} = \frac{K_i}{K_{ip}}. \quad (5.29)$$

식 (5.26)을 살펴보면, 적분-비례 제어기를 사용하는 경우, 지령에 대한 전달 함수는 적분 제어기와 동일하게 1차 저역 통과 필터 형태를 가진다. 하지만, 식 (5.27)의 외란 전달 함수가 영점을 포함하는 것을 확인할 수

있다. 이는 고조파 성분이 포함된 전류 정보를 직접적으로 궤환 하면서, 고조파가 K_{ip} 를 통해 악영향을 끼치는 것으로 해석할 수 있다.

K_{ip} 의 입력 부분에 추가적인 저역 통과 필터 혹은 대역 통과 필터를 구성하여 6배수 고조파 성분을 차단한다면, 적분-비례 제어기의 능동 댐핑 효과를 기대할 수 있다. 하지만 이 경우, 필터의 추가적인 시지연으로 인하여 전반적인 제어 안정도가 악화될 수 있다. 따라서 외란 차단 측면에서, 비례-적분 제어기와 마찬가지로 적분-비례 제어기 또한 부적합하다.

정리하자면, 비례기가 포함된 제어기는 비례기와 적분기 이득을 통해 제어 주파수 대역 ω_c 를 2 자유도로 설정할 수 있지만, 외란 전달 함수에 영점이 존재하게 되면서 외란 차단에 부적합하다. 비례기가 포함된 구조를 이용하려면, 궤환 되는 전류에 대하여 6배수 고조파 성분을 차단하는 추가적인 필터가 필요한데, 필터를 이용할 경우 필터의 시지연으로 인하여 제어 안정도가 악화될 가능성이 있다. 따라서 본 논문에서는 적분 제어기 만을 이용하여 전류 제어기를 구성한다.

하지만 정적 이득으로 적분 제어기를 구성할 경우, 운전점에 따라 G_{iq} 가 변하고, 이로 인해 등가 제어 주파수 대역이 변하면서 서로 다른 운전점에서 일정한 응답성을 얻을 수 없다. 따라서 이어지는 절에서는 적분 제어기의 가변 이득 설정 방법에 대하여 설명한다.

5.2.4 제어기 이득 설정

적분 제어기로 전류 제어기를 구성할 경우 비교적 단순한 구조로 외란에 대한 차단 성능을 확보함과 동시에 1차 저역 통과 필터 형태의 i_{qs}^f 응답성을 얻을 수 있다. 하지만 i_{qs}^f 는 θ_λ 에 대하여 비선형적으로 표현되므로, 정적 이득을 사용할 경우 운전점에 따라 전류 응답성이 달라지게 된다.

따라서 일정한 응답성을 가지기 위해서는 적절한 가변 이득 설정이 필요하다. 다음과 같은 적분기 이득 설정을 통하여, q 축 전류에 대한 동일한 응답성을 기대할 수 있다.

$$K_i = \omega_c \left(\frac{\partial i_{qs}^f}{\partial \theta_\lambda} \right)^{-1}. \quad (5.30)$$

식 (5.30)에 나타나 듯이, 적분기 이득을 계산하기 위해서는 θ_λ 에 대한 i_{qs}^f 의 편미분 정보가 필요하다. 자기 포화가 없는 이상적인 PMSM의 경우, $\partial i_{qs}^f / \partial \theta_\lambda$ 는 식 (5.18)에 기반하여 다음과 같이 인덕턴스 및 자속각을 통하여 표현할 수 있다.

$$\frac{\partial i_{qs}^f}{\partial \theta_\lambda} = 2 \frac{\lambda_s}{L_{ds} L_{qs}} \Delta L_s \cos 2\theta_\lambda + \frac{\lambda_{PM}}{L_{ds}} \cos \theta_\lambda. \quad (5.31)$$

하지만 약자속 영역에서는 철심의 포화 현상으로 인하여 명목 제정수를 이용하여 $\partial i_{qs}^f / \partial \theta_\lambda$ 를 계산할 경우, 오차가 발생할 수 있다. 따라서 포화 및 교차 결합 현상에 대한 영향을 살펴보고자 한다.

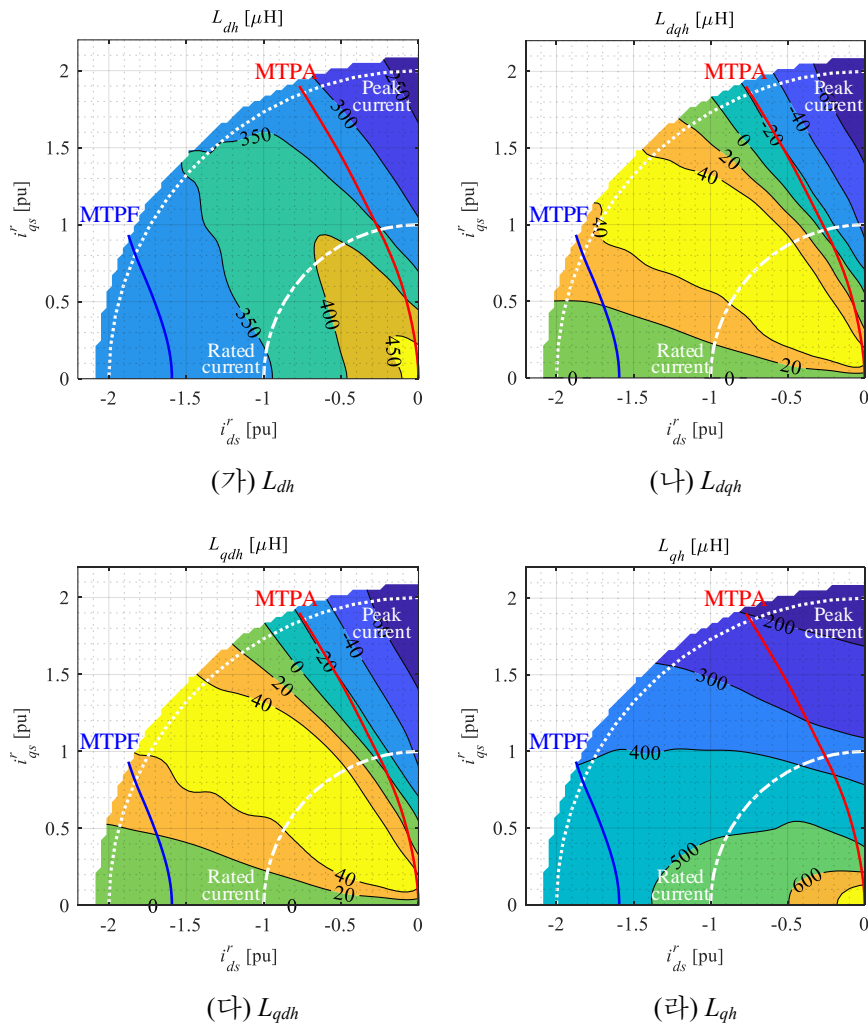


그림 5-11. 증분 인덕턴스 맵(FEA)

그림 5-11은 시험용 IPMSM의 증분 인덕턴스(Incremental inductance) 맵을 나타낸다. 여기서 증분 인덕턴스는 회전자 기준 좌표계에서 전류에 대한 기본과 자속의 편미분을 의미한다. 이를 행렬로 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{L}_h = \begin{bmatrix} L_{dh} & L_{dqh} \\ L_{qdh} & L_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_{ds}^r}{\partial i_{ds}^r} & \frac{\partial \lambda_{ds}^r}{\partial i_{qs}^r} \\ \frac{\partial \lambda_{qs}^r}{\partial i_{ds}^r} & \frac{\partial \lambda_{qs}^r}{\partial i_{qs}^r} \end{bmatrix}. \quad (5.32)$$

이상적인 PMSM의 경우, 각 축의 자속은 해당 축 전류에 대하여 일변수 선형 함수(Univariate linear function)로 나타난다. 하지만 실제로는 철심의 포화와 교차 결합 현상으로 인하여, 자속은 다변수 비선형 함수(Multivariate nonlinear function)로 나타난다. 이로 인하여, 교차 인덕턴스 L_{dqh} , L_{qdh} 가 나타나며, 각 인덕턴스는 모두 전류에 대한 비선형 함수로 나타난다. 철손의 영향이 작다는 가정 하에, 가역 정리(Reciprocity theorem)에 의하여 $L_{dqh} = L_{qdh}$ 의 성질이 일반적으로 성립한다.

회전자 기준 좌표계 상에서의 미소 자속 변화분 $d\lambda_{dqs}^r$ 은 다음과 같이 미소 전류 변화분 $d\mathbf{i}_{dqs}^r$ 과 인덕턴스 행렬을 통해 나타낼 수 있다.

$$d\lambda_{dqs}^r = \mathbf{L}_h d\mathbf{i}_{dqs}^r. \quad (5.33)$$

이 때, $d\mathbf{i}_{dqs}^r$ 은 식 (5.10)을 통하여, 고정자 자속 기준 좌표계 상에서의 미소 전류 변화분 $d\mathbf{i}_{dqs}^f$ 과 미소 자속각 변화분 $d\theta_\lambda$ 으로 표현 가능하다.

$$d\mathbf{i}_{dqs}^r = \mathbf{R}(\theta_\lambda) d\mathbf{i}_{dqs}^f + \mathbf{J}\mathbf{R}(\theta_\lambda) \mathbf{i}_{dqs}^f d\theta_\lambda. \quad (5.34)$$

이와 동일하게, $d\lambda_{dqs}^r$ 또한 $d\theta_\lambda$ 와 미소 자속 크기 변화분 $d\lambda_s$ 로 다음과 같이 표현 가능하다.

$$d\lambda_{dqs}^r = \mathbf{R}(\theta_\lambda) \begin{bmatrix} d\lambda_s \\ \lambda_s d\theta_\lambda \end{bmatrix}. \quad (5.35)$$

식 (5.33)-(5.35)를 연립하면 다음과 같이 고정자 자속 기준 좌표계 상에서의 미소 변화분에 대한 관계식을 얻을 수 있다.

$$d\mathbf{i}_{dqs}^f = -\mathbf{J}\mathbf{i}_{dqs}^f d\theta_\lambda + \mathbf{R}(-\theta_\lambda) \mathbf{L}_h^{-1} \mathbf{R}(\theta_\lambda) \begin{bmatrix} d\lambda_s \\ \lambda_s d\theta_\lambda \end{bmatrix}. \quad (5.36)$$

식 (5.36)을 통하여, $\partial \mathbf{i}_{dqs}^f / \partial \theta_\lambda$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{\partial \mathbf{i}_{dqs}^f}{\partial \theta_\lambda} = -\mathbf{i}_{dqs}^f + \frac{\lambda_s}{\det \mathbf{L}_h} \left\{ \Sigma L_h + \Delta L_h \cos 2\theta_\lambda + L_{dqh} \sin 2\theta_\lambda \right\}. \quad (5.37)$$

여기서 ΣL_h 와 ΔL_h 는 각각 다음과 같이 정의한다.

$$\Sigma L_h \triangleq \frac{1}{2} (L_{dh} + L_{qh}). \quad (5.38)$$

$$\Delta L_h \triangleq \frac{1}{2} (L_{dh} - L_{qh}). \quad (5.39)$$

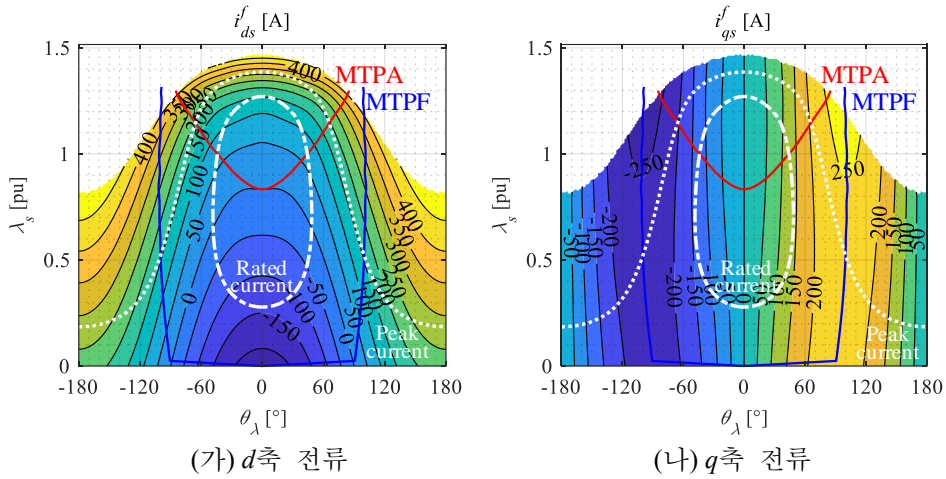


그림 5-12. 자속 극 좌표계 상에서의 고정자 자속 기준 좌표계 d 축, q 축 전류 (FEA)

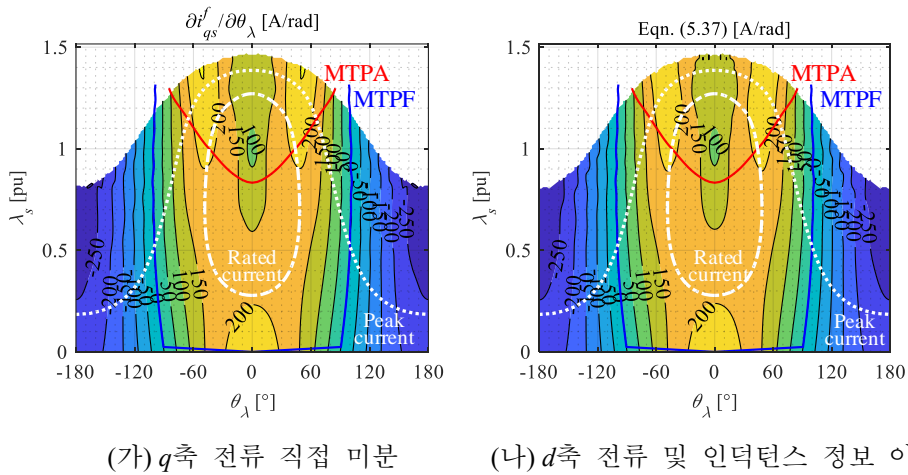


그림 5-13. 자속각에 대한 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류 편미분 결과

식 (5.37)의 검증을 위하여 유한 요소 해석(Finite element analysis, FEA)을 수행하였다. 그림 5-12는 FEA를 통해 얻어진 고정자 기준 좌표계 상에서의 d 축, q 축 전류를 자속 극 좌표계 상에서 나타낸 것이다.

그림 5-13은 자속각에 대한 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류 편미분 결과를 나타낸다. 그림 5-13(가)는 그림 5-12(나)의 결과를 바탕으로 수치 미분을 통해 얻어진 결과이며, 그림 5-13(나)는 FEA를 통해 얻어진 인덕턴스와 d 축 전류 정보를 이용하여 식 (5.37)의 계산을 바탕으로 얻어진 결과이다. PMSM의 운전점은 MTPA 곡선, MTPF 곡선, 전류 제한

곡선 사이에 위치하는데, 해당 운전 영역에 대하여 두 결과가 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다. 실제로 운전하지 않는 양의 d 축 전류 영역과 전류 제한 이상의 영역 대하여도 두 결과가 잘 일치하는 것을 확인할 수 있으며, 이를 통해 식 (5.37)의 타당성을 확인 할 수 있다. λ_s 가 큰 영역에서는 다소 불일치하는 것을 확인할 수 있는데, 이는 수치 미분 과정에서 발생하는 오차로 생각된다. 철심의 포화가 없는 이상적인 PMSM의 경우, 증분 인덕턴스는 상수로 표현되며, 식 (5.37)과 식 (5.31)은 동일하게 나타난다.

식 (5.37)에 기반하여 적분기 이득을 설정해줄 경우, 전동기의 포화 현상을 고려한 이득을 설정할 수 있다. 이 경우, d 축 전류 정보는 측정된 전류 정보를 기반으로 얻어질 수 있는 반면, L_{dh}, L_{qh}, L_{dqh} 정보를 이용하기 위해서는 사전 실험이 필요하다는 단점이 존재한다. 따라서 추가적인 근사를 통하여 이득 설정을 보다 간단하게 할 수 있을지 살펴보고자 한다.

식 (5.37)의 인덕턴스와 관련된 성분은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \frac{\lambda_s}{\det \mathbf{L}_h} \left\{ \Sigma L_h + \Delta L_h \cos 2\theta_\lambda + L_{dqh} \sin 2\theta_\lambda \right\} \\ &= \frac{\lambda_s}{\det \mathbf{L}_h} \left\{ \Sigma L_h + \sqrt{\Delta L_h^2 + L_{dqh}^2} \cos(2\theta_\lambda - \Theta_L) \right\}. \end{aligned} \quad (5.40)$$

여기서 Θ_L 은 다음과 같이 정의된다.

$$\Theta_L \triangleq \text{atan} 2(L_{dqh}, \Delta L_h). \quad (5.41)$$

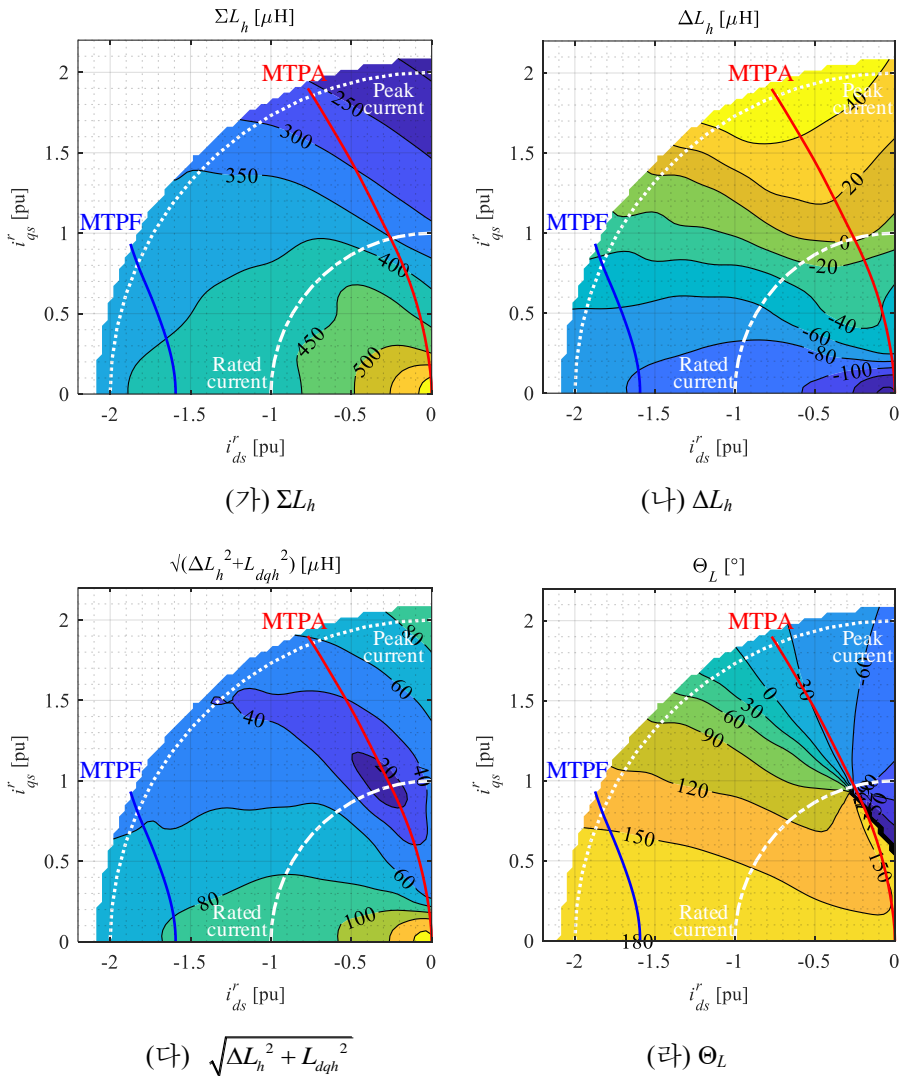


그림 5-14. $\Sigma L_h, \Delta L_h, \sqrt{(\Delta L_h^2 + L_{dq}^2)}, \Theta_L$ 맵(FEA)

그림 5-14는 그림 5-11의 중분 인덕턴스 맵을 바탕으로 얻어진 $\Sigma L_h, \Delta L_h, \sqrt{\Delta L_h^2 + L_{dq}^2}, \Theta_L$ 맵을 나타낸다. 그림 5-14(가)와 그림 5-14(다)를 살펴보면, 시험용 IPMSM은 약자속 운전영역에서 $\sqrt{\Delta L_h^2 + L_{dq}^2}$ 는 ΣL_h 의 약 20% 이하 수준인 것을 알 수 있다. $\sqrt{\Delta L_h^2 + L_{dq}^2}$ 의 영향이 ΣL_h 보다 작다는 가정 하에, 명목 제정수를 이용하여 다음과 같은 근사를 통하여 적분기 이득을 설정해줄 수 있다.

$$\begin{aligned}\frac{\partial i_{qs}^f}{\partial \theta_\lambda} &\approx -i_{ds}^f + \frac{\lambda_s}{\det \mathbf{L}_h} \Sigma L_h \\ &\approx -i_{ds}^f + \lambda_s \frac{\Sigma L_s}{L_{ds} L_{qs}}.\end{aligned}\quad (5.42)$$

$$K_i = \omega_c \left(\frac{\partial i_{qs}^f}{\partial \theta_\lambda} \right)^{-1} \approx \omega_c \left(-i_{ds}^f + \lambda_s \frac{\Sigma L_s}{L_{ds} L_{qs}} \right)^{-1}. \quad (5.43)$$

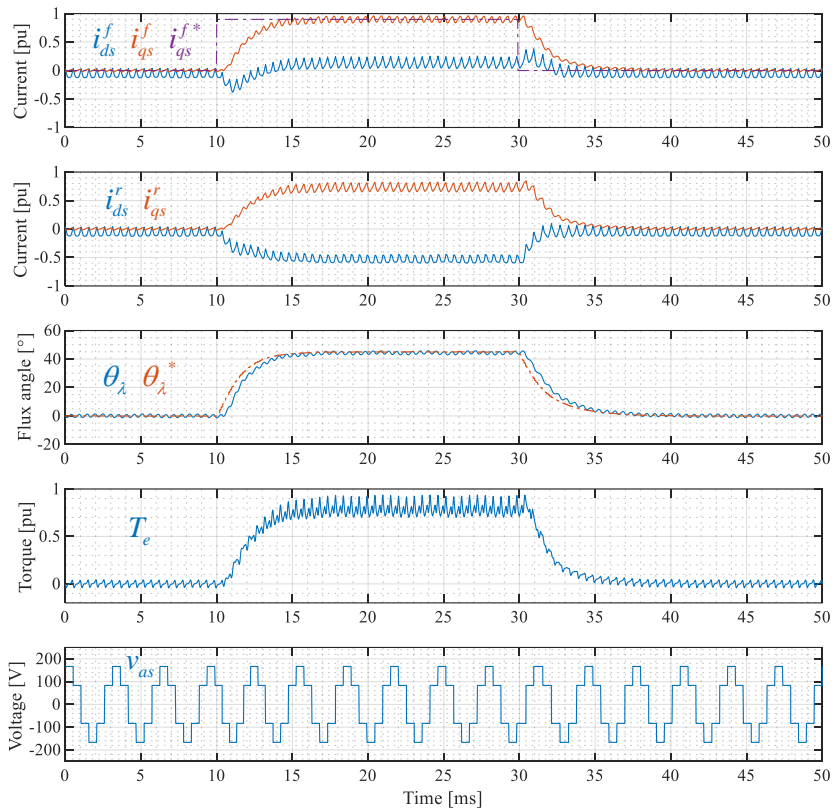
식 (5.42)는 d 축 전류 정보를 바탕으로 계산되므로, 철심 포화에 의한 영향을 반영할 수 있을 것으로 생각된다. 식스-스텝 운전 하에서 i_{ds}^f 는 6배수 고조파 성분을 가지고 있지만, 해당 고조파 성분은 적분기를 통과하면서 감쇠 되므로, 적분기 이득에 별도의 필터 없이 i_{ds}^f 정보를 이용하여도 제어 안정성에 큰 영향을 끼치지 않을 것으로 유추된다.

제안하는 시간-최적 절환 방법은 SFOC q 축 전류 제어 구조뿐만 아니라, RFOC q 축 전류 제어 구조에도 적용할 수 있다. 이에 대한 자세한 내용 및 실험 결과는 부록 E에 수록 되어 있다.

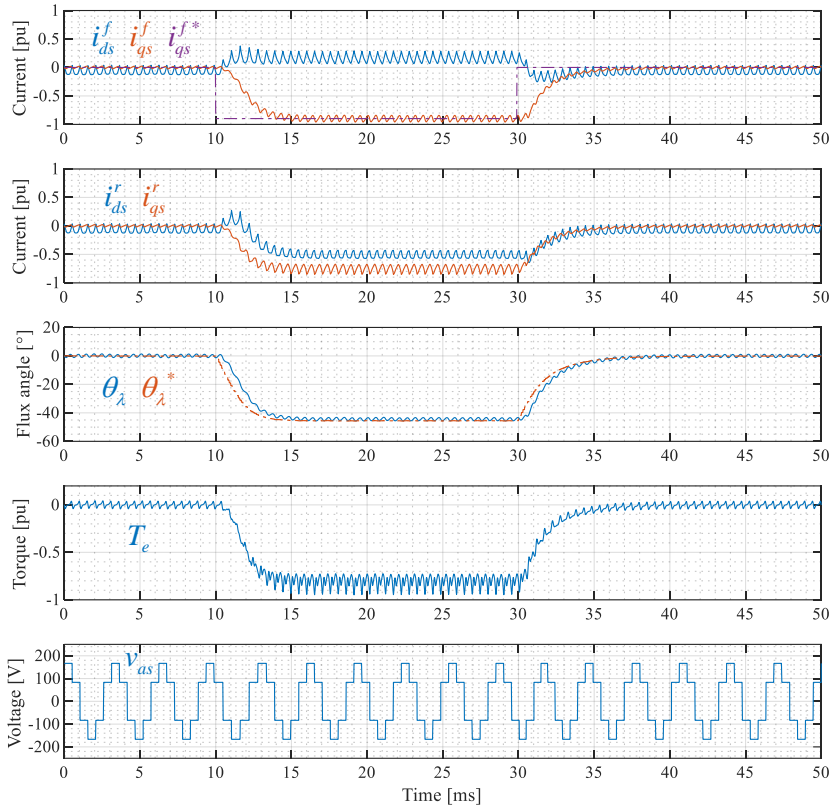
5.3 시뮬레이션 및 실험 결과

5.3.1 시뮬레이션 결과

본 절에서는 제안하는 방법의 성능을 검증하기 위하여 FEA 기반 PMSM 모델을 이용하여 시뮬레이션을 수행한다. FEA 기반 PMSM 모델을 포함한 시뮬레이션 구성 방법은 부록 B에 수록되어 있다. 시뮬레이션 조건은 $V_{dc}=250\text{ V}$, $f_s=10\text{ kHz}$ 이다. 도시된 회전자 기준 좌표계 전류 및 토크는 관찰용으로만 사용되었으며, 전류 제어는 자속 추정기를 통해 얻어진 고정자 자속 기준 좌표계 상에서 이루어졌다. 전류 제어기 대역폭은 80 Hz로 선정하였다.



(가) $i_{qs}^{f*} = 0\text{ pu} \rightarrow 0.9\text{ pu} \rightarrow 0\text{ pu}$

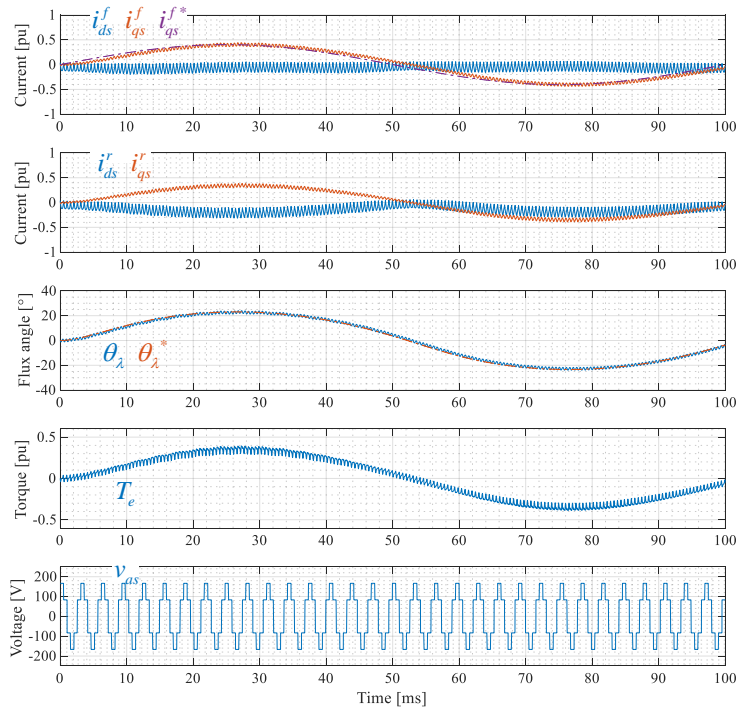


(나) $i_{qs}^{f*} = 0 \text{ pu} \rightarrow -0.9 \text{ pu} \rightarrow 0 \text{ pu}$

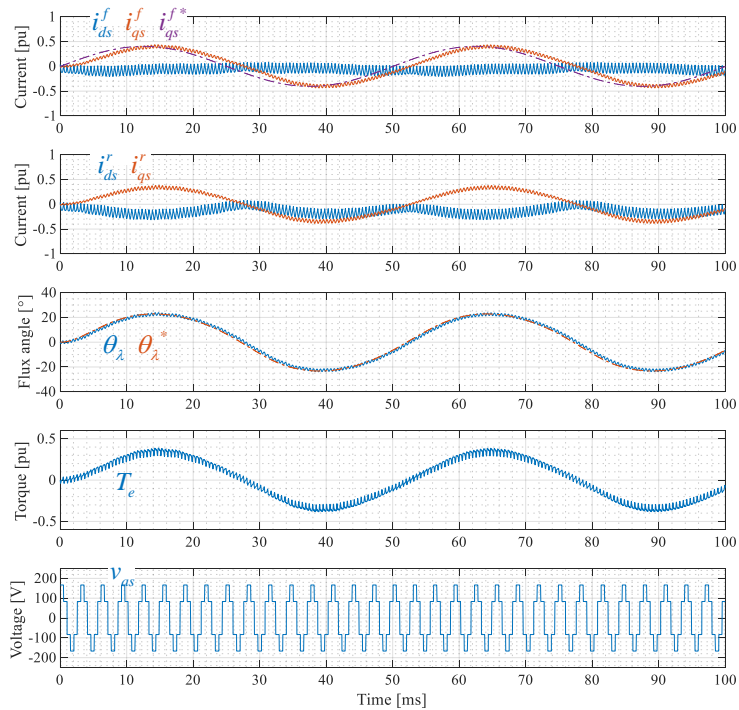
그림 5-15. 계단 응답 시뮬레이션 결과

그림 5-15는 제안하는 방법의 계단 응답 시뮬레이션 결과이다. 회전 속도는 2,400 r/min으로, 기본과 주파수에 대한 샘플링 주파수의 비율은 31.25이며, 10 ms에 지령을 인가하고 30 ms에 제거하는 상황을 모의하였다. 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류 지령의 크기는 0.9 pu이며, 이는 250 V, 2,400 r/min 조건에서 0.8 pu 토크에 해당한다. 그림 5-15에서 도시된 전류 및 자속각은 연속 시간 영역의 PMSM 모델에서 출력된 값이다.

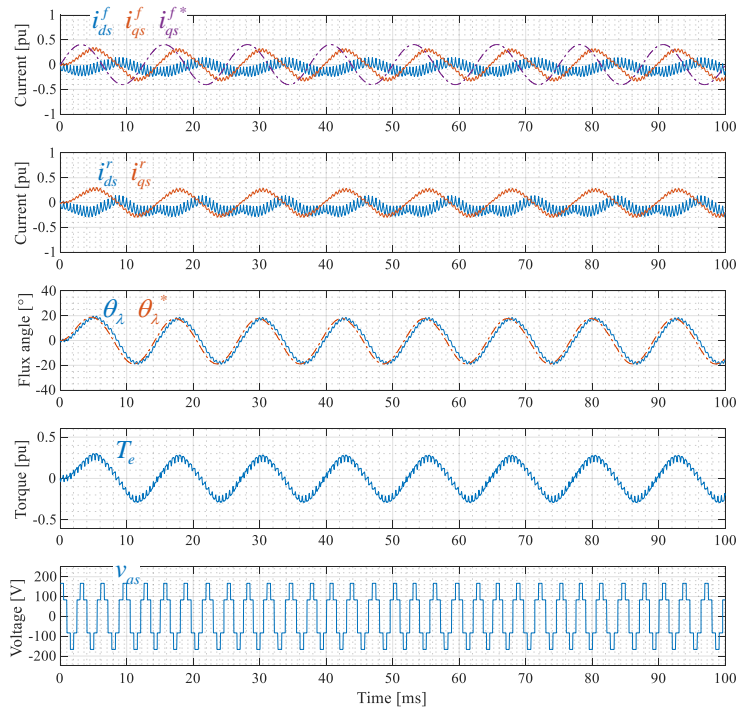
그림 5-15(가)는 정방향 토크 인가 시의 결과를 보여준다. 계단 형태의 전류 지령에 대하여, 상위 전류 제어기를 통해 자속각 지령이 결정되며, 하위 자속각 제어기를 통해 자속각이 제어된다. 제안하는 방법을 통하여 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류의 응답이 1차 저역 통과 필터 형태로 나타나는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 5-15(나)의 결과를 통하여, 제안하는 방법은 회생 영역에서도 잘 동작하는 것을 확인할 수 있다.



$$(\zeta) \quad i_{qs}^{f*} = 0.4 \sin(2\pi \cdot 10t) \text{ pu}$$



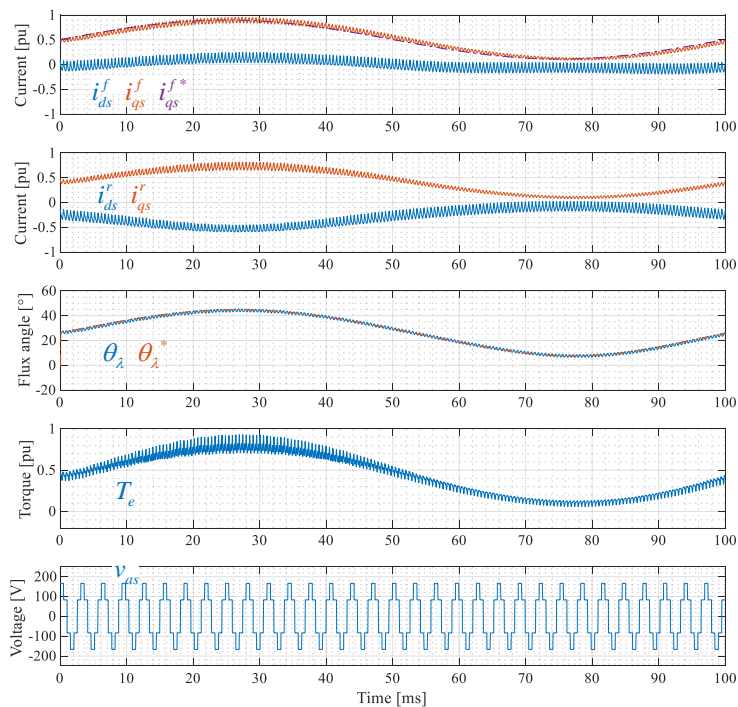
$$(\iota) \quad i_{qs}^{f*} = 0.4 \sin(2\pi \cdot 20t) \text{ pu}$$



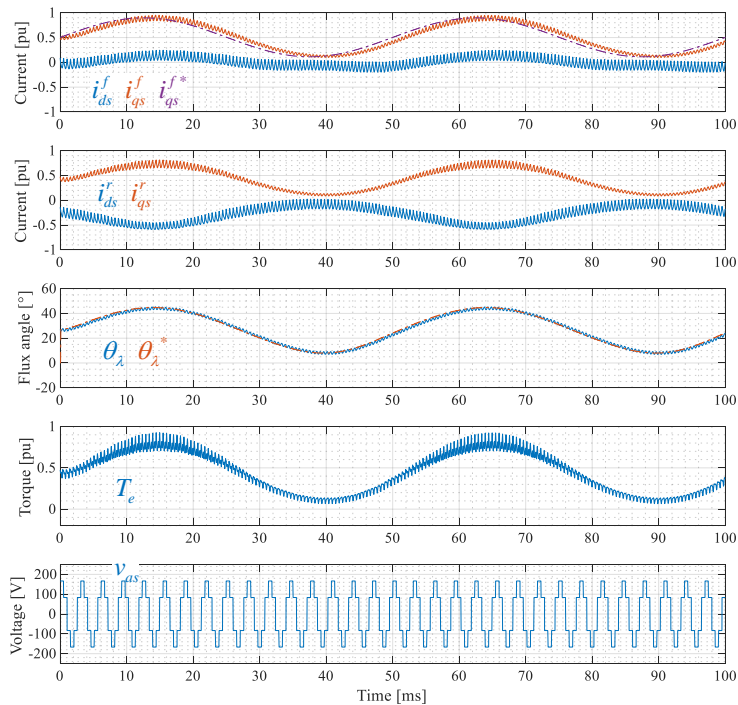
(다) $i_{qs}^{f*} = 0.4 \sin(2\pi \cdot 80t)$ pu

그림 5-16. AC 응답 시뮬레이션 결과 1

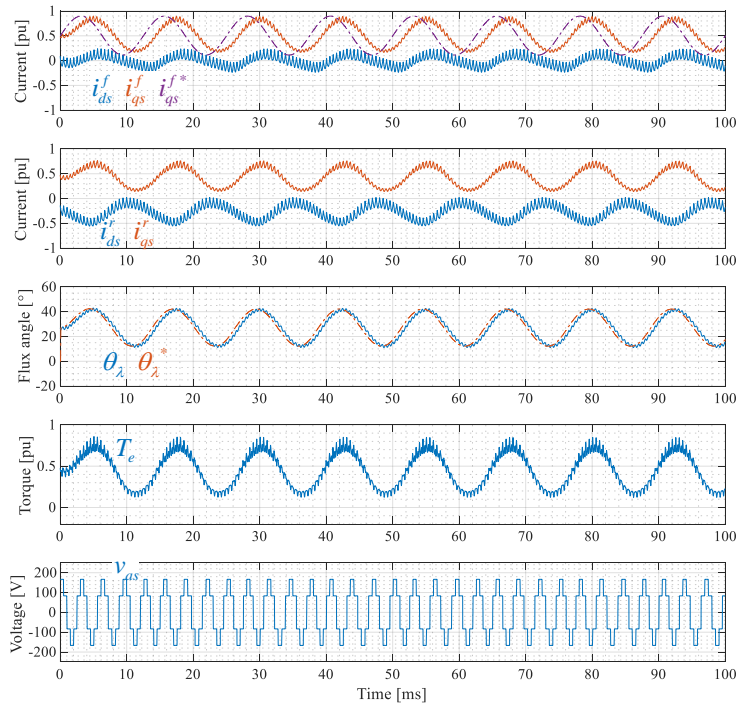
그림 5-16은 AC 응답 시뮬레이션 결과이다. 회전 속도 2,400 r/min으로, 기본과 주파수에 대한 샘플링 주파수의 비율은 31.25이며, 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류를 10, 20, 80 Hz의 AC 형태로 인가하였다. 전류 제어기 대역폭은 앞선 계단 응답 시뮬레이션과 동일하게 80 Hz로 설정되었다. 그림 5-16(가)의 10 Hz 결과를 살펴보면, 약간의 위상 지연만 발생할 뿐, AC 지령을 잘 추종하는 것을 볼 수 있다. 그림 5-16(나)의 20 Hz 결과를 살펴보면, 전류 응답의 진폭은 지령과 비슷하지만, 약 15°의 위상 지연이 발생한다. 그림 5-16(다)의 80 Hz 결과를 살펴보면, 전류 응답의 진폭이 지령의 크기의 약 0.7배를 지니며, 약 60°의 위상 지연을 가진다. 80 Hz의 대역폭을 가지는 이상적인 1차 저역 통과 응답이라면 45°의 위상 지연을 가져야하지만, 제안하는 방법은 이보다 큰 위상 지연을 가지는 것을 볼 수 있다. 이는 이득 설정 과정에서 4장의 절환 방법을 1로 근사 하면서 생긴 현상으로 해석된다.



$$(7) \quad i_{qs}^{f*} = 0.5 + 0.4 \sin(2\pi \cdot 10t) \text{ pu}$$



$$(8) \quad i_{qs}^{f*} = 0.5 + 0.4 \sin(2\pi \cdot 20t) \text{ pu}$$



(다) $i_{qs}^{f*} = 0.5 + 0.4 \sin(2\pi \cdot 80t)$ pu

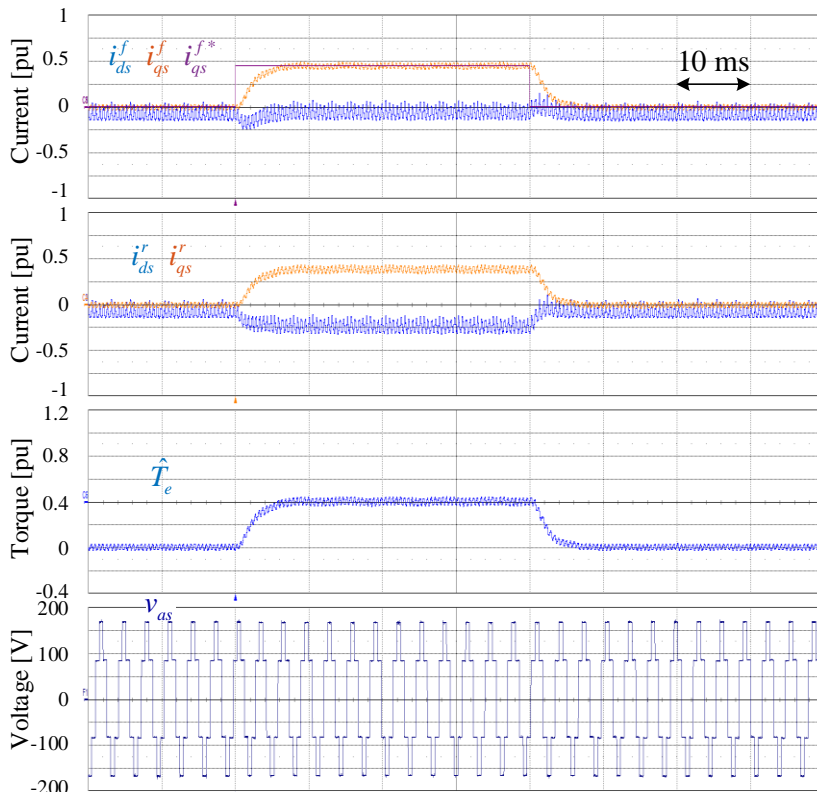
그림 5-17. AC 응답 시뮬레이션 결과 2

그림 5-17은 0.5 pu의 DC 지령을 추가하여, 그림 5-16과 동일한 조건 하에서 AC 응답을 살펴본 결과이다. 그림 5-17은 앞선 그림 5-16과 유사한 AC 응답을 지닌다. 이를 통하여 제안하는 방법은 DC 운전점과 무관하게 동일한 AC 응답을 지니는 것을 확인할 수 있다.

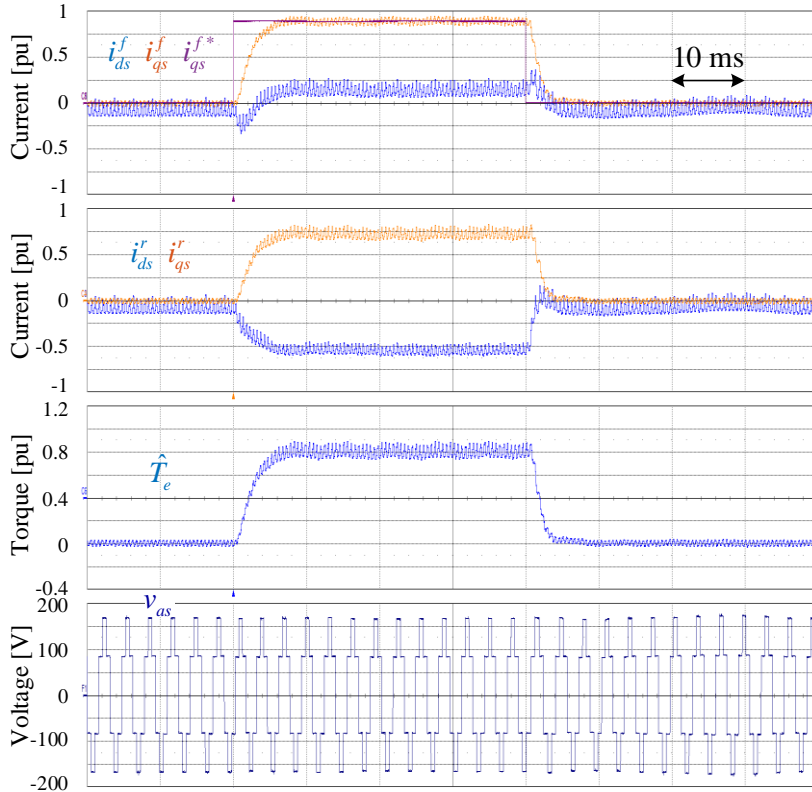
5.3.2 실험 결과

본 절에서는 제안하는 방법의 성능을 실험적으로 검증하기 위하여 실험을 수행한다. 실험 세트의 구성은 부록 C에 수록되어 있다. 실험 조건은 $V_{dc} = 250$ V, $f_s = 10$ kHz이며, 회전 속도는 부하기에 의해 제어되었다. 제안된 방법의 실험 결과에서 도시된 회전자 기준 좌표계 전류는 관찰용으로만 사용되었으며, 전류 제어는 자속 추정기를 통해 얻어진 고정자 자속 기준 좌표계 상에서 이루어졌다. 전류 제어기 대역폭은 80 Hz로 선정하였다.

실험 세트 상에서, 대상 IPMSM과 부하기 사이의 기계적 공진으로 인해 과도 상태 토크를 측정하기 어렵다. 따라서 식 (5.1)과 같이 추정자속 벡터와 전류 벡터의 외적을 통하여 추정된 토크를 도시하였다.



(가) $i_{qs}^{f*} = 0$ pu \rightarrow 0.45 pu \rightarrow 0 pu



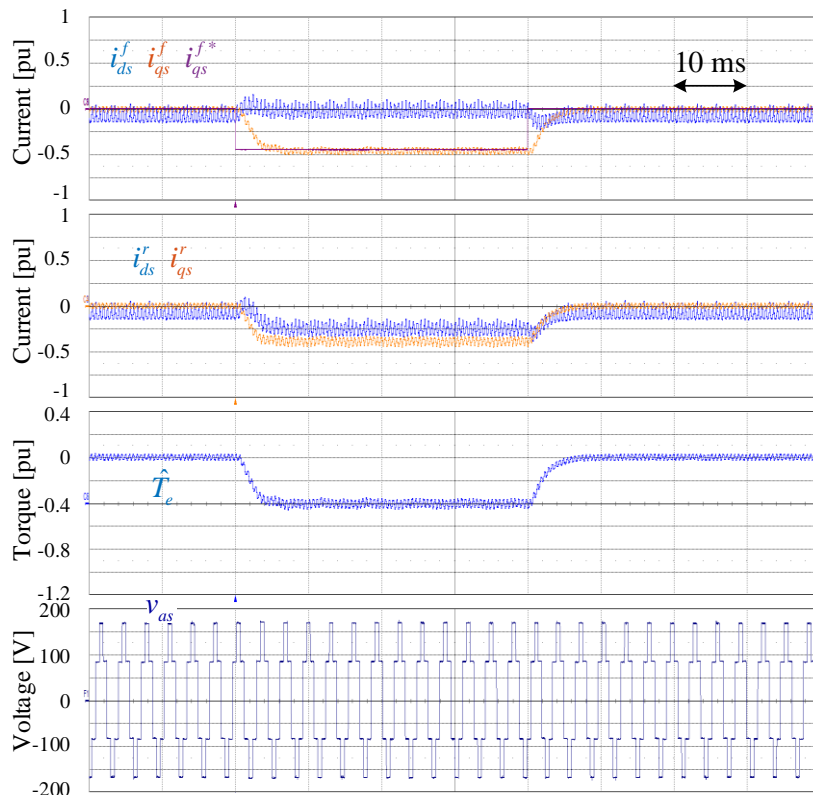
(나) $i_{qs}^{f*} = 0 \text{ pu} \rightarrow 0.9 \text{ pu} \rightarrow 0 \text{ pu}$

그림 5-18. 계단 응답 실험 결과 1 ($\omega_{rpm} = 2,400 \text{ r/min}$, 정방향 토크 출력)

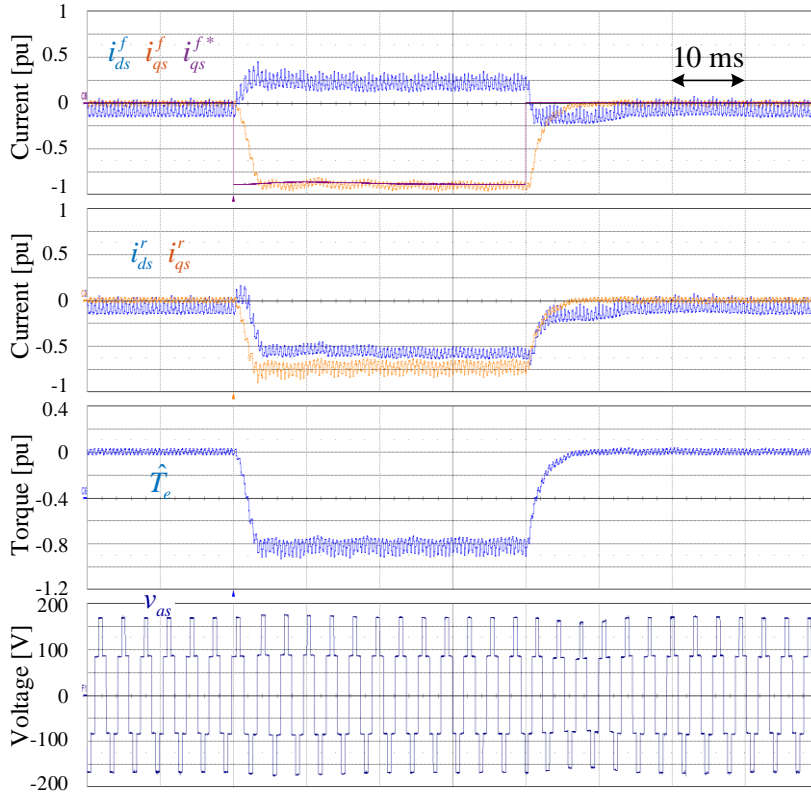
그림 5-18은 회전 속도 2,400 r/min에서 제안하는 방법의 계단 응답을 살펴본 실험 결과이다. 기본과 주파수에 대한 샘플링 주파수의 비율은 31.25이며, 20 ms에 계단 형태의 지령을 인가하고 60 ms에 제거하였다. 인가하는 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류 지령은 0.45 pu 및 0.9 pu이며, 이는 각각 250 V, 2,400 r/min 조건에서 약 0.4 pu, 0.8 pu 토크에 해당한다.

그림 5-18의 결과를 통하여, 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류가 잘 제어되는 것을 확인할 수 있다. 수렴 시간(Settling time)은 인가하는 지령의 크기와 관계 없이 약 10 ms로, 설계된 제어 시정수 $1/(2\pi \cdot 80)$ 의 5배와 유사하다. 또한 이를 통해 제안하는 제어기 이득 설정 방법이 잘 동작하는 것을 유추할 수 있다.

그림 5-18(나)를 살펴보면, d 축 전류가 90 ms 부근에서 흔들리는데, 이는 M-G 세트 실험 환경에서 DC 링크 전압이 과도 상태에서 흔들려서 발생하는 현상으로 사료된다. DC 링크 전압이 흔들리더라도 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류는 잘 제어되고 있음을 확인할 수 있다.



(가) $i_{qs}^{f*} = 0 \text{ pu} \rightarrow -0.45 \text{ pu} \rightarrow 0 \text{ pu}$

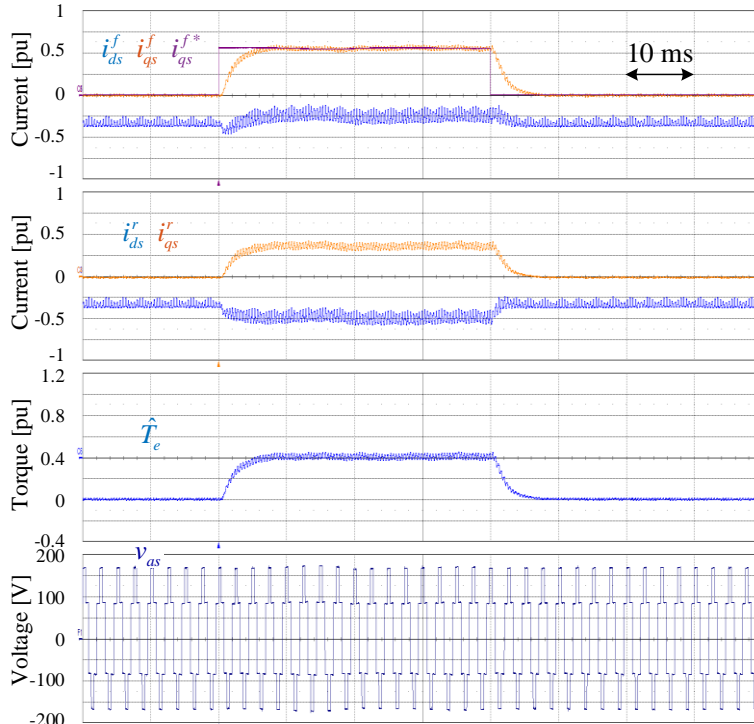


(나) $i_{qs}^{f*} = 0 \text{ pu} \rightarrow -0.9 \text{ pu} \rightarrow 0 \text{ pu}$

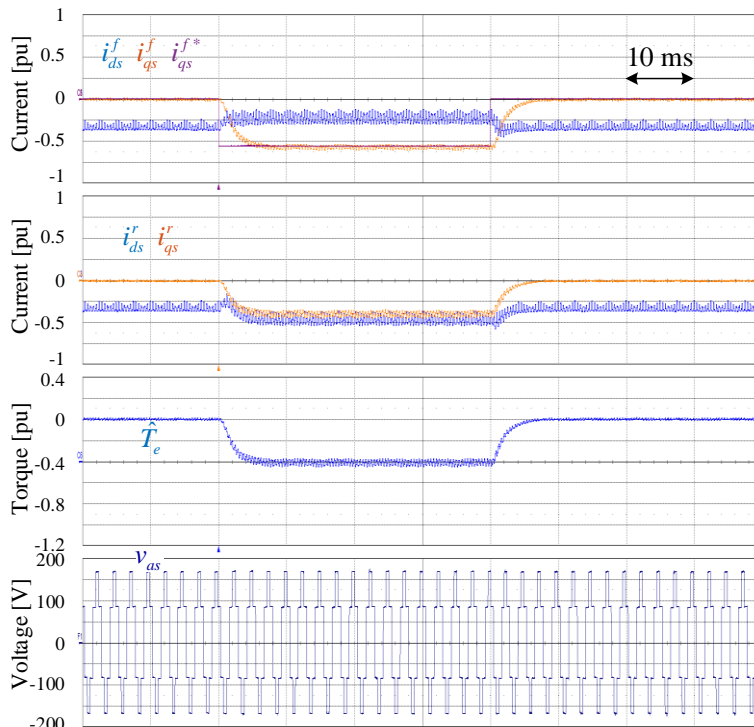
그림 5-19. 계단 응답 실험 결과 2 ($\omega_{rpm} = 2,400 \text{ r/min}$, 역방향 토크 출력)

그림 5-19은 회전 속도 2,400 r/min에서 회생 영역에서 계단 응답을 살펴본 실험 결과이다. 기본과 주파수에 대한 샘플링 주파수의 비율은 31.25이며, 20 ms에 계단 형태의 지령을 인가하고 60 ms에 제거하였다. 인가하는 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류 지령은 -0.45 pu 및 -0.9 pu이며, 이는 각각 250 V, 2,400 r/min 조건에서 약 -0.4 pu, -0.8 pu 토크에 해당한다.

그림 5-19의 결과를 통하여 제안하는 방법은 회생 영역에서도 잘 동작하는 것을 확인할 수 있다. 그림 5-19(나)를 살펴보면, d 축 전류가 70 ms 부근에서 흔들리는데, 이는 M-G 세트 실험 환경에서 DC 링크 전압이 과도 상태에서 흔들려서 발생하는 현상으로 사료된다. DC 링크 전압이 흔들리더라도 제안하는 방법을 통해 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류는 잘 제어되고 있음을 확인할 수 있다.



(ㄱ) $i_{qs}^{f*} = 0 \text{ pu} \rightarrow 0.55 \text{ pu} \rightarrow 0 \text{ pu}$

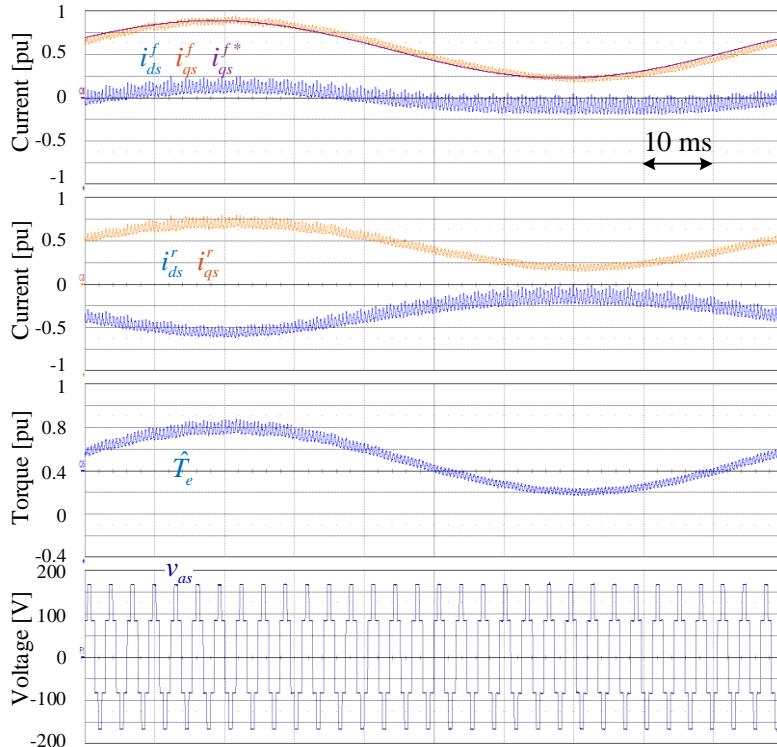


(나) $i_{qs}^{f*} = 0 \text{ pu} \rightarrow -0.55 \text{ pu} \rightarrow 0 \text{ pu}$

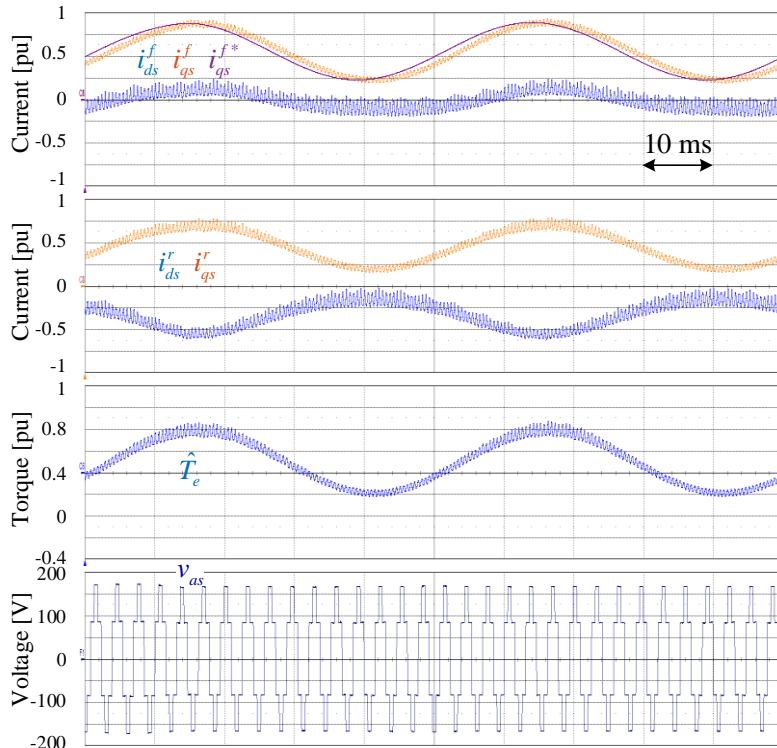
그림 5-20. 계단 응답 실험 결과 3 ($\omega_{rpm} = 3,000 \text{ r/min}$, 정, 역방향 토크 출력)

그림 5-20는 회전 속도 3,000 r/min에서 제안하는 방법의 계단 응답을 살펴본 실험 결과이다. 기본파 주파수에 대한 샘플링 주파수의 비율은 25이며, 20 ms에 부하를 인가하고 60 ms에 부하를 제거하였다. 인가하는 전류 지령은 ± 0.55 pu이며, 이는 250 V, 3,000 r/min 조건에서 약 ± 0.4 pu 토크에 해당한다.

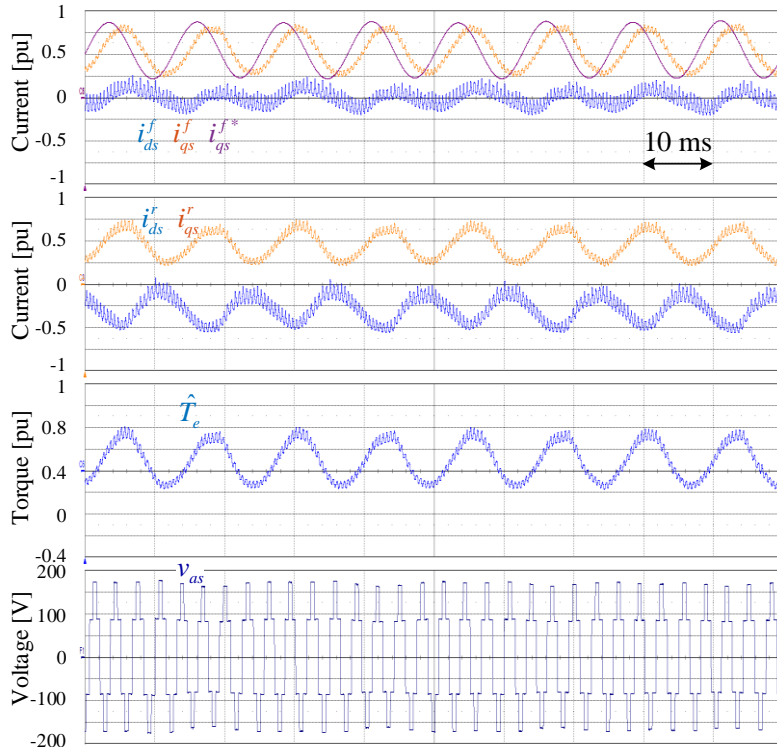
제안하는 시간-최적 절환 방법과 전류 제어를 통하여 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류가 잘 제어되는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 5-20의 3,000 r/min 실험 결과는 그림 5-18 및 그림 5-19의 2,400 r/min 실험 결과와 유사한 수렴 시간을 가진다.



$$(\neg) \quad i_{qs}^{f*} = 0.5 + 0.4 \sin(2\pi \cdot 10t) \text{ pu}$$



$$(\neg) \quad i_{qs}^{f*} = 0.5 + 0.4 \sin(2\pi \cdot 20t) \text{ pu}$$



(다) $i_{qs}^{f*} = 0.5 + 0.4 \sin(2\pi \cdot 80t)$ pu

그림 5-21. AC 응답 실험 결과 ($\omega_{rpm} = 2,400$ r/min)

그림 5-21은 AC 응답 실험 결과이다. 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류를 10, 20, 80 Hz의 AC 형태로 인가하였다. 이 때, 0.5 pu의 DC 지령과 함께 AC 지령이 인가 된다. 전류 제어기 대역폭은 앞선 계단 응답 실험 결과와 동일하게 80 Hz로 설정되었다.

시뮬레이션 결과와 동일하게, 10 Hz의 AC 지령에 대해서는 약간의 위상 지연만 발생하지만, AC 지령 주파수가 증가함에 따라 위상 지연이 증가하는 것을 확인할 수 있다. 또한 80 Hz 결과에서, 전류 응답의 진폭은 지령의 크기의 약 0.7배이며, 약 50°의 위상 지연을 가진다. 80 Hz의 대역폭을 가지는 이상적인 1차 저역 통과 응답이라면 45°의 위상 지연을 가져야하지만, 제안하는 방법은 이보다 큰 위상 지연을 가지는 것을 볼 수 있다. 이는 이득 설정 과정에서 4장의 절환 방법을 1로 근사하면서 생긴 현상으로 해석된다.

제 6장 기저 속도 부근 PWM 모드와의 절환

식스-스텝 운전은 기본파 전압의 크기가 $\frac{2}{\pi}V_{dc}$ 로 최대화 된다. 따라서 기저 속도 이하의 저속 영역에서 식스-스텝 운전을 수행할 경우, 인가 전압과 PMSM 전압 방정식의 $\omega_r \lambda_{PM}$ 성분의 차이로 인하여 전류 제한 이상의 큰 전류가 발생할 수 있다. 따라서 식스-스텝 운전은 약자속 영역에서 적용하여야 하므로 기저 속도 부근에서 PWM 모드와 식스-스텝 모드 간의 절환은 필수적이다.

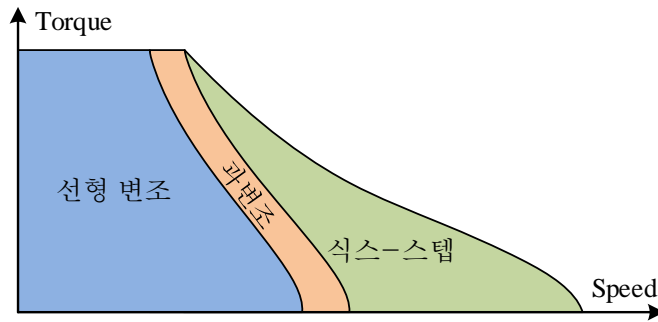


그림 6-1. PMSM의 능력 곡선 및 MI에 따른 영역 구분

표 6-1. 그림 6-1에 도시된 영역들의 특징

영역 이름 특징	선형 변조 영역	과변조 영역	식스-스텝 영역
전압 변조 지수	0 ~ 0.907	0.907 ~ 1	1
dq -전류 분리 제어	가능	가능	불가능
약자속 운전	X	X	O
전압 합성 방식	PWM	PWM	Six-step

그림 6-1은 식스-스텝 운전을 적용하였을 때의 PMSM 능력 곡선과 전압 변조 지수(Modulation index, MI)에 따른 영역 구분을 나타낸다. 여기서 MI는 전압의 기본파 성분 크기 V_{s1} 에 대한 지표로 다음과 같이 정의된다.

$$MI \triangleq \frac{V_{s1}}{\frac{2}{\pi}V_{dc}} \quad (6.1)$$

MI에 따라 전체 운전 영역을 3가지로 구분할 수 있으며, 각 영역의 특징은 표 6-1에 나타나있다.

선형 변조(Linear modulation) 영역은 $0 \leq MI < 0.907$ 의 영역으로, 기본파 전압 크기가 전압 육각형의 내접원의 크기보다 작은 영역을 나타낸다. 해당 영역에서는 $(6n \pm 1)$ 고조파 성분 없이 기본파 전압을 합성할 수 있다. 선형 변조 영역에서는 전압의 크기와 위상을 자유롭게 제어할 수 있으므로, PMSM의 d 축 및 q 축 전류를 분리(Decoupling)하여 제어할 수 있다. 따라서 동일한 토크를 낼 수 있는 다양한 d 축, q 축 전류 운전점 중에, 동손을 최소화할 수 있는 단위 전류당 최대 토크(Maximum torque per Ampere, MTPA) 운전 혹은 동손과 철손 모두를 고려한 최소 손실(Maximum torque per loss, MTPL) 운전 등을 수행할 수 있다.

과변조(Overmodulation) 영역은 $0.907 \leq MI < 1$ 의 영역으로, 선형 변조 영역과 식스-스텝 영역 사이에 위치하는 영역이다. 선형 변조 영역과 동일하게 전압의 크기와 위상이 입력 자유도로 존재하므로, PMSM의 d 축 및 q 축 전류를 분리하여 제어할 수 있다. 하지만 과변조로 인한 $(6n \pm 1)$ 전압 고조파 성분이 존재하며, 이로 인한 추가적인 전류, 토크 리플 및 손실이 발생한다. 전압의 고조파 성분은 과변조 방법에 따라 다르게 나타난다 [10].

식스-스텝 영역은 기본파 전압의 크기가 $\frac{2}{\pi}V_{dc}$ 로 최대화 된 영역으로, MI는 항상 1로 고정된다. 따라서 입력 자유도가 전압의 위상 하나만 남게 되고, d 축, q 축 전류를 독립적으로 제어할 수 없다. 따라서 앞선 5장에서는 고정자 자속 기준 좌표계 q 축 전류 제어 구조를 통하여 토크 제어를 수행하였다.

본 장에서는 기저 속도 부근에서의 PWM 모드와 식스-스텝 모드 간의 절환 방법을 제안한다. 기저 속도 이하 영역의 PWM 모드에서는 일반적으로 널리 사용되는 회전자 기준 좌표계 상에서의 비례-적분 전류 제어기를 통하여 토크를 제어하며, 기저 속도 이상의 식스-스텝은 5장에서 제안한 방법을 통하여 토크를 제어한다. 절환 여부 판단 기준과 절환 시 적분기 초기화 방법을 제안한다.

6.1 과변조 영역에서의 전류 제어

본 절에서는 PWM 모드 내에서 선형 변조 영역과 과변조 영역 간의 절환에 관한 내용을 서술한다.

6.1.1 역연산 안티 와인드업의 영향 [62]

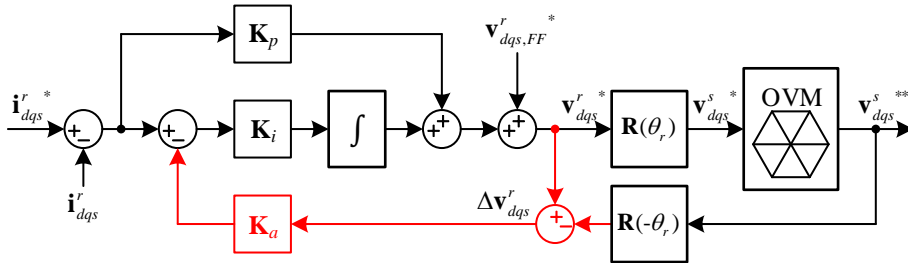


그림 6-2. 역연산 안티 와인드업 기법이 적용된 비례-적분 전류 제어 구조

전류 제어기의 적분기는 지령 전류와 실제 전류 사이의 차이를 적분하여 전압 지령을 생성하며, 이는 전류의 정상상태 오차를 없애는 역할을 한다. 하지만 순간적인 전압 부족으로 인한 과변조 상황에서는, 전류 제어기의 출력과 과변조로 수정되는 전압 지령 간에 차이가 발생하며 이는 적분기의 와인드업(Windup) 현상을 야기한다. 이러한 와인드업 현상을 해소하기 위하여 다양한 안티 와인드업 기법이 연구되었다 [63]-[65]. 일반적으로 간단한 구조로 구현이 가능한 역연산(Back calculation) 기법이 전동기 제어에 있어서 널리 사용된다.

그림 6-2는 역연산 안티 와인드업 기법을 적용한 전류 제어 구조를 나타내며, 빨간색으로 강조된 부분은 역연산 안티 와인드업 제어기를 나타낸다. 여기서 K_p 는 비례 이득, K_i 는 적분 이득, K_a 는 안티 와인드업 이득, $\mathbf{v}_{dqs,FF}^r$ 는 피드포워드(Feedforward) 전압을 의미한다. $\Delta \mathbf{v}_{dqs}^r$ 은 전류 제어기 출력 \mathbf{v}_{dqs}^r 과 과변조 이후의 출력 \mathbf{v}_{dqs}^{**} 간의 차이로, 다음과 같이 정의된다.

$$\Delta \mathbf{v}_{dqs}^r \triangleq \mathbf{v}_{dqs}^r - \mathbf{v}_{dqs}^{**} \quad (6.2)$$

비례-적분 전류 제어기는 크게 상태 궤환 전류 제어기(State feedback current controller)와 복소 벡터 전류 제어기(Complex vector current controller)로 구분된다.

상태 궤환 전류 제어기의 경우, 이상적인 PMSM에 대하여 다음과 같이 이득 및 전향 보상을 설정한다.

$$\mathbf{K}_p = \omega_{cc} \hat{\mathbf{L}}_s. \quad (6.3)$$

$$\mathbf{K}_i = \omega_{cc} \hat{\mathbf{R}}_s. \quad (6.4)$$

$$\mathbf{v}_{dqs,FF}^r = \omega_r \left(\hat{\mathbf{L}}_s \mathbf{i}_{dqs}^r + \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{PM} \right). \quad (6.5)$$

$$\mathbf{K}_a = \mathbf{K}_p^{-1}. \quad (6.6)$$

제어기 이득에 사용된 제정수와 전동기의 제정수 간에 오차가 없고, 과변조 이후의 출력 \mathbf{v}_{dqs}^{r**} 를 인버터가 정확히 합성한다는 가정 하에, 역연산 안티 와인드업의 적용 여부에 따라 상태 궤환 전류 제어기의 전류 전달 함수는 다음과 같은 수식으로 표현된다.

$$\mathbf{i}_{dqs}^r = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \mathbf{i}_{dqs}^{r*} - \frac{s}{s + \omega_{cc}} \left(s \mathbf{L}_s + \mathbf{R}_s \right)^{-1} \Delta \mathbf{v}_{dqs}^r \quad (\text{Without anti-windup}). \quad (6.7)$$

$$\mathbf{i}_{dqs}^r = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \left(\mathbf{i}_{dqs}^{r*} - \frac{1}{\omega_{cc}} \mathbf{L}_s^{-1} \Delta \mathbf{v}_{dqs}^r \right) \quad (\text{With anti-windup}). \quad (6.8)$$

식 (6.7)에 나타나 듯이, 별도의 안티 와인드업 제어기 없이 상태 궤환 전류 제어기를 이용할 경우, $\Delta \mathbf{v}_{dqs}^r$ 에 대한 전달 함수 행렬은 교차 결합 성분이 없는 2차 대역 통과 필터 형태로 나타난다. 해당 성분은 지령에 대한 1차 저역 통과 필터 성분에 더해져 과도 전류 응답을 악화 시키며, 전류가 정상상태에 도달하기까지 전동기 시정수의 5배 이상 시간이 소요된다.

반면 역연산 안티 와인드업을 적용할 경우, $\Delta \mathbf{v}_{dqs}^r$ 에 대한 실제 전류의 전달 함수는 식 (6.8)에 나타나 듯이 1차 저역 통과 필터 형태로 나타난다. 이는 지령에 대한 전달 함수와 동일한 형태를 가지며, 역연산 안티 와인드업은 전류 지령을 수정하는 효과를 지닌다 [65].

복소 벡터 전류 제어기의 경우, 이상적인 PMSM에 대하여 다음과 같이 이득 및 전향 보상을 설정한다.

$$\mathbf{K}_p = \omega_{cc} \hat{\mathbf{L}}_s. \quad (6.9)$$

$$\mathbf{K}_i = \omega_{cc} \left(\hat{\mathbf{R}}_s + \omega_r \mathbf{J} \hat{\mathbf{L}}_s \right). \quad (6.10)$$

$$\mathbf{v}_{dqs,FF}^r = \omega_r \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{PM}. \quad (6.11)$$

$$\mathbf{K}_a = \mathbf{K}_p^{-1}. \quad (6.12)$$

상대 궤환 전류 제어기의 적분기는 해당 축의 전류 오차 성분만을 적분하고, 전류에 의한 상호 간섭 성분을 전향 보상한다. 반면, 복소 벡터 전류 제어기의 적분기는 d 축, q 축 전류 오차를 교차적으로 적분하여 상호 간섭 성분을 생성한다는 특징이 있으며, 제정수 오차에 대하여 상대 궤환 전류 제어기보다 비교적 강인하다고 알려져 있다 [62].

제어기 이득에 사용된 제정수와 전동기의 제정수 간에 오차가 없고, 과변조 이후의 출력 \mathbf{v}_{dqs}^{r**} 를 인버터가 정확히 합성한다는 가정 하에, 역연산 안티 와인드업의 적용 여부에 따라 복소 벡터 전류 제어기의 전류 전달 함수는 다음과 같은 수식으로 표현된다.

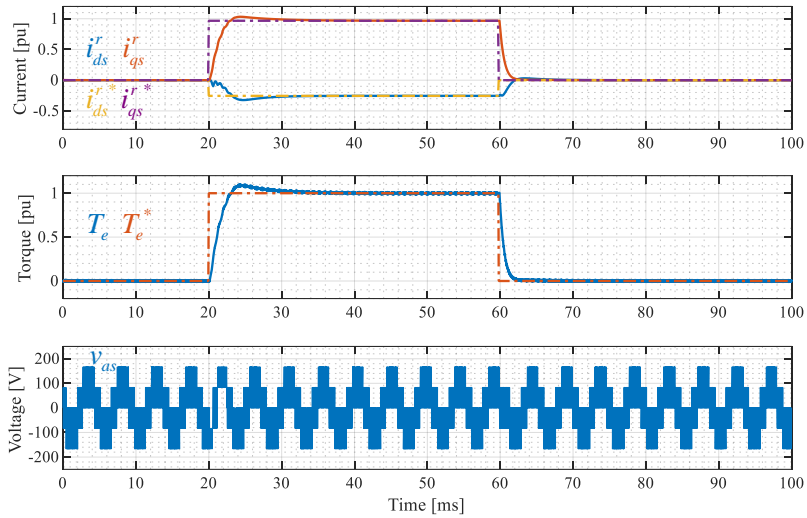
$$\mathbf{i}_{dqs}^r = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \mathbf{i}_{dqs}^{r*} - \frac{s}{s + \omega_{cc}} \left(s \mathbf{L}_s + \mathbf{R}_s + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_s \right)^{-1} \Delta \mathbf{v}_{dqs}^r \quad (\text{Without anti-windup}). \quad (6.13)$$

$$\mathbf{i}_{dqs}^r = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \left(\mathbf{i}_{dqs}^{r*} - \frac{1}{\omega_{cc}} \mathbf{L}_s^{-1} \Delta \mathbf{v}_{dqs}^r \right) \quad (\text{With anti-windup}). \quad (6.14)$$

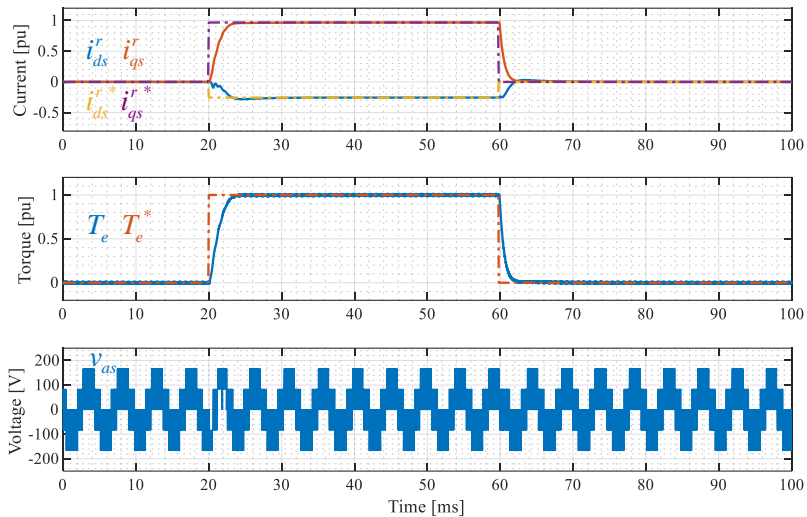
식 (6.13)에 나타나 듯이, 안티 와인드업 제어기 없이 복소 벡터 전류 제어기를 이용할 경우, $\Delta \mathbf{v}_{dqs}^r$ 에 대한 전달 함수 행렬은 교차 결합 성분을 포함한 3차 대역 통과 필터 형태로 나타난다. 따라서 식 (6.7)의 상대 궤환 전류 제어기의 경우와 비교하였을 때, 복소 벡터 전류 제어기의 경우가 보다 진동적인 전류 응답을 가질 것을 예상할 수 있다.

역연산 안티 와인드업을 적용할 경우, $\Delta \mathbf{v}_{dqs}^r$ 에 대한 실제 전류의 전달 함수는 식 (6.14)과 같이 나타난다. 식 (6.8)과 동일하게, 역연산 안티 와인드업은 복소 벡터 전류 제어기의 경우에도 전류 지령을 수정하는 효과를 지니는 것을 알 수 있다.

안티 와인드업의 유무와 전류 제어기 형태에 따른 전류 응답을 살펴 보기 위하여, 표 A-1의 정격 제정수를 가지는 이상적인 PMSM 모델에 대한 시뮬레이션을 진행하였다. 시뮬레이션 조건은 $V_{dc} = 250 \text{ V}$, $f_s = f_{sw} = 10 \text{ kHz}$ 이며, 전류 제어 대역폭은 200 Hz 이다. $1,600 \text{ r/min}$ 일정 속도, 무부하 상태에서 MTPA 1 pu 운전점에 대한 전류 지령을 계단 형태로 인가하였으며, 최소 거리 과변조(Minimum distance error overmodulation) 방법을 이용하였다. 이 때 전동기 속도는 $1,600 \text{ r/min}$ 으로 유지된다고 가정하였다.



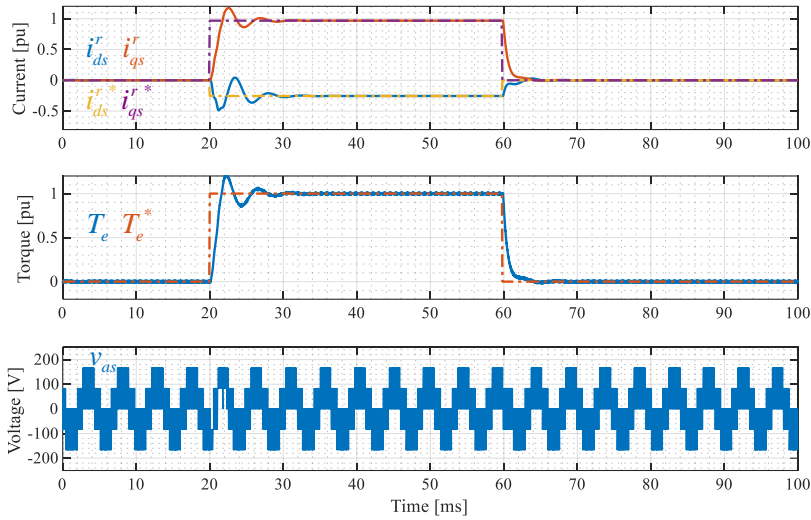
(가) 안티 와인드업 미적용



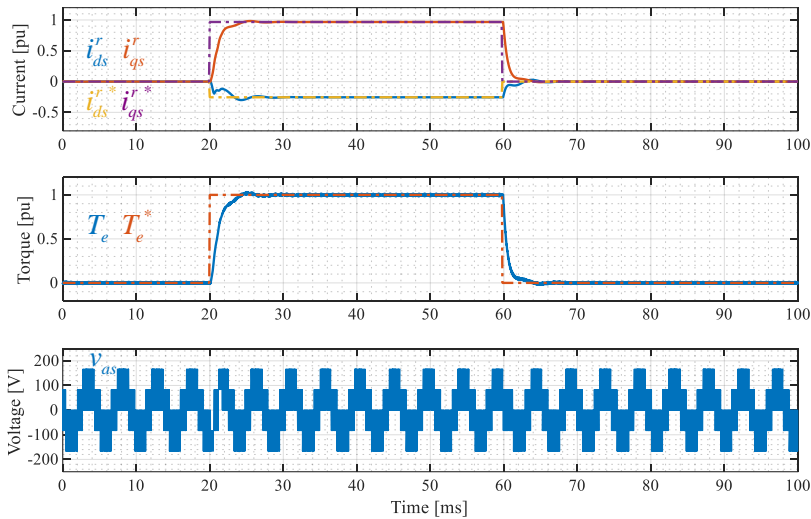
(나) 역연산 안티 와인드업 적용

그림 6-3. 상태 궤환 전류 제어기 시뮬레이션 결과 ($\omega_{rpm} = 1,600 \text{ r/min}$)

그림 6-3은 상태 궤환 전류 제어기를 이용하였을 때, 안티 와인드업 여부에 따른 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 그림 6-3(가)의 경우, 전류 및 토크에 오버슈트가 발생하고 과도 상태가 오래 지속되는 것을 확인할 수 있다. 반면, 그림 6-3(나)의 경우, 오버슈트 없이 정상상태에 수렴하는 것을 확인할 수 있다.



(가) 안티 와인드업 미적용



(나) 역연산 안티 와인드업 적용

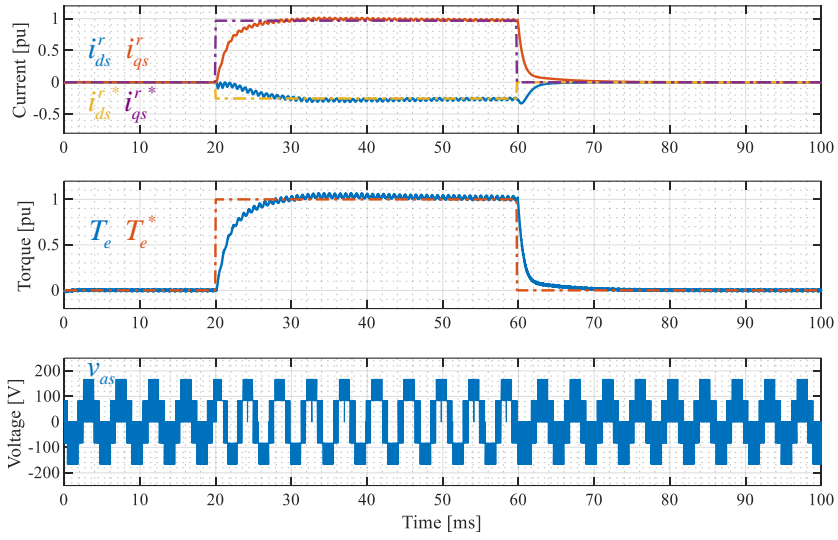
그림 6-4. 복소 벡터 전류 제어기 시뮬레이션 결과 ($\omega_{rpm} = 1,600 \text{ r/min}$)

그림 6-4는 복소 벡터 전류 제어기를 이용하였을 때, 안티 와인드업 여부에 따른 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 그림 6-4(가)의 경우, 와인드업 현상으로 인하여 과도 상태가 오래 지속되는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 6-3(가)와 비교하여 전류가 진동하며 수렴하는 것을 볼 수 있는데, 이는 식 (6.13)에서 전압 부족분에 대한 전류 전달 함수가 공진 성분을 포함하기 때문이다. 역연산 안티 와인드업을 적용한 경우, 큰 진동 없이

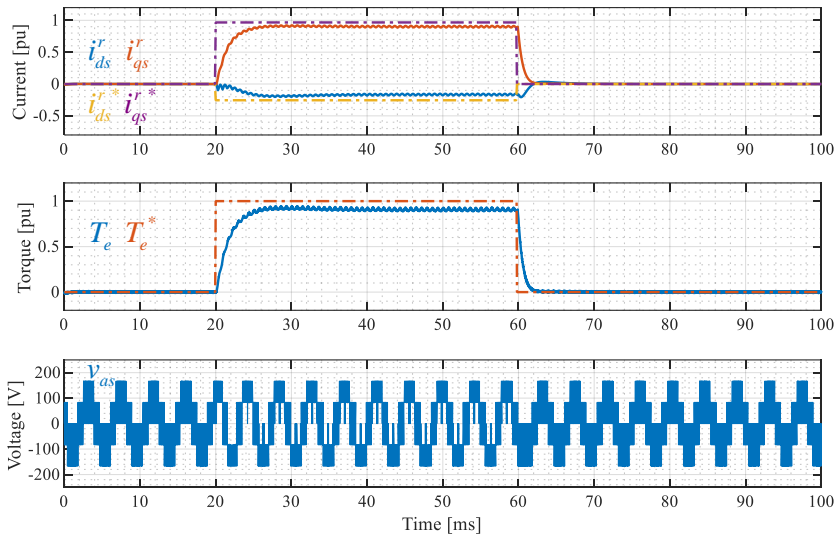
정상상태에 수렴하는 것을 그림 6-4(나)를 통해 확인할 수 있다.

그림 6-3과 그림 6-4의 결과를 통하여, 전압이 부족한 상황에서 역연산 안티 와인드업 제어기는 전류 지령 수정 효과를 통해 와인드업 현상을 방지하는 것을 확인할 수 있다. 발생한 전압 부족 현상이 해소되면, 회전 속도 1,600 r/min에 대하여 전류 제어기의 출력은 선형 변조 영역에 위치하게 된다. 이 때, Δv_{dqs}^r 는 0이 되고, i_{dqs}^r 은 i_{dqs}^* 로 정상적으로 수렴하는 것을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있다.

하지만 그림 6-1에 도시한 과변조 영역에서의 경우, 정상상태 전류 제어기의 출력의 전압 변조 지수는 0.907 보다 커지게 되며, Δv_{dqs}^r 는 정상상태에서 DC 값을 가지게 된다. 이로 인하여, 실제로는 $MI > 0.907$ 로 수렴할 수 있는 전류 운전점임에도 불구하고, 역연산 안티 와인드업 제어기를 적용할 경우 전류의 수렴점이 지령과 달라지는 현상이 발생한다. 해당 현상을 확인 하기 위해, 회전 속도를 1,600 r/min에서 1,800 r/min로 변경하여 동일한 시뮬레이션을 수행하였다.

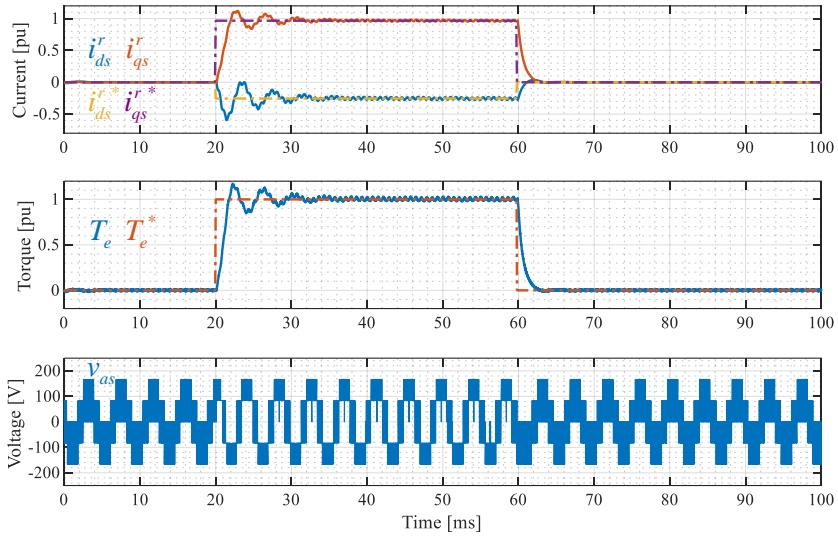


(가) 안티 와인드업 미적용

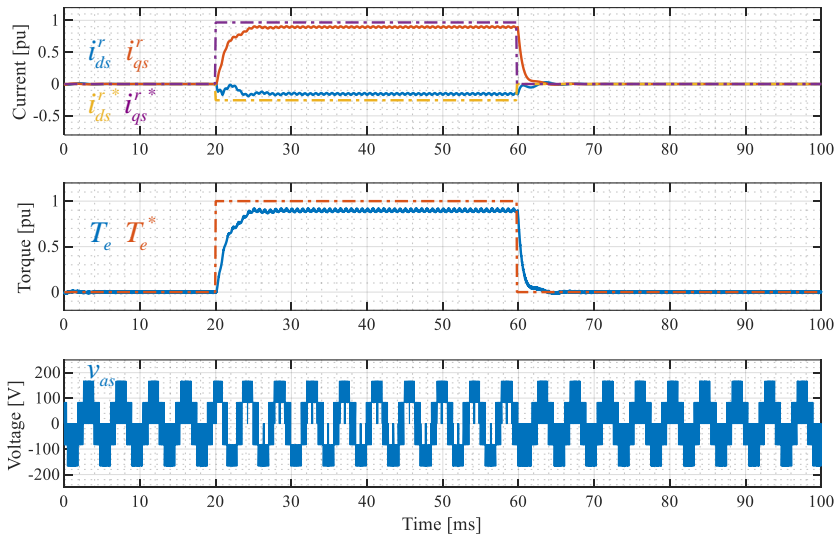


(나) 역연산 안티 와인드업 적용

그림 6-5. 상태 궤환 전류 제어기 시뮬레이션 결과 ($\omega_{rpm} = 1,800 \text{ r/min}$)



(가) 안티 와인드업 미적용



(나) 역연산 안티 와인드업 적용

그림 6-6. 복소 벡터 전류 제어기 시뮬레이션 결과 ($\omega_{rpm} = 1,800 \text{ r/min}$)

그림 6-5(가)와 그림 6-6(가)를 살펴보면, 1,600 r/min의 결과와 동일하게 안티 와인드업 미적용시 전류에 원치 않는 오버슈트 혹은 진동이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 일정 시간이 흐르면 과도 상태가 끝나고 전류 운전점이 지령에 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

그림 6-5(나)와 그림 6-6(나)를 살펴보면, 역연산 안티 와인드업 기법으로 인하여 불필요한 전류 오버슈트 및 진동이 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다. 하지만 전류 운전점이 지령으로 수렴하지 못하고 정상상태 오차가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 이는 $\Delta \mathbf{v}_{dqs}^r$ 의 DC 성분이 역연산 안티 와인드업 제어기를 통하여 정상상태에서도 전류 지령을 수정하는 효과를 발생시키기 때문이다.

시뮬레이션을 통해 살펴본 바와 같이, 과변조 영역에서 역연산 안티 와인드업을 활성화 시킬 경우, 정상상태 전류 오차가 발생한다. 따라서 과변조 영역에서의 전류 제어를 위해서는 역연산 안티 와인드업을 비활성화(Deactivation) 해주어야 하는데, 이 경우 별도의 절환 알고리즘 없이도 적분기의 와인드업 현상과 과변조 기법을 통하여 선형 변조 영역과 과변조 영역 간의 절환이 가능하다. 하지만, 그림 6-5(가)와 그림 6-6(가)에 나타나 듯이 전류 및 토크의 과도 응답성이 저하되므로, 별도의 동특성 개선 방안이 필요하다.

역연산 안티 와인드업을 대체하여 전류 제어의 동특성을 개선하기 위해, $\Delta \mathbf{v}_{dqs}^r$ 정보를 바탕으로 과도 상태 전류 지령을 수정하는 방법 [14], [66], [67]과 전압 지령을 수정하는 방법 [30]에 대한 연구가 있었다. 이 중, 전류 지령을 수정하는 방법을 사용할 경우, 역연산 안티 와인드업과 마찬가지로 과변조 영역에서 정상상태 전류 오차가 발생한다. 따라서 이어지는 절에서는, 전류 제어기 포화 상황에서 전압 지령을 수정하여 전류 제어 동특성을 개선하는 방법에 대하여 살펴본다.

6.1.2 전압 지령 수정을 통한 전류 동특성 개선 방법 [30]

기저 속도 부근의 영역에서 저항에 의한 전압 강하가 작다는 가정하에, 이상적인 PMSM 전압 방정식으로부터 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dqs}^r - \mathbf{e}_{dqs}^r = \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dqs}^r. \quad (6.15)$$

여기서 \mathbf{e}_{dqs}^r 은 PMSM의 유효 역기전력으로, 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{e}_{dqs}^r = \begin{bmatrix} e_{ds}^r \\ e_{qs}^r \end{bmatrix} = \omega_r \begin{bmatrix} -L_{qs} i_{qs}^r \\ \lambda_{PM} + L_{ds} i_{ds}^r \end{bmatrix}. \quad (6.16)$$

식 (6.15)에 나타나 듯이, 인가 전압과 PMSM의 유효 역기전력의 차이는 전류의 변화를 이끌어낸다. 따라서 인가 가능한 최대 전압과 유효 역기전력의 차이는 일종의 전류 제어를 위한 전압 여유분(Voltage margin)으로 볼 수 있다. \mathbf{e}_{dqs}^r 은 회전자의 회전 속도에 비례하는 반면, 인가 가능한 최대 전압은 전압 육각형으로 제한되므로, 속도가 높아질수록 전압 여유분이 부족해진다.

전압 여유분이 부족한 상황에서 인가 가능한 최대 전압은 고정되어 있으므로, 전류 제어를 위한 전압 여유분을 확보하기 위해서는 과도 상태에서의 유효 역기전력을 수정해야 한다. d 축 전압 여유분을 증가시키기 위해서는, i_{qs}^r 을 증가시킴으로써 e_{ds}^r 을 줄여야 한다. q 축 전압 여유분을 증가시키기 위해서는, i_{ds}^r 을 감소시킴으로써 e_{qs}^r 을 줄여야 한다.

전류와 유효 역기전력 사이의 교차 결합 특징을 이용하기 위하여, 참고 문헌 [30]에서는 전압 부족분 $\Delta \mathbf{v}_{dqs}^r$ 정보를 이용하여 전류 제어기 출력 \mathbf{v}_{dqs}^r 을 $\mathbf{v}_{dqs,m}^r$ 으로 수정한다.

$$\mathbf{v}_{dqs,m}^r = \mathbf{v}_{dqs}^r + \text{sign}(\omega_r) \mathbf{J} \cdot \Delta \mathbf{v}_{dqs}^r. \quad (6.17)$$

예를 들어, 정방향 회전 중 $\Delta v_{qs}^r > 0$ 로 q 축 전압이 부족한 상황에서는, $v_{ds,m}^r < v_{ds}^r$ 으로 d 축 전압 지령을 수정한다. 수정된 전압 지령을 통해 i_{ds}^r 을 감소시켜 q 축 전압 여유분을 확보하게 된다. d 축 전압이 부족한 상황에 대해서도 유사한 원리로 동작한다.

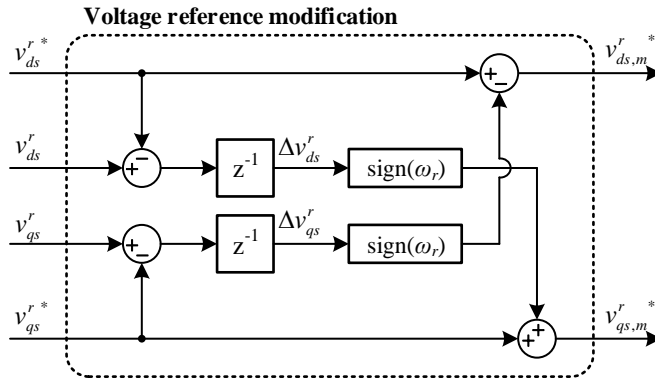
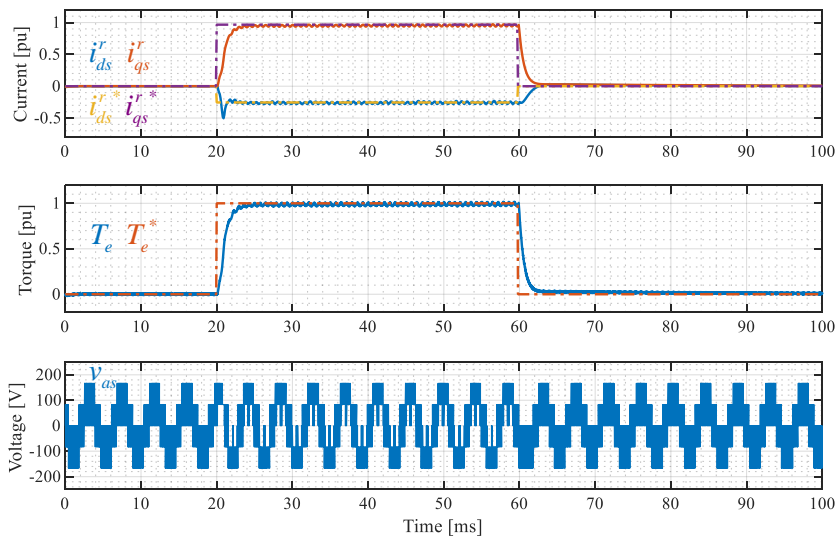
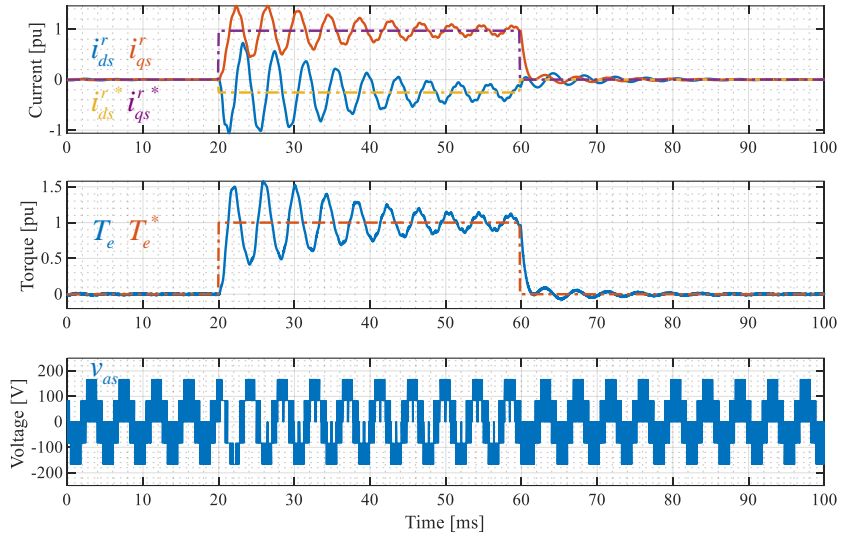


그림 6-7. 전압 지령 수정 방법의 디지털 구현

그림 6-7은 식 (6.17)을 디지털 영역에서 구현하는 방법을 나타낸다. 해당 방법의 성능을 살펴보기 위하여 시뮬레이션을 진행하였다. 상태 궤환 전류 제어기와 복소 벡터 전류 제어기 구조에 대하여 그림 6-7의 방법을 적용하였다. 시뮬레이션 조건은 앞선 그림 6-5, 그림 6-6의 조건과 동일하며, 과변조 영역에서의 정상상태 오차를 막기 위하여 역연산 안티 와인드업은 비활성화 하였다.



(가) 상태 궤환 전류 제어기



(나) 복소 벡터 전류 제어기

그림 6-8. 전압 지령 수정 방법 적용 시뮬레이션 결과 ($\omega_{rpm} = 1,800 \text{ r/min}$)

그림 6-8은 전류 제어기 구조에 따른 전압 지령 수정 방법 적용 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

그림 6-8(가)의 상태 궤환 전류 제어기의 경우를 살펴보면, 그림 6-4(가)와 비교하여 빠르게 정상상태에 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 전압 지령 수정 방법을 적용하였을 때, 과도 상태에서 q 축 전압 여유분을 확보하기 위하여 d 축 전류에 언더슈트가 발생하는 것을 확인할 수 있다. PMSM의 d 축 전류는 회전자의 자속 축에 해당하므로, d 축 전류에 언더슈트가 발생하더라도 토크는 1차 저역 통과 필터 형태의 과도 응답을 가지는 것을 확인할 수 있다.

반면, 그림 6-8(나)의 복소 벡터 전류 제어기의 경우를 살펴보면, 그림 6-5(가)와 비교하여 과도 응답이 더 악화되는 것을 확인할 수 있다. 앞서 식 (6.13)을 살펴보면, 복소 벡터 전류 제어기에서 전압 부족분에 대한 전류의 전달 함수 행렬은 교차 결합 성분을 포함한다. 이로 인하여, 유효 역기전력과 전류 간의 교차 결합 성질을 이용한 전압 지령 수정 방법을 적용하는 경우, 상호 간섭으로 인하여 과도 응답이 악화되는 것으로 해석된다.

6.1.3 능동 저항을 이용한 복소 벡터 전류 제어기 동특성 개선

상태 궤환 전류 제어기의 경우, 참고 문헌 [30]의 방법을 이용하여 과변조 영역에서의 전류 제어 과도 응답을 개선할 수 있었다. 하지만 이를 복소 벡터 전류 제어기에 적용하는 경우, 오히려 과도 응답이 악화됨을 확인하였다. 본 절에서는 복소 벡터 전류 제어기를 적용할 때 과변조 영역 동특성 개선 방안에 대하여 논의한다.

식 (6.13)에 나타난 전압 부족분에 대한 전류의 전달 함수 행렬 $\mathbf{H}(s)$ 는 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(s) &= \begin{bmatrix} \frac{i_{ds}^r}{\Delta v_{ds}'} & \frac{i_{ds}^r}{\Delta v_{qs}'} \\ \frac{i_{qs}^r}{\Delta v_{ds}'} & \frac{i_{qs}^r}{\Delta v_{qs}'} \end{bmatrix} \\ &= -\frac{s}{s + \omega_{cc}} (\mathbf{sL}_s + \mathbf{R}_s + \omega_r \mathbf{JL}_s)^{-1} \\ &= -\frac{s}{s + \omega_{cc}} \cdot \frac{\frac{1}{L_{ds}L_{qs}}}{s^2 + R_s \frac{L_{ds} + L_{qs}}{L_{ds}L_{qs}} s + \omega_r^2 + \frac{R_s^2}{L_{ds}L_{qs}}} \begin{bmatrix} sL_{qs} + R_s & \omega_r L_{qs} \\ -\omega_r L_{ds} & sL_{ds} + R_s \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6.18)$$

앞서 6.1.2절에서 논의 하였듯이, 전류 제어를 위한 전압 여유분이 부족한 상황에서 전류 제어의 동특성을 향상 시키기 위해서는 유효 역기전력을 수정해야한다. $\mathbf{H}(s)$ 의 반대각 성분의 부호를 살펴보면, q 축 전압 부족분은 d 축 전류를 줄이는 방향으로, d 축 전압 부족분은 q 축 전류를 늘리는 방향으로 영향을 주는데, 이는 전류 제어를 위한 전압 여유분을 확보하는 방향인 것을 알 수 있다.

그림 6-5(가)와 그림 6-6(가)를 살펴보면, 안티 와인드업을 적용하지 않은 상황에서 정상상태에 수렴하기까지 상태 궤환 전류 제어기는 약 30 ms의 시간이 소요되는 반면, 복소 벡터 전류 제어기는 약 20 ms가 소요된다. 이를 통하여, 복소 벡터 전류 제어기는 $\mathbf{H}(s)$ 의 교차 결합 성분으로 인한 효과로, 상태 궤환 전류 제어기 보다 빠르게 정상상태에 수렴하는 것을 알 수 있다. 하지만 식 (6.18)의 $\mathbf{H}(s)$ 는 허수축에 인접한 극점(Pole)을 가지기 때문에, 과도 상태 전류가 감쇠 진동하는 형태를 가진다. 이러한 진동 성분을 줄이기 위하여, 능동 저항을 추가하는 것을 고려해 볼 수 있다.

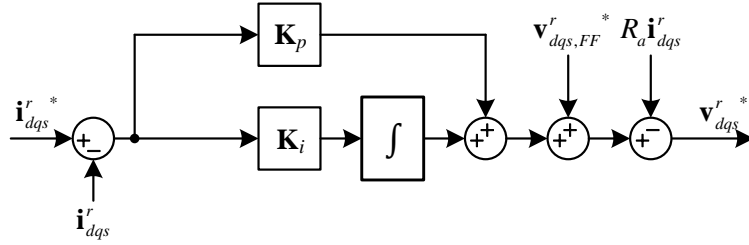


그림 6-9. 능동 저항을 추가한 전류 제어 구조

그림 6-9는 능동 저항 R_a 를 추가한 전류 제어 구조를 나타낸다. 능동 저항을 추가할 경우, 디지털 시지연에 의한 영향이 작다는 가정 하에, 플랜트 저항이 $(R_s + R_a)$ 로 수정되는 효과를 가진다. 따라서 적분기 이득도 이를 반영하여 다음과 같이 설정해 주어야 한다.

$$\mathbf{K}_i = \omega_{cc} (\hat{\mathbf{R}}_s + \mathbf{R}_a + \omega_r \mathbf{J} \hat{\mathbf{L}}_s). \quad (6.19)$$

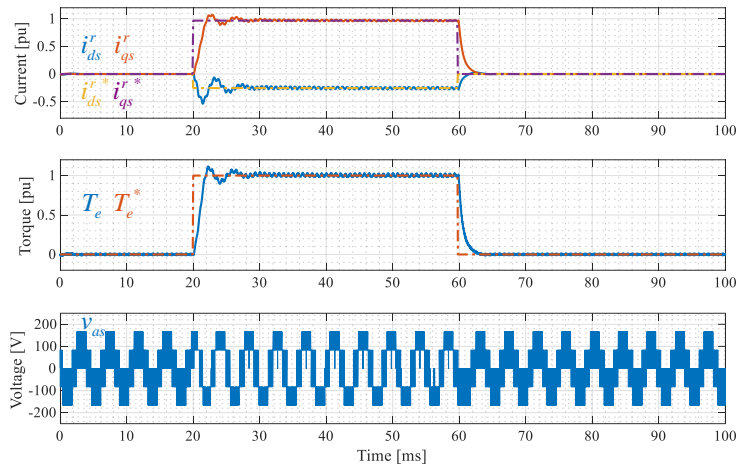
이 경우, $\mathbf{H}(s)$ 의 자연 주파수와 감쇠 계수는 다음과 같이 나타난다.

$$\omega_n = \sqrt{\omega_r^2 + \frac{(R_s + R_a)^2}{L_{ds} L_{qs}}}. \quad (6.20)$$

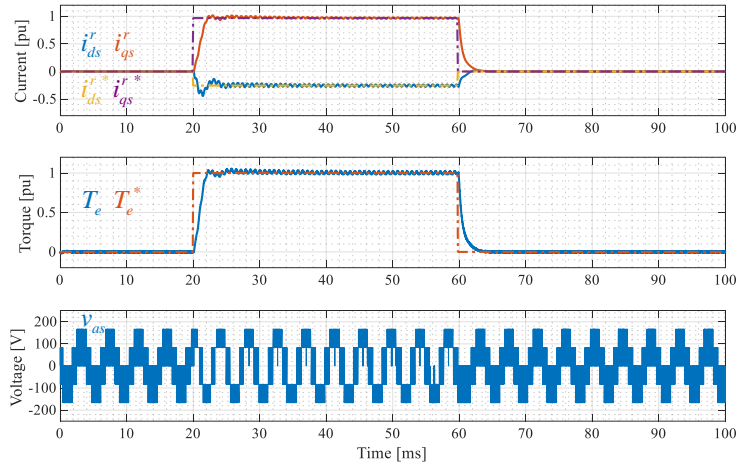
$$\zeta = \frac{1}{2\omega_n} \frac{(R_s + R_a)(L_{ds} + L_{qs})}{L_{ds} L_{qs}}. \quad (6.21)$$

R_a 를 증가시킬수록 감쇠 계수가 증가하여, 과도 상태에서의 전류 진동적인 응답을 개선할 수 있다. 하지만, R_a 를 키울수록 디지털 시지연에 의한 효과 또한 증가하므로, 이로 인해 전류 제어가 불안정해질 수 있다. 이 경우, 한 샘플 뒤의 전류 예측을 이용하여 시지연에 의한 효과를 보상해줌으로써 안정도를 개선할 수 있다 [48], [68].

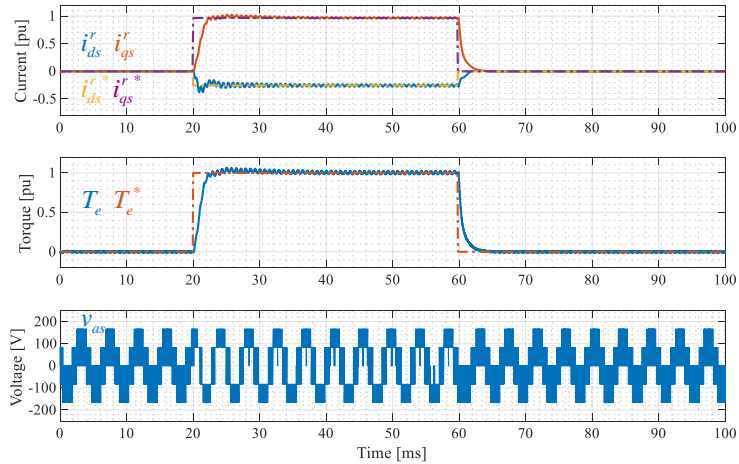
능동 저항에 따른 복소 벡터 전류 제어기에서의 과변조 영역 운전 특성을 살펴보기 위하여, $R_a = 10R_s \sim 50R_s$ 로 변경해가며 시뮬레이션을 진행하였다. 기타 시뮬레이션 조건은 그림 6-6(가)와 동일하다.



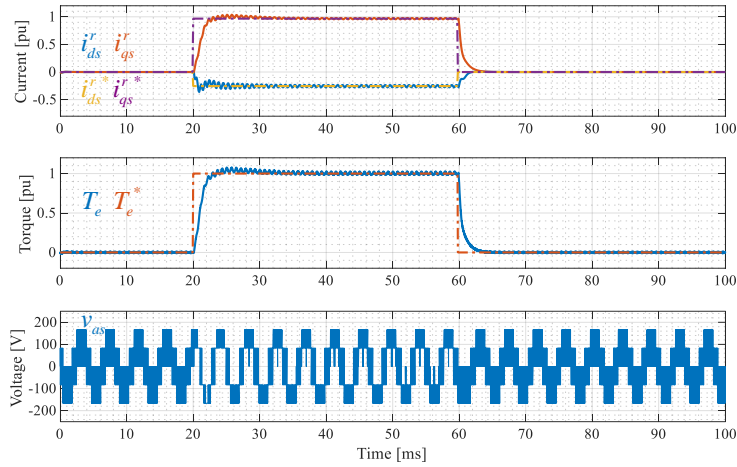
(ㄱ) $R_a = 10R_s$



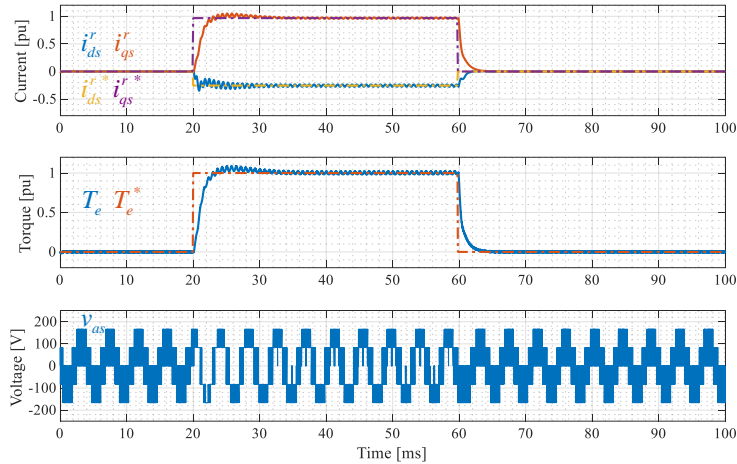
(ㄴ) $R_a = 20R_s$



(ㄷ) $R_a = 30R_s$



(라) $R_a = 40R_s$



(마) $R_a = 50R_s$

그림 6-10. 능동 저항에 따른 복소 벡터 전류 제어기의 과도 응답 시뮬레이션 결과 ($\omega_{rpm} = 1,800 \text{ r/min}$)

그림 6-10은 능동 저항에 따른 복소 벡터 전류 제어기의 과도 응답을 살펴본 결과이다. R_a 를 늘릴수록 과도 상태의 진동적인 응답이 사라지는 것을 확인할 수 있다. 그림 6-10(다)의 $R_a = 30R_s$ 경우, 식 (6.21)을 통해 계산된 ζ 는 0.72로, 시뮬레이션 상에서 가장 빠르게 정상상태에 도달하는 것을 확인할 수 있다. 이 이상으로 R_a 를 늘리는 경우, 진동적인 응답은 사라지지만 토크 오버 슈트가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 이는 R_a 가 증가할수록 식 (6.19)를 통해 설정된 적분기 이득이 커지면서, 적분기의

와인드업 현상이 심화되기 때문으로 해석된다.

전압 지령 수정 방법이 적용된 상태 궤환 전류 제어기와 적절한 능동 저항이 추가된 복소 벡터 전류 제어기는 과변조 영역에서 유사한 동특성을 지닌다. 하지만 전압 지령 수정 방법은, 전류 제어기의 출력 $\mathbf{v}_{dqs}^r^*$ 과 과변조 이후의 전압 지령 \mathbf{v}_{dqs}^{r**} 간에 평균 위상 차이가 발생하게 된다. 식스-스텝 모드에서 PWM 모드로의 절환을 위해서는 전류 제어기의 적분기를 적절한 초기 값으로 갱신해 주어야하는데, 전압 지령 수정 방법으로 인한 위상 차이는 과변조 기법에 따라 상이하게 발생하므로, 초기값 설정에 어려움이 존재한다. 반면, 복소 벡터 전류 제어기는 별도의 전압 지령 수정부가 필요 없으므로, \mathbf{v}_{dqs}^{r**} 와 $\mathbf{v}_{dqs}^r^*$ 간의 평균 위상 차이가 없다. 이는, 모드 간 절환에 있어서 적분기 초기값 설정에 용이하다는 장점으로 작용한다. 따라서, 본 논문에서는 복소 벡터 전류 제어 구조를 채택하여 PWM 모드와 식스-스텝 모드 간의 절환 방법을 모색한다.

6.2 PWM 모드와 식스-스텝 모드 간의 절환 방법

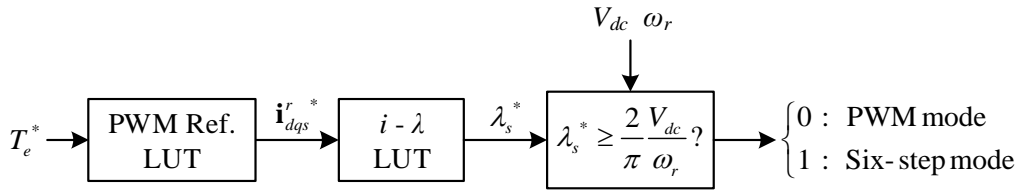


그림 6-11. 운전 모드 결정 방법

그림 6-11은 모드 결정 방법을 나타낸다. PWM 모드에서 전류 제어기의 지령은, 토크 지령과 최소 손실 운전을 위한 참조표를 통하여 결정된다. 해당 운전점에서의 자속 크기 λ_s^* 를 사전 실험을 통하여 저장해둔 뒤, 식스-스텝 운전시의 자속 크기 $\frac{2V_{dc}}{\pi\omega_r}$ 와 λ_s^* 를 비교하여 운전 모드를 결정한다. λ_s^* 가 $\frac{2V_{dc}}{\pi\omega_r}$ 보다 작은 경우에는 PWM 모드로 동작하며, 반대로 λ_s^* 가 $\frac{2V_{dc}}{\pi\omega_r}$ 보다 큰 경우에는 식스-스텝 모드로 동작한다.

본 논문에서는 PWM 모드와 식스-스텝 모드에 사용되는 제어 구조가 다르다. PWM 모드에서는 그림 6-9에 나타난 RFOC 전류 제어 구조를 이용하고 출력은 dq -전압이며, 식스-스텝 모드에서는 그림 5-5의 SFOC q 축 전류 제어 구조를 이용하고 출력은 자속각이다. 각 제어기 적분기의 초기 값을 고려하지 않고 절환을 수행할 경우, 과도한 전류 및 토크가 발생할 수 있다. 따라서 모드 절환 시, 각 제어기의 적분기를 적절한 값으로 초기화 해주어야 한다.

식스-스텝 모드에서의 적분기 출력은 자속각에 해당한다. 따라서 PWM 모드로 운전 중 식스-스텝 모드로 절환 시, 식스-스텝 모드 적분기를 절환 시점 자속각으로 초기화 해주어야한다. 이를 위하여, PWM 모드 중에도 자속 관측기를 동작(Background operation) 시키며, 절환 시 자속 관측기의 출력 자속각 값으로 식스-스텝 모드의 적분기를 초기화 시킨다.

PWM 모드의 전류 제어기 출력은 dq -전압 지령이다. 식스-스텝 모드에서 정상상태 출력 dq -전압은 다음과 같이 근사 가능하다.

$$\mathbf{v}_{dqs}^r \approx \frac{2}{\pi} V_{dc} \mathbf{u} \left(\theta_\lambda + \frac{\pi}{2} \right). \quad (6.22)$$

식스-스텝 모드로 운전 중 PWM 모드로 절환 시, 절환 직후 RFOC 전류 제어기를 통한 합성 전압이 식 (6.22)와 같이 되도록 적분기 값을 초기화 해주어야 한다. 이를 위하여, $MI = 1$ 이 되도록 MI^* 값을 설정해야 한다. 추가적으로 능동 저항 및 전압 전향 보상 항을 고려하여 다음과 같이 d 축, q 축 적분기를 초기화 시킨다.

$$\text{Integ}_{d,0} = MI^* \cdot \frac{2}{\pi} V_{dc} \cdot \cos \left(\theta_\lambda + \frac{\pi}{2} \right) + \left\{ (R_s + R_a) i_{ds}^r - v_{ds,FF}^* \right\}. \quad (6.23)$$

$$\text{Integ}_{q,0} = MI^* \cdot \frac{2}{\pi} V_{dc} \cdot \sin \left(\theta_\lambda + \frac{\pi}{2} \right) + \left\{ (R_s + R_a) i_{qs}^r - v_{qs,FF}^* \right\}. \quad (6.24)$$

본 논문에서는 읍셋 전압을 통해 쉽게 구현할 수 있고, $MI = 1$ 에 도달 가능한 스위칭 상태 유지 과변조 기법(Switching state overmodulation)을 적용하였다 [69].

6.3 시뮬레이션 및 실험 결과

6.3.1 시뮬레이션 결과

제안하는 절환 방법의 성능을 검증하기 위하여 FEA 기반 PMSM 모델을 이용하여 시뮬레이션을 수행한다. FEA 기반 PMSM 모델을 포함한 시뮬레이션 구성 방법은 부록 B에 수록되어 있다. 시뮬레이션 조건은 $V_{dc} = 250 \text{ V}$, $f_s = f_{sw} = 10 \text{ kHz}$ 이다. PWM 모드 내에서는 $R_a = 30 R_s$ 의 능동 저항을 적용한 복소 벡터 전류 제어기를 이용하였으며, 식스-스텝 모드에서는 5장에서 제안한 방법을 적용하였다. 각 제어기의 제어 대역폭은 100 Hz로 통일하였다.

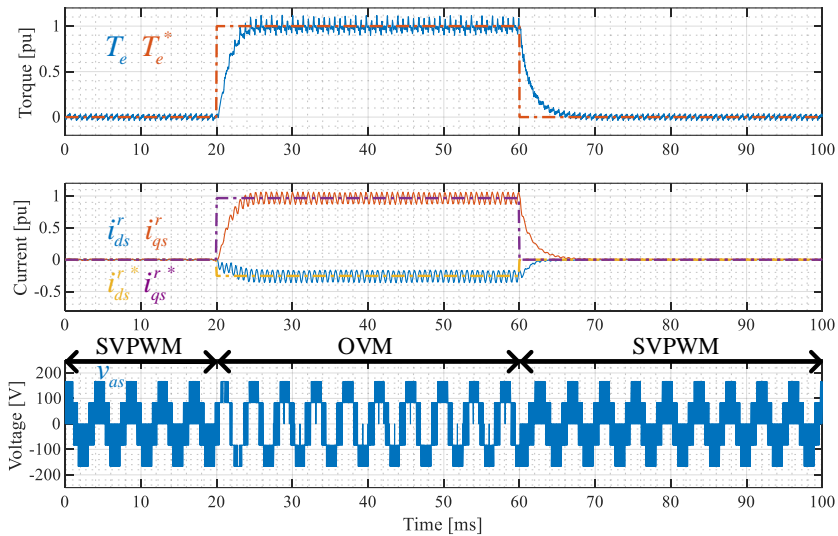


그림 6-12. 선형 변조 영역과 과변조 영역 간의 절환 시뮬레이션 결과

그림 6-12는 선형 변조 영역과 과변조 영역 간의 절환 시뮬레이션 결과를 나타낸다. ω_{rpm} 은 1,800 r/min이며, 1 pu의 T_e^* 를 계단 형태로 인가하였다.

선형 변조 영역과 과변조 영역에서는 별도의 제어 알고리즘 절환 없이, 동일한 RFOC 복소 벡터 전류 제어기 구조를 이용한다. 지령이 인가되었을 때, 전류 제어기 적분기의 와인드업 현상과 과변조 기법을 통하여, 선형 변조 영역과 과변조 영역간의 자연스러운 절환이

이루어진다. 전류 제어기가 과변조 영역에서 포화 됨에도 불구하고, 앞서 6.1.3절에서 분석한 능동 저항의 효과를 통하여 불필요한 오버슈트나 진동 없이 정상상태에 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

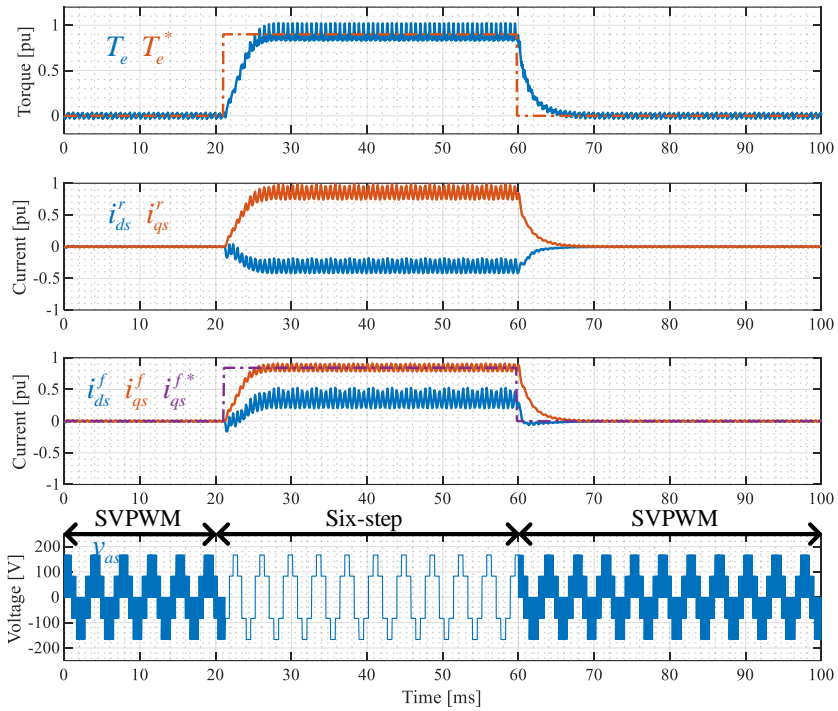


그림 6-13. 선형 변조 영역과 식스-스텝 영역 간의 절환 시뮬레이션 결과

그림 6-13은 선형 변조 영역과 식스-스텝 영역 간의 절환 시뮬레이션 결과를 나타낸다. ω_{rpm} 은 2,000 r/min이며, 0.9 pu의 T_e^* 를 계단 형태로 인가하였다. PWM 모드에서는 RFOC 전류 제어, 식스-스텝 모드에서는 SFOC q 축 전류 제어를 수행하므로, 회전자 기준 좌표계 및 고정자 자속 기준 좌표계 상에서의 전류를 모두 도시하였다.

그림 6-11의 운전 모드 판별을 통하여 20 ms와 60 ms 부근에서 절환이 수행된다. 전류와 토크 파형을 살펴보면, 제안 방법을 통한 절환이 잘 수행되는 것을 확인할 수 있다.

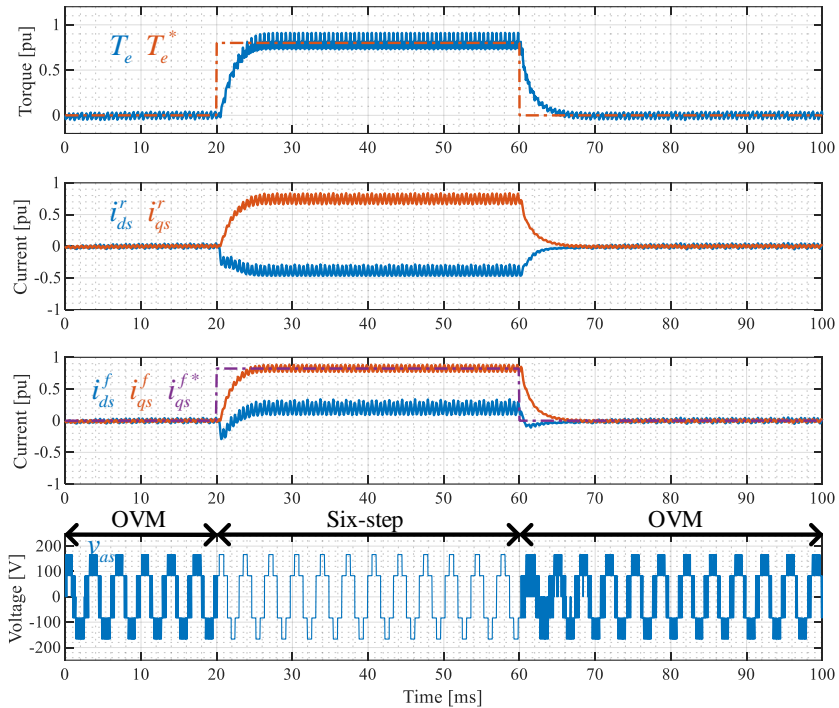


그림 6-14. 과변조 영역과 식스-스텝 영역 간의 절환 시뮬레이션 결과

그림 6-14는 과변조 영역과 식스-스텝 영역 간의 절환 시뮬레이션 결과를 나타낸다. ω_{rpm} 은 2,200 r/min이며, 0.8 pu의 T_e^* 를 계단 형태로 인가하였다. PWM 모드에서는 RFOC 전류 제어, 식스-스텝 모드에서는 SFOC q 축 전류 제어를 수행하므로, 앞선 그림 6-13과 동일하게 회전자 기준 좌표계 및 고정자 자속 기준 좌표계 상에서의 전류를 모두 도시하였다.

그림 6-11의 운전 모드 판별을 통하여 20 ms와 60 ms 부근에서 절환이 수행된다. 전류와 토크 파형을 살펴보면, 제안 방법을 통한 절환이 잘 수행되는 것을 확인할 수 있다.

6.3.2 실험 결과

제안하는 방법의 성능을 실험적으로 검증하기 위하여 실험을 수행한다. 실험 세트의 구성은 부록 C에 수록되어 있다. 실험 조건은 $V_{dc} = 250 \text{ V}$, $f_s = 10 \text{ kHz}$ 이며, 회전 속도는 부하기에 의해 제어 되었다. PWM 모드에서는 회전자 기준 좌표계 상에서의 전류 제어를 수행하며, 식스-스텝 모드에서는 고정자 자속 기준 좌표계 상에서의 q 축 전류 제어를 수행한다. 각 제어기의 제어 대역폭은 100 Hz 로 통일하였다.

실험 세트 상에서는 대상 IPMSM과 부하기 사이의 기계적 공진으로 인하여, 과도 상태 토크를 측정하기 어렵다. 따라서 식 (5.1)과 같이 추정 자속 벡터와 전류 벡터의 외적을 통하여 추정된 토크를 도시하였다.

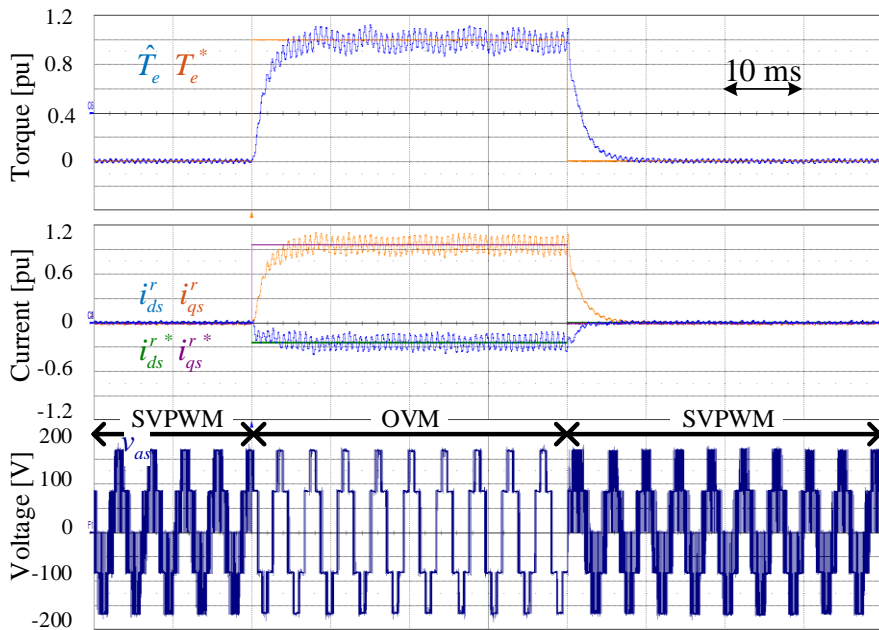


그림 6-15. 선형 변조 영역과 과변조 영역 간의 전환 실험 결과

그림 6-15는 선형 변조 영역과 과변조 영역 간의 전환 실험 결과를 나타낸다. ω_{rpm} 은 $1,800 \text{ r/min}$ 이며, 1 pu 의 T_e^* 를 계단 형태로 인가하였다.

선형 변조 영역과 과변조 영역에서는 별도의 제어 알고리즘 전환 없이, 동일한 RFOC 복소 벡터 전류 제어기 구조를 이용한다. 지령이 인가되었을 때, 전류 제어기 적분기의 와인드업 현상과 과변조 기법을

통하여, 선형 변조 영역과 과변조 영역간의 자연스러운 전환이 이루어진다. 이 때, 전류 제어가 과변조 영역에서 포화 됨에도 불구하고, 앞서 6.1.3절에서 분석한 능동 저항의 효과를 통하여 빠르게 정상상태에 도달하는 것을 확인할 수 있다.

정상상태 전류 및 토크를 살펴보면, 시뮬레이션에서는 발생하지 않던 수십 Hz 대역의 리플이 존재함을 확인할 수 있다. 실험 세트 구현 상의 이유로, 대상 IPMSM의 각도 정보는 부하기에 부착된 엔코더로부터 얻어진다. 이로 인하여 실제 각도와 측정 각도 상에는 기계적 진동으로 인한 차이가 발생할 수 있다. 실험에서 발생하는 수십 Hz 대역의 전류 리플은 각 오차로 인해 발생하는 것으로 사료된다.

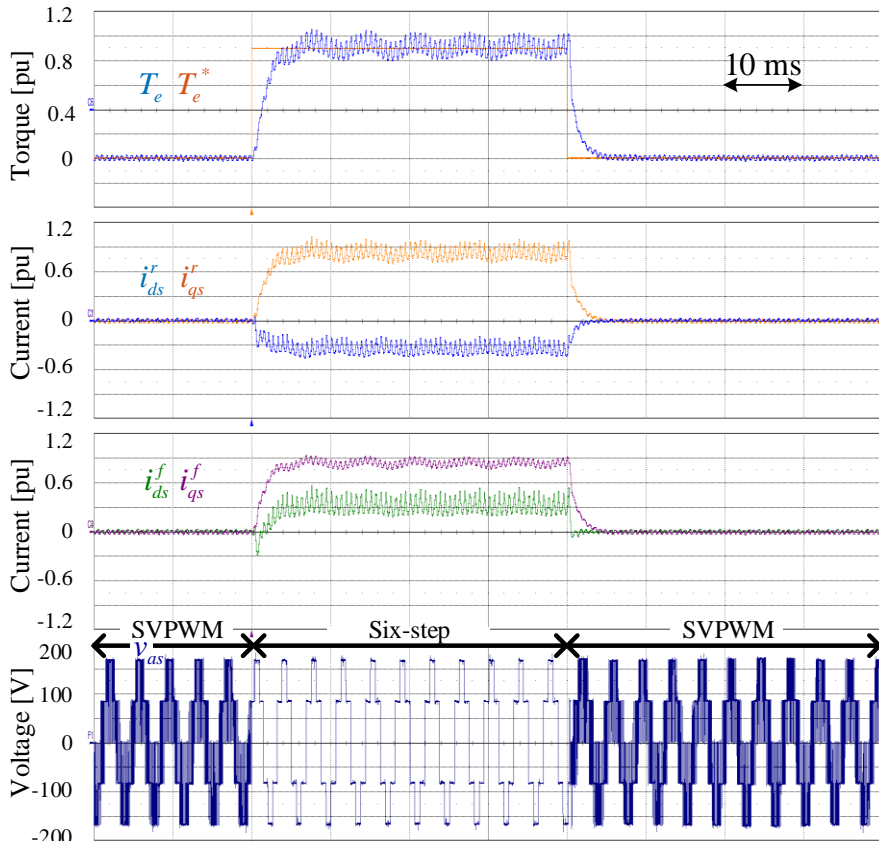


그림 6-16. 선형 변조 영역과 식스-스텝 영역 간의 전환 실험 결과

그림 6-16은 선형 변조 영역과 식스-스텝 영역 간의 절환 실험 결과를 나타낸다. ω_{rpm} 은 2,000 r/min이며, 0.9 pu의 T_e^* 를 계단 형태로 인가하였다. PWM 모드에서는 RFOC 전류 제어, 식스-스텝 모드에서는 SFOC q 축 전류 제어를 수행하므로, 회전자 기준 좌표계 및 고정자 자속 기준 좌표계 상에서의 전류를 모두 도시하였다.

그림 6-11의 운전 모드 판별을 통하여 20 ms와 60 ms 부근에서 절환이 발생한다. 하지만 절환 직후 추정 토크에 수십 Hz 대역의 리플이 존재하는 것을 확인할 수 있다. 제안하는 식스-스텝 운전 방법은 정확한 순시 고정자 자속에 대한 정보가 필요한데, PWM 모드에서는 스위칭 소자의 데드타임에 의한 전압 왜곡으로 인해, 정확한 자속 추정이 식스-스텝 모드 보다 어렵다. 이와 더불어 앞서 언급한 기계 진동으로 인하여 과도 상태에 리플이 발생하는 것으로 생각된다.

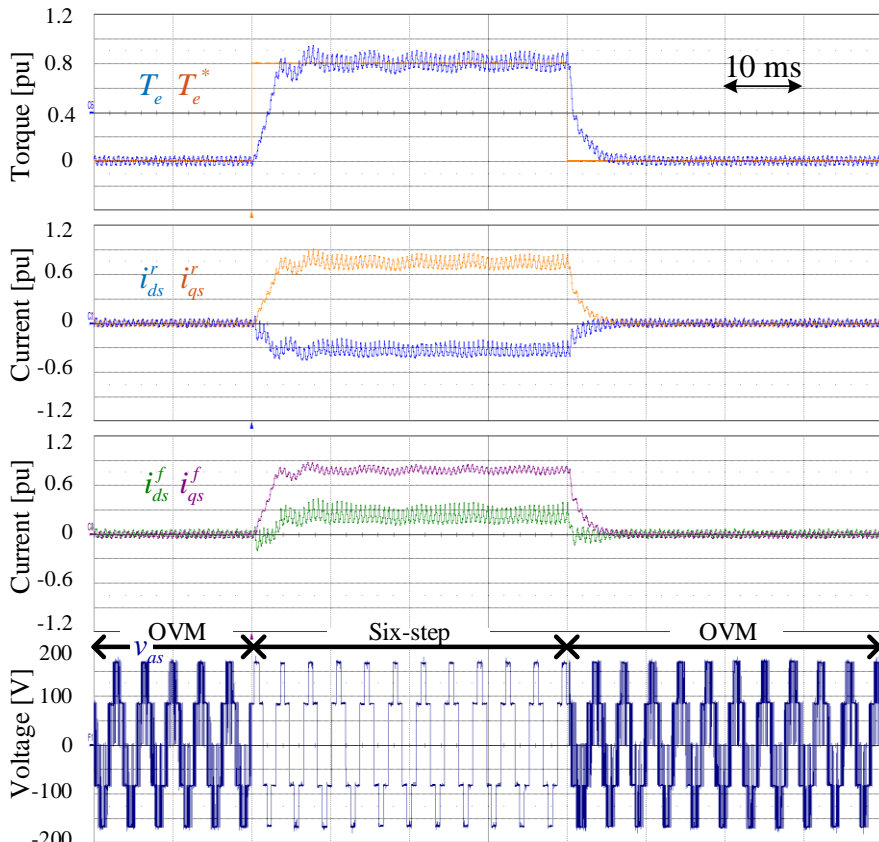


그림 6-17. 과변조 영역과 식스-스텝 영역 간의 절환 실험 결과

그림 6-17은 과변조 영역과 식스-스텝 영역 간의 절환 실험 결과를 나타낸다. ω_{rpm} 은 2,200 r/min이며, 0.8 pu의 T_e^* 를 계단 형태로 인가하였다. PWM 모드에서는 RFOC 전류 제어, 식스-스텝 모드에서는 SFOC q 축 전류 제어를 수행하므로, 회전자 기준 좌표계 및 고정자 자속 기준 좌표계 상에서의 전류를 모두 도시하였다.

그림 6-11의 운전 모드 판별을 통하여 20 ms와 60 ms 부근에서 절환이 발생한다. 하지만 앞서 그림 6-16의 결과와 마찬가지로, 절환 직후 추정 토크에 수십 Hz 대역의 리플이 존재하는 것을 확인할 수 있다. 이는 앞서 언급한 자속 추정기의 성능 한계와 기계 진동으로 인해 발생하는 것으로 사료 된다.

제 7장 결론

7.1 연구 결과

본 논문에서는 자속 벡터 예측을 통한 영구자석 동기 전동기의 식스-스텝 운전 동특성 향상 방법에 대하여 연구하였다. 본 연구의 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 시간-최적 운전점 절환 분석

회전자 기준 좌표계 상에서의 순시 전압 벡터 회전 효과를 반영하기 위하여, 시간 영역에서 식스-스텝 운전의 순시 자속 궤적을 모델링하였다. 모델링을 바탕으로 식스-스텝 운전의 시간-최적 운전점 절환 방법을 유도하였으며, 한계 동특성을 이론적으로 규명하였다.

- 자속 벡터 예측을 통한 시간-최적 절환

회전자 기준 좌표계 상에서의 시간-최적 절환에 대한 고찰을 바탕으로, 정지 좌표계 자속 정보를 이용한 페루프 형태의 시간-최적 절환 방법을 제안하였다. 제안하는 방법은 자속 벡터 예측을 통하여 시간-최적으로 자속 지령을 추종함을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하였다. 계단, 램프, AC 형태의 자속각 지령에 대하여, 제안하는 방법의 추종 성능을 검증하였다.

- 시간-최적 절환 방법을 적용한 토크 제어

시간-최적 절환 방법을 적용한 토크 제어 방법을 제안하였다. 상위 제어기가 전류 정보를 궤환 받아 자속각 지령을 결정하며, 하위 제어기로 구성된 시간-최적 절환 방법이 자속각 지령을 추종하는 형태로 구현하였다. 주어진 토크 제어 대역폭을 만족하기 위한 제어기 이득 설정 방법을 소개하였으며, 제안하는 토크 제어 방법의 성능을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하였다.

- 기저 속도 부근에서의 PWM 모드와의 절환

식스-스텝 운전을 기저 속도 이하의 저속 영역에서 수행할 경우, 인가 전압과 역기전력 성분의 과도한 차이로 인하여 전류 제한 이상의 큰 전류가 발생할 수 있다. 본 논문에서는 회전자 기준 좌표계 전류 제어를 통한 PWM 운전을 대상으로 기저 속도 부근에서의 절환 방법을 제안하였으며, 시뮬레이션 및 실험을 통하여 성능을 검증하였다.

7.2 향후 과제 및 후속 연구

본 연구를 토대로 다음과 같은 후속 연구가 진행될 수 있다.

- 고성능 자속 추정기

본 논문에서 제안하는 방법은 데드비트 자속 제어 구조를 취하므로, 자속에 대한 정확한 정보가 필요하다. 본 논문에서는 전압 모델 기반의 자속 추정기를 이용하였으나, 전동기가 가지는 여러 비이상적(Nonideal) 특성, 즉 공간 고조파, 고주파 저항, 철손 등에 대한 고려가 이루어지지 않았다. 제안하는 방법의 성능을 높이기 위해서는, 이러한 전동기의 비이상적 특성을 고려한 고성능 자속 추정기에 대한 후속 연구가 필요할 것으로 생각된다.

- 다른 종류 전동기로의 확장

본 논문에서는 3상 영구자석 동기 전동기를 대상으로 식스-스텝 운전을 연구하였다. 본 논문의 연구 방법론은 동기형 릴럭턴스 전동기, 권선형 동기 전동기, 유도 전동기 등에 대해서도 적용 가능하리라 생각된다. 이 경우 각각의 전동기에 맞게 제어 기법의 수정이 필요할 수도 있다. 특히, 권선형 동기 전동기와 유도 전동기에는 회전자의 전기적 여자 회로에 대한 동특성이 고려되어야 한다. 이 외에 다상 전동기, 개방 권선(Open-end winding) 전동기 등에 대한 후속 연구가 진행될 수 있다.

부 록

A. 시험용 IPMSM의 세부 사양

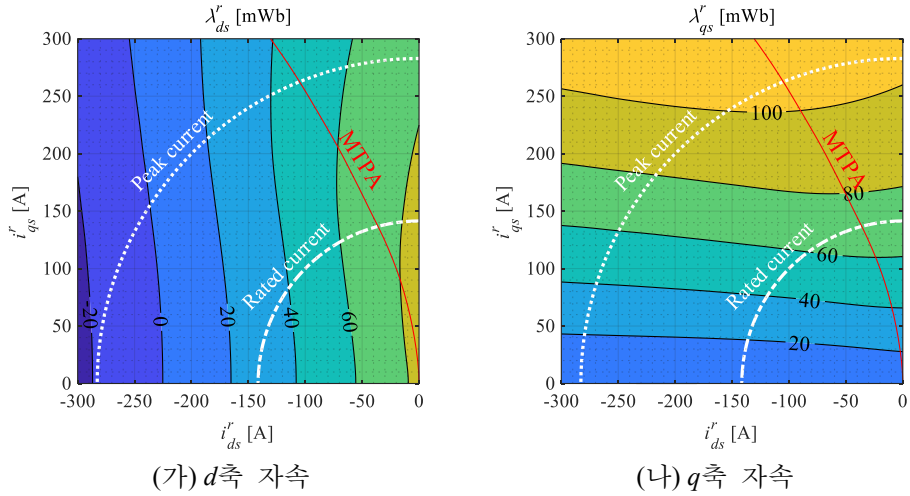


그림 A-1. 시험용 IPMSM의 평균 자속 (FEA)

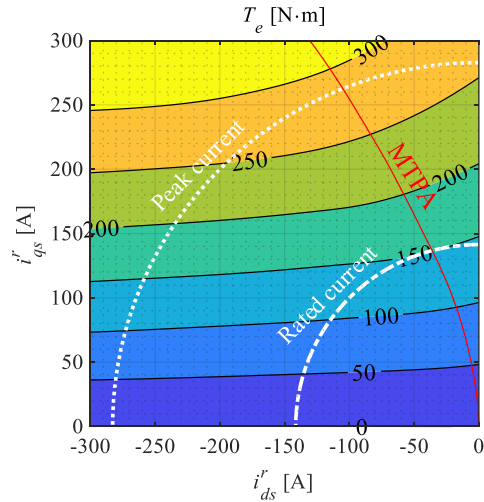


그림 A-2. 시험용 IPMSM의 평균 토크 (FEA)

본 논문의 시험용 전동기는 HYUNDAI MOTORS 사의 하이브리드용 견인 전동기로 매입형 영구자석 전동기이다. 그림 A-1과 그림 A-2는 각각 회전자 기준 좌표계에서의 시험 전동기 자속 및 토크맵을 나타내며, 표 A-1은 세부 제정수를 나타낸다.

표 A-1. 시험용 IPMSM의 제정수

제정수	값	비고
Pole / Slot	16 / 24	
정격 토크 (1 pu)	150 N·m	피크 토크 286 N·m
정격 전류 (1 pu)	140 A _{peak}	피크 전류 280 A _{peak}
정격 자속 (1 pu)	101 mWb	MTPA 1 pu 운전점 기준 자속 크기
기저 속도 (1 pu)	1,700 r/min	$V_{dc} = 250 \text{ V}$ 선형변조 영역 기준
λ_{PM}	80.1 mWb	영전류 운전점 기준 자속 크기
R_s	13.3 mΩ	
L_{ds}	320 μH	MTPA 1 pu 운전점 기준 $L_{ds} = (\lambda_{ds}^r - \lambda_{PM})/i_{ds}^r$
L_{qs}	515 μH	MTPA 1 pu 운전점 기준 $L_{qs} = \lambda_{qs}^r/i_{qs}^r$

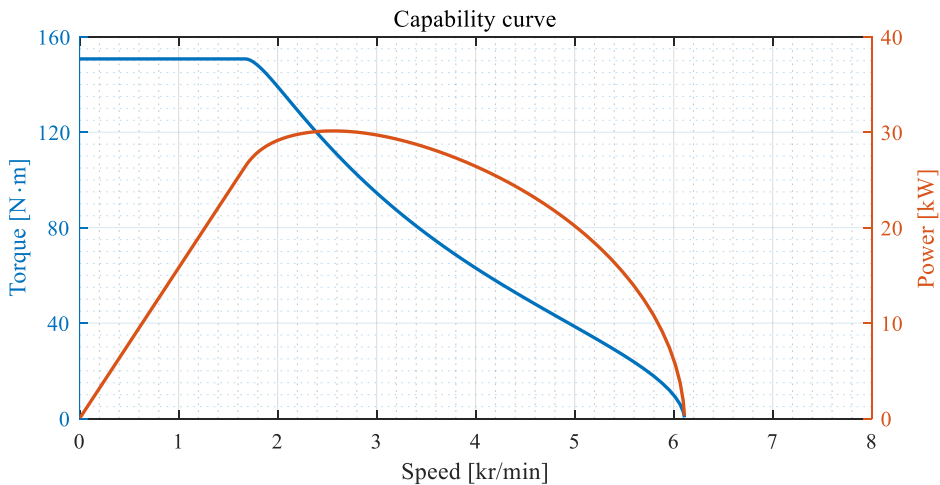


그림 A-3. 시험용 IPMSM의 능력 곡선 (FEA)

그림 A-3은 PWM의 선형 변조 영역($V_{dc} = 250 \text{ V}$, $V_{lim} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$)에서 시험용 IPMSM의 능력 곡선을 나타낸다. 시험용 IPMSM은 유한 속도(Finite speed) 시스템으로 최대 속도는 6,700 r/min이다.

B. 시뮬레이션의 구성

이상적인 PMSM의 경우, λ_{ds}^r 과 λ_{qs}^r 은 각각 i_{ds}^r 과 i_{qs}^r 에 대한 단변수 선형 함수(Univariate linear function)로 나타난다. 하지만 실제 PMSM의 경우, 자기 포화와 교차 결합 현상으로 인하여 λ_{ds}^r 과 λ_{qs}^r 은 i_{ds}^r 과 i_{qs}^r 에 대한 다변수 비선형 함수(Multivariate nonlinear function)이 된다. 또한 공극의 공간 고조파로 인하여 자속은, 전류뿐 아니라 θ_r 에 대한 함수이기도 하다. 토크 또한 유사하게 전류 및 각도에 대한 함수로 표현된다.

$$\lambda_{dqs}^r : (i_{ds}^r, i_{qs}^r, \theta_r) \rightarrow (\lambda_{ds}^r, \lambda_{qs}^r). \quad (\text{B.1})$$

$$T_e : (i_{ds}^r, i_{qs}^r, \theta_r) \rightarrow T_e. \quad (\text{B.2})$$

본 논문에서는 위에 언급한 비이상성 반영을 위하여 FEA 기반의 PMSM 모델을 이용하였다 [70].

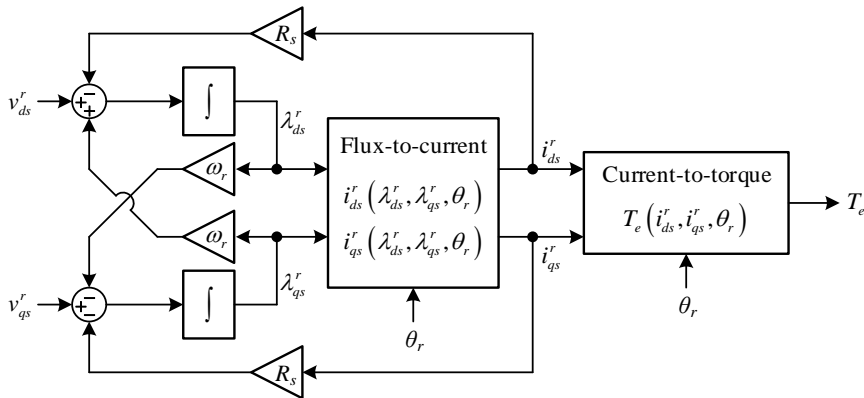


그림 B-1. FEA 기반 PMSM 모델 블록도

그림 B-1은 FEA 기반의 PMSM 모델 블록도를 나타낸다. 전압 방정식을 기반으로, λ_{ds}^r 과 λ_{qs}^r 은 아래와 같은 적분을 통해서 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \int \left\{ \begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} - \omega_r \mathbf{J} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} \right\} \cdot dt. \quad (\text{B.3})$$

여기서 전류 정보는 FEA로 구한 식 (B.1)의 역변환 참조표를 통해 얻어지며, 토크 정보는 식 (B.2)의 참조표를 통해 얻어진다.

위의 모델을 통하여 자기 포화, 교차 결합, 공간 고조파 효과를 모의할 수 있으나, 다음과 같은 비이상성들은 모의되지 않음에 유의해야한다. 우선, 식 (B.1)의 역변환은 자속과 전류가 일대일 대응 관계를 가진다는 가정 하에서 이루어진다. 즉, 본 논문에서 이용한 PMSM 모델은 철심과 영구자석의 이력(Hysteresis) 특성, 주파수에 따른 투자율 및 전도율 변화는 무시한다는 가정 하에 수립되었으며 해당 비이상성은 모의되지 않는다. 또한 식 (B.3)의 R_s 는 상수로 설정하기 때문에 표피 효과(Skin effect) 및 근접 효과(Proximity effect)는 모의되지 않는다.

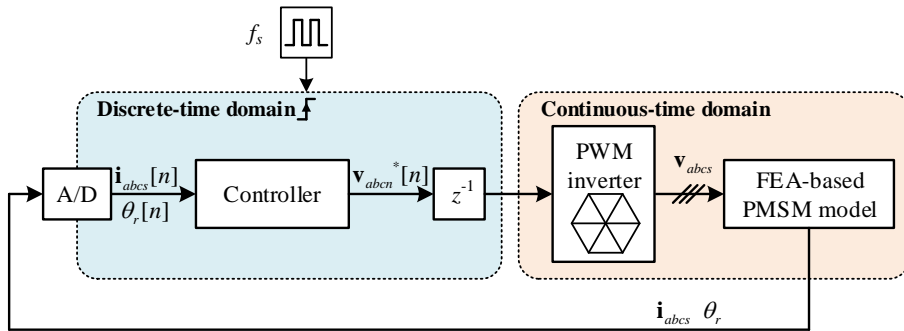


그림 B-2. PMSM 제어 시뮬레이션 구성 블록도

그림 B-2는 PMSM 모델을 포함한 제어 시뮬레이션의 구성을 나타내는 블록도이다. 제어기는 이산 시간 영역에서 구현되어, 디지털 시지연 효과가 반영되었다. PMSM에 인가되는 극전압(Pole voltage)은 반송파와 극전압 지령을 비교하여 결정된다. 마이크로프로세서의 클럭 주파수(Clock frequency)가 디지털 제어 주파수 보다 충분히 커서 이산 효과가 작다는 가정 하에, 반송파와 지령의 비교는 연속 시간 영역에서 구현하였다. 여기서 인버터 비선형성에 의한 전압 왜곡은 고려되지 않았다. 3상 극전압 파크 변환(Park transformation)을 통하여 그림 B-1의 PMSM 모델에 입력 된다.

본 연구에서는 그림 B-2의 시뮬레이션 모델을 MATHWORKS 사의 MATLAB Simulink 상에 구현하여 검증에 활용하였다.

C. 실험 세트 구성

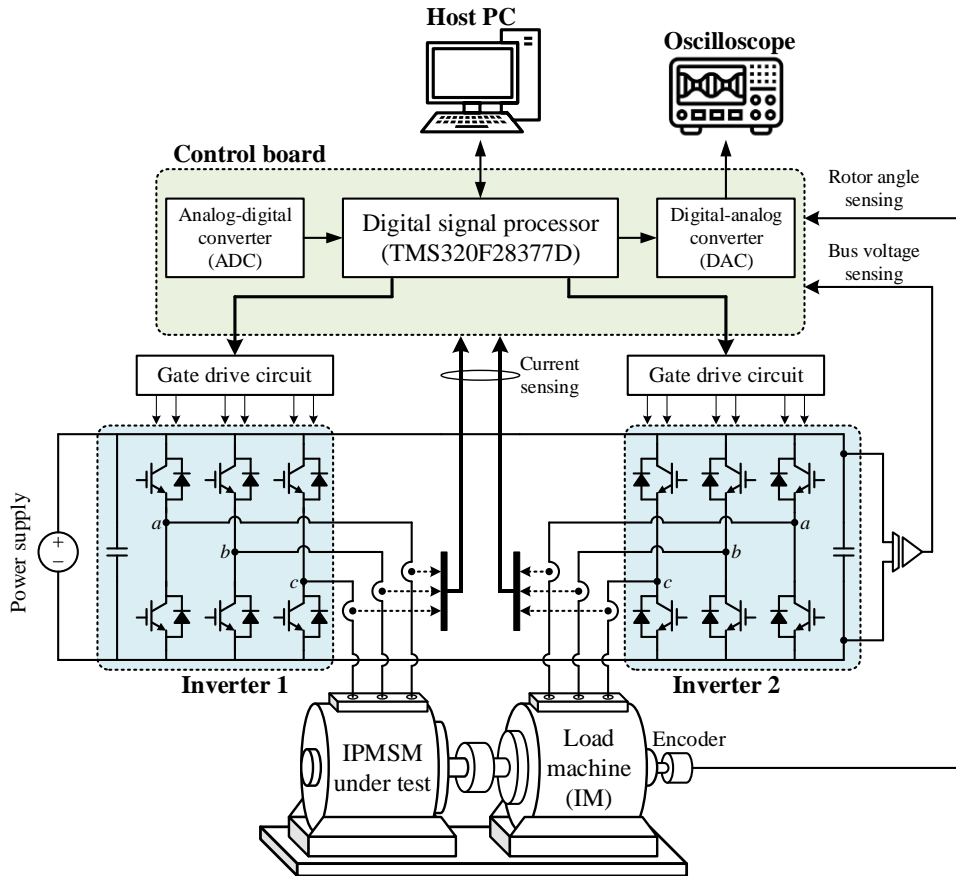


그림 C-1. 실험 세트의 구성

그림 C-1은 실험 검증을 위한 실험 세트의 구성을 나타낸다. 부하기로는 유도기를 사용하였으며, 그림 C-2와 같이 M-G 세트를 구성하였다. M-G 세트는 그림 C-3에 나타난 두 대의 인버터로 각각 제어하였으며, 인버터는 INFINEON 사의 FF600R07ME4 IGBT 모듈을 사용하여 제작하였다. 두 대의 인버터는 직류단을 공유하며, 직류 전원은 SORENSEN 사의 SGI-330/45와 SGX-330/45를 병렬 연결하여 공급하였다. 그림 C-4의 제어 보드(Control board)는 TEXAS INSTRUMENT 사의 TMS320F28377D를 기반으로 제작되었다.

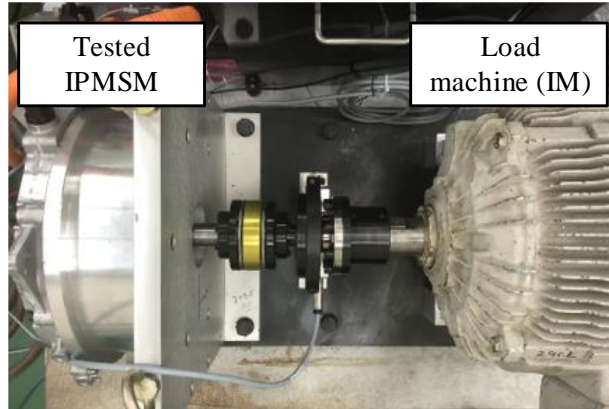


그림 C-2. M-G 세트

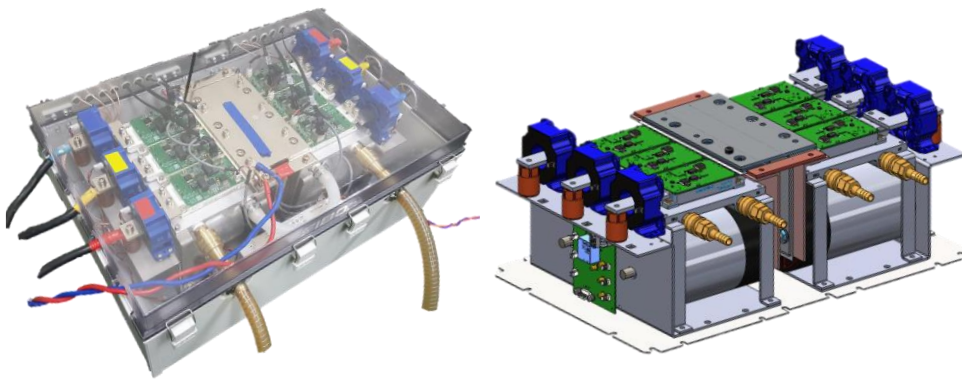


그림 C-3. 인버터

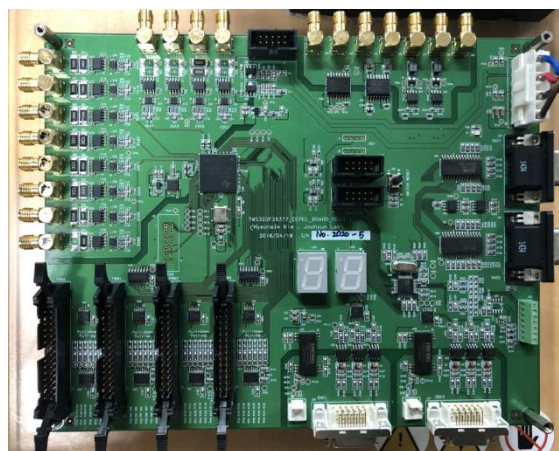


그림 C-4. 제어 보드

D. 모델 기반 시간-최적 절환의 저항 보상

식 (1.3)을 만족하는 이상적인 PMSM의 전압 방정식을 통해 다음과 같이 자속에 대한 상태 방정식을 수립할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^r &= -R_s \mathbf{i}_{dqs}^r - \omega_r \mathbf{J} \cdot \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^r + \mathbf{v}_{dqs}^r \\ &= -(\omega_r \mathbf{J} + R_s \mathbf{L}_s^{-1}) \cdot \boldsymbol{\lambda}_{dqs}^r + \mathbf{v}_{dqs}^r + R_s \mathbf{L}_s^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{PM} \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (\text{D.1})$$

식 (D.1)의 시스템 행렬 \mathbf{A} 는, 단위 행렬 \mathbf{I} 및 파울리 행렬(Pauli matrix)을 기저(Basis)로 가지는 형태로 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{A} = -(\omega_r \mathbf{J} + R_s \mathbf{L}_s^{-1}) = -\omega_r \mathbf{J} - \alpha \mathbf{I} + \beta \mathbf{I}_p \quad (\text{D.2})$$

$$\mathbf{I}_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (\text{D.3})$$

α, β 는 각각 전동기 제정수에 관련된 항으로, 아래와 같이 표현된다.

$$\alpha = \frac{R_s}{L_{ds} L_{qs}} \frac{L_{ds} + L_{qs}}{2}. \quad (\text{D.4})$$

$$\beta = \frac{R_s}{L_{ds} L_{qs}} \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2}. \quad (\text{D.5})$$

여기서 R_s 는 PMSM의 고정자 권선 저항과 인버터와 전동기를 연결하는 전선의 저항 및 인버터 스위칭 소자의 도통 저항을 모두 포함하는 저항이다.

시스템 지수 행렬 $\exp(\mathbf{A}t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\exp(\mathbf{A}t) = \exp(-\alpha t) \begin{bmatrix} \cos \omega_d t + \frac{\beta}{\omega_d} \sin \omega_d t & \frac{\omega_r}{\omega_d} \sin \omega_d t \\ -\frac{\omega_r}{\omega_d} \sin \omega_d t & \cos \omega_d t - \frac{\beta}{\omega_d} \sin \omega_d t \end{bmatrix}. \quad (\text{D.6})$$

$$\omega_d = \omega_r \sqrt{1 - \frac{\beta^2}{\omega_r^2}}. \quad (\text{D.7})$$

식 (D.6)을 살펴보면, 저항의 영향으로 인하여 감쇠 항이 존재하고, 주파수가 ω_r 에서 ω_d 로 바뀐 것을 확인할 수 있다. $\alpha, \beta \ll \omega_r$ 이라는 조건 하에, 다음과 같이 α 및 β 에 대한 1차 근사를 수행 할 수 있다.

$$\exp(\mathbf{A}t) \approx \mathbf{R}(-\omega_r t) - \alpha t \mathbf{R}(-\omega_r t) + \beta \frac{\sin \omega_r t}{\omega_r} \mathbf{I}_p. \quad (\text{D.8})$$

빨간색으로 강조된 부분은 R_s 의 영향으로 생긴 항을 나타낸다.

이와 유사하게 시스템 지수 행렬의 역행렬은 아래와 같이 근사 될 수 있다.

$$(\exp(\mathbf{A}t))^{-1} = \exp(-\mathbf{A}t) \approx \mathbf{R}(\omega_r t) + \alpha t \mathbf{R}(\omega_r t) - \beta \frac{\sin \omega_r t}{\omega_r} \mathbf{I}_p. \quad (\text{D.9})$$

이를 바탕으로, 3장에서 분석과 마찬가지로 시간-최적 절환의 해를 구할 수 있다. 시간-최적 절환의 해는 WOLFRAM 사의 MATHEMATICA를 이용하여 구하였다.

$$\begin{bmatrix} \Delta\phi_{v,1} \\ \Delta\phi_{v,2} \\ \Delta\phi_{v,3} \end{bmatrix} = \Delta\theta_{v1} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{\alpha\pi}{3\omega_r} \begin{bmatrix} \Delta\theta_{v1} \\ 0 \\ -\Delta\theta_{v1} \end{bmatrix}. \quad (\text{D.10})$$

$$\begin{bmatrix} \Delta\phi_{v,1} \\ \Delta\phi_{v,2} \\ \Delta\phi_{v,3} \\ \Delta\phi_{v,4} \end{bmatrix} = \psi \begin{bmatrix} 1 \\ -2 \\ 2 \\ -1 \end{bmatrix} + \Delta\theta_{v1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{\alpha\pi}{3\omega_r} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\psi(\psi - \Delta\theta_{v1})}{\pi/3} + (\psi + \Delta\theta_{v1}) \\ -\frac{\psi(\pi + \psi - \Delta\theta_{v1})}{\pi/3} \\ (2\psi - \Delta\theta_{v1}) \end{bmatrix}. \quad (\text{D.11})$$

식 (D.10) 및 (D.11)에서 빨간색으로 강조된 부분은 저항에 의해 나타나는 추가적인 항이며, 나머지 부분은 각각 식 (3.21) 및 (3.23)과 동일한 것을 알 수 있다.

E. RFOC q 축 전류 제어 구조

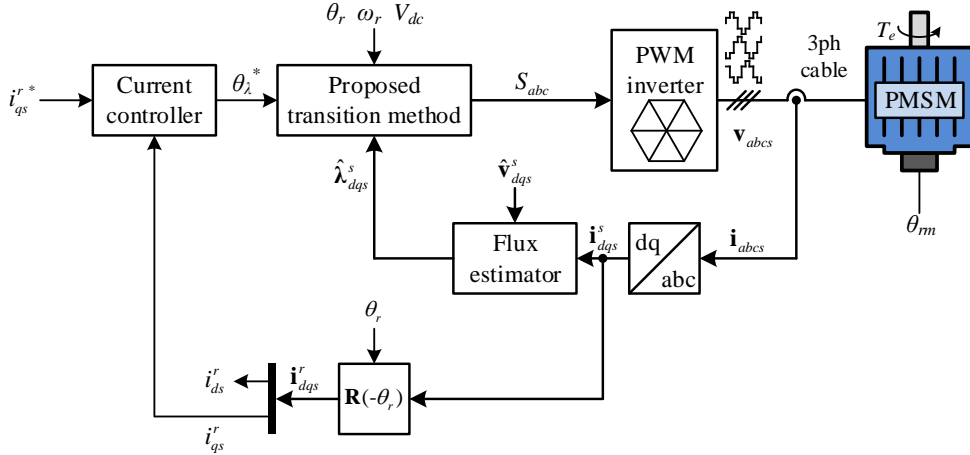


그림 E-1. 제안하는 시간-최적 절환 방법을 적용한 RFOC q 축 전류 제어 구조

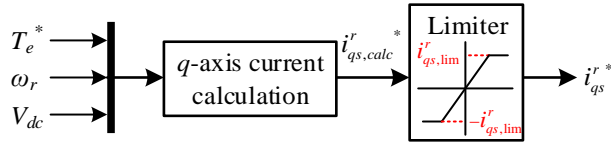


그림 E-2. RFOC q 축 전류 지령 생성기

5.2절의 SFOC q 축 전류 제어 구조와 유사하게, 그림 E-1 및 그림 E-2와 같이 RFOC q 축 전류 제어 구조에도 4장의 시간-최적 절환 방법을 적용할 수 있다. 이 때, q 축 전류 지령의 크기 제한 $i_{qs,lim}^r$ 은 인버터 및 PMSM의 전류 제한 $I_{s,lim}$ 을 고려하여 다음과 같이 설정한다.

$$i_{qs,lim}^r = \sqrt{I_{s,lim}^2 - i_{ds}^{r2}}. \quad (E.1)$$

적분 제어기를 이용할 경우, 식 (5.30)과 유사하게 적분기 이득은 다음과 같이 설정해 주어야 한다.

$$K_i = \omega_c \left(\frac{\partial i_{qs}^r}{\partial \theta_\lambda} \right)^{-1}. \quad (E.2)$$

식 (5.33)과 (5.35)를 연립하면, 회전자 기준 좌표계 상에서의 미소 전류 변화분 di_{dqs}^r 은 다음과 같이 표현 가능하다.

$$di_{dqs}^r = \mathbf{L}_h^{-1} \mathbf{R}(\theta_\lambda) \begin{bmatrix} d\lambda_s \\ \lambda_s d\theta_\lambda \end{bmatrix}. \quad (\text{E.3})$$

식 (E.3)을 통하여 $\partial i_{qs}^r / \partial \theta_\lambda$ 은 다음과 같이 표현 된다.

$$\frac{\partial i_{qs}^r}{\partial \theta_\lambda} = \frac{\lambda_s}{\det \mathbf{L}_h} (L_{qdh} \sin \theta_\lambda + L_{dh} \cos \theta_\lambda). \quad (\text{E.4})$$

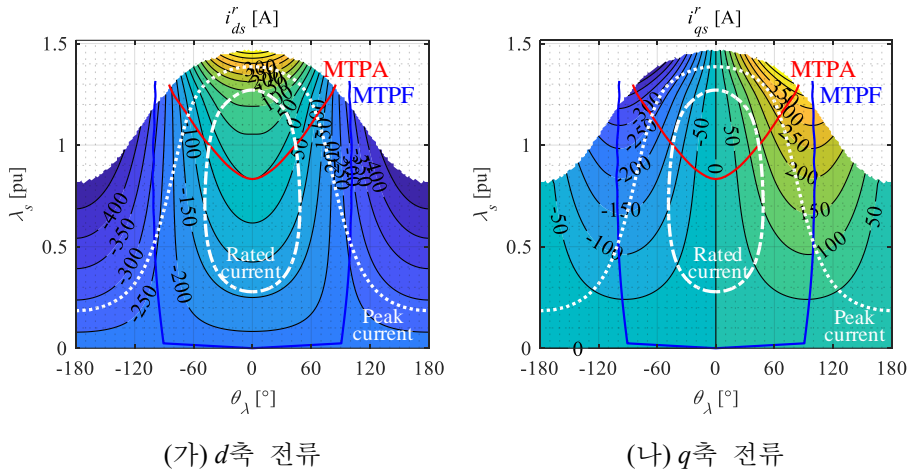


그림 E-3. 자속 극 좌표계 상에서의 회전자 기준 좌표계 d 축, q 축 전류 (FEA)

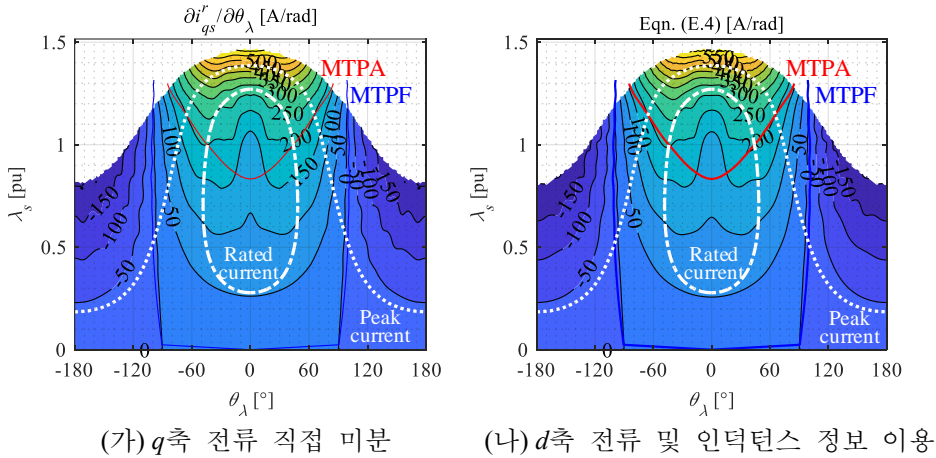


그림 E-4. 자속각에 대한 회전자 기준 좌표계 q 축 전류 편미분 결과

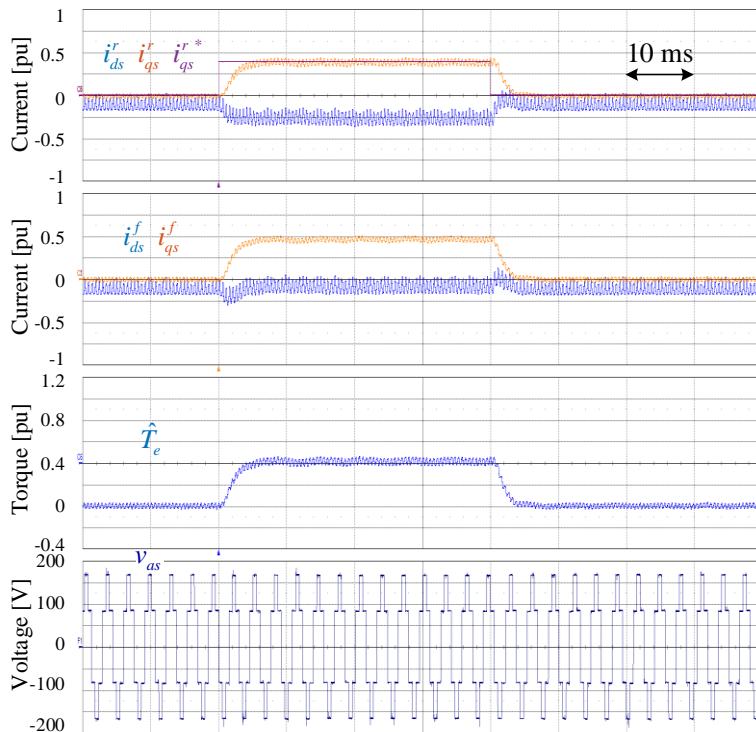
식 (E.4)의 검증을 위하여 유한 요소 해석(Finite element analysis, FEA)을 수행하였다. 그림 E-3은 FEA를 통해 얻어진 회전자 기준 자속 극 좌표계 상에서의 d 축, q 축 전류를 자속 극 좌표계(Polar coordinate) 상에서 나타낸 것이다. 그림 E-4는 자속각에 대한 회전자 기준 좌표계 q 축 전류 편미분 결과를 나타낸다. 그림 E-4(가)는 그림 E-3(나)의 결과를 바탕으로 수치

미분을 통해 얻어진 결과이며, 그림 E-4(나)는 FEA를 통해 얻어진 인덕턴스와 d 축 전류 정보를 이용하여 식 (E.4)의 계산을 바탕으로 얻어진 결과이다. 그림 E-4(가)와 (나)는 잘 일치하는 것을 확인할 수 있으며, 이를 통해 식 (E.4)가 타당함을 확인 할 수 있다.

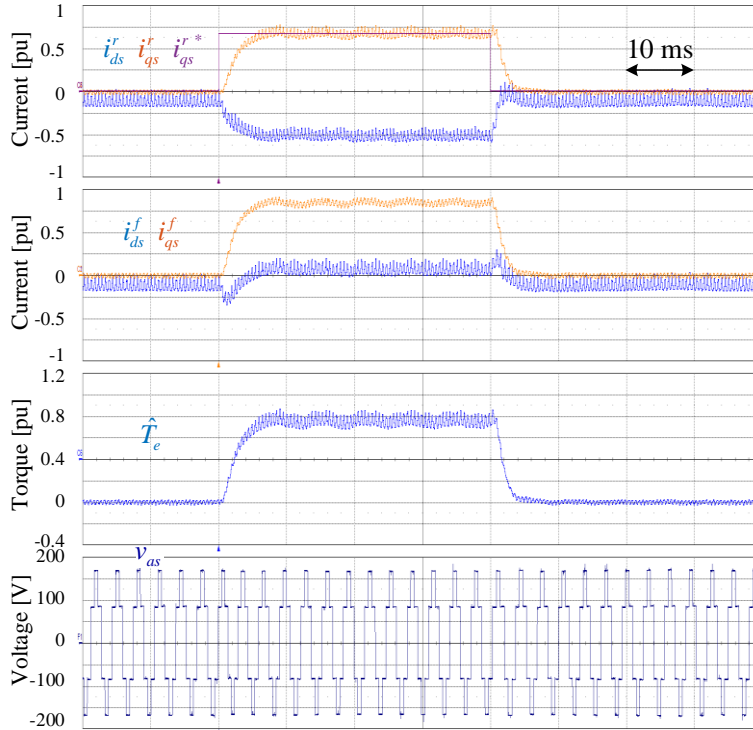
PMSM의 명목 제정수(Nominal parameters)를 이용하여, 식 (E.4)를 다음과 같이 근사한 후, 적분기 이득을 설정해 줄 수 있다.

$$\frac{\partial i_{qs}^r}{\partial \theta_\lambda} \approx \frac{\lambda_s}{L_{qs}} \cos \theta_\lambda. \quad (\text{E.5})$$

$$K_i = \omega_c \left(\frac{\partial i_{qs}^r}{\partial \theta_\lambda} \right)^{-1} \approx \frac{\omega_c L_{qs}}{\lambda_s} \sec \theta_\lambda. \quad (\text{E.6})$$



(가) $i_{qs}^{r*} = 0 \text{ pu} \rightarrow 0.35 \text{ pu} \rightarrow 0 \text{ pu}$



(나) $i_{qs}^* = 0 \text{ pu} \rightarrow 0.67 \text{ pu} \rightarrow 0 \text{ pu}$

그림 E-5. 시간-최적 절환 방법을 적용한 RFOC q 축 전류 제어 실험 결과

그림 E-5는 RFOC q 축 전류 제어 실험 결과이다. 실험 조건은 그림 5-18의 실험 조건과 동일하다. 이를 통하여 제안하는 절환 방법은 RFOC q 축 전류 제어 구조에도 적용할 수 있음을 확인할 수 있다.

참고 문헌

- [1] 설승기, 전기기기제어론. 홍릉과학출판사, 2016.
- [2] T. M. Jahns, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 4, pp. 681–689, Jul. 1987.
- [3] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasa, and K. Taniguchi, "Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 5, pp. 866–871, Sep./Oct. 1990.
- [4] S. R. Macminn and T. M. Jahns, "Control techniques for improved highspeed performance of interior PM synchronous motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 5, pp. 997–1004, Sep. 1991.
- [5] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 4, pp. 920–926, Jul./Aug. 1994.
- [6] J. Kim and S. Sul, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 1, pp. 43–48, Jan./Feb. 1997.
- [7] B. Bae, N. Patel, S. Schulz, and S. Sul, "New field weakening technique for high saliency interior permanent magnet motor," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, Oct. 2003, pp. 898–905.
- [8] J. Holtz, W. Lotzkat, and M. Khambadkone, "On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 546–553, Oct. 1993.
- [9] S. Bolognani and M. Zigliotto, "Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 525–530, Mar./Apr. 1997.
- [10] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: Analysis, comparison, and design," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 4, pp. 674–689, Jul. 1998.
- [11] D. Lee and G. Lee, "A novel overmodulation technique for space-vector PWM inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 6, pp. 1144–1151, Nov. 1998.
- [12] T. Kwon, K. Choi, M. Kwak, and S. Sul, "Novel flux-weakening control of an IPMSM for quasi-six-step operation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 6, pp. 1722–1731, Nov./Dec. 2008.
- [13] P. Y. Lin and Y. S. Lai, "Voltage control technique for the extension of DC-link voltage utilization of finite-speed SPMSM drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 9, pp. 3392–3402, Sep. 2012.
- [14] Y. Kwon, S. Kim, and S. Sul, "Voltage feedback current control scheme for improved transient performance of permanent magnet synchronous machine drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 9, pp. 3373–3382, Sep. 2012.
- [15] C. Choi, J. Seok, and R. D. Lorenz, "Wide-speed direct torque and flux control for interior PM synchronous motors operating at voltage and current limits," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 1, pp. 109–117, Jan./Feb. 2013.
- [16] S. Jung, C. C. Mi, and K. Nam, "Torque control of IPMSM in the field-weakening region with improved DC-Link voltage utilization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 6, pp. 3380–3387, Nov. 2014.
- [17] S. Kim and J. Seok, "Hexagon voltage manipulating control (HVMC) for AC motor drives operating at voltage limit," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 5, pp. 3829–3837, Sep./Oct. 2015.

- [18] X. Wang, X. Fang, F. Lin, and Z. Yang, "Predictive current control of permanent-magnet synchronous motors for rail transit including quasi six-step operation," in *Proc. IEEE Transp. Electrification Conf. Expo, Asia-Pacific*, 2017, pp. 1–6.
- [19] B. Gallert, G. Choi, K. Lee, X. Jing, and Y. Son, "Maximum efficiency control strategy of PM traction machine drives in GM hybrid and electric vehicles," in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress Expo.*, 2017, pp. 566–571.
- [20] B. K. Bose, "A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 24, no. 6, pp. 987–997, Nov./Dec. 1988.
- [21] R. Monajemy and R. Krishnan, "Performance comparison for six-step voltage and constant back EMF control strategies for PMSM," in *Proc. Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, 1999, vol. 1, pp. 165–172.
- [22] H. Nakai, H. Ohtani, E. Satoh, and Y. Inaguma, "Development and testing of the torque control for the permanent-magnet synchronous motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 800–806, Jun. 2005.
- [23] S. Morimoto, Y. Inoue, T. F. Weng, and M. Sananda, "Position sensorless PMSM drive system including square-wave operation at high-speed," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, 2007, pp. 676–682.
- [24] K. Asano et al., "High performance motor drive technologies for hybrid vehicles," in *Proc. PCC*, Nagoya, Japan, 2007, pp. 1584–1589.
- [25] T. Schoenen, A. Krings, D. van Treek, and R.W. De Doncker, "Maximum DC-link voltage utilization for optimal operation of IPMSM," in *Proc. IEEE IEMDC*, 2009, pp. 1547–1550.
- [26] Y. Inoue, Y. Maeda, S. Morimoto, and M. Sanada, "Square-wave operation of direct torque controlled PMSM drive system," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Denver, CO, USA, Sep. 2013, pp. 1801–1807.
- [27] M. Huang, K. Chen, C. Chen, Z. Li, and S. Hung, "Torque control in constant power region for IPMSM under six-step voltage operation," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 13, no. 2, pp. 181–189, Feb. 2019.
- [28] T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna, "A precise model-based design of voltage phase controller for IPMSM," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5655–5664, Dec. 2013.
- [29] H. Lee, J. Kim, J. Hong, and K. Nam, "Torque control for IPMSM in the high speed range based on voltage angle," in *Proc. 2014 IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 2014, pp. 2500–2505.
- [30] Y. Kwon, S. Kim, and S. Sul, "Six-step operation of PMSM with instantaneous current control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2614–2625, Jul./Aug. 2014.
- [31] H. Lee, S. Hong, J. Choi, K. Nam, and J. Kim, "Sector-based analytic overmodulation method," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 10, pp. 7624–7632, Oct. 2019.
- [32] J. Park, W. Jo, E. Jeon, S. Kim, C. Lee, J. Lee, J. Lee, J. Yi, and C. Won, "Variable switching frequency control-based six-step operation method of a traction inverter for driving an interior permanent magnet synchronous motor for a railroad car," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 33829–33843, 2022.
- [33] Z. Zhang, C. Wang, M. Zhou, and X. You, "Flux-weakening in PMSM drives: Analysis of voltage angle control and the single current controller design," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 437–445, Mar. 2019.
- [34] D. Zhang, M. Zhou, C. Wang, and X. You, "A single current regulator flux-weakening control for PMSM under square-wave mode with wider operation range," *IEEE Trans. Transport. Electrification*, vol. 8, no. 1, pp. 1063–1071, Mar. 2022.
- [35] J. Park, S. Jung, and J. Ha, "Variable time step control for six-step operation in surface-mounted permanent magnet machine drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 2, pp. 1501–1513, Feb. 2018.
- [36] M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, Oct. 1988.

- [37] Y. Inoue, R. Fujii, and S. Morimoto, "Reference flux calculation suitable for inverter overmodulation in direct torque controlled PMSM drive system," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Sep. 2018, pp. 3456–3462.
- [38] M. S. Petit, B. Sarlioglu, R. D. Lorenz, B. S. Gagas, and C. W. Secrest, "Spatial deadbeat torque control for six-step operation," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Oct. 2019, pp. 2380–2387.
- [39] M. S. Petit, B. Sarlioglu, R. D. Lorenz, B. S. Gagas, and C. W. Secrest, "Deadbeat flux vector control for dynamic six-step operation of synchronous machines," in *Proc. IEEE Transp. Electrific. Conf. Expo.*, 2019, pp. 1–6.
- [40] M. S. Petit, H. Zeng, and B. Sarlioglu, "Analysis and design of spatial six-step controllers for permanent magnet synchronous machines," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Oct. 2020, pp. 5763–5770.
- [41] D. E. Gaona, H. El Khatib, T. Long, and M. Saur, "Overmodulation strategy for deadbeat-flux and torque control of IPMSM with flux trajectory control in the stationary reference frame," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2020, pp. 6087–6095.
- [42] B. Han, J. Lee, Y. Bak, and K. Lee, "Six-step operation strategy for direct self-control method of interior permanent magnet synchronous motors based on torque angle," *J. Power Electron.*, vol. 21, no. 9, pp. 1352–1364, Jul. 2021.
- [43] A. Brosch, O. Wallscheid, and J. Böcker, "Model predictive control of permanent magnet synchronous motors in the overmodulation region including six-step operation," *IEEE Open J. Ind. Appl.*, vol. 2, pp. 47–63, 2021.
- [44] J. Park, S. Jung, and J. Ha, "Variable time step control for six-step operation in SMPMSM," in *Proc. 2015 9th Int. Conf. Power Electron. ECCE Asia*, 2015, pp. 328–333.
- [45] J. Park, S. Jung, and J. Ha, "Phase current reconstruction with single dc-link current sensor for six-step operation in three phase inverter," in *Proc. 2015 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2015, pp. 906–912.
- [46] Z. Ke, J. Zhang, and R. Raich, "Low-Frequency current oscillation reduction for six-step operation of three-phase inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 4, pp. 2948–2956, Apr. 2017.
- [47] C. Chen, *Linear System Theory and Design*, 3rd ed., New York, NY, USA: Oxford, 2009.
- [48] J. Yim, S. Sul, B. Bae, N. Patel, and S. Hiti, "Modified current control schemes for high-performance permanent-magnet AC drives with low sampling to operating frequency ratio," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 2, pp. 763–771, Mar./Apr. 2009.
- [49] J. Choi and S. Sul, "Generalized solution of minimum time control in three-phase balanced systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 738–744, Oct. 1998.
- [50] S. Bolognani, M. Tomasini, L. Tubiana, and M. Zigliotto, "DSP-based time optimal current control for high dynamic IPM motor drives," in *Proc. IEEE 35th Annu. Power Electron. Specialists Conf.*, Aachen, Germany, Jun. 2004, vol. 3, pp. 2197–2203.
- [51] W. Wang, M. Du, and K. Wei, "Rapid torque rising of PMSM by directly chasing rotating flux linkage vector," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 9, no. 4, pp. 4384–4394, Aug. 2021.
- [52] J. Yoo and S. Sul, "Dynamic overmodulation scheme for improved current regulation in PMSM drives," *IEEE Transactions on Power Electron.*, vol. 37, no. 6, pp. 7132–7144, June 2022.
- [53] L. Jarzebowicz and M. Cisek, "Synchronized six-step voltage generation in high-speed PMSM drive," in *Proc. IEEE Int. Electric Mach. Driv. Conf.*, 2019, pp. 86–90.
- [54] Z. Zhang, A. S. Ahmed and J. M. Lamb, "PMSM six-step operation and dynamic performance analysis," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Oct. 2020, pp. 3022–3029.
- [55] F. Blaschke, "The principle of field-orientation as applied to the transvector closed-loop control system for rotating-field machines," *Siemens Rev.*, vol. 34, pp. 217–220, 1972.

- [56] H. F. Hofmann, S. R. Sanders, and A. El-Antably, "Stator-flux-oriented vector control of synchronous reluctance machines with maximized efficiency," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 5, pp. 1066–1072, Oct. 2004.
- [57] G. Pellegrino, E. Armando, and P. Guglielmi, "Direct flux field-oriented control of IPM drives with variable DC link in the field-weakening region," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 5, pp. 1619–1627, Sep./Oct. 2009.
- [58] Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "A novel control scheme for maximum power operation of synchronous reluctance motors including maximum torque per flux control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 1, pp. 115–121, Jan./Feb. 2011.
- [59] Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "Comparative study of PMSM drive systems based on current control and direct torque control in flux-weakening control region," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2382–2389, Nov./Dec. 2012.
- [60] H. A. A. Awan, M. Hinkkanen, R. Bojoi, and G. Pellegrino, "Stator-flux-oriented control of synchronous motors: A systematic design procedure," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 5, pp. 4811–4820, Sep./Oct. 2019.
- [61] A. Varatharajan, G. Pellegrino, and E. Armando, "Direct flux vector control of synchronous motor drives: A small-signal model for optimal reference generation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 9, pp. 10526–10535, Sep. 2021.
- [62] 권태석, "영구자석동기기의 출력토크향상을 위한 새로운 약자속 제어기", 박사학위논문, 서울대학교, 2007.
- [63] K. S. Walgama, S. Ronnback, and J. Sternby, "Generalisation of conditioning technique for anti-windup compensators," *IEE Proc.-D*, vol. 139, pp. 109–118, Mar., 1992.
- [64] C. Bohn and D. P. Atherton, "An analysis package comparing PID anti-windup strategies," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 16, pp. 33–40, Apr., 1995.
- [65] Y. Peng, D. Vrancic, and R. Hanus, "Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 16, No. 2, Aug., pp. 48–57, 1995.
- [66] T. Kwon and S. Sul, "Novel antiwindup of a current regulator of a surface-mounted permanent-magnet motor for flux-weakening control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1293–1300, Sep./Oct. 2006.
- [67] Y. Jeong and S. Sul, "Analysis and design of a decoupling current controller for AC machines," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, Hong Kong, 2005, pp. 751–758.
- [68] M. Hinkkanen, H. A. A. Awan, Z. Qu, T. Tuovinen, and F. Briz, "Current control for synchronous motor drives: Direct discrete-time pole-placement design," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 2, pp. 1530–1541, Mar./Apr. 2016.
- [69] 정대웅, "옅섯 전압에 의한 3 상 전압형 인버터 PWM 방법의 일반적 해석", 박사학위논문, 서울 대학교, 1999.
- [70] 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," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4044–4055, Jul. 2015.

Abstract

Six-step operation of a three-phase inverter maximizes the utilization of dc-link voltage using only the six vertices of the voltage hexagon. Thus, the six-step operation can enhance the torque capability of ac motors. Furthermore, the switching loss of the inverter is conspicuously reduced compared to the PWM operation. Due to the advantages of the six-step operation, a number of studies have been conducted on the six-step operation.

Since the magnitude of the output voltage is maximized under the six-step operation, the phase angle of the output voltage remains as the only degree of freedom. Focusing on the voltage angle, most research has modeled the six-step operation of a permanent-magnet synchronous motor (PMSM) as a linear system with a change in the fundamental component of the voltage angle; the controllers have been designed based on the frequency domain analysis with a linearized model. However, this model is based on small signal analysis near the equilibrium point. This means that the accuracy of the large signal is not guaranteed. In addition, the frequency domain analysis only focuses on the fundamental component of the output voltage, so it does not take into account the effect of the harmonic component on the dynamic performance. This modeling error makes it difficult to improve the dynamic performance of the six-step operation.

This thesis presents a method for improving the dynamic performance of PMSM's six-step operation. In the rotor reference frame, the instantaneous voltage vector of the six-step operation has the effect of rotating in the opposite direction of the rotor. In this thesis, the analysis proceeds in the time domain to reflect the effects of the instantaneous voltage. The instantaneous trajectory of the stator flux-linkage is formulated according to the time interval of the applied voltage. A time-optimal transition method for the six-step operation of PMSM is theoretically derived from this formulation.

In the rotor reference frame, the time-optimal path of the flux vector seems like a detour to the target locus. It is difficult to implement using a linear regulator designed in the rotor reference frame, and an open-loop structure is needed. In contrast, in the stationary reference frame, the time-optimal path appears as a shortcut when the output torque increases and a detour when the output torque decreases. Based on the

analysis in the stationary reference frame, this thesis proposes a closed-loop time-optimal transition method. The proposed method utilizes a dead-beat control structure and applies a voltage vector so that the flux vector follows a time-optimal path through the prediction.

This thesis also proposes a current control structure to be used in conjunction with the previously mentioned time-optimal transition method. By configuring the time-optimal transition method as an inner controller, the dynamic performance of the six-step operation is secured; the torque control with the current limit monitoring is performed through the outer current controller. The performance of the proposed method is verified through simulation and experiments for a 30 kW-IPMSM for HEV application. It is shown that the dynamic performance of the six-step operation can be conspicuously improved through the proposed method.

Keywords: Six-step operation, permanent-magnet synchronous motor (PMSM), flux control, predictive control, time-optimal control.

Student Number: 2018-23289