



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

맥동 전압 주입을 이용한
위치 센서 없는
매입형 영구자석 동기 전동기의
MTPA 추종 제어

MTPA Tracking Control of Sensorless IPMSM
Based on Pulsating Voltage Signal Injection

2022 년 8 월

서울대학교 대학원

전기·정보 공학부

유 지 원

맥동 전압 주입을 이용한
위치 센서 없는
매입형 영구자석 동기 전동기의
MTPA 추종 제어

지도 교수 설 승 기

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2022 년 6 월

서울대학교 대학원
전기·정보 공학부
유 지 원

유지원의 공학박사 학위논문을 인준함
2022 년 6 월

위 원 장 하 정 익 (인)

부위원장 설 승 기 (인)

위 원 최 성 휘 (인)

위 원 남 광 희 (인)

위 원 윤 영 두 (인)

초 록

최근 전동기의 소형화와 출력 밀도 증가 추세에 따라 자기 포화도가 높은 매입형 영구자석 동기전동기(Interior permanent-magnet synchronous motor, IPMSM)가 개발되고 있다. IPMSM은 기저 속도(Base speed) 이하 영역 구동 시, 효율 및 최대 토크 측면에서 이점을 가지는 단위 전류 당 최대 토크 운전(Maximum torque per Ampere, MTPA)으로 동작한다. 그러므로, 자기 포화 상황에서도 높은 효율 및 출력 토크를 유지할 수 있는 실시간 MTPA 추종 운전의 필요성이 증대되고 있다.

본 논문에서는 IPMSM의 자속 모델 기반 MTPA 기술을 바탕으로 위치 센서가 없는 IPMSM에 대해서 실시간 MTPA 추종 운전을 수행한다. 제안하는 실시간 MTPA 추종 운전은 전압 정보를 통한 고정자 자속 추정 가능 여부에 따라, 중고속 영역과 저속 영역 알고리즘으로 나누어 구성된다.

중고속 영역 MTPA 추종 운전에 앞서, 본 논문에서는 임의의 좌표계에서 MTPA 운전점을 판별할 수 있는 MTPA 조건식을 제시한다. 이를 토대로 회전자 위치에 상관 없이 MTPA 운전점을 판별할 수 있는 추정 MTPA 좌표계를 제안하고 제안된 좌표계에서의 MTPA 조건을 유도한다. 추정 MTPA 좌표계의 도입을 통해 MTPA 운전점 판단에 필요한 동적 인덕턴스 정보를 4개에서 1개로 줄일 수 있다.

간소화된 MTPA 조건식을 바탕으로 중고속 영역 MTPA 추종 알고리즘을 제안한다. 제안하는 중고속 영역 알고리즘은 고정자 전압 정보에 기반한 자속 추정기, 동적 인덕턴스 추정기, MTPA 운전점 추종기로 구성된다. 본 논문에서는 고정자 자속을 추정하기 위해 주파수 적응형 자속 추정기(Frequency adaptive flux observer, FAO)를 채택했으며, FAO의 이산 시간 구현 시 발생할 수 있는 오차를 분석하여, 이산화 오류(Discretization error)에 강인한 FAO의 이산 시간 구현 방법을 제안한다. 그리고 단일 맥동 전압 주입을 통해 MTPA 조건식 계산에 필요한 동적 인덕턴스를 계산한다. 이 때, 정확한 동적 인덕턴스 추정을 위한 주입 전압각 제어를 제안한다. 제안하는 중고속 영역 알고리즘은

운전점에 따른 인덕턴스 및 자속 참조표를 필요로 하지 않으며, 위치 센서가 부착되지 않은 IPMSM에서도 실시간으로 MTPA 운전점을 추종할 수 있다.

기울어진 맥동 전압 주입에 기반한 저속 영역 MTPA 추종 운전 알고리즘을 제안한다. 제안하는 저속 영역 알고리즘은 자속 추정기 대신 중고속 MTPA 추종 시 얻어진 인덕턴스 및 자속 정보를 바탕으로 주입 전압각을 결정하여 저속 영역에서 MTPA 운전점을 추종한다. 또한, 제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전의 수렴성을 보장하기 위해 IPMSM이 가져야하는 충분 조건을 제시한다.

제안하는 MTPA 추종 알고리즘은 자기 포화로 인한 제정수 변동 상황에서도 정확하게 MTPA 운전점을 추종할 수 있다. 150 kW 급 전기 자동차 견인용 IPMSM에서 최대 토크까지 제안하는 MTPA 추종 알고리즘이 성공적으로 동작하는 것을 실험적으로 검증한다.

주요어: 매입형 영구자석 동기 전동기, 센서리스 운전, 최소 동손 운전, 토크 제어, 자속 관측기, 이산화 오류, 동적 인덕턴스 추정기, 고주파 주입

학 번: 2017-29324

목 차

제 1장 서론.....	1
1.1 연구의 배경.....	1
1.2 연구의 목적.....	8
1.3 논문의 구성.....	1 0
제 2장 기존의 실시간 MTPA 추종 연구	1 1
2.1 이상적 전동기 모델 기반 MTPA 추종 운전	1 1
2.2 적응 제어 기법을 이용한 MTPA 추종 운전	1 3
2.3 P&O 방식의 MTPA 추종 운전.....	1 5
2.4 고주파 전류 주입 방식의 MTPA 추종 운전	1 7
2.5 전압 섭동을 통한 MTPA 추종 운전	2 1
2.6 가상 신호 주입 방식의 MTPA 추종 운전	2 4
2.7 라그랑지 승수법 기반의 MTPA 추종 운전	2 7
2.8 센서리스 전동기에서의 MTPA 추종 운전	2 9
제 3장 임의의 직교 좌표계에서의 MTPA 판별식	3 1
3.1 라그랑지 승수법을 이용한 MTPA 운전점 기술[14].....	3 2
3.1.1 영구자석 전동기의 모델링.....	3 2
3.1.2 회전자 기준 좌표계에서의 MTPA 판별식	3 4
3.2 MTPA판별식의 좌표계 독립성	3 9
3.2.1 임의의 직교 좌표계에서의 동적 인덕턴스의 정의.....	3 9
3.2.2 임의의 직교 좌표계에서의 MTPA 판별식	4 0
3.3 제안하는 추정 MTPA 좌표계(m 좌표계) 상에서의 MTPA 판별식	4 2
제 4장 신호 주입 및 자속 관측을 통한 중고속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전.....	4 6
4.1 제안하는 중고속 영역 알고리즘의 구성.....	4 7
4.2 dm 축 동적 인덕턴스의 추정	4 9
4.2.1 교차 결합 인덕턴스의 영향.....	5 0
4.2.2 qm 축 가변 전압 주입을 통한 dm 축 동적 인덕턴스 추정	5 2
4.3 고정자 자속의 추정.....	5 8

4.3.1 연속 시간 영역에서의 주파수 적응 자속 관측기 분석.....	5 9
4.3.2 제안하는 이산 시간 오차에 강인한 자속 추정기 [67].....	6 2
4.3.2.1 PWM 전압 합성으로 인한 평균 자속과 전압 사이의 관계.....	6 2
4.3.2.2 정지 좌표계 FAO의 이산화 오차.....	6 4
4.3.2.3 동기 좌표계 상에서의 FAO 이산화.....	6 8
4.3.3 시뮬레이션 및 실험 검증.....	7 4
4.3.3.1 시뮬레이션 검증.....	7 4
4.3.3.2 실험 검증.....	7 8
4.3.4 추정 MTPA 좌표계 상에서의 구현.....	8 3
4.4 MTPA 운전점 추종 제어.....	8 4
4.4.1 제안하는 MTPA 추종 제어기의 구성.....	8 5
4.4.2 전류 크기 제어기 입력의 정규화.....	9 1
4.4.3 m 좌표계 위치 제어기 입력의 정규화.....	9 4
4.4.4 제어기 이득 결정을 위한 고려사항.....	9 7
제 5장 신호 주입을 통한 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전.....	9 9
5.1 제안하는 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전 알고리즘의 구성.....	1 0 0
5.2 제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전의 동작 원리.....	1 0 3
5.2.1 f_t 를 이용한 토크 추정 및 제어.....	1 0 3
5.2.2 ΔI_{qh}^m 을 이용한 MTPA 위치 추종.....	1 0 4
5.3 제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전의 수렴성 분석.....	1 0 8
5.3.1 MTPA 운전점 주변에서의 국소 안정성 판별식.....	1 0 9
5.3.2 자기 포화가 없는 저전류 영역에 대한 수렴성 분석.....	1 1 1
5.3.3 자기 포화를 고려한 매입형 영구자석 전동기에 대한 수렴성 분석.....	1 1 6
5.3.4 저속 영역 MTPA 운전점 추종 제어기 입력의 정규화.....	1 2 8
5.4 저속 영역 MTPA 추종 운전을 위한 참조표 제작.....	1 3 1
5.4.1 사전 시험을 통한 참조표 제작.....	1 3 2
5.4.2 중고속 운전 중 실시간 참조표 갱신.....	1 3 3

5.4.3 참조표 사전 제작이 어려운 경우의 기동 방법	1 3 7
제 6장 구현 상의 고려사항	1 3 9
6.1 추정 MTPA 좌표계에서의 전류 제어기의 안정성	1 4 1
6.1.1 일반적인 전류 제어기의 구조	1 4 1
6.1.2 회전자 기준 좌표계 기준 전류 제어 안정성	1 4 3
6.1.3 추정 MTPA 좌표계 상의 전류 제어기의 안정성	1 4 4
6.2 충분 인덕턴스와 고주파 인덕턴스 사이의 상관 관계	1 4 7
6.2.1 실험 방법 및 조건	1 4 8
6.2.2 주입 전압의 크기에 따른 인덕턴스 변화	1 5 3
6.2.3 주입 전압의 주파수에 따른 인덕턴스 변화	1 5 5
6.3 주입 전압 신호의 크기와 주파수 결정	1 5 9
6.3.1 주입 전압 신호의 주파수 결정 시 고려 사항	1 5 9
6.3.2 주입 전압 신호의 크기 결정 시 고려사항	1 6 1
6.4 고주파 전류가 출력 토크에 미치는 영향	1 6 6
6.5 고주파 전류로 인한 추가 손실 분석	1 6 7
6.6 고정자 저항 오차의 영향	1 7 1
6.6.1 고정자 저항 오차가 자속 추정에 미치는 영향	1 7 1
6.6.2 고정자 저항 오차가 제안된 중고속 MTPA 추종 운전에 미치는 영향	1 7 2
6.7 인버터 비선형성의 영향과 그 보상	1 7 4
6.8 저속-중고속 운전 알고리즘 사이의 절환	1 7 7
6.9 m 좌표계의 각속도를 이용한 전동기 속도 제어	1 8 0
제 7장 시뮬레이션 및 실험 검증	1 8 2
7.1 시뮬레이션 및 실험 조건	1 8 2
7.2 시뮬레이션 검증	1 8 4
7.2.1 시뮬레이션의 구성	1 8 4
7.2.2 중고속 영역 시뮬레이션 결과	1 8 6
7.2.3 저속 영역 시뮬레이션 결과	1 8 8
7.2.4 고정자 저항 오차의 영향	1 9 1

7.3 실험 검증.....	1 9 2
7.3.1 실험 세트 구성.....	1 9 2
7.3.2 중고속 영역 실험 결과.....	1 9 4
7.3.3 저속 영역 실험 결과.....	2 0 2
7.3.4 중고속-저속 영역 절환	2 1 2
7.3.5 m 좌표계 각속도를 이용한 속도 제어.....	2 1 3
제 8장 결론.....	2 1 6
8.1 연구 결과.....	2 1 6
8.2 향후 과제.....	2 1 9
부 록.....	2 2 3
참고 문헌.....	2 4 1
Abstract.....	2 4 7

표 목차

표 2-1. MTPA 추종 알고리즘의 특성 비교.....	2 9
표 3-1. 시험용 전동기의 정격 제정수.....	3 3
표 4-1. 기호 및 약어 정리(그림 4-1).....	4 7
표 5-1. 기호 및 약어 정리(그림 5-1).....	1 0 1
표 5-2. 세가지 조건으로 부터 유도되는 인덕턴스의 성질.....	1 2 7
표 6-1. MTPA 곡선 위에서의 주입 주파수에 따른 $L_{det,pu}$	1 5 7
표 6-2. 대상 전동기의 절환 주파수 설정.....	1 7 9
표 7-1. 제어기 관련 주요 이득 설정.....	1 8 2
표 7-2. 전류 제어기 관련 제정수 및 이득 설정.....	1 8 2
표 7-3. 속도 제어기 및 이득.....	2 1 3
표 C-1. 분석에 사용된 전동기(IPMSM2)의 제정수	2 3 1

그림 목차

그림 2-1. 적응 제어 기법을 통한 MTPA 운전점 추정 예시 [23].....	1 3
---	-----

그림 2-2. P&O 방식에 기반한 MTPA 운전점 추종 예시 [29].	1 5
그림 2-3. 기본과 전류에 수직한 고주파 전류 주입 시 출력 토크와의 관계 [31].	1 7
그림 2-4. DTC의 기본 제어 블록도 [51],[52].	2 1
그림 2-5. 자속-전류 평면에서의 MTPA 곡선 [38].	2 1
그림 2-6. 가상 신호 주입 제어 블록도 [53].	2 4
그림 2-7. 가상 전류의 계산 [53].	2 4
그림 3-1. 등토크 곡선의 개형과 MTPA 운전점 사이의 관계. (가) 극솟점이 1개 이상인 경우. (나) 극솟점이 1개인 경우.	3 1
그림 3-2. 대상 IPMSM의 (가) d_r 축 자속, (나) q_r 축 자속 (FEA).	3 3
그림 3-3. 운전점에 따른 토크의 전류각에 대한 편미분.	3 6
그림 3-4. 대상 IPMSM의 (가) f , (나) g (FEA).	3 7
그림 3-5. 대상 전동기의 L_{dh}, L_{dqh}, L_{qh} (FEA).	3 8
그림 3-6. α 좌표계의 정의.	3 9
그림 3-7. m 좌표계의 정의.	4 2
그림 3-8. m 좌표계와 정지 좌표계 사이의 관계.	4 3
그림 3-9. 대상 전동기의 $L_{dh}^m, L_{qh}^m, L_{dqh}^m$ (FEA).	4 4
그림 3-10. 대상 전동기의 (가) g 와 (나) g' (FEA).	4 4
그림 4-1. 제안하는 중고속 영역 알고리즘의 블록도.	4 7
그림 4-2. (가) 맥동전압 주입 벡터도. (나) $clk[n]$ 예시(1/2 샘플링 주파수 주입)	5 1
그림 4-3. 대상 전동기의 (가) $\det(L_h^m)$, (나) L_{dh}^m , (다) L_{dqh}^m (FEA).	5 3
그림 4-4. qm 축 가변 전압 제어기를 고려한 ΔI_{qh}^m 의 동특성.	5 4
그림 4-5. 제안하는 맥동 전압 주입 벡터도.	5 5
그림 4-6. 제안하는 동적 인덕턴스 추정기의 블록도.	5 5
그림 4-7. 대상 전동기의 α_L/α_{L0} (FEA).	5 7
그림 4-8. $H_c(s)$ 의 다양한 운전 주파수에서의 보데 선도.	6 0
그림 4-9. 연속 시간 영역에서의 FAO의 블록 다이어그램 [66].	6 1
그림 4-10. 전류 샘플링, 전압 지령 계산, 전압 출력 사이의 시간 시퀀스.	

.....	6 3
그림 4-11. FAO의 이산 시간 구현 예. (가) 오일러 방식 이용 (DFAO1). (나) Tustin 방식 이용 (DFAO2).....	6 4
그림 4-12. $H_{D1}(z)$ 의 보데 선도.....	6 6
그림 4-13. $H_{D2}(z)$ 의 보데 선도.....	6 7
그림 4-14. (가) 정지 좌표계에서의 적분기. (나) 동기 좌표계 상의 적분 구현.....	6 8
그림 4-15. 동기 좌표계 상에서의 FAO.....	6 9
그림 4-16. 제안하는 동기 좌표계 상의 DFAO (DRFAO).....	7 0
그림 4-17. DRFAO의 양의 주파수에 대한 보데 선도.....	7 1
그림 4-18. DRFAO와 DFAO1의 주파수 응답 함수. (가) $\omega=20$ Hz. (나) $\omega=500$ Hz.....	7 2
그림 4-19. 500 r/min에서의 자속 추정 성능 (시뮬레이션).....	7 5
그림 4-20. 2500 r/min에서의 자속 추정 성능 (시뮬레이션).....	7 6
그림 4-21. 속도 변화 시 추정 자속의 변화 (시뮬레이션).....	7 7
그림 4-22. DFAO1의 다양한 속도에서의 자속 추정 성능 (실험).....	7 9
그림 4-23. DFAO2의 다양한 속도에서의 자속 추정 성능 (실험).....	8 0
그림 4-24. 제안하는 DRFAO의 다양한 속도에서의 자속 추정 성능 (실험).....	8 1
그림 4-25. 속도 변화 시 추정 자속의 변화 (실험).....	8 2
그림 4-26. m 좌표계 상에서의 DRFAO.....	8 3
그림 4-27. 전류 운전점에 따른 f 와 g' 의 부호 (양 토크 지령).....	8 5
그림 4-28. f 와 g' 의 부호에 따라 전류 조정 시 벡터도(Phase portrait).....	8 6
그림 4-29. 음의 토크 지령에 대한 f 의 부호.....	8 6
그림 4-30. 영전류 근처에서 토크 부호에 따른 전류각. (가) $T_e^* > 0$. (나) $T_e^* < 0$	8 7
그림 4-31. 음의 i_q^{m*} 를 고려한 토크 부호에 따른 전류각. (가) $T_e^* > 0$. (나) $T_e^* < 0$	8 8
그림 4-32. f 의 부호와 i_q^{m*} 의 변화방향. (가) $T_e^* > 0$. (나) $T_e^* < 0$	8 9

그림 4-33. 제안하는 MTPA 운전점 추종 제어기의 블록도. (가) i_q^{m*} 제어기. (나) θ_m 제어기.....	8 9
그림 4-34. $i_{s,MTPA}$, θ_{MTPA} 의 정의.....	9 0
그림 4-35. 대상 전동기의 $\partial f/\partial \tilde{i}_s$	9 3
그림 4-36. 대상 전동기의 n_f	9 3
그림 4-37. 대상 전동기의 $\partial g'/\partial \tilde{\theta}_{MTPA}$	9 5
그림 4-38. 대상 전동기의 $n_{g,ideal}$	9 6
그림 4-39. 대상 전동기의 $n_{g,ideal}/n_{g,Approx}$	9 7
그림 5-1. 제안하는 저속 영역 알고리즘의 블록도.....	1 0 0
그림 5-2. 제안하는 저속 영역 알고리즘의 상세 블록도.....	1 0 3
그림 5-3. 대상 전동기의 (가) f 및 (나) f_r	1 0 4
그림 5-4. 제안하는 저속영역 고주파 주입 전압의 벡터도.....	1 0 5
그림 5-5. 대상 전동기의 전류평면에서의 ΔI_{qh}^m (FEA).....	1 0 6
그림 5-6. 대상 전동기의 $\partial \Delta I_{qh}^m / \partial \beta^*$ (FEA).....	1 1 0
그림 5-7. 저전류 영역에서의 IPMSM의 자속 특성. (가) dr 축 자속. (나) qr 축 자속.....	1 1 2
그림 5-8. 전류 평면의 모든 사분면에서의 대상 전동기의 수렴점 (FEA). (가) $T_e^* > 0$. (나) $T_e^* < 0$	1 1 5
그림 5-9. 무부하 상황에서 m 좌표계의 수렴점. (가) 의도한 방향으로 수렴하는 경우. (나) 반대 방향으로 수렴하는 경우.....	1 1 6
그림 5-10. (가) 조건 1을 만족하는 경우. (나) 조건 1에 위배되는 경우.....	1 1 7
그림 5-11. 대상전동기의 등토크 곡선.....	1 1 8
그림 5-12. (가) 조건 2를 만족하는 경우 (MTPA 곡선이 위로 불록). (나) 조건 2를 만족하는 경우 (MTPA 곡선에 변곡점 존재). (다) 조건 2에 위배되는 경우.....	1 1 9
그림 5-13. (가) 전류각을 고정 한 다양한 전류 궤적. (나) 전류각 고정 시 단위 전류당 토크.....	1 2 0
그림 5-14. 대상 전동기의 단위 전류 당 토크 (FEA). (가) 전류 평면. (나)	

전류 크기 vs 단위 전류 당 토크.....	1 2 1
그림 5-15. 대상 전동기의 $\partial L_{dqh}^m / \partial \beta^*$ (FEA).....	1 2 3
그림 5-16. MTPA 운전점 근처에서 전류 증감에 따른 g' 의 변화.....	1 2 4
그림 5-17. 대상 전동기의 $\partial L_{dqh}^m / \partial \beta^*$ (FEA).....	1 2 5
그림 5-18. 대상전동기의 L_{dqh}^m (FEA).....	1 2 6
그림 5-19. MTPA 운전점 근처에서 대상 전동기의 $n_g'_{ideal}$ (FEA).....	1 2 9
그림 5-20. MTPA 운전점 근처에서 대상 전동기의 n_g' (FEA).....	1 3 0
그림 5-21. 사전 시험을 통한 참조표 제작 (실험).....	1 3 2
그림 5-22. $y(x)$ 와 $\hat{y}(x)$	1 3 4
그림 5-23. 실시간으로 추정된 y . (가) 시간에 따른 x 와 \hat{y} . (나) 리사주 파형.....	1 3 5
그림 5-24. $x[n]$ 과 $x(k)$ 의 관계.....	1 3 6
그림 5-25. (가) 추정 회전자 좌표계 d축 신호 주입 센서리스 운전 벡터도. (나) $r_L=0$ 일 때 제안하는 저속 영역 운전 벡터도.....	1 3 7
그림 5-26. $r_L=0$ 인 경우 대상 전동기의 ΔI_{qh}^m (FEA).....	1 3 8
그림 6-1. PI 제어기 기반 전류 제어의 블록도.....	1 4 1
그림 6-2. 고주파 인덕턴스 추출을 위한 고주파 전압 주입.....	1 4 8
그림 6-3. 전류평면에서의 자속 및 고주파 인덕턴스 추출 시퀀스... 1 5 0	1 5 0
그림 6-4. 40 V, 5 kHz 주입 시 계산된 고주파 인덕턴스.....	1 5 1
그림 6-5. 추정된 대상 전동기의 고정자 자속.....	1 5 2
그림 6-6. 대상 전동기의 증분 인덕턴스.....	1 5 2
그림 6-7. 다양한 주입 전압 크기에 대한 추정 인덕턴스.....	1 5 4
그림 6-8. 고주파 인덕턴스 추정에 주입 주파수가 미치는 영향.....	1 5 5
그림 6-9. 주입 주파수에 따른 L_{det} . (가) 절대 수치. (나) 증분 인덕턴스 대비 비율.....	1 5 7
그림 6-10. 고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스의 차이를 고려한 g' . (가) 이상적인 경우. (나) $L_{det,pu}=0.92$	1 5 8
그림 6-11. 공간 고조파와 주입 주파수와의 관계.....	1 6 0
그림 6-12. 주입 전압 크기에 따른 인덕턴스 추정 성능. (가) 무부하. (나)	

50 % 부하	1 6 2
그림 6-13. MTPA 영역에서의 (가) ϕ 및 (나) r_L	1 6 3
그림 6-14. 주입 전압으로 인한 출력 전압의 증가.....	1 6 4
그림 6-15. 주입 전압 백터를 고려한 출력 전압 백터도. (가) $T_e^* = 0.5 \text{ pu}$. (나) $T_e^* = 1.0 \text{ pu}$	1 6 5
그림 6-16. 제안하는 맥동 전압 주입 시 전류 맥동.....	1 6 6
그림 6-17. 손실 측정 실험 구성.....	1 6 8
그림 6-18. 고주파 전류로 인한 시스템 손실 (실험).....	1 6 9
그림 6-19. 최대 토크 인가 시 시스템의 총 손실 (실험).....	1 7 0
그림 6-20. 10 % 저항 오차 가정 시 토크 출력 오차.....	1 7 3
그림 6-21. 실험적으로 추출된 대상 인버터의 δv_{xm}	1 7 5
그림 6-22. 인버터 비선형성으로 인한 전압 합성 오차의 보상.....	1 7 6
그림 6-23. 중고속, 저속 영역 사이의 절환.....	1 7 8
그림 6-24. 히스테리시스를 이용한 절환 주파수 결정.....	1 7 9
그림 7-1. 고 정밀 시뮬레이션을 위한 전동기 모델.....	1 8 4
그림 7-2. 전동기 제어 시뮬레이션 모델.....	1 8 5
그림 7-3. 중고속 영역 MTPA 추종 검증, 1500 r/min (시뮬레이션).....	1 8 6
그림 7-4. 저속 영역 MTPA 추종 검증, 300 r/min (시뮬레이션).....	1 8 8
그림 7-5. $r_L=0$ 인 경우 토크 증가에 따른 전류 궤적, 300 r/min (시뮬레이션). (가) 전류-시간 파형. (나) 리사주 파형.....	1 9 0
그림 7-6. 고정자 저항 오차의 영향, 1500 r/min (시뮬레이션).....	1 9 1
그림 7-7. 실험 세트의 구성.....	1 9 2
그림 7-8. (가) 대상 전동기 M-G 세트. (나) 인버터. (다) 직류 전원 공급장치.....	1 9 3
그림 7-9. 중고속 영역 MTPA 추종 검증 1, 500 r/min (실험).....	1 9 4
그림 7-10. 중고속 영역 MTPA 추종 검증 2, 500 r/min (실험).....	1 9 6
그림 7-11. 중고속 영역에서의 전류와 토크, 500 r/min (실험).....	1 9 7
그림 7-12. 중고속 영역 전류 궤적, 500 r/min (실험).....	1 9 8
그림 7-13. 중고속 영역 MTPA 추종 검증, 2500 r/min (실험).....	1 9 9

그림 7-14. 중고속 영역에서의 전류와 토크, 2500 r/min (실험).	2 0 0
그림 7-15. 중고속 영역 전류 궤적, 2500 r/min (실험).	2 0 1
그림 7-16. 저속 영역 MTPA 추종 실험 결과 1, 600 r/min (실험).	2 0 2
그림 7-17. 저속 영역 MTPA 추종 실험 결과 2, 600 r/min (실험).	2 0 4
그림 7-18. 저속 영역에서의 전류와 토크, 600 r/min (실험).	2 0 5
그림 7-19. 저속 영역 전류 궤적, 600 r/min (실험).	2 0 6
그림 7-20. 저속 영역 MTPA 추종 실험 결과, 0 r/min (실험).	2 0 7
그림 7-21. 저속 영역에서의 전류와 토크, 0 r/min (실험).	2 0 8
그림 7-22. 저속 영역 전류 궤적, 0 r/min (실험).	2 0 9
그림 7-23. 참조표 실시간 갱신, 1000 r/min (실험). (가) 실험 파형. (나) 참조표.....	2 1 0
그림 7-24. 저속 및 중고속 알고리즘 사이의 전환 (실험).	2 1 2
그림 7-25. 0 r/min 속도 제어 (실험).	2 1 3
그림 7-26. 1500 r/min 속도 제어 (실험).	2 1 4
그림 7-27. 기동 및 정역 속도 제어 (실험).	2 1 5
그림 A- 1. (가) 회전자 기준 좌표계. (나) 고정자 자속 기준 좌표계. (다) 제안하는 추정 MTPA 좌표계 (전류 지령 기준 좌표계).	2 2 3
그림 A- 2. RFOC 수행 시 전류 지령의 결정.	2 2 4
그림 A- 3. SFOC 수행 시 약자속 영역을 고려한 자속 지령 생성....	2 2 5
그림 B- 1. POSCO 社의 35PN250 전기 강판의 B-H 곡선.	2 2 8
그림 B- 2. 대상 전동기에서 사용된 전기 강판의 B-H 곡선.	2 2 8
그림 C- 1. IPMSM2의 (가) L_{dh} , (나) L_{qh} , (다) L_{dqh} (FEA).	2 3 1
그림 C- 2. IPMSM2의 출력 토크 분포 (FEA).	2 3 2
그림 C- 3. IPMSM2의 단위 전류 당 토크 (FEA). (가) 전류 평면. (나) 전류 크기 vs 단위 전류 당 토크.	2 3 2
그림 C- 4. IPMSM2의 (가) $\partial L_{dh}^m / \partial \beta^*$ 및 (나) $\partial L_{dqh}^m / \partial \beta^*$ (FEA).	2 3 3

그림 C- 5. IPMSM2의 (가) L_{dh}^m , (나) L_{qh}^m , (다) L_{dqh}^m (FEA).....	2 3 3
그림 C- 6. IPMSM2의 (가) ΔI_{qh}^m 및 (나) $\partial \Delta I_{qh}^m / \partial \beta^*$ (FEA).....	2 3 4
그림 D- 1. z -domain에서의 극점 및 영점의 위치.....	2 3 5
그림 D- 2. Notch filter의 구현 (Direct form 2).....	2 3 5
그림 D- 3. (가) 이상적인 ΔI_{qh}^m . (나) H_{BPF} 를 통해 계산된 ΔI_{qh}^m	2 3 6
그림 D- 4. (가) H_{NF} 의 주파수 응답. (나) H_{BPF} 의 주파수 응답.....	2 3 8
그림 D- 5. H_{BPF} 의 주파수 응답 (5 kHz 로그 스케일).....	2 3 9

기호 및 약어(Nomenclature)

기호	뜻(한글)	뜻(영어)
P	극수	Number of poles
p	극쌍수($p = P/2$)	Number of pole pairs
m 좌표계	추정 MTPA 기준 좌표계	Estimated MTPA reference frame
ds(qs) 축	정지 좌표계 d(q)축	d(q)-axis at the stationary reference frame
dr(qr) 축	회전자 기준 좌표계 d(q)축	d(q)-axis at the rotor reference frame
dm(qm) 축	추정 MTPA 좌표계 d(q)축	d(q)-axis at the estimated MTPA reference frame
θ_{rm}	기계적 회전자 위치	Rotor position in mechanical angle
θ_r	전기적 회전자 위치($\theta_r = p \cdot \theta_{rm}$)	Rotor position in electrical angle
θ_m	추정 MTPA 좌표계 위치 (정지 좌표계 d 축 기준)	Estimated MTPA position in electric angle
β	qr 축 기준 전류각	Current angle with perspective of qr-axis
β_{MTPA}	qr 축 기준 MTPA 전류각	Current angle of MTPA operating point with perspective of qr-axis
θ_{MTPA}	qs 축 기준 MTPA 전류각	Current angle of MTPA operating point with perspective of qs-axis
i_s	고정자 전류 크기	Current magnitude
$i_{s,MTPA}$	MTPA에서의 전류 크기	Current magnitude at MTPA operating point
$\mathbf{x}_{dq}^r = \begin{bmatrix} x_d^r \\ x_q^r \end{bmatrix}$	회전자 기준 좌표계 상의 dq 벡터 변수 'x'	x: dq-axis vector variable at rotor reference frame
$\mathbf{x}_{dq}^s = \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix}$	정지 좌표계 상의 dq 벡터 변수 'x'	x: dq-axis vector variable at stator reference frame
$\mathbf{x}_{dq}^m = \begin{bmatrix} x_d^m \\ x_q^m \end{bmatrix}$	추정 MTPA 좌표계 상의 dq 벡터 변수 'x'	x: dq-axis vector variable at the estimated MTPA reference frame
$\mathbf{i}_{dq}^x = \begin{bmatrix} i_d^x \\ i_q^x \end{bmatrix}$	'x' 기준 좌표계 상의 전류 벡터	Current vector at x reference frame

$\lambda_{dq}^x = \begin{bmatrix} \lambda_d^x \\ \lambda_q^x \end{bmatrix}$	'x' 기준 좌표계 상의 고정자 자속 벡터	Stator flux vector at x reference frame
$v_{dq}^x = \begin{bmatrix} v_d^x \\ v_q^x \end{bmatrix}$	'x' 기준 좌표계 상의 전압 벡터	voltage vector at x reference frame
$\mathbf{R}(\theta)$	θ 만큼의 역 시계 방향 회전 행렬	Rotation matrix with θ
$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	90° 역 시계 방향 회전 행렬	90° rotation matrix
$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	2x2 단위 행렬	2x2 identity matrix
x^*	지령 변수 'x'	Reference variable
\hat{x}	추정 변수 'x'	Estimated 'x'
\bar{x}	참조표에서 출력된 변수 'x'	'x' calculated from look-up table
\tilde{x}	'x'의 오차	Error of 'x'
R_s	고정자 저항	Stator Resistance
$L_{dh} = L_{dh}^r$	회전자 기준 좌표계 상의 d 축 동적 인덕턴스	d-axis dynamic inductance at the rotor reference frame
$L_{qh} = L_{qh}^r$	회전자 기준 좌표계 상의 q 축 동적 인덕턴스	q-axis dynamic inductance at the rotor reference frame
$L_{dqh} = L_{dqh}^r$	회전자 기준 좌표계 상의 교차 동적 인덕턴스	Cross-coupled dynamic inductance at the rotor reference frame
L_{dh}^m	추정 MTPA 좌표계 상의 d 축 동적 인덕턴스	d-axis dynamic inductance at the estimated MTPA reference frame
L_{qh}^m	추정 MTPA 좌표계 상의 q 축 동적 인덕턴스	q-axis dynamic inductance at the estimated MTPA reference frame
L_{dqh}^m	추정 MTPA 좌표계 상의 교차 동적 인덕턴스	Cross-coupled dynamic inductance at the estimated MTPA reference frame
r_L	L_{dqh}^m / L_{dh}^m	

제 1장 서론

1.1 연구의 배경

영구자석 동기 전동기(Permanent magnet synchronous motor, PMSM)는 NdFeB 자석과 같은 자석 소재의 발전에 힘입어 산업계에서 주요 전동기로 자리잡았다. 영구자석 동기 전동기는 기존의 유도 전동기와 비교하여 회전자(Rotor)에 별도의 여자 회로가 없기 때문에, 높은 효율(Efficiency) 특성을 지니며, 희토류 영구자석을 이용할 경우, 높은 자속 밀도로 인해, 높은 토크(Torque) 및 출력(Power) 밀도(Density)를 가진다.

PMSM은 자석의 부착 위치에 따라 표면 부착형 영구자석 동기 전동기(Surface-mounted PMSM, 이하 SPMSM)와 매입형 영구자석 동기 전동기(Interior PMSM, 이하 IPMSM)로 분류할 수 있다. SPMSM과 달리, IPMSM은 회전자 내부에 자석을 위치 시켜 높은 회전속도에서도 자석을 안정적으로 지탱할 수 있는 기계적 안정성을 지닌다. 또한, 자기적 돌극성(Saliency)를 이용한 토크 및 효율 증대 덕분에 적용 영역이 확장되고 있다.

PMSM은 계통(Grid)에 직접 연결하여 기동 할 수 없기 때문에 일반적으로 인버터(Inverter)와 직렬 연결하여 사용된다. 인버터를 사용하여 PMSM을 구동 할 경우 PMSM의 고정자(Stator) 전류의 크기와 위상을 실시간으로 제어할 수 있기 때문에 PMSM의 회전자 기준 dq 축 전류 지령을 조정하여, 요구되는 속도, 토크 조건 하에서 역률, 효율, 전압 크기와 같은 지표를 최적화 하여 제어할 수 있다.

돌극성이 없는 이상적인 SPMSM에서는, 회전자 기준 d 축 전류가 출력 토크에 기여하지 않기 때문에, 기저 속도 이하에서 d 축 전류를 0으로 제어할 경우 효율적인 운전이 가능하다. 하지만 IPMSM에서는, 영구자석과 돌극성에 의해 복합적으로 토크가 생성되므로, 효율적인 운전을 위해서는 q 축 전류 뿐만 아니라 d 축 전류도 함께 적절히 제어하여야 한다.

IPMSM의 최적 전류 운전점에 대해서 다양한 방법들이 논의되었다. 가장 대표적으로 단위 전류당 최대 토크(Maximum torque per Ampere, 이하 MTPA) 운전[1], 철손(iron loss)을 고려한 단위 토크당 최소 손실(Loss minimization) 운전[2], 단위 역률 운전[3] 등이 제안되었다. 이중 단위 역률 운전은 계통과 부하측의 역률이 연동되지 않는 전압형 인버터에서는 그 효율이 크지 않기 때문에 현재는 선호되지 않는 운전 방법이다. 효율 측면에서는 철손까지 고려한 단위 토크 당 최소 손실 운전이 가장 최적의 운전 방법이지만, 운전점에 따른 철손을 정확히 평가하기가 쉽지 않고, 기저 속도 이하에서는 철손의 영향이 일반적으로 크지 않다 [4]. 그러므로, 기저 속도(Base speed) 이하에서 동손(Copper loss)을 최소화 할 수 있는 MTPA 운전이 선호되고 있는 운전 방법이다.

에너지 효율 측면 뿐만 아니라 운전 영역 극대화 측면에서도 MTPA 운전은 장점을 가진다. 일반적으로 MOSFET, IGBT 등과 같은 전력용 반도체 소자의 발열량은 출력 전류의 크기와 강한 상관 관계를 가지므로, 인버터의 방열 조건을 고려하여 출력 전류의 크기가 제한된다. 따라서, MTPA 운전을 수행할 때 인버터의 전류 제한 안에서 최대 토크를 출력할 수 있다.

MTPA 운전이 제안된 이래로, MTPA 운전의 실질적 구현 방법에 관한 많은 연구들이 진행 되었다 [5]. 먼저, 자기 포화 등을 고려하지 않은 이상적인 IPMSM에 대해서 수식적으로 MTPA 운전점을 표현하는 연구가 초기에 진행되었다 [6]. 하지만, 실제 전동기에서 자기 포화, 철손 등으로 인해 정격 제정수(Rated parameters)를 이용하여 계산한 MTPA 운전점은 실제 MTPA 운전에서 크게 벗어날 수 있다는 문제점이 지적되었다 [7], [8].

그 이후로, 자기 포화를 고려한 실제 MTPA 운전점을 계산하기 위한 다양한 방법이 제안되었다. 가장 직관적인 방법으로서 토크 센서 혹은 전동기 출력을 활용하여, 전류 운전점에 따른 출력 토크를 직접 측정하여 참조표화 하는 방법이 제시되었다 [9]. 이와 같은 방법은

구현이 쉬우며, 가장 명확하게 MTPA 운전점을 결정할 수 있다는 점에서 현재도 많은 분야에서 활용되고 있는 방법이다. 하지만, 사전 시험을 위해 토크 센서가 부착된 M-G 세트와 같은 별도의 시험 장치가 필요하며, 시험 시간이 오래 걸린다는 문제점이 있다. 또한, 전동기 제작상의 공차, 경년 변화 및 동작 환경에 따른 제정수 변동에 대응할 수 없다는 한계점도 가지고 있다.

철손 및 자기 포화의 영향을 이론적으로 규명하려는 시도들도 있었다. 참고문헌 [10]은 전동기의 철손을 등가 선형 저항의 형태로 고려하여 토크 센서없이 보다 정확한 토크를 추정하는 방법을 제안하였다. 또한 자기 포화와 관련해서도 전류에 따른 포화 양상을 선형으로 근사시켜 최적 운전점을 계산하고자 하는 연구들이 시도되었다 [11].

하지만, IPMSM의 전자기적 비선형성을 선형 모델로 근사하여 표현하고자 하는 시도는 필연적으로 실제 전동기 현상과 비교하여 오차를 가진다. 그러므로, 정확한 MTPA 운전점을 기술하는 데에는 한계가 있다. 자기 포화의 영향을 보다 정확하게 분석하기 위해, 라그랑지 승수법(Lagrange multiplier method)을 이용하여 MTPA 운전점을 기술하려는 연구들이 제안되었다. 먼저, 정적 인덕턴스 기반의 전동기 모델에 라그랑지 승수법을 적용하여 MTPA 운전점을 계산하는 방법이 제안되었다. 참고문헌 [12]에서는 계산 과정에서 유도되는 4차 방정식의 해를 해석적으로 구하기 위해 Ferrari 방법(Method)을 이용하였다. 또한, [13]에서는 MTPA 뿐만 아니라 약자속 영역 및 MTPV 영역을 라그랑지 승수법을 이용하여 기술하였다.

참고문헌 [14], [15]에서는 자속 기반 전동기 모델에서 MTPA 조건식을 유도하였다. 나아가, 전류 평면에서의 자속 참조표가 있을 때, MTPA 운전점을 찾는 문제를, 가우스-뉴턴법(Gauss-Newton algorithm, 이하 GNA)을 이용하여 수치 해석 기법을 통해 실시간으로 계산하는 방법을 제안하였다. 또한, GNA의 불안정성을 개선하기 위해 레벤버그-마쿼트법(Levenberg-Marquardt algorithm, 이하 LMA)을 사용하여 GNA의 불안정성을 개선한 방법도 제안되었다 [16]. 이러한 자속 모델 기반

MTPA 조건식은 운전점에서의 자속 및 인덕턴스 정보로부터 MTPA 운전점을 계산할 수 있다는 특징으로 인해, 후술할 실시간 MTPA 추종 알고리즘에서 폭넓게 활용된다.

하지만, 자기 포화를 고려하더라도, 제작 공차 및 운전 중 온도 변화는 사전 시험(Offline commissioning) 및 참조표를 통해 구한 MTPA 운전점의 신뢰성을 떨어트리는 요인이다. 특히 영구자석의 잔류 자속 밀도(Residual flux linkage)는 온도에 대한 함수인데, NdFeB 자석의 경우엔 통상 $-0.1\%/^{\circ}\text{C}$ 의 온도 계수를 갖는다 [17]. 따라서 0°C 에서 100°C 까지 자석의 온도가 변할 경우, 영구자석에 의한 쇄교 자속(Flux-linkage of permanent-magnet)이 10 % 가량 변화할 수 있다. 이 경우, 토크 지령에 대한 실제 토크의 정확도도 떨어질 뿐만 아니라, 영구자석에 의한 토크와 돌극성에 의한 토크의 비율이 변화하므로, MTPA 곡선 자체가 변화할 수 있다.

이러한 이유로, MTPA 운전점을 실시간으로 추정하여 반영하기 위한 연구가 최근 활발히 진행되고 있다. 초기에는 기존의 정격 제정수 기반의 MTPA 계산식을 그대로 활용하며, 적응 제어 기법(Adaptive control) 등을 이용하여, 운전점에 따라 전동기 제정수를 수정하는 연구들이 있었다 [18]-[23]. 하지만, 이는 전동기 모델의 자유도 부족(Rank deficiency)으로 인해, 제한된 갯수의 제정수만 선택적으로 추정할 수 있다는 한계가 있다 [18],[24]. 또한, 전류의 변화에 따른 제정수 및 출력 토크의 변화율을 반영하지 못해, 실제 MTPA에서 벗어난 운전점을 추종하는 문제점이 제기되었다.

정확한 MTPA 운전점을 실시간으로 추종하기 위해 운전점 섭동 및 관측(Perturb & observe, 이하 P&O)에 기반한 MTPA 추종 알고리즘들이 제안되었다 [25]-[29]. P&O 방식의 MTPA 추종에서는 전류 운전점을 조금씩 변화시키며 출력의 변화를 관찰하여, MTPA 운전점을 추종한다. 이러한 방식은 정확하게 MTPA 운전점을 추종할 수 있다는 이점을 가지지만, 느린 동특성으로 인해 부하가 일정하게 유지되는 조건에서만

동작 가능하다는 한계가 있다.

P&O 방식의 느린 동특성을 개선하기 위해 고주파 형태로 전류 운전점을 흔드는 방식의 MTPA 추종 운전이 다양하게 연구되었다 [30]-[37]. 이는 평균 운전점을 변화시키는 대신 지속적으로 전류 운전점을 특정 방향으로 진동시켜, 맥동하는 출력의 위상을 통해 MTPA 운전점을 판별한다. 전류 운전점을 진동시키는 방법으로는 회전자 기준 좌표계에서 고주파 전류 지령을 주입하거나 [30], [31], 전류각을 흔들거나 [32]-[36], 무작위(Random) 전압 외란을 주입하는 방식이 제안되었다 [37]. 또한, 직접 토크 운전(Direct torque control, 이하 DTC)에서는 전류 대신 자속을 제어하므로, 고주파 자속 지령을 주입하는 방법도 제안되었다 [38]. 이와 같은 방식은 전류 운전점을 흔드는 방법에 따라 다르지만, P&O 방식에 비해 빠른 동특성을 가질 수 있다는 장점이 있다. 하지만, 대부분 최종적으로는 전류 제어를 통해 고주파 전류를 제어하기 때문에, 주입 주파수가 전류 제어기의 대역폭에 의해 제한된다는 한계가 있다 [37]. 주입 주파수가 낮을 경우, MTPA 추종 제어의 대역폭이 제한되므로 동특성에 악영향을 미칠 뿐만 아니라, 주입 전류의 오차로 인해 정확한 MTPA 추정이 되지 않는다는 문제점이 지적되었다 [30],[33]. 또한, 전류가 정확하게 주입된다 할지라도, 전동기의 공간 고조파와의 간섭으로 인해 운전 주파수가 높아질 때 안정도가 떨어지거나 잘못된 운전점으로 수렴할 수 있다는 문제점이 있다.

이러한 고주파 전류 주입 방식의 단점을 극복 하기 위해, 최근 고주파 전압 주입 방식의 MTPA 추종 알고리즘들이 연구되고 있다 [39]-[45]. 이는 앞서 설명한 라그랑지 승수법으로 유도된 MTPA 조건식에 기반하는데, MTPA 조건식 계산에 필요한 증분 인덕턴스 정보를 참조표 대신 고주파 전압 주입을 통해서 추정한다. 이러한 방식은 별도의 제어기나 관측기 없이 직접 인버터의 전압 합성을 통해 고주파 전압 신호 주입이 가능하므로, 신호 주입 주파수를 극대화할 수 있어 동특성 향상에 유리하다.

이러한 고주파 전압 주입 방식은 전류 주입 방식에 비해 뛰어난 동특성 및 안정도를 가지지만, 아직 해결해야 할 문제점들이 남아있다. 먼저, 회전자 기준 좌표계에서 유도된 MTPA 조건식의 계산을 위해서는 dq축 인덕턴스 뿐만 아니라 교차 결합 인덕턴스(Cross-coupling inductance) 값도 알아야 하므로, 단일 맥동 전압이 아닌 십자(十) 모양의 교차 신호 주입과 같은 복잡한 신호 주입 과정을 필요로 한다 [40]. 또한, MTPA 추종 과정에서 고정자 자속 정보를 필요로 하므로, 고정자 전압으로 자속 추정이 어려운 저속 영역에서는 실시간 MTPA 추종 운전이 어려워진다. 뿐만 아니라, 기반이 되는 MTPA 조건식이 회전자 기준 좌표계에서 유도되므로, 회전자 위치 정보가 요구된다.

한편, 실시간 MTPA 추종 운전은 회전자에 위치 센서가 부착되지 않은, 즉 센서리스(Sensorless) IPMSM에서 특히 중요하다. 일반적으로, 센서리스 IPMSM 제어에서는 회전자 위치 센서 대신 위치 센서리스 알고리즘으로 회전자 위치를 추정한다. 이 과정에서 실제 회전자 위치와 추정된 위치 사이의 오차가 발생할 수 있다. 이러한 회전자 위치 추정 오차는 MTPA 운전을 위한 전류 지령 정보가 정확하더라도, 실제 운전점이 MTPA 조건에서 벗어나게 하는 요인이다. 따라서, 센서리스 IPMSM에서는 기존의 참조표를 통한 MTPA 운전점 계산의 효용성이 떨어질 수 있다.

센서리스 상황 하에서 MTPA 추종 운전을 위해, 기존의 센서리스 알고리즘과 실시간 MTPA 추종 알고리즘을 결합하는 연구들이 시도되었다 [42],[44]-[47]. 하지만, 센서리스 알고리즘과 실시간 MTPA 추종 알고리즘을 함께 구현할 경우, 제어 복잡도가 증가할 뿐만 아니라, 전류 운전점을 결정하는데 두 알고리즘이 함께 관여하게 되어 안정도 및 동특성 분석이 어려워진다는 문제점이 있다. 또한, 신호 주입을 통해 회전자 위치를 추정하는 신호 주입 센서리스 상황 하에서는 MTPA 추종을 위한 섭동 신호와 센서리스 제어를 위한 신호가 서로 간섭할 수 있는 문제로 인해, 신호 주입을 필요로 하지 않는 적응 제어 기법에 기반한 MTPA 추종 알고리즘과의 결합이 고려되었다 [47]. 이 경우,

전술한 적응 제어 기법의 한계로 인해 MTPA 추종의 정확도가 떨어진다는 문제점이 있다.

센서리스 IPMSM에서 정확한 MTPA 운전점을 추종하면서도 충분한 동특성을 가지는 연구는 많지 않다. 고주파 전압 주입 방식의 MTPA 추종 운전을 센서리스 알고리즘과 결합하는 연구가 제안된 바 있다 [44],[45]. 하지만, 이 역시 센서리스 알고리즘과 MTPA 추종 알고리즘을 동시에 구현하기 때문에, 제어기 복잡도가 증가하며, 두 제어의 간섭으로 인해 안정도 분석이 쉽지 않다는 문제점이 있었다. 또한, 고정자 전압을 통한 자속 추정의 한계로 인해 저속 영역에서의 MTPA 추종이 어려웠다.

본 논문에서는 앞서 설명한 고주파 전압 주입 방식의 알고리즘을 개선하여 센서리스 IPMSM에 적용 가능한 MTPA 추종 알고리즘을 제안하고자 한다. 먼저, 기존의 교차 신호 주입을 단일 맥동 전압 주입으로 간소화 하여, MTPA 추종 시 주입 주파수를 극대화하는 방법에 대해 제시하고자 한다. 이 과정에서, MTPA 조건식의 회전자 위치 정보의 의존성을 제거하여, 위치 센서가 없는 IPMSM에서도 적용 가능한 알고리즘을 제안한다. 본 논문에서 제안할 알고리즘은 중고속 영역 뿐만 아니라 고정자 전압 정보로부터 자속 추정이 어려운 저속 및 영속도 영역에서도 MTPA 추종 운전이 가능할 것으로 생각된다.

1.2 연구의 목적

본 연구의 목적은 IPMSM에 대해서 회전자 위치 정보를 필요로 하지 않는 MTPA 추종 알고리즘을 제안하는 것이다. 회전자 위치 정보를 필요로 하지 않는다는 것은, 회전자 위치 센서가 부착되지 않은 전동기에서 동작 가능할 뿐만 아니라, 회전자 위치 정보를 추정하는 센서리스 알고리즘의 구현도 필요로 하지 않는다는 의미이다.

센서리스 전동기에서의 MTPA 추종은 에너지 효율(Efficiency) 측면에서 유리할 뿐만 아니라, 인버터(Inverter)의 전류 제한(Current limit) 안에서 최대의 토크를 출력하는데 그 효용이 있다. 하지만, 전동기 입력 전류가 커질 때, 자기 포화 및 교차 결합 현상으로 인해, 실제 MTPA 운전점은 정격 제정수 기반으로 계산된 운전점과 크게 차이가 날 수 있다. 그러므로, 본 연구에서 추종하고자 하는 MTPA 운전점은 자기 포화 및 교차 결합 현상으로 인한 MTPA 운전점의 변화를 고려한다.

또한, 기존의 MTPA 추종 운전에서 사용되던 교차 전압 신호 주입 방법을 맥동 전압 신호로 간소화하는 방안에 대해 제안한다. 교차 전압 신호 주입은 주입에 필요한 복잡한 시퀀스(Sequence)로 인해, 주입 주파수와 동특성에 한계가 있다. 또한 주입 과정에서 발생하는 고주파 전류가 고주파 토크 리플을 발생시킬 우려가 있다. 하지만, 제안하는 맥동 전압 신호 주입 방법은 주입 시퀀스가 간소화 되어 샘플링 주파수(Sampling frequency)의 절반까지 전압 신호 주입이 가능하다. 이를 통해, 공간 고조파와 같은 외란(Disturbance)에 강인한 MTPA 추종이 가능하다. 또한, 제안하는 맥동 전압 주입은 등토크 곡선의 접선 방향의 맥동 전류를 발생시키므로, 기존의 교차 신호 주입에 비해서 고주파 토크 리플을 저감할 수 있다.

한편, 영속도부터 기저 속도까지 MTPA 추종 운전을 수행하기 위해 본 연구에서는 운전 영역을 고정자 전압 정보를 통해 자속 추정이 가능한 중고속 영역과 자속 추정이 어려운 저속 영역으로 나누어 MTPA 추종 알고리즘을 제안한다. 중고속 영역과 저속 영역의 알고리즘의 구현과 안정적 동작을 위해 본 논문은 다음 사항들을 제안한다.

중고속 영역에서의 정확한 MTPA 추종을 위해 이산화 오류(Discretization error)에 강인한 자속 추정기 구현 방법을 제안한다. 고정자 전압으로부터 자속을 추정하는 연구는 기존에도 많이 제안된 바 있다. 본 연구에서는 새로운 자속 관측기를 제안하는 대신, 기존의 주파수 적응형 자속 추정기(Frequency adaptive flux observer)를 이용한다. 하지만, 주파수 적응형 자속 추정기를 디지털(Digital) 제어로 구현 시, 기존의 구현 방법이 가지는 이산화 오류를 분석하고, 이를 회피할 수 있는 자속 추정기 구현 방법에 대해 서술한다.

제안한 저속 영역 알고리즘이 안정적으로 동작하기 위한 전동기의 충분 조건을 제시한다. 제시하는 조건은 모든 운전점에서의 인덕턴스 및 자속 정보를 필요로 하지 않으며, MTPA 곡선 및 등토크 곡선의 개형과 곡률 정보를 통해 제안하는 저속 영역 알고리즘의 안정성을 판별한다.

1.3 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성된다.

제 1장에서는 본 논문의 연구 배경과 목적에 대해서 논의한다.

제 2장은 기존의 MTPA 추종 연구들에 대해서 소개한다. 먼저, 회전자 위치 센서를 이용한 MTPA 추종 알고리즘들에 대해 알아보고, 기존의 센서리스 운전과 MTPA 추종 운전을 동시에 수행한 연구들에 대해 소개한다.

제 3장에서는 임의의 직교 좌표계에서의 MTPA 조건식을 유도한다. 이를 통해 회전자 위치 정보 없이도 간단하게 MTPA 조건을 판별할 수 있는 추정 MTPA 좌표계에 대해 제안한다.

제 4장은 추정 MTPA 좌표계를 기반으로 중고속 MTPA 추종 운전 알고리즘에 대해 제안한다. 제안하는 MTPA 추종 알고리즘은 자속 추정기, 동적 인덕턴스 추정기, MTPA 운전점 추종 제어기로 이루어진다.

제 5장은 중고속 MTPA 추종 운전이 어려운 저속 영역에 대해서 MTPA 추종 운전 알고리즘을 제안한다. 또한, 제안하는 저속 영역 MTPA 추종 알고리즘에 대한 수렴성을 분석한다.

제 6장에서는 제안하는 MTPA 추종 운전을 구현할 때 고려해야할 사항들에 대해서 논의한다. 제어기의 안정성, 제정수 오차의 영향 등을 분석하여 제안하는 방법이 안정적으로 MTPA 추종 운전을 수행할 수 있음을 보인다. 또한, 주입 신호 크기 및 주파수의 결정, 중고속 및 저속 영역 알고리즘 사이의 절환, 속도 제어 등 실제 구현 시 고려해야할 사항들에 대해 서술한다.

제 7장에서는 본 논문에서 제안된 MTPA 추종 운전에 대해 시뮬레이션 및 실험 검증 결과를 서술한다.

제 8장에서는 본 논문의 연구 결과를 정리한다. 또한, 본 연구 주제의 향후 연구 방향에 대해 소개하며 논문을 마무리한다.

제 2장 기존의 실시간 MTPA 추종 연구

이 장에서는 1장에서 소개한 기존의 실시간 MTPA 추종 연구들에 대해 분류하고, 각 분류의 기본 구동 원리에 대해 소개한다.

2.1 이상적 전동기 모델 기반 MTPA 추종 운전

자기 포화가 없는 이상적인 IPMSM의 경우 MTPA 운전점을 해석적으로 표현할 수 있다. 영구자석의 쇠교 자속(λ_f)과 고정자 저항(R_s), 고정자 인덕턴스(L_{ds} , L_{qs})를 통해 IPMSM의 이상적인 전기적 모델을 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dq}^r = R_s \mathbf{i}_{dq}^r + \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq}^r + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{dq}^r + \omega_r \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_f^r. \quad (2.1)$$

이 때, \mathbf{v}_{dq}^r , \mathbf{i}_{dq}^r 은 각각 회전자 기준 좌표계에서의 고정자 전압과 전류 벡터를 의미하며, ω_r 은 전기각으로 표현된 회전자 속도를 의미한다. 그리고 \mathbf{J} 행렬은 $\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 로 정의 된다. \mathbf{L}_s , $\boldsymbol{\lambda}_f^r$ 는 각각 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_f^r = \begin{bmatrix} \lambda_f \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

출력 토크는 다음과 같이 계산된다.

$$T_e = 1.5p(\lambda_f + \Delta L_s i_d^r) i_q^r. \quad (2.4)$$

여기서 $\Delta L_s = L_{ds} - L_{qs}$ 이고 p 는 극쌍수(Number of pole pair)이다. MTPA 운전점은 전류 크기 i_s 에 대해 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{Maximize } T_e, \text{ subject to } \|\mathbf{i}_{dq}^r\| = i_s. \quad (2.5)$$

전류각 β 에 대해 (2.4)를 미분하면, 다음과 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial \beta} = 1.5p i_s (-\lambda_f \sin(\beta) - \Delta L_s i_s \cos(2\beta)). \quad (2.6)$$

그러므로 MTPA 운전점에서의 전류각 β_{MTPA} 는 다음과 같이 계산 가능하다.

$$\beta_{MTPA} = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda_f - \sqrt{\lambda_f^2 + 8\Delta L_s^2 i_s^2}}{4\Delta L_s i_s} \right). \quad (2.7)$$

그러므로 전류 크기 i_s 에 대해서 MTPA 운전점에서의 d 축 전류 $i_{d,MTPA}^r$ 은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$i_{d,MTPA}^r = \frac{-\lambda_f + \sqrt{\lambda_f^2 + 8\Delta L_s^2 i_s^2}}{4\Delta L_s}. \quad (2.8)$$

이러한 정격 제정수 기반의 MTPA 운전점 추정은 제정수의 변화가 적은 전동기에서는 적은 계산량으로도 효율적인 MTPA 추종 운전이 가능하다는 장점이 있다. 하지만, MTPA 추종 성능이 λ_f , L_{ds} , L_{qs} 제정수의 정확도에 크게 의존한다. 또한, 자기포화로 인한 제정수 변화를 반영하지 못하므로, 포화가 심한 전동기에서는 실제 MTPA 운전점과 오차가 크게 발생할 수 있다. 또한, (2.7)이 전류 크기에 대해 계산되므로, 지령 토크를 출력하는 전류 운전점을 바로 계산하기 어렵다는 한계가 있다.

2.2 적응 제어 기법을 이용한 MTPA 추종 운전

몇몇 연구에서는 적응 제어 기법과 결합하여, 정격 제정수 기반의 MTPA 추종 성능을 개선하고자 시도하였다 [18]-[23]. 이들은 2.1절의 정격 제정수 기반의 MTPA 계산식을 그대로 활용하며, 전동기 모델을 기반으로 정격 제정수를 추정하여, MTPA 계산에 반영한다.

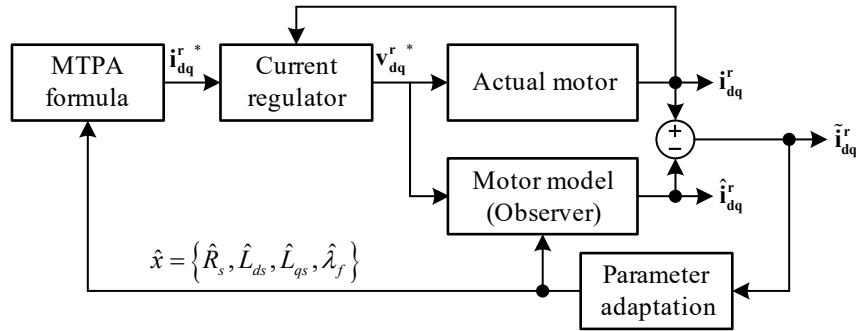


그림 2-1. 적응 제어 기법을 통한 MTPA 운전점 추정 예시 [23].

그림 2-1은 적응 제어 기법을 통한 MTPA 운전점 추정의 예시 블록도를 보여준다. 다양한 적응 제어 기법들이 제안되어 있지만, 기본적으로는 전동기의 수학적 모델과 실제 전동기의 출력을 비교하여, 오차를 줄이는 방향으로 전동기 제정수를 수정하여 MTPA 계산식에 반영한다. 하지만 이 과정에서 수정할 수 있는 전동기 제정수의 최대 개수가 전동기 모델의 차수에 의해 제한되게 된다 [18]. 식 (2.1)의 전동기 모델을 사용할 경우, 수식의 차수가 2이므로, 한 운전점 당 정상 상태에서 2 개의 제정수를 추정할 수 있다. 또한, 모델 기반 센서리스 운전을 함께 수행할 경우, 한 개의 자유도는 센서리스 알고리즘에 할애되기 때문에, 추정할 수 있는 제정수는 한 개로 줄어들게 된다.

이러한 적응 제어 기법의 한계로 인해 대부분의 연구에서는 MTPA 운전점에 큰 영향을 미치는 제정수를 선택적으로 추정한다. 이 경우, 실시간 추정하지 않는 제정수는 사전 시험을 통해 미리 정확히 파악해야 한다는 한계가 있다.

또한, 앞서 계산된 정격 제정수 기반의 MTPA 계산식은 전동기 제정수의 운전점에 따른 변화를 고려할 경우 부정확할 수 있다는

문제점이 있다. 운전점 변화에 따른 제정수의 포화를 고려할 경우 (2.6)은 다음과 같이 계산된다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial \beta} = 1.5 p i_s \left(-\lambda_f \sin \beta - \Delta L_s i_s \cos(2\beta) + \frac{\partial \lambda_f}{\partial \beta} \cos \beta - \frac{1}{2} \frac{\partial \Delta L_s}{\partial \beta} i_s \sin 2\beta \right). \quad (2.9)$$

붉은색으로 표시된 항이 운전점에 따른 제정수의 변화의 영향을 나타낸다. 식 (2.9)의 해를 구해보면, 실제 MTPA 운전점의 전류각 역시 (2.7)에서 벗어나게 된다. 그러므로, 적응 제어 기법을 이용한 MTPA 추종 운전은 운전점에 따라 제정수가 크게 변화하는 전동기에서는 효율성이 크지 않다고 할 수 있다.

2.3 P&O 방식의 MTPA 추종 운전

전동기 제정수에 무관하게 MTPA 운전점을 정확하게 추종할 수 있는 방법으로 P&O 방식에 기반한 MTPA 추종 알고리즘들이 제안되었다 [25]-[29]. P&O 방식은 전류 운전점을 단계적으로 변화시켜가며, 정상 상태에서 최소 동손을 가지는 운전점을 검색하여 운전점을 수정해 나가는 방식이다.

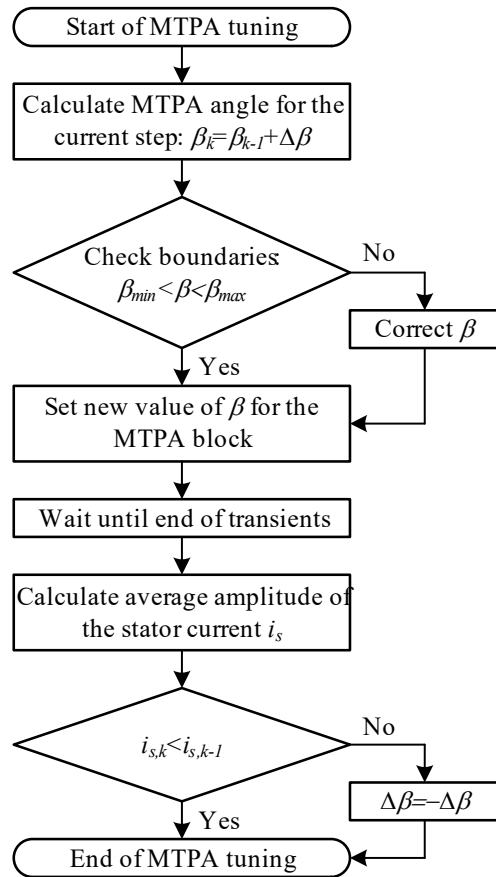


그림 2-2. P&O 방식에 기반한 MTPA 운전점 추종 예시 [29].

그림 2-2는 P&O 방식에 기반한 MTPA 운전점 추종 운전의 예시를 보여준다 [29]. 전류각을 단계적으로 변화시키며, 전류의 크기가 최소가 되는 전류각을 찾는다. 그러므로, P&O 방식은 제정수에 대한 사전 정보 없이도 정확한 MTPA 운전점을 찾을 수 있다는 장점이 있다.

하지만, 블록도에 나타나 있듯이 전류각 변경 이후 전동기가 정상 상태에 이를 때까지 기다리는 과정이 필요하기 때문에 MTPA 운전점을

찾는데까지 오랜 시간이 소요되며, 수렴 시간동안 전동기의 부하가 일정하게 유지되어야한다는 한계점이 있다. 또한, 이러한 P&O 방식에서는 제어 입력의 변경 단위에 따라 제어 성능이 영향을 받을 수 있다. 예를 들어, 전류각의 변경 단위가 너무 클 경우 정확한 MTPA 운전점에 수렴하지 못하고 계속해서 맥동(Chattering)할 수 있으며, 반대로 너무 작은 전류각을 변화시킬 경우 수렴 시간이 길어진다는 단점이 있다.

2.4 고주파 전류 주입 방식의 MTPA 추종 운전

P&O 방식의 느린 수렴 속도를 개선하기 위해, 더 높은 주파수의 형태로 전류 운전점을 섭동하는 방식의 MTPA 운전점 추종 알고리즘들이 제안되었다 [30]-[36]. 세부적인 구현 방법으로는 기본과 전류 지령에 수직한 방향으로 고주파 전류를 인가하거나[30],[31], 전류각 지령에 고주파 신호를 입력하는 방법[32]-[36]이 제안되었다.

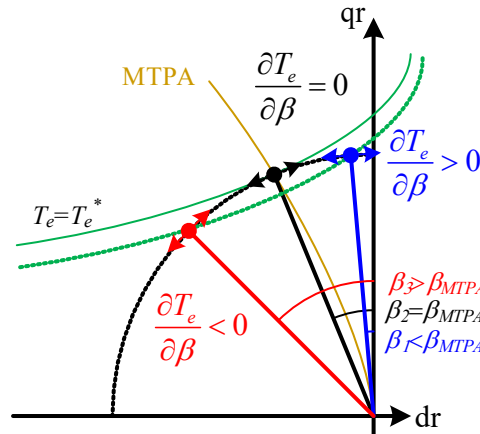


그림 2-3. 기본과 전류에 수직한 고주파 전류 주입 시 출력 토크와의 관계 [31].

고주파 전류를 주입하는 MTPA 추종 알고리즘들은 그림 2-3에 나타난 출력 토크와 전류각의 관계를 이용한다. 미소 전류각에 대한 출력 토크의 변화율이 MTPA 운전점에서는 0이며, MTPA 운전점보다 작은 전류각에선 양수, 큰 전류각에선 음수의 값을 가진다. 그러므로, 전류 주입 시 고주파 토크의 변화 양상을 살펴보면 MTPA 운전점을 판별할 수 있다.

하지만, 전동기 제정수가 정확하지 않은 상황에서 고주파 토크 맥동을 위상 오차 없이 측정하기란 매우 어렵다. 초기 연구에서는 엔코더(Encoder)와 같은 속도 센서를 이용해서 속도 맥동을 통해 토크 맥동의 위상을 역추정하는 방법이 제안되었다 [30]. 하지만, 이와 같은 방법은 부하 토크의 외란에 취약하며, 주입 주파수가 높아지는 경우, 토크 맥동이 속도에 미치는 영향이 기계 관성에 의해 대부분 감쇄되어, 속도 측정을 통해 토크 맥동 성분을 계산하기가 쉽지 않다.

참고문헌 [31]은 전동기의 전력 맥동을 측정하여 MTPA 추종에 활용하는 방법을 제안하였다. 전력 맥동을 기술하기에 앞서, 임의의 운전점에서 $\Delta \mathbf{i}_{dq}^r$ 만큼의 미소 전류 변화분에 대해 전동기의 고정자 자속은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\lambda_{dq}^r = \lambda_{dq0}^r + \mathbf{L}_h \Delta \mathbf{i}_{dq}^r. \quad (2.10)$$

여기서, λ_{dq0}^r 는 운전점에서의 평균 고정자 자속이며 \mathbf{L}_h 는 고정자 자속의 전류에 대한 야코비안 행렬(Jacobian matrix)이다. 그러므로, 전동기의 전압 방정식은 다음과 같이 소신호 모델로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dq}^r = R_s \mathbf{i}_{dq}^r + \mathbf{L}_h \frac{d\Delta \mathbf{i}_{dq}^r}{dt} + \omega_r \mathbf{J} \lambda_{dq}^r. \quad (2.11)$$

식 (2.11)을 이용하면 전동기의 순시 입력 전력은 다음과 같이 계산 될 수 있다.

$$P_e = 1.5 \mathbf{i}_{dq}^r \mathbf{T} \mathbf{v}_{dq}^r = 1.5 \left(R_s \|\mathbf{i}_{dq}^r\|^2 + \mathbf{i}_{dq}^r \mathbf{T} \mathbf{L}_h \frac{d\Delta \mathbf{i}_{dq}^r}{dt} \right) + \omega_r T_e. \quad (2.12)$$

평균 운전점 \mathbf{i}_{dq0}^r 에 대해 $\Delta \mathbf{i}_{dq}^r$ 이 수직하므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta \mathbf{i}_{dq}^r = \frac{\mathbf{J} \mathbf{i}_{dq0}^r}{\|\mathbf{i}_{dq0}^r\|} i_h \sin(\omega_h t). \quad (2.13)$$

여기서 i_h 는 주입되는 전류의 크기이며 ω_h 는 주입 주파수이다. 주입 전류 i_h 가 충분히 작으면, $\Delta \mathbf{i}_{dq}^r$ 은 $\text{atan}(i_h / \|\mathbf{i}_{dq0}^r\|)$ 만큼의 전류각을 맥동하는 것과 등가이다. 식 (2.13)을 (2.12)에 대입하면, 맥동 전력 ΔP_e 는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \Delta P_e = & -\frac{3}{4} R_s i_h^2 \cos(2\omega_h t) + P_1 \omega_h \frac{3}{4} i_h^2 \sin(2\omega_h t) \\ & + \omega_h \frac{3}{2} P_2 i_h \cos(\omega_h t) + \frac{\partial T_e}{\partial \beta} \cdot \frac{\omega_r i_h}{\|\mathbf{i}_{dq0}^r\|} \sin(\omega_h t) \end{aligned} \quad (2.14)$$

이 때,

$$P_1 = \frac{\mathbf{J} \mathbf{i}_{dq0}^r \mathbf{T}}{\|\mathbf{i}_{dq0}^r\|} \mathbf{L}_h \frac{\mathbf{J} \mathbf{i}_{dq0}^r}{\|\mathbf{i}_{dq0}^r\|}. \quad (2.15)$$

$$P_2 = \mathbf{i}_{dq0}^r \mathbf{T} \mathbf{L}_h \frac{\mathbf{J} \mathbf{i}_{dq0}^r}{\|\mathbf{i}_{dq0}^r\|}. \quad (2.16)$$

ΔP_e 에는 MTPA를 판별할 수 있는 $\partial T_e / \partial \beta$ 성분이 포함되어 있음을 알 수 있다. ΔP_e 에서 $\partial T_e / \partial \beta$ 성분만을 추출하기 위해 Heterodyne 기법을 다음과 같이 사용할 수 있다 [31],[48].

$$P_o = LPF(\Delta P_e \sin(\omega_h t)) = \frac{\omega_h i_h}{2 \|\mathbf{i}_{dq0}^r\|} \frac{\partial T_e}{\partial \beta}. \quad (2.17)$$

여기서 LPF란 저역 통과 필터(Low pass filter)를 의미한다. 그러므로, P_o 의 부호 및 크기에 따라 기본과 전류 운전점을 변화시켜 MTPA 운전점을 추종할 수 있다. 이러한 고주파 전류 주입 방식은 MTPA 추종의 원리가 수식적으로 명확하며, 전동기 제정수에 의존하지 않는다는 장점을 가진다.

하지만, 고주파 전류 주입 방식의 MTPA 추종은 다음과 같은 몇 가지 한계점을 가진다. 먼저, 전류 주입을 위해서는 별도의 고주파 전류 제어기가 요구된다. 참고문헌 [31]은 비례 제어기(Proportional controller) 형태의 고주파 전류 제어기를 제안하였다. 이러한 고주파 전류 제어기는 전류 제어 특성을 크게 향상시킬 수 있지만, 전류 제어 오차를 완전히 제거하지는 못한다는 한계점을 가지고 있다. 고주파 전류 지령과 실제 전류 사이에 오차가 발생할 경우, MTPA 운전점 추종에도 오차가 발생할 수 있다 [30]. 정확한 고주파 전류 제어를 위해 공진 제어기(Resonant controller)의 사용을 고려해볼 수 있지만, 디지털 구현의 한계로 인해 주입 주파수가 높아질 때 안정성 문제가 발생할 수 있다 [49].

한편, 식 (2.17)에서 살펴본 바와 같이 출력 맥동을 통해 MTPA 조건을 판별하기 위해선 주입 주파수에 해당하는 외란 신호를 차단하는 저역 통과 필터가 필요하다. 그러므로, 저역 통과 필터의 대역폭에 의해 MTPA 추종 제어의 동특성이 제한된다 [33]. 현실적으로 전류 제어기의 안정도 및 대역폭을 고려할 때 주입 주파수는 샘플링 주파수의 수십분의 1에서 100 분의 1 정도로 제한된다. 따라서, 대부분의 연구들에서 주입 주파수는 수십 Hz에서 수백 Hz 정도로 결정되며, 주입 주파수가 충분히

높지 않아 MTPA 추종 제어의 동특성이 제한될 수 있다.

마지막으로, 주입 주파수와 전동기의 공간 고조파가 간섭할 경우, MTPA 추종 제어의 성능이 악화될 수 있다. 일반적으로 3상 영구자석 전동기의 경우 운전 주파수의 6의 배수 주파수로 공간 고조파가 발생할 수 있음이 알려져 있다 [50]. 만약 운전 조건에 따라 공간 고조파와 주입 전류의 주파수가 가까워질 경우, 공간 고조파로 인한 전류 맥동이 MTPA 추종 제어에 외란으로 작용하여 추종된 운전점과 실제 MTPA 운전점 사이에 괴리가 발생 할 수 있다.

2.5 전압 섭동을 통한 MTPA 추종 운전

DTC 기반의 전동기 구동 제어에서는 제어 대상이 전류가 아닌 전동기의 자속이므로, 전압에 의도적으로 외란 신호를 주입하여, 자속 맥동을 발생시키는 방법이 제안되었다 [37], [38].

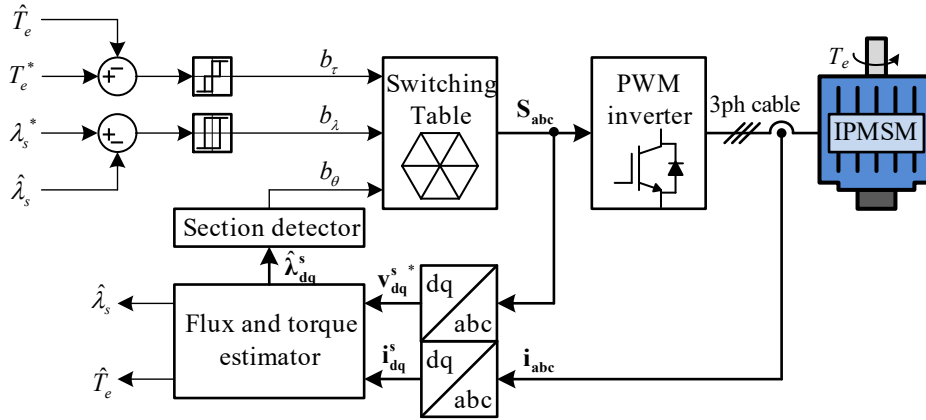


그림 2-4. DTC의 기본 제어 블록도 [51],[52].

DTC의 기본 제어 블록도가 그림 2-4에 나타나있다. DTC는 자속 크기 λ_s 및 토크를 제어 입력으로 취하여 히스테리시스(Hysteresis) 제어를 통해 빠른 토크 제어 동특성을 특징으로 하는 제어 방법이다. DTC 제어 상황 하에서는 MTPA 운전 조건을 다음과 같이 기술할 수 있다 [38].

$$\arg \min_{\lambda_s} i_s, \text{ subject to } T_e^* = T_e. \quad (2.18)$$

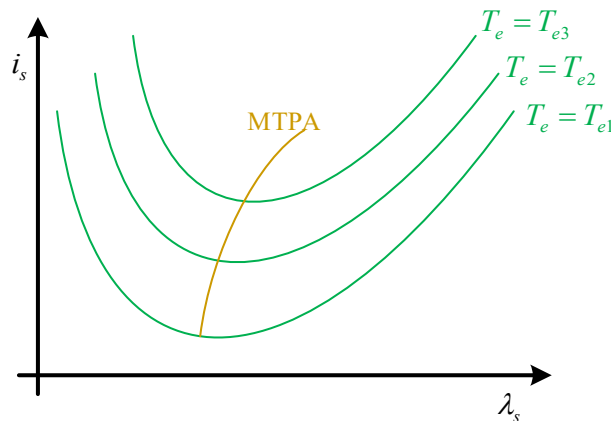


그림 2-5. 자속-전류 평면에서의 MTPA 곡선 [38].

그러므로, 등토크 곡선 상에서 전류의 크기가 최소가 되는 자속 지령을 추종함으로써 MTPA 운전을 수행할 수 있다. 그림 2-5는

일반적인 PMSM의 자속-전류 평면에서의 등토크 곡선을 나타낸다 [38]. 등토크 곡선상에서 $\partial i_s / \partial \lambda_s = 0$ 이 되는 점이 MTPA 운전점 한 개만 존재하는 것을 알 수 있다. 그러므로, 등토크 곡선 상에서 자속에 맥동 신호를 주입할 때 전류의 변화가 0이 되는 점을 추종함으로써 실시간 MTPA 운전이 가능함을 알 수 있다. 이러한 자속 맥동 기반의 MTPA 추종 운전은 고주파 전류 제어기가 필요없기 때문에 고주파 전류 주입 대비 제어 구조가 간단하다는 장점을 갖는다.

하지만, 이러한 자속 맥동 기반 MTPA 운전의 가장 큰 제약 조건은 등토크 곡선 상에서 운전점이 섭동해야 한다는 점이다. 고주파 자속 변화 $\Delta \lambda_{dq}^r$ 에 대한 전류의 변화 $\Delta \mathbf{i}_{dq}^r$ 는 다음과 같이 고주파 인덕턴스 \mathbf{L}_h 를 통해 회전자 기준 좌표계에서 나타낼 수 있다.

$$\Delta \lambda_{dq}^r = \mathbf{L}_h \Delta \mathbf{i}_{dq}^r. \quad (2.19)$$

그러므로 $\Delta \lambda_{dq}^r$ 에 대한 토크 변화 ΔT_e 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta T_e &= 1.5p (\mathbf{i}_{dq0}^{rT} \mathbf{J} \Delta \lambda_{dq}^r + \Delta \mathbf{i}_{dq}^{rT} \mathbf{J} \lambda_{dq0}^r) \\ &= 1.5p (\mathbf{i}_{dq0}^{rT} \mathbf{J} - \lambda_{dq0}^{rT} \mathbf{J} \mathbf{L}_h^{-1}) \Delta \lambda_{dq}^r. \end{aligned} \quad (2.20)$$

여기서, λ_{dq0}^r 와 \mathbf{i}_{dq0}^r 은 운전점에서의 평균 자속 및 전류 벡터이다. 따라서, 등토크 곡선 상에서 운전점 맥동을 위한 $\Delta \lambda_{dq}^r$ 은 다음과 같이 계산된다.

$$\Delta \lambda_{dq}^r = k_h \mathbf{J} (\mathbf{i}_{dq0}^{rT} \mathbf{J} - \lambda_{dq0}^{rT} \mathbf{J} \mathbf{L}_h^{-1}). \quad (2.21)$$

이때 k_h 는 자속 맥동의 크기를 결정하는 임의의 스칼라(Scalar)이다. 그러므로, 등토크 곡선 상에서의 자속 맥동을 위해서는 운전점에서의 평균 전류 및 자속 뿐만 아니라, 고주파 인덕턴스 행렬의 값을 알아야한다는 것을 의미한다.

실시간 MTPA 운전점 추종을 위해 모든 운전점에서의 인덕턴스 행렬을 사전 시험을 통해 알아내는 것은 효율적이지 못하므로, [38]에서는 고주파 자속 변화 시에도 토크 제어가 충분히 빠르게 출력 토크를 일정하게 제어해 줄 수 있다고 가정하였다. 이는 다시 말하면, 자속 주입 주파수가 시스템의 토크 제어 대역폭보다 낮아야 함을

의미한다. 따라서, DTC의 빠른 토크 제어 특성에도 불구하고 [38]에서는 300 Hz 정도의 정현파(Sinusoidal) 신호를 자속 지령에 인가하여 MTPA 운전을 수행하였다. 또한 [37]에선, 무작위(Random) 신호를 전압에 외란으로 인가한 후, 저주파수 외란이 속도 제어기에 의해 등토크 곡선 상에서의 섭동을 일으킬 것이라 가정하여, 저주파수 성분을 추출하여 MTPA 추종에 사용하였다.

이와 같이 자속 섭동 기반 MTPA 추종에서도 자속 맥동의 주파수에는 현실적으로 한계가 존재하며, 일반적으로 수백 Hz 이하의 고주파 자속이 주입된다. 그러므로, 자속 섭동 기반의 MTPA 추종 방법은 2.4절에서 살펴본 고주파 전류 주입 방식과 비슷하게, 동특성의 제한 및 공간 고조파와의 간섭 등의 한계점을 지닌다.

2.6 가상 신호 주입 방식의 MTPA 추종 운전

한편, 실제 전압 및 전류 섭동을 통한 MTPA 추종 방식이 주입 신호로 인한 추가 손실을 발생시키는 한계점을 극복하기 위해, 실제 신호를 주입하지 않고, 관측하는 좌표계를 섭동하므로써 가상 신호를 주입(Virtual signal injection)하는 MTPA 추종 제어 방법들이 연구되었다 [46],[47],[53]-[56].

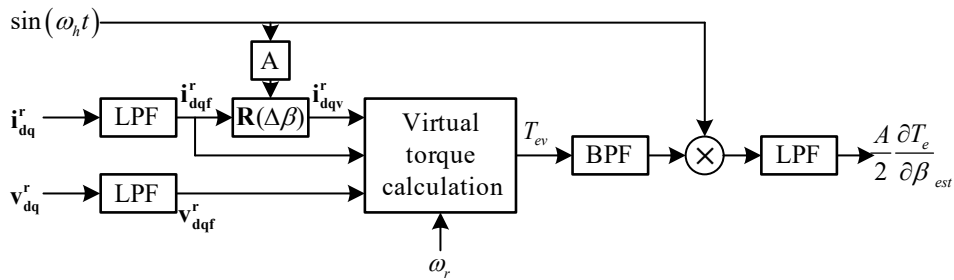


그림 2-6. 가상 신호 주입 제어 블록도 [53].

그림 2-6은 가상 신호 주입 방법의 제어 블록도를 나타낸다 [53]. 전류 지령 및 전류 제어기는 고주파 신호를 인가하지 않는 일반적인 벡터 제어(Vector control)를 수행한다. 그림 2-6에서 i_{dqv}^r 은 그림 2-7과 같이 실제 전류대비 $\Delta\beta = A \sin(\omega t)$ 로 흔들리는 가상 전류를 나타낸다.

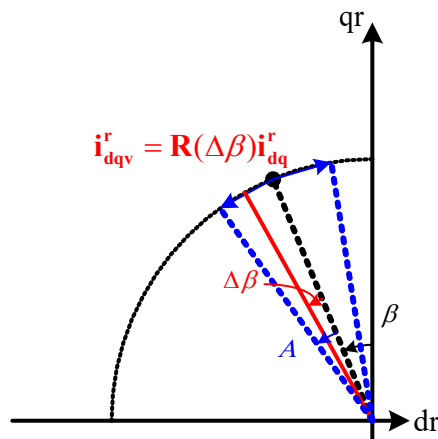


그림 2-7. 가상 전류의 계산 [53].

이 때, 가상 토크 T_{ev} 는 다음과 같이 계산된다.

$$T_{ev} = 1.5 \frac{1}{\omega_r} \left(v_q^r - R_s i_q^r + \frac{v_d^r - R_s i_d^r}{i_q^r} i_{dv}^r \right) i_{qv}^r. \quad (2.22)$$

이때, $\Delta\beta$ 가 충분히 작다고 가정하면, T_{ev} 의 고주파 성분은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{BPF}(T_{ev}) \approx 1.5 \frac{1}{\omega_r} & \left(v_q^r - R_s i_q^r + \frac{v_d^r - R_s i_d^r}{i_q^r} (i_d^r - i_q^r \Delta\beta) \right) (i_d^r \Delta\beta + i_q^r) \\ & - \left(v_q^r - R_s i_q^r + \frac{v_d^r - R_s i_d^r}{i_q^r} i_d^r \right) i_q^r. \end{aligned} \quad (2.23)$$

여기서 $\mathbf{v}_{dq}^r = R_s \mathbf{i}_{dq}^r + \omega_r \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r$ 의 관계를 이용하면 다음과 같이 계산된다.

$$\text{BPF}(T_{ev}) \approx 1.5 \left(\boldsymbol{\lambda}_{dq}^{rT} \mathbf{i}_{dq}^r - \frac{\lambda_q^r}{i_q^r} i_d^{r2} \right) \Delta\beta. \quad (2.24)$$

즉 MTPA 추종을 위한 제어 신호는 다음과 같이 계산 된다.

$$\frac{A}{2} \frac{\partial T_e}{\partial \beta_{est}} = \frac{3A}{4} \left(\boldsymbol{\lambda}_{dq}^{rT} \mathbf{i}_{dq}^r - \frac{\lambda_q^r}{i_q^r} i_d^{r2} \right). \quad (2.25)$$

한편, 토크를 전류각에 대해 편미분 하면 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} \frac{\partial T_e}{\partial \beta} &= \frac{\partial}{\partial \beta} (\mathbf{i}_{dq}^{rT} \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r) = \left(\frac{\partial \mathbf{i}_{dq}^r}{\partial \beta} \right)^T \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r + \mathbf{i}_{dq}^{rT} \mathbf{J} \left(\frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r}{\partial \beta} \right) \\ &= (\mathbf{J} \mathbf{i}_{dq}^r)^T \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r + \mathbf{i}_{dq}^{rT} \mathbf{J} \left(\frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r}{\partial \beta} \right) \\ &= \boldsymbol{\lambda}_{dq}^{rT} \mathbf{i}_{dq}^r - (\mathbf{J} \mathbf{i}_{dq}^r)^T \mathbf{L}_h \mathbf{J} \mathbf{i}_{dq}^r \end{aligned} \quad (2.26)$$

그러므로, 가상 신호 주입을 통해 계산된 (2.25)와 실제 $\partial T_e / \partial \beta$ 사이의 오차는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial T_e}{\partial \beta} - \frac{\partial T_e}{\partial \beta_{est}} &= 1.5 \left(\mathbf{i}_{dq}^{rT} \mathbf{J} \mathbf{L}_h \mathbf{J} \mathbf{i}_{dq}^r + \frac{\lambda_q^r}{i_q^r} i_d^{r2} \right) \\ &= 1.5 \left(\left(\frac{\lambda_q^r}{i_q^r} - L_{qh} \right) i_d^{r2} - L_{dh} i_q^{r2} + 2L_{dqh} i_d^r i_q^r \right). \end{aligned} \quad (2.27)$$

여기서, $L_{dh} = \frac{\partial \lambda_d^r}{\partial i_d^r}$, $L_{qh} = \frac{\partial \lambda_q^r}{\partial i_q^r}$, $L_{dqh} = \frac{\partial \lambda_d^r}{\partial i_q^r} = \frac{\partial \lambda_q^r}{\partial i_d^r}$ 이다. 이처럼 실제 운전점을 섭동하지 않고 가상 신호 만을 주입해서 MTPA 운전점을 추종할 경우 실제 MTPA 운전점과 다른 운전점으로 수렴하는 것이 지적되었다 [54]. 다만, 포화가 심하지 않은 경우 (2.27)의 각 항들이

서로 상쇄되어 실제 MTPA 운전점에 비슷하게 수렴하는 전동기도 존재한다는 점이 보고되었다 [53],[54].

이처럼 가상 신호 주입에 기반한 MTPA 운전점 추종 알고리즘은 별도의 신호를 주입하지 않는다는 명확한 장점이 있지만, 이론적으로 정확한 MTPA 운전점 추종을 보장하지 않는다. 그러므로, 가상 신호 주입으로도 MTPA에 가까운 운전이 가능함이 사전에 확인된 전동기에 대해서는 효율적인 방법일 수 있지만, 임의의 IPMSM에 대해 가상 신호 주입을 일반적으로 적용하는 것은 무리가 있다.

2.7 라그랑지 승수법 기반의 MTPA 추종 운전

운전점에 외란을 인가하여 그 주변에서의 출력 토크의 변화를 관찰하는 섭동 기반 방식과 달리, 전동기 모델을 기반으로 수학적으로 MTPA 운전점을 표현하는 연구들이 시도되었다 [11]-[16]. 특히, MTPA 운전점이 제약 조건 하에서의 극점(Extremum)을 판별할 수 있는 라그랑지 승수법(Lagrange multiplier method)이 MTPA 조건식을 기술하는데 사용될 수 있다. 전동기 모델을 어떻게 가정하느냐에 따라 다양한 MTPA 조건식이 제안될 수 있지만, 자속 기반 전동기 모델에서 기술한 MTPA 조건식이 가장 적은 제정수 개수로 MTPA 조건식을 기술할 수 있기에, 자속 기반 전동기 모델이 최근 선호되고 있다 [14], [39]-[45]. 자속 기반 전동기 모델에서의 MTPA 조건식은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\lambda_d^r i_q^r + \lambda_q^r i_d^r - \frac{\partial \lambda_d^r}{\partial i_q^r} i_q^{r2} + \frac{\partial \lambda_q^r}{\partial i_d^r} i_d^r i_q^r + \frac{\partial \lambda_d^r}{\partial i_q^r} i_d^r i_q^r - \frac{\partial \lambda_q^r}{\partial i_d^r} i_d^{r2} = 0. \quad (2.28)$$

즉, 임의의 운전점이 (2.28)의 조건을 만족한다면, 그 운전점은 MTPA 운전점이라고 판단할 수 있다. 식 (2.28)의 유도 과정은 3.1.2절에서 자세히 설명한다. 식 (2.28)에 나타난 MTPA 조건식의 계산을 위해서는 운전점에서의 자속 정보 뿐만 아니라 자속의 전류에 대한 편미분 값까지 필요하므로, 실시간 MTPA 운전에 사용되기에는 효율적이지 못하다. 그러므로 초기의 연구들에서는 모든 운전점에서의 자속 정보를 사전 시험을 통해 알고 있는 상황에서 MTPA 운전 점을 계산할 때 (2.28)의 MTPA 조건식을 활용하였다 [14]-[16],[41],[42].

하지만, 고주파 신호 주입을 통한 동적 인덕턴스 추출 방법이 발전함에 따라 자속의 전류에 대한 편미분을 고주파 신호 주입을 통해 실시간으로 추정하는 방법들이 제안되었다 [40],[43],[45]. 이러한 연구들에서는 전류의 변화가 충분히 작을 때 다음과 같은 관계가 성립함을 이용한다.

$$\begin{bmatrix} \Delta\lambda_d^r \\ \Delta\lambda_q^r \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \frac{\partial\lambda_d^r}{\partial i_d^r} & \frac{\partial\lambda_d^r}{\partial i_q^r} \\ \frac{\partial\lambda_q^r}{\partial i_d^r} & \frac{\partial\lambda_q^r}{\partial i_q^r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d^r \\ \Delta i_q^r \end{bmatrix} = \mathbf{L}_h \begin{bmatrix} \Delta i_d^r \\ \Delta i_q^r \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

이러한 라그랑지 승수법 기반 MTPA 추종 알고리즘은 운전점을 직접 섭동하지 않고, MTPA 조건식 계산에 필요한 자속 정보와 동적 인덕턴스 정보를 기반으로 MTPA 추종을 수행한다. 또한 추정된 자속과 인덕턴스 정보에 오차가 없다면, 자속 포화와 상관 없이 정확한 MTPA 운전점 추종이 가능하다. 일반적으로 자속 정보는 자속 관측기를 통해 고정자 전압 정보로부터 추정이 가능하며, 동적 인덕턴스 정보는 고주파 전압 신호 주입을 통해 추정된다.

동적 인덕턴스 정보를 추정하기 위한 고주파 전압 주입 과정이 2.5절의 전압 섭동 기반 방식과 유사하다고 생각할 수 있다. 하지만, 주입 주파수에 제한이 있는 전압 섭동 방식과 달리, 동적 인덕턴스 추출을 위한 고주파 전압은 샘플링 주파수(Sampling frequency)의 1/4까지 주입하는 방법이 제안되었다 [40].

라그랑지 승수법 기반 방법은 높은 주파수의 전압 주입을 통해, 타 방식 대비 빠른 동특성을 실현할 수 있다는 장점이 있다. 하지만, 교차 인덕턴스 정보까지 추출해야하므로, 십자(十) 모양의 교차 신호 주입과 같은 복잡한 신호 주입 과정이 요구된다 [40]. 또한 교차 신호 주입을 위해서는 최소한 4개의 고주파 전압 벡터를 인가해야 하므로, 샘플링 주파수의 1/4이 주입 주파수의 한계로 여겨져 왔다. 또한, 고정자 전압 정보를 기반으로 자속 정보를 추정하기 때문에, 고정자 전압의 크기가 작아지는 저속 영역에서는 MTPA 추종이 쉽지 않다는 한계점을 가지고 있다.

2.8 센서리스 전동기에서의 MTPA 추종 운전

다양한 MTPA 추종 알고리즘들이 제안되었지만, 대부분은 엔코더(Encoder)와 같은 센서로 부터 축 위치 정보를 알 수 있는 상황에서의 MTPA 추종을 대상으로 한다. 하지만, 몇몇 연구들에서는 기존의 센서리스 위치 추정 알고리즘과 MTPA 추종 알고리즘을 결합하여, 센서리스 전동기에서도 MTPA 추종 운전을 수행할 수 있음을 보였다 [42],[44]-[47].

표 2-1. MTPA 추종 알고리즘의 특성 비교

알고리즘 종류	MTPA 추종 정확도	MTPA 추종 동특성	센서리스 전동기에의 적용 가능성
적용 제어 기법	부정확	中	X ³⁾
P&O 방식	정확	下	X ³⁾
고주파 전류 주입 방식	정확 ¹⁾	中	X ³⁾
전압 섭동 기반 방식	정확 ²⁾	中	가능 (참고문헌 [38])
가상 신호 주입 방식	부정확	上	가능 ⁴⁾ (참고문헌 [46],[47])
라그랑지 승수법 기반 방식	정확	上	가능 ⁴⁾ (참고문헌 [42],[44])
1) 고주파 전류 제어에 오차가 발생할 경우 부정확해질 수 있음.			
2) 운전점 섭동이 등토크 곡선을 벗어나면 부정확해질 수 있음.			
3) 참고문헌 없음.			
4) 자체 알고리즘은 회전자 위치 정보를 필요로 하지만, 센서리스 알고리즘과 결합하여 MTPA 추종 운전을 수행한 연구 있음.			

앞서 설명한 MTPA 추종 운전 알고리즘들의 특성과 센서리스 전동기에의 적용 가능성을 정리하면 표 2-1과 같다. MTPA 추종 정확도 측면에서 살펴보면, 정확한 MTPA 추종을 위해서는 운전점을 섭동하거나, 고주파 신호 주입이 필요하다는 것을 알 수 있다. 정확한 MTPA 운전점 추종이 가능한 P&O 방식, 고주파 전류 주입 방식, 전압 섭동 방식,

라그랑지 승수법 기반 방식을 비교해보면 섭동을 위해 주입하는 신호의 주파수가 높아질수록 동특성이 향상된다. 그러므로, 주입 신호의 주파수가 가장 높은 라그랑지 승수법 기반 방식이 빠른 동특성을 요구하는 적용 분야에 유리하다.

한편, 최근 센서리스 전동기에서 전압 섭동 방식, 가상 신호 주입 방식, 라그랑지 승수법 기반 방식의 적용이 연구되었다. 전압 섭동 방식은 DTC를 기반으로 하므로, 위치 정보를 사용하지 않는 자속 관측기를 적용함으로써 손쉽게 센서리스 전동기에 적용이 가능하다 [38]. 하지만, 가상 신호 주입 방식 및 라그랑지 승수법 기반 방식은 회전자 기준 좌표계를 기반으로 하므로, 별도의 센서리스 알고리즘과 결합하는 형태로 위치 센서가 없는 전동기에 적용되었다. 이 경우, 회전자 위치를 추정하는 센서리스 알고리즘과 MTPA 추종 알고리즘이 함께 구현되어야하므로 제어기의 복잡도가 증가한다는 단점이 있다. 또한 센서리스 알고리즘과 MTPA 추종 알고리즘의 동작 대역폭이 서로 비슷하기 때문에, 두 제어기의 동특성이 충돌하여 시스템이 쉽게 불안정해질 수 있다.

한편, 표 2-1의 MTPA 추종 알고리즘들은 모두 중고속 영역을 대상으로 한다. 저속 영역에서는 출력과 전압의 크기가 감소하기 때문에, 실시간 MTPA 추종의 정확도가 감소한다. 또한, 저속 영역에서는 모델 기반이 아닌 고주파 신호 주입에 기반한 센서리스 알고리즘으로 회전자 위치를 추정한다. 그러므로, 저속 영역에서 센서리스 알고리즘과 MTPA 추종 알고리즘을 동시에 수행할 경우, 복수의 고주파 신호가 전동기에 인가되어 두 알고리즘이 서로 충돌할 수 있다. 이와 같이 저속 영역에서는 센서리스 MTPA 추종 운전이 어려우므로, [45]에서는 저속 영역에서 MTPA 추종 대신 고정 전류각 센서리스 운전을 제안하였다.

따라서, 센서리스 전동기에서 적용 가능한, 빠른 동특성과 높은 정확도를 가지는 MTPA 추종 알고리즘의 개발이 필요하다. 또한, 저속 영역에서도 MTPA 운전을 위한 제어 전략이 요구된다.

제 3장 임의의 직교 좌표계에서의 MTPA 판별식

각 토크 지령에 대한 등토크 곡선 상에서 전류가 최소가 되는 점들의 집합인 MTPA 곡선은, 대상 IPMSM의 dq전류 평면에서 토크를 도시하여 표현할 수 있다. 하지만, 실시간 MTPA 운전의 경우, 현재 운전되고 있는 전류 벡터 주변을 제외한 다른 운전점에 대한 정보가 없으므로, 현재의 전류 벡터가 MTPA 운전점 위에 있는지 판별하기가 쉽지 않다.

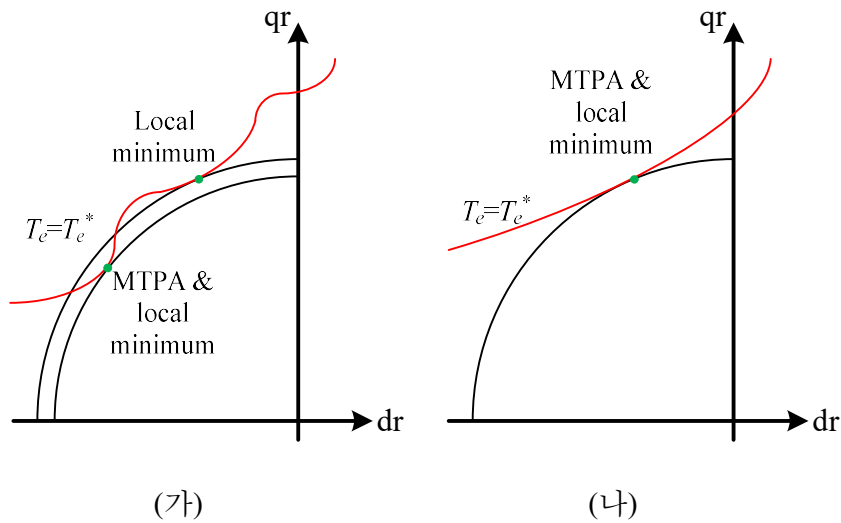


그림 3-1. 등토크 곡선의 개형과 MTPA 운전점 사이의 관계.
 (가) 극솟점이 1개 이상인 경우. (나) 극솟점이 1개인 경우.

다만, 현재 운전하고 있는 전류 벡터가 등토크 곡선상의 전류가 극소가 되는 극점인지는 판별이 가능하다. 물론, 그림 3-1(가)와 같이 극솟점(Local minimum)이 한 개 이상인 경우, 극솟점이더라도 MTPA 운전점이 아닐 수 있지만, 일반적인 IPMSM은 그림 3-1(나)와 같이 등토크 곡선이 아래로 볼록하고, 극솟점이 한 개만 존재하기 때문에 극솟점의 위치와 MTPA 운전점이 일치한다. 이를 이용하여, 모든 운전점에 대한 정보 없이, 특정 운전점이 MTPA 운전점인지 판별이 가능하다.

본 장에서는 회전자 위치정보가 없을 때에도 사용할 수 있는 MTPA

판별식에 대해 기술한다. 라그랑지 승수법을 이용하여, MTPA 판별식을 기술하는 연구는 제안된 바 있지만, 정확한 회전자 위치 정보를 필요로 하는 인덕턴스 행렬을 필요로 했기에, 센서리스 운전에는 적용이 어려웠다. 본 장에서는, 기존의 MTPA 판별식의 회전자 위치 정보에 대한 의존성을 설명하고, 임의의 직교좌표계에서의 MTPA 판별식에 대해 기술하고자 한다.

3.1 라그랑지 승수법을 이용한 MTPA 운전점 기술[14]

3.1.1 영구자석 전동기의 모델링

본 절에서는 본 논문에서 가정하는 영구자석 전동기의 특성과 그에 따른 모델링에 대해 서술한다. 영구자석 전동기의 전압 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

\mathbf{v}_{dq}^r , \mathbf{i}_{dq}^r , $\boldsymbol{\lambda}_{dq}^r$ 은 각각 회전자 기준 좌표계에서의 고정자 전압, 전류, 자속 벡터를 의미한다. 행렬 \mathbf{J} 는 $\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 로 정의 된다. ω_r 은 전기각으로 표현된 전동기의 회전 속도를 의미하며 R_s 는 전동기의 고정자 저항 값을 의미한다.

본 논문에서는 철심의 이력(Hysteresis) 특성과 주파수에 따른 비투자율 변화를 무시할 수 있다고 가정한다. 그러므로, $\boldsymbol{\lambda}_{dq}^r$ 는 다음과 같이 \mathbf{i}_{dq}^r 의 함수라고 가정할 수 있다.

$$\boldsymbol{\lambda}_{dq}^r : (i_d^r, i_q^r) \rightarrow (\lambda_d^r, \lambda_q^r). \quad (3.2)$$

전동기의 공간 고조파를 고려할 경우 $\boldsymbol{\lambda}_{dq}^r$ 은 회전자 위치 θ 에 따라서도 변화하게 된다. 하지만, 본 논문에서는 공간 고조파의 영향이 크지 않다고 가정하여 특별히 공간 고조파를 고려해야하는 이유가 없는 경우에는 $\boldsymbol{\lambda}_{dq}^r$ 의 θ 에 따른 영향을 생략하고 평균 자속을 기준으로 서술하기로 한다.

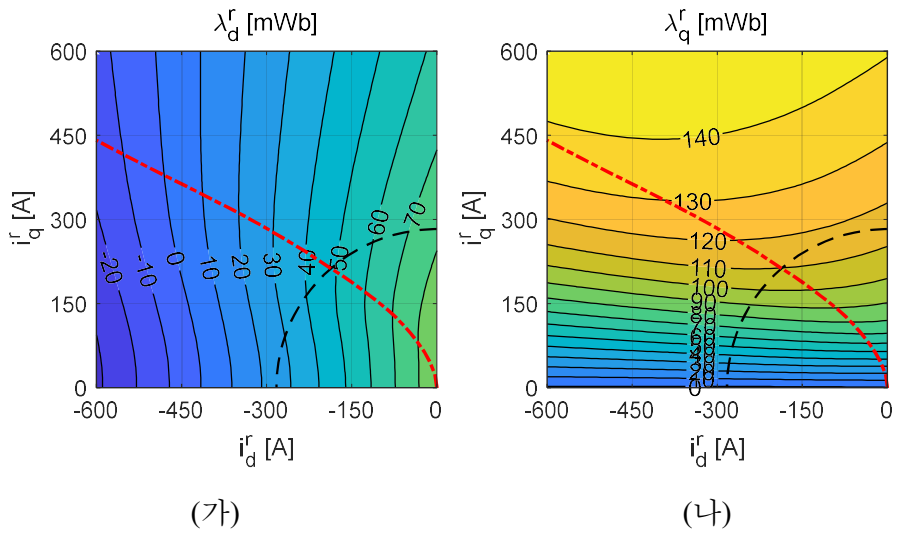


그림 3-2. 대상 IPMSM의 (가) dr 축 자속, (나) qr 축 자속 (FEA).

표 3-1. 시험용 전동기의 정격 제정수

제정수	값	비고
Name	Bolt EV Traction Motor	
Peak power	150 kW	
Peak torque	360 Nm	1 pu 기준
Peak current	400 A _{rms} (565 A _{pk})	1 pu 기준
Base speed	2650 r/min	$V_{dc} = 300$ V
Max speed	8810 r/min	
Number of poles	8	
Stator resistance (R_s)	13.3 mΩ	25°C 기준, 인버터 저항 성분 제외
Flux linkage of permanent magnet (λ_f)	87 mWb	영전류 운전점 기준
d-axis stator inductance (L_{ds})	180 μH	MTPA 1 pu 운전점 기준 $L_{ds} = (\lambda_d^r - \lambda_f) / i_d^r$
q-axis stator inductance (L_{qs})	370 μH	MTPA 1 pu 운전점 기준 $L_{qs} = \lambda_q^r / i_q^r$

본 논문에서 대상으로 하는 시험 전동기의 회전자 기준 좌표계에서의 자속 λ_{dq}^r 이 그림 3-2에 도시되어 있다. 대상 전동기는 GM社의 2016년형 Bolt EV 견인용 전동기이며, 자세한 전동기 제정수는 표 3-1과 같다 [57].

철손 및 기계적 손실을 무시할 때, IPMSM의 출력 토크 T_e 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = 1.5 p \mathbf{i}_{dq}^{rT} \mathbf{J} \lambda_{dq}^r. \quad (3.3)$$

p 는 전동기의 극쌍수를 나타내며, 윗첨자 \mathbf{T} 는 전치 행렬 연산(Transpose operation)을 나타낸다.

3.1.2 회전자 기준 좌표계에서의 MTPA 판별식

MTPA 운전점은, 주어진 토크 지령을 만족하는 전류 운전점 중, 전류 크기가 최소가 되는 점을 의미하므로, 다음과 같이 기술 할 수 있다.

$$\text{Minimize } \|\mathbf{i}_{dq}^r\|, \text{ subject to } T_e^* = 1.5 p \mathbf{i}_{dq}^{rT} \mathbf{J} \lambda_{dq}^r. \quad (3.4)$$

이 때, T_e^* 는 토크 지령을 의미한다. 식 (3.4)의 해는 라그랑지 승수법을 이용하여 구할 수 있다. 라그랑지 승수법을 적용하기 위해 다음과 같은 보조함수 \mathcal{L} 을 정의한다.

$$\mathcal{L}(i_d^r, i_q^r, \mu) = \|\mathbf{i}_{dq}^r\|^2 + \mu \left(\mathbf{i}_{dq}^{rT} \mathbf{J} \lambda_{dq}^r - \frac{2}{3p} T_e^* \right). \quad (3.5)$$

전류 크기가 극소가 되는 점을 \mathcal{L} 의 i_d^r , i_q^r , μ 에 대한 그라디언트(Gradient)를 통해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\nabla_{i_d^r, i_q^r, \mu} \mathcal{L}(i_d^r, i_q^r, \mu) = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial i_d^r} \mathcal{L}(i_d^r, i_q^r, \mu) \\ \frac{\partial}{\partial i_q^r} \mathcal{L}(i_d^r, i_q^r, \mu) \\ \frac{\partial}{\partial \mu} \mathcal{L}(i_d^r, i_q^r, \mu) \end{bmatrix} = \mathbf{0}. \quad (3.6)$$

여기서 \mathcal{L} 의 i_d^r , i_q^r , μ 에 대한 편미분은 다음과 같이 계산 할 수 있다.

$$\frac{\partial}{\partial i_d^r} \mathcal{L}(i_d^r, i_q^r, \mu) = 2i_d^r + \mu (L_{dh} i_q^r - \lambda_q^r - L_{dqh} i_d^r) = 0. \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial}{\partial i_q^r} \mathcal{L}(i_d^r, i_q^r, \mu) = 2i_q^r + \mu(\lambda_d^r + L_{qdh}i_q^r - L_{qh}i_d^r) = 0. \quad (3.8)$$

$$\frac{\partial}{\partial \mu} \mathcal{L}(i_d^r, i_q^r, \mu) = i_q^r \lambda_d^r - i_d^r \lambda_q^r - \frac{2}{3P} T_e^* = 0. \quad (3.9)$$

이 때, L_{dh} , L_{dqh} , L_{qdh} , L_{qh} 는 다음과 같이 회전자 기준 좌표계에서 전류에 대한 자속의 편미분을 의미한다. 이를 행렬식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{L}_h = \begin{bmatrix} L_{dh} & L_{dqh} \\ L_{qdh} & L_{dh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_d^r}{\partial i_d^r} & \frac{\partial \lambda_d^r}{\partial i_q^r} \\ \frac{\partial \lambda_q^r}{\partial i_d^r} & \frac{\partial \lambda_q^r}{\partial i_q^r} \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

철손을 무시할 때, 상호성 정리(Reciprocity theorem)에 의해서 $L_{dqh}=L_{qdh}$ 의 성질이 일반적으로 성립하므로, 이제부터 L_{qdh} 를 L_{dqh} 로 통일하여 표기한다 [58]. 식 (3.7), (3.8)을 연립하면 다음과 같이 극소점에 대한 조건을 표현할 수 있다.

$$f = \frac{2}{3p} T_e^* - \mathbf{i}_{dq}^r \mathbf{T} \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r = 0. \quad (3.11)$$

$$g = \mathbf{i}_{dq}^r \mathbf{T} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r - (\mathbf{J} \mathbf{i}_{dq}^r)^T \mathbf{L}_h \mathbf{J} \mathbf{i}_{dq}^r = 0. \quad (3.12)$$

원하는 토크 지령을 만족하면서 전류의 크기가 극솟값을 가지기 위해선 $f=0$, $g=0$ 이라는 두 조건을 동시에 만족해야 한다. 이 때, (3.11)에 (3.3)을 대입하면, $f=0$ 이라는 조건은 $T_e=T_e^*$ 를 의미하므로, 토크 지령에 해당하는 등토크 곡선상에서 운전점들은 $f=0$ 인 조건을 만족한다. 그러므로, 실제 MTPA 조건식은 $g=0$ 임을 알 수 있다.

g 가 MTPA와 관련이 있다는 점은 다른 수식을 통해서도 알 수 있다. 출력 토크를 전류각 β 에 대해서 편미분하면 g 와 같음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \beta} (\mathbf{i}_{dq}^r \mathbf{T} \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r) &= \left(\frac{\partial \mathbf{i}_{dq}^r}{\partial \beta} \right)^T \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r + \mathbf{i}_{dq}^r \mathbf{T} \mathbf{J} \left(\frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r}{\partial \beta} \right) \\ &= (\mathbf{J} \mathbf{i}_{dq}^r)^T \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r + \mathbf{i}_{dq}^r \mathbf{T} \mathbf{J} \left(\frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r}{\partial \mathbf{i}_{dq}^r} \frac{\partial \mathbf{i}_{dq}^r}{\partial \beta} \right). \\ &= \mathbf{i}_{dq}^r \mathbf{T} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r - (\mathbf{J} \mathbf{i}_{dq}^r)^T \mathbf{L}_h \mathbf{J} \mathbf{i}_{dq}^r = g \end{aligned} \quad (3.13)$$

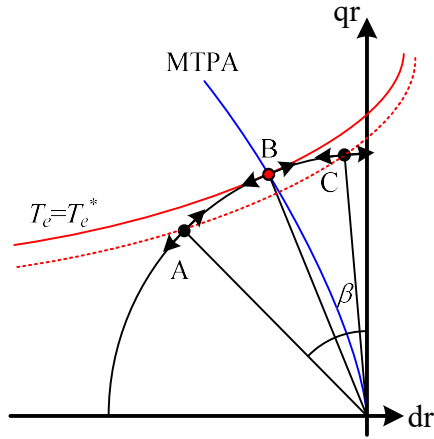


그림 3-3. 운전점에 따른 토크의 전류각에 대한 편미분.

그림 3-3와 같이 MTPA 운전점에서는 전류각의 미소 변화분에 대해서 토크가 변화하지 않는다. 그리고 MTPA를 기준으로 운전점이 좌측에 있는지, 우측에 있는지에 따라서 전류각의 미소변화분에 대한 토크의 변화 방향이 반대가 된다. 이는 g 가 MTPA위에서 0이 될뿐만 아니라, MTPA곡선을 기점으로 좌우측에서 부호가 바뀐다는 것을 의미한다. 마찬가지로, f 도 출력 토크가 토크 지령과 같을 때 0이 될 뿐만 아니라, 등토크 곡선을 기점으로 부호가 바뀌는 특성을 지니고 있다.

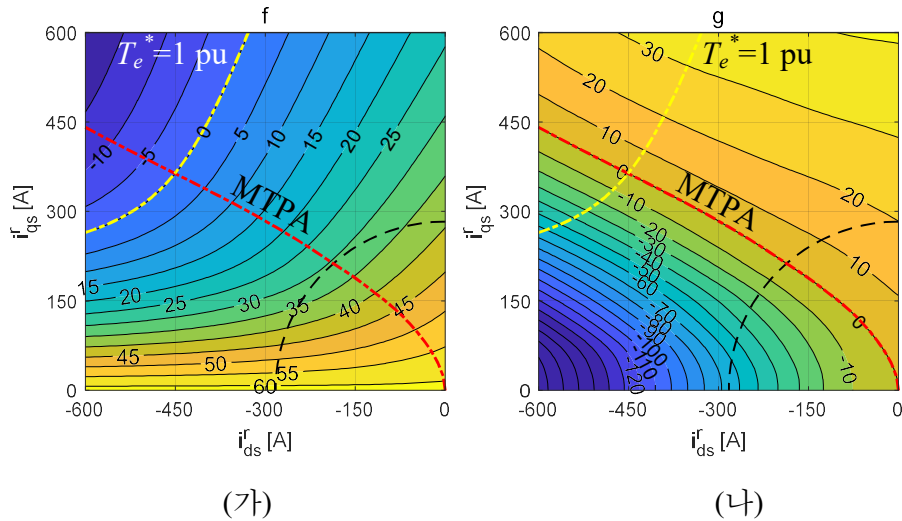


그림 3-4. 대상 IPMSM의 (가) f , (나) g (FEA).

그림 3-4는 본 연구의 대상이 되는 시험 IPMSM의 f 와 g 를 dq전류평면에 도시한 결과이다. 앞서 논의한 바와 같이 f 는 등토크 곡선을 기점으로 부호가 바뀌고, g 는 MTPA 곡선을 기점으로 부호가 바뀌는 것을 확인할 수 있다. 또한, f 와 g 가 그 이외의 점에서 0을 만나지 않는 것도 확인할 수 있다. 본 논문에서는 f 와 g 가 0인 점 근처에서 (f , g)와 전류 운전점은 매끄러운 일대일 대응 관계(Diffeomorphism)를 가진다고 가정한다 [59],[60].

그러므로, f 와 g 를 실시간으로 계산할 수 있다면, 계산된 f 와 g 를 변환하여 전류 크기와 전류각을 조정하여 전류 벡터를 MTPA 운전점 위에 위치시키는 것이 가능하다. 하지만, f 와 g 를 계산 하기 위해서는 회전자의 위치 정보가 필요하다. 특히, \mathbf{L}_h 라는 행렬을 살펴보면, 회전자 기준 좌표계의 자속을 회전자 기준 좌표계의 전류로 편미분한 값이기 때문에, 회전자 기준 좌표계에서의 신호 주입이 필요하게 된다.

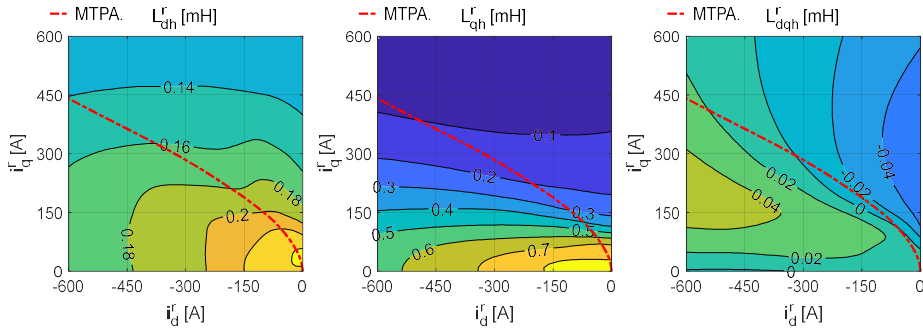


그림 3-5. 대상 전동기의 L_{dh} , L_{dqh} , L_{qh} (FEA).

또한, \mathbf{L}_h 는 L_{dh} , L_{dqh} , L_{qdh} , L_{qh} 로 이루어진 2x2 행렬이므로, $L_{qdh}=L_{dqh}$ 를 가정하더라도, 총 세개의 인덕턴스를 계산해야 한다. 그림 3-5는 대상 전동기의 유한 요소 해석(Finite element analysis, FEA) 결과를 기반으로 계산한 동적 인덕턴스를 보여준다. 전류 평면 상에서 전류의 크기와 위상에 따라 각기 값이 크게 변화하는 것을 알 수 있다. 그러므로, g 를 계산할 때 임의로 특정 동적 인덕턴스를 상수로 취급하여 계산하면, MTPA 운전점에 오차를 발생시킬 수 있다. 이와 같이 운전 영역에서 값이 크게 변화하는 동적 인덕턴스를 제어에 활용하기 위해, 기존에는 참조표를 이용하거나, 복잡한 신호 주입을 통해서 인덕턴스 행렬을 계산하는 방법이 제안된 바 있다 [40].

하지만, [40]의 경우에도 회전자 위치를 알고있는 상황 하에서의 제어를 가정하기 때문에, 회전자 기준 좌표계의 d 축과 q 축에 번갈아가며 신호를 주입한다. 이는 회전자 위치 정보가 없는 센서리스 상황 하에서는 적용이 쉽지 않은 방법이다.

3.2 MTPA 판별식의 좌표계 독립성

본 절에서는 회전자 기준 좌표계가 아닌 임의의 직교 기준 좌표계에서 MTPA 판별식 f, g 를 계산하는 방법에 대해 기술한다.

3.2.1 임의의 직교 좌표계에서의 동적 인덕턴스의 정의

앞서, 3.1.2절에서 살펴봤듯이, 기존의 회전자 기준 좌표계에서 계산한 토크 및 MTPA 판별식 f, g 는 동적 인덕턴스 행렬 \mathbf{L}_h 정보를 필요로 한다. 하지만 이는 회전자 기준 좌표계의 자속의 전류에 대한 야코비안(Jacobian)이므로, 회전자 기준 좌표계에서 정의된 값이라고 생각할 수 있다. 그러므로, 회전자 위치를 뜻하는 윗첨자 'r'을 사용하여 다음과 같이 나타내도록 한다.

$$\mathbf{L}_h = \mathbf{L}_h^r = \begin{bmatrix} L_{dh}^r & L_{dqh}^r \\ L_{qdh}^r & L_{qh}^r \end{bmatrix} = \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r}{\partial \mathbf{i}_{dq}^r} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_d^r}{\partial i_d^r} & \frac{\partial \lambda_d^r}{\partial i_q^r} \\ \frac{\partial \lambda_q^r}{\partial i_d^r} & \frac{\partial \lambda_q^r}{\partial i_q^r} \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

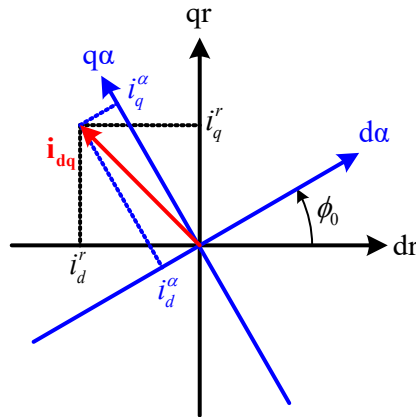


그림 3-6. α 좌표계의 정의.

마찬가지로, 회전자 기준 좌표계가 아닌 임의의 직교 좌표계에서 동적 인덕턴스 행렬을 정의할 수 있다. 먼저 그림 3-6와 같이 회전자 기준 좌표계와 ϕ_0 만큼의 각도 차이를 가지고 있는 α 좌표계를 생각해보자. 이 경우, α 좌표계에서의 동적 인덕턴스를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\mathbf{L}_h^\alpha = \begin{bmatrix} L_{dh}^\alpha & L_{dqh}^\alpha \\ L_{qdh}^\alpha & L_{qh}^\alpha \end{bmatrix} = \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^\alpha}{\partial \mathbf{i}_{dq}^\alpha} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_d^\alpha}{\partial i_d^\alpha} & \frac{\partial \lambda_d^\alpha}{\partial i_q^\alpha} \\ \frac{\partial \lambda_q^\alpha}{\partial i_d^\alpha} & \frac{\partial \lambda_q^\alpha}{\partial i_q^\alpha} \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

식 (3.15)의 α 좌표계 상의 자속과 전류는 다음과 같이 회전자 기준 좌표계의 자속과 전류로 나타낼 수 있다.

$$\boldsymbol{\lambda}_{dq}^\alpha = \mathbf{R}(-\phi_0) \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r. \quad (3.16)$$

$$\mathbf{i}_{dq}^\alpha = \mathbf{R}(-\phi_0) \mathbf{i}_{dq}^r. \quad (3.17)$$

야코비안의 연쇄 법칙(Chain rule)을 이용하여, \mathbf{L}_h^α 와 \mathbf{L}_h^r 의 관계식을 다음과 같이 도출할 수 있다.

$$\mathbf{L}_h^\alpha = \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^\alpha}{\partial \mathbf{i}_{dq}^\alpha} = \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^\alpha}{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r} \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r}{\partial \mathbf{i}_{dq}^r} \frac{\partial \mathbf{i}_{dq}^r}{\partial \mathbf{i}_{dq}^\alpha} = \mathbf{R}(-\phi_0) \mathbf{L}_h^r \mathbf{R}(\phi_0). \quad (3.18)$$

다만, (3.18)에서 ϕ_0 는 $\boldsymbol{\lambda}_{dq}^r$ 와 \mathbf{i}_{dq}^r 에 무관한 값이라는 가정이 필요하다. 만약 ϕ_0 와 \mathbf{i}_{dq}^r 사이에 함수관계가 성립한다면, 다음과 같이 수식이 복잡해진다.

$$\mathbf{L}_h^\alpha = \left(\mathbf{R}(-\phi_0) - \mathbf{J}\mathbf{R}(-\phi_0) \frac{\partial \phi_0}{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r \right) \mathbf{L}_h^r \left(\mathbf{R}(\phi_0) + \mathbf{J}\mathbf{R}(\phi_0) \frac{\partial \phi_0}{\partial \mathbf{i}_{dq}^r} \mathbf{i}_{dq}^r \right). \quad (3.19)$$

3.2.2 임의의 직교 좌표계에서의 MTPA 판별식

그림 3-6의 α 좌표계 상에서 토크 및 MTPA 판별식을 기술할 수 있다. 먼저, (3.11)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} f &= \frac{2}{3p} T_e^* - \mathbf{i}_{dq}^{rT} \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r \\ &= \frac{2}{3p} T_e^* - (\mathbf{R}(\phi_0) \mathbf{i}_{dq}^\alpha)^T \mathbf{J} \mathbf{R}(\phi_0) \boldsymbol{\lambda}_{dq}^\alpha \\ &= \frac{2}{3p} T_e^* - (\mathbf{i}_{dq}^\alpha)^T \mathbf{R}(-\phi_0) \mathbf{J} \mathbf{R}(\phi_0) \boldsymbol{\lambda}_{dq}^\alpha \\ &= \frac{2}{3p} T_e^* - \mathbf{i}_{dq}^{\alpha T} \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^\alpha \end{aligned} \quad (3.20)$$

식 (3.11)과 (3.20)을 살펴보면, 기준 좌표계만 바뀌었을 뿐, 수식의

구조는 동일함을 알 수 있다. 즉, f 는 동일한 수식으로 좌표계에 상관없이 계산 가능하다는 것을 알 수 있다.

식 (3.18)을 이용하면, g 에 대해서도 동일한 계산을 수행할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 g &= \mathbf{i}_{dq}^r{}^T \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r - (\mathbf{Ji}_{dq}^r)^T \mathbf{L}_h' \mathbf{Ji}_{dq}^r \\
 &= (\mathbf{R}(\phi_0) \mathbf{i}_{dq}^a)^T \mathbf{R}(\phi_0) \boldsymbol{\lambda}_{dq}^a - (\mathbf{JR}(\phi_0) \mathbf{i}_{dq}^a)^T \mathbf{L}_h' \mathbf{JR}(\phi_0) \mathbf{i}_{dq}^a \\
 &= \mathbf{i}_{dq}^a{}^T \boldsymbol{\lambda}_{dq}^a - (\mathbf{Ji}_{dq}^a)^T \mathbf{R}(-\phi_0) \mathbf{L}_h' \mathbf{R}(\phi_0) \mathbf{Ji}_{dq}^a \\
 &= \mathbf{i}_{dq}^a{}^T \boldsymbol{\lambda}_{dq}^a - (\mathbf{Ji}_{dq}^a)^T \mathbf{L}_h' \mathbf{Ji}_{dq}^a
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

MTPA 판별식인 g 에 대해서도 (3.12)와 (3.21)의 계산 구조가 같음을 알 수 있다. 다만, g 계산 시 필요한 동적 인덕턴스 행렬도 좌표계 변화에 따라 함께 바뀌어야 한다는 점을 유의해야 한다.

3.3 제안하는 추정 MTPA 좌표계(m 좌표계) 상에서의 MTPA 판별식

토크 및 MTPA 판별식의 좌표계 독립성을 이용하여, 회전자 위치 정보가 없더라도 토크 및 MTPA 판별식을 계산할 수 있음을 살펴보았다. 본 절에서는 이에서 더 나아가, 보다 MTPA 판별을 용이하게 할 수 있는 좌표계에 대해서 논의한다.

식 (3.21)을 dq 성분으로 풀어서 쓰면 다음과 같다.

$$g = i_d^\alpha \lambda_d^\alpha + i_q^\alpha \lambda_q^\alpha - L_{dh}^\alpha i_q^{\alpha 2} + 2L_{dqh}^\alpha i_d^\alpha i_q^\alpha - L_{qh}^\alpha i_d^{\alpha 2}. \quad (3.22)$$

i_d^α, i_q^α 가 모두 0이 아니면, $L_{dh}^\alpha, L_{dqh}^\alpha, L_{qh}^\alpha$ 가 모두 필요함을 알 수 있다. 하지만, i_d^α 가 0이 된다면 $L_{dqh}^\alpha, L_{qh}^\alpha$ 가 소거되어 L_{dh}^α 정보만 필요함을 알 수 있다.

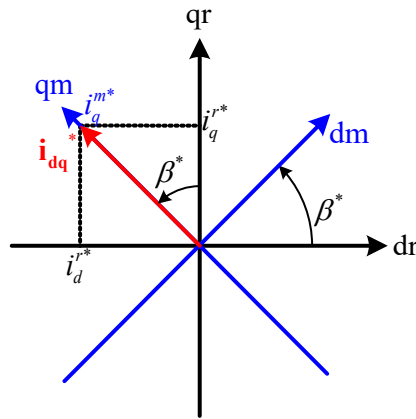


그림 3-7. m 좌표계의 정의.

그림 3-7과 같이 전류 지령에 q 축을 동기시키는 m 좌표계를 생각해 볼 수 있다. 이때, m 좌표계를 본 논문에서는 MTPA와의 연관성을 고려하여, 추정 MTPA 좌표계(Estimated MTPA reference frame)라 명명한다. 실제 전류에 동기시키지 않고, 전류 지령에 동기시킨 이유는 (3.19)에서 살펴보았듯이, 실제 전류의 소신호 모델(Small-signal model)과 좌표계 사이의 독립성을 유지시키기 위함이다. m 좌표계 상에서 전류 지령은 q 축에만 존재하며, d 축 전류 지령은 0으로 유지된다. 그러므로, i_q^{m*} 은 qm 축 전류 지령을 나타내며, 동시에 전류 지령의 크기를 나타낸다. 타 동기 좌표계 대비 제안하는 m 좌표계의 특징은 부록 A에서 자세히 서술한다.

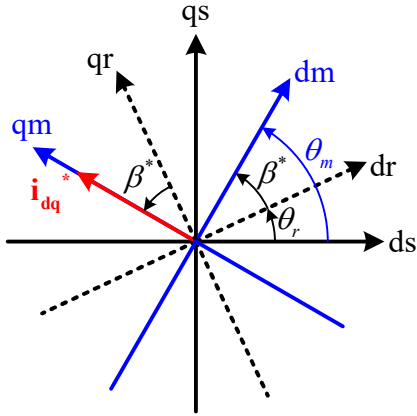


그림 3-8. m 좌표계와 정지 좌표계 사이의 관계.

그림 3-8과 같이 θ_m 은 m 좌표계가 정지 좌표계와 이루는 각을 의미한다. θ_m 은 다음과 같이 회전자 위치와 전류각의 합으로도 표현될 수 있다.

$$\theta_m = \beta^* + \theta_r. \quad (3.23)$$

전류 제어가 잘 수행된다고 가정 했을 때, (3.20)과 (3.22)는 다음과 같이 간소화 된다.

$$f = \frac{2}{3p} T_e^* - \lambda_d^m i_q^m. \quad (3.24)$$

$$g = i_q^m \lambda_q^m - L_{dh}^m i_q^{m2}. \quad (3.25)$$

i_q^m , λ_q^m , L_{dh}^m 은 각각 qm 축 전류와 자속, 그리고 dm 축 동적 인덕턴스를 나타낸다. 이를 통해 MTPA 판별식은 제안된 m 좌표계 상에서 간소화 되며, 필요로 하는 동적 인덕턴스가 L_{dh}^m 한 개로 줄어들음을 알 수 있다.

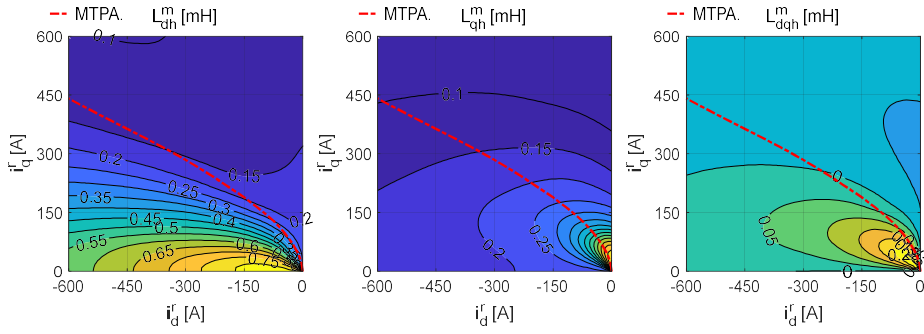


그림 3-9. 대상 전동기의 L_{dh}^m , L_{qh}^m , L_{dqh}^m (FEA).

그림 3-9은 대상 전동기의 L_{dh}^m , L_{dqh}^m , L_{qh}^m 을 보여준다. 이중 MTPA 추종을 위해 필요한 L_{dh}^m 은 전류 운전점에 따라서 크게 변화하는 값이므로, 정확한 MTPA 추종을 위해서는 운전점에 따른 L_{dh}^m 을 정확하게 추정해야함을 알 수 있다.

한편, (3.25)를 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$g = i_q^m (\lambda_q^m - L_{dh}^m i_q^m). \quad (3.26)$$

즉, 전류크기인 i_q^m 이 0에 가까울 때, MTPA 운전점인지와 상관없이 g 는 0에 가까워진다. 영전류 근처에서도 MTPA 판별에 대한 민감도(Sensitivity)를 높이기 위해 g 를 i_q^m 으로 나눈 g' 을 정의하여 사용할 수 있다.

$$g' = \lambda_q^m - L_{dh}^m i_q^m. \quad (3.27)$$

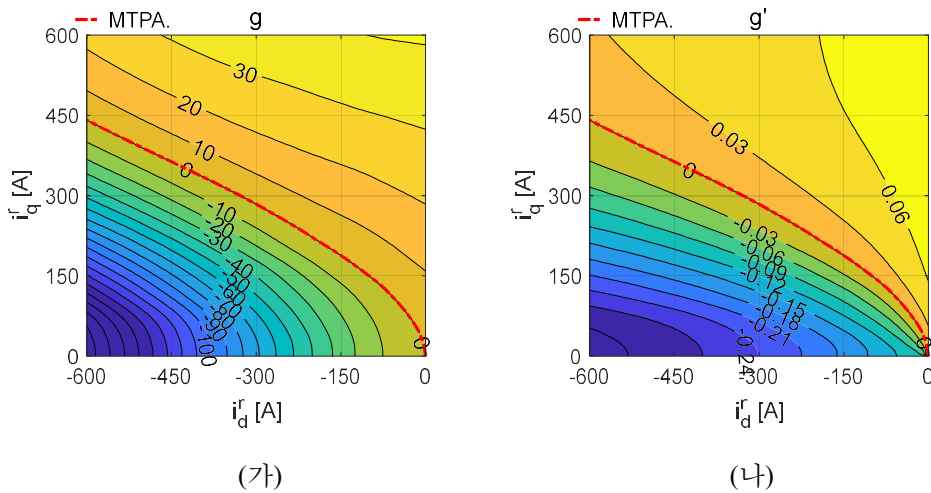


그림 3-10. 대상 전동기의 (가) g 와 (나) g' (FEA).

그림 3-10(가)와 (나)에 대상 전동기의 g 와 g' 이 비교되어 있다. g 는 전류가 큰 영역에서는 MTPA 운전점 전후의 값이 크게 차이가 나지만, 전류가 작아질수록 MTPA 전류각과 상관없이 값이 작아짐을 알 수 있다. 하지만 g' 에서는 저전류 영역에서도 MTPA 전류각 전후의 값이 뚜렷히 차이가 남을 알 수 있다.

제 4장 신호 주입 및 자속 관측을 통한 중고속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전

본 장에서는 3장에서 제안한, m 좌표계 상의 토크 및 MTPA 판별식을 바탕으로 MTPA 추종 운전을 수행하기 위한 알고리즘을 제안한다. 제안하는 MTPA 추종 운전은, 회전자 위치 정보를 사용하지 않기 때문에 별도의 추가 알고리즘 없이 위치 센서가 없는 IPMSM에 적용 가능하다.

제안하는 알고리즘은 토크 및 MTPA 판별식을 계산할 때, 동적 인덕턴스와 고정자 자속 정보를 필요로 한다. 이때, 동적 인덕턴스는 전압 신호 주입을 통해 추정하게 되고, 고정자 자속 정보는 기본과 전압 정보를 바탕으로 자속 관측기로부터 얻을 수 있는 정보이다.

기본과 전압 정보를 바탕으로 얻어지는 자속 정보는 별도의 인덕턴스 참조표를 필요로 하지 않으며, 실시간으로 자속 정보를 얻을 수 있다는 장점이 있다. 하지만, 기본과 전압의 크기가 작아지는 저속 영역에서는 인버터 비선형성, 고정자 저항의 오차 등으로 인해서, 추정된 자속 정보에 상당한 오차가 포함될 수 있다.

그러므로, 본 논문에서는 본 장에서 제안하는 자속 추정과 동적 인덕턴스 추정을 통한 MTPA 추종 운전을 중고속(Mid- and high-speeds) 영역에 한정해서 사용하며, 이를 중고속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전이라 부르기로 한다.

4.1 제안하는 중고속 영역 알고리즘의 구성

제안하는 센서리스 MTPA 추종 운전 알고리즘은 신호 주입을 통한 동적 인덕턴스 계산부, 고정자 자속 관측기, MTPA 운전점 추종 제어기로 이루어진다.

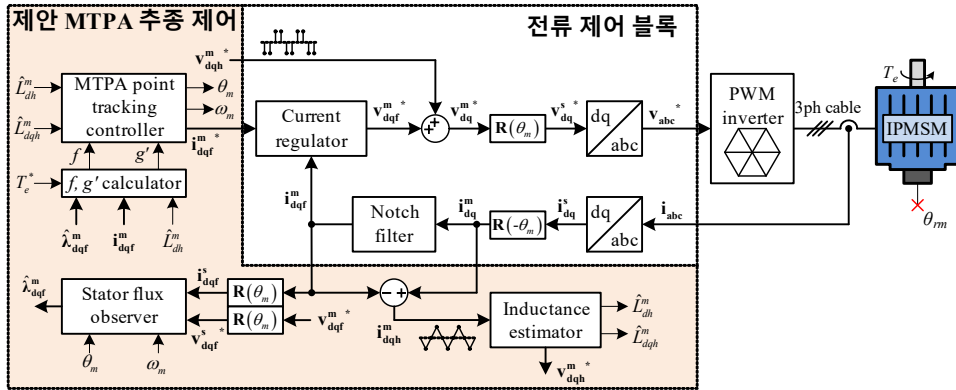


그림 4-1. 제안하는 중고속 영역 알고리즘의 블록도.

제안하는 중고속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전의 블록도가 그림 4-1에 나타나있다. 이해를 돕기위해 그림 4-1에 포함된 기호와 약어를 표 4-1에 정리하였다.

표 4-1. 기호 및 약어 정리(그림 4-1).

기호	뜻	기호	뜻
\hat{L}_{dh}^m	dm 축 추정 동적 인덕턴스	θ_m	m 좌표계 기준 각
\hat{L}_{dqh}^m	m 좌표계 추정 교차 동적 인덕턴스	ω_m	m 좌표계 각속도
i_{dqh}^m	m 좌표계 고주파 전류	f	토크 판별식
v_{dqh}^{m*}	m 좌표계 고주파 전압 지령	g'	MTPA 판별식
i_{dqf}^m	m 좌표계 기본파 전류	T_e^*	토크 지령
v_{dqf}^{m*}	m 좌표계 기본파 전압 지령	$\hat{\lambda}_{dqf}^m$	m 좌표계 기본파 추정 자속

제안하는 센서리스 MTPA 추종 운전은 m 좌표계를 기준으로 벡터 제어(Vector control)를 수행한다. 원하는 토크 지령과 MTPA 추종을

수행하기 위해서 토크 및 MTPA 판별식 f, g' 이 입력되어 MTPA 운전점 추종 제어기(MTPA point tracking controller)가 m 좌표계의 기준각 θ_m 과 전류 지령의 크기 i_q^{m*} 를 제어한다. 또한, θ_m 과 더불어 θ_m 의 시간에 대한 미분 값인 ω_m 도 MTPA 운전점 추종 제어기에서 출력된다. ω_m 정보는 고정자 자속 추정기(Stator flux observer) 및 전류 제어기(Current regulator)에서 사용되며, 6.9절에서 다룰 속도 제어에서도 이용될 수 있다. 앞서 논의한 바와 같이 f 와 g' 을 계산하기 위해서는 고정자 자속 정보와 동적 인덕턴스 정보가 필요한데, 이는 각각 고정자 자속 추정기와, 동적 인덕턴스 추정기(Inductance estimator)로부터 계산된다.

동적 인덕턴스 추정기는 반(Half) 스위칭 주파수 대역의 고주파 전압을 전동기에 주입하여 나타나는 고주파 전류 반응으로부터 인덕턴스를 추정한다. 그러므로, 전압 지령과 출력 전류에는 기본파에 해당하는 성분과 주입 주파수에 해당하는 성분이 함께 포함하게 된다. 그림 4-1에서는 이들을 구분하기 위해, 기본파 성분은 아래첨자 'f'로, 고주파수 성분은 아래첨자 'h'로 표기하였다.

고정자 자속 추정기에는, 불필요한 고주파수 맥동(Ripple) 성분을 배제하기 위해서, 기본파 전압 지령과 기본파 전류 지령을 입력하여 고정자 자속을 추정한다.

그림 4-1의 MTPA 운전점 추종 제어기 블록을 살펴보면, MTPA 운전점 추종을 위한 입력인 f 와 g' 이외에 동적 인덕턴스인 \hat{L}_{dh}^m 와 \hat{L}_{dqh}^m 도 입력되는 것을 알 수 있다. 이는 MTPA 운전점 추종의 수렴 속도를 일정하기 위한 대역폭(Bandwidth) 및 이득(Gain) 설정에 사용되는 값으로서, 4.4절에서 더 자세히 설명하도록 한다.

4.2 dm 축 동적 인덕턴스의 추정

본 절에서는 dm 축 동적 인덕턴스인 L_{dh}^m 의 추정 방법을 제안한다. 본 논문에서 동적 인덕턴스(Dynamic inductance)는 미소 기본파 전류 변화분에 대한 기본파 자속의 변화분의 개념인 증분 인덕턴스(Incremental inductance)와, 고주파 전압 혹은 전류를 주입 시 얻을 수 있는 고주파 인덕턴스(High frequency inductance)를 함께 아우르는 개념이다.

g' 을 계산하기 위해서 필요한 dm 축 동적 인덕턴스 정보는 전류 변화에 대한 기본파 자속의 변화율이므로, 증분 인덕턴스임을 알 수 있다. 하지만 증분 인덕턴스는 운전점을 천천히 변화시켜가며 자속의 변화를 계산해야 하기 때문에, 실시간으로 추정하기 쉽지 않다. 그러므로, 많은 연구들에서 고주파 전압, 전류 신호를 주입하여 추정하는 고주파 인덕턴스로 증분 인덕턴스 정보를 대체한다 [40],[61]-[64].

본 절에서도 증분 인덕턴스를 고주파 인덕턴스로 대체하여, 고주파 전압 신호를 통한 L_{dh}^m 추정 방법을 제안한다. 대상 전동기에 대한 증분 인덕턴스와 고주파 인덕턴스 사이의 상관 관계에 대해서는 6.2절에서 더 자세히 서술한다.

기존에도 고주파 인덕턴스를 추정하는 방법에 대한 연구들은 제시되어 왔으나, 대부분 교차 혹은 회전 신호 주입과 같은 복잡한 신호 주입을 통해 고주파 인덕턴스 행렬을 추정하는 연구가 주를 이룬다 [40], [61], [65]. 이러한 신호 주입 방법은 특정 운전점의 자기(Self) 및 교차(Cross-coupling) 고주파 인덕턴스를 모두 추정할 수 있다는 장점이 있지만, 신호 주입의 과정이 복잡하다는 단점이 있다. 특히 교차 혹은 회전 전압 주입을 위해서는 최소 4번의 전압 합성이 이루어져야 하기 때문에, 최대 주입 주파수가 샘플링 주파수의 1/4 이하로 제한된다.

3.3절에서 제안한 m 좌표계에서의 g' 은 모든 동적 인덕턴스가 아닌, L_{dh}^m 만을 필요로 하기 때문에, 본 절에서는 교차 신호 주입보다 주입 신호가 간소화 될 수 있는 맥동 전압 주입을 통한 동적 인덕턴스 추정에 대해 서술한다.

4.2.1 교차 결합 인덕턴스의 영향

고주파 전압이 주입될 때, IPMSM의 고주파 전압과 전류의 관계는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dqh}^m = \mathbf{L}_h^m \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dqh}^m. \quad (4.1)$$

여기서 아래첨자 ‘h’는 고주파 성분을 의미한다. 고주파수 영역에서 전압과 전류 사이의 관계에서는 저항 성분이 인덕턴스 성분에 비해 유의미하게 작으므로, 저항 성분은 무시하여 표현하였다.

식 (4.1)을 $(n-1)$ 번째 샘플링 시점부터 n 번째 샘플링 시점까지 적분하면 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_{dqh}^{m*}[n-2] \cdot T_s = \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} \mathbf{L}_h^m \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dqh}^m dt. \quad (4.2)$$

$\mathbf{v}_{dqh}^{m*}[n-2]$ 는 $(n-2)$ 번째 샘플링에서 계산되고 $(n-1)$ 번째부터 n 번째 샘플링 사이에 출력되는 전압 지령이다. 이 때, 인버터 비선형성으로 인한 고주파 전압 지령과 고주파 출력전압 사이의 왜곡은 없다고 가정하였다. $(n-1)$ 번째 샘플링부터 n 번째 샘플링 사이의 운전점 변화가 작아서, \mathbf{L}_h^m 이 일정하게 유지된다고 가정하면 다음과 같이 (4.2)를 계산할 수 있다.

$$\mathbf{V}_{dqh}^{m*}[n-2] \cdot T_s = \mathbf{L}_h^m \Delta \mathbf{i}_{dqh}^m[n]. \quad (4.3)$$

이 때,

$$\Delta \mathbf{i}_{dqh}^m[n] = \mathbf{i}_{dqh}^m[n] - \mathbf{i}_{dqh}^m[n-1]. \quad (4.4)$$

일정한 주기로 구형파 형태로 맥동하는 전압 주입은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dqh}^{m*}[n] = \begin{bmatrix} V_{dh}^{m*} \\ V_{qh}^{m*} \end{bmatrix} \cdot clk[n]. \quad (4.5)$$

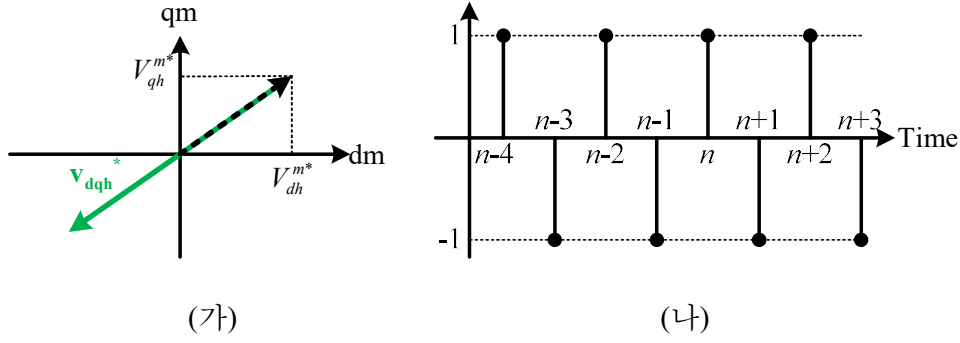


그림 4-2. (가) 맥동전압 주입 벡터도. (나) $clk[n]$ 예시(1/2 샘플링 주파수 주입)
 V_{dh}^{m*} 와 V_{qh}^{m*} 는 그림 4-2(가)와 같이 각각 dm, qm 축 주입 전압의 크기를 나타내며, $clk[n]$ 은 그림 4-2(나)와 같이 일정한 주기로 -1과 1을 교번하는 신호를 뜻한다.

식(4.3)에서 $\Delta \mathbf{i}_{dqh}^m[n]$ 을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{i}_{dqh}^m[n] &= (\mathbf{L}_h^m)^{-1} \mathbf{v}_{dqh}^{m*}[n-2] \cdot T_s \\ &= \frac{T_s \cdot clk[n-2]}{\det(\mathbf{L}_h^m)} \begin{bmatrix} L_{qh}^m & -L_{dqh}^m \\ -L_{dqh}^m & L_{dh}^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dh}^{m*}[n-2] \\ V_{qh}^{m*}[n-2] \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.6)$$

이 때,

$$\det(\mathbf{L}_h^m) = L_{dh}^m L_{qh}^m - L_{dqh}^{m^2}. \quad (4.7)$$

$\Delta \mathbf{i}_{dqh}^m[n]$ 은 주입 신호의 부호인 $clk[n]$ 에 따라 함께 맥동하는 신호이므로, 분석의 용이성을 위해 전류 맥동의 크기 $\Delta I_{dqh}^m[n]$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\Delta \mathbf{I}_{dqh}^m[n] = \begin{bmatrix} \Delta I_{dh}^m[n] \\ \Delta I_{qh}^m[n] \end{bmatrix} = \Delta \mathbf{i}_{dqh}^m[n] \cdot clk[n-2]. \quad (4.8)$$

dm 축 전류 맥동 크기인 $\Delta I_{dh}^m[n]$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta I_{dh}^m[n] = \frac{T_s}{\det(\mathbf{L}_h^m)} (L_{qh}^m V_{dh}^{m*}[n-2] - L_{dqh}^m V_{qh}^{m*}[n-2]). \quad (4.9)$$

그러므로, L_{dqh}^m 성분으로 인해 $\Delta I_{dh}^m[n]$ 은 V_{dh}^{m*} 와 V_{qh}^{m*} 에 모두 영향을 받는다. 뿐만 아니라, dm 축 전압만 주입되는 상황이라도, dm 축 전류는 다음과 같이 L_{dh}^m , L_{qh}^m , L_{dqh}^m 의 영향이 결합된 형태로 나타난다.

$$\Delta I_{dh}^m[n] = \frac{T_s L_{qh}^m}{L_{dh}^m L_{qh}^m - L_{dqh}^m} V_{dh}^{m*}[n-2]. \quad (4.10)$$

그러므로, L_{dqh}^m 의 영향을 무시할 수 없는 경우, **dm** 축 전압 주입만으로는 L_{dh}^m 을 정확하게 추정할 수 없다.

4.2.2 **qm** 축 가변 전압 주입을 통한 **dm** 축 동적 인덕턴스 추정식 (4.3)을 전압과 전류 맥동의 크기인 $\mathbf{V}_{dqh}^{m*}[n]$ 과 $\Delta \mathbf{I}_{dqh}^m[n]$ 으로 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\mathbf{V}_{dqh}^{m*}[n-2] \cdot T_s = \mathbf{L}_h^m \Delta \mathbf{I}_{dqh}^m[n]. \quad (4.11)$$

이 때, **dm** 축 수식은 다음과 같이 표현된다.

$$V_{dh}^{m*}[n-2] \cdot T_s = L_{dh}^m \Delta I_{dh}^m[n] + L_{dqh}^m \Delta I_{qh}^m[n]. \quad (4.12)$$

그러므로, 만약 $\Delta I_{qh}^m[n]$ 이 0이라면, **dm** 축 전압과 전류의 비로 L_{dh}^m 을 추정할 수 있다.

$$\hat{L}_{dh}^m = \frac{V_{dh}^{m*}[n-2]}{\Delta I_{dh}^m[n]} \cdot T_s. \quad (4.13)$$

\hat{L}_{dh}^m 은 추정 L_{dh}^m 을 의미한다. 한편, $\Delta I_{qh}^m[n]$ 은 (4.6)으로부터 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta I_{qh}^m[n] = \frac{T_s}{\det(\mathbf{L}_h^m)} (-L_{dqh}^m V_{dh}^{m*}[n-2] + L_{dh}^m V_{qh}^{m*}[n-2]). \quad (4.14)$$

앞 절에서 살펴본 바와 같이, **qm** 축 전압 주입 없이 **dm** 축 전압만을 주입할 경우, $\Delta I_{qh}^m[n]$ 이 0이 되지않아 (4.13)이 성립하지 않는 것을 알 수 있다. $\Delta I_{qh}^m[n]$ 이 0이 되기 위해선 $V_{dh}^{m*}[n]$ 뿐만 아니라 $V_{qh}^{m*}[n]$ 이 적절하게 주입되어 다음과 같은 관계를 만족해야 한다.

$$L_{dh}^m V_{qh}^{m*}[n-2] - L_{dqh}^m V_{dh}^{m*}[n-2] = 0. \quad (4.15)$$

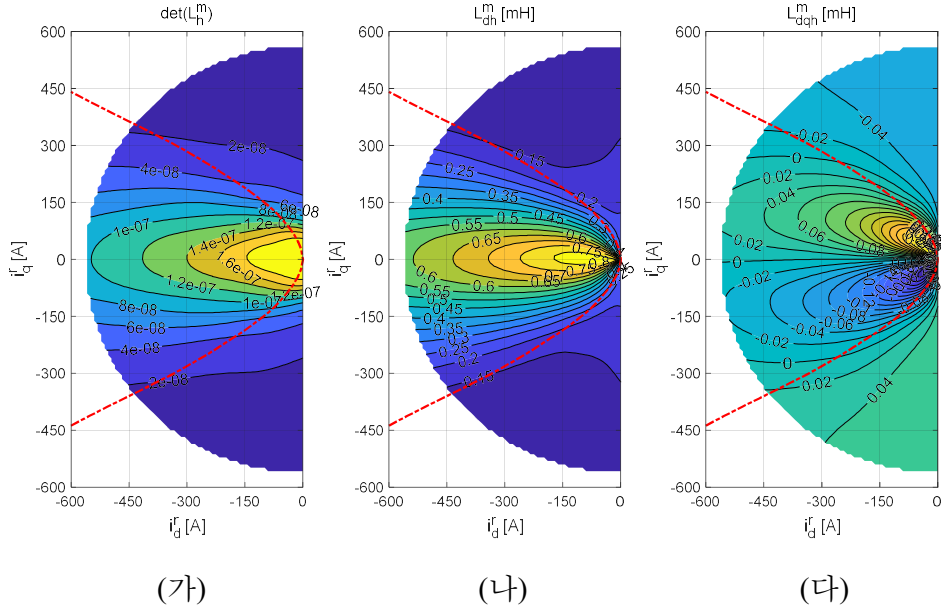


그림 4-3. 대상 전동기의 (가) $\det(\mathbf{L}_h^m)$, (나) L_{dh}^m , (다) L_{dqh}^m (FEA).

식 (4.14)의 계수를 살펴보면, \mathbf{L}_h^m 이 양의 정부호(Positive definite) 행렬이기 때문에, $\det(\mathbf{L}_h^m)$ 과 L_{dh}^m 은 그림 4-3에 나타나 있는 바와 같이 항상 양수이다. L_{dqh}^m 은 운전 영역에 따라 음 또는 양의 값을 가진다. \mathbf{L}_h^m 행렬의 양의 정부호 성질에 관련해서 부록 B에 더 자세히 기술한다.

그러므로, (4.14)에서 $\Delta I_{qh}^m[n]$ 과 $V_{qh}^{m*}[n]$ 의 관계를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta I_{qh}^m[n] = aV_{qh}^{m*}[n-2] + d. \quad (4.16)$$

이 때,

$$a = \frac{L_{dh}^m T_s}{\det(\mathbf{L}_h^m)} > 0. \quad (4.17)$$

$$d = -\frac{L_{dqh}^m V_{dh}^{m*}[n-2]}{\det(\mathbf{L}_h^m)} T_s. \quad (4.18)$$

$\Delta I_{qh}^m[n]$ 과 $V_{qh}^{m*}[n]$ 은 항상 양의 비례 관계에 있는 것을 알 수 있다. 이를 이용하여, $\Delta I_{qh}^m[n]$ 을 상쇄시키는 적분 제어를 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$V_{qh}^{m*}[n] = -\frac{T_s z}{z-1} \left(\frac{k_L}{T_s} \Delta I_{qh}^m[n] \right). \quad (4.19)$$

식 (4.19)에서 샘플링 주파수에 비해서 $V_{qh}^{m*}[n]$ 이 충분히 느리게 변화한다고 가정하면 이산 시간 지연을 무시하고 연속 시간 상에서 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$V_{qh}^{m*} = -\frac{1}{s} \left(\frac{k_L}{T_s} \Delta I_{qh}^m \right). \quad (4.20)$$

마찬가지로, 이산 시간 지연을 무시할 경우 (4.14)는 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta I_{qh}^m = \frac{T_s}{\det(\mathbf{L}_h^m)} (-L_{dqh}^m V_{dh}^{m*} + L_{dh}^m V_{qh}^{m*}). \quad (4.21)$$

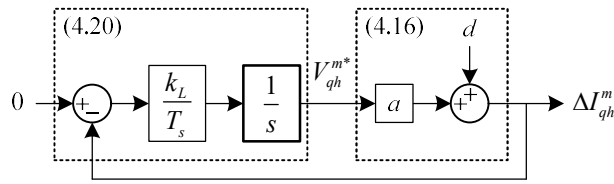


그림 4-4. qm 축 가변 전압 제어를 고려한 ΔI_{qh}^m 의 동특성.

식 (4.21)을 고려하면, ΔI_{qh}^m 의 동특성은 그림 4-4와 같이 나타낼 수 있다. 그러므로, $\Delta I_{qh}^m[n]$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta I_{qh}^m = -\frac{s}{s + \omega_{cl}} \left(\frac{L_{dqh}^m}{\det(\mathbf{L}_h^m)} V_{dh}^{m*} \cdot T_s \right). \quad (4.22)$$

이 때,

$$\omega_{cl} = \frac{k_L L_{dh}^m}{\det(\mathbf{L}_h^m)}. \quad (4.23)$$

ΔI_{qh}^m 은 V_{dh}^{m*} 입력에 대해서 고주파 통과 필터(High-pass filter)를 통해 출력되는 것을 알 수 있다. 즉, V_{dh}^{m*} 이 존재하는 상황에서도, (4.19)의 적분제어기는 ΔI_{qh}^m 을 0으로 수렴시킬 수 있다.

제안하는 ΔI_{qh}^m 상쇄 제어기가 잘 동작한다면, (4.13)의 수식으로부터 \hat{L}_{dh}^m 을 추정할 수 있다. 한편, (4.15)로부터 L_{dqh}^m 는 다음과 같은 수식을 만족한다.

$$L_{dqh}^m = L_{dh}^m \frac{V_{qh}^{m*}}{V_{dh}^{m*}}. \quad (4.24)$$

즉, 어떤 고정된 V_{dh}^{m*} 을 주입할 때, 제안하는 ΔI_{qh}^m 상쇄 제어를 통해 가변 V_{qh}^m 을 주입함으로써, \hat{L}_{dh}^m 와 주입 전압의 비율로부터 L_{dqh}^m 을 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{L}_{dqh}^m = \hat{L}_{dh}^m \frac{V_{qh}^{m*}}{V_{dh}^{m*}}. \quad (4.25)$$

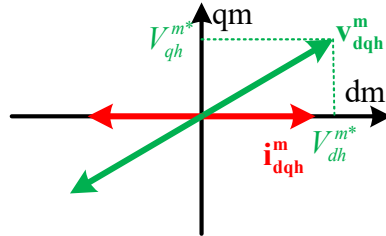


그림 4-5. 제안하는 맥동 전압 주입 벡터도.

제안하는 qm 축 가변 전압 주입 시 고주파 전압과 전류의 벡터도를 그림 4-5와 같이 나타낼 수 있다. dm 축 전압은 일정한 크기로 주입되며, qm 축 전압은 (4.20)의 제어기에 따라 가변하며 주입된다. 정상 상태에서 상쇄 제어가 잘 동작한다면 고주파 전류는 항상 dm 축에만 존재하며, qm 축 고주파 전류는 억제된다.

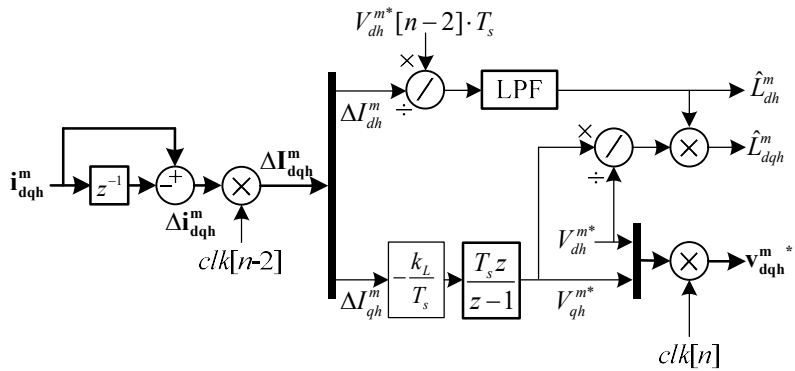


그림 4-6. 제안하는 동적 인덕턴스 추정기의 블록도.

제안하는 동적 인덕턴스 추정기의 블록도가 그림 4-6에 나타나 있다. \hat{L}_{dh}^m 은 제안하는 MTPA 추종 제어를 위한 g' 의 계산에 사용되며, \hat{L}_{dqh}^m 은 4.4절의 MTPA 추종 제어의 동특성 균일화를 위한 정규화 이득에 사용된다.

ΔI_{qh}^m 을 0으로 효과적으로 수렴시키기 위해서는, 고주파 통과 필터의 대역폭인 ω_{cl} 이 운전점의 변화율보다 충분히 높아야한다. 그렇지 않으면, 운전점 변화로 인한 $L_{dqh}^m/\det(\mathbf{L}_h^m)$ 의 변동을 제어기가 따라잡지 못해, ΔI_{qh}^m 가 영향을 받을 수 있다. 이상적인 ω_{cl} 을 ω_{cl0} 라 할 때, 적분기 이득 k_L 은 다음과 같이 설정되어야 한다.

$$k_L = \frac{\det(\mathbf{L}_h^m)}{L_{dh}^m} \omega_{cl0}. \quad (4.26)$$

그러므로, 정확한 고주파 대역 통과 필터의 대역폭 설정을 위해서는 실시간으로 추정되고 있는 L_{dh}^m 이외에도 $\det(\mathbf{L}_h^m)$ 의 정보가 필요하다. 이는 제안하는 동적 인덕턴스 추정기로 계산이 어려운 값이므로, 사전 시험을 통해서 계산할 수 있다. 하지만, 사전 시험을 통한 제정수 참조표 작성은, 제안하는 실시간 동적 인덕턴스 추정의 효용성을 떨어뜨릴 수 있다. 또한, 일정 크기 이상의 대역폭만 확보 된다면, ω_{cl} 의 작은 변화는 제어 성능에 큰 영향을 끼치지 않는다. 그러므로, 본 논문에서는 다음과 같은 근사식을 이용하여 k_L 을 설정한다.

$$k_L = \hat{L}_{dh}^m \omega_{cl0}. \quad (4.27)$$

식 (4.27)을 이용한 제어기 이득을 설정할 경우 실제 대역폭 ω_{cl} 과 ω_{cl0} 사이의 차이는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{\omega_{cl}}{\omega_{cl0}} = \frac{L_{dh}^m}{\det(\mathbf{L}_h^m)}. \quad (4.28)$$

그러므로, MTPA 영역에서 L_{dqh}^m 이 충분히 작고, L_{dh}^m 과 L_{qh}^m 의 차이가 크지 않은 전동기에 대해선 비교적 정확한 대역폭을 기대할 수 있다.

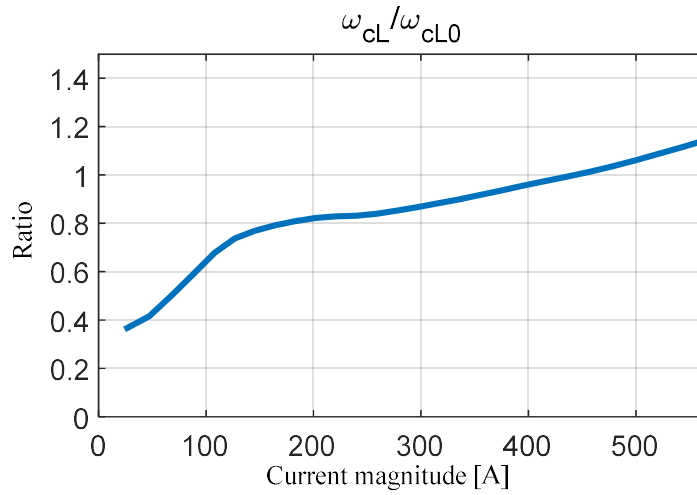


그림 4-7. 대상 전동기의 ω_{CL}/ω_{CL0} (FEA).

그림 4-7은 대상 전동기에 대해서 근사식으로 인한 ω_{CL} 과 ω_{CL0} 의 비를 MTPA 영역에 대해 도시한 결과를 보여준다. 대상 전동기의 경우 150 A 미만의 저전류 구간을 제외하면, ω_{CL0} 의 80%에서 120% 사이에서 ω_{CL} 가 결정된다.

제안 방법의 구현을 위해서는 주입 전압 신호의 크기와 주파수를 적절하게 결정해야 한다. 이와 관련해서는 6.3절에서 자세히 다룬다.

4.3 고정자 자속의 추정

제안하는 MTPA 추종 운전을 위해서는 전동기의 고정자 자속(Stator flux) 정보를 실시간으로 알아야 한다. 전동기의 고정자 자속은 전동기의 인덕턴스(Inductance)와 고정자 전류를 통해 추정하는 전류 모델(Current model), 혹은 전동기의 출력 전압을 통해 추정하는 전압 모델(Voltage model)로부터 계산될 수 있다.

하지만, 자기 포화를 고려할 때, 전류 모델로부터 정확한 고정자 자속을 추정하기 위해서는 사전 시험을 통한 자속 참조표 구성이 선행되어야 한다. 또한 회전자의 위치를 알 수 없는 센서리스 상황 하에서는 d_r 축 전류와 q_r 축 전류를 정확하게 알기 힘들기 때문에, 전류 모델을 통한 고정자 자속의 추정이 더욱 어렵다.

그러므로, 본 절에서는 전압 모델을 기반으로 고정자 자속을 추정한다. 전압 모델에서는 추정 시 고정자 저항만을 필요로 하기 때문에 상대적으로 전동기 제정수에 대한 의존도가 낮다는 장점이 있다. 하지만 순수 적분기를 사용할 때 생기는 측정 값들의 직류 오프셋(DC offset) 오차에 대한 불안정성, 공간 고조파 등으로 인한 고조파 자속 외란 등이 전압 모델 기반 고정자 자속 관측의 문제점으로 지적되어 왔다.

본 절에서는 상기한 문제를 대역 통과 필터를 적분기에 직렬 구성함으로써 해결하는 주파수 적응 자속 관측기를 사용한다. 또한, 기존의 주파수 적응 자속 관측기의 디지털(Digital) 구현 시 발생할 수 있는 이산 시간 구현 오차(Discretization error)에 대해서 분석한다. 이를 통해 이산 구현 오차에 강인한 주파수 적응 자속 추정기 구현 방법을 제안한다 [67].

제안하는 자속 추정기는 본 논문에서 사용하는 m 좌표계 뿐만 아니라, 회전자 좌표계와 같은 일반적인 동기 좌표계에도 적용이 가능하다. 그러므로, 서술의 일반성을 위해서 자속 추정기의 원리와 성능을 분석하는 4.3.1절에서 4.3.2절까지는 일반적인 회전자 기준 좌표계 상에서 분석한다. 하지만 제안하는 센서리스 MTPA 추종 제어는 m 좌표계를 사용하므로, 4.3.4절에서 m 좌표계 상에서 제안하는 자속 추정기를

구현할 때 고려해야할 점에 대해서 설명한다. 마지막으로, 제안하는 자속 추정기는 고정자 저항 정보를 사용하는데, 고정자 저항에 오차가 있을 때 자속 추정 오차를 분석하고 제안하는 MTPA 추종 운전 에 미치는 영향을 살펴본다.

4.3.1 연속 시간 영역에서의 주파수 적응 자속 관측기 분석

IPMSM의 고정자 전압 방정식은 정지 좌표계에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dq}^s = R_s \mathbf{i}_{dq}^s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^s. \quad (4.29)$$

이 때, R_s 는 고정자 저항 성분을 나타내며, 윗첨자 's'는 정지 좌표계 성분임을 나타낸다. \mathbf{v}_{dq}^s , \mathbf{i}_{dq}^s , $\boldsymbol{\lambda}_{dq}^s$ 는 각각 고정자 전압 벡터, 고정자 전류 벡터, 그리고 고정자 자속 벡터를 의미한다. 각 벡터는 dq 축 성분으로 나누어 행렬의 형태로 나타낼 수도 있지만, 본 절에서는 분석의 용이함을 위해 다음과 같이 복소 벡터를 이용하여 표기하도록 한다.

$$\mathbf{v}_{dq}^s = v_d^s + jv_q^s. \quad (4.30)$$

$$\mathbf{i}_{dq}^s = i_d^s + ji_q^s. \quad (4.31)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{dq}^s = \lambda_d^s + j\lambda_q^s. \quad (4.32)$$

식 (4.29)로부터 고정자 자속은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\boldsymbol{\lambda}_{dq}^s = \int (\mathbf{v}_{dq}^s - R_s \mathbf{i}_{dq}^s) dt. \quad (4.33)$$

위와 같이 고정자 자속은 전동기의 역기전력을 정확히 알고있다면, 이를 적분함으로써 계산할 수 있지만, 적분기 자체의 한계 안정성(Marginal stability) 때문에, 고정자 전압, 전류의 작은 직류 오프셋 오차에도 (4.33)은 쉽게 발산할 수 있다.

적분기에 대역 통과 필터(Band pass filter, BPF)를 구성함으로써 적분기의 불안정성 해소와 공간 고조파에 대한 감쇄 성능을 함께 기대할 수 있다. 대역 통과 필터를 직렬 연결 할 경우 추정 자속은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{\lambda}_{dqf}^s = \frac{2\zeta|\omega|s}{s^2 + 2\zeta|\omega|s + \omega^2} \frac{1}{s} \mathbf{e}_{dq}^s \quad (4.34)$$

여기서

$$\mathbf{e}_{dq}^s = \mathbf{v}_{dq}^s - R_s \mathbf{i}_{dq}^s \quad (4.35)$$

ω 는 관측하고자 하는 자속이 회전하는 속도이며, ζ 는 대역 통과 폭과 관련이 있는 감쇄 상수이다. $\hat{\lambda}_{dqf}^s$ 는 추정된 기본파 고정자 자속을 의미한다. 고정자 자속이 회전하는 속도는 정상 상태에서 전동기의 회전 속도 ω 와 같으므로, ω 는 ω_r 로 대체할 수 있다. 이때 역기전력으로부터 추정 자속까지의 전달 함수(Transfer function)를 의미하는 $\mathbf{H}_C(s)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{H}_C(s) = \frac{\hat{\lambda}_{dqf}^s}{\mathbf{e}_{dq}^s} = \frac{2\zeta|\omega_r|}{s^2 + 2\zeta|\omega_r|s + \omega_r^2} \quad (4.36)$$

이 때 아랫첨자 ‘C’는 연속 시간 영역(Continuous time domain)을 의미한다. ω_r 이 20, 60, 200, 500 Hz 일 때, $\mathbf{H}_C(s)$ 의 보데 선도(Bode plot)는 다음과 같이 나타난다.

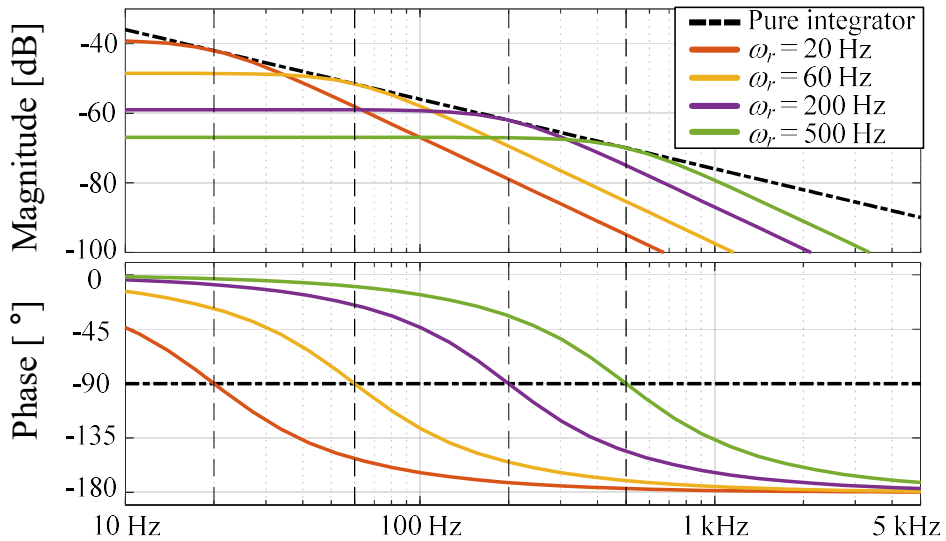


그림 4-8. $\mathbf{H}_C(s)$ 의 다양한 운전 주파수에서의 보데 선도.

그림 4-8에서 ζ 는 0.707로 설정되었다. $\mathbf{H}_C(s)$ 는 각 운전 주파수에 대해서 이득이 $1/\omega_r$, 위상(Phase)이 -90° 로서 이상적인 적분기와 같은

이득과 위상을 가지는 것을 알 수 있다. 하지만, ω 보다 낮은 주파수에서는 적분기 대비 -20 dB/dec의 비율 만큼 낮은 이득을 가지기 때문에, 직류에서도 유한한 이득을 갖는 것을 알 수 있다. 또한, 고주파 영역에서도 적분기 대비 -20 dB/dec의 감쇄 성능을 가지기 때문에, 공간 고조파와 같은 고주파 외란의 영향이 감소할 것이라고 기대할 수 있다.

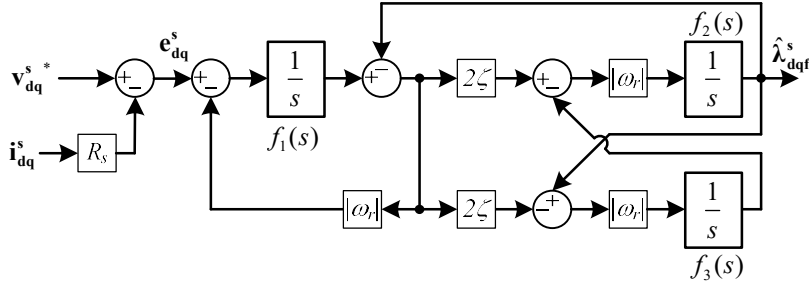


그림 4-9. 연속 시간 영역에서의 FAO의 블록 다이어그램 [66].

이러한 $\mathbf{H}_c(s)$ 의 주파수 특성을 가지는 추정기를 연속 시간 영역에서 구현하기 위해서, [66]는 그림 4-9와 같은 주파수 적응 자속 관측기(Frequency adaptive observer, 이하 FAO)를 제안하였다. FAO는 $f_1(s)$, $f_2(s)$, $f_3(s)$ 의 총 3개의 적분기로 구성되며, 입력인 \mathbf{e}_{dq}^s 으로부터 출력인 $\hat{\lambda}_{dqf}^s$ 까지의 전달 함수가 $\mathbf{H}_c(s)$ 가 됨을 알 수 있다. 특히 세 적분기 중에서 $f_1(s)$ 는 역기전력을 적분하는 기능을 수행한다. 나머지 $f_2(s)$ 와 $f_3(s)$ 는 대역 통과 필터의 역할을 수행한다.

FAO가 안정하게 구현되기 위해선, 입력으로부터 출력의 안정성을 의미하는 BIBO 안정성(Bounded-input bounded-output stability, BIBO stability) 뿐만 아니라 각 적분기의 출력이 발산하지 않는다는 내부 안정성(Internal stability)이 보장 되어야한다. 만약 내부 안정성이 보장되지 않는다면 특정 적분기의 누적 값이 계속해서 커질 수 있기 때문에 실제 마이크로프로세서(Microprocessor) 안에서 구현이 불가능할 수 있다. 이를 위해 \mathbf{e}_{dq}^s 로부터 $f_1(s)$, $f_2(s)$, $f_3(s)$ 의 출력까지의 Closed-loop 전달 함수를 $\mathbf{H}_{c1}(s)$, $\mathbf{H}_{c2}(s)$, $\mathbf{H}_{c3}(s)$ 라 하면 다음과 같이 계산된다.

$$\mathbf{H}_{c1}(s) = \frac{|\omega_r|}{(s + |\omega_r|)} \frac{2\zeta_1|\omega_r|}{s^2 + 2\zeta_1|\omega_r|s + |\omega_r|^2} + \frac{1}{(s + |\omega_r|)}. \quad (4.37)$$

$$\mathbf{H}_{C2}(s) = \mathbf{H}_C(s) = \frac{2\zeta |\omega_r|}{s^2 + 2\zeta |\omega_r| s + \omega_r^2} \cdot \quad (4.38)$$

$$\mathbf{H}_{C3}(s) = -\frac{(s - |\omega_r|)}{(s + |\omega_r|)} \frac{2\zeta_1 |\omega_r|}{s^2 + 2\zeta_1 |\omega_r| s + |\omega_r|^2} \cdot \quad (4.39)$$

$\mathbf{H}_{C1}(s)$, $\mathbf{H}_{C2}(s)$, $\mathbf{H}_{C3}(s)$ 세 전달 함수 모두 영속(Standstill)을 제외하면 안정한 극(Pole) 만을 갖기 때문에, 그림 4-9는 내부 안정성이 보장되는 구현 방법임을 알 수 있다.

4.3.2 제안하는 이산 시간 오차에 강인한 자속 추정기 [67]

앞 절에서 살펴본 바와 같이, [66]에서 제안된 FAO를 통해, 운전 주파수에서는 적분기의 특성을 가지며, 그 외 주파수의 성분은 감쇄시키는 특성을 가지는 자속 추정기를 설계할 수 있다. 운전 주파수가 낮은 전동기에 대해선 연속 시간 영역에서 설계한 FAO로도 충분히 만족할만한 성능을 기대할 수 있다. 하지만, 전동기의 속도가 스위칭 주파수의 1/100 이상으로 높을 경우, 디지털 제어로 인한 이산 시간 오차(Discretization error)가 자속 추정에 오차를 야기할 수 있다. 자속 추정 오차를 야기하는 이산 시간 오차에는 펄스폭 변조(Pulse width modulation, 이하 PWM)로 인한 평균 전압 합성 지연 오차, FAO의 이산 시간(Discrete-time domain) 상의 구현으로 인한 오차 등이 포함된다.

본 절에서는 이러한 이산 시간 오차 성분을 고려한 이산 시간 FAO(Discrete-time FAO, DFAO)의 설계를 다룬다 [67]. 제안된 방법은 FAO의 3중 적분 구조를 그대로 유지하면서도 동기 좌표계에서의 적분을 통해 이산화 오류를 최소화한다.

4.3.2.1 PWM 전압 합성으로 인한 평균 자속과 전압 사이의 관계

먼저 FAO를 이산화하기 전에, 평균 자속과 전압 사이의 관계를 살펴보자.

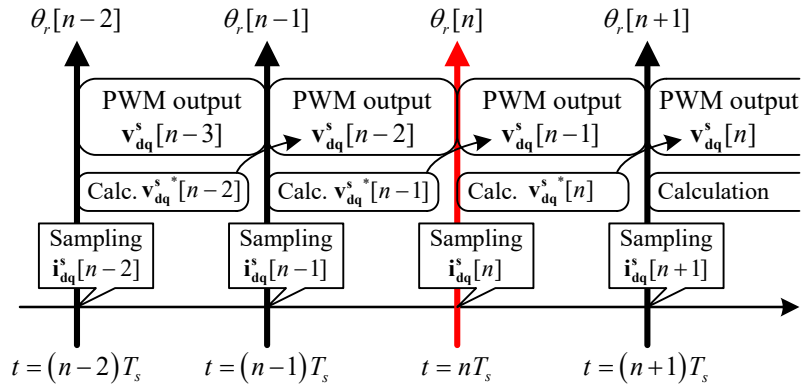


그림 4-10. 전류 샘플링, 전압 지령 계산, 전압 출력 사이의 시간 시퀀스.

마이크로프로세서를 통해 디지털 제어를 수행할 경우, 전압 지령 계산 시간으로 인한 시지연을 피하기 어렵다. 일반적인 디지털 제어 시 전류 샘플링, 전압 지령 계산, 전압 출력 사이의 관계가 그림 4-10에 나타나 있다. 디지털 제어 시 n 번째 샘플링에서 전류 $\mathbf{i}_{dq}^s[n]$ 를 측정하고 이를 기반으로 $(n+1)$ 번째 샘플링에서 $(n+2)$ 번째 샘플링까지 출력할 평균 전압 $\mathbf{v}_{dq}^{s*}[n]$ 을 계산한다. 식 (4.33)으로부터 $(n-1)$ 번째 자속 $\lambda_{dq}^s[n-1]$ 과 n 번째 자속 $\lambda_{dq}^s[n]$ 사이에는 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\lambda_{dq}^s[n] = \lambda_{dq}^s[n-1] + \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} (\mathbf{v}_{dq}^s - R_s \mathbf{i}_{dq}^s) dt. \quad (4.40)$$

이때 $t = [(n-1)T_s, nT_s]$ 에서 합성되는 전압은 평균적으로 $\mathbf{v}_{dq}^{s*}[n-2]$ 이므로, (4.40)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\lambda_{dq}^s[n] = \lambda_{dq}^s[n-1] + \mathbf{v}_{dq}^{s*}[n-2] \cdot T_s - R_s \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} \mathbf{i}_{dq}^s dt. \quad (4.41)$$

역기전력에 비해서 고정자 저항으로 인한 전압 강하가 충분히 작거나 한 샘플링 주기동안 전류 변화가 작다고 가정하면, (4.41)을 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$\lambda_{dq}^s[n] = \lambda_{dq}^s[n-1] + \mathbf{v}_{dq}^{s*}[n-2] \cdot T_s - R_s \mathbf{i}_{dq}^s[n]. \quad (4.42)$$

식 (4.42)는 z -domain 상에서 다음과 같이 표현할 수 있다.

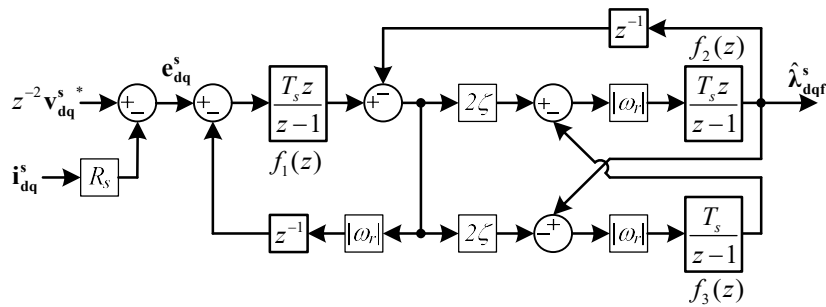
$$\lambda_{dq}^s = \frac{T_s z}{z-1} (z^{-2} \mathbf{v}_{dq}^{s*} \cdot T_s - R_s \mathbf{i}_{dq}^s). \quad (4.43)$$

즉, 이산 시간 구현으로 인한 오차를 고려할 경우, 고정자 자속은

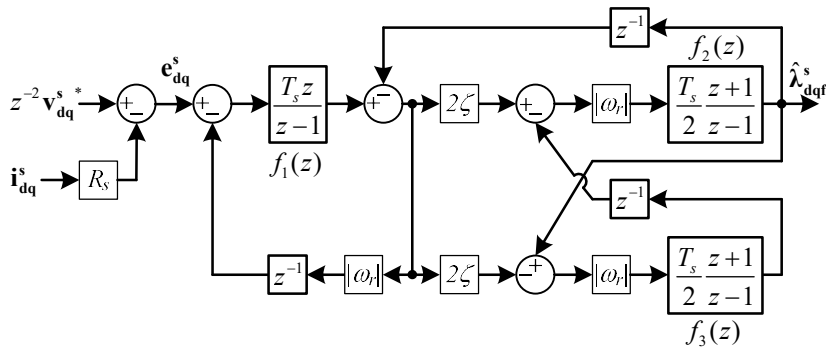
역기전력의 역방향 오일러 방식(Backward Euler method)의 적분으로 표현될 수 있음을 알 수 있다. 따라서, 이상적인 FAO는 운전 주파수에서 역방향 오일러 방식 적분기의 이득과 위상을 가져야 한다. 이는 그림 4-9의 FAO에서 역기전력의 적분을 수행하는 $f_1(s)$ 가 역방향 오일러 방식을 사용하여 구현되어야 함을 의미한다.

4.3.2.2 정지 좌표계 FAO의 이산화 오차

$f_1(s)$ 가 역방향 오일러 방식을 사용하여 구현되었더라도, 직렬 연결되어있는 FAO가 이상적인 대역 통과 필터의 역할을 해주지 못한다면, 기본과 자속의 추정에 오차가 야기될 수 있다. FAO의 삼중 적분 구조를 유지하면서 이를 이산 시간 영역에서 구현할 수 있는 예는 다음과 같다.



(가)



(나)

그림 4-11. FAO의 이산 시간 구현 예. (가) 오일러 방식 이용 (DFAO1). (나) Tustin 방식 이용 (DFAO2).

그림 4-11(가)는 오일러 방식을 이용한 구현 예(이하 DFAO1)이며, 그림 4-11(나)는 Tustin 방식을 이용한 구현 예(이하 DFAO2)이다. 이산

시간에서의 구현임을 고려하여 각 적분기는 $f_1(z)$, $f_2(z)$, $f_3(z)$ 로 표기되었다. 한가지 유의할 점은, 순차적으로 프로그램이 실행되는 마이크로프로세서 특성상, 되먹임(Feedback) 되는 신호에는 항상 적어도 한 샘플링 이상의 시지연이 발생한다는 점이다. 그래서 그림 4-11(가)와 (나)에서 되먹임 되는 신호에는 단위 시지연 z^{-1} 이 포함되어있음을 알 수 있다. 다만, DFAO1에서 $f_3(z)$ 는 역방향 오일러 방식의 적분과 단위 시지연 z^{-1} 을 통합하여 순방향 오일러 방식(Forward Euler method)으로 표현하였다.

이러한 시지연은 적분기의 이산화와 더불어 이상적인 필터의 동작을 방해하는 요인이다. 이를 고려하여 z -domain 상에서 전달 함수를 계산하면 다음과 같다.

$$\mathbf{H}_{D1}(z) = \frac{2\zeta(f_z z)^2 |\omega_r|}{1 + 2\zeta f_z |\omega_r| + 2\zeta(f_z \omega_r)^2 z} \quad (4.44)$$

$$\mathbf{H}_{D2}(z) = \frac{2\zeta f_z g_z z^2 |\omega_r|}{\frac{z + z f_z |\omega_r|}{z + g_z |\omega_r|} (z + (g_z \omega_r)^2) + 2\zeta g_z |\omega_r|} \quad (4.45)$$

여기서

$$f_z = \frac{T_s}{z-1} \quad (4.46)$$

$$g_z = \frac{T_s}{2} \frac{z+1}{z-1} \quad (4.47)$$

여기서 z 변수와 s 변수사이에는 다음과 같은 관계를 가진다.

$$z = \exp(sT_s) \quad (4.48)$$

식 (4.48)을 $\mathbf{H}_{D1}(z)$ 와 $\mathbf{H}_{D2}(z)$ 에 적용하면, DFAO1과 DFAO2의 주파수 특성을 보데 선도를 이용해서 분석할 수 있다. 보데 선도를 그릴때는 시스템(System)의 샘플링 주기인 T_s 를 설정해주어야 한다. 본 논문에서는 10 kHz의 샘플링 주파수를 가정하여 T_s 를 100 μ s로 설정하였다.

그림 4-12는 $\mathbf{H}_{D1}(z)$ 의 보데 선도를 나타낸다. 비교를 위해 역방향 오일러 적분의 보데 선도도 함께 표시하였다. $\mathbf{H}_{D1}(z)$ 는 운전 주파수에서 역방향 오일러 적분과 같은 이득을 갖는 것을 확인할 수 있다. 하지만, 위상 측면에서는 운전 주파수가 증가함에 따라 역방향 오일러 적분과

상당한 오차를 가지는 것을 알 수 있다. 운전 주파수가 20 Hz 일때 위상 오차는 1° 미만이지만, 운전 주파수가 200 Hz, 500 Hz로 증가했을때 위상 오차가 각각 7.3° 와 18.3° 로 증가한다. 즉, DFAO1을 이용한 자속 추정 시, 자속의 크기는 비교적 정확하게 추정할 수 있지만, 추정 자속의 위상이 실제 자속과 다를 수 있음을 의미한다.

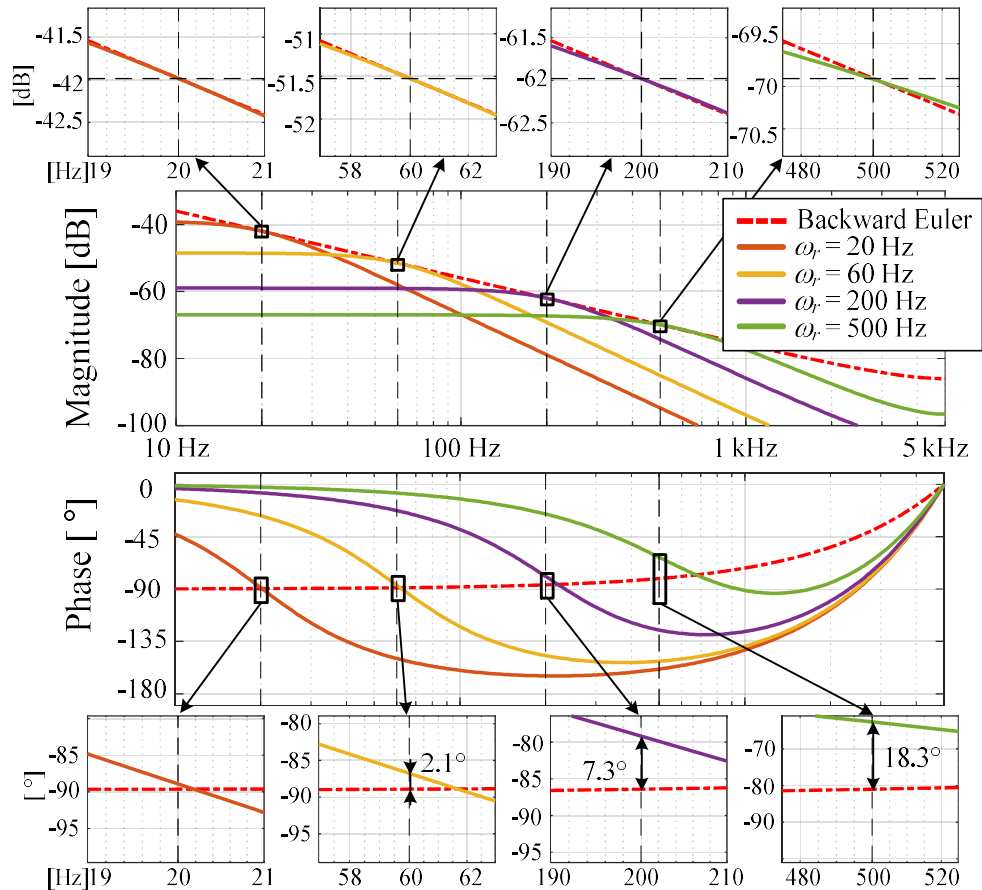


그림 4-12. $H_{D1}(z)$ 의 보데 선도.

그림 4-13은 Tustin 방법을 이용한 $H_{D2}(z)$ 의 보데 선도를 보여준다. 앞선 DFAO1과 달리 DFAO2는 위상 뿐만 아니라 이득 측면에서도 역방향 오일러 방식과 비교하여 오차를 가짐을 확인할 수 있다. 특히 운전 주파수가 500 Hz 일때 이득 오차는 2.4 dB로서 30% 가 넘는 오차가 발생함을 알 수 있다.

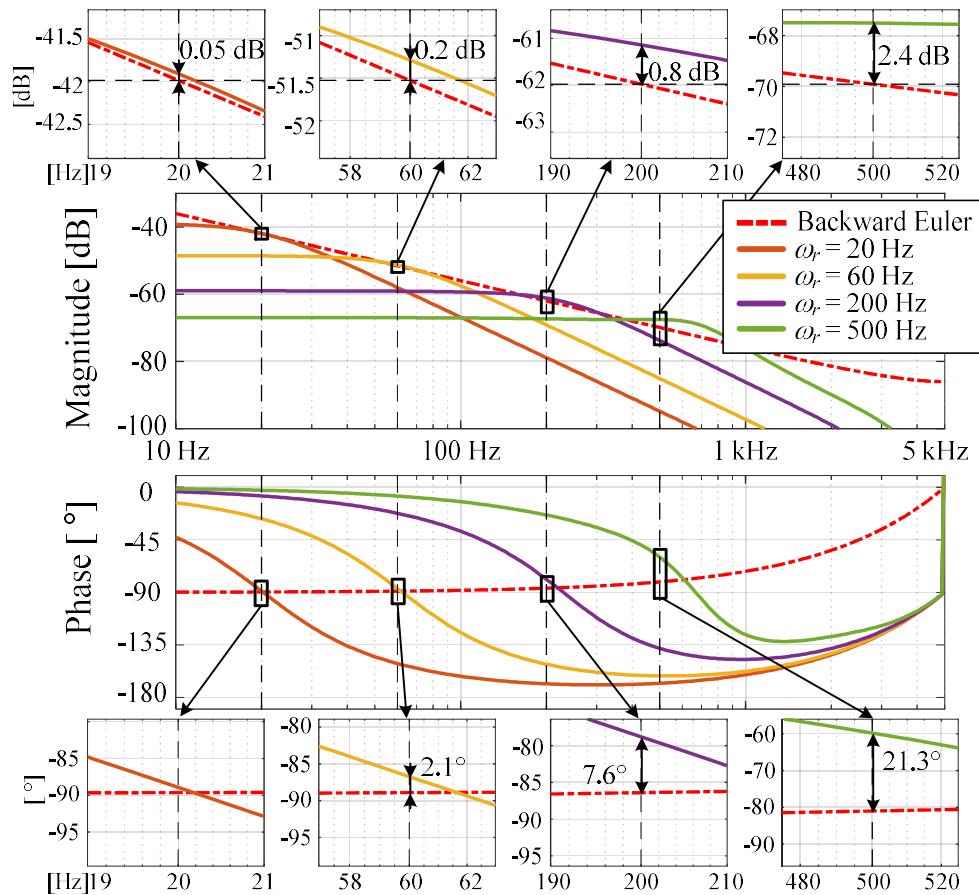


그림 4-13. $H_{D2}(z)$ 의 보데 선도.

근본적으로 이러한 FAO의 이산화 오류는 두가지 원인에서 기인한다.
 (가)이산 시간 적분기와 연속 시간 적분기 사이의 이득, 위상 오차
 (나)신호 되먹임 구현 시 발생하는 위상 지연

이 중, (가)는 Tustin 방식 적분기와 목표 주파수에서의 이득을 선보상하는 Prewarping 기법을 이용하여 보상 가능하다. 하지만, (나)는 이종 적분 구조를 유지하는 FAO에서는 필연적으로 발생할 수 밖에 없는 문제이며, 이를 보상하기도 쉽지 않다.

4.3.2.3 동기 좌표계 상에서의 FAO 이산화

앞서 살펴본 FAO의 이산화 오차는 운전 주파수 대역의 교류(AC) 신호를 이산 시간에서 처리하면서 나타난 문제라고 생각할 수 있다. 그러므로, 오차 발생을 최소화 해야하는 운전 주파수 대역을 직류(DC) 신호로 분석 할 수 있는 동기 좌표계 상에서 FAO를 재구성 하면 이산 시간 오차를 최소화 할 수 있다.

우선, 정지 좌표계 상의 임의의 dq 벡터 변수 \mathbf{x}_{dq}^s 는 회전자 동기 좌표계 상에서 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{x}_{dq}^r = \mathbf{R}(-\theta_r) \mathbf{x}_{dq}^s. \quad (4.49)$$

이 때, $\mathbf{R}(\theta)$ 는 θ 만큼의 회전 변환인 $\mathbf{R}(\theta) = \exp(j\theta)$ 를 의미한다.

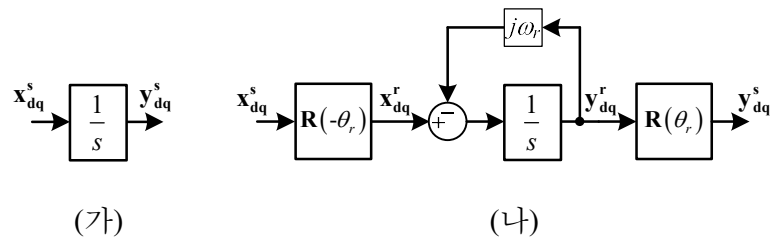


그림 4-14. (가) 정지 좌표계에서의 적분기. (나) 동기 좌표계 상의 적분 구현.

\mathbf{x}_{dq}^s 를 적분한 변수를 \mathbf{y}_{dq}^s 라 하면, \mathbf{x}_{dq}^s 와 \mathbf{y}_{dq}^s 의 관계를 그림 4-14(가)와 같이 나타낼 수 있다. 또한 등가적으로 동기 좌표계 상의 벡터 변수 \mathbf{x}_{dq}^r 과 \mathbf{y}_{dq}^r 의 관계는 다음과 같이 계산된다.

$$\mathbf{y}_{dq}^r = \frac{1}{s} (\mathbf{x}_{dq}^r - j\omega_r \mathbf{y}_{dq}^r). \quad (4.50)$$

그러므로, \mathbf{x}_{dq}^s 와 \mathbf{y}_{dq}^s 의 관계를 그림 4-14(나)와 같이 동기 좌표계 상에서도 표현할 수 있다. 즉, 그림 4-14(가)와 (나)는 정지 좌표계 상의 적분을 나타내는 동일한 관계를 나타낸다. 하지만 적분기 $1/s$ 이 처리해야하는 신호의 성질에는 차이가 있다. \mathbf{x}_{dq}^s 의 기본파 성분은 ω 로 회전하고 있는 교류 신호이기 때문에, 그림 4-14(가)의 적분기는 교류 신호를 적분하는 기능을 수행한다. 하지만 그림 4-14(나)의 적분기 입력은 $\mathbf{x}_{dq}^r - j\omega_r \mathbf{y}_{dq}^r$ 이며, \mathbf{x}_{dq}^r 과 \mathbf{y}_{dq}^r 은 모두 직류 신호이기 때문에, 그림 4-14(나)의 적분기는 직류 신호를 적분하는 기능을 수행한다.

1/s을 이산 시간 상에서 근사화할 때, 역방향 오일러 적분, 순방향 오일러 적분, Tustin 방식 적분 중 어느 방식으로 근사화 하던지, 이들의 직류 입력에 대한 이득과 위상에는 오차가 없다. 그러므로, 그림 4-14(나)의 적분기가 정지 좌표계 상의 적분기에 비해서 이산화 시 더 정확함을 알 수 있다.

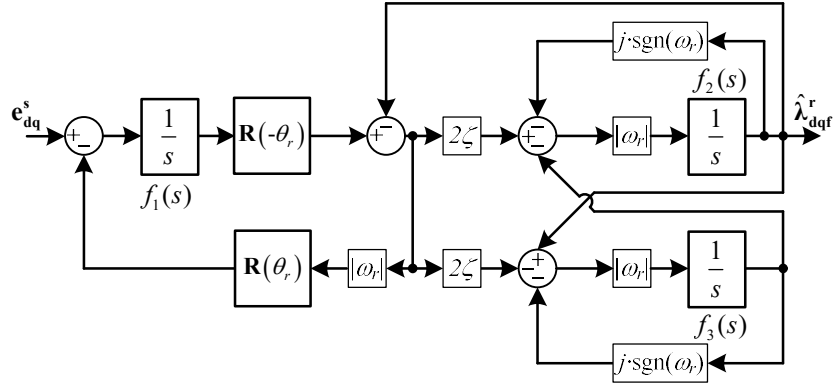


그림 4-15. 동기 좌표계 상에서의 FAO.

그림 4-14(나)의 적분기를 사용하여 그림 4-15와 같이 동기 좌표계 상에서 FAO를 구성할 수 있다. 여기서, $\text{sgn}(\omega)$ 는 다음과 같은 부호 함수(Sign function)를 의미한다.

$$\text{sgn}(\omega) = \begin{cases} 1, & \text{if } \omega \geq 0, \\ -1, & \text{if } \omega < 0. \end{cases} \quad (4.51)$$

그림 4-9와 비교하여, 그림 4-15의 FAO는 출력이 동기 좌표계 상의 자속 $\hat{\lambda}_{dqf}^r$ 임을 알 수 있다. $\hat{\lambda}_{dqf}^s$ 는 회전변환을 통해 다시 계산할 수 있다.

$$\hat{\lambda}_{dqf}^s = \mathbf{R}(\theta_r) \hat{\lambda}_{dqf}^r. \quad (4.52)$$

그림 4-15의 제안하는 FAO는 적분기만 그림 4-14(나)의 동기 좌표계 적분기로 변경한 형태이기 때문에, 연속 시간 상에서 구현 시 \mathbf{e}_{dq}^s 으로부터 출력인 $\hat{\lambda}_{dqf}^s$ 까지의 전달 함수는 그림 4-9의 기존 FAO와 동일하다.

그림 4-15의 FAO는 z-domain 상에서 그림 4-16과 같이 구현될 수 있다.

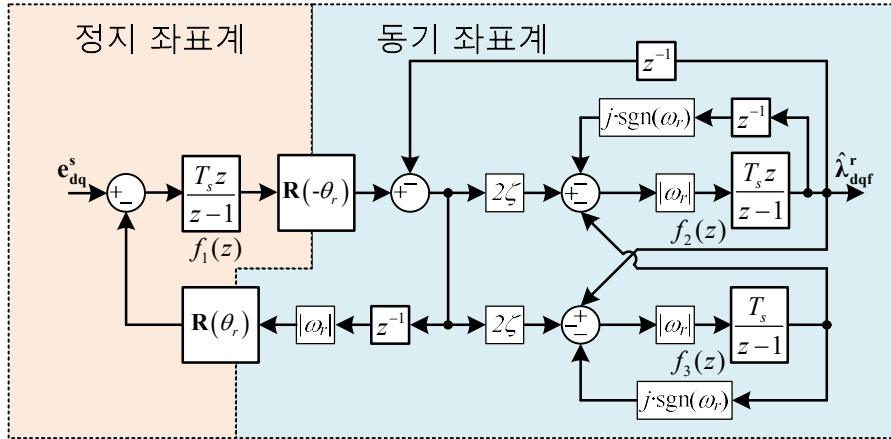


그림 4-16. 제안하는 동기 좌표계 상의 DFAO (DRFAO).

제안하는 동기 좌표계 상의 DFAO(이하 DRFAO)에서 적분기는 구현의 간소화를 위하여 역방향 오일러 방식으로 이산화 하였다. 또한 되먹임되는 신호에는 각각 z^{-1} 의 시지연을 포함하였다. 하지만 되먹임 신호 역시 기본파가 직류 신호인 동기좌표계 상에서 구현되므로, 되먹임으로 인한 위상 지연이 발생하지 않는다. 그러므로, 앞서 살펴본 되먹임 시지연으로 인한 위상 오차가 제안하는 DRFAO에서는 발생하지 않는다.

복소수로 구성된 이득이 있으므로, 복소 전달 함수 개념(Complex transfer function)을 사용하여 DRFAO의 주파수 분석을 수행할 수 있다 [68]. DRFAO의 이산 시간 전달 함수 $\mathbf{H}_D(z)$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$\mathbf{H}_D(z) = \frac{\hat{\lambda}_{dqf}^s}{\mathbf{e}_{dq}^s} = \frac{2\zeta (f_z z)^2 \mathbf{q} |\omega_r|}{\frac{f_z (\mathbf{q} + f_z |\omega_r|)}{\mathbf{q} \mathbf{h}_z (1 + |\omega_r| \mathbf{h}_z)} (1 + z\mathbf{q}(\omega_r \mathbf{h}_z)^2) + 2\zeta f_z |\omega_r|} \quad (4.53)$$

여기서,

$$\mathbf{h}_z = \frac{T_s}{(z - \mathbf{p})\mathbf{q}} \quad (4.54)$$

$$\mathbf{p} = \exp(j\omega_r T_s) (1 - j\omega_r T_s) \quad (4.55)$$

$$\mathbf{q} = \exp(-j\omega_r T_s) \quad (4.56)$$

양의 주파수에 대해서 $z = \exp(sT_s)$ 를 적용하여 주파수 응답을 구하면 $\mathbf{H}_D(z)$ 의 보데 선도를 그림 4-17과 같이 그릴 수 있다.

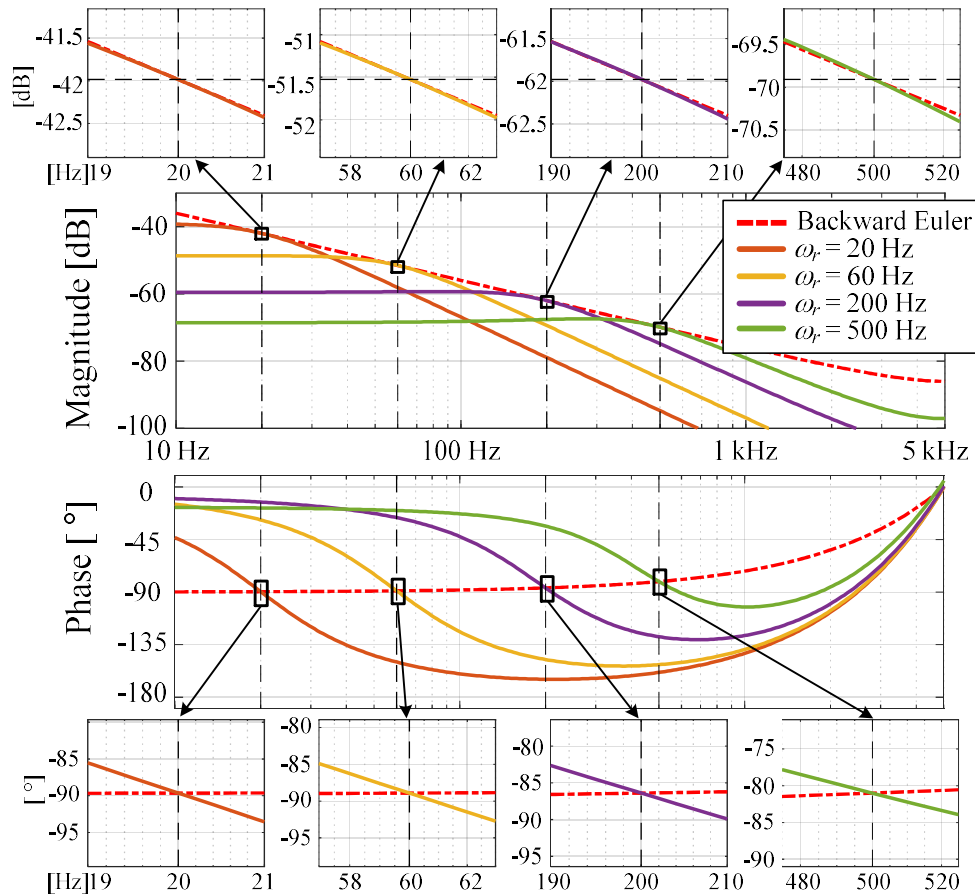
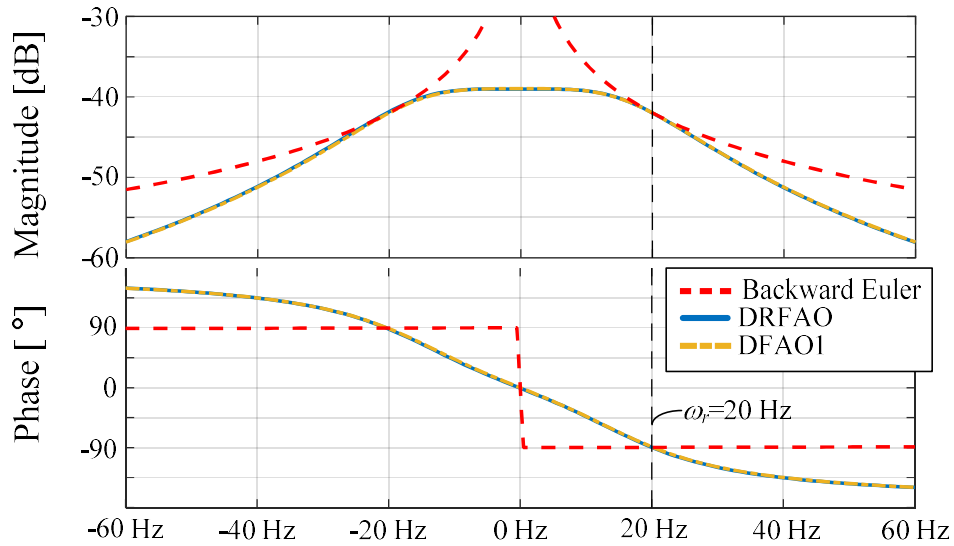


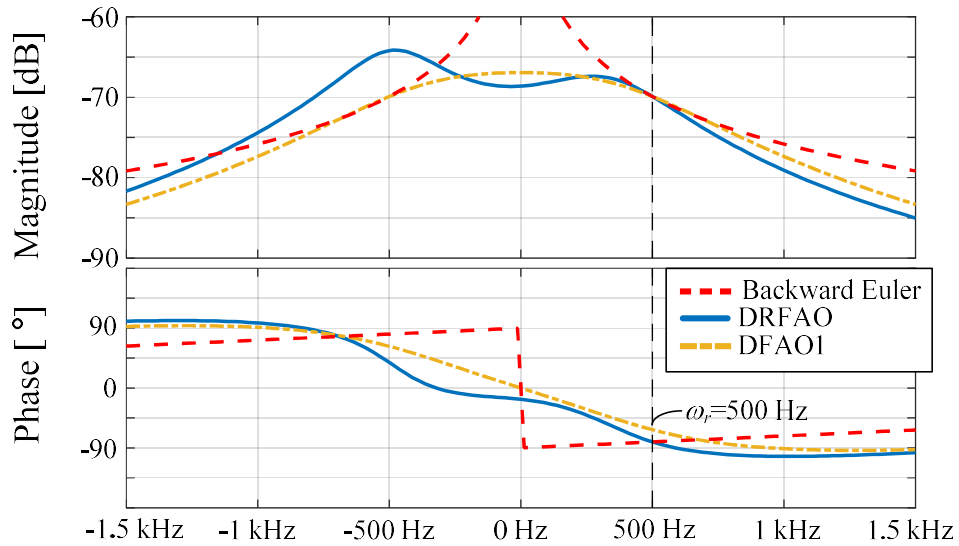
그림 4-17. DRFAO의 양의 주파수에 대한 보데 선도.

DRFAO의 보데 선도는 각 운전 주파수에서의 이득과 위상이 역방향 오일러 적분과 정확히 일치함을 알 수 있다. 그러므로, 운전 주파수에 상관 없이 정확한 기본파 자속 추정이 가능하다.

다만, 그림 4-17의 보데 선도는 양의 주파수에 대해서만 분석한 것임을 유의해야 한다. 보데 선도는 양의 주파수 응답과 음의 주파수 응답이 대칭임을 가정하여, 양의 주파수에 대해서만 로그 스케일(Log scale)로 분석한다. 하지만, 앞서 살펴본 $H_{D1}(z)$ 와 $H_{D2}(z)$ 와 달리 $H_D(z)$ 는 그 계수에 복소수가 포함되어 있다. 그러므로, $z = \exp(sT_s)$ 를 적용하여 주파수 응답을 구할 때, s 의 부호에 따라서 그 주파수 응답이 달라진다. 그러므로, 음의 주파수 성분에 대해서는 주파수 응답 함수(Frequency-response function, FRF)를 통해 분석이 가능하다.



(가)



(나)

그림 4-18. DRFAO와 DFAO1의 주파수 응답 함수.

(가) $\omega_r=20$ Hz. (나) $\omega_r=500$ Hz.

그림 4-18(가)와 (나)는 DRFAO와 DFAO1의 주파수 응답함수를 보여준다. 운전 주파수가 20 Hz일 때는 이산 시간 오차가 미치는 영향이 크지 않으므로, DRFAO와 DFAO1의 응답 특성이 같으며, 주파수의 부호에 대해 대칭임을 알 수 있다. 하지만 500 Hz로 운전 주파수가 높아졌을 때, DFAO1 경우엔 여전히 대칭을 유지하지만, 그림 4-12에서

살펴본 바와 같이 운전 주파수 영역에서 역방향 오일러 적분과 비교했을 때 위상 오차를 가짐을 알 수 있다. DRFAO의 경우엔 주파수의 부호에 대해 비대칭이지만, 운전 주파수에 대해선 정확하게 역방향 오일러 적분과 이득과 위상이 일치함을 볼 수 있다.

그림 4-18(나)에서 DRFAO는 -500 Hz에서 5 dB가 넘는 이득 오차와 45° 가량의 위상 오차를 가진다. 이는 제안하는 DRFAO는 운전 방향의 반대로 회전하는 역상분 기본과 자속 추정 성능이 좋지 않음을 의미한다. 다행히도, 정상적인(Healthy) IPMSM에 대해선 ω 로 회전할 때 고정자 자속의 기본과 성분 역시 ω 로 회전하며, 역상분 자속은 존재하지 않는다. 그렇기 때문에 DRFAO의 $-\omega$ 영역의 이득 및 위상 왜곡이 자속 추정 성능에 영향을 미치지 않는다. 하지만, 특수한 전동기 설계나 전동기의 고장 상황 등으로, 역상분 자속이 존재할 때 DRFAO를 사용하는 것은 적절하지 않을 수 있다.

4.3.3 시뮬레이션 및 실험 검증

제안하는 DRFAO의 성능을 검증하기 위해서 시뮬레이션 및 실험 검증을 수행하였다. MTPA 추종 성능 검증이 아닌, DRFAO의 자속 관측 성능만을 검증하기 위해 m 좌표계가 아닌 회전자 기준 좌표계에서 제어를 수행하였다. 표 3-1의 대상 전동기를 사용하였으며, 회전자 위치 정보를 얻기 위해 엔코더(Encoder)를 사용하였다. 스위칭 주파수(Switching frequency)는 10 kHz로 설정하였으며, 매 스위칭 주파수마다 한번 전류 측정 및 제어를 수행하는 싱글 샘플링(Single sampling) 조건에서 제안 자속 관측기를 검증하였다. 또한 제안하는 자속 관측기의 성능을 확인하기 위해, 기존의 DFAO1과 DFAO2도 함께 성능을 비교하였다.

4.3.3.1 시뮬레이션 검증

자속 추정기의 성능을 검증하기 위해 대상 전동기에 대한 시뮬레이션(Simulation) 검증을 수행하였다. 시뮬레이션에선 이상적인 IPMSM 모델(Model)이 아닌, 자기 포화 및 공간 고조파가 고려된 자속 기반 모델이 사용되었다. 시뮬레이션 시 사용한 소프트웨어(Software) 및 자세한 구성 환경은 7장에서 다룬다.

먼저, 과도 상황에서의 자속 추정 성능을 검증하기 위해 최대 토크 지령을 인가하는 시뮬레이션을 수행하였다. 이 때, 토크 지령의 변화율(Slew rate)은 10 pu/s로 설정하였다. DFAO1, DFAO2, DRFAO에서 모두 ζ 는 2로 설정하였다.

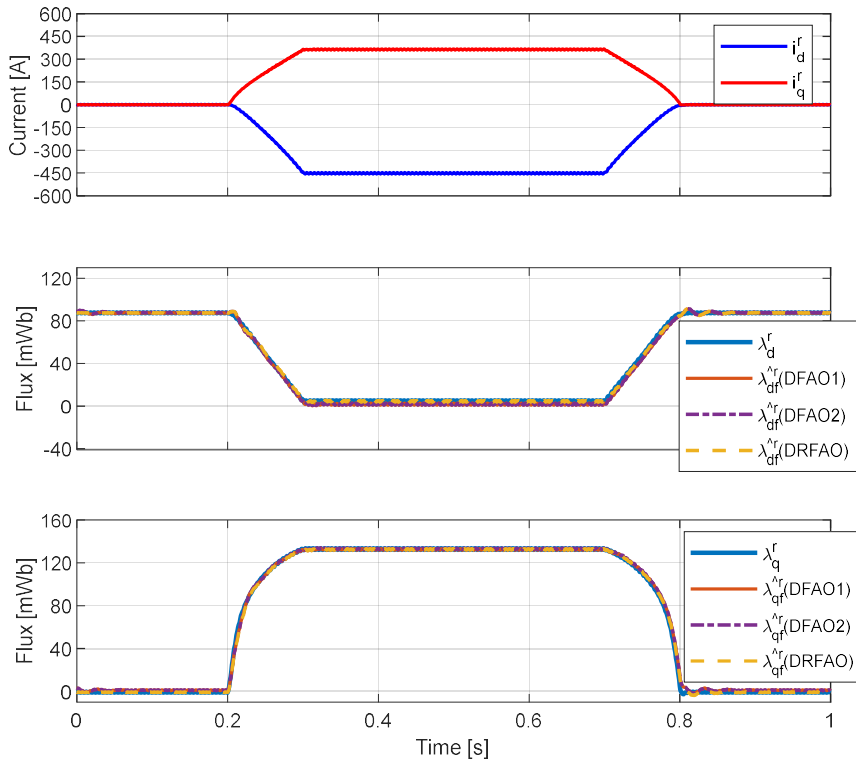


그림 4-19. 500 r/min에서의 자속 추정 성능 (시뮬레이션).

먼저, 저속 상황에서 자속 추정기들의 성능을 확인하기 위해 500 r/min에서의 자속 추정 파형을 계산하여 그림 4-19에 나타내었다. 자속 추정기의 구현 방법과 상관없이 실제 자속을 매우 잘 추정하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 과도 상황에서도 모든 자속 추정기가 매우 유사한 자속 추정 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

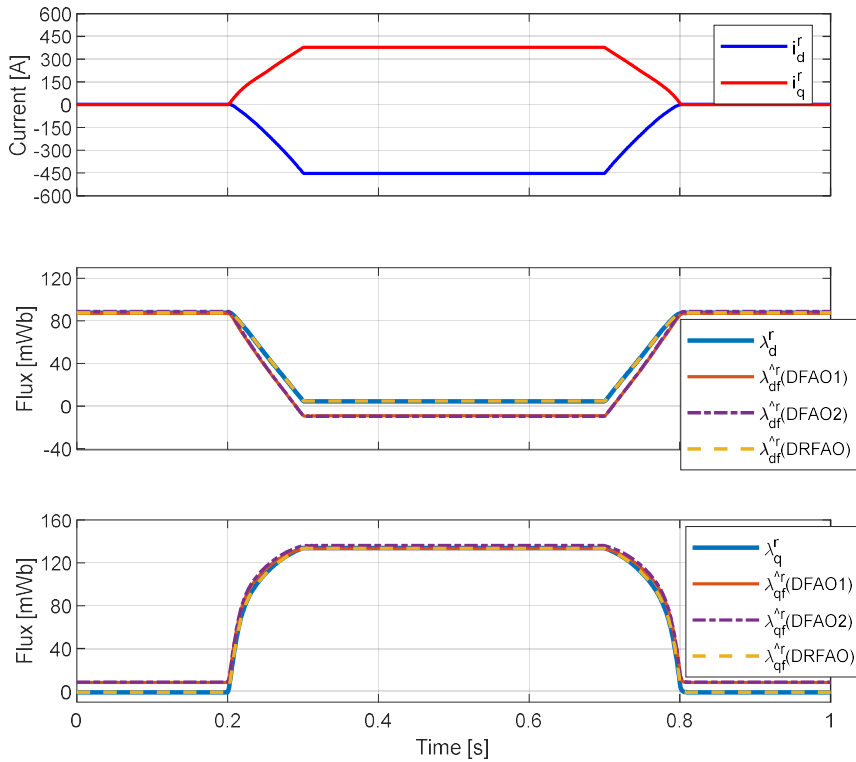


그림 4-20. 2500 r/min에서의 자속 추정 성능 (시뮬레이션).

반면, 그림 4-20은 속도를 2500 r/min으로 증가시켰을 때 자속 추정 성능을 나타낸다. 제안하는 DRFAO는 여전히 실제 자속을 잘 추정하지만, DFAO1과 DFAO2는 $\hat{\lambda}_{df}^r$ 과 $\hat{\lambda}_{qf}^r$ 에 상당한 오차가 발생하는 것을 확인할 수 있다.

한가지 특이할만한 점은 DFAO1과 DFAO2의 경우, 무부하 상황에서는 $\hat{\lambda}_{df}^r$ 이 속도에 따라서 거의 변하지 않고 일정하게 추정된다는 점이다. 반면, $\hat{\lambda}_{qf}^r$ 은 최대 토크 인가 시 거의 일정하게 유지되지만, 무부하 상황에서 상당한 오차가 발생하는 것을 관찰할 수 있다.

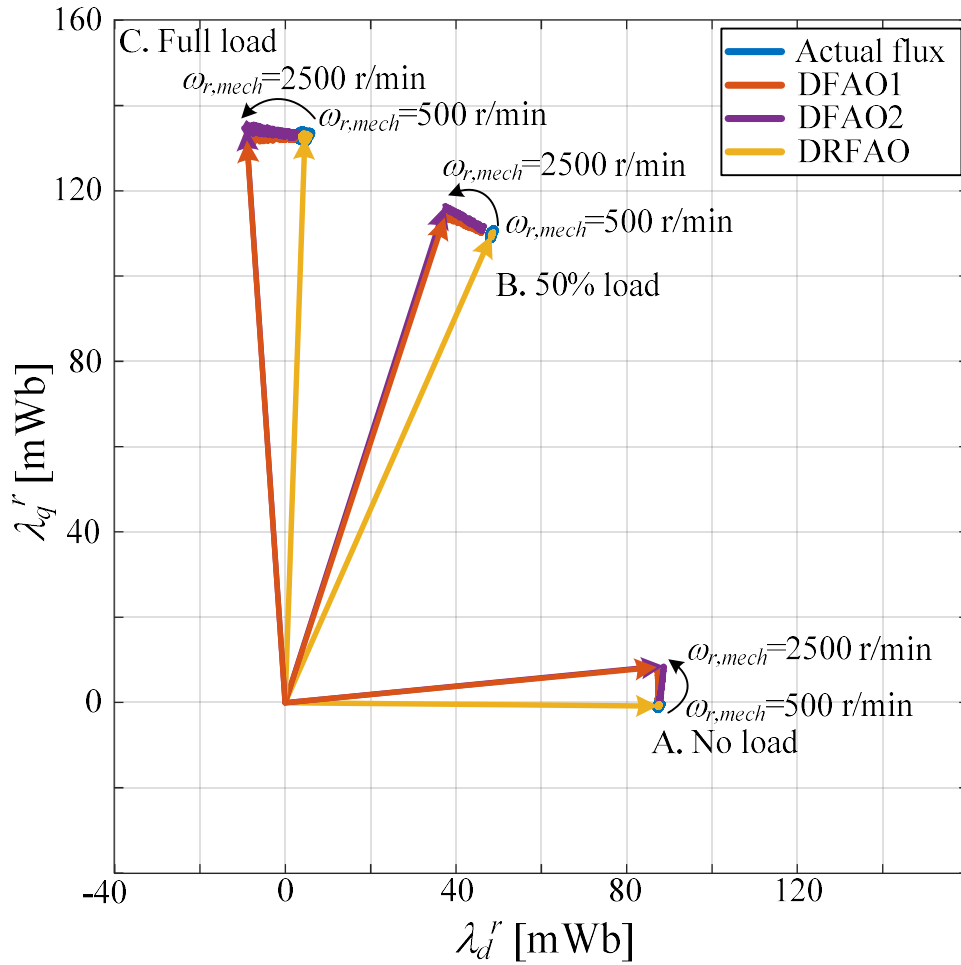


그림 4-21. 속도 변화 시 추정 자속의 변화 (시뮬레이션).

이는 그림 4-21의 리사주(Lissajous) 파형을 통해 이유를 분석할 수 있다. 그림 4-21은 무부하 상황과 최대 토크 및 50% 부하 인가 시 각 자속 관측기의 속도에 따른 추정 자속 벡터를 나타낸다. 그림 4-12와 그림 4-13에서 확인할 수 있듯이, DFAO1과 DFAO2는 고속에서 자속 추정에 상당한 위상 오차가 발생한다. 그림 4-21의 A 운전점에서 확인할 수 있듯이, 무부하 상황에서는 자속 벡터가 dr 축에 위치하므로, 위상 오차가 발생하더라도, $\hat{\lambda}_{df}^r$ 에는 그 영향이 미미하다. 반면, 부하가 증가할수록 $\hat{\lambda}_{df}^r$ 이 증가하게 되어 위상 오차가 $\hat{\lambda}_{df}^r$ 뿐만 아니라 $\hat{\lambda}_{qf}^r$ 에도 영향을 미친다. 최대 토크 인가 시에는 오히려 $\hat{\lambda}_{df}^r$ 이 거의 0에 가까워지며 자속 벡터가 qr 축에 위치하게 된다. 이 경우에는 자속

추정의 위상 오차가 $\hat{\lambda}_{af}$ 에 영향을 미치게 된다.

4.3.3.2 실험 검증

자속 추정기의 성능을 검증하기 위해 최대 토크 지령을 0.6초간 인가하는 실험을 진행하였다. 시뮬레이션과 달리 최대 토크 지령을 인가하기 전후, 축의 유격으로 인한 진동을 방지하기 위해 정격의 약 1.5%에 해당하는 5 Nm의 토크 지령을 인가하였다. 편의상, 본 절에서 5 Nm의 토크 인가 상황을 무부하 상황으로 지칭한다. 이외의 조건은 4.3.3.1절의 시뮬레이션 조건과 동일하게 설정하였다. 하지만 시뮬레이션에서와 달리 실험에서는 운전점에서의 실제 자속 정보를 얻을 수 없다. 그러므로, 실제 자속과의 비교 대신 다양한 속도에서의 디지털 시지연으로 인한 오차를 확인하기 위해 속도를 500, 1000, 1500, 2000, 2500 r/min으로 변화시키면서 동일한 실험을 반복하였다.

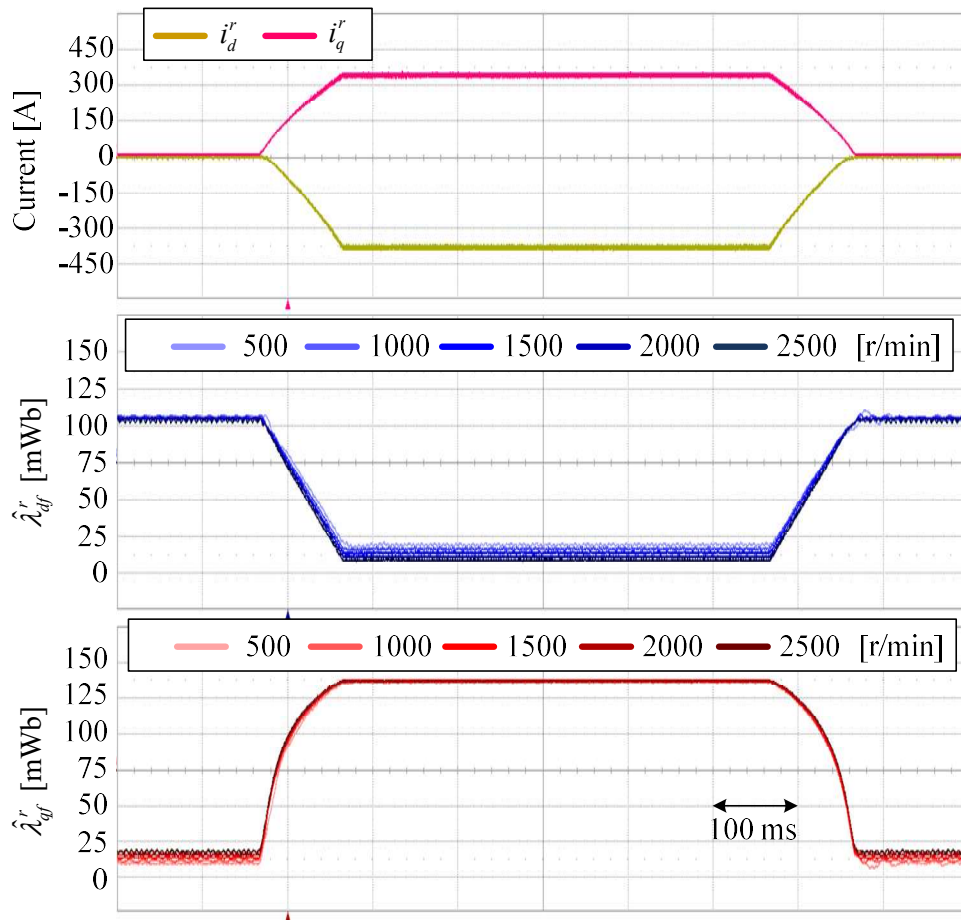


그림 4-22. DFAO1의 다양한 속도에서의 자속 추정 성능 (실험).

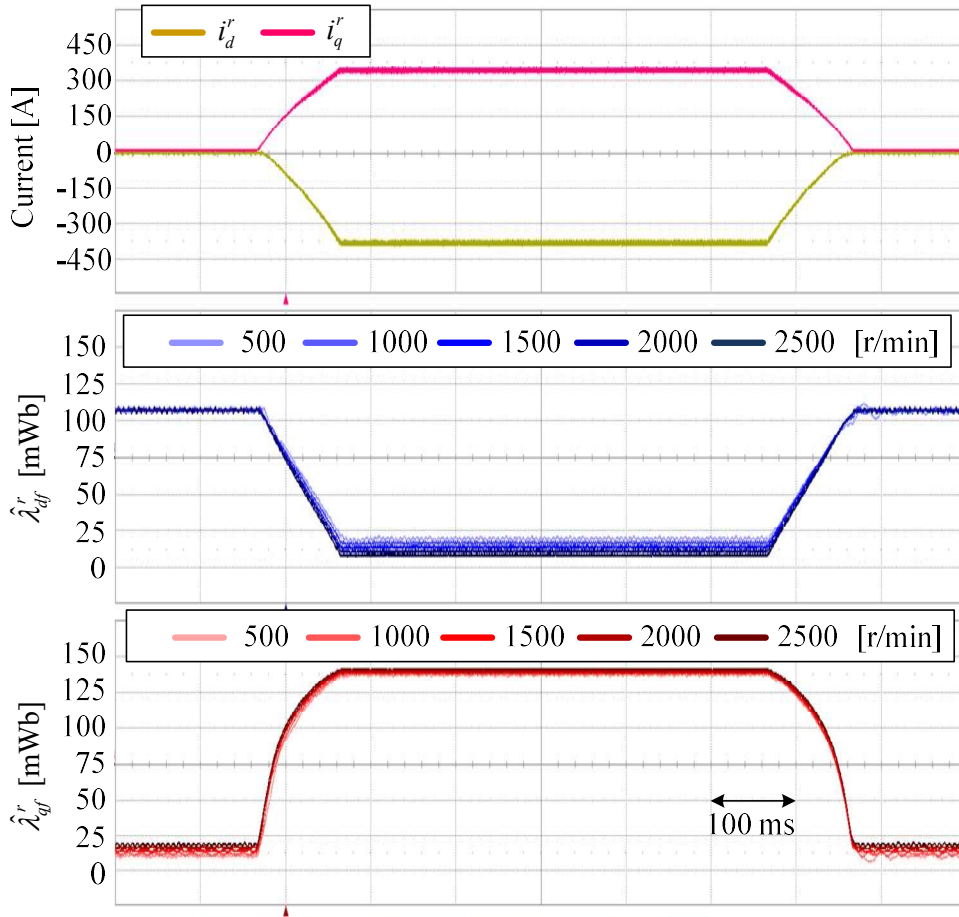


그림 4-23. DFAO2의 다양한 속도에서의 자속 추정 성능 (실험).

그림 4-22와 그림 4-23은 DFAO1과 DFAO2의 자속 추정 실험 결과를 나타낸다. DFAO1과 DFAO2 모두 속도가 증가함에 따라서 전류 지령은 동일하게 유지했음에도, 추정되는 자속이 변화하는 것을 알 수 있다.

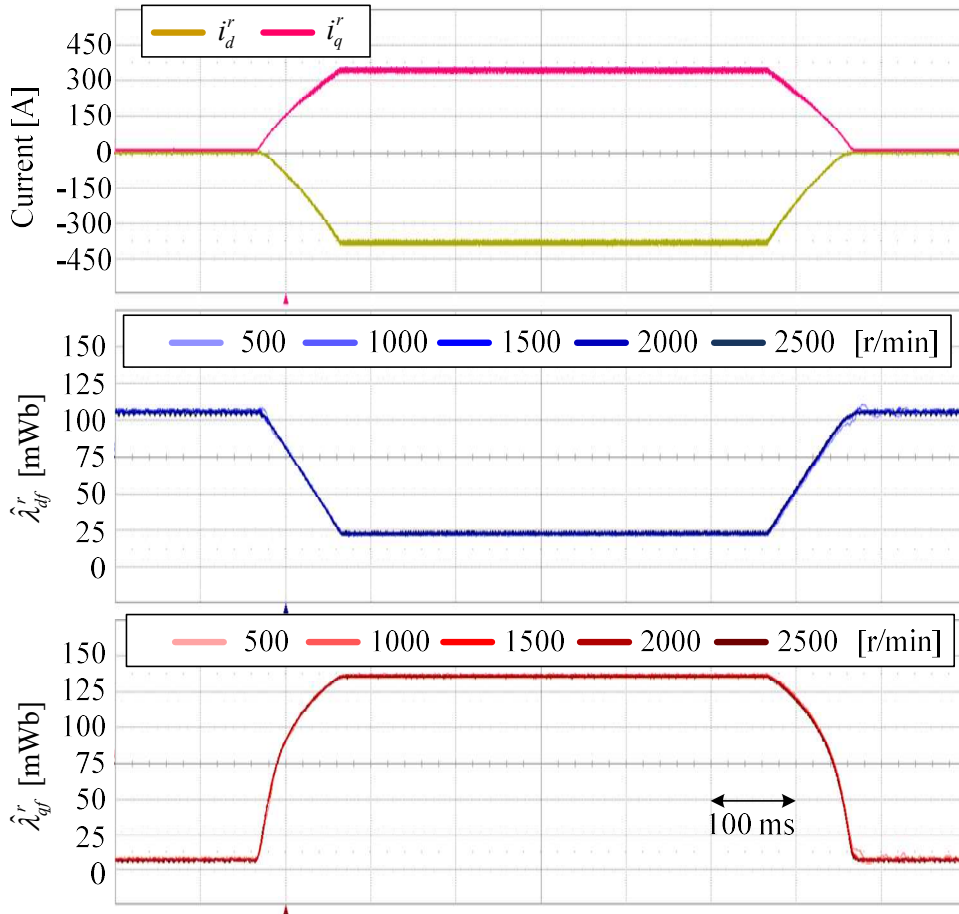


그림 4-24. 제안하는 DRFAO의 다양한 속도에서의 자속 추정 성능 (실험).

그림 4-24는 제안하는 DRFAO의 자속 추정 성능을 나타낸다. 기존의 DFAO1 및 DFAO2와 달리, 다양한 속도에서 동일한 자속이 추정되는 것을 알 수 있다. 또한, 토크 지령 변화 시, DFAO1 및 DFAO2와 매우 유사한 과도 자속 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 이는 제안하는 DRFAO가 실제 실험 조건에서도 정확한 고정자 자속을 추정할 수 있음을 보여준다.

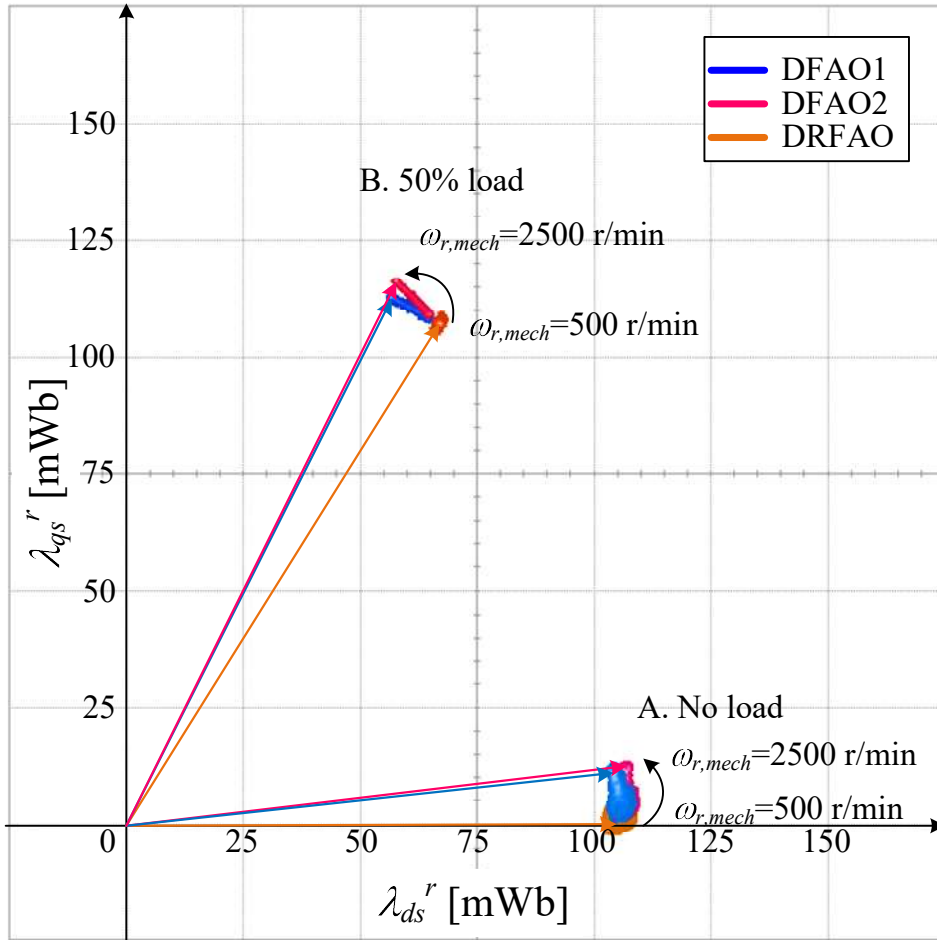


그림 4-25. 속도 변화 시 추정 자속의 변화 (실험).

그림 4-25는 무부하 상황과 최대 토크의 50% 부하 인가 시 각 자속 관측기의 속도에 따른 추정 자속 벡터를 나타낸다. 그림 4-12에서 분석한 바와 같이 DFAO1은 속도가 증가함에 따라 자속 추정에 위상 오차가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 그림 4-13에서 분석한 바와 같이 DFAO2는 고속에서 위상 오차 뿐만 아니라 크기 오차도 발생하는 것을 확인할 수 있다. 반면, 제안하는 DRFAO는 속도와 관계없이 일정한 자속을 추정하는 것을 확인할 수 있다.

4.3.4 추정 MTPA 좌표계 상에서의 구현

앞서, 4.3.2절에서는 주파수 적응 자속 추정기를 회전자 동기 좌표계에서 구성한 DRFAO를 제안하였다. 제안된 자속 추정기에서 중요한 점은 기본파 자속을 직류 신호로 볼 수 있는 동기 좌표계 상에서 자속 추정을 수행한다는 점이다. 그러므로, 회전자 기준 좌표계 뿐만 아니라 제안하는 MTPA 추종 제어가 수행되는 m 좌표계 상에서도 제안된 자속 추정기의 적용이 가능하다.

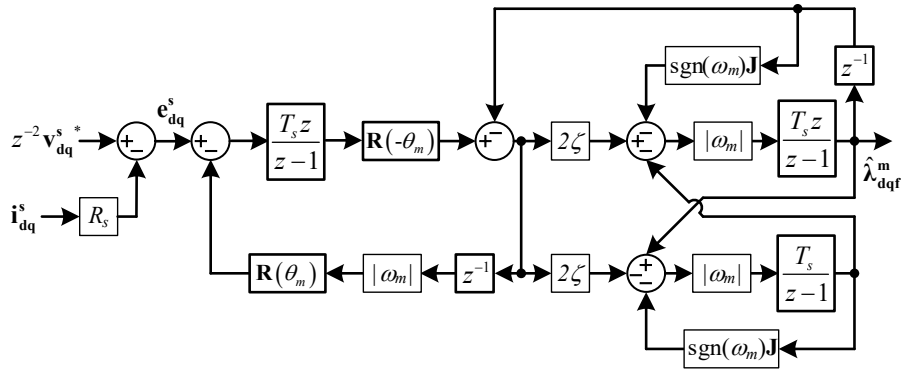


그림 4-26. m 좌표계 상에서의 DRFAO.

그림 4-26은 m 좌표계 상에서의 DRFAO 구현 블록도를 나타낸다. \mathbf{J} 는 복소 벡터의 j 에 대응되는 $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 행렬을 의미한다. 그림 4-16과 비교할 때 주목할만한 점은 회전자의 위치나 속도와 관련된 정보가 사용되지 않는다는 점이다. 회전자 기준 좌표계로의 회전 변환이 m 좌표계로의 회전 변환 $\mathbf{R}(\theta_m)$ 으로 대체되었으며, ω_r 은 m 좌표계의 회전 속도인 ω_m 으로 대체되었다. 그러므로, 제안된 DRFAO를 m 좌표계 상에서 구현할 때, 별도의 회전자 위치 추정기가 요구되지 않는다. 4.1절에서 소개했듯이, ω_m 정보는 4.4절에서 다룰 MTPA 운전점 추종 제어기에서 계산된다.

4.4 MTPA 운전점 추종 제어

4.2절에서 제안된 동적 인덕턴스 추정기와 4.3절에서 제안된 기본과 자속 추정기를 사용하면, 실시간으로 토크 및 MTPA 판별식 f 와 g' 의 계산이 가능하다. 실시간 센서리스 MTPA 운전을 수행하기 위해서는, 계산된 f 와 g' 를 기반으로 전류 운전점을 수정하여, 원하는 토크에 해당하는 MTPA 운전점을 추종하는 제어가 필요하다.

본 절에서는, m 좌표계의 각도와 전류 지령의 크기를 제어함으로써 MTPA 운전점을 추종하는 제어기에 대해서 논한다. 제안하는 MTPA 운전점 추종 제어기는 기존의 센서리스 운전과 달리, 회전자 위치 추정 과정이 존재하지 않는다. 대신, MTPA 판별식 g' 을 이용하여, 실시간으로 m 좌표계의 위치인 θ_m 를 제어하여 실제 전류 벡터가 MTPA 운전점 위에 있도록 제어한다.

먼저, 4.4.1절에서 제안하는 MTPA 추종 제어기의 구성에 대해 설명한다. 4.4.2절과 4.4.3절에서는 제안된 MTPA 추종 제어기의 이득 결정을 위한 f 와 g' 의 정규화에 대해 논한다. 이를 바탕으로, 4.4.4절에서 제안하는 MTPA 추종 제어기의 이득 결정 시 고려해야 할 사항에 대해 서술한다.

4.4.1 제안하는 MTPA 추종 제어기의 구성

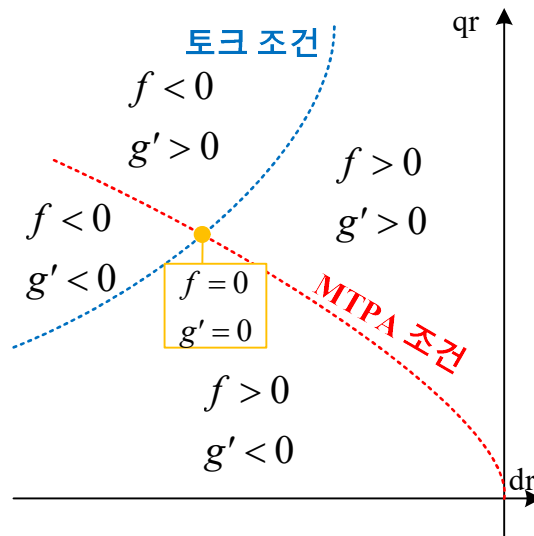


그림 4-27. 전류 운전점에 따른 f 와 g' 의 부호 (양 토크 지령).

임의의 양의 토크 지령 T_e^* 에 대해서, 운전 영역에 따른 f 와 g' 의 부호가 그림 4-27에 나타나 있다. 3.3절에서 살펴본 바와 같이, f 는 $T_e^*=T_e$ 를 만족하는 등토크 곡선상에서 0이 되며, 그 전후로 부호가 바뀌는 특성이 있다. g' 의 경우, MTPA 조건 상에서 0이 되며, 그 전후로 부호가 바뀐다. 이러한 f 와 g' 의 특성을 이용하여 전류 지령의 크기와 전류각을 조정하여 원하는 토크 조건과 MTPA 조건을 만족시킬 수 있다. m 좌표계 상에서 전류 지령의 크기는 i_q^{m*} 에 대응되며, 전류각은 m 좌표계의 위치인 θ_m 을 조정함으로써 제어 가능하다. f 의 부호에 따라 양수일 때는 i_q^{m*} 를 늘리고, 음수일 때는 i_q^{m*} 를 줄이면서, 동시에 g' 의 부호에 따라 양수일 때는 θ_m 을 늘리고, 음수일 때는 θ_m 을 줄이는 방식으로 조정하면 원하는 토크를 발생 시키는 MTPA 운전점에 도달할 수 있다.

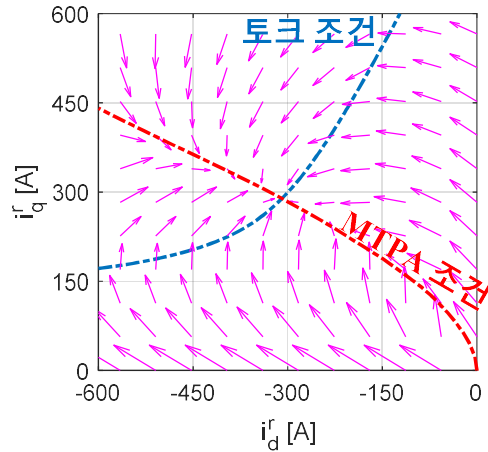


그림 4-28. f 와 g '의 부호에 따라 전류 조정 시 벡터도(Phase portrait).

타당성을 확인해보기 위해 f 와 g '의 부호에 따라 전류 크기와 전류 각을 제어했을 경우 운전점의 이동 경로를 벡터 장(Vector field)으로 표시하면 그림 4-28과 같다. 2사분면의 어떤 점에서도 항상 원하는 토크와 MTPA 조건을 만족하는 점으로 수렴함을 알 수 있다.

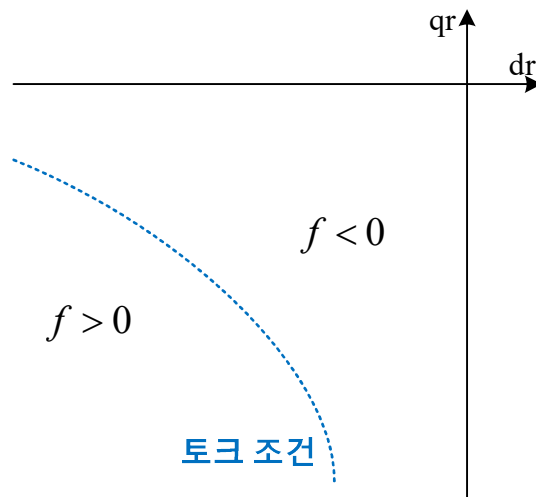


그림 4-29. 음의 토크 지령에 대한 f 의 부호.

하지만 T_e^* 가 음수일 때에는 문제가 간단하게 설명되지 않는다. 그림 4-29는 음의 T_e^* 에 대해서 f 의 부호를 나타낸다. $T_e^* > 0$ 에 대해선, 전류의 증감 방향과 f 의 부호가 일치했지만, $T_e^* < 0$ 일 때 전류의 크기가 증가해야 할 때 f 가 음수이고, 전류의 크기가 감소해야 할 때 f 가 양수인 문제점이 발생한다.

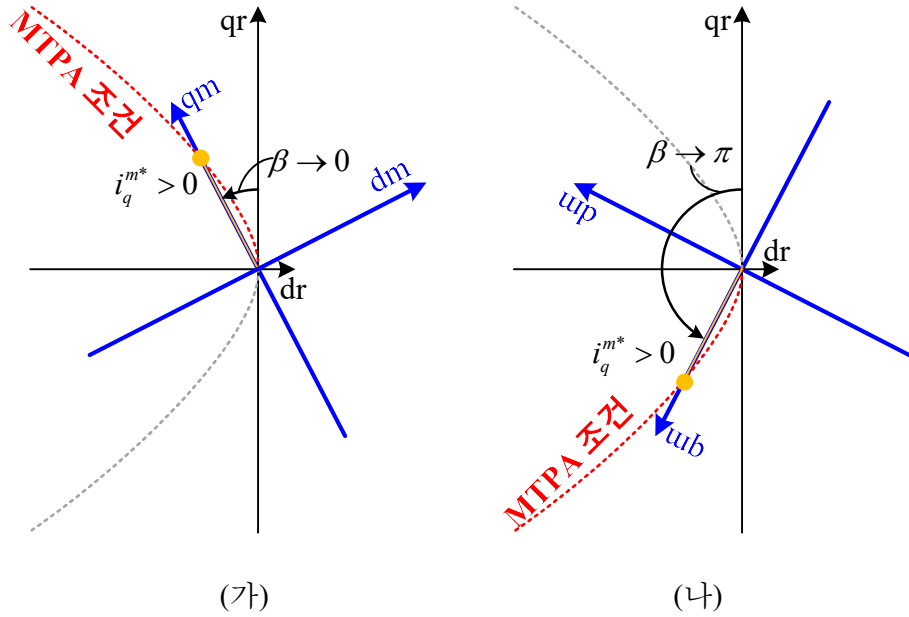


그림 4-30. 영전류 근처에서 토크 부호에 따른 전류각. (가) $T_e^* > 0$. (나) $T_e^* < 0$.

또 한가지 문제점은, 영 토크 근처에서 T_e^* 의 부호에 따른 전류각의 불연속성이다. 그림 4-30(가)와 (나)는 영전류 근처에서 T_e^* 의 부호에 따른 전류각을 보여준다. 두 가지 경우 모두 i_q^{m*} 는 양수로 고려하였다. 그림 4-30(가)에서 $T_e^* > 0$ 에 대해 전류각은 0보다 크고 90°보다 작다. 토크 지령이 작아질수록 전류각은 0으로 수렴한다. 하지만, 그림 4-30(나)에서 T_e^* 가 음으로 전환되는 순간 전류각이 180°로 전환됨을 알 수 있다. 이러한 T_e^* 의 부호에 따른 급격한 전류각의 변화는 g' 을 통한 θ_m 제어 시 제어기에 부담을 줄 수 있으며, 영전류 근처의 제어 성능을 크게 악화시킬 수 있다.

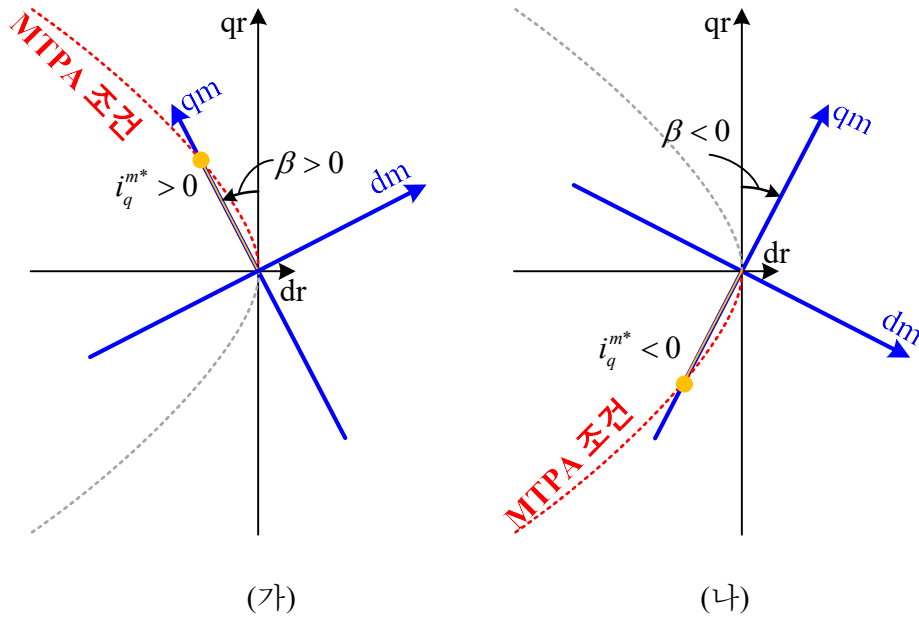


그림 4-31. 음의 i_q^{m*} 를 고려한 토크 부호에 따른 전류각.
 (가) $T_e^* > 0$. (나) $T_e^* < 0$.

본 논문에서는 i_q^{m*} 가 음의 값을 가질 수 있는 변수라고 가정하여 위의 문제점들을 해결한다. $T_e^* < 0$ 영역에서 i_q^{m*} 가 음수라고 가정하면 그림 4-31(가), (나)와 같이 나타낼 수 있다. 즉, 음의 T_e^* 에 대해서는 음의 전류각과 음의 전류 크기를 가진다고 정의할 수 있고, 이러한 정의에 따라 양토크에서 음토크로 전환 될 때 전류각은 양수에서 0을 지나 음의 값을 연속적으로 가지며, i_q^{m*} 역시 양수에서 0을 지나 음의 값을 연속적으로 가지게 된다.

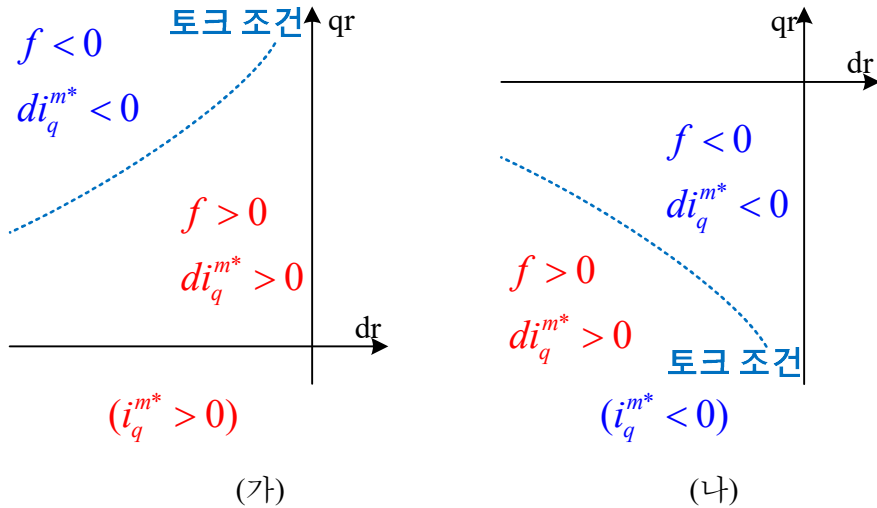
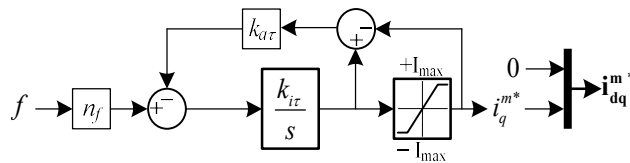
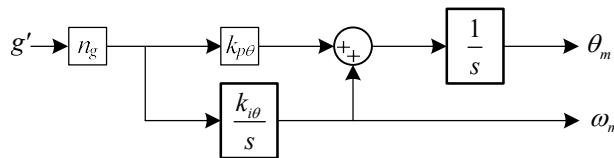


그림 4-32. f 의 부호와 i_q^{m*} 의 변화방향. (가) $T_e^* > 0$. (나) $T_e^* < 0$.

이 경우 f 의 부호와 i_q^{m*} 의 증감 방향 역시 음토크 영역에서도 일관되게 설명할 수 있다. 그림 4-32(가)와 (나)에 f 의 부호와 $T_e^* = T_e$ 를 만족하기 위한 전류의 증감 di_q^{m*} 가 나타나있다. T_e^* 의 부호와 상관없이 항상 f 와 di_q^{m*} 의 부호가 일치함을 알 수 있다.



(가)



(나)

그림 4-33. 제안하는 MTPA 운전점 추종 제어기의 블록도.

(가) i_q^{m*} 제어기. (나) θ_m 제어기.

이를 바탕으로, MTPA 운전점 추종 제어기를 설계할 수 있다. 그림 4-33(가)와 (나)는 제안하는 MTPA 운전점 추종 제어기의 블록도를 보여준다. 그림 4-33(가)는 제안하는 i_q^{m*} 제어기의 블록도이다. f 를

적분하여, i_q^{m*} 를 계산한다. 이때 n_f 는 운전점에 상관없이 균일한 수렴 속도를 위한 f 의 정규화 이득이며, $k_{i\tau}$ 는 수렴 대역폭을 결정하는 적분 이득이다. i_q^{m*} 는 최대 전류 제한인 I_{max} 를 넘으면 안되므로, I_{max} 와 $-I_{max}$ 로 적분기의 출력이 제한되며, 적분기의 와인드업(Windup) 현상을 방지하기 위해 안티 와인드업(Anti-windup) 제어를 위한 $k_{a\tau}$ 가 있음을 알 수 있다. m 좌표계의 정의상 i_d^{m*} 는 항상 0으로 유지된다.

그림 4-33(나)는 MTPA 추종을 위한 θ_m 제어기의 블록도를 보여준다. θ_m 제어기는 i_q^{m*} 제어기와 달리 PII 제어기(Proportional-integral-integral controller) 형태로 구성된다. 이는 i_q^{m*} 와 달리 전동기 회전 속도에 따라 정상 상태에서도 1차 함수 형태로 변화하는 MTPA 각 θ_{MTPA} 를 오차없이 추종하기 위함이다. θ_m 제어기에서 n_g 는 g' 에 대한 정규화 이득이며, $k_{p\theta}$ 와 $k_{i\theta}$ 는 각각 제어기 대역폭을 결정하는 비례 및 적분 이득이다. i_q^{m*} 와 달리 θ_m 은 회전 방향을 따라 지속적으로 증가하는 변수이므로, 별도의 안티 와인드업 제어기는 고려하지 않았다. 다만, θ_m 은 -180° 와 180° 가 구분되지 않는 각도의 물리량이므로, 적분 과정에서 변수의 오버플로(Overflow)를 막기 위해 적분 결과를 -180° 에서 180° 의 범위 안에서 계산하였다.

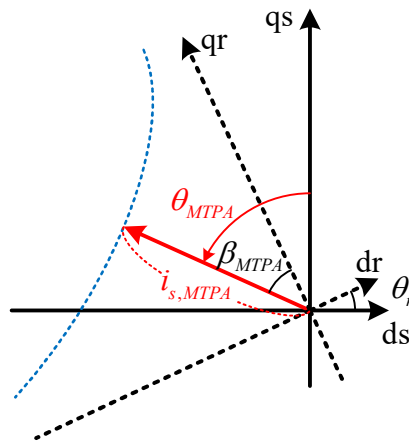


그림 4-34. $i_{s,MTPA}$, θ_{MTPA} 의 정의.

그림 4-34와 같이, 수렴해야하는 MTPA 운전점의 전류 크기를 $i_{s,MTPA}$, qs 축으로 부터의 전류각을 θ_{MTPA} 라 할 때, 정규화 이득 n_f , n_g 가 정확하게 설정되었다면, 다음과 같은 근사식이 성립할 것이다.

$$n_f f \approx \tilde{i}_s = i_{s,MTPA} - i_q^{m*}. \quad (4.57)$$

$$n_g g' \approx \tilde{\theta}_{MTPA} = \theta_{MTPA} - \theta_m. \quad (4.58)$$

$k_{i_s}, k_{p_\theta}, k_{i_\theta}$ 를 고려하면 i_q^{m*} 와 θ_m 은 다음과 같은 동특성을 지닌다.

$$i_q^{m*} = \frac{k_{i_r}}{s + k_{i_r}} i_{s,MTPA}. \quad (4.59)$$

$$\theta_m = \frac{k_{p_\theta} s + k_{i_\theta}}{s^2 + k_{p_\theta} s + k_{i_\theta}} \theta_{MTPA}. \quad (4.60)$$

그러므로, 요구되는 토크 제어의 대역폭을 ω_τ , MTPA 위치 추정의 고유 주파수(Natural frequency)를 ω_θ 라 할 때, $k_{i_r}, k_{p_\theta}, k_{i_\theta}$ 를 다음과 같이 설정할 수 있다.

$$k_{i_r} = \omega_\tau. \quad (4.61)$$

$$k_{p_\theta} = 2\zeta_\theta \omega_\theta. \quad (4.62)$$

$$k_{i_\theta} = \omega_\theta^2. \quad (4.63)$$

이 때, ζ_θ 는 2차 시스템의 감쇠 계수(Damping coefficient)이다.

4.4.2 전류 크기 제어기 입력의 정규화

앞 서, (4.61)-(4.63)의 이득 설정은 정확한 정규화 이득 n_f, n_g 를 필요로 한다. 본 절에서는 i_q^{m*} 제어기 입력의 정규화 이득 n_f 를 계산한다. 전류 운전점이 MTPA 운전점에 충분히 가까울 때, \tilde{i}_s 와 $\tilde{\theta}_{MTPA}$ 를 소신호 입력(Small-signal variable)으로 생각하여, f 를 근사할 수 있다. 그러므로, 식 (3.24)를 다음과 같이 소신호 모델(Small-signal model)로 표현할 수 있다.

$$f = \frac{2T_e^*}{3P} - \lambda_d^m i_q^m \approx \frac{\partial f}{\partial \tilde{i}_s} \tilde{i}_s + \frac{\partial f}{\partial \tilde{\theta}_{MTPA}} \tilde{\theta}_{MTPA}. \quad (4.64)$$

여기서, $\partial f / \partial \tilde{i}_s$ 와 $\partial f / \partial \tilde{\theta}_{MTPA}$ 는 T_e^* 의 변화를 무시할 때, 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\frac{\partial f}{\partial \tilde{i}_s} = -\frac{\partial f}{\partial i_q^{m*}}. \quad (4.65)$$

$$\frac{\partial f}{\partial \tilde{\theta}_{MTPA}} = -\frac{\partial f}{\partial \beta^*}. \quad (4.66)$$

이 중, f 와 i_s 의 비례관계를 나타내는 (4.65)는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial \tilde{i}_s} &= -\frac{\partial f}{\partial i_q^{m*}} = -\frac{\partial f}{\partial i_q^m} \\ &= \lambda_d^m + \frac{\partial \lambda_d^m}{\partial i_q^m} i_q^m \quad . \\ &= \lambda_d^m + L_{dqh}^m i_q^m \end{aligned} \quad (4.67)$$

그러므로, n_f 는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$n_f = \frac{1}{\partial f / \partial \tilde{i}_s} = \frac{1}{\lambda_d^m + L_{dqh}^m i_q^m} \quad (4.68)$$

n_f 의 계산에는 λ_d^m , L_{dqh}^m , i_q^m 총 세가지 정보가 필요하다. 이들은 각각 자속 추정기 출력인 $\hat{\lambda}_{df}^m$, 동적 인덕턴스 추정기 출력인 \hat{L}_{dqh}^m , 전류 지령인 i_q^{m*} 를 이용하여 실시간으로 계산될 수 있다.

한편, f 와 $\tilde{\theta}_{MTPA}$ 의 관계를 나타내는 (4.66)은 다음과 같이 계산된다.

$$\frac{\partial f}{\partial \tilde{\theta}_{MTPA}} = -\frac{\partial f}{\partial \beta^*} = \frac{2}{3p} \frac{\partial T_e}{\partial \beta^*} \quad (4.69)$$

이는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial \tilde{\theta}_{MTPA}} &= \frac{\partial}{\partial \beta^*} (\mathbf{i}_{dq}^r \mathbf{T} \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r) \\ &= g \quad . \\ &= i_q^m \lambda_q^m - L_{dh}^m i_q^{m2} \end{aligned} \quad (4.70)$$

자세한 풀이과정은 (3.13)과 동일한 수식이므로 생략하였다. 식 (4.70)을 살펴보면, $\partial f / \partial \tilde{\theta}_{MTPA}$ 는 MTPA 판별식인 g 와 동일함을 알 수 있다. 그러므로, MTPA 운전점 주변에서 $\partial f / \partial \tilde{\theta}_{MTPA}$ 는 다음과 같이 0으로 근사 가능하다.

$$\frac{\partial f}{\partial \tilde{\theta}_{MTPA}} \approx 0. \quad (4.71)$$

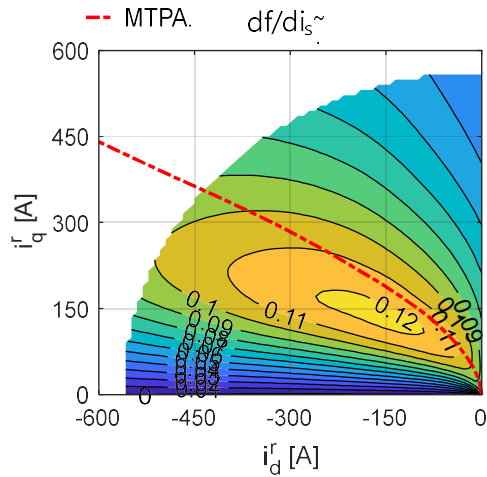


그림 4-35. 대상 전동기의 $\partial f/\partial i_s$.

그림 4-35는 대상 전동기의 $\partial f/\partial i_s$ 을 보여준다. MTPA 운전점 주변을 볼 때, 약 0.09에서 0.11 N·m/A 사이의 값을 지나는 것을 볼 수 있다. 이를 기반으로 n_f 를 계산해보면 다음과 같다.

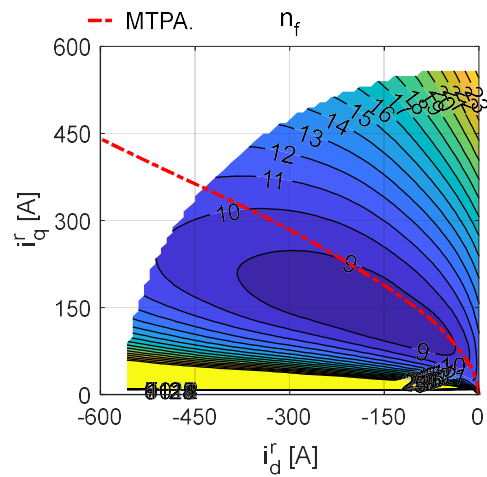


그림 4-36. 대상 전동기의 n_f .

그림 4-36에서 n_f 는 MTPA 운전점에서 약 9에서 11 A/(N·m) 정도의 값을 갖는 것을 알 수 있다.

4.4.3 m 좌표계 위치 제어기 입력의 정규화

본 절에서는 정규화 이득 n_g 의 설정을 위해 θ_m 제어기 입력인 g' 을 \tilde{i}_s 와 $\tilde{\theta}_{MTPA}$ 에 대한 소신호 모델로 분석한다. 앞 절에서와 마찬가지로, 전류 운전점이 MTPA 운전점에 충분히 가깝다고 가정하면 식 (3.27)을 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$g' = \lambda_q^m - L_{dh}^m i_q^m = \frac{\partial g'}{\partial \tilde{i}_s} \tilde{i}_s + \frac{\partial g'}{\partial \tilde{\theta}_{MTPA}} \tilde{\theta}_{MTPA}. \quad (4.72)$$

여기서, $\partial g' / \partial \tilde{i}_s$ 와 $\partial g' / \partial \tilde{\theta}_{MTPA}$ 는 T_e^* 의 변화를 무시할 때, 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\frac{\partial g'}{\partial \tilde{i}_s} = -\frac{\partial g'}{\partial i_q^{m*}}. \quad (4.73)$$

$$\frac{\partial g'}{\partial \tilde{\theta}_{MTPA}} = -\frac{\partial g'}{\partial \beta^*}. \quad (4.74)$$

먼저, (4.73)은 다음과 같이 계산된다.

$$\frac{\partial g'}{\partial \tilde{i}_s} = -\frac{\partial g'}{\partial i_q^{m*}} = -\frac{\partial g'}{\partial i_q^m} = L_{dh}^m - L_{qh}^m + \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial i_q^m} i_q^m. \quad (4.75)$$

식 (4.74)는 다음과 같이 계산된다.

$$\frac{\partial g'}{\partial \tilde{\theta}_{MTPA}} = -\frac{\partial g'}{\partial \beta^*} = -\frac{\partial \lambda_q^m}{\partial \beta^*} + \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*} i_q^m. \quad (4.76)$$

식 (4.76)에서, m 좌표계의 자속을 전류각으로 편미분 해야하는데, 이는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \lambda_q^m}{\partial \beta^*} &= \frac{\partial([0 \ 1] \mathbf{R}(-\beta^*) \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r)}{\partial \beta^*} \\ &= [0 \ 1] \left(\frac{\partial \mathbf{R}(-\beta^*)}{\partial \beta^*} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r + \mathbf{R}(-\beta^*) \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r}{\partial \beta} \right) \\ &= [0 \ 1] \left(-\mathbf{J} \mathbf{R}(-\beta^*) \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r + \mathbf{R}(-\beta^*) \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r}{\partial \mathbf{i}_{dq}^r} \frac{\partial \mathbf{i}_{dq}^r}{\partial \beta} \right). \quad (4.77) \\ &= [0 \ 1] (-\mathbf{J} \mathbf{R}(-\beta^*) \boldsymbol{\lambda}_{dq}^r + \mathbf{R}(-\beta^*) \mathbf{L}_h^r \mathbf{J} \mathbf{i}_{dq}^r) \\ &= [0 \ 1] (-\mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^m + \mathbf{L}_h^m \mathbf{J} \mathbf{i}_{dq}^m) \\ &= -\lambda_d^m - L_{dq}^m i_q^m \end{aligned}$$

그러므로, (4.76)은 다음과 같이 정리된다.

$$\frac{\partial g'}{\partial \tilde{\theta}_{MTPA}} = -\frac{\partial g'}{\partial \beta} = \lambda_d^m + L_{dqh}^m i_q^m + \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*} i_q^m. \quad (4.78)$$

그러므로, 이상적인 정규화 이득 $n_{g,ideal}$ 는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$n_{g,ideal} = \frac{1}{\partial g' / \partial \tilde{\theta}_{MTPA}} = \frac{1}{\lambda_d^m + L_{dqh}^m i_q^m + \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*} i_q^m}. \quad (4.79)$$

식 (4.79)를 살펴보면, λ_d^m , L_{dqh}^m , i_q^m 총 세가지 정보 이외에 L_{dh}^m 의 전류 지령각에 대한 미분 $\partial L_{dh}^m / \partial \beta^*$ 가 필요한 것을 알 수 있다. 하지만, 전류각에 따라 인덕턴스의 포화율은 일반화하기 쉽지 않으며, 실시간으로 추정되기에 어려운 값이다. 그러므로 (4.79)의 $n_{g,ideal}$ 을 적용하기 위해선 전류 운전점에 따른 $\partial L_{dh}^m / \partial \beta^*$ 를 미리 계산하거나 시험하여, 참조표로 구성해야 한다.

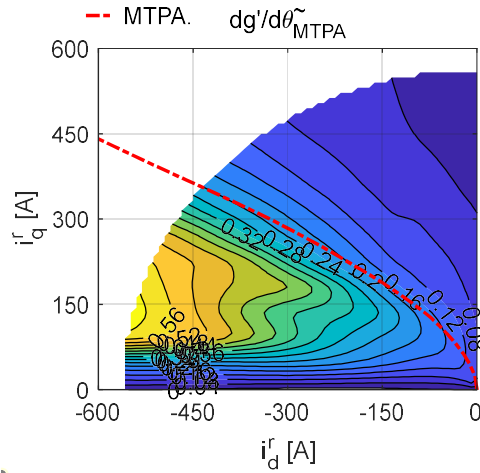


그림 4-37. 대상 전동기의 $\partial g' / \partial \tilde{\theta}_{MTPA}$.

대상 전동기는 MTPA 운전점 근처에서 $\partial L_{dh}^m / \partial \tilde{\theta}_{MTPA}$ 가 약 0.12 ~ 0.24 Wb/rad의 값을 갖는다. 또, $n_{g,ideal}$ 은 운전점에 따라 다음과 같이 나타난다.

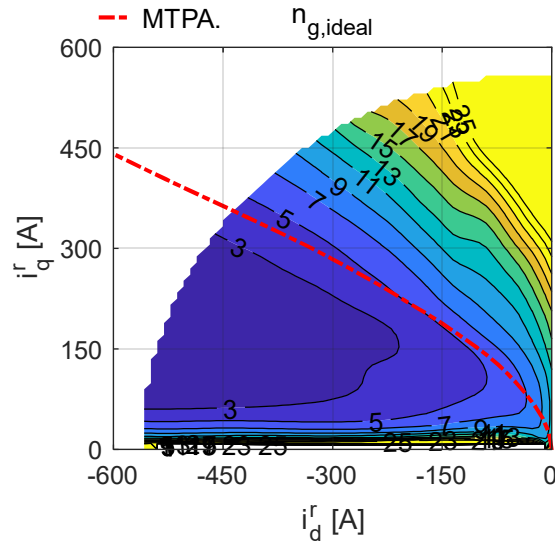


그림 4-38. 대상 전동기의 $n_{g,ideal}$.

대상 전동기에서 $n_{g,ideal}$ 은 약 4에서 9 rad/Wb의 값을 갖는다. $n_{g,ideal}$ 은 MTPA 운전점 제어기의 정확한 대역폭을 설정할 수 있다는 장점이 있지만, 모든 전동기에 대해서 사전 시험이 가능하진 않다. 또한, 정규화 이득에 어느 정도 오차가 있다 할지라도, 제어기의 동특성에만 영향이 있을 뿐, 정상 상태에서의 MTPA 운전점 추종 능력에는 변함이 없다. 그러므로, 제어기 동특성의 어느정도 변화를 허용할 경우, 다음과 같이 $\partial L_{dh}^m / \partial \beta$ 를 무시하고 정규화 이득을 설정할 수 있다.

$$n_{g,approx} = \frac{1}{\lambda_d^m + L_{dq}^m i_q^m} = n_f \quad (4.80)$$

$n_{g,approx}$ 는 앞 절의 n_f 와 동일한 값을 갖는다. $n_{g,approx}$ 가 실용적이기 위해선 $n_{g,ideal}$ 과 같은 부호를 가지고, 값의 범위가 과도하게 다르지 않아야 한다. 이를 확인하기 위해서 $n_{g,ideal}$ 와 $n_{g,approx}$ 의 비율을 도식한 결과가 그림 4-39에 나타나 있다. 저전류 구간에서는 그 비(Ratio)가 0.9배 정도로 두 이득이 비슷한 값을 가지며, 최대 전류 근처에서는 그 비가 절반 정도로 적어지는 것을 알 수 있다. 그러므로, $n_{g,approx}$ 정규화 이득을 사용할 경우, 실제 MTPA 추정 대역폭이 의도한 대역폭과 어느정도 달라질 수 있음에 유의해야 한다.

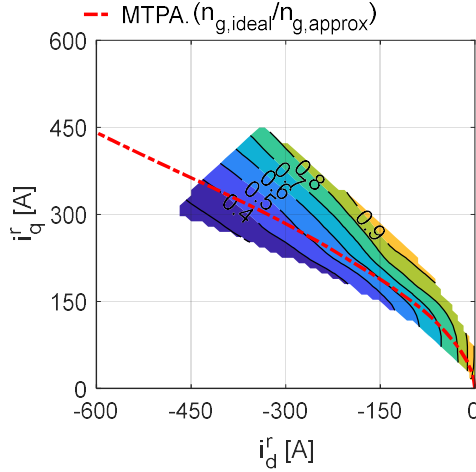


그림 4-39. 대상 전동기의 $n_{g,ideal}/n_{g,Approx}$.

4.4.4 제어기 이득 결정을 위한 고려사항

앞 절에서 살펴 보았듯이, 제안하는 MTPA 추종 제어는 f 를 통해 전류 크기를 제어하고, g' 을 통해 m 좌표계 위치를 제어한다. f 의 경우엔 MTPA 운전점 근처에서 $\partial f / \partial \tilde{\theta}_{MTPA}$ 가 0으로 수렴하기 때문에 f 는 \tilde{i}_s 에만 관계된 함수임이 명확하다. 하지만 g' 의 경우엔 (4.72)에서 보였듯이, $\tilde{\theta}_{MTPA}$ 와 \tilde{i}_s 에 함께 관련되어있는 함수이다. 제안하는 MTPA 추종 제어기는 g' 에서 \tilde{i}_s 의 영향을 별도로 디커플(decouple) 하지않고 $\tilde{\theta}_{MTPA}$ 을 계산하므로, g' 에 포함된 \tilde{i}_s 의 영향을 분석할 필요가 있다.

제안하는 MTPA 제어기를 다음과 같은 수식으로 표현할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_s \\ \tilde{\theta}_{MTPA} \\ \xi \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \omega_\tau & 0 & 0 \\ 0 & 2\zeta_\theta \omega_\theta & 1 \\ 0 & \omega_\theta^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_f \cdot f \\ n_g \cdot g' \\ \xi \end{bmatrix}. \quad (4.81)$$

식 (4.81)에서 ξ 는 PII의 적분 이득을 표현하기 위한 매개 변수로서, $\xi = \int \omega_\theta^2 n_g g' dt$ 이다. 식 (4.72)를 고려하면 다음과 같이 수식을 다시 쓸 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_s \\ \tilde{\theta}_{MTPA} \\ \xi \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \omega_\tau & 0 & 0 \\ 0 & 2\zeta_\theta \omega_\theta & 1 \\ 0 & \omega_\theta^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ n_g \frac{\partial g'}{\partial \tilde{i}_s} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_s \\ \tilde{\theta}_{MTPA} \\ \xi \end{bmatrix}. \quad (4.82)$$

식 (4.82)는 다음과 같이 정리하여 표현할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_s \\ \tilde{\theta}_{MTPA} \\ \tilde{\xi} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \omega_r & 0 & 0 \\ d_{21} & 2\zeta_\theta \omega_\theta & 1 \\ d_{31} & \omega_\theta^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_s \\ \tilde{\theta}_{MTPA} \\ \tilde{\xi} \end{bmatrix}. \quad (4.83)$$

여기서

$$d_{21} = 2\zeta_\theta \omega_\theta n_g \frac{\partial g'}{\partial \tilde{i}_s}. \quad (4.84)$$

$$d_{31} = \omega_\theta^2 n_g \frac{\partial g'}{\partial \tilde{i}_s}. \quad (4.85)$$

식 (4.83)의 안정도를 평가하기 위해 시스템 행렬(System matrix)의 특성식(Characteristic function)을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} 0 &= \det \left(sI_{3 \times 3} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ d_{21} & 2\zeta_\theta \omega_\theta & 1 \\ d_{31} & \omega_\theta^2 & 0 \end{bmatrix} \right) \\ &= (s + \omega_r)(s^2 + 2\zeta_\theta \omega_\theta + \omega_\theta^2) \end{aligned} \quad (4.86)$$

식 (4.86)은 d_{21} , d_{31} 에 무관하므로, $\partial g' / \partial \tilde{i}_s$ 가 MTPA 추종 제어기의 극의 위치에 영향을 미치지 않는다는 것을 알 수 있다. 다시 말해서, g' 에서 \tilde{i}_s 의 영향을 별도로 디커플하지 않더라도, 제어기의 안정도에는 영향을 미치지 않는다는 것을 알 수 있다.

제 5장 신호 주입을 통한 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전

4장에서는 저속 관측 및 동적 인덕턴스 추정을 통한 센서리스 MTPA 추종 운전에 대해서 제안하였다. 하지만, 4장의 센서리스 MTPA 추종 운전은 고정자 전압 정보를 이용하여 저속 관측을 수행하기 때문에, 고정자 전압 정보가 부정확한 저속 영역에서는 적용이 어렵다는 단점이 있다. 그러므로, 본 장에서는 저속 관측을 수행하지 않는 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전에 대해서 제안한다.

제안하는 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전은 출력 전압의 기본파 성분 정보를 이용하지 않으며, m 좌표계에서 기울어진 고주파 전압 주입 시 q_m 축 고주파 전류 응답을 통해 MTPA 운전점 대비 현재 운전점의 위치를 식별한다. 즉, q_m 축 고주파 전류를 0으로 수렴시키는 제어기를 통해 MTPA 운전점을 추종한다. 이는 기울어진 고주파 전압을 주입한다는 점을 제외하면, 기존의 돌극성을 이용한 신호 주입 센서리스 운전과 유사하다.

제안하는 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전이 일반적인 IPMSM에 적용 가능함을 보이기 위해서는, 제안하는 방법으로 제어를 수행할 때 MTPA 추종 운전의 수렴성이 보장 되어야 한다. 제안 방법의 수렴성을 분석하기 위해서 본 장에서는 먼저 자기 포화가 고려되지 않은 이상적인 IPMSM에서의 수렴성을 분석한다. 나아가, 자기 포화를 고려한 IPMSM에서 제안 방법이 수렴하기 위한 충분 조건들을 제시한다. 본 장에서 제안하는 수렴성을 보장하기 위한 충분 조건들은 일반적인 철심의 포화 특성으로부터 연역 가능한 조건들이며, 대상 전동기도 제시된 충분 조건들을 만족한다.

한편, 제안하는 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전을 수행하기 위해선, m 좌표계에서의 고주파 전압 주입 벡터의 방향을 알고 있어야 한다. 본 장에선 고주파 전압 주입 벡터를 결정하기 위해, 사전 시험을

통한 참조표 제작 방법과 중고속 운전 시 실시간 참조표 갱신 알고리즘을 제안한다. 제안하는 참조표 제작 방법은 회전자의 위치 정보를 필요로 하지 않으며, 센서리스 운전 상태에서 참조표를 제작할 수 있다는 특징이 있다. 또한, 중고속 운전 시 참조표를 실시간으로 갱신함으로써, 사전 시험이 불가능한 경우나, 전동기 및 구동 시스템의 제작 공차 및 경년 변화에도 대응할 수 있다.

5.1 제안하는 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전 알고리즘의 구성

제안하는 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전 알고리즘은 중고속 영역의 자속 추정기 대신 전류 크기 i_s 로부터 dm 축 자속을 출력하는 자속 참조표와 m 좌표계 교차 결합 인덕턴스 L_{dqh}^m 과 dm 축 동적 인덕턴스 L_{dh}^m 의 비율인 r_L 을 출력하는 참조표가 추가된다.

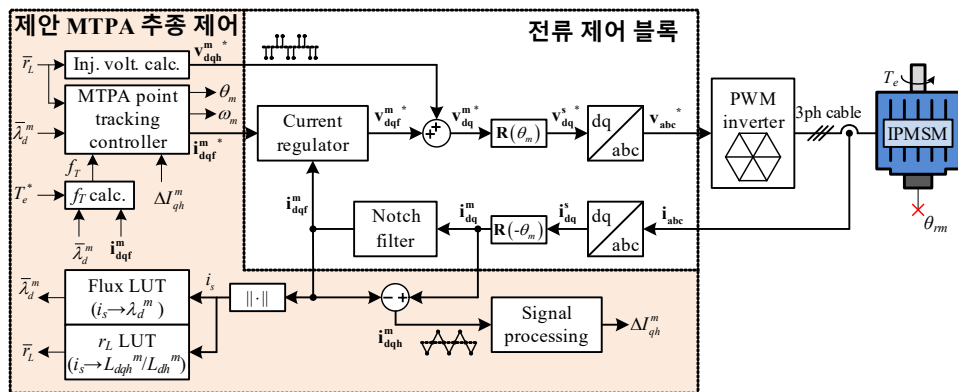


그림 5-1. 제안하는 저속 영역 알고리즘의 블록도.

그림 5-1은 제안하는 저속 영역 센서리스 MTPA 운전점 추종 알고리즘의 블록도를 나타낸다. 이해를 돕기 위해, 그림 5-1에 포함된 약어들을 표 5-1에 정리하였다. 앞서 중고속 영역 알고리즘의 블록도인 그림 4-1과 겹치는 약어는 생략하였다.

표 5-1. 기호 및 약어 정리(그림 5-1).

기호	뜻	기호	뜻
\bar{r}_L	m 좌표계 교차 결합 인덕턴스와 dm 축 인덕턴스의 비 (= L_{dqh}^m/L_{dh}^m)	\bar{x}	참조표에서 출력된 변수 'x'
$\bar{\lambda}_d^m$	참조표에서 출력된 dm 축 자속	i_s	전류 크기
f_T	$\bar{\lambda}_d^m$ 을 기반으로 계산한 토크 판별식		

저속 영역에서 사용되는 MTPA 운전점 추종 제어기는 중고속 영역에서의 추종 제어기와 동일하다. 다만, 추종 제어기의 입력이 f 와 g' 에서 f_T 와 ΔI_{qh}^m 로 변경되었다. 저속 영역의 토크 판별식인 f_T 는 (3.24)의 기존 f 와 동일한 수식으로 계산되지만, 자속 추정기의 출력이었던 $\hat{\lambda}_d^m$ 대신 참조표의 출력인 $\bar{\lambda}_d^m$ 을 기반으로 다음과 같이 계산된다.

$$f_T = \frac{2}{3p} T_e^* - \bar{\lambda}_d^m i_q^m. \quad (5.1)$$

저속 영역에서의 MTPA 위치 추종 제어는 qm 축 고주파 전류의 맥동 크기인 ΔI_{qh}^m 을 0으로 수렴시킴으로써 수행된다. 또한, qm 축 전류 맥동을 능동적으로 상쇄시켰던 중고속 영역에서의 qm 축 고주파 전압 V_{qh}^{m*} 와 달리, 저속 영역에서의 V_{qh}^{m*} 은 다음과 같이 \bar{r}_L 을 이용하여 계산된다.

$$V_{qh}^{m*} = \bar{r}_L \cdot V_{dh}^{m*}. \quad (5.2)$$

제안하는 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 제어를 구현하기 위해선 다음과 같은 두 개의 1차원 참조표가 필요하다.

$$\text{LUT}_\lambda : \bar{\lambda}_d^m(i_s) = \left\{ \lambda_d^m(\mathbf{i}_{dq}^m) \mid \theta_m = \theta_{MTPA}(\mathbf{i}_{dq}^m) \text{ and } i_q^m = i_s \right\}. \quad (5.3)$$

$$\text{LUT}_L : \bar{r}_L(i_s) = \left\{ \frac{L_{dqh}^m(\mathbf{i}_{dq}^m)}{L_{dh}^m(\mathbf{i}_{dq}^m)} \mid \theta_m = \theta_{MTPA}(\mathbf{i}_{dq}^m) \text{ and } i_q^m = i_s \right\}. \quad (5.4)$$

LUT_λ 와 LUT_L 모두 입력은 전류 크기이며, MTPA 곡선 위에서 해당 전류 크기에 해당하는 λ_d^m 과 r_L 을 출력하는 참조표이다. 다만, 음토크 영역에 대응하기 위해서 4.4.1절과 마찬가지로 참조표의 입력인 i_s 는 음토크 영역에서는 음의 전류 크기를 갖는다고 설정하였다. LUT_λ 와 LUT_L 의 구성을 위한 시험 방법은 5.4절에서 살펴본다.

한편, 제안하는 저속 영역 알고리즘에서 사용되는 참조표가 마이크로 프로세서의 메모리(Memory) 자원을 과도하게 사용한다는 우려가 있을 수 있다. 하지만, 회전자의 위치를 정확히 알고있는 기존의 MTPA 제어를 위해서도 토크 지령으로부터 d 축과 q 축 전류 지령을 출력하는 다음과 같은 두개의 1차원 참조표가 필요하다.

$$LUT_{id} : \bar{i}_d^r(T_e^*) = \{i_d^r \mid \mathbf{i}_{dq}^r \in MTPA \text{ and } T_e(\mathbf{i}_{dq}^r) = T_e^*\}. \quad (5.5)$$

$$LUT_{iq} : \bar{i}_q^r(T_e^*) = \{i_q^r \mid \mathbf{i}_{dq}^r \in MTPA \text{ and } T_e(\mathbf{i}_{dq}^r) = T_e^*\}. \quad (5.6)$$

그러므로, 제안하는 저속 영역의 알고리즘의 구현에서 필요로 하는 메모리 공간은 기존의 위치 센서를 사용한 참조표 기반의 MTPA 운전과 비교하여 증가하지 않는다는 것을 알 수 있다.

5.2 제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전의 동작 원리

본 절에서는 5.1절에서 서술한 제안하는 저속영역 센서리스 MTPA 추종 운전이 동작하는 원리에 대해서 살펴본다.

5.2.1 f_T 를 이용한 토크 추정 및 제어

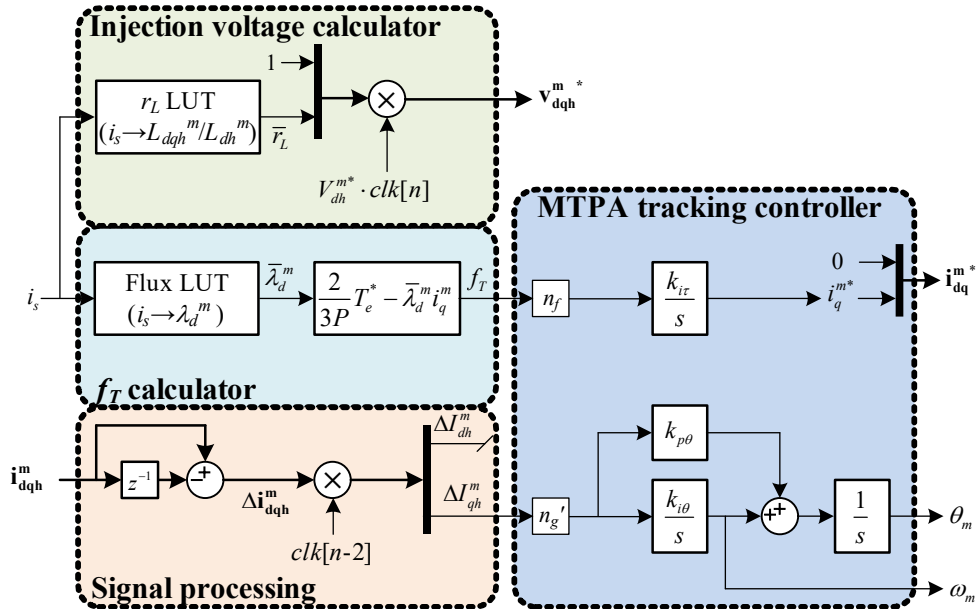


그림 5-2. 제안하는 저속 영역 알고리즘의 상세 블록도.

이해를 돕기 위해 그림 5-1에서 제안하는 알고리즘만을 분리하여 자세히 나타내면 그림 5-2와 같다. 이 중, 출력 토크를 제어하는 f_T 에 관해서 살펴보면, 식 (5.1)에서 필요한 정보는 T_e^* , $\bar{\lambda}_d^m$, i_q^m 이다. $\bar{\lambda}_d^m$ 은 출력 전류의 크기로부터 계산되는 값이며, m 좌표계의 정의 상 i_q^m 은 출력 전류의 크기를 의미한다. 그러므로, (5.1)에서 f_T 를 계산할 경우, 전류각 β 의 변화를 반영하지 못하며, 전류 크기에 대해서만 f_T 가 변화한다는 것을 알 수 있다.

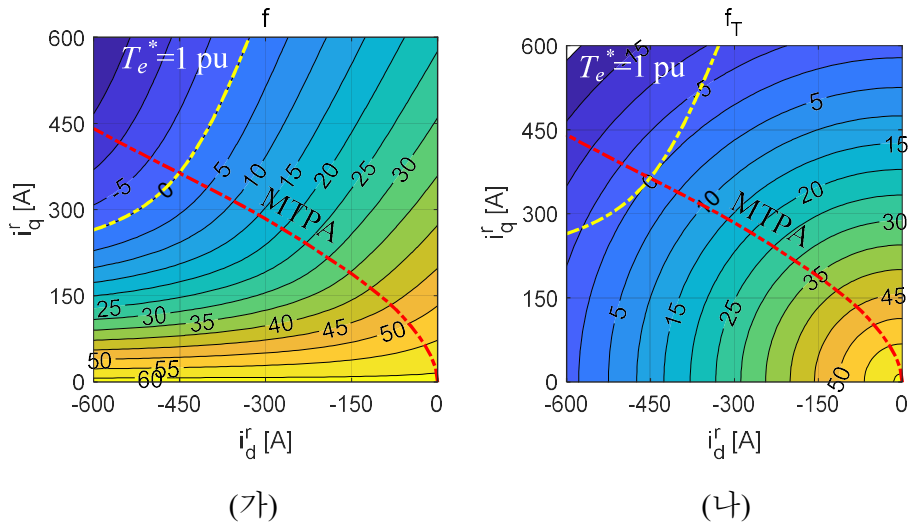


그림 5-3. 대상 전동기의 (가) f 및 (나) f_T .

이와 같은 차이는 대상 전동기에 대해서 f 와 f_T 의 회전자 기준 전류 평면에서의 분포를 통해 확인 할 수 있다. 그림 5-3(가)는 대상 전동기에 대해서 3장에서 살펴본 f 를 도시한 결과이며, 그림 5-3(나)는 f_T 를 나타낸 결과이다. f 는 T_e^* 에 대한 등토크 곡선 상에서 모두 0이 되기 때문에 MTPA 운전과 상관없이 $f=0$ 이라면 T_e 가 T_e^* 로 잘 제어 되고 있음을 의미한다.

하지만 MTPA 곡선에서 벗어난 운전점에서는 f_T 는 토크 제어 상황을 반영하지 못하며, 전류각이 변화하더라도 f_T 는 동일한 값을 가진다. 다만, f 는 MTPA 곡선 상의 자속을 기준으로한 참조표로 계산되기 때문에, MTPA 곡선 상에서 $T_e=T_e^*$ 가 될 때 f_T 는 0으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 그러므로, 만약 운전점이 MTPA 곡선 상에 있다면, f_T 를 이용하더라도 출력 토크 제어가 가능하다.

5.2.2 ΔI_{qh}^m 을 이용한 MTPA 위치 추종

제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전은 m 좌표계에서 기울어진 맥동 전압을 인가할 때 나타나는 q_m 축 전류 맥동 성분을 통해 MTPA 위치를 추종한다. 식 (5.2)의 주입하는 고주파 전압은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

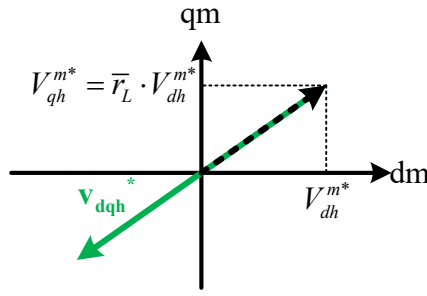


그림 5-4. 제안하는 저속영역 고주파 주입 전압의 벡터도.

$$\begin{bmatrix} V_{dh}^{m*} \\ V_{qh}^{m*} \end{bmatrix} = V_{dh}^{m*} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{L_{dqh,MTPA}^m}{L_{dh,MTPA}^m} \end{bmatrix}. \quad (5.7)$$

여기서, $L_{dqh,MTPA}^m$ 와 $L_{dh,MTPA}^m$ 는 MTPA 운전점에서의 교차 결합 인덕턴스와 dm 축 동적 인덕턴스를 의미한다. 식 (5.7)을 (4.24)와 비교해보면, (5.7)의 전압 주입이 4장의 중고속 영역의 정상 상태 전압 주입과 같음을 알 수 있다. 그림 5-4는 (5.7)의 전압 주입의 벡터도를 나타낸다.

식 (4.6)으로부터 (5.7)의 전압 주입에 의해 나타나는 고주파 전류 맥동을 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta I_{dh}^m \\ \Delta I_{qh}^m \end{bmatrix} &= \frac{T_s}{\det(\mathbf{L}_h^m)} \begin{bmatrix} L_{qh}^m & -L_{dqh}^m \\ -L_{dqh}^m & L_{dh}^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dh}^{m*} \\ V_{qh}^{m*} \end{bmatrix} \\ &= \frac{T_s \cdot V_{dh}^{m*}}{\det(\mathbf{L}_h^m) L_{dh,MTPA}^m} \begin{bmatrix} L_{qh}^m & -L_{dqh}^m \\ -L_{dqh}^m & L_{dh}^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{dh,MTPA}^m \\ L_{dqh,MTPA}^m \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.8)$$

따라서, qm 축 전류 맥동의 크기인 ΔI_{qh}^m 은 다음과 같이 계산된다.

$$\Delta I_{qh}^m = \frac{T_s \cdot V_{dh}^{m*}}{\det(\mathbf{L}_h^m) L_{dh,MTPA}^m} (L_{dh}^m \cdot L_{dqh,MTPA}^m - L_{dqh}^m \cdot L_{dh,MTPA}^m). \quad (5.9)$$

ΔI_{qh}^m 은, 운전점에 따라 \mathbf{L}_h^m 이 변화하기때문에, 운전점에 따라서 다른 값을 갖는다는 것을 알 수 있다. 특히, 실제 운전점이 MTPA 곡선위에 있다고 가정하면, 다음 수식이 성립한다.

$$L_{dh}^m = L_{dh,MTPA}^m. \quad (5.10)$$

$$L_{dqh}^m = L_{dqh,MTPA}^m. \quad (5.11)$$

그러므로, MTPA 운전점 위에서는 다음과 같이 ΔI_{qh}^m 이 0으로 수렴함을 알 수 있다.

$$\Delta I_{qh}^m = \frac{T_s \cdot V_{dh}^{m*} [n-2]}{\det(\mathbf{L}_h^m) L_{dh, MTPA}^m} (L_{dh, MTPA}^m \cdot L_{dqh, MTPA}^m - L_{dqh, MTPA}^m \cdot L_{dh, MTPA}^m) = 0. \quad (5.12)$$

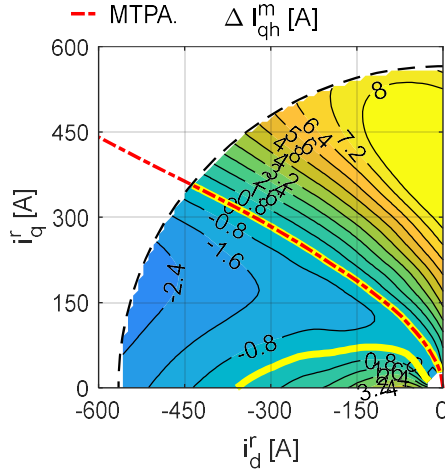


그림 5-5. 대상 전동기의 전류평면에서의 ΔI_{qh}^m (FEA).

그림 5-5는 대상 전동기에서 전류 운전점에 따른 ΔI_{qh}^m 을 보여준다. 그림 5-5는 FEA 분석을 기반으로 계산하였으며, V_{dh}^{m*} 는 20 V로 가정하였다. 식 (5.12)에서 분석한 바와 같이, MTPA 곡선 상에서 ΔI_{qh}^m 은 0이며 그 전후로 부호가 바뀌는 특성을 가지고 있다. 그러므로, ΔI_{qh}^m 을 g' 대신 사용하므로써 MTPA 운전점 추종이 가능하다.

다만, 그림 5-5의 결과는 대상 전동기에 한해서 ΔI_{qh}^m 을 MTPA 위치 추종에 사용할 수 있음을 보여준다. 일반적인 전동기에 대한 ΔI_{qh}^m 기반 MTPA 추종의 타당성은 5.3절에서 자세히 분석한다.

한편, dm 축 전류 맥동의 크기인 ΔI_{dh}^m 은 다음과 같이 계산된다.

$$\Delta I_{dh}^m = \frac{T_s \cdot V_{dh}^{m*}}{\det(\mathbf{L}_h^m) L_{dh, MTPA}^m} (L_{qh}^m \cdot L_{dh, MTPA}^m - L_{dqh}^m \cdot L_{dqh, MTPA}^m). \quad (5.13)$$

MTPA 위치 제어기에 의해서 전류 운전점이 MTPA 곡선 위에 있다고 가정하면 (5.13)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\Delta I_{dh}^m = \frac{T_s \cdot V_{dh}^{m*}}{L_{dh, MTPA}^m}. \quad (5.14)$$

그러므로, 중고속 영역에서와 마찬가지로, 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 제어 시에도 다음과 같이 L_{dh}^m 을 추정할 수 있다.

$$\hat{L}_{dh}^m = \frac{T_s \cdot V_{dh}^{m*}}{\Delta I_{dh}^m}. \quad (5.15)$$

또한, MTPA 운전점에서의 L_{dqh}^m 과 L_{dh}^m 의 비율인 r_L 을 참조표를 통해 알 수 있으므로, MTPA 동작을 가정할 때 L_{dqh}^m 역시 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\hat{L}_{dqh}^m = \bar{r}_L \cdot \hat{L}_{dh}^m. \quad (5.16)$$

다만, 중고속 영역 신호 주입에서는 운전점이 MTPA 곡선 상에 있는지와 상관없이 정확한 L_{dh}^m 과 L_{dqh}^m 을 추정할 수 있었지만, (5.15)와 (5.16)은 실제 전류 운전점이 MTPA 곡선 위에 있어야 유효함에 유의해야 한다.

식 (5.15)와 (5.16)을 통해 추정된 인덕턴스는 중고속 영역에서와 마찬가지로 MTPA 추종 제어 이득의 정규화에 사용할 수 있다. 제어 이득의 정규화와 관련해서는 5.3절에서 자세히 설명한다.

5.3 제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전의 수렴성 분석

앞 절에서 대상 전동기에 대해서 FEA 결과를 바탕으로 분석했을 때, 제안하는 신호 주입 MTPA 추종 운전은 전류 정격 내에서 MTPA 운전점으로 수렴할 수 있음을 살펴보았다. 하지만, IPMSM의 인덕턴스는 전류 운전점에 따라 비선형적으로 변화하며, 그 변화 양상은 전동기의 구조, 영구자석의 쇄교 자속의 세기 등에 따라 크게 달라진다. 그러므로, 자기 포화에 따른 인덕턴스 변화를 수식화하기는 쉽지 않다.

일반적으로 신호 주입 센서리스 제어는 자기 포화에 의한 인덕턴스 변화에 민감하므로, 전류 운전점에 따라서 수렴 반경이 제한될 수 있음이 알려져있다 [69]-[72]. 수렴 반경이란 센서리스 운전이 가능한 최대 전류까지의 운전 영역을 의미한다. 제안하는 신호 주입 센서리스 MTPA 추종 제어 역시 동적 인덕턴스 정보를 이용하므로, 제안 방법의 수렴 반경을 분석할 필요가 있다. 물론, 앞 절에서와 같이 사전에 모든 운전점에서의 동적 인덕턴스 정보를 알 수 있다면, 해당 전동기에서 제안하는 MTPA 추종 운전이 가능한지 쉽게 살펴볼 수 있다. 하지만, FEA 분석을 통한 전동기의 동적 인덕턴스 계산은 전동기 제작 공차로 인해 정확하지 않을 수 있으며, 대부분의 산업 적용 분야에서 전동기의 설계도 및 철심의 정보를 전동기 제어 알고리즘 개발 시 취득하기 쉽지 않다는 문제점이 있다.

사전 시험을 통해서 동적 인덕턴스 정보를 취득하는 방법도 생각해볼 수 있다. 하지만, 모든 운전점에 대해서 동적 인덕턴스 정보의 분포를 파악하기 위해서는 다이نام(Dynamo)와 같은 특수한 사전 시험 장치가 필요하며, 사전 시험 과정 역시 시간이 많이 소요되기 때문에 효율적이지 않다. 또한, 위치 센서를 필요로 하는 사전 시험의 경우 위치 센서가 부착되지 않은 전동기에는 적용되기 어렵다.

본 절에서는 제안하는 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전의 수렴성에 대해서 분석한다. 먼저, 무부하 영역에서의 수렴성을 살펴보기 위해 자기 포화가 없는 이상적인 IPMSM에 대해서 수렴성을 분석한다. 이를 통해 자기 포화가 없이 동적 인덕턴스가 모든 운전점에서 같은

경우에는 제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전이 가능함을 보인다.

또한, 자기 포화가 있는 경우에 제안하는 방법의 수렴성을 분석한다. 다만, 전동기의 자기 포화 양상은 전동기의 설계에 따라 다양하게 나타나므로, 임의의 IPMSM에 대해 제안하는 방법의 수렴성을 일반적으로 분석하기란 쉽지 않다. 그러므로, 본 절에서는 제안 방법이 수렴하기 위한 충분 조건을 살펴보고, 대상 전동기가 제시하는 충분 조건을 만족하는지 살펴본다.

마지막으로, 이러한 수렴성 분석을 바탕으로, MTPA 운전점 추종 제어기의 입력에 대한 정규화 이득을 계산한다.

5.3.1 MTPA 운전점 주변에서의 국소 안정성 판별식

공간 고조파에 의한 인덕턴스 변화와 ΔI_{qh}^m 의 변화를 무시할 때, ΔI_{qh}^m 은 MTPA 운전점 근처에서 다음과 같은 소신호 모델로 표현할 수 있다.

$$\Delta I_{qh}^m = -\frac{\partial \Delta I_{qh}^m}{\partial \beta^*} (\beta_{MTPA} - \beta^*). \quad (5.17)$$

그림 5-2의 제어기를 고려할 때 전류각 β^* 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\beta^* = -\frac{1}{s} \left(k_{p\theta} + \frac{k_{i\theta}}{s} \right) n_g' \frac{\partial \Delta I_{qh}^m}{\partial \beta^*} (\beta_{MTPA} - \beta^*). \quad (5.18)$$

여기서 $k_{p\theta}$, $k_{i\theta}$ 는 양수이며, n_g' 는 정규화 이득이다. 식 (5.18)로부터 β^* 은 다음과 같은 응답을 가진다.

$$\beta^* = \frac{as + b}{s^2 + as + b} \beta_{MTPA}. \quad (5.19)$$

이 때,

$$a = -k_{p\theta} n_g' \frac{\partial \Delta I_{qh}^m}{\partial \beta^*}. \quad (5.20)$$

$$b = -k_{i\theta} n_g' \frac{\partial \Delta I_{qh}^m}{\partial \beta^*}. \quad (5.21)$$

그러므로, ΔI_{qh}^m 을 이용하여 MTPA 위치 추종 제어를 수행할 때 MTPA 운전점 근처에서 국소 안정성(Local stability)을 만족하기 위해선, 다음과

같은 조건이 필요하다.

$$a > 0. \quad (5.22)$$

$$b > 0. \quad (5.23)$$

식 (5.20)과 (5.21)에서 n_g' , $k_{p\theta}$, $k_{i\theta}$ 는 제어기 이득으로서 마이크로프로세서에서 설정할 수 있는 변수이다. 하지만, $\partial\Delta I_{qh}^m/\partial\beta^*$ 는 MTPA 운전점에서 IPMSM이 갖는 고유의 성질이다. $\partial\Delta I_{qh}^m/\partial\beta^*$ 가 0이 아닐 때는 n_g' 의 부호를 적절하게 설정함으로써 식 (5.22)와 (5.23)을 만족시킬 수 있다. 하지만, $\partial\Delta I_{qh}^m/\partial\beta^*$ 가 0을 지난다면, 해당 운전점에서 a 와 b 는 0이 되며, 시스템이 불안정 해진다. 또한, $\partial\Delta I_{qh}^m/\partial\beta^*$ 가 전류 크기에 따라 부호가 바뀔 경우에도, 부호가 바뀌는 순간에 맞춰 n_g' 의 부호를 정확히 반전시키기 어려우므로, 제어기의 안정성을 보장하기 어렵다.

그러므로, $\partial\Delta I_{qh}^m/\partial\beta^*$ 의 부호가 양수이든 음수이든 한쪽으로 계속 유지되는 영역에서 제어기의 국소 안정성이 보장된다고 할 수 있다. 만약 특정 전류 크기에서 $\partial\Delta I_{qh}^m/\partial\beta^*$ 의 부호가 바뀐다면 ΔI_{qh}^m 을 통한 MTPA 추종 제어는 그 특정 전류 크기 운전에서 발산할 것이다.

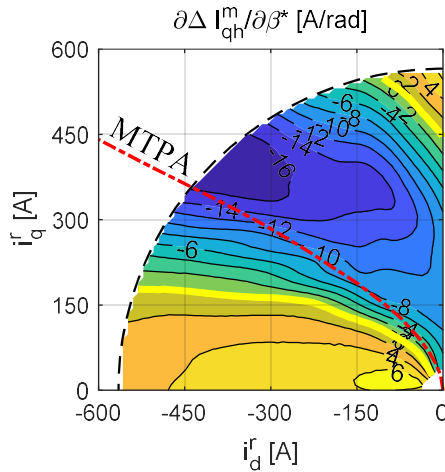


그림 5-6. 대상 전동기의 $\partial\Delta I_{qh}^m/\partial\beta^*$ (FEA).

대상 전동기에 대해서 $\partial\Delta I_{qh}^m/\partial\beta^*$ 를 전류 평면에 도시하면 그림 5-6과 같다. 전류 평면의 운전점에 따라서 부호가 바뀌지만, MTPA 곡선 부근에서는 항상 음수를 유지하는 것을 알 수 있다. 그러므로, 대상

전동기에서는 제안하는 방법이 MTPA 부근의 모든 전류 크기에 대해서 안정함을 재확인할 수 있다.

이를 일반화 하기위해, 식 (5.9)로부터 ΔI_{qh}^m 을 β^* 에 대해 미분하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Delta I_{qh}^m}{\partial \beta^*} &= \frac{T_s \cdot V_{dh}^{m*}}{\det(\mathbf{L}_h^m) L_{dh, MTPA}^m} \left(\frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*} \cdot L_{dqh, MTPA}^m - \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial \beta^*} \cdot L_{dh, MTPA}^m \right) \\ &\quad - \frac{\partial \det(\mathbf{L}_h^m)}{\partial \beta^*} \frac{T_s \cdot V_{dh}^{m*}}{\det(\mathbf{L}_h^m)^2 L_{dh, MTPA}^m} \left(L_{dh}^m \cdot L_{dqh, MTPA}^m - L_{dqh}^m \cdot L_{dh, MTPA}^m \right) \end{aligned} \quad (5.24)$$

이 때, 전류 운전점이 MTPA 곡선 위에 있다고 가정하면 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\left. \frac{\partial \Delta I_{qh}^m}{\partial \beta^*} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} = \frac{T_s \cdot V_{dh}^{m*}}{\det(\mathbf{L}_h^m) L_{dh, MTPA}^m} \underbrace{\left(L_{dqh, MTPA}^m \cdot \left. \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} - L_{dh, MTPA}^m \cdot \left. \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial \beta^*} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} \right)}_{S_{MTPA}} \quad (5.25)$$

식 (5.25)에서 오른쪽 항의 계수 항은 모든 전류 운전점에서 양수이므로, 다음과 같이 괄호 안의 항들을 판별식 S_{MTPA} 로 정의하여 MTPA 운전점에서의 국소 안정성을 판별할 수 있다.

$$S_{MTPA} = L_{dqh, MTPA}^m \cdot \left. \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} - L_{dh, MTPA}^m \cdot \left. \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial \beta^*} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} \quad (5.26)$$

MTPA 곡선 상에서 S_{MTPA} 부호가 바뀌지 않고, 유지되는 영역까지 제안하는 저속 영역 알고리즘의 안정적인 운전이 가능하다.

5.3.2 자기 포화가 없는 저전류 영역에 대한 수렴성 분석

S_{MTPA} 의 부호를 판별하기 위해서는 MTPA 곡선 상의 전류 운전점에서의 동적 인덕턴스와 동적 인덕턴스의 전류각에 대한 편미분 값을 알아야 한다. 본 논문에서는 IPMSM의 전류 운전점을 자기 포화의 영향을 무시할 수 있는 저전류 영역과 자기 포화가 심한 정격 전류 영역으로 나누어서 분석한다. 저전류 영역에서는 자기 포화를 무시하여, 전동기가 이상적인 IPMSM과 유사한 특징을 갖는다고 가정하였다.

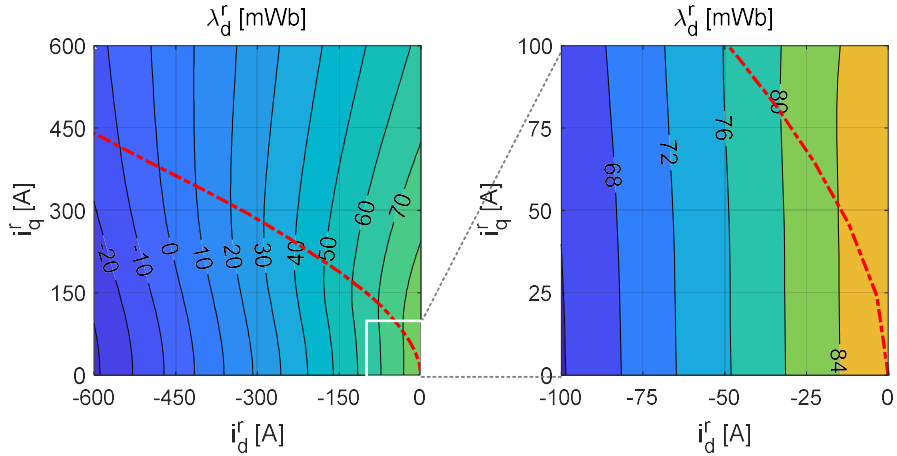
이러한 자기 포화가 없는 이상적인 IPMSM의 경우 고정자 자속은

다음과 같이 표현될 수 있다.

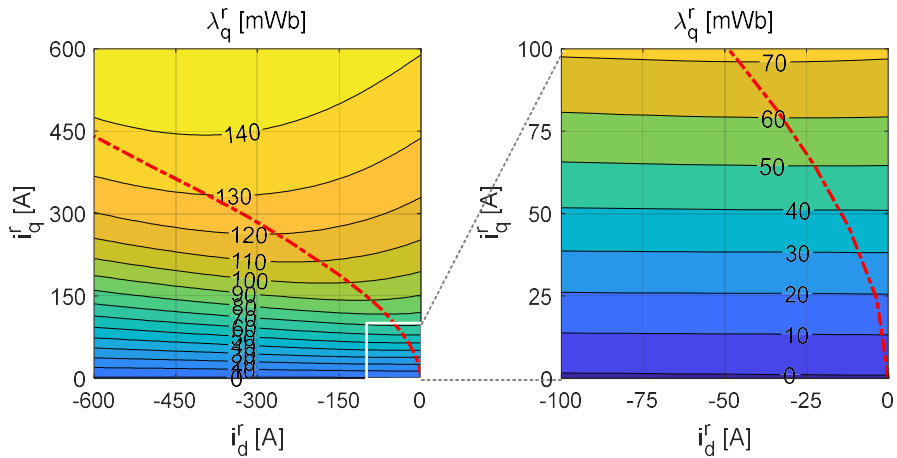
$$\lambda_d^r = L_{d0}i_d^r + \lambda_{f0}. \quad (5.27)$$

$$\lambda_q^r = L_{q0}i_q^r. \quad (5.28)$$

여기서 L_{d0} , L_{q0} 는 dr 축과 qr 축의 자속과 전류 사이의 비례 계수를 의미하며, λ_{f0} 는 영구자석의 쇄교 자속을 의미한다. 일반적인 IPMSM의 구조를 고려하여 저전류 영역에서 $L_{q0} > L_{d0}$ 라 가정할 수 있다.



(가)



(나)

그림 5-7. 저전류 영역에서의 IPMSM의 자속 특성.

(가) dr 축 자속. (나) qr 축 자속.

그림 5-7(가), (나)는 대상 전동기의 100 A 이하 저전류 영역에서의 회전자 기준 전류 평면에서의 자속 분포를 보여준다. 식 (5.27)과 (5.28)

에서 기술한 바와 같이 λ_d^r 은 i_d^r 에 비례하여 변화하며, λ_q^r 은 i_q^r 에 비례하는 것을 확인할 수 있다. 식 (5.27)과 (5.28)을 전류로 미분하면, 다음과 같이 동적 인덕턴스 행렬 \mathbf{L}_h^r 을 구할 수 있다.

$$\mathbf{L}_h^r = \begin{bmatrix} L_{dh}^r & L_{dqh}^r \\ L_{dqh}^r & L_{qh}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{d0} & 0 \\ 0 & L_{q0} \end{bmatrix}. \quad (5.29)$$

그러므로, \mathbf{L}_h^m 는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\mathbf{L}_h^m = \begin{bmatrix} L_{dh}^m & L_{dqh}^m \\ L_{dqh}^m & L_{qh}^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{d0} \cos^2 \beta^* + L_{q0} \sin^2 \beta^* & (L_{q0} - L_{d0}) \sin \beta^* \cos \beta^* \\ (L_{q0} - L_{d0}) \sin \beta^* \cos \beta^* & L_{d0} \sin^2 \beta^* + L_{q0} \cos^2 \beta^* \end{bmatrix}. \quad (5.30)$$

여기서 β^* 는 전류 지령의 qr 축 기준 전류각이다. MTPA 운전점에서의 \mathbf{L}_h^m 은 다음과 같이 β^* 에 MTPA 운전점의 전류각을 대입함으로써 계산할 수 있다.

$$\beta_{MTPA} = -\text{atan} \left(\frac{i_{d,MTPA}^r}{i_{q,MTPA}^r} \right). \quad (5.31)$$

식 (5.30)으로부터 L_{dh}^m , L_{qh}^m , L_{dqh}^m 의 β^* 에 대한 미분은 다음과 같이 계산된다.

$$\frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*} = -2L_{d0} \cos \beta^* \sin \beta^* + 2L_{q0} \sin \beta^* \cos \beta^* = 2L_{dqh}^m. \quad (5.32)$$

$$\frac{\partial L_{qh}^m}{\partial \beta^*} = 2L_{d0} \cos \beta^* \sin \beta^* - 2L_{q0} \sin \beta^* \cos \beta^* = -2L_{dqh}^m. \quad (5.33)$$

$$\frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial \beta^*} = (L_{q0} - L_{d0}) \cos 2\beta^* = L_{qh}^m - L_{dh}^m. \quad (5.34)$$

식 (5.32)-(5.34)를 이용하여 다음과 같이 S_{MTPA} 를 계산할 수 있다.

$$S_{MTPA} = (L_{q0} - L_{d0}) (L_{q0} \sin^2 \beta_{MTPA} - L_{d0} \cos^2 \beta_{MTPA}). \quad (5.35)$$

한편, 식 (3.12)로부터 MTPA 운전점은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\lambda_{f0} \sin \beta_{MTPA} + (L_{q0} - L_{d0}) (i_{s,MTPA} \sin^2 \beta_{MTPA} - i_{s,MTPA} \cos^2 \beta_{MTPA}) = 0. \quad (5.36)$$

여기서 $i_{s,MTPA}$ 는 MTPA 운전점에서의 전류 크기를 의미한다. 식 (5.36)을 β_{MTPA} 에 대해서 풀면, 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\beta_{MTPA} = \sin^{-1} \frac{-\lambda_{f0} + \sqrt{\lambda_{f0}^2 + 8(L_{q0} - L_{d0})^2 i_{s,MTPA}^2}}{4(L_{q0} - L_{d0})i_{s,MTPA}}. \quad (5.37)$$

식 (5.37)로부터, 이상적인 IPMSM의 β_{MTPA} 는 영전류에서 0° 이며, 전류가 커질 때 점차 45° 로 수렴함을 알 수 있다. 본 절에서는 저전류 영역에 대해서 분석하고 있으므로, β_{MTPA} 가 저전류 영역에서 0° 에 가까우며 45° 보다는 훨씬 작다고 가정할 수 있다. 식 (5.35)에서 β_{MTPA} 가 45° 보다 충분히 작다는 가정을 고려하면 저전류 영역에서 다음과 같이 S_{MTPA} 의 부호를 결정할 수 있다.

$$S_{MTPA} = (L_{q0} - L_{d0})(L_{q0} \sin^2 \beta_{MTPA} - L_{d0} \cos^2 \beta_{MTPA}) < 0, \text{ if } \tan \beta_{MTPA} < \sqrt{\frac{L_{d0}}{L_{q0}}}. \quad (5.38)$$

식 (5.38)의 결과는 그림 5-6의 FEA 분석과도 일치하는 것을 확인할 수 있다.

한편, 기존의 신호 주입 센서리스가 dr 축 뿐만 아니라 $-dr$ 축에 수렴할 수 있는 것과 마찬가지로, 제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전도 의도한 MTPA 운전점이 아닌 다른 운전점에서 수렴할 수 있음에 유의해야 한다 [73]. 영전류 상황에서 ΔI_{qh}^m 은 다음과 같이 나타난다.

$$\Delta I_{qh}^m = -\frac{T_s \cdot V_{dh}^{m*} (L_{q0} - L_{d0})}{2 \cdot \det(\mathbf{L}_h^m)} \sin 2(\theta_m - \theta_r). \quad (5.39)$$

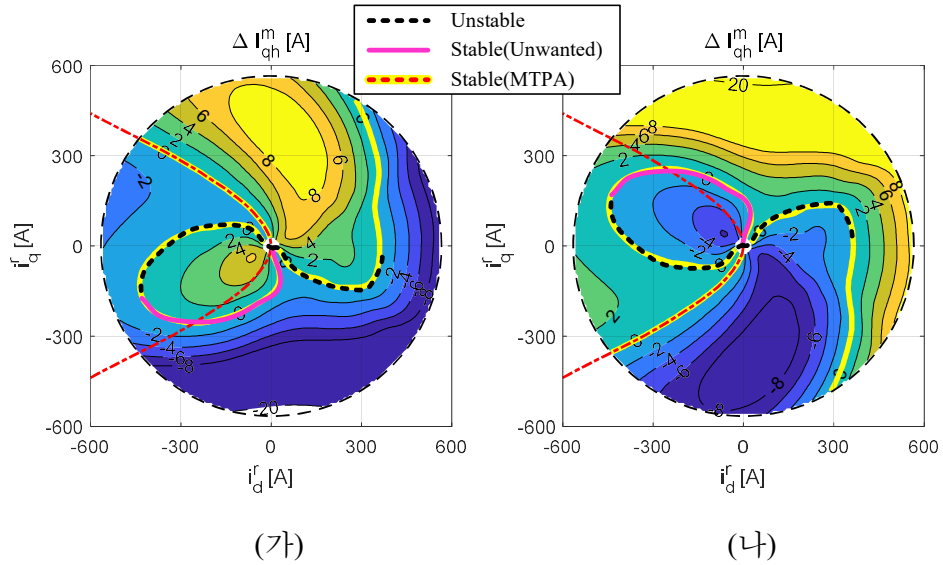
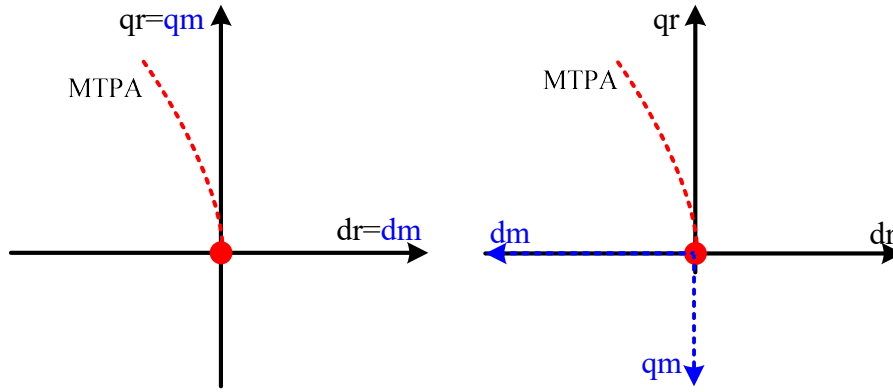


그림 5-8. 전류 평면의 모든 사분면에서의 대상 전동기의 수렴점 (FEA).
 (가) $T_e^* > 0$. (나) $T_e^* < 0$.

그러므로, 영전류 상황에서는 $\theta_m = \theta_r$ 일 때 뿐 아니라, $\theta_m = \theta_r + \pi$ 로도 m 좌표계가 수렴함을 알 수 있다. 그림 5-8(가)와 (나)는 각각 양의 토크 지령과 음의 토크 지령 인가 시 수렴하는 운전점을 전류 평면에 대해 도식한 결과이다. $\Delta I_{qh}^m = 0$ 인 운전점은 원점을 기준으로 4개의 곡선으로 나타나지만, 그 중 2개는 불안정한 운전점으로서 검은색 점선으로 표시하였다. 안정한 수렴점은 두 곡선이 존재하는데, 한 곡선은 의도한 MTPA 운전점이며, 다른 운전점은 의도한 토크 지령과 반대되는 토크를 출력하는 운전점임을 알 수 있다.



(가) (나)

그림 5-9. 무부하 상황에서 m 좌표계의 수렴점.

(가) 의도한 방향으로 수렴하는 경우. (나) 반대 방향으로 수렴하는 경우.

원하지 않는 운전점에서의 수렴을 방지하기 위해선 기동 전에 dm 축을 dr 축과 일치시키는 것이 중요하다. 그림 5-9(가)와 같이 영전류 상황에서 의도한 방향으로 m 좌표계가 수렴할 경우 dm 축과 dr 축이 일치한다. 반면, 그림 5-9(나)와 같이 반대로 수렴한 경우에는 dm 축이 $-dr$ 축과 일치하게 된다. 한편, 영전류 상황에서는 $L_{dqh,MTPA}^m = 0$ 이기 때문에 제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전은 기존의 df 축 맥동 전압 주입을 이용한 센서리스 운전과 동일하다 [73],[74]. 그러므로, 원하지 않는 운전점에서의 수렴을 방지하기 위해서 기존 신호 주입 기반 센서리스 운전에서 사용되는 초기 위치 추정 알고리즘을 기동 전에 수행해야 한다 [74],[75].

5.3.3 자기 포화를 고려한 매입형 영구자석 전동기에 대한 수렴성 분석

앞 절에서 자기 포화가 없는 저전류 구간에 대해서 S_{MTPA} 의 부호가 음수가 됨을 살펴보았다. 본 절에서는 일반적인 IPMSM이 몇가지 성질을 만족한다고 가정하고, 그 성질로부터 자기 포화가 심한 영역에서 S_{MTPA} 의 부호를 판별한다. 또한 대상 전동기가 해당 가정들을 만족하는지 살펴본다.

먼저, L_{dh}^m 이 모든 전류 운전점에서 양의 정부호 행렬이므로, MTPA

운전점에서 다음의 부등식이 성립한다.

$$L_{dh,MTPA}^m > 0. \quad (5.40)$$

또한 다음의 3가지 명제가 성립하는 IPMSM에 대해서 수렴성을 확인한다.

- 조건 1. 임의의 출력 토크에 대한 등토크 곡선은 MTPA 운전점 주변에서 회전자 기준 좌표계에서 아래로 볼록하다.
- 조건 2. MTPA 곡선은 토크가 증가하면 β_{MTPA} 도 증가한다.
- 조건 3. 회전자 기준 좌표계의 2사분면에서, 임의의 고정된 전류각으로 전류 크기를 늘리면 단위 전류당 토크가 증가하다가 감소할 것이다.

즉, 본 논문에서는 위의 조건들이 성립하는 IPMSM에 대해서 제안하는 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전이 안정함을 보인다.

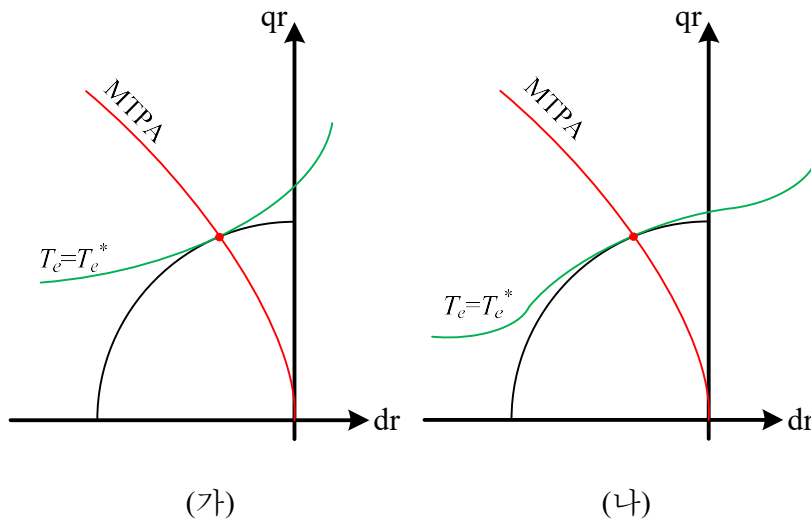


그림 5-10. (가) 조건 1을 만족하는 경우. (나) 조건 1에 위배되는 경우.

먼저, 조건 1을 만족하는 경우가 그림 5-10(가)에 나타나있다. MTPA 운전점 근처에서 등토크 곡선이 아래로 볼록하며, 해당 운전점의 등전류원과 접한다. 하지만, 이론적으로 모든 MTPA 운전점이 조건 1을 만족하지는 않는다. 그림 5-10(나)와 같이 MTPA 운전점 근처에서 등토크 곡선이 위로 볼록하더라도, 그 곡률이 해당 운전점의 등전류원의

극률보다 작다면, MTPA 조건을 만족할 수 있다.

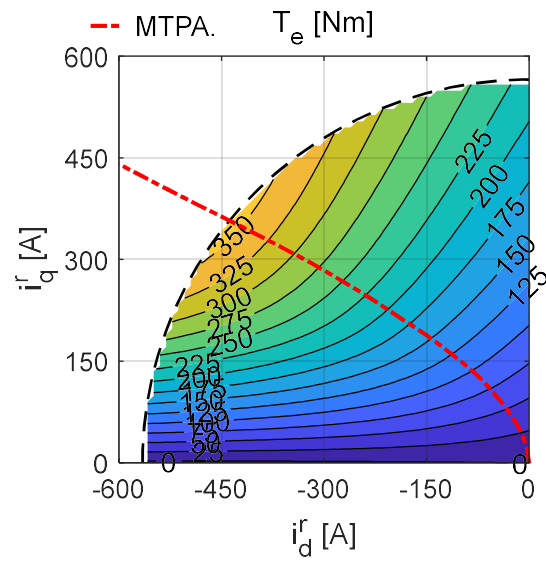


그림 5-11. 대상전동기의 등토크 곡선.

하지만, 본 논문에서는 자기 포화를 고려하더라도 전류 정격 내의 모든 MTPA 운전점에서 조건 1을 만족하는 IPMSM을 대상으로 수렴성을 분석한다. 대상 전동기의 경우에도, 최대 전류 정격 내에서 조건 1을 만족하는 것을 그림 5-11를 통해 확인할 수 있다.

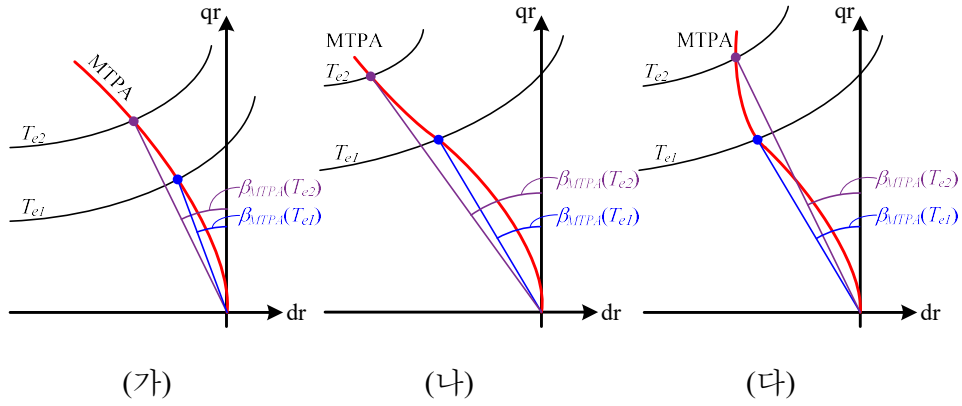


그림 5-12. (가) 조건 2를 만족하는 경우 (MTPA 곡선이 위로 블록).

(나) 조건 2를 만족하는 경우 (MTPA 곡선에 변곡점 존재).

(다) 조건 2에 위배되는 경우.

그림 5-12(가)-(다)는 조건 2를 만족하는 경우와 그렇지 않은 경우에 대해 나타낸다. 먼저, 그림 5-12(가)와 같이 MTPA 곡선이 위로 블록하다면, 임의의 T_{e1} 과 T_{e2} 에 대해서 $T_{e2} > T_{e1}$ 일 때, $\beta_{MTPA}(T_{e2}) > \beta_{MTPA}(T_{e1})$ 을 만족한다. 일반적인 IPMSM의 경우 그림 5-12(가)와 같이 MTPA 곡선이 위로 블록하므로, 조건 2를 항상 만족한다. 대상 전동기의 경우에도 그림 5-11에 나타난 바와 같이 MTPA 곡선이 위로 블록하므로 조건 2를 만족한다. 다만, MTPA 곡선이 위로 블록해야만 조건 2를 만족하는 것은 아니다. 그림 5-12(나)에 나타난 바와 같이, MTPA 곡선 자체는 변곡점을 가지고 있더라도, 조건 2를 만족할 수 있다. 반면, 그림 5-12(다)는 조건 2에 위배되는 경우를 나타낸다. 본 논문에서는 조건 2를 만족하는 IPMSM에 대해서 수렴성을 분석한다.

마지막으로 소개할 조건 3의 경우엔 자기 포화가 없는 이상적인 IPMSM에 대해서는 성립하지 않는 조건이다. 이상적인 IPMSM의 경우 단위 전류당 토크는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{T_e}{i_s} = \lambda_f \cos \beta - i_s (L_{d0} - L_{q0}) \sin \beta \cos \beta. \quad (5.41)$$

그러므로, β 가 고정되어 있을 경우 전류가 증가함에 따라 단위 전류당 토크 역시 1차 함수로 증가하는 것을 알 수 있다. 하지만, 철심의 부피가 한정되어있는 실제 전동기에서 단위 전류 당 토크가 계속해서 증가하는

것은 현실적이지 못하다. 실제 IPMSM에서 자기 포화를 고려할 때, 임의의 전류각에 대해 단위 전류 당 토크는 계속해서 증가하지 못하며, 결국 자기 포화로 인해 감소할 것이라고 추론할 수 있다.

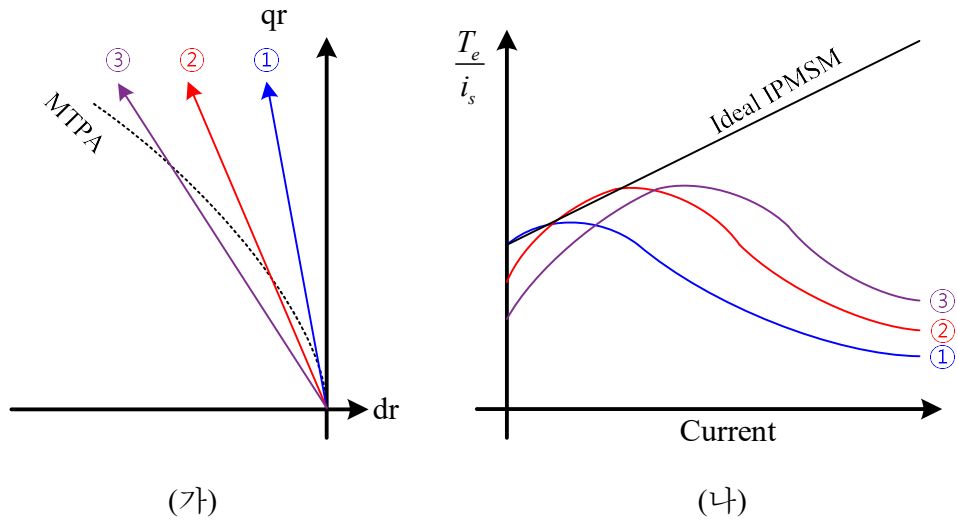


그림 5-13. (가) 전류각을 고정한 다양한 전류 제적.
(나) 전류각 고정 시 단위 전류당 토크.

이러한 추론을 그래프로 도시하면 그림 5-13과 같다. 그림 5-13(가)와 같이 전류각을 고정하고 전류 크기를 증가시킬 때, 그림 5-13(나)에서 이상적인 IPMSM의 경우에는 단위 전류 당 토크가 계속해서 증가한다. 하지만, 현실적인 IPMSM의 경우에는 전류가 작을 때는 이상적인 전동기와 같이 증가하지만, 전류가 커짐에 따라 자기 포화로 인해 단위 전류 당 토크가 감소할 것이다.

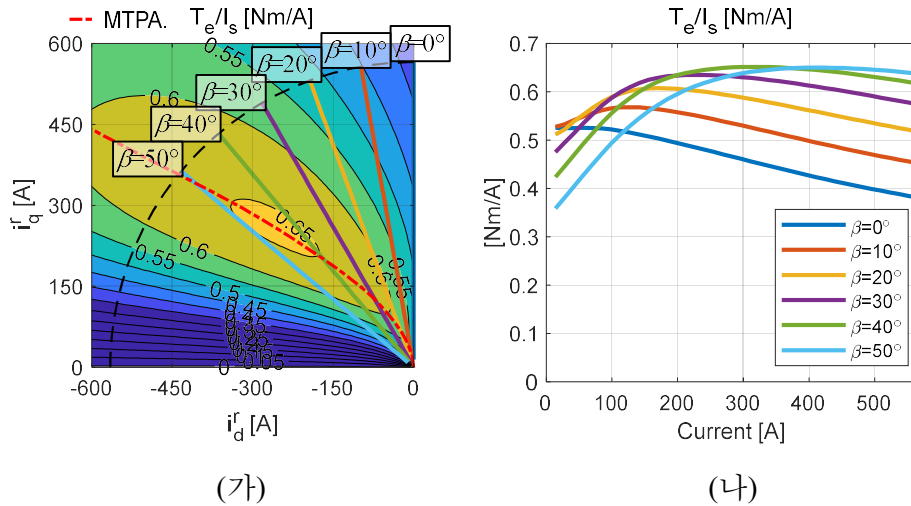


그림 5-14. 대상 전동기의 단위 전류 당 토크 (FEA).

(가) 전류 평면. (나) 전류 크기 vs 단위 전류 당 토크.

그림 5-14(가), (나)는 대상 전동기의 단위 전류 당 토크를 보여준다. MTPA 운전점은 최대 전류 정격에서 50° 근방의 전류각을 가진다. 대상 전동기에서 0° 부터 50° 까지의 전류각에 대해서 단위 전류 당 토크를 계산했을 때, 앞의 추론과 같이 전류 크기가 커짐에 따라 증가하다가 감소하는 특징을 갖는 것을 확인할 수 있다. 본 절에선 조건 3을 만족하는 IPMSM에 대해서 수렴성을 분석한다.

다만, 앞의 조건들과 마찬가지로, 모든 IPMSM이 전류 정격 내에서 조건 3을 무조건 만족한다고 증명할 수는 없다. 특히, 조건 3의 경우엔 이상적인 IPMSM은 만족하지 않는 조건이므로, 전류 정격 내에서 자기 포화가 매우 적은 전동기의 경우엔 조건 3을 만족하지 않을 수 있음에 유의해야 한다.

한편, 앞에서 설명한 세가지 조건을 수식적으로 다시 표현함으로써 동적 인덕턴스의 성질을 유도할 수 있다. 조건 1은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left. \frac{\partial^2 T_e}{\partial i_d^2} \right|_{\beta = \beta_{MTPA}} < 0. \quad (5.42)$$

식 (5.42)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
\left. \frac{\partial^2 T_e}{\partial i_d^{m2}} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} &= \left. \frac{3p}{2} \frac{\partial^2 (\lambda_q^m i_q^m - \lambda_d^m i_d^m)}{\partial i_d^{m2}} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} \\
&= \left. \frac{3p}{2} \frac{\partial}{\partial i_d^m} (L_{dh}^m i_q^m - L_{dqh}^m i_d^m - \lambda_q^m) \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} \\
&= \left. \frac{3p}{2} \left(\frac{\partial L_{dh}^m}{\partial i_d^m} i_q^m - \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial i_d^m} i_d^m - 2L_{dqh}^m \right) \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} < 0
\end{aligned} \tag{5.43}$$

한편, 상호성 정리에 따라 다음이 성립한다.

$$\frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial i_d^m} = \frac{\partial}{\partial i_d^m} \frac{\partial \lambda_q^m}{\partial i_d^m} = \frac{\partial}{\partial i_d^m} \frac{\partial \lambda_d^m}{\partial i_q^m} = \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial i_q^m}. \tag{5.44}$$

따라서, (5.43)은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\left. \frac{\partial^2 T_e}{\partial i_d^{m2}} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} &= \left. \frac{3p}{2} \left(\frac{\partial L_{dh}^m}{\partial i_d^m} i_q^m - \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial i_q^m} i_d^m - 2L_{dqh}^m \right) \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} \\
&= \left. -\frac{3p}{2} \left(\frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta} + 2L_{dqh}^m \right) \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}}.
\end{aligned} \tag{5.45}$$

여기서,

$$\frac{\partial i_d^m}{\partial \beta} = -i_q^m. \tag{5.46}$$

$$\frac{\partial i_q^m}{\partial \beta} = i_d^m. \tag{5.47}$$

다만, 3장에서 정의한 m 좌표계가 전류각 β 가 아닌 전류 지령각 β^* 에 의해 정의되는 좌표계이므로, $\frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta} \neq \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*}$ 란 점에 유의해야 한다. $\frac{\partial \mathbf{L}_h^m}{\partial \beta^*}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \mathbf{L}_h^m}{\partial \beta^*} &= \frac{\partial}{\partial \beta^*} (\mathbf{R}(-\beta^*) \mathbf{L}_h^r \mathbf{R}(\beta^*)) \\
&= -\mathbf{J} \mathbf{R}(-\beta^*) \mathbf{L}_h^r \mathbf{R}(\beta^*) + \mathbf{R}(-\beta^*) \mathbf{L}_h^r \mathbf{R}(\beta^*) \mathbf{J} + \mathbf{R}(-\beta^*) \frac{\partial \mathbf{L}_h^r}{\partial \beta^*} \mathbf{R}(\beta^*). \\
&= -\mathbf{J} \mathbf{L}_h^m + \mathbf{L}_h^m \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{L}_h^m}{\partial \beta}
\end{aligned} \tag{5.48}$$

여기서, m 좌표계에 무관한 \mathbf{L}_h^r 에 대해 $\frac{\partial \mathbf{L}_h^r}{\partial \beta} = \frac{\partial \mathbf{L}_h^r}{\partial \beta^*}$ 임을 이용하였다. 식 (5.48)에서 다음이 성립한다.

$$\frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*} = 2L_{dqh}^m + \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta}. \quad (5.49)$$

따라서, (5.45)에서 다음이 성립한다.

$$\left. \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} > 0. \quad (5.50)$$

그러므로, (5.45)는 항상 음의 값을 갖는다.

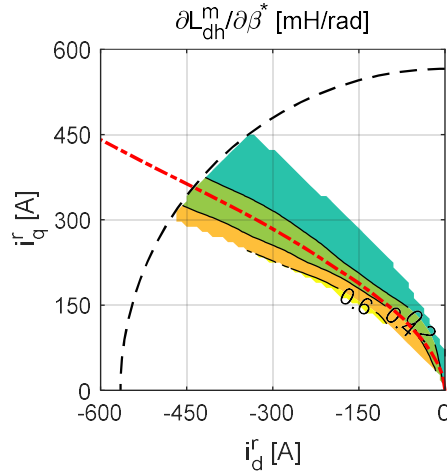


그림 5-15. 대상 전동기의 $\partial L_{dh}^m / \partial \beta^*$ (FEA).

그림 5-15는 대상 전동기의 MTPA 운전점 근처에서의 $\partial L_{dh}^m / \partial \beta^*$ 를 보여준다. 식 (5.50)에서 분석한 바와 같이 MTPA 운전점에서 $\partial L_{dh}^m / \partial \beta^*$ 가 항상 양수로 유지되는 것을 확인할 수 있다.

다음으로, 조건 2가 성립한다고 가정하면, 다음이 성립한다.

$$\left. \frac{\partial g'}{\partial i_q^m} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} > 0. \quad (5.51)$$

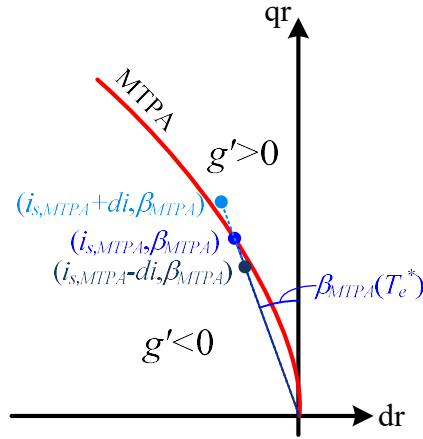


그림 5-16. MTPA 운전점 근처에서 전류 증감에 따른 g' 의 변화.

식 (5.51)과 조건 2의 관계는 그림 5-16을 통해 직관적으로 나타낼 수 있다. 전류 평면에서의 운전점을 전류크기와 전류각으로 나타낼 때 MTPA 운전점은 $(i_{s,MTPA}, \beta_{MTPA})$ 로 나타낼 수 있다. 이때, MTPA 운전점에서 전류 크기만 di 만큼 증가시킨 운전점을 $(i_{s,MTPA+di}, \beta_{MTPA})$, 감소시킨 운전점을 $(i_{s,MTPA-di}, \beta_{MTPA})$ 로 나타낼 수 있다. 이 때 그림 5-16에서 $(i_{s,MTPA+di}, \beta_{MTPA})$ 에서 $g' > 0$ 이며, $(i_{s,MTPA-di}, \beta_{MTPA})$ 에서 $g' < 0$ 임을 알 수 있다. 그러므로, 조건 2를 만족할 경우 (5.51)이 모든 MTPA 운전점에서 성립한다.

식 (5.51)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial g'}{\partial i_q^m} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} &= \left. \frac{\partial}{\partial i_q^m} (\lambda_q^m - L_{dh}^m i_q^m) \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} \\ &= \left(L_{qh}^m - L_{dh}^m - \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial i_q^m} i_q^m \right) \Bigg|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} > 0 \end{aligned} \quad (5.52)$$

식 (5.44)과 마찬가지로 다음이 성립한다.

$$\frac{\partial L_{dh}^m}{\partial i_q^m} = \frac{\partial}{\partial i_q^m} \frac{\partial \lambda_d^m}{\partial i_d^m} = \frac{\partial}{\partial i_d^m} \frac{\partial \lambda_d^m}{\partial i_q^m} = \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial i_d^m} \quad (5.53)$$

또한, 식 (5.48)에서 $\partial L_{dqh}^m / \partial \beta^*$ 는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\left. \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial \beta^*} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} &= L_{qh, MTPA}^m - L_{dh, MTPA}^m + \left. \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial \beta} \right|_{\beta = \beta_{MTPA}} \\
&= L_{qh, MTPA}^m - L_{dh, MTPA}^m + \left(-i_q^m \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial i_d^m} + i_d^m \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial i_q^m} \right) \Bigg|_{\beta = \beta_{MTPA}} \\
&= L_{qh, MTPA}^m - L_{dh, MTPA}^m - i_q^m \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial i_d^m}
\end{aligned} \tag{5.54}$$

따라서, (5.52)로 부터 $\partial L_{dqh}^m / \partial \beta^*$ 의 부호는 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$\left. \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial \beta^*} \right|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} > 0. \tag{5.55}$$

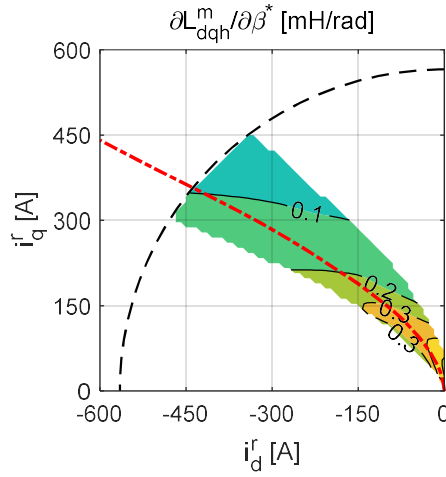


그림 5-17. 대상 전동기의 $\partial L_{dqh}^m / \partial \beta^*$ (FEA).

그림 5-17은 대상 전동기의 MTPA 운전점 근처에서의 $\partial L_{dqh}^m / \partial \beta^*$ 를 나타낸다. 앞서 식 (5.55)에서 분석한 바와 같이 MTPA 운전점에서 $\partial L_{dqh}^m / \partial \beta^*$ 가 항상 양수로 유지되는 것을 확인할 수 있다.

한편, m 좌표계에서 단위 전류 당 토크를 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\frac{T_e}{i_s} = \frac{3p}{2} \lambda_d^m. \tag{5.56}$$

그러므로, 조건 3은 $\partial \lambda_d^m / \partial i_q^m$ 으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial \lambda_d^m}{\partial i_q^m} = L_{dqh}^m \begin{cases} > 0 (\text{if } i_q^m < I_{sat}(\beta)) \\ = 0 (\text{if } i_q^m = I_{sat}(\beta)) \\ < 0 (\text{if } i_q^m > I_{sat}(\beta)) \end{cases}. \quad (5.57)$$

여기서 $I_{sat}(\beta)$ 는 어떤 전류각 β 에 대해서 $\partial \lambda_d^m / \partial i_q^m$ 이 0이 되는 전류 크기를 의미한다.

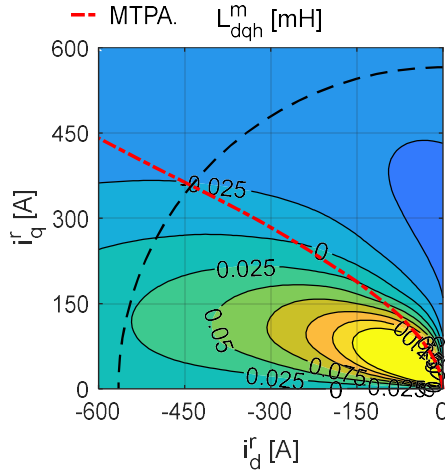


그림 5-18. 대상전동기의 L_{dqh}^m (FEA).

그러므로, L_{dqh}^m 은 전류 평면의 2사분면에서 전류의 크기가 작을 때는 양수였다가, 크기가 점점 감소하여 전류의 크기가 클때는 음수의 값을 갖는 것을 알 수 있다. 이는 대상 전동기의 L_{dqh}^m 에서도 그림 5-18과 같이 확인된다.

지금까지 분석한 인덕턴스의 성질을 표로 정리하면 다음과 같다.

표 5-2. 세가지 조건으로 부터 유도되는 인덕턴스의 성질.

명제	내용	유도되는 성질	수식 번호
조건 1	등토크 곡선은 MTPA 운전점 주변에서 아래로 볼록하다.	$\left. \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*} \right _{\beta^* = \beta_{MTPA}} > 0$	(5.50)
조건 2	β_{MTPA} 는 단조 증가한다.	$\left. \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial \beta^*} \right _{\beta^* = \beta_{MTPA}} > 0$	(5.55)
조건 3	임의의 전류각으로 전류를 늘리면 단위 전류당 토크가 증가하다가 감소한다.	$L_{dqh}^m \begin{cases} > 0 (\text{if } i_q^m < I_{sat}(\beta)) \\ = 0 (\text{if } i_q^m = I_{sat}(\beta)) \\ < 0 (\text{if } i_q^m > I_{sat}(\beta)) \end{cases}$	(5.57)

이를 이용하여 자기 포화가 심한 영역에서의 수렴성을 판별할 수 있다.

표 5-2의 수식을 (5.26)에 적용하면 다음과 같다.

$$S_{MTPA} = L_{dqh,MTPA}^m \cdot \underbrace{\frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*}}_{>0} \Big|_{\beta^*=\beta_{MTPA}} - \underbrace{L_{dh,MTPA}^m}_{>0} \cdot \underbrace{\frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial \beta^*}}_{>0} \Big|_{\beta^*=\beta_{MTPA}}. \quad (5.58)$$

그러므로, (5.57)에서 전류 크기가 충분히 커서 $L_{dqh}^m < 0$ 이 만족하는 영역에서는 $S_{MTPA} < 0$ 이 성립하는 것을 알 수 있다. 이는 (5.38)에서 살펴본 무부하 상황에서의 S_{MTPA} 의 부호와 같으므로, 자기 포화가 심한 영역에서도 S_{MTPA} 의 부호는 항상 음수로 유지된다는 것을 확인할 수 있다.

또한, 전류가 $I_{sat}(\beta)$ 보다 작은 영역에서 $L_{dqh}^m < 0$ 이 만족되지 못하더라도, 다음의 조건을 만족한다면, S_{MTPA} 의 부호는 음수로 결정됨을 알 수 있다.

$$L_{dqh,MTPA}^m < L_{dh,MTPA}^m \cdot \frac{\frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial \beta^*} \Big|_{\beta^*=\beta_{MTPA}}}{\frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*} \Big|_{\beta^*=\beta_{MTPA}}}. \quad (5.59)$$

그러므로, 조건 3에서 전류가 $I_{sat}(\beta)$ 보다 작은 영역에서도, 전류가 충분히 $I_{sat}(\beta)$ 에 가까워서 L_{dqh}^m 이 충분히 작은 값을 가진다면, S_{MTPA} 의 부호는 음수로 유지된다.

분석의 타당성을 확인하기 위해 대상 전동기 이외에도 다른 IPMSM에 대해서 S_{MTPA} 의 부호를 부록 C에서 확인하였다.

5.3.4 저속 영역 MTPA 운전점 추종 제어기 입력의 정규화

식 (5.20)과 (5.21)에서 정규화 이득 n_g' 을 다음과 같이 결정한다면, $k_{p\theta}$ 와 $k_{i\theta}$ 를 통해 정확한 MTPA 추종 동특성의 대역폭을 결정할 수 있다.

$$n_{g'ideal} = -\frac{1}{\partial \Delta I_{qh}^m / \partial \beta^*}. \quad (5.60)$$

식 (5.60)은 (5.25)를 대입하여 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$n_{g'ideal} = \frac{\det(\mathbf{L}_h^m) L_{dh,MTPA}^m}{T_s \cdot V_{dh}^{m*} \begin{bmatrix} \frac{\partial L_{dqh}^m}{\partial \beta^*} & \frac{\partial L_{dh}^m}{\partial \beta^*} \end{bmatrix} \Big|_{\beta^*=\beta_{MTPA}} \mathbf{J} \begin{bmatrix} L_{dqh,MTPA}^m \\ L_{dh,MTPA}^m \end{bmatrix}}. \quad (5.61)$$

식 (5.61)을 계산하기 위해서는 각 운전점에서 동적 인덕턴스 뿐만 아니라, 동적 인덕턴스의 전류 지령각에 대한 미분까지도 알아야한다. 이는 모든 운전점에 따른 인덕턴스 정보를 알고 있다면 계산할 수 있다.

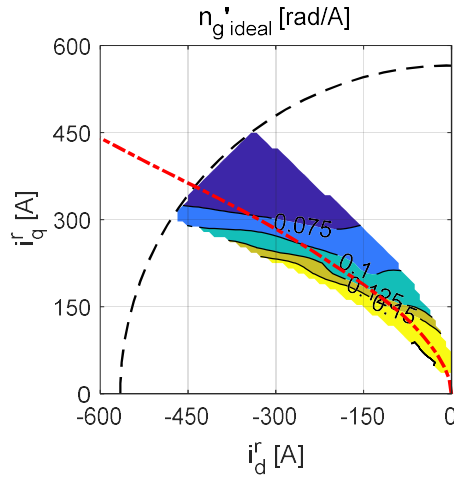


그림 5-19. MTPA 운전점 근처에서 대상 전동기의 $n_g'_{ideal}$ (FEA).

MTPA 운전점 근처에서 대상 전동기의 $n_g'_{ideal}$ 을 도시하면 그림 5-19와 같다. 운전점에 따라서 저전류 영역에서는 약 0.4 rad/A 정도의 값을 가지며, 정격 전류 영역에서는 0.15 rad/A 가량의 값을 가지는 것을 알 수 있다. 하지만 이러한 정확한 $n_g'_{ideal}$ 의 계산은 전동기 설계 정보나, 사전 시험을 필요로 하므로 실제로 적용하기에는 효율적이지 못하다.

식 (5.61)을 살펴보면, $n_g'_{ideal}$ 은 주입 전압에 반비례하며 $L_{dh,MTPA}^m$ 에 비례하는 것을 알 수 있다. 또한, MTPA 운전점 근처에서 ΔI_{dh}^m 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\Delta I_{dh}^m \Big|_{\beta^* = \beta_{MTPA}} = \frac{T_s \cdot V_{dh}^{m*}}{L_{dh,MTPA}^m}. \quad (5.62)$$

그러므로, 주입 전압과 $L_{dh,MTPA}^m$ 변화에 무관하도록 n_g' 을 다음과 같이 설정해줄 수 있다.

$$n_g' = \frac{1}{\Delta I_{dh}^m}. \quad (5.63)$$

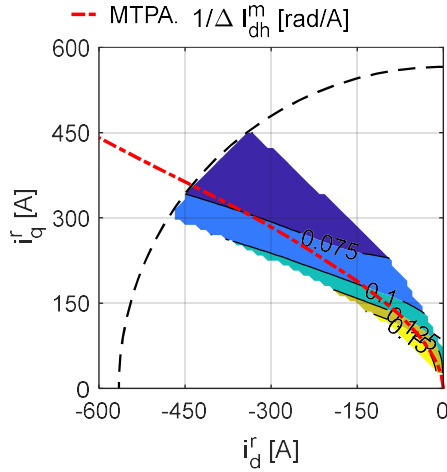


그림 5-20. MTPA 운전점 근처에서 대상 전동기의 n_g' (FEA).

그림 5-20은 (5.63)을 기반으로 계산한 대상 전동기의 n_g' 을 나타낸다., 저전류 영역에서는 0.3정도로, 그림 5-19와 비교했을 때 약간 작은 값을 가지지만, 정격 전류 영역에서 0.15 정도로 $n_g'^{ideal}$ 과 유사한 값을 갖는 것을 알 수 있다. 다만, (5.63)의 n_g' 은 주입 전압 크기, 샘플링 시간, 및 $L_{dh,MTPA}^m$ 만을 정규화 해주는 이득이며, 모든 전동기에 대해서 $n_g'^{ideal}$ 과 n_g' 이 대상 전동기 만큼 유사하지 않을 수 있음에 유의해야 한다.

한편, MTPA 운전점 추종 제어 의외에 토크 제어를 위한 f_T 의 정규화 이득을 계산해야 한다. 다행히도, MTPA 운전점 근처에서 f_T 를 만족하므로, 4장에서 중고속 영역 운전시 사용된 정규화 이득을 다음과 같이 그대로 사용할 수 있다.

$$n_f' = \frac{1}{\bar{\lambda}_d^m + \hat{L}_{dq}^m i_q^m}. \quad (5.64)$$

다만, 중고속 영역에서는 λ_d^m 과 L_{dq}^m 이 실시간으로 추정되었지만, (5.64)에서는 참조표 기반의 $\bar{\lambda}_d^m$ 과 (5.16)의 \hat{L}_{dq}^m 이 사용됨에 유의해야 한다.

5.4 저속 영역 MTPA 추종 운전을 위한 참조표 제작

제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전은 LUT_{λ} 와 LUT_L 참조표에 기반하여 동작한다. LUT_{λ} 는 i_s 로부터 λ_m 을 출력하는 참조표이며, LUT_L 은 i_s 로부터 \bar{r}_L 을 출력하는 참조표이다. 그러므로, 제안하는 방법이 정확하게 MTPA 운전점을 추종 하기 위해서는 정확한 참조표의 제작이 우선되어야 한다.

본 절에서는 제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전을 위해 사전 시험을 통한 참조표 제작을 제안한다. 제안하는 사전 시험을 통한 참조표 제작 방법에서 대상 전동기는 위치 센서를 필요로 하지 않으며, 4장에서 제안한 중고속 영역 MTPA 추종 운전을 통해 구동된다. 이때 음의 정격 토크부터 양의 정격 토크까지 점진적으로 토크 지령을 변화시켜 각 MTPA 운전점에서의 자속과 인덕턴스 정보를 수집한다. 제안하는 참조표 제작 방법은 사전 시험이 가능한 전동기에 대해서 저속 영역 MTPA 추종 운전에 필요한 참조표 제작에 사용될 수 있다. 또한, 대량 생산되는 전동기의 경우 대표 전동기에 대해 사전 시험을 수행함으로써 기본 참조표를 제공하는데 사용될 수 있다.

하지만, 제안하는 사전 시험을 통한 참조표 제작 방법은 사전 시험이 불가능한 전동기에 대해서는 적용이 어렵다. 또한, 대표 전동기에 대해 사전 시험을 수행했다고 할지라도, 전동기의 제작 공차와 온도 변화 등에 의해 모든 전동기에서 만족할만한 성능을 기대하기 어렵다는 단점이 있다.

그러므로, 본 절에서는 사전 시험을 통한 참조표 제작과 더불어 중고속 운전 시 실시간 참조표 갱신 방법을 제안한다. 이는 4장에서 제안한 중고속 MTPA 추종 운전 시 저속 영역에서 사용할 참조표를 갱신하여, 제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전의 오차를 최소화 할 수 있다.

5.4.1 사전 시험을 통한 참조표 제작

4장에서 제안하는 중고속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전 시 자속 추정기와 동적 인덕턴스 추정기를 통해 λ_d^m , L_{dh}^m , L_{dqh}^m 정보를 얻을 수 있다. 따라서, 중고속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전 시 토크 지령에 따라 출력되는 전류 크기 i_q^{m*} 에 따른 $\hat{\lambda}_d^m$, \hat{L}_{dh}^m , \hat{L}_{dqh}^m 정보를 참조표로 제작할 수 있다.

다만, 토크 지령을 변화시켜가며 정보를 수집할 때, 출력 토크로 인해서 전동기의 속도가 과도하게 높아지거나, 낮아지면 참조표 제작이 어려울 수 있다. 그러므로, 출력 토크가 변화할 때에도 전동기의 속도가 충분히 제한 될 수 있도록 관성이 매우 크거나, 외부 부하에 의해 일정 속도로 제어가 될 수 있는 조건이 성립해야 한다.

전동기의 속도가 부하기에 의해 일정하게 유지가 되는 상황에서 참조표 제작의 타당성을 실험으로 검증하였다.

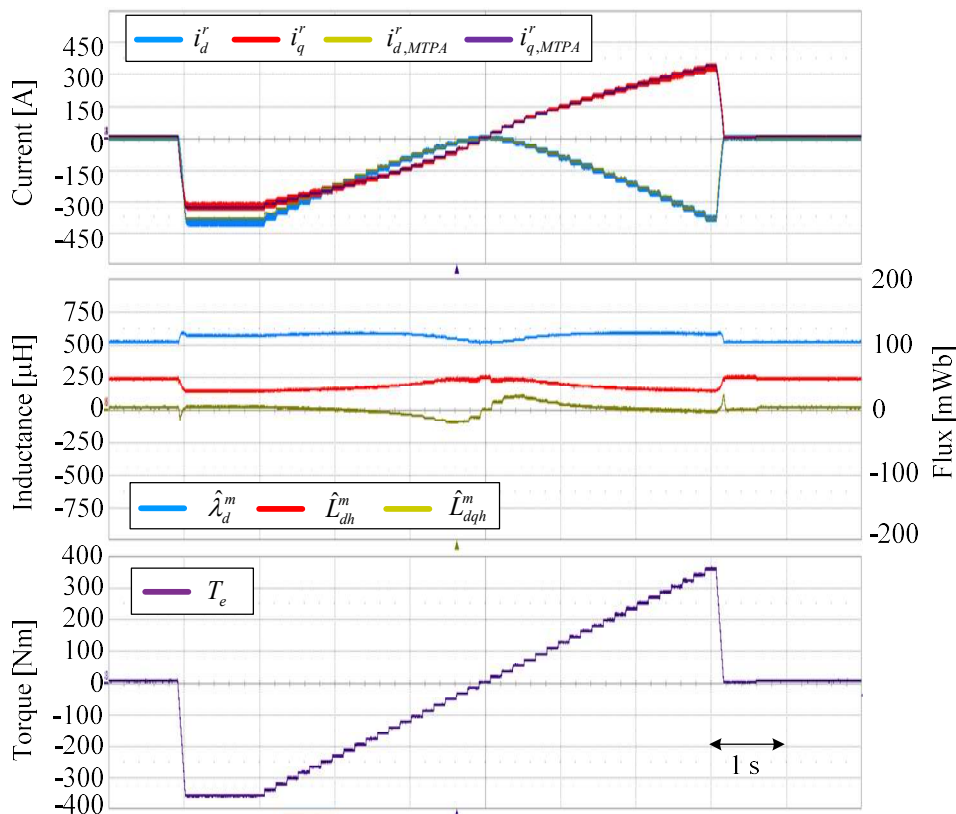


그림 5-21. 사전 시험을 통한 참조표 제작 (실험).

대상 전동기에 대한 참조표 제작을 위한 실험 파형이 그림 5-21에 나타나 있다. 전동기 속도는 부하기에 의해 2000 r/min으로 제어되었으며, 전동기의 최대 토크인 -360 Nm 부터 360 Nm 까지 18 Nm 간격으로 총 41개의 점에서 정보를 수집하였다. 자세한 실험 조건은 7장에서 서술한다. 참조표 제작에 걸리는 시간은 총 7 초로, 시험 시 발열로 인한 전동기 운전 조건 변화를 최소화하였다. 그림 5-21에서 회전자 기준 좌표계의 전류가 도시되어 있는데, 이는 이해를 돕기 위해 부하기의 위치 센서를 활용해 나타낸 것일 뿐, 대상 전동기의 제어나 참조표 제작에는 사용되지 않았다.

5.4.2 중고속 운전 중 실시간 참조표 갱신

앞서 논의한 사전 시험을 통해 참조표를 제작할 경우, 제안하는 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전 시 필요한 λ_d^m 과 \bar{r}_L 을 알아낼 수 있다. 본 절에서는 앞서 설명한 사전 시험을 통한 참조표 제작의 단점을 보완하기 위해 4장에서 제안한 중고속 영역 운전 중 실시간으로 참조표를 갱신(Update)하는 방법에 대해 서술한다.

갱신해야하는 참조표의 입력은 전류 i_q^{m*} 이며, 참조표의 출력은 λ_d^m 과 \bar{r}_L 이다. 중고속 영역에서 제안 방법으로 운전 시, 해당 운전점에 대한 자속과 인덕턴스 정보를 알아낼 수 있다. 그러므로 매 샘플링마다 얻어지는 전류에 대한 자속과 인덕턴스 정보를 기반으로 참조표를 갱신하기 위해 본 논문에서는 적응 참조표 기법 (Adaptive look-up table)을 사용한다 [76].

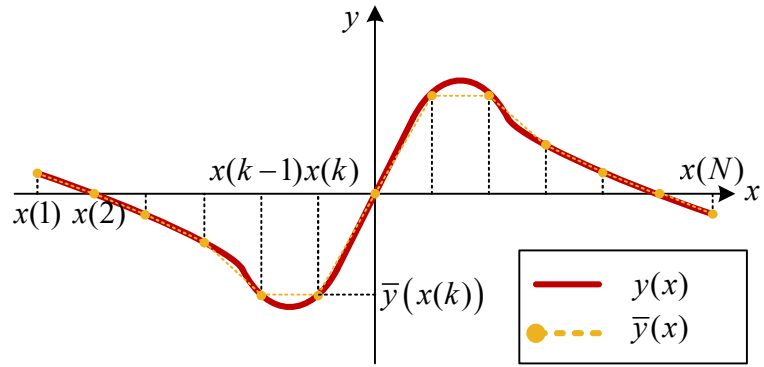
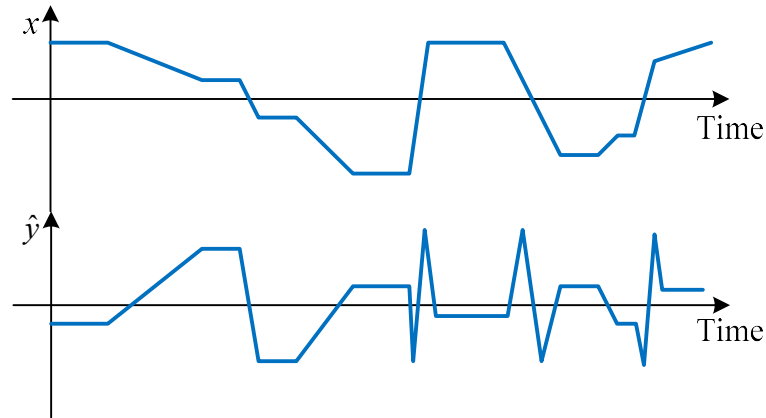
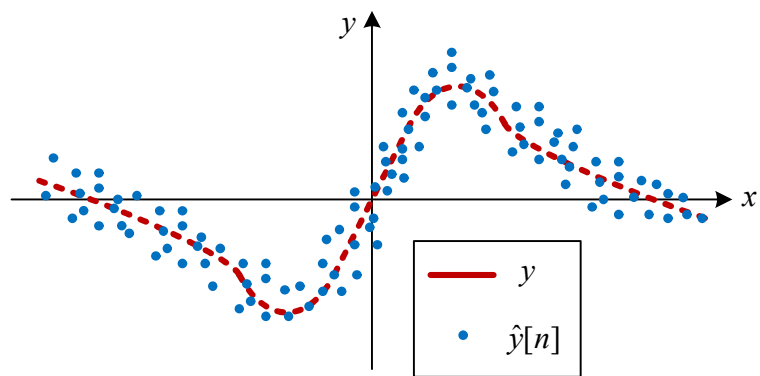


그림 5-22. $y(x)$ 와 $\bar{y}(x)$.

일반화를 위해 참조표로 저장하고 싶은 정보의 입력 변수를 x , 출력 변수를 y 라 하자. 참조표의 출력 변수는 \bar{y} 로 나타낼 수 있다. 예를 들어, 그림 5-22에서 x 와 y 의 관계를 참조표를 통해 $\bar{y}(x)$ 로 나타낼 수 있다. 참조표는 $x(1)\sim x(N)$ 의 N 개의 입력 데이터(Data)에 대한 $\bar{y}(x(1))\sim \bar{y}(x(N))$ 의 N 개의 출력 데이터로 이루어져 있다.



(가)



(나)

그림 5-23. 실시간으로 추정된 y . (가) 시간에 따른 x 와 \hat{y} . (나) 리사주 파형.

매 샘플링마다 특정 x 에 대해 대응되는 y 가 추정된다고 가정한다면, n 번째 샘플링에서의 x 를 $x[n]$, 이 때 추정된 y 를 $\hat{y}[n]$ 이라 할 수 있다. 그림 5-23(가)는 시간에 따라 다양한 $x[n]$ 에 대해서 $\hat{y}[n]$ 이 추정되는 상황을 나타낸다. 하지만, 실시간으로 추정되는 $\hat{y}[n]$ 에는 실제 y 와 달리 여러 오차가 포함되어 있을수 있으므로, x 와 \hat{y} 의 관계를 리사주(Lissajous) 파형으로 나타내면 그림 5-23(나)와 같이 나타낼 수 있다.

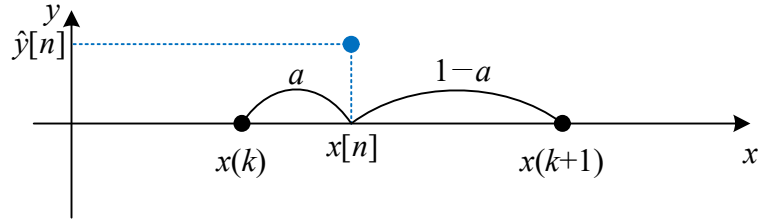


그림 5-24. $x[n]$ 과 $x(k)$ 의 관계.

그림 5-24와 같이 n 번째 샘플링에서의 $x[n]$ 는 $1 < k < N-1$ 인 어떤 정수 k 에 대해 다음이 성립한다.

$$x[n] = (1-a) \cdot x(k) + a \cdot x(k+1), \quad (0 \leq a < 1). \quad (5.65)$$

그러므로 $x[n]$ 에 대한 참조표 출력은 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\bar{y}[n] = (1-a) \cdot \bar{y}(x(k)) + a \cdot \bar{y}(x(k+1)). \quad (5.66)$$

이때 $\hat{y}[n]$ 과 $\bar{y}[n]$ 을 비교함으로써, $\bar{y}(x(k))$ 와 $\bar{y}(x(k+1))$ 을 다음과 같이 갱신할 수 있다.

$$\bar{y}(x(k)) \leftarrow r \cdot \frac{(1-a)}{1-2a+2a^2} \cdot (\hat{y}[n] - \bar{y}[n]). \quad (5.67)$$

$$\bar{y}(x(k+1)) \leftarrow r \cdot \frac{a}{1-2a+2a^2} \cdot (\hat{y}[n] - \bar{y}[n]). \quad (5.68)$$

여기서 r 은 갱신 계수(Update coefficient)로서 $0 < r \leq 1$ 사이의 값이다. r 이 1일 경우 즉각적으로 참조표가 갱신되어 $\hat{y}[n]$ 과 $\bar{y}[n]$ 의 오차를 한 샘플링 만에 없애도록 동작한다. 하지만, 그림 5-23(나)에서 살펴본 바와 같이 $\hat{y}[n]$ 에는 실시간 추정 오차가 포함되어 있을 수 있으므로, 이를 적절히 필터링 해주며 천천히 참조표를 갱신하는 것이 바람직하다.

운전점이 한 점으로 고정되어 있다고 할 때, 참조표의 갱신이 τ_0 의 시정수를 가지는 1차 저역 통과 필터 형태로 갱신되도록 하기 위해선 r 을 다음과 같이 설정해주어야 한다.

$$r = \frac{T_s}{\tau_0}. \quad (5.69)$$

단, τ_0 는 샘플링 시간인 T_s 보다 충분히 크다고 가정한다. 제안하는 참조표 갱신 방법이 유효하기 위해선, 중고속 영역에서 빈번하게 사용되는 부하 영역이 저속 영역에서 사용되는 부하 구간과 동일해야

한다. 만일, 중고속 영역과 저속 영역에서 사용되는 부하 영역이 다르다면, 중고속 영역에서 갱신되는 참조표가 저속 영역에서는 사용되지 않으므로, 제안하는 실시간 참조표 갱신이 효과적이지 않을 수 있다.

5.4.3 참조표 사전 제작이 어려운 경우의 기동 방법

특정 산업 적용 분야의 경우, 사전 시험을 통한 참조표 제작이 어려울 수 있다. 앞 절에서 논의한 실시간 참조표 갱신 방법은 중고속 영역 운전 중 수행 가능하므로, 참조표가 없을 경우 전동기의 기동을 위한 대안이 필요하다. 본 절에서는 전동기 명목 제정수를 기반으로 참조표의 초기값을 설정하여 저속 영역에서 기동하는 방법에 대해 서술한다.

사전 시험을 통한 참조표 제작이 어려울 경우, 다음과 같이 명목 제정수를 기반으로 참조표의 초기값을 설정 할 수 있다.

$$LUT_\lambda : \bar{\lambda}_d^m(i_s) = \lambda_f. \quad (5.70)$$

$$LUT_L : \bar{r}_L(i_s) = 0. \quad (5.71)$$

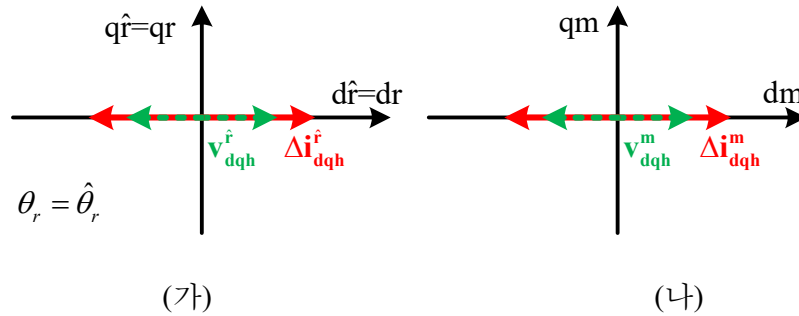


그림 5-25. (가) 추정 회전자 좌표계 d축 신호 주입 센서리스 운전 벡터도.

(나) $r_L=0$ 일 때 제안하는 저속 영역 운전 벡터도.

즉, 전류의 크기에 상관없이 LUT_λ 은 영구자석에 의한 쇄교 자속인 λ_f , LUT_L 은 0으로 설정한다. 이 경우, 전압 주입각을 결정하는 \bar{r}_L 이 0이므로, 제어 기준 좌표계인 m 좌표계에서 d축에 고주파 전압을 인가하며, q축에 나타나는 고주파 전류의 응답을 통해 θ_m 을 제어한다. 그림 5-25(가)와 (나)에 나타난 바와 같이, 이는 기존의 추정 회전자 좌표계인 \hat{r} 좌표계에서 d축에 전압을 주입 하며 q축의 고주파 전류를 통해 운전점을

제어하는 신호 주입 센서리스 운전과 동일하다[73],[74]. 다만, m 좌표계의 정의 상 전류 지령은 q축에 동기되므로, d축 전류를 0으로 제어하는 신호 주입 센서리스 운전에 대응된다.

식 (5.70) 및 (5.71)과 같이 참조표의 초기값을 설정할 경우 토크 선형성 및 MTPA 추종 성능이 보장 되지 않는 다는 점에 유의해야 한다. 특히, r_L 을 0으로 고정할 경우에는 실제 전류 운전점이 MTPA 운전점에서 벗어나서 운전될 수 있다. 식 (4.14)로부터 $V_{qh}^{m*} = 0$ 인 경우 ΔI_{qh}^m 은 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta I_{qh}^m = -\frac{T_s \cdot V_{dh}^{m*}}{\det(\mathbf{L}_h^m)} L_{dqh}^m \quad (5.72)$$

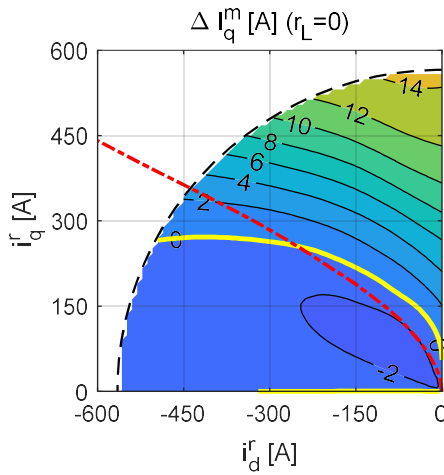


그림 5-26. $r_L=0$ 인 경우 대상 전동기의 ΔI_{qh}^m (FEA).

식 (5.72)을 기반으로 계산한 대상 전동기의 ΔI_{qh}^m 이 그림 5-26에 나타나 있다. 식 (5.72)와 그림 5-26을 살펴보면, ΔI_{qh}^m 의 부호는 L_{dqh}^m 에 의해 결정되는 것을 알 수 있다. 또한, ΔI_{qh}^m 을 입력으로 하여 θ_m 을 제어하므로, r_L 을 0으로 고정할 경우 전류 운전점은 $L_{dqh}^m = 0$ 인 운전점을 따라 결정된다.

제 6장 구현 상의 고려사항

본 장에서는 제안하는 센서리스 MTPA 추종 운전을 실제로 구현할 때 고려해야할 점들에 대해 서술한다. 제안하는 MTPA 추종 운전은 중고속 영역(Mid- and high-speeds) 알고리즘(Algorithm)과 저속 영역(Low-speeds) 운전을 위한 알고리즘으로 구분되어 있다. 제안된 두 알고리즘은 회전자 위치 추정 없이 MTPA 운전점을 추종한다는 공통점이 있다. 추정 MTPA 좌표계인 m 좌표계에서 벡터 제어를 수행하므로, 6.1절에서는 m 좌표계 상에서의 전류 제어의 이득(Gain) 설정과 안정성(Stability)에 대해 분석한다.

또한, 제안된 방법은 신호 주입을 통한 고주파 맥동 전류 성분을 이용해 동적 인덕턴스(Dynamic inductance) 정보를 추출한다. 이는 기본파와 자속의 전류에 대한 변화율을 뜻하는 증분 인덕턴스(Incremental inductance)와 고주파 인덕턴스(High frequency inductance)가 동일하다는 가정이 필요하다. 6.2절에서는 고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스의 상관관계를 실험적으로 살펴보고, 고주파 인덕턴스를 통한 증분 인덕턴스의 추정의 타당성에 대해 논의한다.

제안된 알고리즘은 중고속 영역과 저속영역 모두 신호 주입을 이용한다. 6.3절에서는 제안하는 신호 주입 과정에서 주입 주파수와 주입 전압의 크기가 미치는 영향을 분석하고, 최적의 주입 주파수 및 주입 전압의 크기 설정을 위한 고려사항들을 살펴본다.

한편, 고주파 전류는 맥동 전류의 전류 평면상의 방향에 따라 토크 맥동 성분을 유기할 수 있다. 이러한 고주파 토크 맥동 성분은 전동기에 연결된 기계 시스템에 좋지 않은 영향을 미칠 수 있다. 6.4절에서는 제안된 방법이 발생시키는 고주파 전류가 토크의 고주파 맥동에 미치는 영향을 서술한다.

고주파 전압 주입은 고주파 전류의 맥동을 야기하므로 이로 인한 추가 손실분이 전동기 구동 시스템의 효율을 저하시킬 수 있다. 이러한 고주파 전압 주입으로 인한 추가 손실을 6.5절에서 분석한다.

6.6절에서는 중고속 영역 알고리즘에 포함된 자속 추정기의 오차 요인에 대해선 서술한다. 제안된 자속 추정기는 전동기의 고정자 저항 정보를 필요로 하므로, 이에 대한 영향을 분석한다. 또한 고정자 저항 오차가 제안하는 MTPA 추종 운전에 미치는 영향도 함께 알아본다.

6.7절에서는 인버터 비선형성이 제안 알고리즘에 미치는 영향을 분석한다. 또한, 인버터 비선형성의 영향을 최소화하기 위해 본 논문에서 사용한 보상 방법에 대해 서술한다.

6.8절에서는 중고속 영역과 저속 영역 알고리즘 사이의 전환 방법에 대해서 서술한다. 이를 통해 중고속 영역 알고리즘과 저속 영역을 이용하여 전 속도 구간에 대해서 실시간 MTPA 추종 운전이 가능함을 보인다.

제안하는 MTPA 추종 운전은 회전자 위치 추정 없이 MTPA 운전점 상에서의 토크 제어를 수행한다. 하지만, 제안된 방법을 속도 제어 부하에 응용할 때에는 회전자 속도 정보가 없다는 점이 단점으로 작용할 수 있다. 이에 대한 대안으로, 6.9절에서는 m 좌표계의 각속도 정보를 이용한 속도 추정 및 이를 이용한 속도 제어에 대해 논의한다.

6.1 추정 MTPA 좌표계에서의 전류 제어기의 안정성

벡터 제어(Vector control) 시 IPMSM의 전류 제어는 회전자 기준 좌표계에서의 PI 제어기(Proportional-integral controller)가 일반적으로 사용된다. 이 때, PI 제어기의 이득은 IPMSM의 회전자 기준 좌표계 기준의 고정자 임피던스를 기반으로 설정된다 [77].

하지만, 3장과 4장에서 제안한 MTPA 운전점 추종 제어는 회전자 위치를 특정하지 않고 직접 MTPA 운전점을 추종한다. 회전자 위치를 별도로 추정하지 않으므로, 기존의 회전자 기준 좌표계 상에서의 전류 제어는 수행될 수 없다. 대신, 제안된 방법에서의 전류 제어는 추정 MTPA 좌표계인 m 좌표계 위에서 수행된다. 이 경우, m 좌표계 위에서의 인덕턴스 정보는 사전에 알기가 어려우므로, 제어기 이득을 정확히 설정하기 쉽지 않다. 또한 IPMSM의 자기 포화(Magnetic saturation)로 인한 인덕턴스 변화는 제어기 이득 설정을 더욱 까다롭게 하는 요인이다.

m 좌표계 위에서의 전류 제어를 위해선, 적절한 이득 설정과 전류 제어 안정성 검토가 필요하다. 본 절에서는, 회전자 기준 좌표계에서 안정한 제어기 이득이 존재함을 가정한 후, 동일한 제어기 이득이 m 좌표계 상의 전류 제어에서도 동일하게 적용될 수 있음을 보인다. 이는, 기존 회전자 기준 좌표계에서의 제어기 이득을 그대로 사용하더라도, m 좌표계 상의 전류 제어의 안정도 및 극의 위치가 유지됨을 의미한다.

6.1.1 일반적인 전류 제어기의 구조

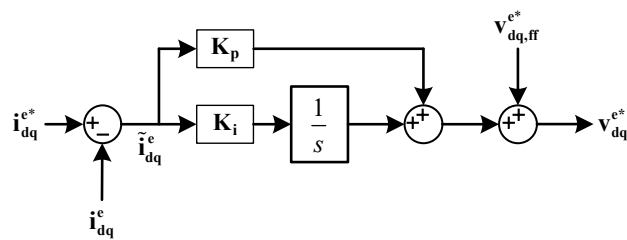


그림 6-1. PI 제어기 기반 전류 제어의 블록도.

PI 제어기 기반 전류 제어의 블록도가 그림 6-1에 나타나 있다. 이는 다음과 같은 수식으로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dq}^{e*} = \mathbf{K}_p \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^e + \frac{\mathbf{K}_i}{s} \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^e + \mathbf{v}_{dq,ff}^{e*}. \quad (6.1)$$

윗첨자 ‘e’는 임의의 동기 좌표계를 의미한다. 전류 제어의 이득 설정을 위해선 비례 이득 \mathbf{K}_p , 적분 이득 \mathbf{K}_i , 피드포워드 전압(Voltage feedforward) $\mathbf{v}_{dq,ff}^{e*}$ 의 설정이 필요하다. 상태 궤환 기반 전류 제어기(State feedback current controller)의 경우 통상 다음과 같이 이득을 설정한다.

$$\mathbf{K}_p = \omega_{cc} \hat{\mathbf{L}}_s \mathbf{I}. \quad (6.2)$$

$$\mathbf{K}_i = \hat{R}_s \omega_{cc} \mathbf{I}. \quad (6.3)$$

$$\mathbf{v}_{dq,ff}^{e*} = \omega_e \hat{\mathbf{L}}_s \mathbf{J} \mathbf{i}_{dq}^{e*} + \omega_e \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\lambda}}_f^e. \quad (6.4)$$

여기서 $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_f^e$ 는 동기 좌표계에서의 영구자석에 의한 쇄교 자속 벡터를 의미하며, 회전자 기준 좌표계에서는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_f^e = \hat{\boldsymbol{\lambda}}_f^r = \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_f \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6.5)$$

$\hat{\mathbf{L}}_s$, \hat{R}_s , $\hat{\lambda}_f$ 는 제어기 이득을 위한 동적 인덕턴스 행렬 \mathbf{L}_s 와 고정자 저항 R_s 및 영구자석에 의한 쇄교 자속의 추정치를 의미한다. ω_{cc} 는 전류 제어기 대역폭이며, ω_e 는 ‘e’ 좌표계의 각속도를 의미한다.

복소 벡터 기반 전류 제어기(Complex vector current controller)의 경우 다음과 같이 이득을 설정할 수 있다

$$\mathbf{K}_p = \omega_{cc} \hat{\mathbf{L}}_s \mathbf{I}. \quad (6.6)$$

$$\mathbf{K}_i = \hat{R}_s \omega_{cc} \mathbf{I} + \omega_e \omega_{cc} \hat{\mathbf{L}}_s \mathbf{J}. \quad (6.7)$$

$$\mathbf{v}_{dq,ff}^{e*} = \omega_e \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\lambda}}_f^e. \quad (6.8)$$

회전자 기준 좌표계에서 정확한 전류 제어 대역폭 설정을 위해선 해당 운전점에서의 dq 축 동적 인덕턴스 정보로 $\hat{\mathbf{L}}_s = \mathbf{L}_h^r$ 이 되도록 전류 제어 이득을 설정한다. 동적 인덕턴스의 운전점에 따른 변화를 살펴보면, 돌극성(Saliency)으로 인해 무부하 상황에서는 일반적으로 qr 축 인덕턴스가 dr 축 인덕턴스보다 큰 경향이 있다. 하지만, 많은 IPMSM에서 동적 인덕턴스의 돌극비(Saliency ratio)는 전류 증가에 따른

자기 포화에 의해 역전되기도 한다. 또한, dr 축 및 qr 축 동적 인덕턴스 이외에도 자기 포화에 의해서 교차 결합 인덕턴스 성분이 나타나기도 한다. 그러므로, 운전점에서의 정확한 동적 인덕턴스 행렬 정보를 기반으로 전류 제어 이득을 설정하기란 쉽지 않을 뿐더러, 모든 운전점에서의 동적 인덕턴스 행렬을 사전 시험을 통해 저장하는 것은 실용적이지 않다.

그러므로, 본 논문에서는 돌극성을 고려하지 않은 단일 인덕턴스 값 \hat{L}_s 으로 전류 제어 이득을 설정한다고 가정한다. 이 경우, 전류 제어기의 형태와 관계없이 비례, 적분 이득 행렬은 다음과 같이 \mathbf{I} 와 \mathbf{J} 가 결합된 형태로 표현 가능하다.

$$\mathbf{K}_p = a\mathbf{I}. \quad (6.9)$$

$$\mathbf{K}_i = b\mathbf{I} + c\mathbf{J}. \quad (6.10)$$

여기서

$$a = \hat{L}_s \omega_{cc}. \quad (6.11)$$

$$b = \hat{R}_s \omega_{cc}. \quad (6.12)$$

$$c = \begin{cases} 0 & \text{(State feedback type),} \\ \omega_{cc} \omega_e \hat{L}_s & \text{(Complex vector type).} \end{cases} \quad (6.13)$$

6.1.2 회전자 기준 좌표계 기준 전류 제어 안정성

회전자 기준 좌표계 상에서의 전동기 전압 방정식은 다음과 같이 \mathbf{i}_{dq}^{r*} 을 평형점(Equilibrium point)으로 생각할 때, 다음과 같이 전류 오차에 대한 소신호 모델로 표시할 수 있다.

$$\mathbf{L}_h^r \frac{d\tilde{\mathbf{i}}_{dq}^r}{dt} = -\mathbf{v}_{dq}^r - R_s \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^r - \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_h^r \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^r + \left(R_s \mathbf{i}_{dq}^{r*} + \mathbf{L}_h^r \frac{d\mathbf{i}_{dq}^{r*}}{dt} + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_h^r \mathbf{i}_{dq}^{r*} + \omega_r \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}^r \right). \quad (6.14)$$

$\boldsymbol{\lambda}_{dq0}^r$ 은 \mathbf{i}_{dq}^{r*} 에서의 평균 자속을 의미한다. 식 (6.1)과 (6.14)를 연립하면 다음과 같은 블록 행렬(Block matrix) 형태의 상태 방정식을 구성할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^r \\ \tilde{\mathbf{n}}_{dq}^r \end{bmatrix} = \mathbf{A}^r \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^r \\ \tilde{\mathbf{n}}_{dq}^r \end{bmatrix} + \mathbf{d}^r. \quad (6.15)$$

$$\mathbf{A}^r = \begin{bmatrix} -(\mathbf{L}_h^r)^{-1} (R_s + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_h^r + \mathbf{K}_p) & -(\mathbf{L}_h^r)^{-1} \mathbf{K}_i \\ \mathbf{I} & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.16)$$

$$\mathbf{d}^r = \begin{bmatrix} R_s \mathbf{i}_{dq}^{r*} + \mathbf{L}_h^r \frac{d\mathbf{i}_{dq}^{r*}}{dt} + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_h^r \mathbf{i}_{dq}^{r*} + \omega_r \mathbf{J} \lambda_{dq0}^r \\ \mathbf{v}_{dq,ff}^r \end{bmatrix}. \quad (6.17)$$

이 때, $\tilde{\mathbf{n}}_{dq}^r$ 는 \mathbf{i}_{dq}^r 의 적분을 뜻하는 매개 변수이다. 전류 제어가 안정하기 위해선 시스템 행렬 \mathbf{A}^r 이 안정 행렬(Stable matrix, Hurwitz matrix)이어야 한다. 식 (6.16) 행렬식을 이용하여 특성 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \det(s\mathbf{I}_4 - \mathbf{A}^r) &= \det \left(s \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \\ 0 & \mathbf{I} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -(\mathbf{L}_h^r)^{-1} (R_s + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_h^r) - \mathbf{K}_p & -(\mathbf{L}_h^r)^{-1} \mathbf{K}_i \\ \mathbf{I} & 0 \end{bmatrix} \right) \\ &= \det \left(s^2 \mathbf{I} + s (\mathbf{L}_h^r)^{-1} (R_s + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_h^r + \mathbf{K}_p) + (\mathbf{L}_h^r)^{-1} \mathbf{K}_i \right) \\ &= \det \left((\mathbf{L}_h^r)^{-1} \right) \det \left(s^2 \mathbf{L}_h^r + s (R_s + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_h^r + \mathbf{K}_p) + \mathbf{K}_i \right) \end{aligned} \quad (6.18)$$

단, (6.18)은 다음과 같은 블록 행렬(Block matrix)의 성질로 부터 계산되었음에 유의해야 한다 [78].

$$\det \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} = \begin{cases} \det(\mathbf{A}) \det(\mathbf{D} - \mathbf{C} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}) & (\text{if } \det(\mathbf{A}) \neq 0), \\ \det(\mathbf{D}) \det(\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{C}) & (\text{if } \det(\mathbf{D}) \neq 0), \\ \det(\mathbf{A} \mathbf{D} - \mathbf{B} \mathbf{C}) & (\text{if } \mathbf{C} \mathbf{D} = \mathbf{D} \mathbf{C}). \end{cases} \quad (6.19)$$

식 (6.18)에서 $\det(\mathbf{L}_h^r)$ 은 항상 양수이므로, 안정한 회전자 기준 좌표계 전류 제어기의 경우 다음의 조건을 만족함을 알 수 있다.

$$\text{Re}(s) < 0, \text{ for } \forall s \text{ s.t. } \det \left(s^2 \mathbf{L}_h^r + s (R_s + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_h^r + \mathbf{K}_p) + \mathbf{K}_i \right) = 0. \quad (6.20)$$

6.1.3 추정 MTPA 좌표계 상의 전류 제어기의 안정성

식 (6.20)이 성립한다고 가정할 때, m 좌표계에서도 동일한 전류 제어기 이득을 사용했을 때 안정함을 보일 수 있다. 식 (6.14)와 마찬가지로, m 좌표계에서 IPMSM의 전압 방정식은 다음과 같이 표현할

수 있다.

$$\mathbf{L}_h^m \frac{d\tilde{\mathbf{i}}_{dq}^m}{dt} = -\mathbf{v}_{dq}^m - R_s \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^m - \omega_m \mathbf{J} \mathbf{L}_h^m \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^m + \left(R_s \mathbf{i}_{dq}^{m*} + \mathbf{L}_h^m \frac{d\mathbf{i}_{dq}^{m*}}{dt} + \omega_m \mathbf{J} \mathbf{L}_h^m \mathbf{i}_{dq}^{m*} + \omega_m \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}^m \right). \quad (6.21)$$

\mathbf{m} 좌표계에서의 상태방정식은 다음과 같이 나타난다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^m \\ \tilde{\mathbf{n}}_{dq}^m \end{bmatrix} = \mathbf{A}^m \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^m \\ \tilde{\mathbf{n}}_{dq}^m \end{bmatrix} + \mathbf{d}^m. \quad (6.22)$$

$$\mathbf{A}^m = \begin{bmatrix} -(\mathbf{L}_h^m)^{-1} (R_s + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_h^m + \mathbf{K}_p) & -(\mathbf{L}_h^m)^{-1} \mathbf{K}_i \\ \mathbf{I} & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.23)$$

$$\mathbf{d}^m = \begin{bmatrix} R_s \mathbf{i}_{dq}^{m*} + \mathbf{L}_h^m \frac{d\mathbf{i}_{dq}^{m*}}{dt} + \omega_m \mathbf{J} \mathbf{L}_h^m \mathbf{i}_{dq}^{m*} + \omega_m \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}^m \\ \mathbf{v}_{dq,ff}^m \end{bmatrix}. \quad (6.24)$$

식 (6.23)은 기준 좌표계만 바뀌었을 뿐, 식의 형태는 (6.16)과 같으므로, \mathbf{m} 좌표계상의 전류 제어기 안정성을 위한 조건은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\text{Re}(s) < 0, \text{ for } \forall s \text{ s.t. } \det(s^2 \mathbf{L}_h^m + s(R_s + \omega_m \mathbf{J} \mathbf{L}_h^m + \mathbf{K}_p) + \mathbf{K}_i) = 0. \quad (6.25)$$

이 때, T_e^* 의 변화를 무시하면 정상 상태에서 ω_m 은 ω 과 같다. 그러므로, (6.25)의 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\det(s^2 \mathbf{L}_h^m + s(R_s + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_h^m + \mathbf{K}_p) + \mathbf{K}_i) = 0. \quad (6.26)$$

한편, 3장에서 논의한 바, \mathbf{L}_h^r 과 \mathbf{L}_h^m 은 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\mathbf{L}_h^m = \mathbf{R}(-\beta^*) \mathbf{L}_h^r \mathbf{R}(\beta^*). \quad (6.27)$$

또한, (6.9)와 (6.10)의 가정으로부터 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\mathbf{K}_p = \mathbf{R}(-\beta^*) \mathbf{K}_p \mathbf{R}(\beta^*). \quad (6.28)$$

$$\mathbf{K}_i = \mathbf{R}(-\beta^*) \mathbf{K}_i \mathbf{R}(\beta^*). \quad (6.29)$$

이를 (6.26)에 대입하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} 0 &= \det(s^2 \mathbf{R}(-\beta^*) \mathbf{L}_h^r \mathbf{R}(\beta^*) + s(R_s + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{R}(-\beta^*) \mathbf{L}_h^r \mathbf{R}(\beta^*) + \mathbf{K}_p) + \mathbf{K}_i) \\ &= \det(\mathbf{R}(-\beta^*)) \det(s^2 \mathbf{L}_h^r + s(R_s + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_h^r + \mathbf{K}_p) + \mathbf{K}_i) \det(\mathbf{R}(\beta^*)) \\ &= \det(s^2 \mathbf{L}_h^r + s(R_s + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_h^r + \mathbf{K}_p) + \mathbf{K}_i) \end{aligned} \quad (6.30)$$

식 (6.30)은 (6.20)의 행렬식과 동일한 수식임을 알 수 있다. 즉, 회전자 기준 좌표계에서 안정한 전류 제어 이득 행렬을 m 좌표계 상의 전류 제어에 그대로 이용해도 안정성이 유지됨을 알 수 있다. 나아가, (6.30)은 전류 제어 시스템의 특성 방정식이므로, m 좌표계 상에서 전류 제어는 안정할 뿐만 아니라 기존의 전류 제어기와 동일한 대역폭을 지님을 유추할 수 있다.

다만, 위의 분석은 운전점 근처에서의 국소 안정성이 좌표계에 상관없이 유지됨을 설명할 뿐, 전류 운전점이 변화하는 과도 상황(Transients)에서의 동특성은 좌표계에 따라 다를 수 있음에 유의해야 한다. 특히, 제안하는 m 좌표계에서 식 (6.5)와 같은 회전자 기준 좌표계에서의 피드포워드 전압을 그대로 이용할 경우, 부하 상황에서의 실제 영구자석에 의한 쇄교 자속과의 위상 오차로 인해 적분 제어기의 부담이 가중될 수 있다.

6.2 증분 인덕턴스와 고주파 인덕턴스 사이의 상관 관계

3.1.1절에서 가정한대로, 전류와 자속의 관계가 현재의 값에만 의존하는 Memoryless 성질을 만족한다고 하면, 증분 인덕턴스와 고주파 인덕턴스는 같은 값을 가지기 때문에 의미를 구분할 필요가 없다. 하지만 실제 IPMSM은 철심의 이력 곡선(Hysteresis curve)으로 인해 과거의 전류가 현재의 자속에 영향을 미치는 성질이 있다. 이력 곡선이외에도 여자(Excitation) 주파수에 따라 전동기의 특성이 달라질 수 있다.

여자 주파수가 높아지게 되면, 철심의 와전류 영향을 무시할 수 없게 된다. 와전류는 와전류 손실로 인한 손실 증가를 야기할 뿐만 아니라 철심의 등가 비투자율(Relative permeability)도 감소시키는 영향이 있다 [79]-[81]. 철심의 비투자율 감소는 고정자 인덕턴스의 감소로 나타나기 때문에, 일반적으로 고주파 인덕턴스는 주입 주파수가 높아짐에 따라서, 증분 인덕턴스보다 작아지는 경향을 나타낸다.

하지만, 이러한 경향은 수식화하기가 쉽지 않고, 철심의 성분과 구조에 크게 영향을 받는다. 특히, 전기 강판의 두께가 얇아질수록, 와전류가 감소함에 따라 고주파 인덕턴스의 감소 경향이 줄어든다 [81]. 그러므로, 고주파 인덕턴스는 일반적으로 증분 인덕턴스보다 작은 경향은 있지만, 이를 수치적으로 일반화 하기는 쉽지 않다.

본 절에서는 대상 전동기에 대해서 주입 주파수에 따른 고주파 인덕턴스의 변화를 실험적으로 분석한다. 또한 대상 전동기에 대해서 고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스 사이의 유사도를 분석하여, 고주파 인덕턴스로 증분 인덕턴스 추정을 대신할 수 있는지에 대해 살펴본다.

6.2.1 실험 방법 및 조건

고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스의 차이를 분석하기 위해서 실험을 진행하였다. 제안 방법의 검증이 아닌 고주파 인덕턴스의 값을 분석하기 위한 실험이므로, 대상 전동기는 엔코더(Encoder) 방식의 위치 센서를 이용하여 벡터 제어를 수행하였다. 실험은 표 3-1의 대상 전동기를 사용하였으며, 전류 제어 관련 제정수 및 이득은 7장에서 자세히 설명한다.

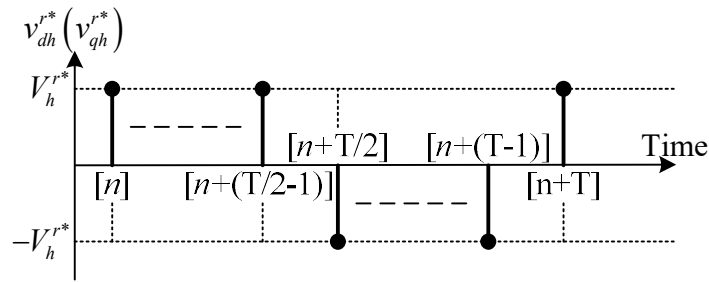


그림 6-2. 고주파 인덕턴스 추출을 위한 고주파 전압 주입.

고주파 인덕턴스 추출을 위해선 기본파 전류를 \mathbf{i}_{dq}^* 로 유지하고 있는 상황에서, d 축과 q 축에 교차로 고주파 전압을 주입하여 전류의 응답을 관찰한다. 주입하는 전압 지령의 형태는 그림 6-2와 같다. T는 주입 신호의 이산 시간 영역에서의 주기를 나타낸다. 그러므로 주입 신호의 주파수 f_{inj} 는 $1/(T \cdot T_s)$ 으로 계산된다. 식 (4.3)으로부터, d 축에 고주파 전압 V_h^{r*} 를 주입할 때, 전압과 전류의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_h^{r*} \cdot T_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh}^r & L_{dqh}^r \\ L_{qdh}^r & L_{qh}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{dh,vd}^r \\ \Delta i_{qh,vd}^r \end{bmatrix}. \quad (6.31)$$

여기서,

$$\Delta i_{dh,vd}^r = LPF(\Delta i_{dh,vd}^r[n] \cdot clk[n-2]). \quad (6.32)$$

$$\Delta i_{qh,vd}^r = LPF(\Delta i_{qh,vd}^r[n] \cdot clk[n-2]). \quad (6.33)$$

$\Delta i_{dh,vd}^r[n]$ 과 $\Delta i_{qh,vd}^r[n]$ 은 n번째 샘플의 고주파 전류 맥동의 차분이며 다음과 같이 계산된다.

$$\Delta i_{dh,vd}^r[n] = i_{dh,vd}^r[n] - i_{dh,vd}^r[n-1]. \quad (6.34)$$

$$\Delta i_{qh,vd}^r[n] = i_{qh,vd}^r[n] - i_{qh,vd}^r[n-1]. \quad (6.35)$$

마찬가지로, 동일한 고주파 전압을 q 축에 주입할 경우 전류는 다음과 같은 수식을 만족한다.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ V_h^* \cdot T_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh}^r & L_{dqh}^r \\ L_{qdh}^r & L_{qh}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{dh,vq}^r \\ \Delta i_{qh,vq}^r \end{bmatrix}. \quad (6.36)$$

식 (6.31)과 (6.36)을 결합함으로써 다음과 같이 운전점 \mathbf{i}_{dq}^{r*} 에서의 고주파 인덕턴스를 계산 할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} L_{dh}^r & L_{dqh}^r \\ L_{qdh}^r & L_{qh}^r \end{bmatrix} = \frac{V_h^* \cdot T_s}{\Delta i_{dh,vq}^r \Delta i_{dh,vq}^r - \Delta i_{dh,vq}^r \Delta i_{dh,vq}^r} \begin{bmatrix} \Delta i_{qh,vq}^r & -\Delta i_{dh,vq}^r \\ -\Delta i_{qh,vd}^r & \Delta i_{dh,vd}^r \end{bmatrix}. \quad (6.37)$$

한편, 한 운전점 (i_d^r, i_q^r) 에서의 증분 인덕턴스는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} L_{di}^r & L_{dqi}^r \\ L_{qdi}^r & L_{qi}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\lambda_d^r(i_d^r + \delta i, i_q^r) - \lambda_d^r(i_d^r - \delta i, i_q^r)}{2\delta i} & \frac{\lambda_d^r(i_d^r, i_q^r + \delta i) - \lambda_d^r(i_d^r, i_q^r - \delta i)}{2\delta i} \\ \frac{\lambda_q^r(i_d^r + \delta i, i_q^r) - \lambda_q^r(i_d^r - \delta i, i_q^r)}{2\delta i} & \frac{\lambda_q^r(i_d^r, i_q^r + \delta i) - \lambda_q^r(i_d^r, i_q^r - \delta i)}{2\delta i} \end{bmatrix}. \quad (6.38)$$

고주파 인덕턴스와의 구분을 위해 증분 인덕턴스는 아랫첨자 ‘i’를 사용해서 표기하였다. $\lambda_d^r(i_d^r, i_q^r)$ 및 $\lambda_q^r(i_d^r, i_q^r)$ 은 (i_d^r, i_q^r) 에서의 d 축과 q 축 자속을 나타내며 δi 는 충분히 작은 전류크기를 나타낸다. 본 절에서 실험 시 자속은 다음과 같이 계산하였다.

$$\lambda_d^r(i_d^r, i_q^r) = LPF \left(\frac{v_q^r(i_d^r, i_q^r) - R_s i_q^r}{\omega_r} \right). \quad (6.39)$$

$$\lambda_q^r(i_d^r, i_q^r) = -LPF \left(\frac{v_d^r(i_d^r, i_q^r) - R_s i_d^r}{\omega_r} \right). \quad (6.40)$$

식 (6.39)와 (6.40)의 계산에서 출력 전압 \mathbf{v}_{dq}^r 의 정보가 필요하다. 실제 출력전압의 측정이 쉽지 않으므로, 전압 지령 \mathbf{v}_{dq}^{r*} 에서 인버터 비선형성으로 인한 전압 왜곡 성분을 고려해서 \mathbf{v}_{dq}^r 을 계산한다. 인버터 비선형성의 보상과 관련해서는 6.7절에서 자세히 설명한다. 본 절에서는 인버터 비선형성으로 인한 왜곡을 최소화 하기 위해 역기전력이 충분히

큰 2000 r/min에서 실험을 진행하였다.

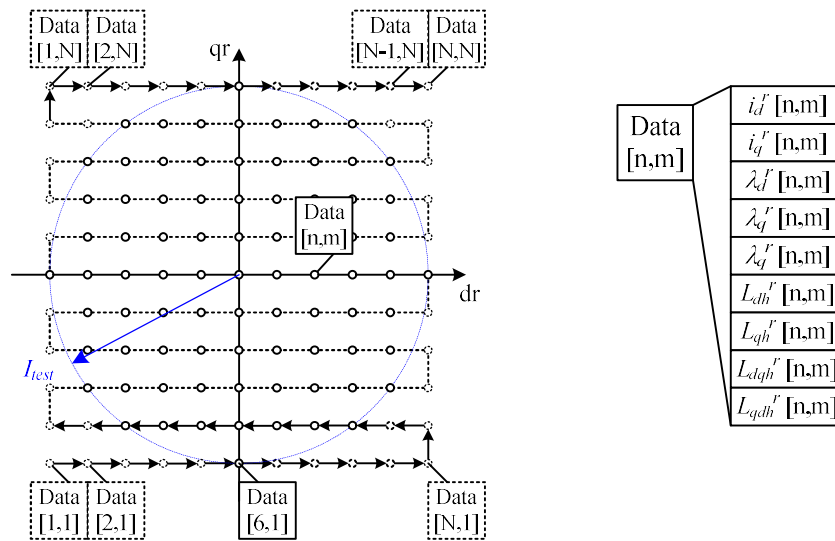


그림 6-3. 전류평면에서의 자속 및 고주파 인덕턴스 추출 시퀀스.

식 (6.37) 및 (6.38)을 기반으로 고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스를 비교하기 위해선 전류 운전점에 대한 자속과 고주파 인덕턴스 정보가 필요하다. 그림 6-3은 주어진 시험 전류 크기 I_{test} 이하의 전류 운전점에서 자속과 고주파 인덕턴스 정보의 수집 과정을 나타낸다. 각 운전점마다 전류 벡터, 자속 벡터, 고주파 인덕턴스 정보를 저장하며, 이 시험 정보를 기반으로 증분 인덕턴스를 계산한다. 본 절에서 I_{test} 는 전동기의 발열로 인한 R_s 변화를 최소화 하기 위해 최대 전류보다 작은 200 A로 설정하였다.

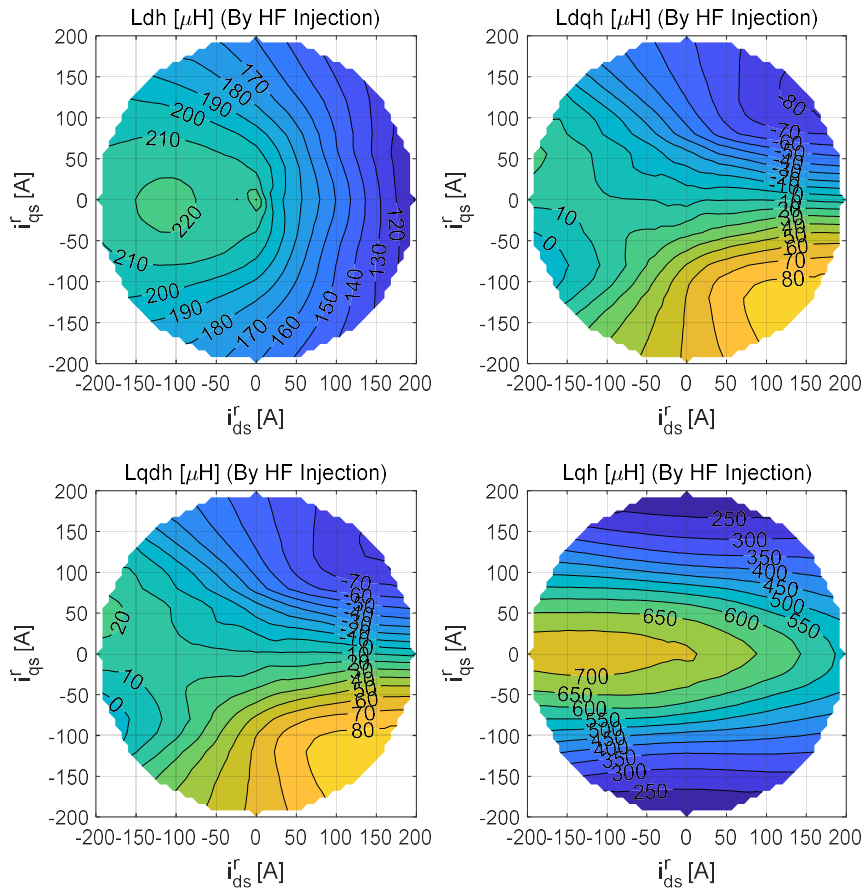


그림 6-4. 40 V, 5 kHz 주입 시 계산된 고주파 인덕턴스.

추정된 고주파 인덕턴스 결과의 예시가 그림 6-4에 나타나 있다. 그림 6-4에서는 40 V의 고주파 전압을 5 kHz로 주입하였다. d 축 전류 증가 시 L_{dh}^r 의 감소나, q 축 전류 증가 시 L_{qh}^r 의 감소 현상을 볼 때, 물리적으로 합리적인 인덕턴스 추정이 이루어졌음을 알 수 있다. 또한, L_{dqh}^r 와 L_{qdh}^r 의 유사성을 볼 때, 상호성 정리(Reciprocity theorem)가 대상 전동기에서 고주파 주입 시에도 유효함을 알 수 있다.

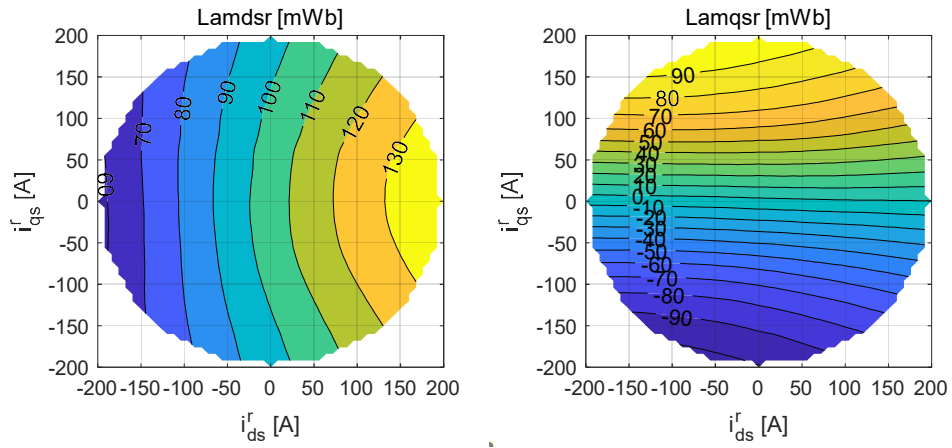


그림 6-5. 추정된 대상 전동기의 고정자 자속.

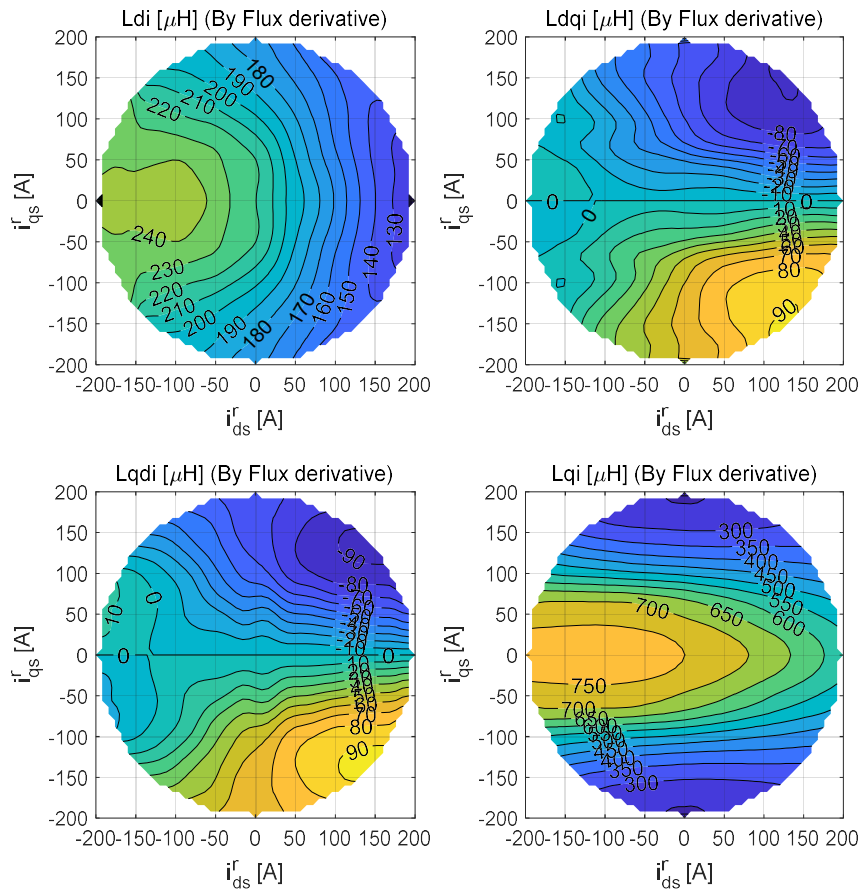


그림 6-6. 대상 전동기의 증분 인덕턴스.

그림 6-5는 (6.39)-(6.40)을 기반으로 계산한 대상 전동기의 고정자 자속을 보여준다. 이를 기반으로 증분 인덕턴스를 그림 6-6과 같이 계산하였다. 다만, 그림 6-5에 추정된 자속은 추정 과정에서 속도 측정, 전압 지령 측정 등에 미세한 잡음이 포함되어있다. 이를 (6.38)을 기반으로 직접 미분하게 되면, 잡음이 증폭되어 인덕턴스 추정 결과를 왜곡할 수 있다. 그러므로 그림 6-6의 인덕턴스를 계산하기 전에 Mathworks 社의 MATLAB에서 제공하는 ‘Lowess’ 피팅(Fitting) 함수를 이용해 추정된 자속의 노이즈(Noise) 성분을 제거한 후 미분을 수행하였다.

6.2.2 주입 전압의 크기에 따른 인덕턴스 변화

주입 전압의 주파수에 따른 인덕턴스 변화를 공정하게 비교하기 위해선, 주입 주파수가 변화하더라도 고주파 전류 맥동의 진폭을 일정하게 유지하는 것이 필요하다. 전동기의 고주파 대역 임피던스를 인덕턴스 부하로 생각할 때, 주입 전압을 주파수에 비례하여 변경해야 주파수 변경 시 고주파 전류 맥동의 진폭을 동일하게 유지할 수 있다. 하지만, 이 경우 전압 크기 변화의 영향과 주파수 변화의 영향이 중첩되어, 분석의 신뢰성을 떨어트릴 수 있다. 특히, 인버터 비선형성과 같이 신호 주입 시 고려되지 않은 현상으로 인해 주입 전압이 변화할 때 추정된 인덕턴스가 달라질 수 있다. 그러므로 주입 주파수에 따른 인덕턴스 변화를 분석하기에 앞서, 동일 주파수에서 주입 전압의 크기 변화의 영향을 분석하였다.

그림 6-4와 같은 2차원 그래프는 전체 운전 영역의 인덕턴스 분포를 확인할 수 있다는 장점이 있지만, 서로 다른 실험 조건에 대한 인덕턴스 차이를 분석하기엔 적절하지 않다. 그러므로 MTPA 곡선 상에서의 인덕턴스만을 별도로 추출하여 1차원 그래프로 비교하였다.

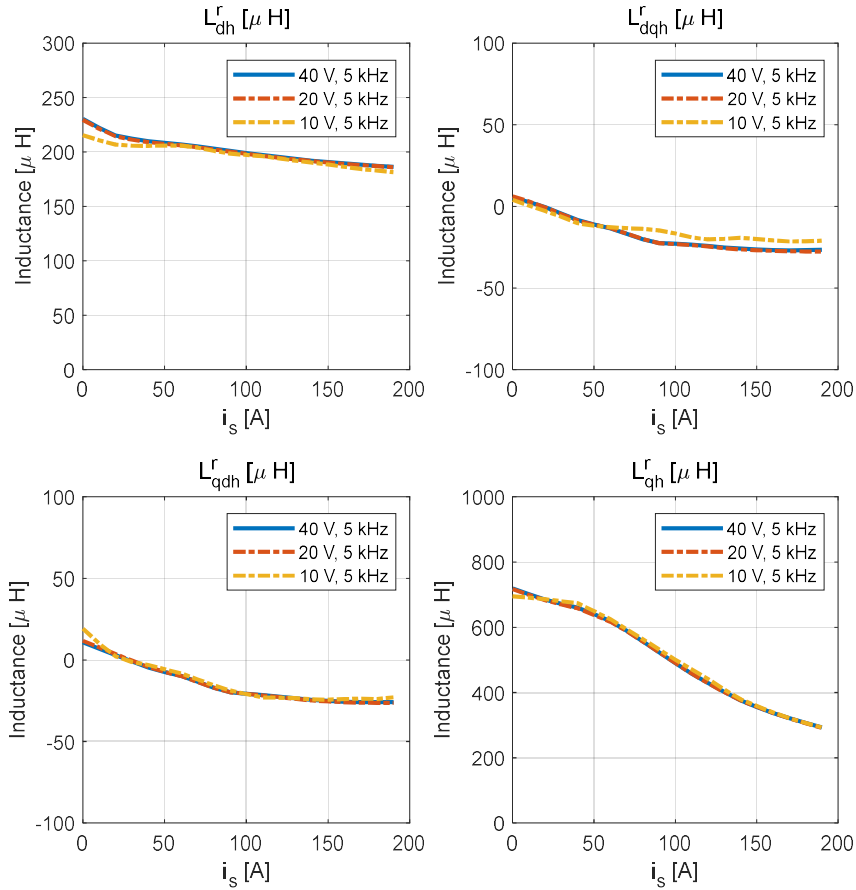


그림 6-7. 다양한 주입 전압 크기에 대한 추정 인덕턴스.

그림 6-7은 40/20/10 V 주입 시 추정된 인덕턴스의 차이를 나타낸다. 주입 주파수는 세 경우 모두 5 kHz로 동일하게 설정하였다. MTPA 영역에서 저전류 구간을 제외한 대부분의 전류 크기에 대해 인덕턴스의 추정값이 유사함을 알 수 있다. 그러므로, 주입 전압의 크기가 대상 전동기에서 인덕턴스 추정에 미치는 영향이 미미함을 알 수 있다.

다만, 30 A 미만의 저전류 구간에서는 주입 전압의 크기가 10 V 일 때, 추정 인덕턴스에 차이가 발생함을 알 수 있다. 이는 저전류 구간에서 인버터 비선형성이 정확히 보상되지 않아 발생하는 문제점으로 보인다. 논문에서 사용하는 인버터 비선형성 보상의 방법과 저전류 구간에서의 보상의 한계점은 6.7절에서 서술한다.

6.2.3 주입 전압의 주파수에 따른 인덕턴스 변화

주입 전압의 주파수에 따른 인덕턴스 추정의 영향을 알아보기 위해 다음과 같이 다양한 주파수에 대해서 인덕턴스 추정 결과를 분석하였다.

(가) 40 V / 5 kHz 주입

(나) 20 V / 2.5 kHz 주입

(다) 10 V / 1.25 kHz 주입

앞서 설명한 바와 같이, 고주파 전류 맥동의 진폭을 일정하게 유지하기 위해 주파수에 비례하여 주입 전압의 크기를 변화하였다.

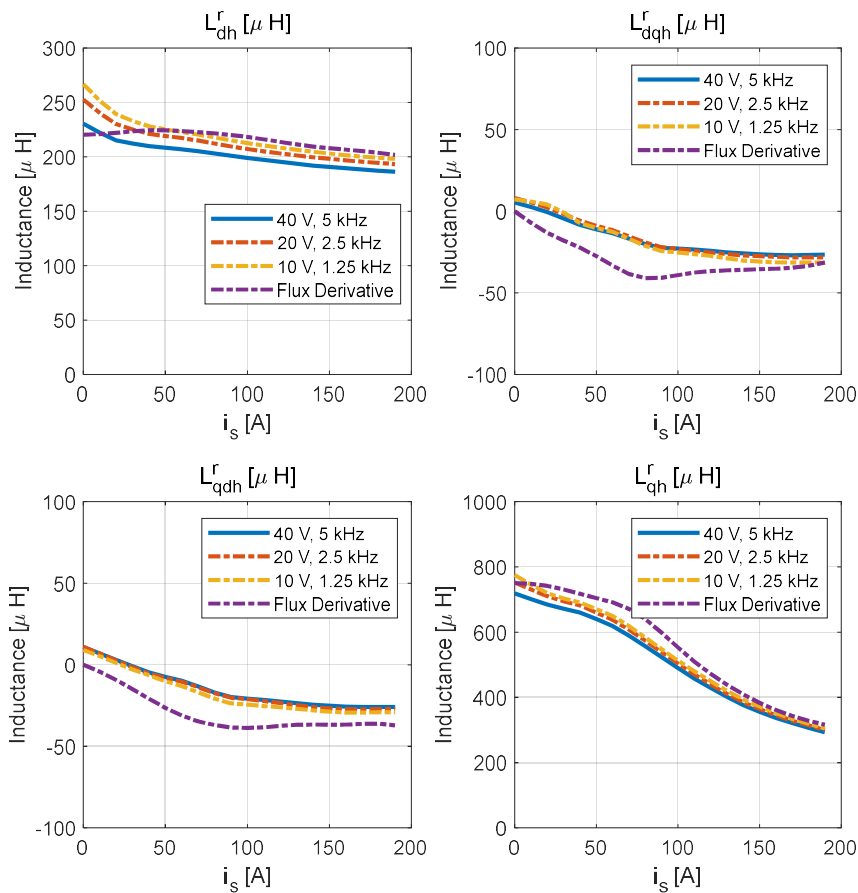


그림 6-8. 고주파 인덕턴스 추정에 주입 주파수가 미치는 영향.

그림 6-8은 다양한 주입 주파수에 따른 인덕턴스 추정 결과를 보여준다. 비교를 위해 증분 인덕턴스도 함께 도시하였다. 앞 절에서와 마찬가지로, 자료의 가시성을 위해서 전체 운전영역이 아닌 MTPA 곡선

위에서의 인덕턴스 결과만을 도시하였다.

저전류 영역을 제외하면, 고주파 인덕턴스는 주입주파수와 관계없이 증분 인덕턴스보다 그 크기가 작은 값을 가지는 것을 알 수 있다. 또한 주입 주파수가 높아질수록, 고주파 인덕턴스의 감소 경향이 더욱 뚜렷하게 나타난다. 이는 앞서 정성적으로 예측한 철심의 고주파 영역 비투자율 감소를 뒷받침 하는 결과이다. 다만, 저전류 구간에서는 오히려 증분 인덕턴스가 더 작게 측정되는 경향이 있음을 볼 수 있다. 이는 저전류 구간에서의 인버터 비선형성 보상 알고리즘의 오차 때문으로 생각된다. 저전류 구간에서의 인버터 비선형성 보상 오차에 관해서는 6.7절에서 더 자세히 살펴본다.

그림 6-8은 dq 축 인덕턴스와 교차인덕턴스를 모두 보여준다는 측면에서 장점이 있지만, 주입 주파수 증가로 인한 인덕턴스 감소의 비율을 정량적으로 평가하기 어렵다. 고주파 인덕턴스의 주파수에 따른 영향을 직관적으로 분석하기 위해서 다음과 같은 지표 L_{det} 를 정의한다.

$$L_{det} = \sqrt{\det(\mathbf{L}_h^r)} = \sqrt{L_{dh}^r L_{qh}^r - L_{dqh}^r L_{qdh}^r} . \quad (6.41)$$

L_{det} 는 인덕턴스 행렬의 행렬식의 제곱근임을 알 수 있다. \mathbf{L}_h^r 이 자속의 야코비안 행렬이므로, L_{det} 의 제곱은 자속의 야코비안 행렬식(Jacobian determinant)이다. 야코비안 행렬식의 단위를 인덕턴스의 단위와 일치시키기 위해 제곱근 연산을 추가하였다. 그러므로, L_{det} 는 해당 전류 운전점에서의 평균적인 인덕턴스의 크기를 대변한다.

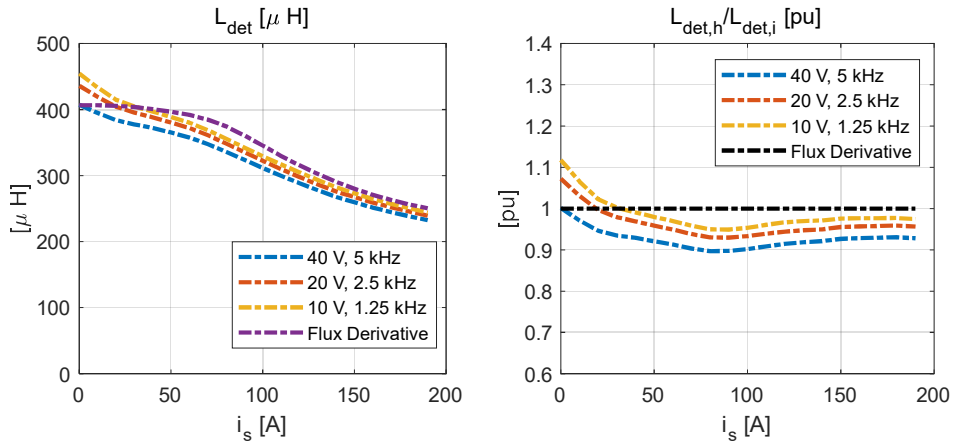


그림 6-9. 주입 주파수에 따른 L_{det} .

(가) 절대 수치. (나) 증분 인덕턴스 대비 비율.

그림 6-9(가)와 (나)는 다양한 주입 주파수에서의 L_{det} 를 나타낸다. 그림 6-9(가)는 전류 크기에 따른 L_{det} 를 헨리(Henry) 단위로 표시한 결과이며, 그림 6-9(나)는 해당 운전점에서의 증분 인덕턴스의 L_{det} 를 기준으로 정규화한 $L_{det,pu}$ 의 도시 결과이다. $L_{det,pu}$ 를 표로 정리하면 표 6-1과 같다. 인버터 비선형성으로 인한 오차를 배제하기 위해 50 A 이하의 저전류 구간은 제외한 결과이다.

표 6-1. MTPA 곡선 위에서의 주입 주파수에 따른 $L_{det,pu}$.

주입 주파수	값	단위	비고
5 kHz	0.9~0.93	pu	1 pu 기준: 해당 운전점에서의 증분 인덕턴스의 L_{det} .
2.5 kHz	0.93~0.95	pu	
1.25 kHz	0.95~0.98	pu	

5 kHz 주입의 경우 고주파 인덕턴스가 증분 인덕턴스 대비 7~10% 정도 작게 추정되며, 주입 주파수가 낮아질수록 고주파 인덕턴스가 증분 인덕턴스와 유사한 값을 갖는 것을 확인할 수 있다.

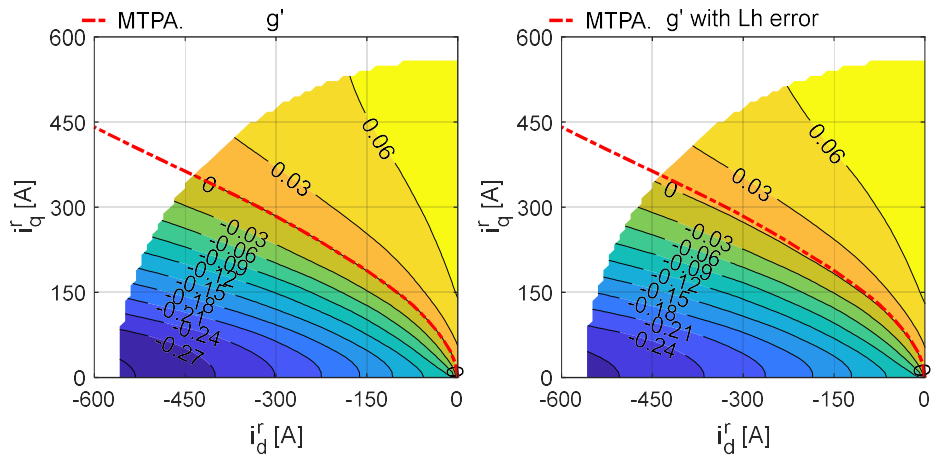


그림 6-10. 고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스의 차이를 고려한 g' .

(가) 이상적인 경우. (나) $L_{det,pu}=0.92$.

대상 전동기에서 고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스의 차이가 제안하는 MTPA 운전점 추종 제어에 미치는 영향을 분석할 수 있다. 대상 전동기에 대해서 $L_{det,pu}$ 를 0.92로 가정하여, L_{dh}^m 이 8% 작게 추정될 경우의 g' 이 그림 6-10(나)에 도시되어있다. 이상적인 경우인 그림 6-10(가)와 비교하여, $g'=0$ 인 곡선이 미세하게 좌측으로 이동하는 것을 알 수 있다. 또한, 추정 인덕턴스 오차가 그림 6-10(나)와 같이 실제 운전점을 MTPA에서 약간 벗어나도록 하지만, 토크 판별식 f 에서는 동적 인덕턴스 정보를 사용하지 않으므로 출력 토크에는 변함이 없다. 그러므로, 주입 주파수에 따라서 고주파 인덕턴스가 증분 인덕턴스와 차이를 가질 수 있는 것은 사실이지만, 그 오차가 제안하는 MTPA 추종 알고리즘에 미치는 영향은 크지 않다고 볼 수 있다.

6.3 주입 전압 신호의 크기와 주파수 결정

제안하는 센서리스 MTPA 추종 운전은 3장의 중고속 운전과 4장의 저속 운전에서 모두 고주파 맥동 전압 주입을 이용한다. 본 절에서는 제안하는 신호 주입 기법에서 사용하는 주입 전압의 크기와 주파수에 대해 서술한다.

6.3.1 주입 전압 신호의 주파수 결정 시 고려 사항

기존의 고주파 전류 주입 기반 MTPA 추종 운전은 정현파 형태의 고주파 전류를 주입해 MTPA 운전점을 추종한다. 이 경우 고주파 전류 주입을 위해 별도의 고주파 전류 제어기가 필요하며, 주입 전류의 주파수는 고주파 전류 제어기의 대역폭에 의해 제한된다. 특히 고주파 전류 제어기로 일반적으로 사용되는 공진 제어기의 경우, 디지털 시지연과 같은 구현 상의 문제점으로 샘플링 주파수의 1/10 이상의 주파수를 주입하는 것은 쉽지 않다.

반면, 제안하는 센서리스 MTPA 추종 운전은 고주파 전압 주입 방법을 사용하므로, 전류 주입 방식과 달리 주입 주파수가 제어기의 대역폭에 제한되지 않는다. 또한 제안된 MTPA 추종 운전은 헤테로다인(Heterodyne) 기법이 아닌 매 샘플링 마다 직전 샘플링 전류와의 차분 정보를 이용한다. 그러므로, 동일 주입 전압에 대해 주입 주파수가 높아지면, 전류의 증분 정보는 유지되지만 전류 맥동 성분의 진폭은 작아지므로, 고주파 전류 맥동 성분의 실효치를 줄일 수 있다.

한편, 주파수를 결정할 때 전동기의 공간 고조파로 인한 자속 맥동 성분과의 간섭을 고려해야 한다. 전동기의 회전 주파수를 f_r 이라할 때, 공간 고조파로 인한 자속 맥동 성분은 f_r 의 6의 배수 주파수를 지닌다. 특히 공간 고조파의 주파수 중 비교적 낮은 주파수에 속하는 6, 12, 18 고조파의 공간 고조파는 전동기의 제어 알고리즘과 간섭할 수 있으므로 제어 알고리즘의 설계 시 고려가 필요하다. 주입 주파수와 공간 고조파로 인한 자속 맥동 주파수가 너무 가까울 경우, 전압 주입으로 인한 전류 맥동과 공간 고조파로 인한 전류 맥동 성분이 중첩되어, 동적

인덕턴스 추정에 오차를 야기할 수 있다.

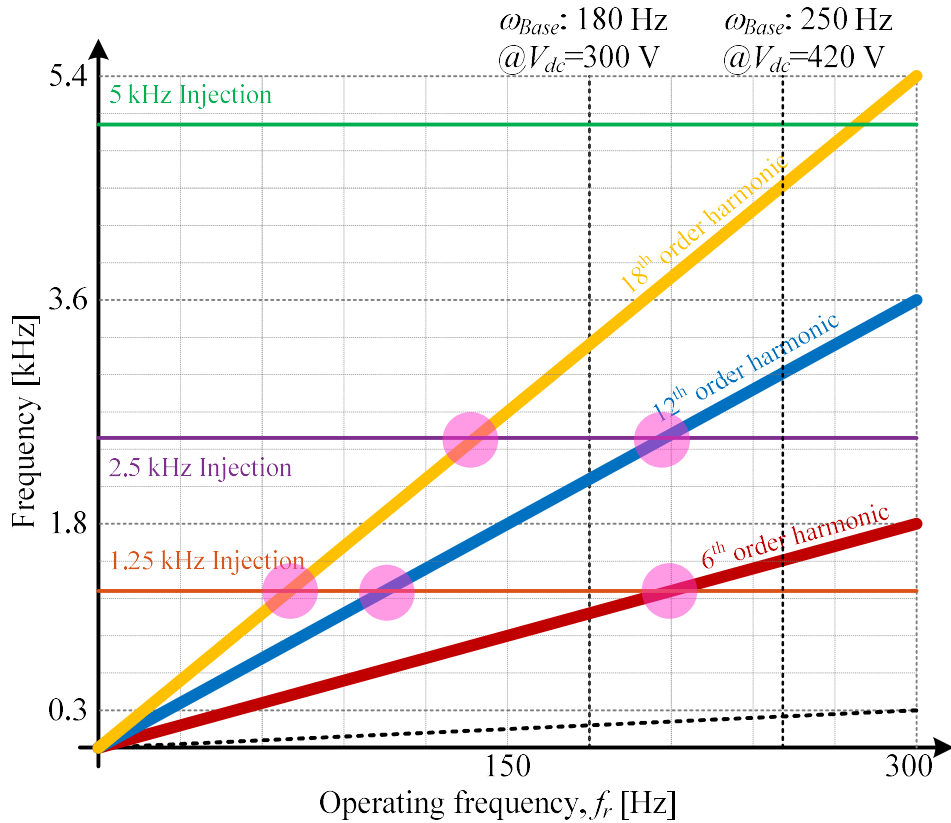


그림 6-11. 공간 고조파와 주입 주파수와의 관계.

그림 6-11은 운전 속도 증가에 따른 공간 고조파의 주파수와 주입 주파수와의 관계를 나타낸다. 대상 전동기의 정격 및 최대 V_{dc} 인 300 V와 420 V에 대해 기저 속도(Base speed)는 2650 r/min 및 3750 r/min으로서, 이에 대응되는 f_r 인 180 Hz와 250 Hz를 표시하였다. 10 kHz 스위칭 주파수를 가정할 때 주입하기 용이한 주파수인 5 / 2.5 / 1.25 kHz의 주파수를 그림 6-11에 함께 나타내었다.

1.25 / 2.5 kHz 주파수는 기저 속도 이하에서 각각 6, 12, 18 및 12, 18 고조파와 만나는 것을 알 수 있다. 이는 운전 속도가 증가함에 따라 인덕턴스 추정 성능이 공간 고조파로 인해 악화될 수 있음을 나타낸다. 반면, 5 kHz 주입 시, 기저 속도 이하에서 6, 12 고조파 뿐만 아니라 18 고조파와도 만나지 않는 것을 알 수 있다. 즉, 주입 주파수를 5 kHz 까지 증가시킨다면, 공간 고조파로 인한 간섭 효과를 최소화할 수 있다.

다만, 주입 주파수를 크게 하는 것이 항상 장점만 가지는 것은 아니다. 더블 샘플링(Double sampling)을 허용할 경우, 스위칭 주파수의 맥동 전압 주입도 가능하다 [82]. 하지만, 이 경우, 인버터 비선형성에 의한 전압 주입 오차의 영향이 증대되어, 반스위칭 주파수 주입의 경우와 비교하여, 주입 전압의 오차가 커짐이 알려져있다 [83]. 특히, 전압 주입을 이용하여 돌극성을 판별하는데 사용하는 기존의 센서리스 제어와 달리 제안하는 MTPA 추종 제어는 고주파 전류 맥동 성분의 크기를 인덕턴스 추정에 이용하므로, 주입 전압의 오차는 제어 성능을 크게 악화시킬 수 있다. 그러므로, 주입 주파수는 인버터 비선형성의 오차를 어느정도 상쇄시킬 수 있는 반 스위칭 주파수 이하에서 결정하는 것이 바람직하다.

또한, 앞 절에서 살펴보았듯이, 주입 주파수를 높이면 고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스 사이의 차이가 커지게 되어 MTPA 운전점 추종 성능이 떨어질 수 있다. 다행히도, 그림 6-10(나)에서 살펴보았듯이, 대상 전동기에서는 5 kHz를 주입하더라도 MTPA 운전점 추종에 미치는 영향이 크지않아 최종적으로 본 논문에서는 대상 전동기에서의 주입 주파수를 5 kHz로 결정하였다.

6.3.2 주입 전압 신호의 크기 결정 시 고려사항

주입 전압의 크기 측면에서는 주입 전압이 커질수록 고주파 전류의 크기 또한 커지기 때문에, 신호 대 잡음비(Signal-to-noise ratio, SNR) 측면에서 큰 주입 전압이 인덕턴스 추정 시 유리하다. 하지만, 주입 전압의 크기가 과도할 경우, 평균 전류는 MTPA 운전점 위에 있더라도, 추가된 고주파 전류 맥동으로 인한 추가 손실이 효율에 나쁜 영향을 미칠 수 있다. 또한, 중고속 영역 알고리즘의 경우, 인버터의 전압 이용률이 커지는 기저 속도(Base speed) 근처에서도 동작해야 하므로, 기저 속도의 감소를 최소화하기 위해서 주입 전압의 크기가 작을수록 유리하다. 그러므로, 주입 전압의 크기를 결정할 때, 요구되는 제어 성능이 만족되는 한 최소의 전압을 주입하는 것이 바람직하다.

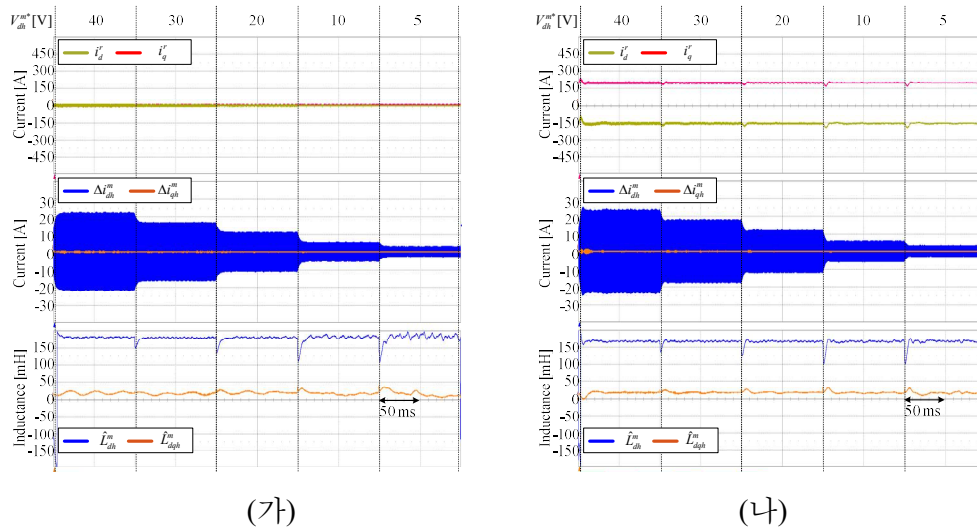


그림 6-12. 주입 전압 크기에 따른 인덕턴스 추정 성능.

(가) 무부하. (나) 50 % 부하

그림 6-12(가), (나)는 다양한 주입 전압에 대한 인덕턴스 추정 성능을 보여준다. 운전 속도는 500 r/min으로 설정하였다. 그림 6-12(가)의 영전류 상황에서는 주입 전압의 크기가 20 V보다 작으면, 추정 인덕턴스에 오차가 발생하는 것을 알 수 있다. 반면, 고주파 전류와 상관없이 전류의 크기와 부호가 결정되는 부하 상황에서는 주입 전압의 크기와 상관없이 일관된 인덕턴스 추정 성능을 갖는다. 이는 영전류 상황에서 급격하게 변화하는 인버터 비선형성에 의한 전압 합성 오차 때문으로 추정된다. 본 논문에서는 모든 전류 영역에서 일관된 제어 성능을 위하여 V_{dh}^{m*} 를 20 V 로 결정하였다.

한편, 제안 하는 방법에서의 고주파 전압 주입을 포함한 전압 벡터와 기본파 전압 벡터의 크기를 비교함으로써 고주파 전압 합성을 위한 추가 전압을 분석할 수 있다. 기본파 전압과 전류의 역률을 ϕ_f 라 할 때, m 좌표계 기본파 전압 \mathbf{v}_{dqf}^m 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dqf}^m = \|\mathbf{v}_{dqf}^m\| \begin{bmatrix} -\sin(\phi_f) \\ \cos(\phi_f) \end{bmatrix}. \quad (6.42)$$

이때 MTPA 운전점에서 IPMSM은 지상 역률을 가지므로, ϕ_f 는 양수로 고려한다. 제안하는 맥동 전압 주입 시 m 좌표계 주입 전압은 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_{dqh}^m = \begin{bmatrix} V_{dh}^{m*} \\ V_{qh}^{m*} \end{bmatrix} clk[n] = V_{dh}^{m*} \begin{bmatrix} 1 \\ r_L \end{bmatrix} clk[n]. \quad (6.43)$$

여기서

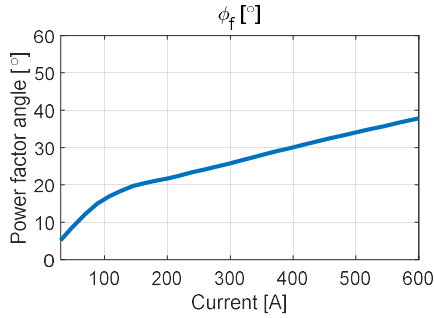
$$r_L = \frac{L_{dqh}^m}{L_{dh}^m}. \quad (6.44)$$

최종 출력 전압 벡터 \mathbf{v}_{dq}^m 은 다음과 같이 결정된다.

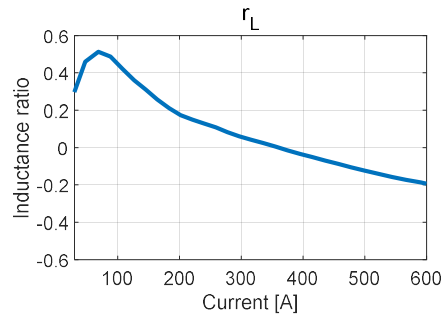
$$\mathbf{v}_{dq}^m = \mathbf{v}_{dqf}^m + \mathbf{v}_{dqh}^m = \begin{bmatrix} -\|\mathbf{v}_{dqf}^m\| \sin \phi_f + V_{dh}^{m*} \cdot clk[n] \\ \|\mathbf{v}_{dqf}^m\| \cos \phi_f + V_{dh}^{m*} r_L \cdot clk[n] \end{bmatrix}. \quad (6.45)$$

그러므로, \mathbf{v}_{dq}^m 의 최대값과 \mathbf{v}_{dqf}^m 의 비율을 다음과 같이 계산 할 수 있다.

$$\frac{\arg \max_{clk[n]} \|\mathbf{v}_{dq}^m\|}{\|\mathbf{v}_{dqf}^m\|} = \sqrt{1 + 2|\sin \phi_f - r_L \cos \phi_f| \frac{V_{dh}^{m*}}{\|\mathbf{v}_{dqf}^m\|} + (1 + r_L^2) \left(\frac{V_{dh}^{m*}}{\|\mathbf{v}_{dqf}^m\|} \right)^2}. \quad (6.46)$$



(가)



(나)

그림 6-13. MTPA 영역에서의 (가) ϕ 및 (나) r_L .

그러므로, 제안하는 맥동 전압 주입으로 인한 출력 전압의 증가는 해당 운전점의 ϕ 와 r_L 에 의해 변화하게 된다. 그림 6-13(가), (나)는 MTPA 곡선 위에서의 ϕ 및 r_L 을 나타낸다. 물론, 정확한 ϕ 는 고정자 저항에 의한 전압 강하 성분으로 인해 전류 뿐만 아니라 속도에 대해서도 변화할 수 있지만, 속도가 충분히 높다고 가정하여, 고정자 저항에 의한 전압 강하 성분은 제외하고 ϕ 를 계산하였다.

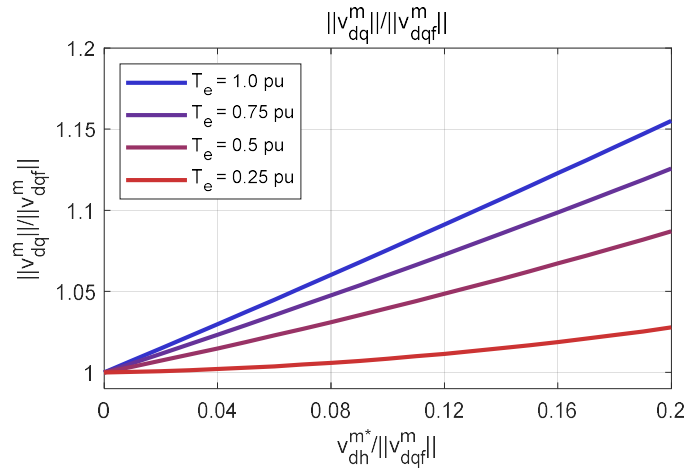


그림 6-14. 주입 전압으로 인한 출력 전압의 증가.

그림 6-14는 (6.46)을 MTPA 곡선위의 여러 전류 크기에 대해 도시한 결과이다. 대상 전동기에 대해서, 저전류 구간에서는 주입 전압이 증가하더라도, 출력 전압의 크기에 미치는 영향이 크지 않다. 그러므로, 저토크 영역에서는 MTPA 운전으로 도달할 수 있는 최대 속도의 감소폭이 크지 않다. 예를 들어, 0.5 pu 토크 출력에서, 20 V 주입시, 기본과 전압이 156 V ($V_{dc}=300$ V 전압 육각형 내접원의 90%)일 때, $V_{dh}^{m*}/||v_{dqf}^m||$ 는 약 0.13이며, $||v_{dq}^m||/||v_{dqf}^m||$ 는 약 1.05을 가진다. 반면, 토크가 증가함에 따라, 주입 전압에 의한 출력 전압의 증가가 두드러진다. 예를 들어, 최대 토크에서는 $V_{dh}^{m*}/||v_{dqf}^m||$ 이 0.13일 때, $||v_{dq}^m||/||v_{dqf}^m||$ 는 약 1.1을 가진다.

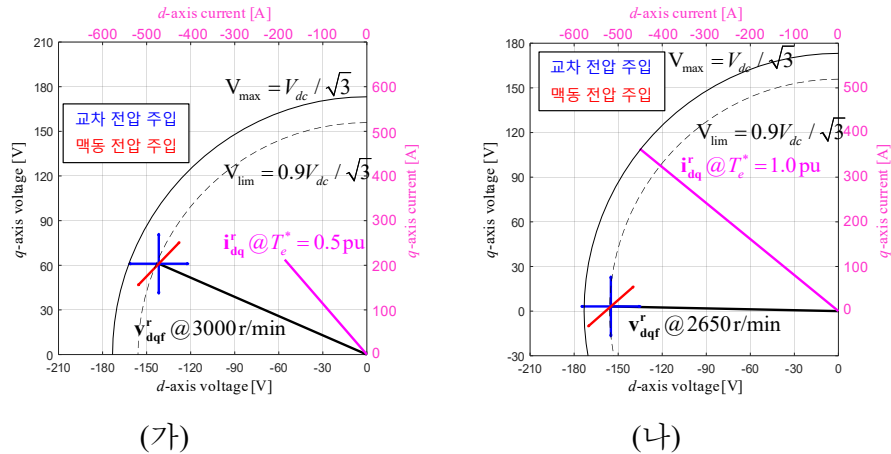


그림 6-15. 주입 전압 벡터를 고려한 출력 전압 벡터도.

(가) $T_e^* = 0.5 \text{ pu}$. (나) $T_e^* = 1.0 \text{ pu}$.

그림 6-15(가), (나)는 앞서 제시한 두 예시에 대한 전압 벡터도이다. 두 경우 모두 기본과 전압이 $0.9V_{dc}/\sqrt{3}$ 일 때를 기준으로 도시하였으며, 각각 3000 r/min과 2650 r/min에 대응된다. 앞서 분석한 바와 같이, 50 % 출력 토크 상황에서 고주파 전압 주입에 의한 출력 전압 증가분이 최대 토크 출력 상황에 비해서 절반 수준임을 알 수 있다. 또한, 제안하는 맥동전압 주입 뿐만 아니라 기존의 교차 신호 주입에 의한 출력 전압 벡터도도 함께 도시하였다. d_r 및 q_r 축으로 전압을 주입하는 교차 신호 주입에 비해서, 제안하는 맥동 전압 주입으로 인한 출력 전압 증가분이 더 적음을 알 수 있다.

결론적으로, 제안하는 맥동전압 주입을 통한 MTPA 운전점 추종 제어 시 고주파 전압 주입으로 인해 출력 전압의 크기가 늘어날 수 있다. 그러므로, 제안 알고리즘을 적용 시, 고주파 전압 주입을 위한 전압 합성 여유를 고려하여야 한다. 그러나 증가하는 전압 크기는 기존의 교차 신호 주입에 비해 작으므로, 기존의 교차 신호 주입과 비교할 때 더 작은 전압 합성 여유로도 운전이 가능하다.

6.4 고주파 전류가 출력 토크에 미치는 영향

제안된 방법은 고주파 전압 주입에 의해 고주파 전류 맥동을 발생시킨다. 이러한 전류 맥동 성분으로 인해 토크 맥동이 발생할 것을 우려할 수 있다. 전동기 기계 시스템의 관성과 강성이 충분히 크다면, 고주파 토크 맥동으로 인한 진동을 무시할 수 있지만, 적용 분야에 따라서는 고주파 토크 맥동 성분이 진동을 야기할 수 있기 때문에, 이에 대한 분석이 필요하다.

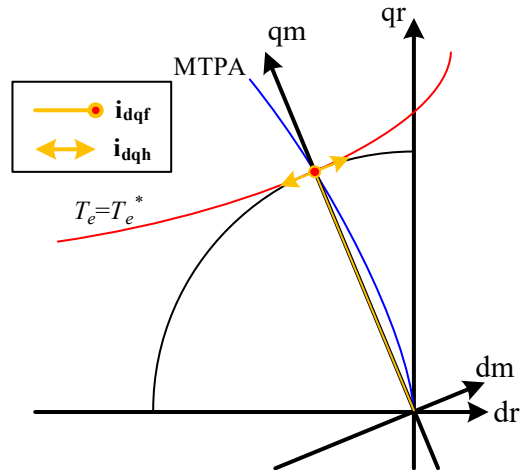


그림 6-16. 제안하는 맥동 전압 주입 시 전류 맥동.

그림 6-16은 제안하는 맥동 전압 주입 시 기본과 전류와 맥동 전류의 관계를 나타낸다. 제안하는 맥동 전압 주입은 q_m 축 전압을 가변하여 전류 맥동성분이 d_m 축에만 나타나도록 제어한다. 이 때, MTPA 운전점 추종이 이루어 질 때, q_m 축 전류는 MTPA 운전점 위에 존재하게 된다. MTPA 운전점의 특성 상, d_m 축은 토크 지령에 해당하는 등토크 곡선과 평행하게 되어 d_m 축의 작은 전류 맥동은 토크 맥동을 야기하지 않는다 [84]. 그러므로, 제안하는 맥동 전압 주입 시에도 MTPA 운전이 지속될 경우 고주파 전류 맥동 성분으로 인한 토크 맥동 성분은 무시될 수 있다.

6.5 고주파 전류로 인한 추가 손실 분석

제안하는 방법에서 이용하는 고주파 전류로 인해 전동기의 동손 및 철손이 증가할 수 있다. 이로 인한 손실이 과도하게 발생하여 시스템의 효율을 유의미하게 떨어트린다면, 제안하는 실시간 MTPA 운전으로 인한 효율 개선의 효용성이 크게 떨어질 수 있다.

정격 운전 시 전류 크기를 $i_{s,rated}$ 라 할 때, 동손은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{Cu,rated} = 1.5R_s \cdot i_{s,rated}^2. \quad (6.47)$$

m 좌표계에서 ΔI_{dh}^m 이 흐를 때 추가되는 동손은 다음과 같다.

$$\Delta P_{Cu} = 1.5R_h \cdot \Delta I_{dh}^{m2}. \quad (6.48)$$

여기서 R_h 는 인버터와 전동기의 등가 고주파 저항을 의미한다. 일반적으로 권선의 표피 효과로 인해 R_h 는 기본과 고정자 저항인 R_s 보다 큰 값을 가질 수 있다. 정격 동손 대비 추가되는 동손의 비율은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\frac{\Delta P_{Cu}}{P_{Cu,rated}} = \frac{R_h}{R_s} \left(\frac{\Delta I_{dh}^m}{i_{s,rated}} \right)^2. \quad (6.49)$$

대상 전동기에서 20 V의 고주파 전압을 주입할 경우 ΔI_{dh}^m 은 약 10 A로서, 정격 전류의 약 2%에 해당하는 값을 가진다. 그러므로, R_s 가 R_h 와 같다고 가정할 경우 추가되는 동손은 정격 동손 대비 0.04% 수준이며, R_h 가 R_s 보다 10배 크다고 가정하더라도, 추가되는 동손은 정격 손실 대비 0.4% 수준으로 미미함을 알 수 있다.

하지만, R_h 의 값을 정확히 계산하기란 쉽지 않으며, 고주파 전류로 인한 철손까지 고려할 경우 총 손실은 이보다 더 커질 수 있다. 고주파 전류로 인한 손실을 정확히 확인하기 위해 실험을 진행하였다.

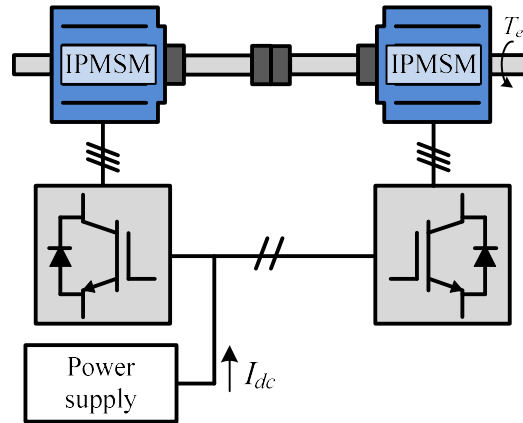


그림 6-17. 손실 측정 실험 구성.

그림 6-17은 손실을 측정하기 위한 실험 구성을 나타낸다. 동일한 대상 전동기 두 대를 사용하여 M-G 세트를 구성하였다. 이 때, M-G 세트에 공급되는 총 전력을 공급하는 전원 공급장치의 직류단 전류를 측정함으로써 손실을 측정하였다. 직류단 전압은 300 V로 설정하였다.

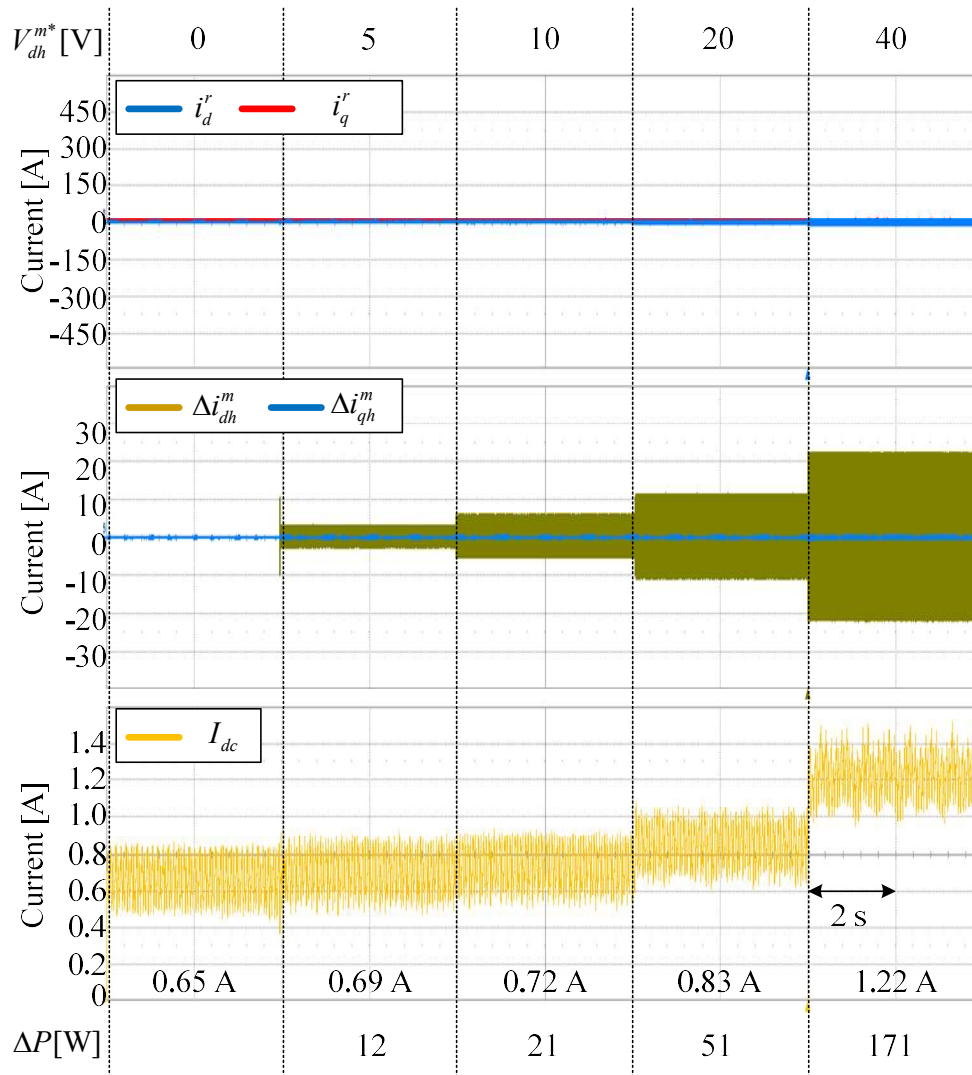


그림 6-18. 고주파 전류로 인한 시스템 손실 (실험).

그림 6-18은 고주파 전류로 인한 시스템 손실을 보여준다. 대상 전동기 한 대에만 고주파 전류의 크기를 바꿔가며 시스템의 총 손실을 분석하였다. 고주파 전류로 인한 미세한 손실의 변화를 측정하기 위해, 무부하 상태에서 측정하였다. 이 때, 전동기의 속도는 500 r/min으로 설정하였다. V_{dh}^{m*} 가 5, 10, 20, 40 V로 증가할 때, 추가되는 손실은 각각 12, 21, 51, 171 W로 측정되었다. 제안하는 알고리즘에서 V_{dh}^{m*} 는 20 V로 설정하였으므로, 추가되는 인버터 및 전동기의 손실은 51 W 수준임을 알 수 있다.

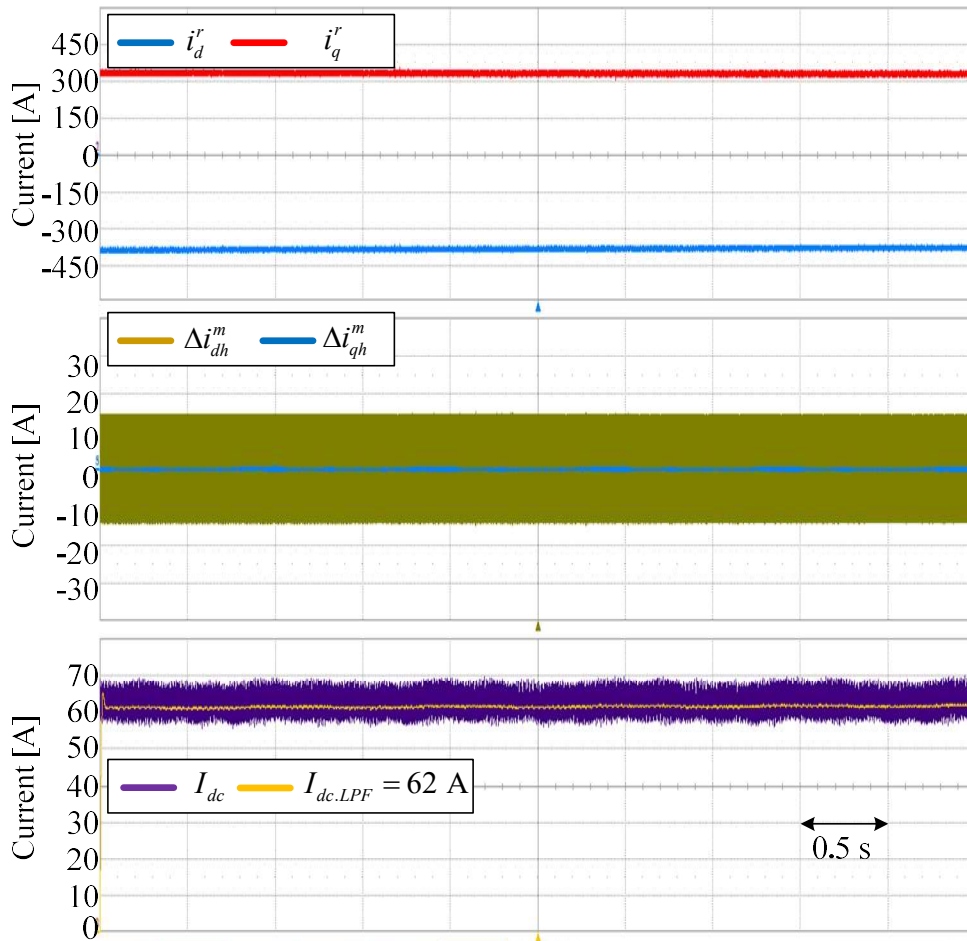


그림 6-19. 최대 토크 인가 시 시스템의 총 손실 (실험).

그림 6-19는 최대 토크를 인가했을 때 시스템의 총 손실을 나타낸다. 직류단 전류가 62 A로 측정되었으므로, 총 손실은 18.6 kW로 측정되었다. 이는 M-G 세트의 총 손실이므로 대상 전동기는 500 r/min에서 최대 토크 인가 시 약 9.3 kW의 손실을 갖는 것을 알 수 있다.

그림 6-18과 그림 6-19의 결과를 종합해보면, 제안하는 알고리즘의 적용으로 인한 손실 증가분은, 정격 손실의 약 0.5 % 수준임을 알 수 있다. 또한, 51 W의 추가 손실은 전동기의 최대 출력인 150 kW 기준으로 계산했을 때 0.034%의 효율 감소를 야기한다. 그러므로, 제안하는 센서리스 MTPA 추종 운전에서 신호 주입이 효율에 미치는 영향은 미미하다고 할 수 있다.

6.6 고정자 저항 오차의 영향

앞서 4.3절에서 제안된 자속 추정기는 전압 모델을 사용한 자속 추정기이기 때문에, IPMSM의 인덕턴스 정보 없이 자속 추정이 가능하다. 하지만, 여전히 고정자 저항 R_s 가 역기전력 계산 시 요구된다. R_s 는 사전 시험 시 DC 전류 주입 등을 통해 비교적 정확하게 계산할 수 있는 제정수이지만, R_s 는 고정자 온도에 따라 변화하는 값이기 때문에 운전 중 실시간으로 변화할 수 있는 값이다. 구리 권선의 경우, 온도 계수는 약 $0.39\%/^{\circ}\text{C}$ 로서, 100°C 변화에 약 40% 가량 R_s 가 변화할 수 있다. 또한 고정자 권선의 표피 효과(Skin effect)에 의해서 운전 주파수에 따라서도 R_s 가 변화할 수 있다. 그러므로, 본 절에서는 R_s 의 오차가 자속 추정에 미치는 영향을 분석하고, 나아가 MTPA 운전점 추종 운전에서 미칠 수 있는 영향을 논의한다.

6.6.1 고정자 저항 오차가 자속 추정에 미치는 영향

추정 고정자 저항을 \hat{R}_s 으로 표기할 때, R_s 와 \hat{R}_s 의 차이인 고정자 저항 오차 \tilde{R}_s 를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\tilde{R}_s = R_s - \hat{R}_s. \quad (6.50)$$

4.3절에서 제안하는 자속 추정에서 기본파 자속은 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{\lambda}_{dqf}^m = -\mathbf{J} \frac{\mathbf{v}_{dqf}^m - \hat{R}_s \mathbf{i}_{dqf}^m}{\omega_m}. \quad (6.51)$$

여기서, \mathbf{v}_{dqf}^m 와 \mathbf{i}_{dqf}^m 는 기본파 전압 및 전류 벡터를 의미한다. 고정자 저항 오차로 인한 추정 자속 오차 $\tilde{\lambda}_{dqf}^m$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\tilde{\lambda}_{dqf}^m = \lambda_{dqf}^m - \hat{\lambda}_{dqf}^m = \mathbf{J} \frac{\tilde{R}_s \mathbf{i}_{dqf}^m}{\omega_m}. \quad (6.52)$$

전류 제어 상황 하에서 $\mathbf{i}_{dqf}^m = \mathbf{i}_{dq}^{m*}$ 라 할 수 있으므로, (6.52)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\tilde{\lambda}_{dqf}^m = \frac{\tilde{R}_s}{\omega_m} \begin{bmatrix} -i_q^{m*} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6.53)$$

즉, 고정자 저항 오차로 인한 자속 추정 오차는 dm 축에만 자속 오차를 야기한다.

6.6.2 고정자 저항 오차가 제안된 중고속 MTPA 추종 운전에 미치는 영향

식 (6.53)을 기반으로 고정자 저항 오차가 MTPA 추종 운전에 미치는 영향을 알아볼 수 있다. 고정자 저항 오차를 고려한 토크 및 MTPA 판별식 f_{Rerr} , g'_{Rerr} 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$f_{Rerr} = \frac{2}{3p} T_e^* - \hat{\lambda}_d^m i_q^m = f - \frac{\tilde{R}_s}{\omega_m} i_q^{m2}. \quad (6.54)$$

$$g'_{Rerr} = \hat{\lambda}_q^m - L_{dh}^m i_q^m = g'. \quad (6.55)$$

토크 판별식 f_{Rerr} 는 \tilde{R}_s 의 영향을 받지만, g'_{Rerr} 는 기존의 g' 과 같다. 즉, 고정자 저항 오차가 있더라도, MTPA 운전점 추종에는 영향이 없음을 알 수 있다. \tilde{R}_s 로 인해 발생하는 토크 출력 오차는 $f_{Rerr} = 0$ 을 풀면 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\tilde{T}_e = T_e^* - T_e = \frac{3p}{2} \frac{\tilde{R}_s}{\omega_m} i_q^{m2}. \quad (6.56)$$

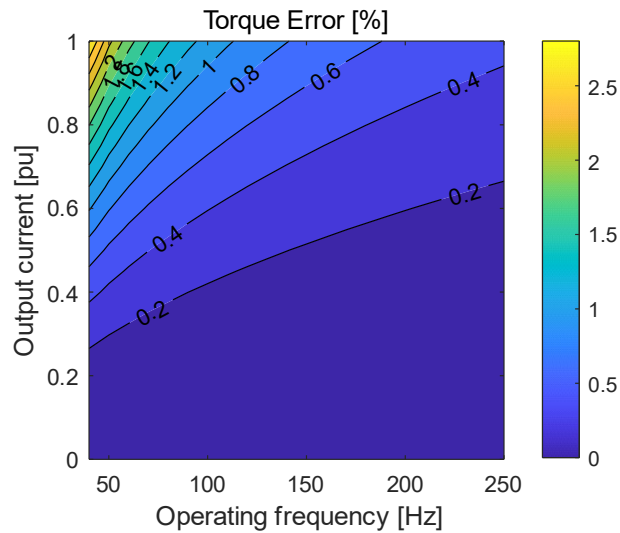


그림 6-20. 10 % 저항 오차 가정 시 토크 출력 오차.

그림 6-20은 25°C일 때의 R_s 대비 10%의 오차가 있다고 가정할 때의 토크 출력 오차를 운전점에 따라서 나타낸다. 저속 고토크 영역을 제외한 대부분의 영역에서 최대 토크 대비 1% 이하의 오차를 나타내는 것을 알 수 있다. 다만, (6.56)에서도 알 수 있듯이, 저속 영역에서는 R_s 오차로 인한 토크 출력 오차가 커지게 된다. 그러므로, 고정자 온도를 정확히 모르는 상황에서 제안하는 중고속 알고리즘을 적용 시 이를 적절히 고려하여야 하며, 일정 속도 이하에서는 자속 관측 정보를 사용하지 않는 저속 영역 알고리즘으로 전환하여야 한다.

6.7 인버터 비선형성의 영향과 그 보상

본 절에서는 제안하는 MTPA 추종 운전에서 인버터 비선형성이 미치는 영향과 그 보상 방법에 대해 서술한다. 인버터 비선형성이란 데드 타임(Dead time) 및 소자의 전류 도통 시 전압 강하로 인하여 발생하는 인버터의 전압 합성 오차를 의미한다.

인버터 비선형성으로 인한 전압 합성 오차를 정확하게 모델링 하기 위해서는 스위칭 순간의 전류의 크기와 방향, 기생 캐패시턴스(Parasitic capacitance) 등을 고려하여야 한다 [85]. 하지만, 본 논문에서는 한 샘플링 구간동안 발생하는 x상의 평균 전압 합성 오차를 통합하여 인버터 비선형성으로 인한 전압 오차 δv_{xm} 으로 정의한다.

$$\delta v_{xm} = v_{xm}^* - v_{xm}. \quad (6.57)$$

여기서, x는 a, b, c상 중 임의의 한 상을 뜻한다. v_{xm}^* 는 x상의 전압 지령, v_{xm} 는 x상의 실제 출력 전압을 의미한다. 소자의 도통 시 전압 강하는 소자에 흐르는 전류에 관한 함수로 나타낼 수 있다. 또한, 데드 타임으로 인한 전압 합성 오차 역시 스위칭 순간(Switching instant)의 상 전류에 관한 함수로 나타낼 수 있음이 알려져 있다 [85], [86]. 그러므로, δv_{xm} 은 x상의 전류 i_{xs} 의 함수로 나타낼 수 있다. 다만, 소자의 전압 강하 성분 중 출력 전류에 비례하는 선형 저항 성분은 전동기의 고정자 저항과의 실험적 구분이 쉽지 않다. 그러므로, 본 논문에서는 소자의 선형 전압 강하 성분은 등가적인 고정자 저항 성분으로 고려하며, 전류의 부호에 따라서 급격하게 변화하는 비선형 전압 강하 성분만을 δv_{xm} 으로 고려하였다.

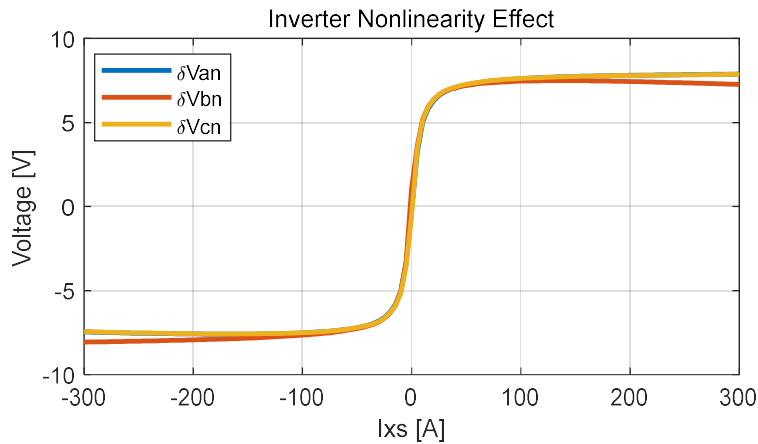


그림 6-21. 실험적으로 추출된 대상 인버터의 δv_{xn} .

그림 6-21은 실험에서 사용된 인버터의 δv_{an} , δv_{bn} , δv_{cn} 을 $V_{dc}=300$ V에서 실험적으로 추출한 결과이다 [87]. 스위칭 주파수는 10 kHz이며 데드 타임은 2 μ s로 설정되었다. 사용된 스위칭 소자는 Infineon 社의 FF600R07ME4이다. 추출된 δv_{xn} 의 형태를 살펴보면, 영전류 근처에서 부호가 바뀌며, 전류가 커지면 오차 전압의 크기가 일정 크기로 수렴하는 형태를 가짐을 알 수 있다. 이러한 δv_{xn} 은 기본파 전류가 정현파를 가진다고 가정할 때, 기본파 및 6의 배수 고조파의 전압 합성 오차를 발생시킨다.

제안하는 중고속 영역 MTPA 추종 운전은 전압 지령 정보를 이용하여 고정자 자속을 추정한다. 인버터 비선형성이 적절하게 보상되지 않는다면, 기본파 전압 합성 오차로 인해 추정 자속에 정상상태 오차가 발생할 수 있다.

또한, 인버터 비선형성으로 인한 전압 합성 오차가 적절하게 보상되지 않으면, 자속 추정 뿐만 아니라, 전동기의 전류 제어 성능에도 악영향을 미칠 수 있다. 특히, 6의 배수 고조파의 전압 합성 오차는 전류에 불필요한 맥동을 발생시킬 수 있다.

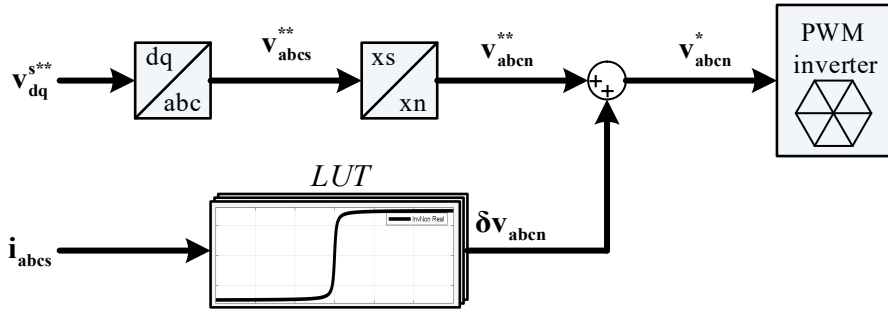


그림 6-22. 인버터 비선형성으로 인한 전압 합성 오차의 보상.

본 논문에서는 이러한 인버터 비선형성으로 인한 전압 합성 오차를 피하기 위해, 그림 6-22와 같이 전압 지령에서 인버터 비선형성을 예측하여 이를 선보상(Pre-compensation)한다. 그림에서 \mathbf{v}_{dq}^{s**} 는 제어기에서 출력되는 전압 지령 벡터를 의미하며, \mathbf{v}_{abcs}^{**} 는 상전압 지령, \mathbf{v}_{abcn}^{**} 는 극전압 지령을 의미한다. 최종적으로 인버터의 극전압 지령 \mathbf{v}_{abcn}^* 는 \mathbf{v}_{abcn}^{**} 에서 $\delta \mathbf{v}_{abcn}$ 을 더하여 계산된다. 이 때, $\delta \mathbf{v}_{abcn}$ 은 실험적으로 추출한 그림 6-21을 참조표 형태로 저장하여 구성하였다. 실제 인버터 비선형성으로 인한 전압 오차가 $\delta \mathbf{v}_{abcn}$ 와 같다고 가정하면 실제 출력전압 \mathbf{v}_{dq}^s 는 전류제어기 지령 전압 \mathbf{v}_{dq}^{s**} 와 같게 된다.

다만, 그림 6-22의 인버터 비선형성 보상 방법은 스위칭 순간의 전류 대신 샘플링 된 전류 정보를 이용한다. 그러므로 작은 전류 변화에도 $\delta \mathbf{v}_{abcn}$ 이 급격하게 변화하는 영전류 구간에서는 샘플링된 전류와 스위칭 순간의 전류의 차이 때문에 인버터 비선형성 보상에 오차가 발생할 수 있음을 유의해야 한다. 이는 특히 인덕턴스 추정 시 주입 전압에 오차를 발생시킬 수 있으므로, 영전류 구간에서는 인버터 비선형성으로 인한 전압 오차에 강인할 수 있도록, 일정 크기 이상의 고주파 전압을 주입하는 것이 바람직하다.

6.8 저속-중고속 운전 알고리즘 사이의 절환

4장과 5장에서 각각 중고속 영역을 위한 MTPA 운전점 추종 운전과 저속 관측이 어려운 저속 영역 MTPA 운전점 추종 운전에 대해서 제안하였다. 제안하는 MTPA 운전점 추종 운전을 전 속도 영역에서 사용하기 위해선, 중고속 운전과 저속 운전 사이의 절환이 필수적이다.

운전 영역과 상관없이, 제안하는 알고리즘은 MTPA 운전점 추종 제어기를 공통적으로 사용한다. MTPA 운전점 추종을 위해서는 전류 크기 제어기의 입력인 전류 오차 \tilde{i}_s 와 MTPA 각오차 $\tilde{\theta}_{MTPA}$ 가 필요하다. 3장에서는 중고속 영역을 위한 \tilde{i}_s 와 $\tilde{\theta}_{MTPA}$ 를 다음과 같이 계산하였다.

$$\tilde{i}_{s,HS} = n_f \cdot f. \quad (6.58)$$

$$\tilde{\theta}_{MTPA,HS} = n_g \cdot g'. \quad (6.59)$$

반면, 4장에서 제안한 저속 영역 알고리즘에서는 \tilde{i}_s 와 $\tilde{\theta}_{MTPA}$ 를 다음과 같이 계산하였다.

$$\tilde{i}_{s,LS} = n_f' \cdot f_T. \quad (6.60)$$

$$\tilde{\theta}_{MTPA,LS} = n_g' \cdot \Delta I_{qh}^m. \quad (6.61)$$

그러므로, i_q^{m*} 제어기의 입력이 운전 속도에 따라서 적절하게 $\tilde{i}_{s,HS}$ 와 $\tilde{i}_{s,LS}$ 사이에서 변경되어야 하며, 마찬가지로 θ_m 제어기의 입력 역시 $\tilde{\theta}_{MTPA,HS}$ 와 $\tilde{\theta}_{MTPA,LS}$ 중에서 운전 영역에 따라 선택되어야 한다.

한편, 고주파 전압 주입 알고리즘을 살펴보면, 중고속 영역에서는 V_{qh}^{m*} 을 가변하여 ΔI_{qh}^m 을 0으로 수렴시킨다. 반면, 저속 영역에서는 참조표 형태로 저장된 V_{qh}^{m*} 를 주입하며, θ_m 제어기에 의해 ΔI_{qh}^m 을 0으로 수렴시킨다. 그러므로, 운전 영역에 따라서 전압 주입 방법 역시 적절하게 절환이 되어야 한다.

고속 영역 알고리즘의 경우 ΔI_{dh}^m 을 이용하여 L_{dh}^m 을 추정한다. 저속 영역 전압 주입에서 사용하는 r_L 참조표에 오차가 없다면, 저속 영역 전압 주입은 MTPA 운전점 근처에서 중고속 영역 전압 주입과 같은 전압 벡터를 주입하게 되므로 저속 영역 전압 주입 방법은 중고속 영역에서도 사용될 수 있다. 하지만 저속 영역 알고리즘의 경우, ΔI_{qh}^m 을

제어기 입력으로 사용하므로, ΔI_{qh}^m 을 0으로 수렴시키는 중고속 영역 MTPA 추종 알고리즘과 저속 영역 MTPA 추종 알고리즘은 동시에 사용될 수 없다. 따라서, 고주파 전압 주입은 제어기 입력이 저속 영역으로 변경되기 전에 미리 저속 영역 전압 주입 방법으로 변경되어야 한다. 한가지 다행인점은, 저속 영역 알고리즘과 중고속 영역 알고리즘은 정상 상태에서 형태가 같은 기울어진 맥동 전압 벡터를 주입하므로, 절환 순간에 주입 전압의 방향이 급격하게 바뀌진 않는다는 점이다.

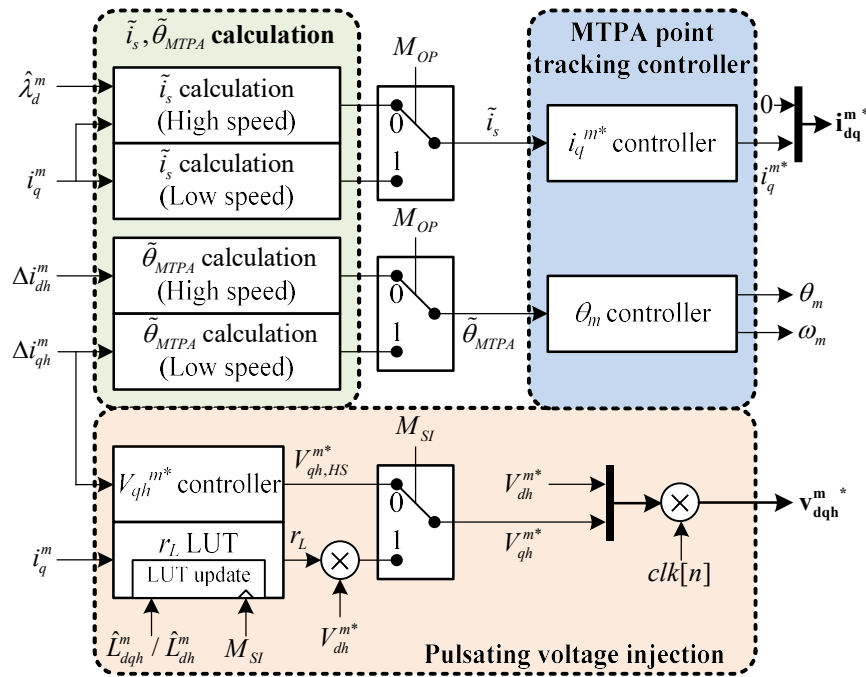


그림 6-23. 중고속, 저속 영역 사이의 절환.

그림 6-23은 본절에서 제안하는 절환 방법을 블록도로 보여준다. 앞서 설명한 바와 같이, MTPA 운전점 추종 제어기를 공통으로 사용하며, 제어기 입력을 제어 모드 M_{OP} 에 따라서 절환한다. 신호 주입의 경우, V_{dh}^{m*} 는 공통으로 사용되되, V_{qh}^{m*} 를 계산할 때 주입 모드 M_{SI} 에 따라서 참조표를 이용할지, V_{qh}^{m*} 제어기를 이용할지 결정한다.

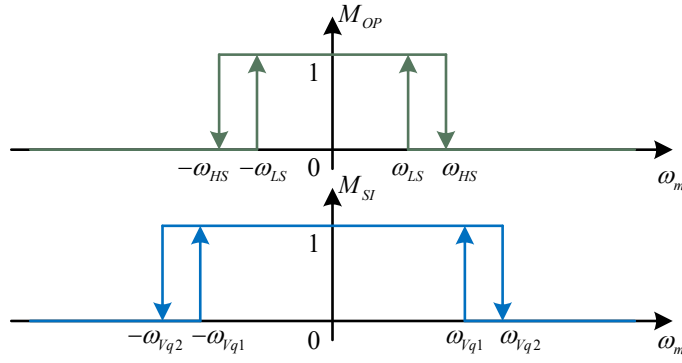


그림 6-24. 히스테리시스를 이용한 절환 주파수 결정.

M_{OP} 와 M_{SI} 는 그림 6-24와 같이 ω_m 에 따라서 결정될 수 있다. M_{OP} 와 M_{SI} 를 변경할 때는 채터링(Chattering) 문제를 피하기 위해 히스테리시스(Hysteresis)를 적용하여 변경하는 것이 권장된다. M_{OP} 는 ω_{HS} 이상에서 중고속 알고리즘을 위해 0으로 변경되며, ω_{LS} 이하에서 1로 설정된다. 마찬가지로 M_{SI} 의 경우, ω_{vq2} 이상에서 중고속 영역 전압 주입 방식인 0으로 설정되며, ω_{vq1} 이하에서 저속 영역 전압 주입 방식인 1로 변경된다.

앞서 설명한 바와 같이, $M_{OP} = 1$ 로 설정되기 전에 M_{SI} 가 미리 1로 설정되어야하므로, 다음과 같은 대소 관계가 만족되어야한다.

$$\omega_{HS} < \omega_{vq1}. \quad (6.62)$$

대상 전동기에서는 (6.62)의 대소관계를 고려하여, 표 6-2과 같이 절환 주파수를 설정하였다.

표 6-2. 대상 전동기의 절환 주파수 설정.

절환 주파수	값	단위	비고
ω_{LS}	33	Hz	$\omega_{m, mech}=500$ r/min
ω_{HS}	40		$\omega_{m, mech}=600$ r/min
ω_{vq1}	43		$\omega_{m, mech}=650$ r/min
ω_{vq2}	47		$\omega_{m, mech}=700$ r/min

6.9 m 좌표계의 각속도를 이용한 전동기 속도 제어

제안하는 센서리스 MTPA 운전점 추종 제어는 회전자 위치 추정 없이 직접 MTPA 위치인 θ_{MTPA} 를 추종하고, m 좌표계 위에서 토크 제어를 수행한다. 이러한 m 좌표계 기반 제어는 정확한 토크 제어 성능을 유지하면서도 제어기 구조를 단순화하여, 동특성 및 안정도 분석이 용이하다는 장점이 있다. 하지만, 제안하는 알고리즘은 회전자 속도 정보를 제공하지 않으므로, 속도 제어에의 적용이 쉽지 않다. 특히, 일반적인 전동기의 적용 분야(Application)가 대부분 속도 제어를 필요로 한다는 점에서, 속도 제어가 불가능한 알고리즘은 그 실용성이 크게 제한될 것이다.

다행히도, 제안하는 알고리즘에서 MTPA 운전점 추종 제어기는 θ_m 의 시미분 값인 ω_m 정보를 추정한다. 회전자 위치인 θ_r 대비 θ_m 은 동기좌표계 전류각 β 만큼의 차이를 가진다. β 는 정상 상태에서 일정한 상수 값을 가지며, 그 범위는 -90° 에서 90° 로 제한된다. 따라서, ω_m 역시 정상 상태에서는 θ_r 의 시미분 값인 ω_r 에 수렴하므로, ω_m 정보를 이용하여 속도 제어를 수행할 수 있다.

이를 더 정량적으로 분석하기 위해, θ_m 의 기계각속도인 $\omega_{m,mech}$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\omega_{m,mech} = \frac{1}{p} \omega_m. \quad (6.63)$$

회전자의 기계각속도인 $\omega_{r,mech}$ 와 $\omega_{m,mech}$ 는 다음과 같은 관계로 표현될 수 있다.

$$\omega_{m,mech} - \omega_{r,mech} = \frac{1}{p} \frac{d\beta}{dt}. \quad (6.64)$$

여기서, 전류각 β 는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\beta = -\text{atan} \left(\frac{i_d^r}{i_q^r} \right). \quad (6.65)$$

그러므로, $\omega_{r,mech}$ 와 $\omega_{m,mech}$ 는 β 의 변화율에 비례하는 오차를 가지는 것을 알 수 있다. 앞서 설명했다시피, (6.65)에서 β 는 90° 를 넘지 않으므로,

$\omega_{r,mech}$ 와 $\omega_{m,mech}$ 의 차이 또한 일정한 범위를 넘지 않는다. 극단적으로, β 가 0° 에서 90° 까지 0.1초안에 변화하였다고 가정하더라도, 8극인 대상 전동기 기준으로 0.1초동안 38 r/min 정도의 속도 오차를 발생시킨다. 그러므로, 회전자 속도 대신 $\omega_{m,mech}$ 를 사용하더라도 발생하는 과도 상태 속도 오차는 매우 제한적이다.

다만, 이는 θ_m 이 실제 MTPA 위치인 θ_{MTPA} 를 즉각적으로 추종한다고 가정한 결과이다. 실제로는, ω_m 은 MTPA 운전점 추종 제어기를 통해서 추정되므로, 추종 제어기의 대역폭에 의해 동특성이 제한된다. 그러므로, 추정된 ω_m 을 이용한 속도 제어 시 MTPA 운전점 추종 제어기의 대역폭으로 인해 과도 속도 오차는 위의 결과보다 증가할 수 있음에 유의해야 한다.

제 7장 시뮬레이션 및 실험 검증

본 장에서는 제안하는 센서리스 MTPA 추종 운전의 검증을 위한 시뮬레이션과 실험 결과에 대해 서술한다.

7.1 시뮬레이션 및 실험 조건

시뮬레이션과 실험에서 MTPA 추종 관련 제어기 이득(Gain)은 다음과 같이 설정하였다.

표 7-1. 제어기 관련 주요 이득 설정.

이득	값	단위	비고
ω_{L0}	$2\pi \cdot 50$	rad/s	그림 4-6
ω_{LPF}	$2\pi \cdot 300$	Rad/s	그림 4-6
ζ	2.0		그림 4-16
ω_r	$2\pi \cdot 30$	rad/s	식(4.61)
ω_θ	$2\pi \cdot 30$	rad/s	식(4.62)
ζ_θ	1.5		식(4.62)

전류 제어 관련 제정 수 및 이득은 다음과 같이 설정하였다.

표 7-2. 전류 제어기 관련 제정수 및 이득 설정.

변수	값	단위	비고
전류 제어기 종류	복소 벡터 전류 제어기 (Complex vector current controller)		
전류 제어 대역폭	200	Hz	
스위칭 주파수 f_{sw}	10	kHz	
샘플링 주파수 f_s	10	kHz	
고정자 저항 R_s	17.5	m Ω	전류 제어 시 사용
고정자 인덕턴스 L_s	250	μ H	전류 제어 시 사용

여기서, 고정자 저항이란 6.7절에서 서술한 바와 같이 실제 고정자의 저항과 인버터 비선형성으로 인한 전압 강하 성분 중 선형 성분을 통합하여 등가적으로 계산한 값이다. 시뮬레이션에서는 인버터 비선형성을 고려하지 않았지만, 고정자 저항을 $17.5 \text{ m}\Omega$ 으로 설정하여 실험과의 통일성을 유지하였다. 또한, 전류 제어기에 사용된 고정자 인덕턴스는 6.1절에서 논의한 바와 같이 돌극성을 고려하지 않은 등가 인덕턴스를 사용하였다.

한편, 6장에서 논의한 바와 같이 제안하는 알고리즘의 맥동 전압 주입 주파수는 5 kHz 로 설정하였으며, dm 축 주입 전압의 크기는 20 V 로 설정하였다. 신호 주입 주파수와 샘플링 주파수가 같으므로, 구현해야하는 Notch filter의 주파수는 나이퀴스트 주파수(Niquist frequency)에 해당한다. 본 논문에서 사용된 대역 차단 필터(Notch filter)의 구현은 부록 D에서 서술한다.

7.2 시뮬레이션 검증

7.2.1 시뮬레이션의 구성

본 논문에서는 IPMSM의 전류와 자속 사이의 대응 관계를 이용한 고정밀 시뮬레이션 모델(High fidelity simulation model)을 사용하여 시뮬레이션 검증을 수행하였다 [88], [89]. 이는 다음과 같은 전동기의 전압 방정식 및 참조표에 기반한다.

$$\mathbf{v}_{dq}^s = R_s \mathbf{i}_{dq}^s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{dq}^s. \quad (7.1)$$

전압 방정식을 통해 고정자 자속을 구하고, 고정자 전류가 dq축 자속과 회전자 위치의 함수로 나타낼 수 있다고 가정한 후, 다음과 같은 참조표를 이용하여 dq축 전류를 구한다.

$$i_d^r = i_d^r(\lambda_d^r, \lambda_q^r, \theta_r). \quad (7.2)$$

$$i_q^r = i_q^r(\lambda_d^r, \lambda_q^r, \theta_r). \quad (7.3)$$

또한, 전동기의 출력 토크는 dq축 전류와 회전자 위치의 함수로 나타낼 수 있다고 가정하고 이 역시 참조표를 통해 계산한다.

$$T_e = T_e(i_d^r, i_q^r, \theta_r). \quad (7.4)$$

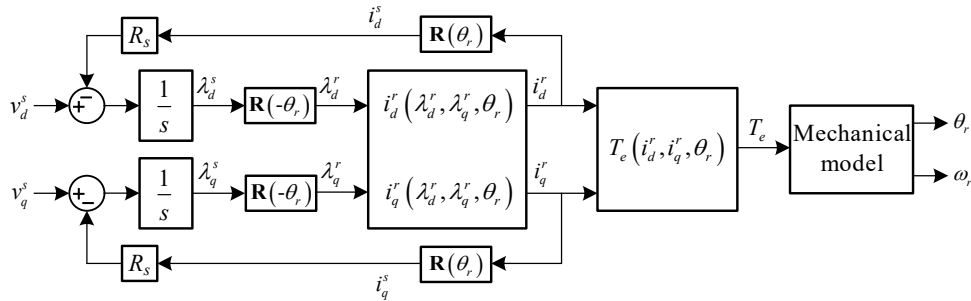


그림 7-1. 고정밀 시뮬레이션을 위한 전동기 모델.

식 (7.2), (7.3), (7.4)를 이용하여 그림 7-1과 같은 전동기 모델을 구성할 수 있다. 그림 7-1의 모델은 자기 포화에 따른 전류와 자속의 비선형적인 변화, 전동기의 공간 고조파로 인한 자속 맥동 등을 참조표를 이용하여 고려할 수 있다. 본 논문에서는 유한 요소 해석 결과를 바탕으로 (7.2), (7.3), (7.4)에 대한 참조표를 구성하여

시뮬레이션에 활용하였다.

하지만, 그림 7-1의 전동기 모델로 모든 전동기의 비이상성을 고려할 수는 없다. 식 (7.2)와 (7.3)은 6.2절에서 설명한 바와 같이, 자속과 전류가 Memoryless 성질을 만족할 때 성립한다. 그러므로 본 논문에서 채택한 고 정밀 시뮬레이션 모델에서는 철심의 이력 곡선(Hysteresis curve)이나, 여자 주파수에 따른 전동기의 인덕턴스 변화 등은 모의가 되지 않음에 유의해야 한다. 고정자 저항 역시 여자 주파수에 따른 표피 효과 및 근접 효과(Proximity effect)가 고려되지 않고, 주파수에 상관없이 상수로 고려되었다. 또한, (7.4)의 출력 토크 계산에는 전동기의 속도가 포함되어 있지 않으므로, 주파수 증가에 따른 철손의 증가 및 출력토크 감소는 고려되지 않는다.

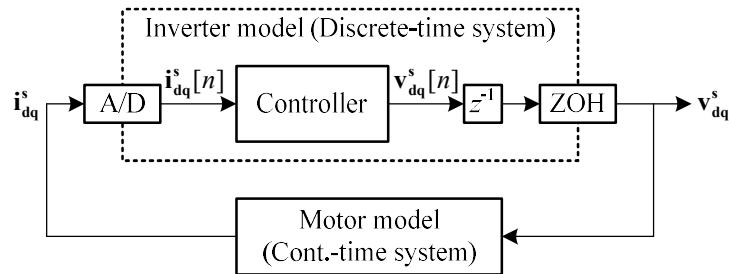
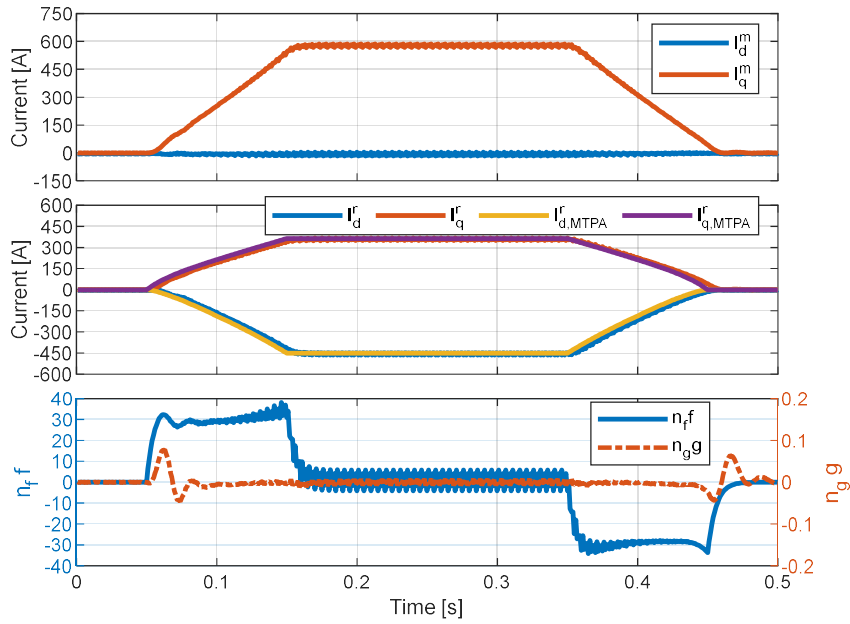


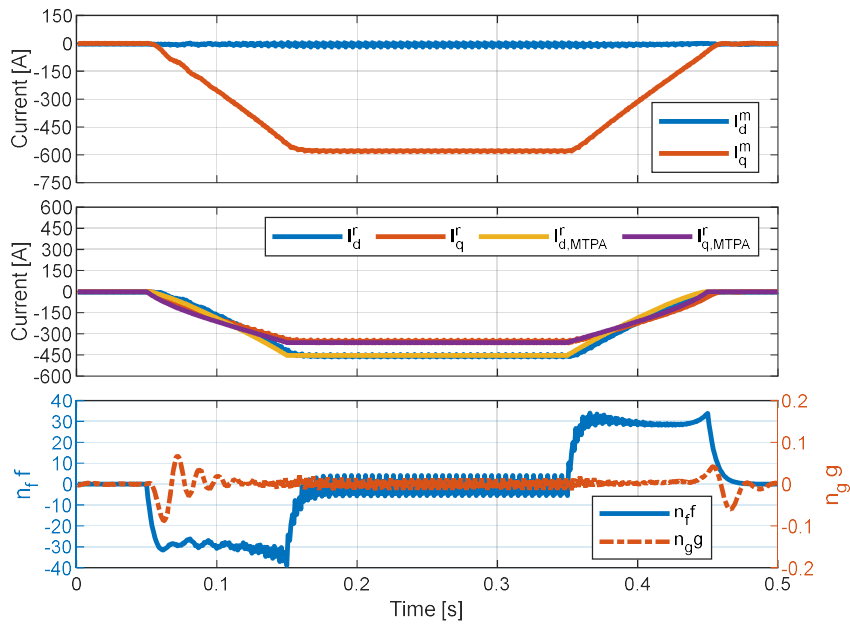
그림 7-2. 전동기 제어 시뮬레이션 모델.

그림 7-2는 전동기 모델을 포함한 전동기 제어 시뮬레이션 모델의 블록도를 나타낸다. 제어를 이산 시간 영역에서 구현함으로써 디지털 시지연에 의한 오차를 고려하였다. 출력 전압은 Zero-order holder (ZOH)를 사용하여 각 샘플링 주기의 평균 전압으로 모의하였으며, 인버터의 PWM 스위칭(Switching)으로 인한 전압 맥동은 고려하지 않았다. 또한, 6.7절에서 서술한 인버터 비선형성에 의한 전압 왜곡도 고려하지 않았다. 본 논문에서는 그림 7-2의 시뮬레이션 모델을 MATLAB 社의 Simulink 소프트웨어(Software) 상에서 구현하여 검증에 활용하였다.

7.2.2 중고속 영역 시뮬레이션 결과



(가)



(나)

그림 7-3. 중고속 영역 MTPA 추종 검증, 1500 r/min (시뮬레이션).

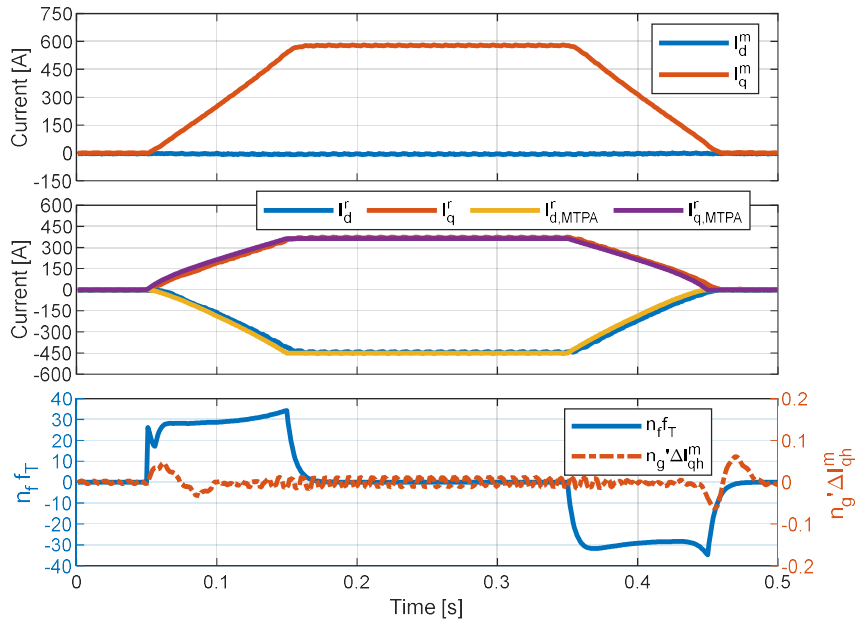
(가) 정토크 인가. (나) 회생 토크 인가.

그림 7-3(가)와 (나)는 중고속 영역에 해당하는 1500 r/min에서의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 전동기의 속도는 부하기에 의해 1500 r/min으로 제어되고 있으며, 대상 전동기에는 최대 토크 지령인 360 Nm를 10 pu/s의 기울기로 인가하였다.

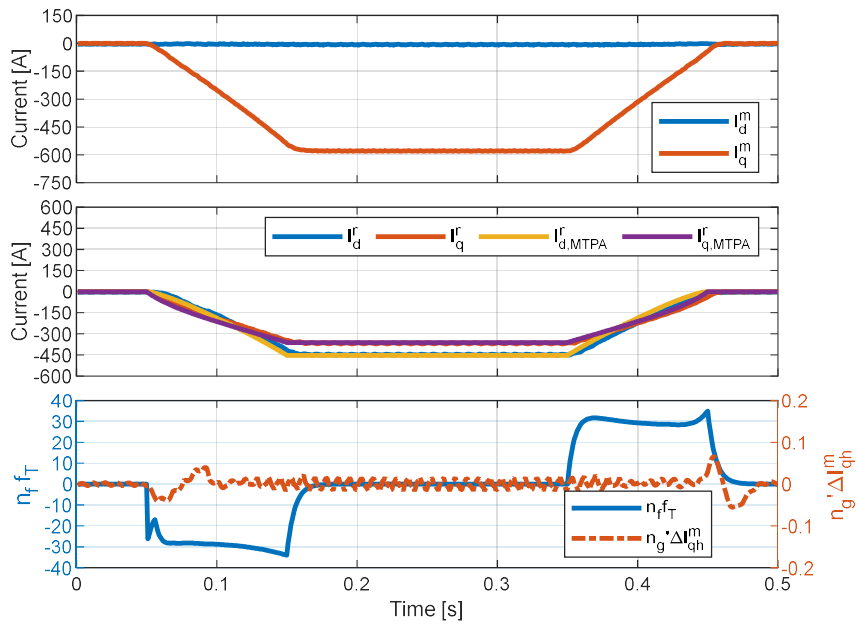
그림 7-3(가)는 정토크 인가 시의 결과를 보여준다. m 좌표계 전류는 기본과 전류가 q_m 축에만 존재하며, d_m 축 기본과 전류는 0으로 유지되는 것을 볼 수 있다. 이를 회전자 기준 축에서 바라볼 경우, MTPA 전류를 잘 추종하고 있는 것을 확인할 수 있다. MTPA 추종 제어기의 입력인 f 와 g' 도 정상상태에서 0으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 그래프에선 정규화된 f 및 g' 을 나타내기 위해 정규화 이득 n_f 및 n_g 를 곱한 값을 도시하였다. 토크 지령이 증가하고 있을 때, f 가 0으로 수렴하지 않는 것을 볼 수 있는데, 이는 토크 제어기가 적분 제어기만으로 이루어져 있어서 경사 입력(Ramp input)에 대해 정상 상태 오차가 존재하는 성질 때문으로 분석된다. 반면, MTPA 위치 추종 제어기는 PII 제어기 형태를 사용했으므로, 경사 입력 상황에서도 MTPA 추종 각오차가 발생하지 않는다.

그림 7-3(나)는 회생 토크 인가 시의 결과를 보여준다. 정토크 인가 시와 달리, q_m 축 전류가 음수로 증가하는 것을 확인할 수 있다. 출력 전류를 회전자 기준 축에서 바라볼 경우, 회생 토크 인가 시에도 MTPA 전류를 잘 추종하고 있는 것을 확인할 수 있다. MTPA 추종 제어기의 입력인 f 와 g' 도 정상 상태에서 0으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

7.2.3 저속 영역 시뮬레이션 결과



(가)



(나)

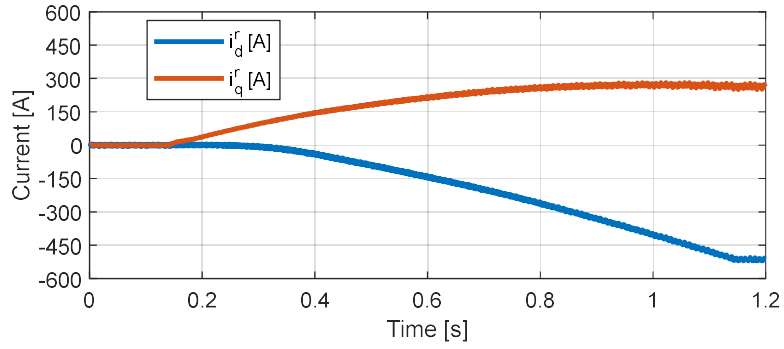
그림 7-4. 저속 영역 MTPA 추종 검증, 300 r/min (시뮬레이션).

(가) 정토크 인가. (나) 회생 토크 인가.

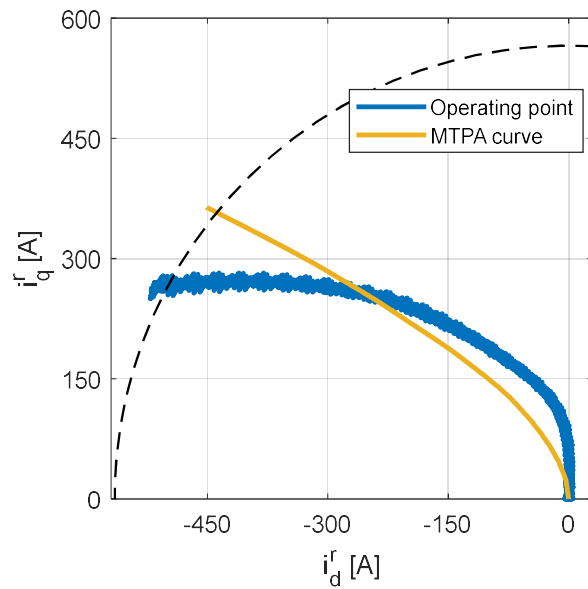
그림 7-4(가)와 (나)는 저속 영역에 해당하는 300 r/min에서의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 전동기의 속도는 부하기에 의해 300 r/min으로 제어되고 있으며, 대상 전동기에는 최대 토크 지령인 360 Nm를 10 pu/s의 기울기로 인가하였다.

그림 7-4(가)는 정토크 인가 시의 결과를 보여준다. m 좌표계 전류는 기본과 전류가 q_m 축에만 존재하며, d_m 축 기본과 전류는 0으로 유지되는 것을 볼 수 있다. 이를 회전자 기준 축에서 바라볼 경우, MTPA 전류를 잘 추종하고 있는 것을 확인할 수 있다. MTPA 추종 제어기의 입력인 f_r 와 ΔI_{qh}^m 도 정상상태에서 0으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 자속 추정기를 이용하여 실시간으로 f 를 추정하는 중고속 영역과 달리, 참조표를 이용하여 계산되는 저속 영역에서 f_r 가 f 에 비해 노이즈 없이 매끄러운 것을 확인 할 수 있다.

그림 7-4(나)는 회생 토크 인가 시의 결과를 보여준다. 정토크 인가 시와 달리, q_m 축 전류가 음수로 증가하는 것을 확인할 수 있다. 출력 전류를 회전자 기준 축에서 바라볼 경우, 회생 토크 인가 시에도 MTPA 전류를 잘 추종하고 있는 것을 확인할 수 있다. MTPA 추종 제어기의 입력인 f_r 와 ΔI_{qh}^m 도 정상 상태에서 0으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다.



(가)



(나)

그림 7-5. $r_L=0$ 인 경우 토크 증가에 따른 전류 궤적, 300 r/min (시뮬레이션).

(가) 전류-시간 파형. (나) 리사주 파형.

그림 7-5(가)와 (나)는 사전 참조표 제작이 어려운 경우 $r_L=0$ 으로 설정하여 저속 영역 운전을 수행할 때의 시뮬레이션 결과이다. 대상 전동기의 토크 지령을 증가시키기에 따라 전류 운전점이 변화하며, 그 궤적은 5.4.3절에서 분석한 바와 같이 $L_{dq}^m = 0$ 인 운전점을 따라 이동하는 것을 알 수 있다.

7.2.4 고정자 저항 오차의 영향

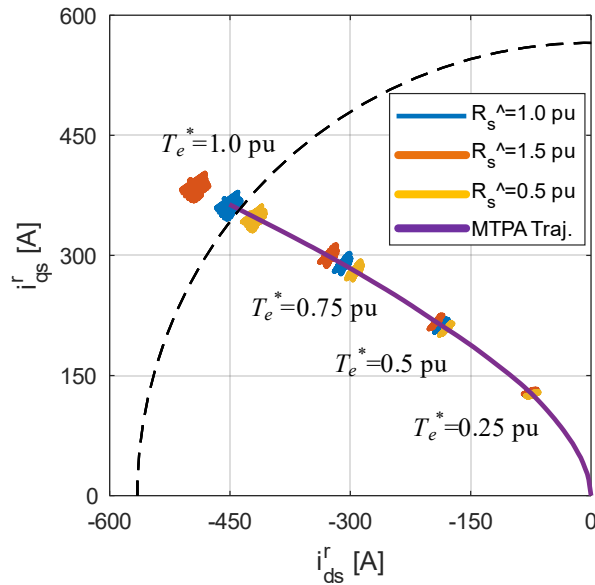


그림 7-6. 고정자 저항 오차의 영향, 1500 r/min (시뮬레이션).

그림 7-6은 제어기의 추정 고정자 저항에 0.5 pu의 오차가 존재할 때 MTPA 추종 궤적을 나타낸다. 각각 0.25, 0.5, 0.75, 1.0 pu의 토크 지령에 대해서 시뮬레이션을 수행하였다. 6.6절에서 분석한 바와 같이 추정 고정자 저항이 실제 저항보다 클 경우, 토크 지령보다 더 큰 토크가 출력되는 것을 확인할 수 있다. 반면, 추정 고정자 저항이 작을 경우, 토크 지령보다 더 작은 토크가 출력된다. 이러한 경향은 전류 크기가 커지는 고토크 영역에서 더 두드러진다. 하지만, 고정자 저항 오차가 있는 경우에도 실제 전류 운전점이 MTPA 곡선 상에 위치하는 것을 확인할 수 있다. 이는 고정자 저항 오차가 MTPA 위치 추종에는 영향을 미치지 않는다는 6.6절의 분석과 일치한다.

7.3 실험 검증

7.3.1 실험 세트 구성

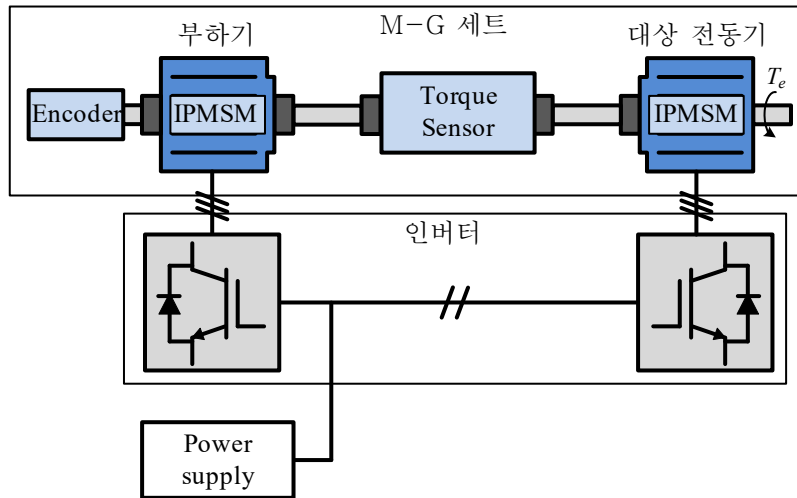


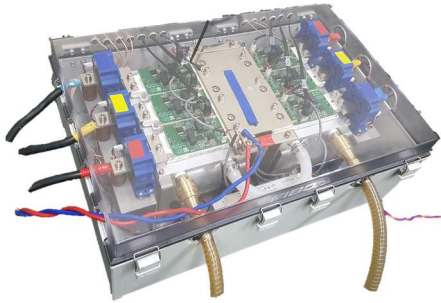
그림 7-7. 실험 세트의 구성.

실험 검증을 위한 실험 세트의 구성이 그림 7-7에 나타나 있다. 대상 전동기와 동일한 IPMSM을 사용하여 그림 7-8(가)의 M-G 세트를 구성하였고, 이를 직류단을 공유하는 그림 7-8(나)의 두 대의 인버터(Inverter)로 각각 제어한다. 그림 7-8(다)의 Sorenson 社의 SGI-330/45와 SGX-330/45를 병렬 연결하여 직류 전원을 공급하였다.

전동기의 출력 토크는 Setec 社의 YDNRH - 50K를 축에 연결하여 실시간으로 측정하였다. 측정된 토크는 ADC(Analog-Digital Conversion)를 통해 마이크로프로세서에 저장하여, 각 실험 결과에 함께 도시하였다. 토크 센서에서 측정된 값을 아날로그 값으로 출력하기 위해서 Setec 社의 YSA-375A 증폭기를 사용하였다.



(가)



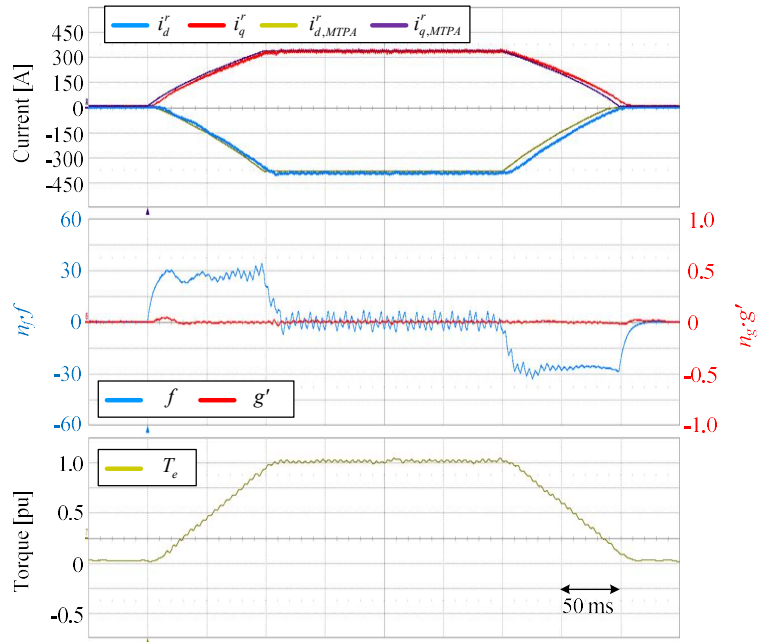
(나)



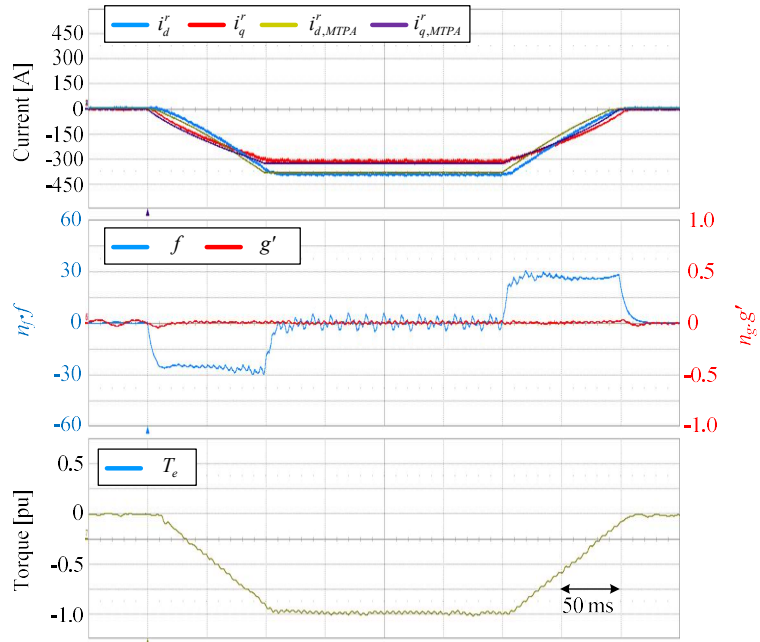
(다)

그림 7-8. (가) 대상 전동기 M-G 세트. (나) 인버터. (다) 직류 전원 공급장치.

7.3.2 중고속 영역 실험 결과



(가)

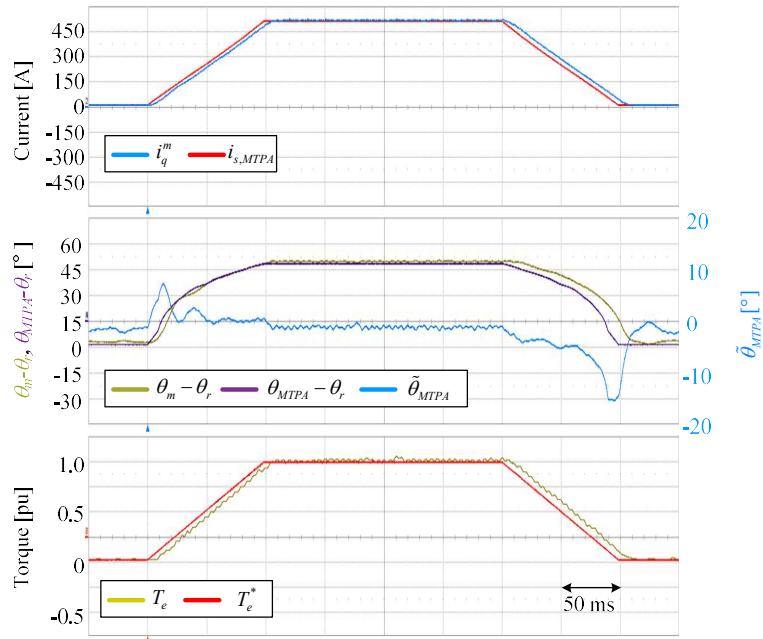


(나)

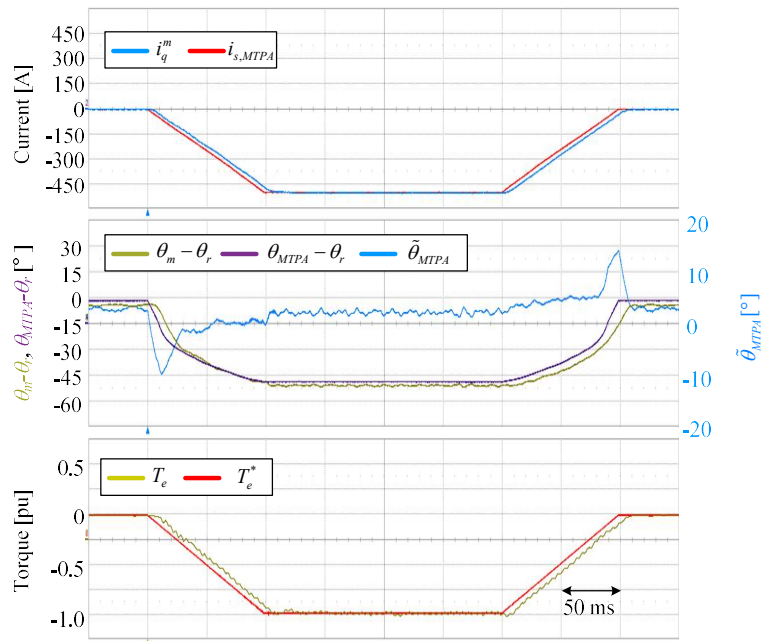
그림 7-9. 중고속 영역 MTPA 추종 검증 1,500 r/min (실험).

(가) 정토크 인가. (나) 회생 토크 인가.

그림 7-9(가)와 (나)는 제안하는 중고속 영역 알고리즘이 동작하는 가장 낮은 속도인 500 r/min에서의 최대 토크 인가 실험 결과를 보여준다. 정토크 인가 상황을 보여주는 그림 7-9(가)와 회생 토크 인가 상황을 보여주는 그림 7-9(나)에서 제어 입력인 f 와 g' 이 정상상태에서 0으로 제어되며, MTPA 추종 운전이 잘 이루어지고 있음을 확인 할 수 있다. 또한 정상 상태에서의 수렴점이 사전 시험을 통해 얻어낸 MTPA 참조표의 값과 매우 유사한 것을 볼 수 있다. 또한, 토크 센서에서 출력된 토크가 최대 토크인 1 pu를 출력하는 것을 확인 할 수 있다. 그림 7-9에서 첫번째 그래프의 i_d^* 과 i_q^* 은 제어기에서 사용되는 값이 아니며, 비교를 위해서 출력 전류를 회전자 기준 좌표계로 나타낸 값이다.



(가)



(나)

그림 7-10. 중고속 영역 MTPA 추종 검증 2,500 r/min (실험).

(가) 정토크 인가. (나) 회생 토크 인가.

그림 7-10(가)와 (나)는 제안하는 중고속 영역 알고리즘의 출력인 i_q^m 과 θ_m 을 보여준다. 다만, θ_m 의 경우 계속해서 회전하고 있는 변수이므로 가시성을 위해서 θ 과의 차이를 도시하였다. 추정된 θ_m 은 θ_{MTPA} 와 약 2° 가량의 정상상태 오차를 가지고 있는 것을 확인할 수 있는데, 이는 6.2절에서 분석한 고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스의 차이 때문으로 보여진다.

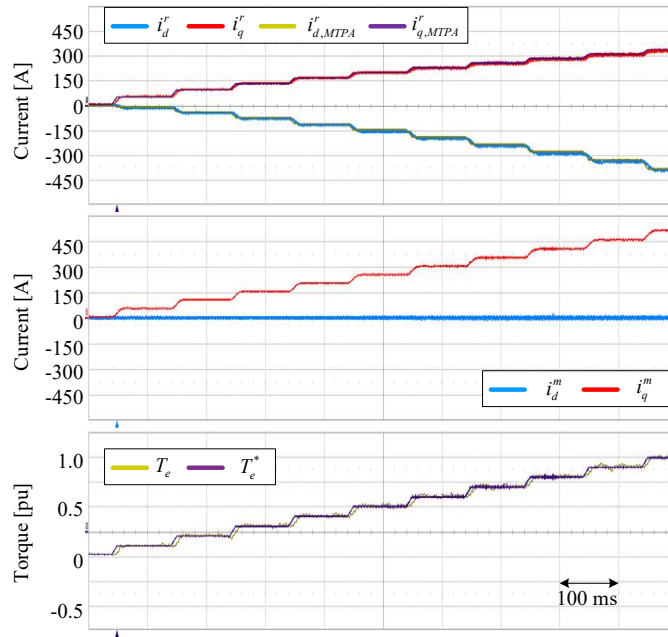


그림 7-11. 중고속 영역에서의 전류와 토크, 500 r/min (실험).

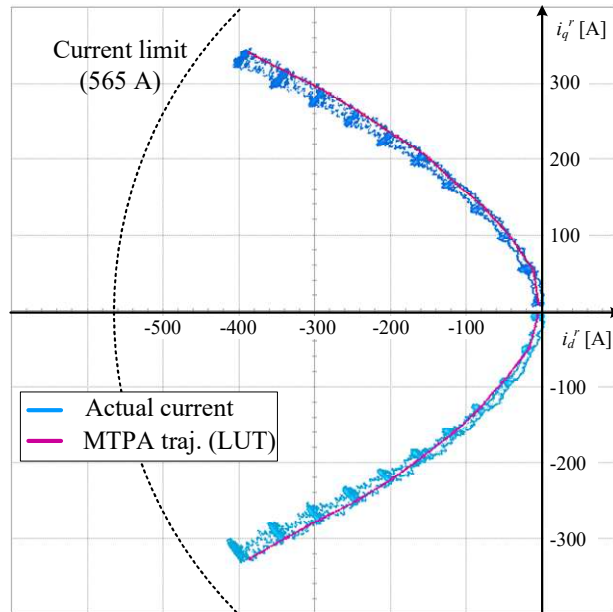
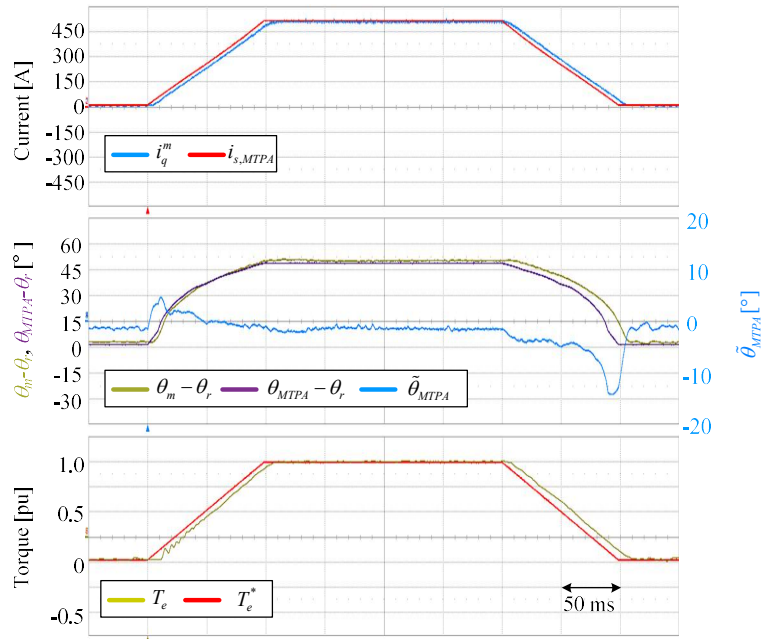
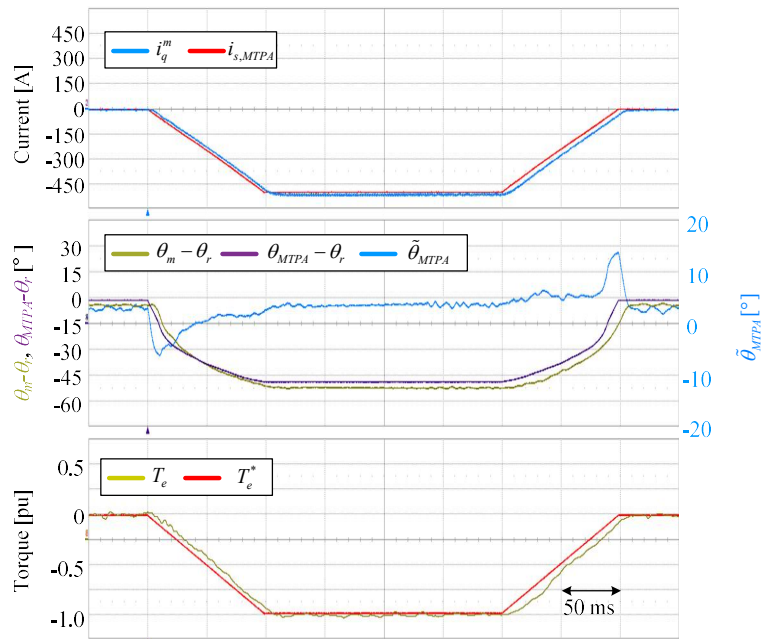


그림 7-12. 중고속 영역 전류 궤적, 500 r/min (실험).

그림 7-11과 그림 7-12는 500 r/min에서 영토크 부터 최대 토크까지 토크를 증가시킬 때, 토크 지령과 측정된 토크 및 회전자 기준 좌표계에서의 전류 궤적을 나타낸다. 그림 7-11을 살펴보면, 최대 토크 뿐만 아니라 모든 토크 지령에 대해서 토크 센서에서 출력된 토크와 토크 지령이 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다. 그림 7-12의 리사주(Lissajous) 파형에서도 실제 전류 궤적이 MTPA 운전점을 잘 추종하는 것을 확인할 수 있다.



(가)



(나)

그림 7-13. 중고속 영역 MTPA 추종 검증, 2500 r/min (실험).

(가) 정토크 인가. (나) 회생 토크 인가.

그림 7-13(가)와 (나)는 기저속도에 가까운 2500 r/min에서의 최대 토크 인가 실험 결과를 보여준다. 정토크 인가 상황을 보여주는 그림 7-13(가)와 회생 토크 인가 상황을 보여주는 그림 7-13(나)에서 MTPA 추종 운전이 잘 이루어지고 있음을 확인 할 수 있다. 500 r/min에서의 결과와 마찬가지로 고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스의 차이로 인해, 추정된 θ_m 이 θ_{MTPA} 와 약간의 정상 상태 오차를 가지고 있는 것을 확인할 수 있다. 하지만, 측정된 토크는 2500 r/min에서도 토크 지령과 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다.

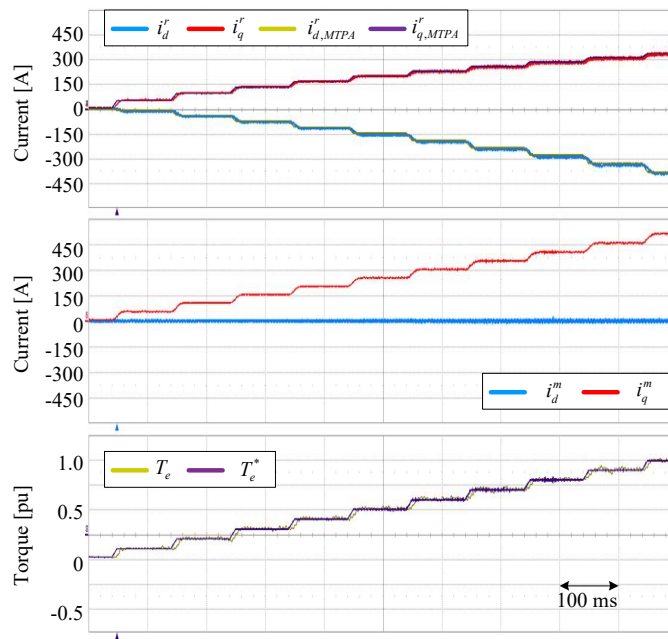


그림 7-14. 중고속 영역에서의 전류와 토크, 2500 r/min (실험).

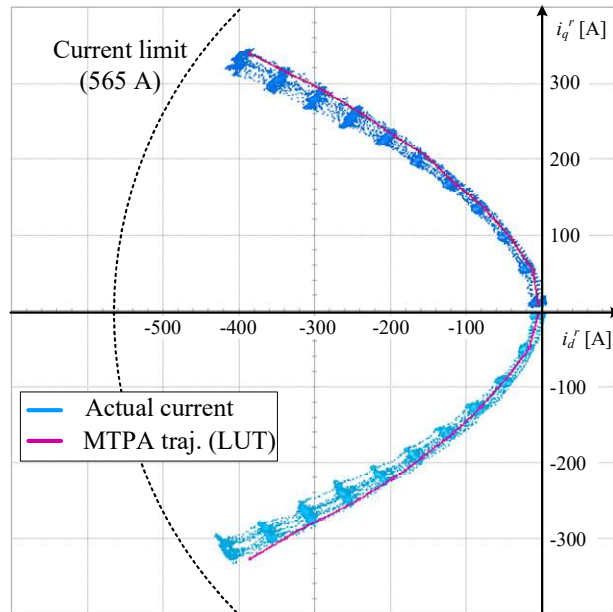
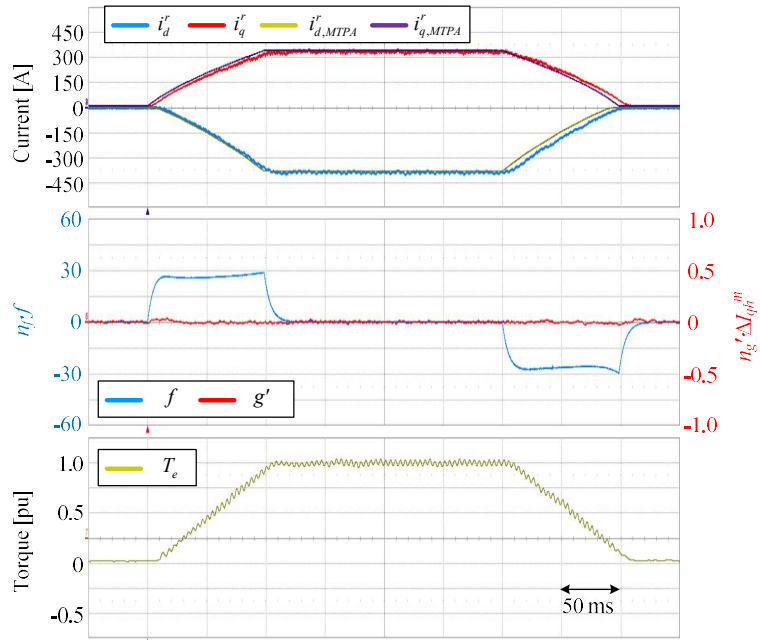


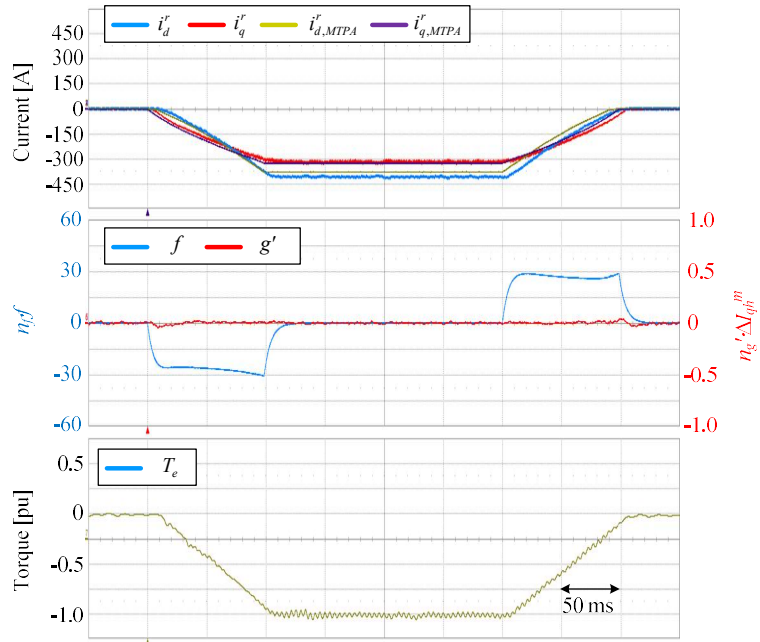
그림 7-15. 중고속 영역 전류 궤적, 2500 r/min (실험).

그림 7-14와 그림 7-15는 2500 r/min에서 영토크 부터 최대 토크까지 토크를 증가시킬 때, 토크 지령과 측정된 토크 및 회전자 기준 좌표계에서의 전류 궤적을 나타낸다. 그림 7-14를 살펴보면, 최대 토크 뿐만 아니라 모든 토크 지령에 대해서 토크 센서에서 출력된 토크와 토크 지령이 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다. 그림 7-15의 리사주(Lissajous) 파형에서도 실제 전류 궤적이 MTPA 운전점을 잘 추종하는 것을 확인할 수 있다.

7.3.3 저속 영역 실험 결과



(가)

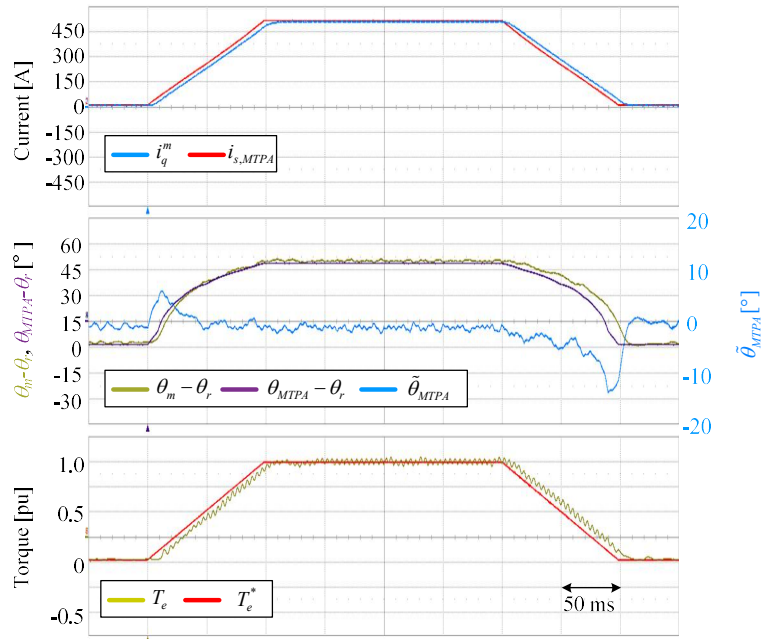


(나)

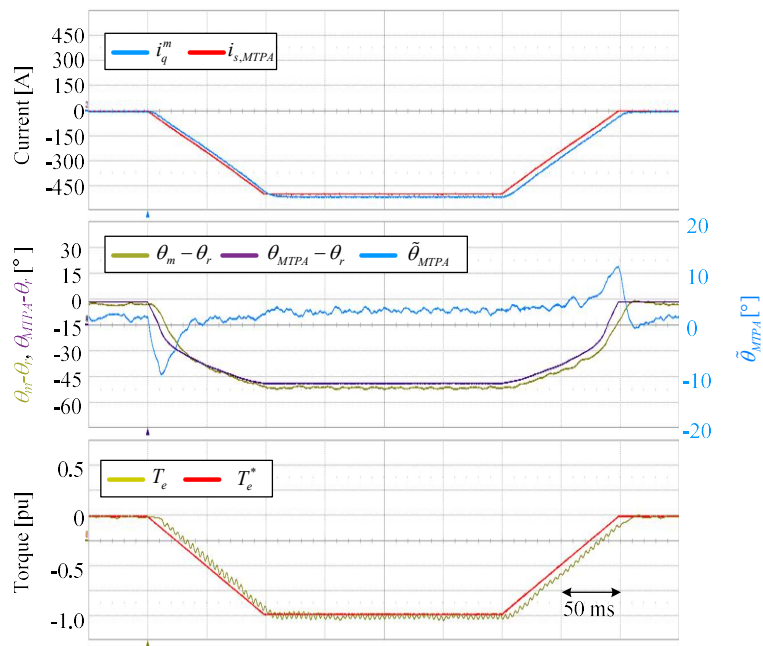
그림 7-16. 저속 영역 MTPA 추종 실험 결과 1,600 r/min (실험).

(가) 정토크 인가. (나) 회생 토크 인가.

그림 7-16(가)와 (나)는 제안하는 저속 영역 알고리즘이 적용되는 가장 높은 속도인 600 r/min에서의 최대 토크 인가 실험 결과를 보여준다. 저속 영역의 실험 결과는 5.4.1절에서 제작한 참조표를 기반으로 얻어졌다. 정토크 인가 상황을 보여주는 그림 7-16(가)와 회생 토크 인가 상황을 보여주는 그림 7-16(나)에서 제어 입력인 f_r 와 ΔI_{qh}^m 이 정상상태에서 0으로 제어되며, MTPA 추종 운전이 잘 이루어지고 있음을 확인 할 수 있다. 또한, 정상 상태에서의 수렴점이 사전 시험을 통해 얻어낸 MTPA 참조표의 값과 매우 유사한 것을 볼 수 있다. 중고속 영역에서의 결과와 마찬가지로 첫번째 그래프의 i_d^* 과 i_q^* 은 제어기에서 사용되는 값이 아니며, 비교를 위해서 출력 전류를 회전자 기준 좌표계로 나타낸 값이다.



(가)



(나)

그림 7-17. 저속 영역 MTPA 추종 실험 결과 2,600 r/min (실험).

(가) 정토크 인가. (나) 회생 토크 인가.

그림 7-17(가)와 (나)는 제안하는 알고리즘의 출력인 i_q^m 과 θ_m 을 보여준다. 중고속 알고리즘의 경우와 마찬가지로 고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스의 차이로 인해, 추정된 θ_m 은 θ_{MTPA} 와 약간의 차이를 가지고 있는 것을 확인할 수 있다. 또한, 토크 센서를 이용하여 측정한 토크가 토크 지령인 1 pu와 일치하는 것을 확인할 수 있다. 다만, 중고속 영역의 실험결과와 달리 600 r/min에서 출력 토크에 약간의 고주파 맥동이 있는 것을 볼 수 있는데, 이는 M-G 세트의 기계적 공진으로 생각된다.

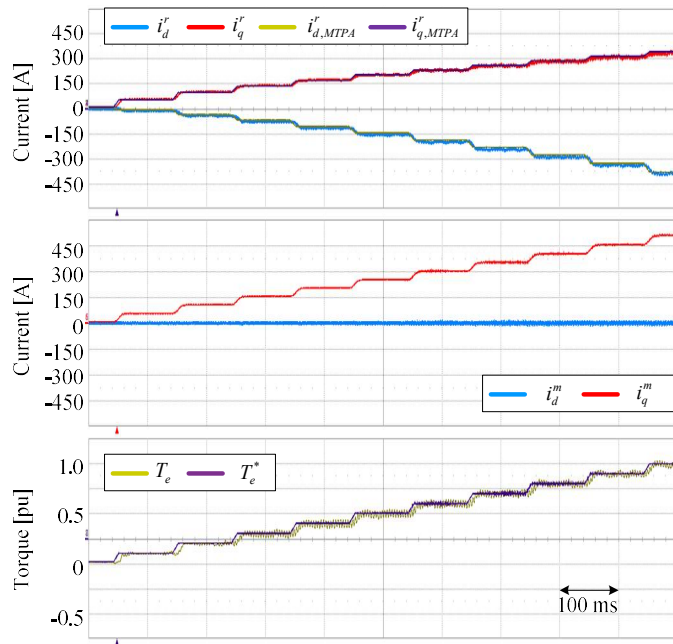


그림 7-18. 저속 영역에서의 전류와 토크, 600 r/min (실험).

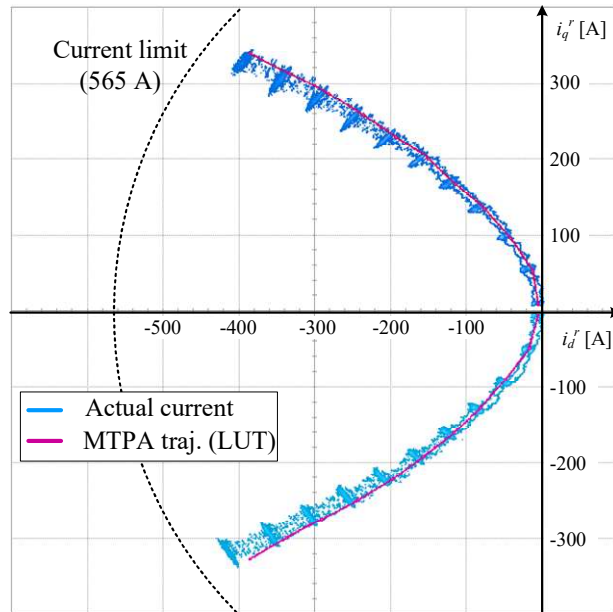
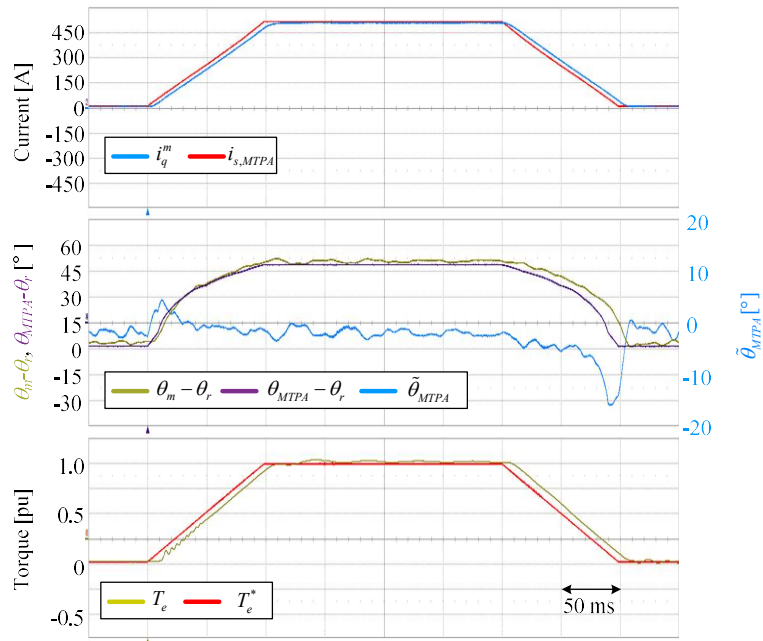
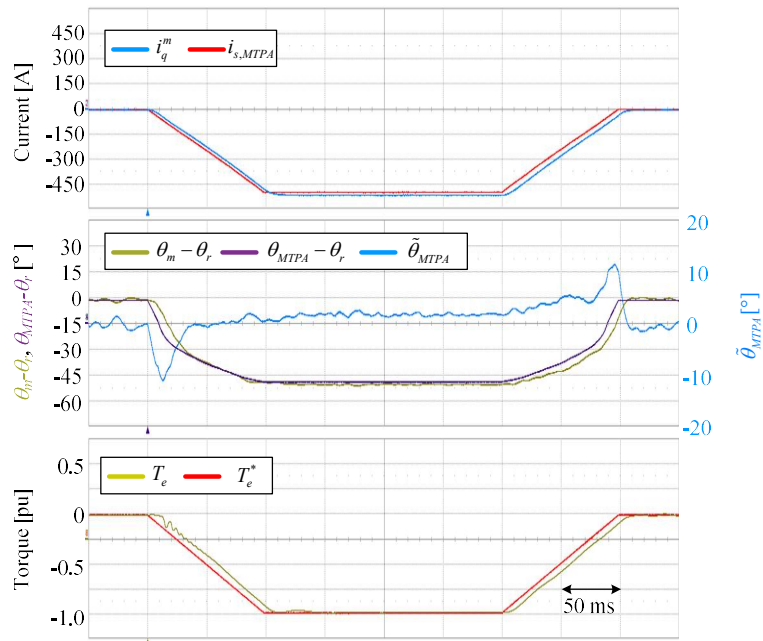


그림 7-19. 저속 영역 전류 궤적, 600 r/min (실험).

그림 7-18은 600 r/min에서 영토크 부터 최대 토크까지 토크를 증가시킬 때, 토크 지령과 측정된 토크를 나타낸다. 최대 토크 뿐만 아니라 모든 토크 지령에 대해서 토크 센서에서 출력된 토크와 토크 지령이 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다. 그림 7-19의 리사주 파형에서도 실제 전류 궤적이 MTPA 운전점을 잘 추종하는 것을 확인할 수 있다.



(가)



(나)

그림 7-20. 저속 영역 MTPA 추종 실험 결과, 0 r/min (실험).

(다) 정토크 인가. (나) 회생 토크 인가.

그림 7-20(가)와 (나)는 영속도에서의 최대 토크 인가 실험 결과를 보여준다. 정토크 인가 상황을 보여주는 그림 7-20(가)와 회생 토크 인가 상황을 보여주는 그림 7-20(나)에서 MTPA 추종 운전이 잘 이루어지고 있음을 확인 할 수 있다.

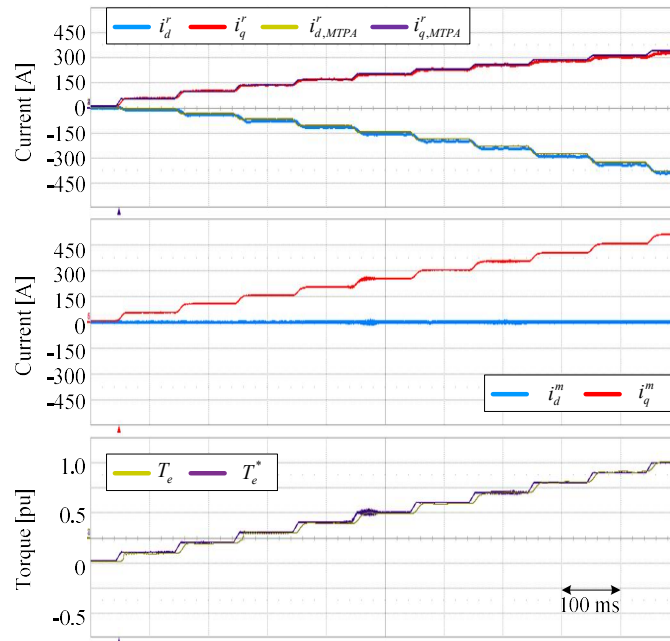


그림 7-21. 저속 영역에서의 전류와 토크, 0 r/min (실험).

그림 7-21은 0 r/min에서 영토크 부터 최대 토크까지 토크를 증가시킬 때, 토크 지령과 측정된 토크 및 회전자 기준 좌표계에서의 전류 궤적을 나타낸다. 최대 토크 뿐만 아니라 모든 토크 지령에 대해서 토크 센서에서 출력된 토크와 토크 지령이 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다.

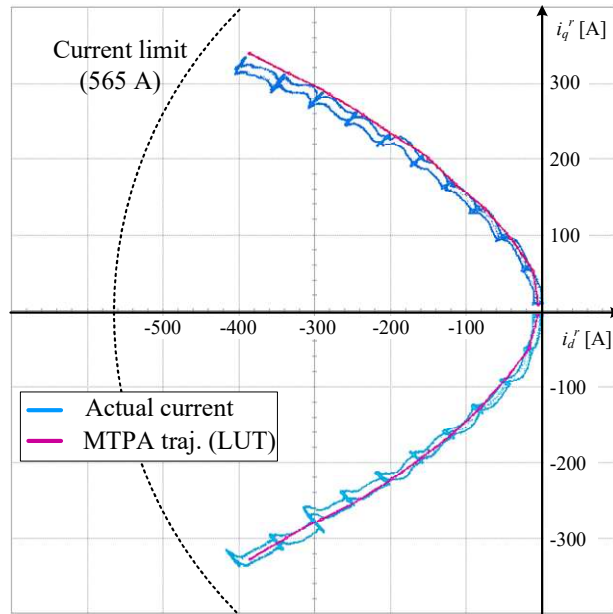
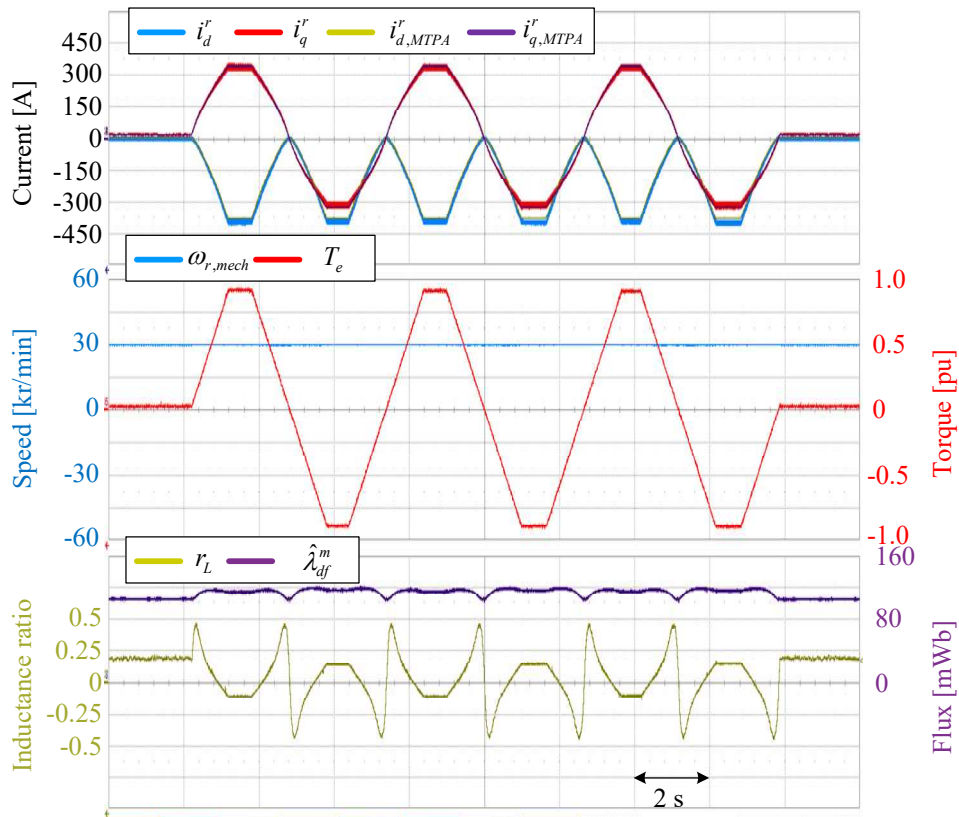
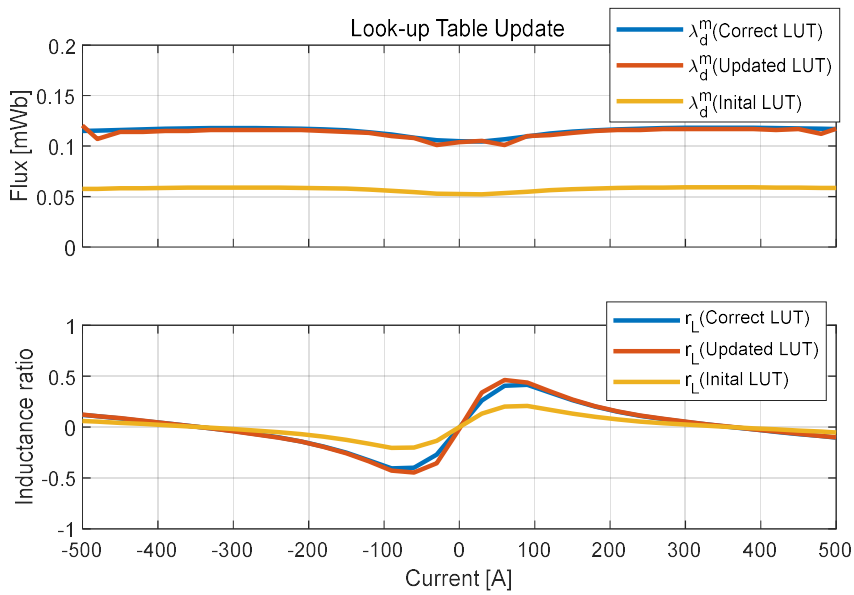


그림 7-22. 저속 영역 전류 궤적, 0 r/min (실험).

그림 7-22의 리사주(Lissajous) 파형을 살펴보면, 600 r/min에서의 결과와 비교했을 때 정토크 인가 시 MTPA 운전점과 실제 운전점이 더 많이 차이 나는 것을 볼 수 있다. 반면, 회생 영역에서는 MTPA 운전점에 더 가까운 것을 확인할 수 있다. 이는 전동기의 공간 고조파로 인해, 자속 및 인덕턴스 참조표와 실제 물리량 사이에 오차가 발생했기 때문으로 분석된다. 전동기가 회전하고 있을 때에는, 전동기의 공간 고조파로 인한 인덕턴스 및 자속 오차가 맥동하며 평균적으로는 참조표의 값과 일치하게 된다. 하지만, 영속도에서는 전동기의 공간 고조파로 인해 인덕턴스 및 자속이 회전자에 위치에 따라 달라질 수 있음에 유의해야 한다.



(가)



(나)

그림 7-23. 참조표 실시간 갱신, 1000 r/min (실험). (가) 실험 파형. (나) 참조표.
 그림 7-23(가)와 (나)는 저속 영역 MTPA 추종을 위한 참조표의 실시간
 2 1 0

갱신 알고리즘 실험 결과를 보여준다. 참조표 갱신 시정수는 1 초로 설정하였으며, 중고속 운전중 참조표 갱신을 모의하기 위해 의도적으로 50 %의 오차를 포함하여 참조표의 초기값을 설정하였다. 참조표 갱신을 위해 그림 7-23(가)에 나타난 바와 같이 1000 r/min 조건에서 1 pu/s의 기울기로 음의 최대 토크부터 양의 최대 토크까지 3 번 왕복하였다. 그림 7-23(나)에 나타난 바와 같이 50%의 초기 참조표 오차에도 불구하고, 성공적으로 참조표가 갱신되는 것을 확인할 수 있다.

7.3.4 중고속-저속 영역 절환

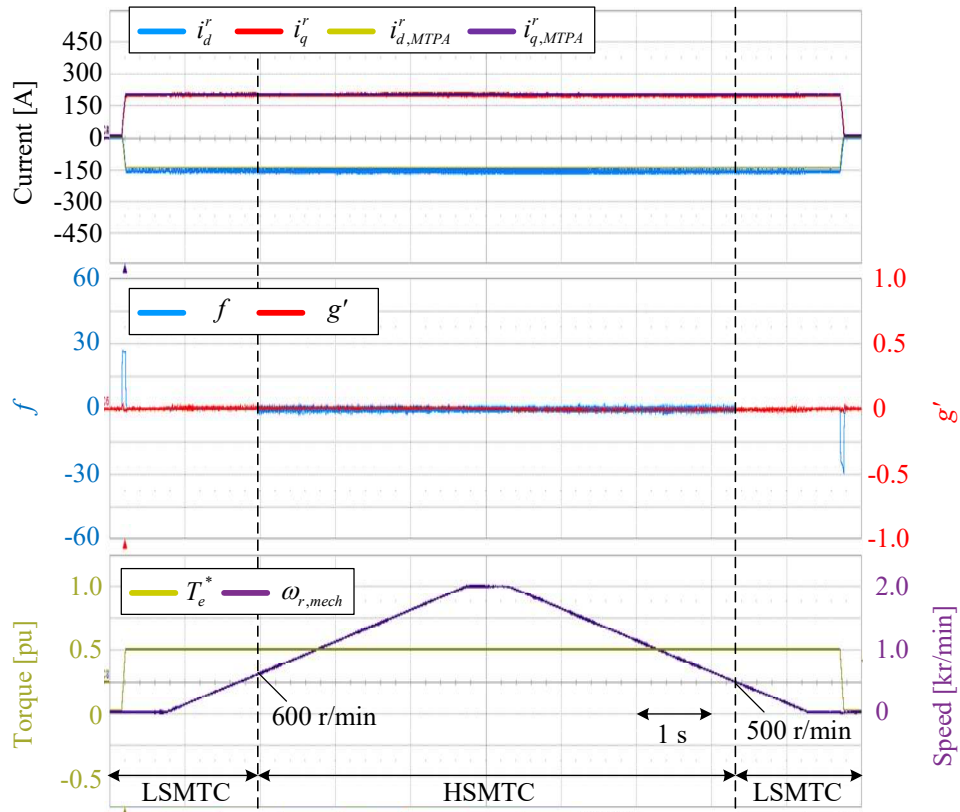


그림 7-24. 저속 및 중고속 알고리즘 사이의 절환 (실험).

그림 7-24는 저속 및 중고속 알고리즘 사이의 절환 실험 결과이다. 그림에서 저속 알고리즘은 LSMTC(Low speed MTPA tracking control)로 나타내었으며, 중고속 알고리즘이 동작하는 영역은 HSMTC(High speed MTPA tracking control)로 표시하였다. 6.8절에서 서술한 바와 같이 저속 알고리즘에서 중고속 알고리즘으로 600 r/min을 기준으로 절환하며, 중고속 알고리즘에서 저속 영역으로 500 r/min을 기준으로 절환하였다. 최대토크의 50% 토크를 인가한 상황에서 속도를 0 r/min에서 2000 r/min까지 왕복하는 실험에서 제안하는 절환 알고리즘으로 채터링 현상 없이 매끄럽게 알고리즘이 절환 되는 것을 확인 할 수 있다.

7.3.5 m 좌표계 각속도를 이용한 속도 제어

6.9절에서 제안한 ω_m 을 이용한 속도 제어를 실험으로 검증하였다. 실험에서 사용한 속도 제어기의 구성 및 이득은 다음과 같다.

표 7-3. 속도 제어기 및 이득

변수	값	단위	비고
속도 제어기 종류	PI 제어기 (Proportional-integral controller)		
자연 주파수 $\omega_{n,sc}$	3.0	Hz	$k_{psc}=2J_m\zeta_{sc}\cdot\omega_{n,sc}$ $k_{isc}=J_m\omega_{n,sc}^2$
감쇄 계수 ζ_{sc}	1.0		
관성 계수 J_m	0.127	kg·m ²	

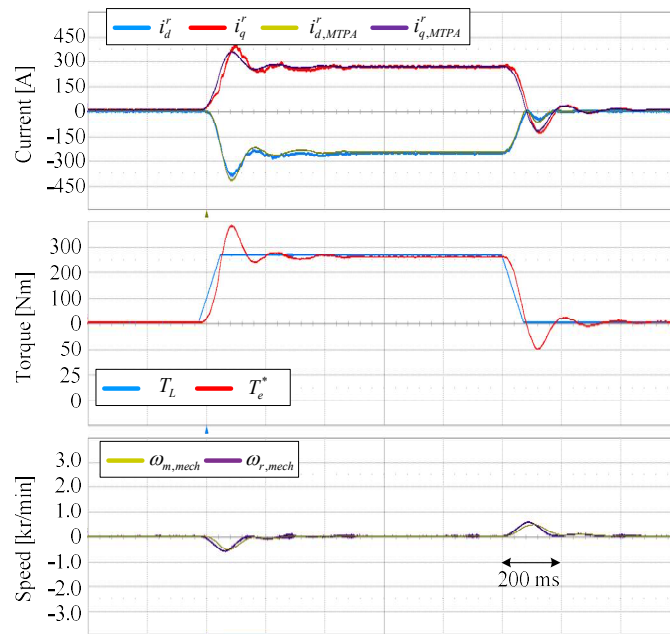


그림 7-25. 0 r/min 속도 제어 (실험).

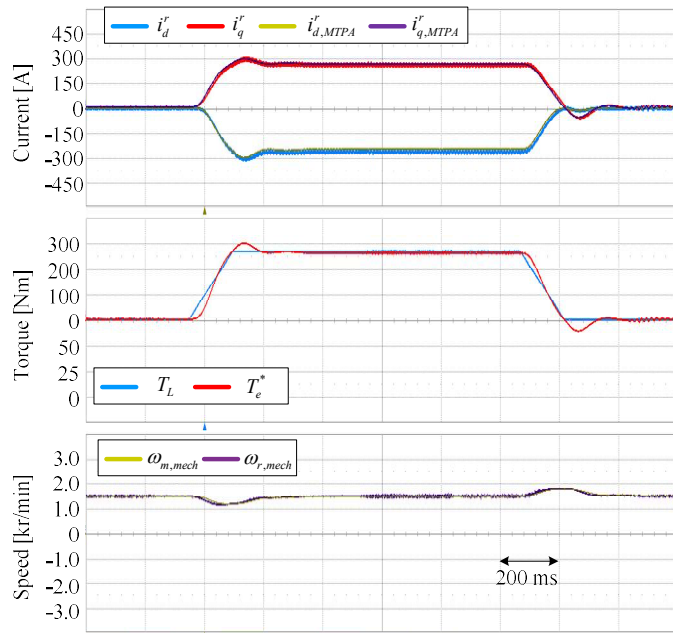


그림 7-26. 1500 r/min 속도 제어 (실험).

그림 7-25와 그림 7-26은 0 r/min 및 1500 r/min에서 부하 토크 인가 시 대상 전동기의 속도 제어 실험 결과를 나타낸다. 속도 제어를 위한 대상 전동기의 출력 토크가 과도 상황에서 전동기의 최대 토크를 초과하지 않도록 부하 토크로 75%의 부하 토크를 인가하였다. 부하 토크의 토크 변화율은 10 pu/s로 설정하였다. 토크가 인가되었을 때 과도 상황에서는 MTPA 전류 궤적과 실제 전류 궤적이 약간 차이나지만, 정상 상태에서는 잘 일치하는 것을 볼 수 있다. 또한, $\omega_r.mech$ 와 $\omega_m.mech$ 역시 과도 상황에서는 약간의 차이가 있지만, 정상 상태에서는 두 값이 일치하는 것을 확인할 수 있다.

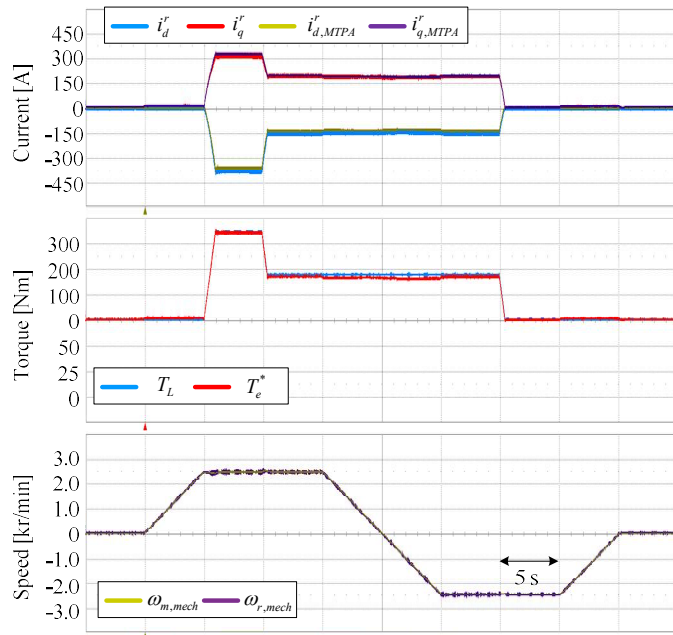


그림 7-27. 기동 및 정역 속도 제어 (실험).

그림 7-27은 속도 제어 상황에서 기동 및 속도를 정역으로 전환하는 실험 결과이다. 0속에서 무부하로 2500 r/min까지 가속 후 최대 토크 및 50% 토크를 부하기로 인가하고, 다시 -2500 r/min까지 속도를 제어하는 실험에서 제안하는 방법이 성공적으로 알고리즘 절환, MTPA 추종 및 속도 제어를 수행하는 것을 확인할 수 있다. 이는 6.9절에서 제안한 ω_m 을 사용한 전동기 속도 제어가 실제 전동기에서 효과적으로 사용될 수 있음을 보여준다.

제 8장 결론

8.1 연구 결과

본 논문에서는 맥동 전압 주입을 이용하여 위치 센서가 부착되지 않은 매입형 영구자석 전동기(Interior permanent-magnet synchronous motor, 이하 IPMSM)의 최소 동손 운전점(Maximum torque per Ampere, 이하 MTPA)을 실시간으로 추종하는 제어 방법을 제안하였다. 제안하는 알고리즘은 자속 관측 및 신호 주입을 동시에 이용하는 중고속 영역 알고리즘과 자속 관측을 수행하지 않고 신호 주입만을 이용하는 저속 영역 알고리즘으로 구성된다.

제안한 중고속 영역 알고리즘은 동적 인덕턴스 추정기, 자속 추정기를 통해 현재 동작점이 MTPA 조건을 만족시키는지 판별하며, 판별된 정보를 바탕으로 MTPA 추종 제어기를 통해 전류 크기와 전류각을 제어한다. 또한, 제안한 중고속 영역 알고리즘은 별도의 인덕턴스 혹은 자속 참조표를 필요로 하지 않는다.

저속 영역 알고리즘은 기울어진 맥동 전압을 주입하여 고주파 전류 응답을 통해 MTPA 추종 제어를 수행한다. 맥동 전압의 주입 방향을 결정하기 위해 중고속 영역 운전 시 실시간으로 갱신되는 적응 참조표를 이용한다.

제안한 MTPA 추종 제어기는 회전자 위치 정보를 필요로 하지 않기 때문에, 위치 센서가 없는 IPMSM에 대해 적용이 가능할 뿐만 아니라 별도의 센서리스 운전을 위한 회전자 위치 추정 알고리즘도 필요로 하지 않는다. 제안된 중고속 및 저속 MTPA 추종 운전의 성능은 150 kW 급의 전기 자동차 추진용 IPMSM을 대상으로 시뮬레이션 및 실험을 통해 검증되었다.

본 논문의 연구 결과를 요약하면 다음과 같다.

A. 임의의 직교 좌표계에서의 MTPA 조건식

기존의 회전자 기준 좌표계에서 기술된 MTPA 조건식은 회전자 기준 좌표계의 dq축 자속 및 인덕턴스 정보를 기반으로 기술되지만, 본 논문에서는 임의의 직교 좌표계에서의 인덕턴스를 정의함으로써 MTPA 조건식을 임의의 직교 좌표계에 대해서 기술하였다. 나아가, MTPA 조건을 가장 간소하게 나타낼 수 있는 추정 MTPA 좌표계인 m 좌표계를 제안하였다. 제안된 m 좌표계에서의 MTPA 조건식을 사용할 경우, MTPA 운전점을 판별하는데 필요한 인덕턴스 정보가 3개에서 1개로 줄어드므로 인덕턴스 추정에 필요한 신호 주입 과정을 간소화할 수 있다. 또한, MTPA 조건 판별 시 회전자 위치 정보를 필요로 하지 않으므로, 회전자 위치 센서가 없는 IPMSM에 대해서도 MTPA 판별이 가능하다.

B. qm축 가변 전압 주입을 통한 dm축 동적 인덕턴스 추정

m 좌표계 상에서 q축(qm축) 주입 전압을 실시간으로 가변함으로써 MTPA 조건식에 필요한 dm축의 동적 인덕턴스를 추정하는 고주파 전압 주입 방법에 대해 제안하였다. 제안된 인덕턴스 추정 방법은 사전 시험을 필요로 하지 않으며, 교차 결합 인덕턴스 성분 및 자기 포화로 인한 인덕턴스 변화를 고려하여 실시간으로 dm 축 인덕턴스를 추정할 수 있다.

C. 이산화 오류에 강인한 자속 추정기

기존의 주파수 적응 자속 추정기(Frequency adaptive flux observer)의 이산화 오류(Discretization error)에 대해서 분석하고, 이산화 오류에 강인한 주파수 적응 자속 추정기를 제안하였다. 이산화 오류를 최소화하기 위해 자속 추정 시 디지털(Digital) 제어 시 발생하는 전압 합성 시지연을 분석하고 이를 고려하는 자속 추정 방법을 제안하였다. 또한 주파수 적응 필터(Frequency adaptive filter)의 이산 시간 오류의

원인을 분석하고, 동기 좌표계에서 이산화 과정(Discretization process)을 수행함으로써 기본과 자속 추정의 이산화 오류를 최소화 하였다.

D. MTPA 추종 제어기

m 좌표계에서의 MTPA 조건식을 바탕으로 전류 크기와 전류각을 제어하는 MTPA 추종 제어기를 제안하였다. 회전자 위치 정보 없이 전류각을 제어하기 위해 동기 좌표계에서 전류각을 제어하는 대신 m 좌표계의 기준각을 조정하는 제어기를 제안하였다. 제안하는 MTPA 추종 제어기의 균일한 동특성을 위해 실시간으로 얻어지는 인덕턴스와 자속 추정 정보를 바탕으로 제어기 입력을 정규화하는 방법에 대해서 제안하였다.

E. 기울어진 맥동 전압 주입을 이용한 MTPA 운전점 추종

고정자 전압 정보 기반의 자속 추정이 어려운 저속 영역에서 MTPA 운전점을 추종하기 위해, 기울어진 맥동 전압 주입을 이용한 MTPA 운전점 추종 제어를 제안하였다. 제안한 저속 영역 알고리즘은 m 좌표계 상에서 기울어진 맥동 전압을 주입한 후, q_m 축 고주파 전류 신호에 기반하여 MTPA 운전점을 추종한다. 또한, 중고속 영역 알고리즘 동작 시 취득한 인덕턴스 및 자속 정보를 바탕으로 주입 전압의 방향을 결정한다.

제안하는 저속 영역 MTPA 추종 운전이 대상 전동기 이외의 전동기에서도 적용 가능성을 보이기 위해, 제안 알고리즘이 안정적으로 동작하기 위한 충분 조건을 제시하였다. 제시한 수렴성을 위한 충분 조건은 모든 전류 운전점에서의 인덕턴스 및 자속 정보를 필요로 하지 않으며, MTPA 곡선의 개형과 MTPA 운전점 근처에서의 등토크 곡선의 개형을 통해 수렴성을 판별할 수 있다.

8.2 향후 과제

본 연구를 토대로 다음과 같은 향후 연구가 진행될 수 있다.

A. 최소 손실 운전점 추종 운전으로의 확장

본 논문에서는 단위 토크 당 고정자 전류의 크기를 최소화 할 수 있는 실시간 MTPA 운전에 대해서 연구하였다. 토크 제어에 필요한 기본과 전류의 크기를 최소화 함으로써 전류 크기 제한 조건 하에서 최대의 출력 토크를 기대할 수 있고, 기저 속도 이하에서 대부분의 손실을 차지하는 인버터 및 전동기 동손의 최소화를 기대할 수 있다. 하지만, 철손, 인버터의 역률 및 고조파 전류 등을 종합적으로 고려할 때 MTPA 운전점은 최소 손실 운전점과 차이가 있을 수 있다. 그러므로, MTPA 추종에서 나아가 시스템의 손실을 최소화 하는 운전점을 추종하는 연구로 확장될 수도 있다.

B. 약자속 및 과변조 구간을 고려한 운전

본 논문에서는 기저속도 이하의 MTPA 운전만을 대상으로 연구하였다. 하지만, 많은 산업 적용 분야(Industrial applications)에서 IPMSM은 기저 속도 이상의 약자속 영역(Flux weakening region)에서 구동된다. 제안 알고리즘의 효용성을 높이기 위해서는 약자속 영역으로 자연스럽게 절환될 수 있는 방법이 연구되어야 할 것으로 보인다.

또한, 제안하는 알고리즘은 전압 신호 주입으로 인해 MTPA 운전이 가능한 기저 속도가 감소하는 단점을 가지고 있다. 그러므로, 기저 속도 영역 근처에서 제안 알고리즘의 운전 영역을 확장할 수 있는 과변조 기법에 대한 연구가 필요할 것으로 생각된다.

C. 공간 고조파를 고려한 MTPA 추종 알고리즘

제안하는 알고리즘은 전동기 설계의 비이상성으로 인한 자속 및 출력 토크의 공간 고조파를 고려하지 않았다. 하지만, 최근 전동기의 소형화 및 토크 밀도 향상의 필요성으로 인해 전동기의 자기 포화 현상이 심해지는 경향이 있다. 또한, 전동기의 제조 공정 효율화를 위해 집중권 전동기에 대한 연구도 많이 이루어지고 있다. 자기 포화가 심한 집중권 전동기의 경우 큰 공간 고조파를 가질 수 있으며, 자속 및 토크가 회전자 위치에 영향을 받을 수 있다. 이 경우, 본 논문에서 제안한 알고리즘이 정상적으로 동작하지 않을 수 있다.

특히, 저속 영역을 위한 신호 주입 MTPA 추종의 경우, 분석에서 회전자 위치 변화에 따른 수렴성 변화를 고려하지 않았으므로, 공간 고조파가 큰 전동기에서는 제안한 알고리즘이 안정적으로 동작하지 않을 수 있다. 따라서, 공간 고조파를 고려한 MTPA 추종 운전 연구가 필요하다.

또한, 공간 고조파로 인한 토크 맥동(Torque ripple)을 저감하기 위한 운전 방법에 대한 연구가 많이 이루어지고 있다. 이때, 토크 맥동을 저감하면서도 회전자의 위치에 따라 MTPA 특성을 유지할 수 있는 실시간 MTPA 및 토크 맥동 저감 운전에 대한 연구가 이루어질 수 있을 것이다.

D. 제안하는 신호 주입 MTPA 추종의 수렴성 분석의 확장

제안하는 저속 영역 센서리스 MTPA 추종 운전의 수렴성을 분석하기 위해 본 논문에서는 수렴성을 보장하는 충분 조건을 제시하였다. 어떤 IPMSM이 제시된 충분 조건을 만족한다면, 제안하는 MTPA 추종 운전이 안정적으로 동작할 수 있다. 하지만, 모든 IPMSM이 제시된 충분 조건을 만족하지는 않는다. 또한, 제시된 충분 조건을 만족하지 않더라도 경우에 따라서 제안하는 저속 영역 알고리즘이 안정적으로 동작할 수도 있다. 그러므로, 제안하는 저속 영역 알고리즘이 안정적으로 동작하기 위한 보다 일반적인 조건을 연구할 수 있을 것으로 생각된다.

E. 다른 종류의 전동기로의 확장

본 논문에서는 IPMSM을 대상으로 MTPA 추종 운전을 연구했지만 손실 최소화 운전 기법은 IPMSM 이외에도 동기형 릴럭턴스 전동기(Synchronous reluctance motor, SynRM), 권선형 전동기(Wound rotor motor, WRM), 유도 전동기(Induction motor, IM) 등에도 적용이 가능하다. 그러므로, 제안하는 MTPA 추종 운전을 다른 종류의 전동기에 적용시키는 연구가 수행될 수 있다. 특히, 회전자에 별도의 회로와 그에 따른 동특성(Dynamics)이 존재하는 권선형 동기 전동기 및 유도 전동기에서는 제안하는 맥동 전압 주입으로 추정된 인덕턴스가 MTPA 운전점 판단에 필요한 증분 인덕턴스와 크게 차이가 날 가능성이 있다. 그러므로, 이러한 전동기에서는 MTPA 운전점 추종을 위한 새로운 제어 기법이 연구될 수 있다.

F. 철손(Iron loss)에 대한 고려

본 논문에서 제안한 알고리즘은 전동기의 철손에 대한 고려를 하지 않았으므로, 기저 속도 이하에서 철손이 크지 않은 전동기에 적용이 가능하다. 구체적으로 철손으로 인해 다음과 같은 영향이 있을 수 있다.

먼저, 제안하는 알고리즘에서는 출력 토크를 고정자 자속과 출력 전류의 곱으로 표현하였다. 하지만, 철손을 고려할 경우 출력 토크는 단순히 자속과 전류의 곱으로 나타낼 수 없으며, 철손으로 인해 출력 토크가 감소한다는 것이 알려져있다. 그러므로, 철손을 무시하지 못하는 전동기에 대해 제안하는 알고리즘을 적용한다면, 토크 제어기의 정확도가 떨어질 우려가 있다.

또한, 증분 인덕턴스와 고주파 인덕턴스 사이의 관계를 명확히 하는 후속 연구가 필요하다. 철손 및 이력(Hysteresis) 특성으로 인하여 전동기의 자속과 전류의 관계는 여자 주파수에 따라 달라지게 된다. 제안 알고리즘은 MTPA 조건에 직접 영향을 미치는 증분 인덕턴스 대신 고주파 인덕턴스로 동적 인덕턴스를 추정하므로, 실제 MTPA 궤적과 제안 알고리즘을 통해 추종한 전류 궤적 사이에는 약간의 차이가 있음을

본 논문에서 실험적으로 확인하였다. 고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스 사이의 관계를 이론적으로 명확히 규명하고, 이를 제어에 활용할 수 있다면, 제안하는 MTPA 추종 알고리즘의 정확도를 높이는데 도움이 될 수 있다.

부 록

A. 다른 FOC 방법들과의 비교

제안하는 MTPA 추종 알고리즘은 전류 지령 기준 좌표계인 추정 MTPA 좌표계 상에서 구성된다. 본 절에서는 IPMSM의 구동에 일반적으로 사용되는 회전자 기준 좌표계 및 고정자 자속 기준 좌표계와 제안하는 MTPA 좌표계가 가지는 차이점에 대해서 서술한다.

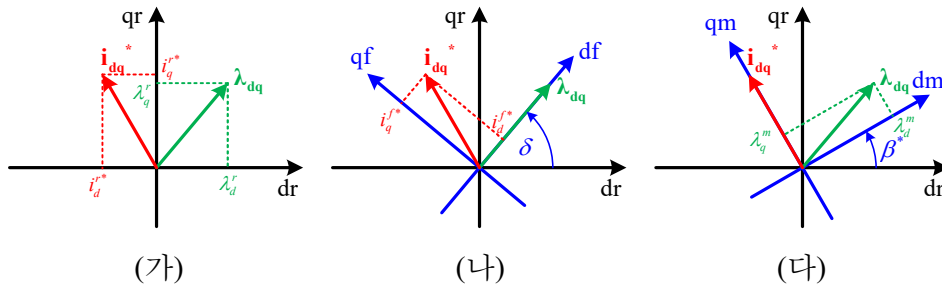


그림 A-1. (가) 회전자 기준 좌표계. (나) 고정자 자속 기준 좌표계.

(다) 제안하는 추정 MTPA 좌표계 (전류 지령 기준 좌표계).

먼저, 회전자 기준 좌표계는 그림 A-1(가)에 나타난 바와 같이 IPMSM에서 회전자에 부착된 영구자석의 쇄교 자속 위치에 동기되어있는 좌표계로서, 회전자 기준 필드 지향 제어(Rotor Field Oriented Control, 이하 RFOC)에서 사용되는 기준 좌표계이다. 회전자 위치 센서가 부착되어있는 전동기의 경우 별도의 추정 알고리즘 없이 직관적으로 기준 좌표계를 구할 수 있다는 장점을 가진다. 회전자 위치 센서가 없는 센서리스 전동기의 경우, 센서리스 알고리즘을 통해 회전자 위치를 추정하여 RFOC를 수행할 수 있다.

자기 포화가 없는 이상적인 전동기 모델을 가정할 때, 회전자 기준 좌표계에서 인덕턴스 행렬은 다음과 같이 교차 결합 성분 없이 d축 및 q축 인덕턴스만으로 표현된다.

$$\mathbf{L}_{dq,ideal} = \begin{bmatrix} L_{d,ideal} & 0 \\ 0 & L_{q,ideal} \end{bmatrix}. \quad (A.1)$$

그러므로 자기포화의 영향이 크지 않은 전동기는 RFOC 수행 시 d축과 q축 전류의 동특성을 효과적으로 분리(Decoupling)하여 제어할 수 있다.

하지만, 자기포화를 무시할 수 없는 실제 전동기에서는 이와 같은 RFOC의 장점이 상당 부분 퇴색된다. 자기포화에 의해 d축 및 q축 인덕턴스의 값이 변화할 뿐만 아니라, d축과 q축 사이의 교차 결합 인덕턴스 성분도 나타나므로, 자기포화가 심한 전동기에서는 dq축 전류의 제어를 디커플링 하기 위해서는 제어기의 구조가 복잡해질 수 있다.

한편, 회전자 기준 좌표계에서 전동기의 토크는 다음과 같이 표현된다.

$$T_e = 1.5p(\lambda_d^r i_q^r - \lambda_q^r i_d^r). \quad (A.2)$$

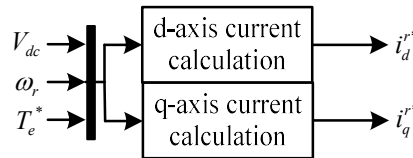


그림 A-2. RFOC 수행 시 전류 지령의 결정.

전동기의 토크를 결정하는데 있어 d축, q축 전류가 모두 관여하므로, 회전자 기준 좌표계에서 운전점을 결정하기 위해서는 운전조건에 따라 그림 A-2와 같이 d, q축 전류를 결정해주어야 한다. 특히, RFOC 수행 시 전류 운전점 변화에 따라서 토크 및 출력 전압의 변화를 미리 예측하기 힘들므로, 약자속 영역에서 전압 제한과, 토크 선형성을 모두 만족하는 운전점을 결정하기 쉽지 않다. 따라서, 대부분의 RFOC 기반 제어에서는 사전에 운전점을 참조표 형태로 계산하거나, 약자속 제어기 및 토크 제어기와 같은 상위 제어기를 통해 운전점을 결정한다.

한편, 직접 토크 제어(Direct torque control, DTC)와 유사하게 고정자 자속의 크기와 토크를 제어하는 고정자 자속 필드 지향 제어(Stator flux oriented control, 이하 SFOC)도 최근 많은 연구가 진행되고 있다. SFOC는 그림 A-1(나)와 같이 고정자 자속 벡터에 기준 좌표계의 d축을 동기

시킨다. 기준 좌표계의 위치를 결정할 때 고정자 자속 벡터 정보가 필요하므로, 자속 센서가 부착되지 않은 일반적인 전동기에서 SFOC를 수행하기 위해서는 자속 추정기가 필수적으로 요구된다. 따라서, 자속 추정기의 구성 방법에 따라서 SFOC의 성능에도 차이가 발생할 수 있다. IPMSM에서 고정자 자속은 역기전력에 기반한 전압 모델과 전류 및 인덕턴스 모델에 기반한 전류 모델로부터 계산될 수 있으며, 일반적으로 운전 영역에 따라 두 모델을 혼합하여 자속 추정기를 구성할 수 있다.

한편, SFOC 수행 시 출력 토크는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = 1.5p\lambda_d^f i_q^f. \quad (\text{A.3})$$

또한, 고정자 저항으로 인한 전압 강하 성분을 무시할 때 출력 전압은 다음과 같이 계산된다.

$$\|\mathbf{v}_{dq}^f\| \approx \omega_r \lambda_d^f. \quad (\text{A.4})$$

여기서, 윗첨자 ‘ f ’는 고정자 자속 기준 좌표계를 의미한다. 일반적으로 SFOC에서 운전점을 결정하는 제어 지령 변수로는 df 축 전류 i_d^{f*} 와 qf 축 전류 i_q^{f*} , 혹은 df 축 자속 λ_d^{f*} 와 qf 축 전류 i_q^{f*} 가 제어 변수로 선호된다. $(\lambda_d^{f*}, i_q^{f*})$ 를 제어할 경우, λ_d^{f*} 은 출력 전압의 크기를 제어하며, i_q^{f*} 는 토크를 제어함으로써 최적 운전점의 결정이 RFOC보다 용이할 수 있다. 특히, 철손을 무시할 경우 최적 운전점에서의 λ_d^{f*} 만 결정되면 토크 지령으로부터 i_q^{f*} 를 다음과 같이 손쉽게 계산할 수 있다.

$$i_q^{f*} = \frac{T_e^*}{1.5p\lambda_d^{f*}}. \quad (\text{A.5})$$

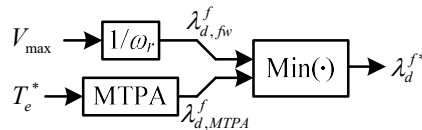


그림 A-3. SFOC 수행 시 약자속 영역을 고려한 자속 지령 생성.

그러므로, dr 축, qr 축 전류를 모두 결정해야하는 RFOC에 비해서 SFOC 수행 시 토크 선형성을 고려한 지령 생성이 용이하다고 할 수 있다. 또한, 약자속 영역에서 별도의 제어기나 참조표가 요구되는 RFOC와

달리, SFOC 상에서는 그림 A- 3과 같이 간단하게 약자속 영역과 MTPA 영역을 함께 고려할 수 있다.

하지만, SFOC는 RFOC와 달리, 자기포화가 없는 전동기 모델에서도 df축 자속과 qf축 전류가 서로 디커플링 되지 않는다. 따라서, 일반적인 비례-적분 제어기를 통해서 자속과 전류를 제어할 경우 서로가 간섭하여 응답 성능이 악화될 수 있다. 자기포화가 없는 이상적인 전동기 모델을 가정할 경우 이러한 비선형적인 간섭 현상을 디커플링하는 방법이 제안되어 있지만, 이 역시 자기포화가 심한 전동기에서는 적용이 쉽지 않다.

제안하는 추정 MTPA 좌표계는 그림 A- 1(다)와 같이 전류 지령을 기준 좌표계의 q축에 동기시킨다. 실질적인 전류 운전점은 4.4절에서 서술하는 MTPA 추종 제어기에 의해 결정된다. 다만, RFOC 및 SFOC와 비교할 때, 추정 MTPA 좌표계에서 MTPA 판별식 g 는 다음과 같이 간소화된다.

$$\text{RFOC: } g = \lambda_d^r i_d^r + \lambda_q^r i_q^r - \frac{\partial \lambda_d^r}{\partial i_d^r} i_q^r{}^2 + \frac{\partial \lambda_q^r}{\partial i_d^r} i_d^r i_q^r + \frac{\partial \lambda_d^r}{\partial i_q^r} i_d^r i_q^r - \frac{\partial \lambda_q^r}{\partial i_q^r} i_d^r{}^2. \quad (\text{A.6})$$

$$\text{SFOC: } g = \lambda_d^f i_d^f - \frac{\partial \lambda_d^f}{\partial i_d^f} i_q^f{}^2 + \frac{\partial \lambda_q^f}{\partial i_d^f} i_d^f i_q^f + \frac{\partial \lambda_d^f}{\partial i_q^f} i_d^f i_q^f - \frac{\partial \lambda_q^f}{\partial i_q^f} i_d^f{}^2. \quad (\text{A.7})$$

$$\text{추정 MTPA: } g = \lambda_q^m i_q^m - \frac{\partial \lambda_d^m}{\partial i_q^m} i_q^m{}^2. \quad (\text{A.8})$$

추정 MTPA 상에서 g 를 계산할 때, 추정해야하는 자속의 미분 항이 4개에서 1개로 감소하는 것을 알 수 있다. 한편, 추정 MTPA 좌표계 상에서 출력 토크는 다음과 같이 표현된다.

$$T_e = 1.5p \lambda_d^m i_q^m. \quad (\text{A.9})$$

dm축 자속과 qm축 전류의 곱으로 토크가 나타난다는 점에서 제안하는 추정 MTPA 좌표계는 SFOC와 유사하다. 하지만, SFOC 상에서는 $\lambda_q^f = 0$ 으로 인해서 토크 표현식이 간단해지는 반면, 제안하는 추정 MTPA 좌표계에서는 $i_d^m = 0$ 으로 인해서 토크 표현식이 간단해짐에

유의해야 한다.

또한, 제안하는 추정 MTPA 좌표계는 MTPA 추종 시 필요한 제정수의 개수가 줄어든다는 명확한 장점이 있지만, RFOC 및 SFOC와 비교하여 한계점도 존재한다. 먼저, MTPA 운전점 추종 제어기가 동작할 때에만 정의되는 좌표계이므로, 약자속 운전 영역에 대한 고려가 부족하다. 또한, 전류 제어기의 이득 설정을 위한 동적 인덕턴스 행렬이 운전점에 따라 변화하므로, 이를 고려한 전류 제어의 안정성 분석이 필요하다. 다만, 추정 MTPA 좌표계 상의 전류 제어의 국소 안정성에 대해서는 RFOC와 동일한 안정성을 가짐을 6.1절에서 보인다.

B. 동적 인덕턴스 행렬의 특성

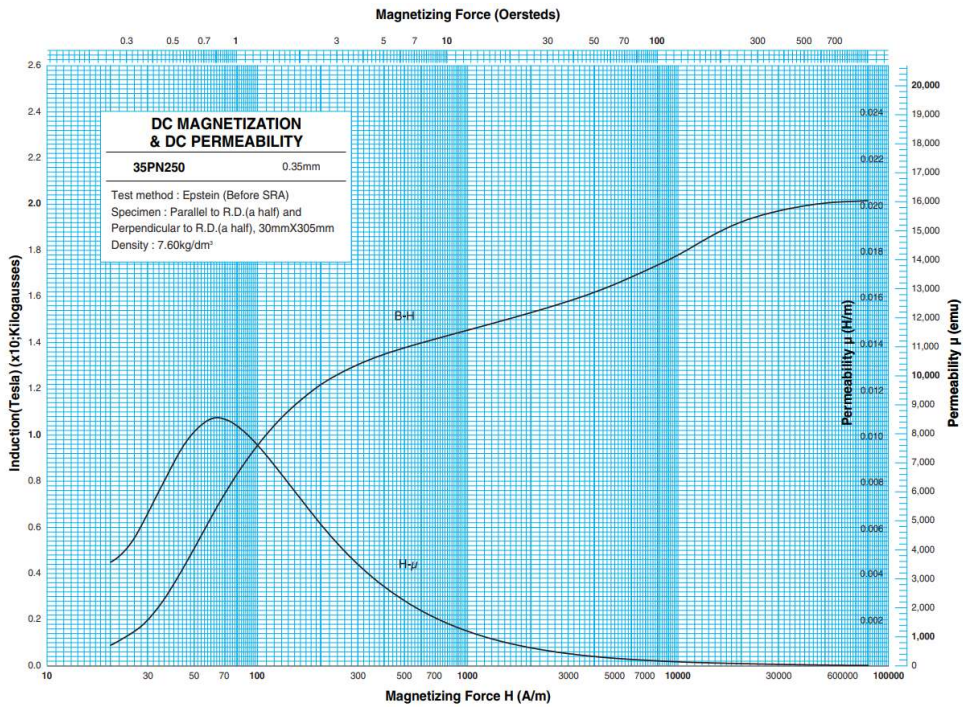


그림 B-1. POSCO 社の 35PN250 전기 강판의 B-H 곡선.

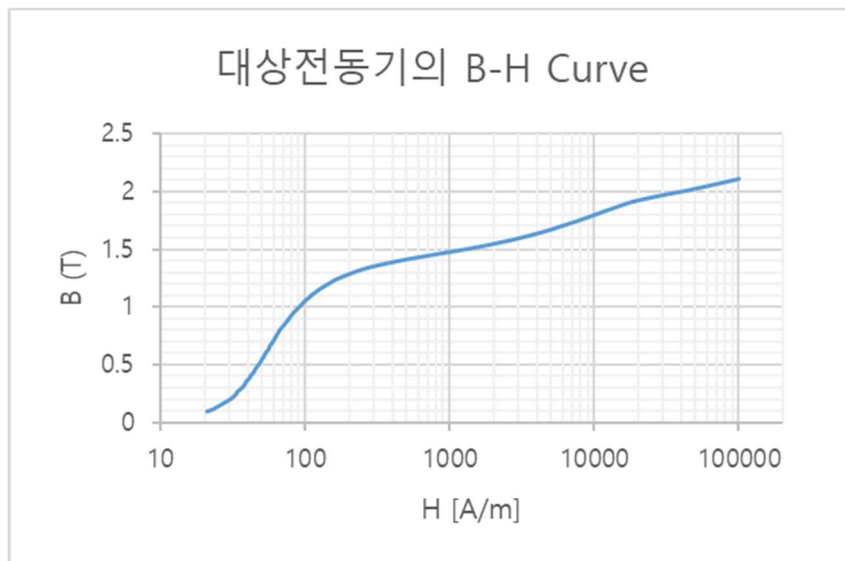


그림 B-2. 대상 전동기에서 사용된 전기 강판의 B-H 곡선.

그림 B- 1는 일반적으로 사용되는 전동기 제작에 사용되는 전기장판의 B-H 곡선을 나타낸다. 또한, 그림 B- 2는 대상 전동기에서 사용된 전기장판의 B-H 곡선이다. 그림 B- 1 및 그림 B- 2와 같이 일반적으로 전동기의 철심은 운전 영역에서 양의 투자율(Permeability)을 갖는다. 그러므로, 특정 방향으로 전류를 변화시킬 경우, 해당 방향의 자속의 전류에 대한 변화율이 양의 값을 갖는다. 임의의 운전점에서 전류 벡터의 미소 변화분을 $\Delta \mathbf{i}_{dq}^r$ 이라 할 때, 자속의 미소 변화분 $\Delta \lambda_{dq}^r$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta \lambda_{dq}^r = \mathbf{L}_h^r \Delta \mathbf{i}_{dq}^r . \quad (\text{B.1})$$

앞의 가정에 의해 다음의 식이 성립한다.

$$\Delta \lambda_{dq}^r{}^T \cdot \frac{\Delta \mathbf{i}_{dq}^r}{\|\Delta \mathbf{i}_{dq}^r\|} > 0 . \quad (\text{B.2})$$

식 (B.2)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\Delta \mathbf{i}_{dq}^r{}^T \mathbf{L}_h^r \Delta \mathbf{i}_{dq}^r > 0 . \quad (\text{B.3})$$

또한, 상호성 정리에 의해서 다음이 성립한다.

$$\mathbf{L}_h^r = \mathbf{L}_h^r{}^T . \quad (\text{B.4})$$

임의의 $\Delta \mathbf{i}_{dq}^r$ 에 대해서 (B.3)과 (B.4)가 성립하므로, \mathbf{L}_h^r 은 양의 정부호 행렬(Positive definite)이다. 한편, (B.3)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\Delta \mathbf{i}_{dq}^m{}^T \mathbf{L}_h^m \Delta \mathbf{i}_{dq}^m > 0 . \quad (\text{B.5})$$

여기서

$$\Delta \mathbf{i}_{dq}^m = \mathbf{R}(-\beta^*) \Delta \mathbf{i}_{dq}^r . \quad (\text{B.6})$$

그러므로, \mathbf{L}_h^m 도 양의 정부호 행렬이다. 따라서, \mathbf{L}_h^m 은 다음과 같은 성질을 만족한다 [90].

성질 1. $\det(\mathbf{L}_h^m) > 0 . \quad (\text{B.7})$

성질 2. $L_{dh}^m > 0 . \quad (\text{B.8})$

성질 3. $L_{qh}^m > 0 . \quad (\text{B.9})$

성질 4. $\min(L_{dh}^m, L_{qh}^m) > |L_{dqh}^m| . \quad (\text{B.10})$

또한 3장에서 임의의 직교좌표계에서 정의된 동적 인덱터스 행렬 \mathbf{L}_h^α 또한 양의 정부호 행렬이다. 그러므로, 식 (B.7)-(B.10)은 \mathbf{L}_h^m 뿐만 아니라 \mathbf{L}_h^r 및 \mathbf{L}_h^α 에 대해 동일하게 성립한다.

C. 다른 IPMSM에 대한 수렴성 분석

5.3절의 저속 영역 MTPA 추종 운전의 수렴성 분석의 타당성을 확인해보기 위하여 대상 전동기 이외의 다른 전동기에 대해서 수렴성을 분석한다. 분석에 사용된 전동기의 제정수는 다음과 같으며 본절에서 IPMSM2로 지칭한다.

표 C-1. 분석에 사용된 전동기(IPMSM2)의 제정수

제정수	값	비고
Pole/Slot	8/9	
Rated power	1.5 kW	Peak power: 3 kW
Rated torque	4.1 Nm	Peak torque: 8 Nm
Rated current	5.2 A _{rms}	Peak current 10.2 A _{rms}
Base speed	3300 r/min	$V_{dc} = 300$ V

IPMSM2는 분수 슬롯(Fractional slot) 집중권(Concentrated winding) 전동기로서 분포권 전동기인 본문의 대상 전동기와는 설계 특성이 다르다.

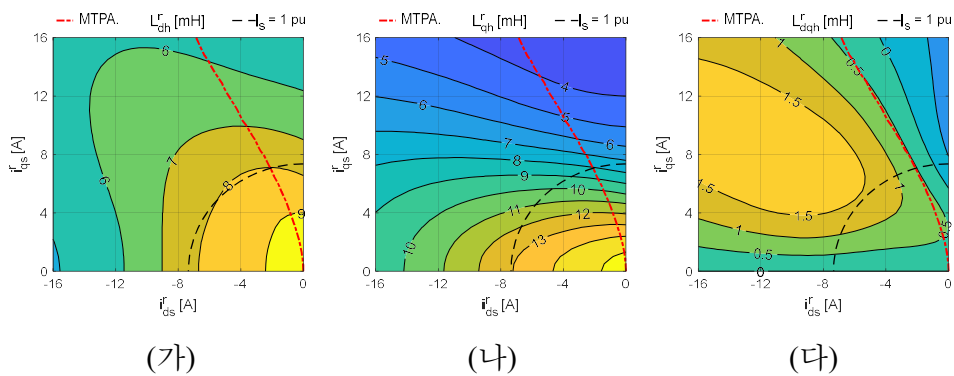


그림 C-1. IPMSM2의 (가) L_{dh} , (나) L_{qh} , (다) L_{dqh} (FEA).

IPMSM2의 회전자 기준 전류 평면에서의 동적 인덕턴스 분포는 그림 C-1과 같다. MTPA 운전점에서의 전류각이 본문의 대상전동기와는 달리

최대 전류 부근에서도 30° 를 넘지 않는 것을 알 수 있다.

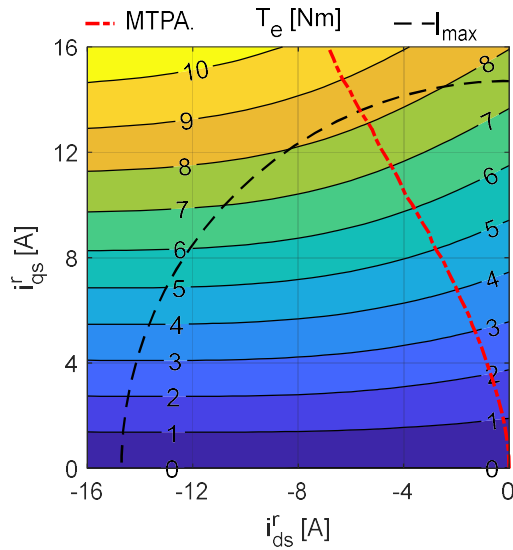


그림 C-2. IPMSM2의 출력 토크 분포 (FEA).

먼저, IPMSM2가 조건 1을 만족하는지 살펴보기 위해, 전류 평면에서의 토크 분포를 그림 C-2에 나타내었다. 등토크 곡선이 항상 아래로 볼록한 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 C-2에서 MTPA 곡선이 위로 볼록하므로, 조건 2도 만족하는 것을 확인할 수 있다.

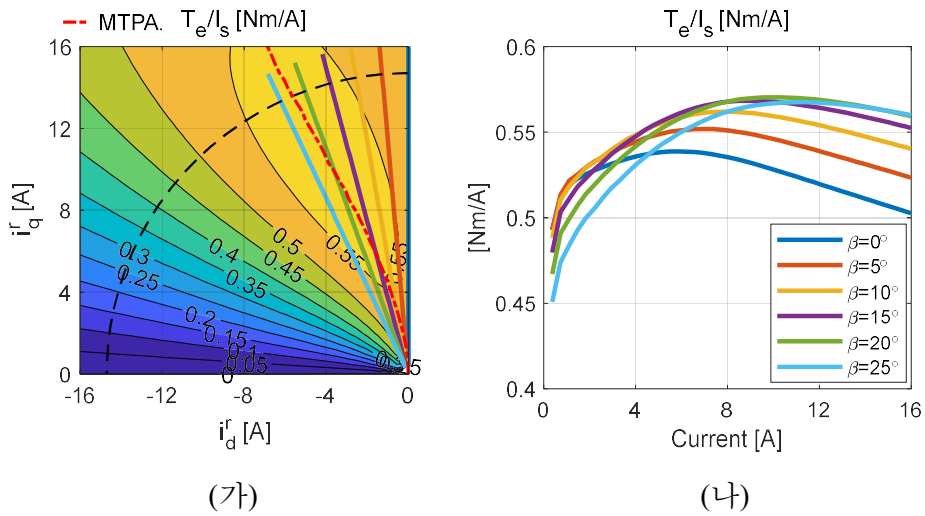


그림 C-3. IPMSM2의 단위 전류 당 토크 (FEA).

(가) 전류 평면. (나) 전류 크기 vs 단위 전류 당 토크.

그림 C-3(가)와 (나)는 IPMSM2의 단위 전류당 토크를 보여준다. 대상 전동기와 마찬가지로 MTPA 운전점이 존재하는 0° 에서 25° 사이의

전류각에 대해서 단위 전류당 토크가 증가하다가 감소하는 것을 볼 수 있다.

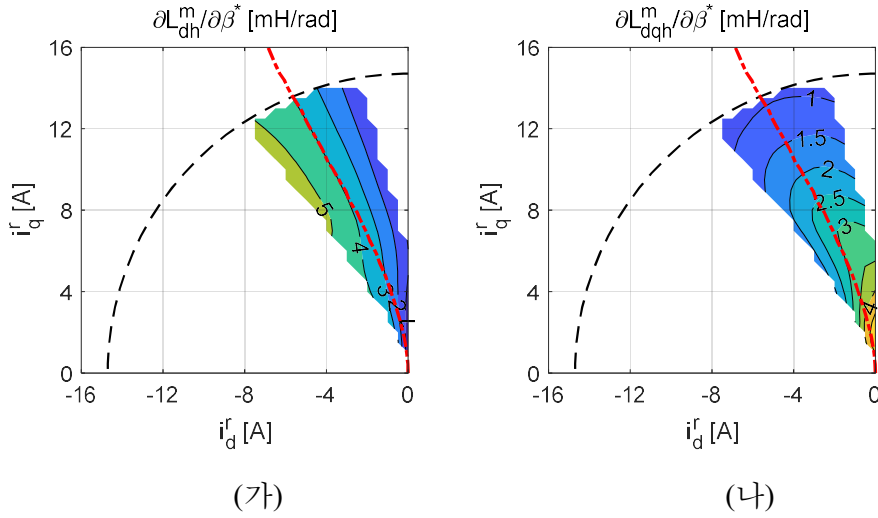


그림 C-4. IPMSM2의 (가) $\partial L_{dh}^m / \partial \beta^*$ 및 (나) $\partial L_{dqh}^m / \partial \beta^*$ (FEA).

그림 C-4(가)와 (나)는 IPMSM2의 $\partial L_{dh}^m / \partial \beta^*$ 와 $\partial L_{dqh}^m / \partial \beta^*$ 를 나타낸다. 조건 1과 조건 2를 만족하므로, MTPA 근처에서 $\partial L_{dh}^m / \partial \beta^*$ 와 $\partial L_{dqh}^m / \partial \beta^*$ 가 양수로 유지되는 것을 확인할 수 있다.

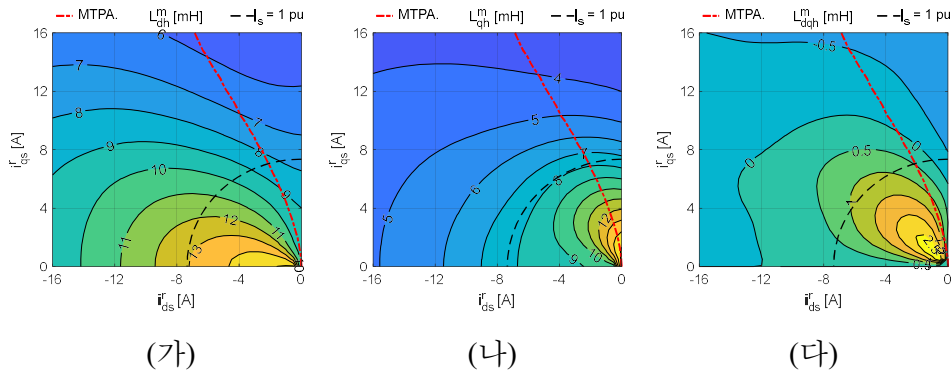


그림 C-5. IPMSM2의 (가) L_{dh}^m , (나) L_{qh}^m , (다) L_{dqh}^m (FEA).

그림 C-5(가)-(다)는 IPMSM2의 L_{dh}^m , L_{qh}^m , L_{dqh}^m 을 보여준다. 조건 3을 만족하므로, 그림 C-5(다)에서 전류가 포화됨에 따라 L_{dqh}^m 이 음수가 되는 것을 확인할 수 있다.

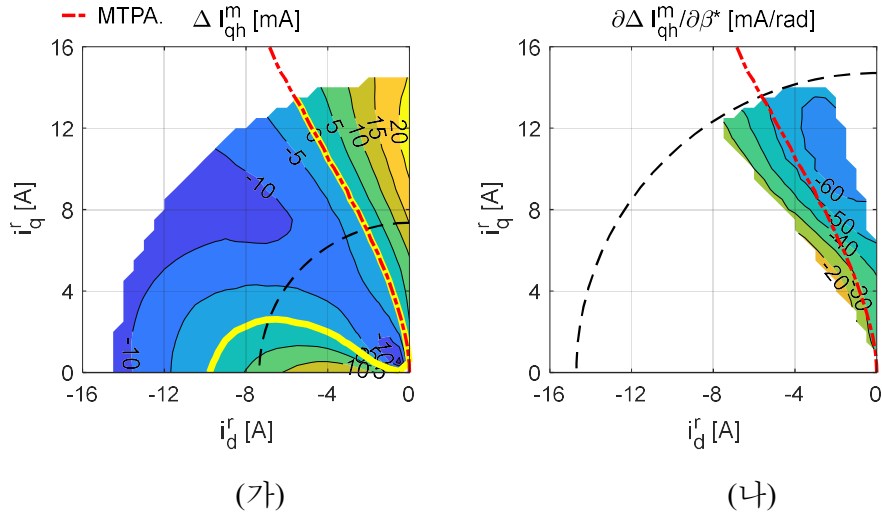


그림 C-6. IPMSM2의 (가) ΔI_{qh}^m 및 (나) $\partial \Delta I_{qh}^m / \partial \beta^*$ (FEA).

그러므로, IPMSM2에서도 본문 5장에서 제안하는 제어의 수렴성을 위한 충분 조건을 모두 만족한다. 그림 C- 6(가)와 (나)는 IPMSM2의 ΔI_{qh}^m 과 $\partial \Delta I_{qh}^m / \partial \beta^*$ 를 나타낸다. 대상 전동기와 마찬가지로 ΔI_{qh}^m 은 MTPA 운전점에서 0이되며, 그 전후로 부호가 바뀌는 것을 알 수 있다. 저속 영역 MTPA 추종 운전의 수렴성을 의미하는 $\partial \Delta I_{qh}^m / \partial \beta^*$ 역시 모든 MTPA 운전점에서 음수가 유지되므로, 제안하는 저속영역 센서리스 MTPA 추종 운전이 IPMSM2에서도 모든 전류 크기에 대해 안정하게 동작함을 알 수 있다.

D. 나이퀴스트 주파수 대역 차단 필터 설계

나이퀴스트(Nyquist) 주파수에 해당하는 주입 주파수 성분을 제거하기 위해 다음과 같은 대역 차단 필터(Notch filter)의 1차 무한 임펄스 응답(Infinite impulse response, 이하 IIR)을 설계할 수 있다 [91].

$$H_{NF}(z) = \frac{1+a}{2} \frac{z+1}{z+a}. \quad (D.1)$$

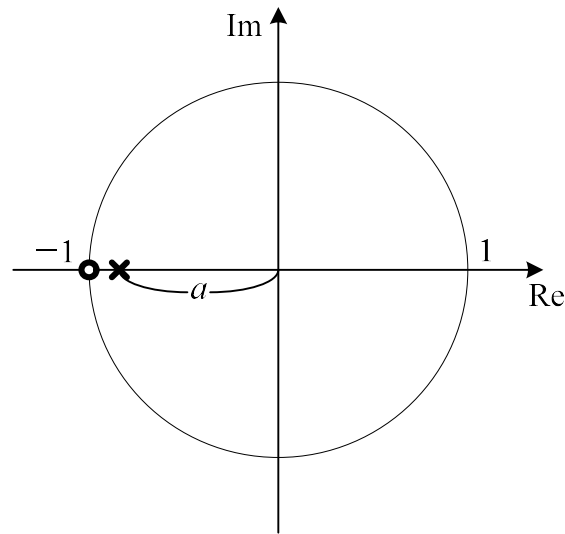


그림 D- 1. z -domain에서의 극점 및 영점의 위치.

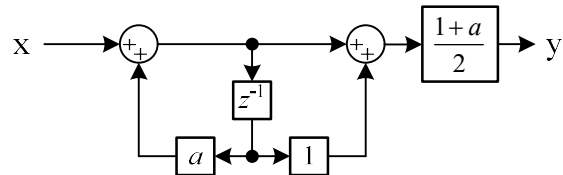


그림 D- 2. Notch filter의 구현 (Direct form 2).

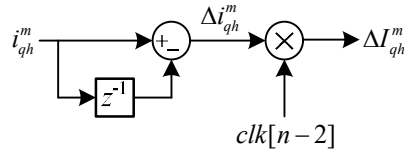
식 (D.1)의 극점(pole) 및 영점(zero)의 위치를 z -domain에서 나타내면 그림 D- 1과 같다. 이는 Direct form 2를 사용하여 그림 D- 2와 같이 구현될 수 있다.

a 는 설계 변수로서 0과 1사이의 값을 갖는다. 1에 가까워질수록 대역 차단 필터의 차단 대역(Stop band)이 더 좁아지며, 0일 경우 차단 대역이 최대한 넓어져서 창(Window)의 크기가 2인 이동 평균 필터(Moving

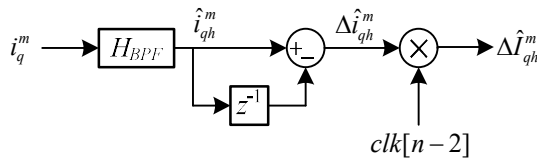
average filter)와 같아진다. 또한, 주입 주파수 성분을 얻는 대역 통과 필터(Band pass filter)의 전달 함수는 다음과 같이 1과 H_{NF} 의 차로 나타낼 수 있다.

$$H_{BPF}(z) = 1 - \frac{1+a}{2} \frac{z+1}{z+a} = \frac{1-a}{2} \frac{z-1}{z+a}. \quad (D.2)$$

식 (D.1)의 H_{NF} 는 측정된 전류로부터 기본파 전류를 추출하는데 사용되며, (D.2)의 H_{BPF} 는 측정된 전류로부터 고주파 전류를 추출하는데 사용된다. 그러므로, H_{NF} 는 기본파 전류 제어기의 동작을 방해하지 않도록, 0 Hz부터 전류 제어기 대역폭의 수 배까지는 이득이 1에 가까워야하며, 위상 천이는 0° 에 가까운 것이 바람직하다.



(가)



(나)

그림 D-3. (가) 이상적인 ΔI_{qh}^m . (나) H_{BPF} 를 통해 계산된 ΔI_{qh}^m .

반면, H_{BPF} 가 제안 알고리즘의 동작에 영향을 미치지 않기 위해선, 그림 D-3(가)의 실제 ΔI_{qh}^m 와 그림 D-3(나)를 통해 계산된 $\Delta \hat{I}_{qh}^m$ 의 차이가 적어야한다. 주파수 분석을 위해 ΔI_{qh}^m 이 다음과 같이 주입 주파수에 비해서 충분히 느린 주파수 ω_{bw} 로 흔들리는 정현파라고 가정하자.

$$\Delta I_{qh}^m = I_{\Delta} \sin(\omega_{bw} T_s \cdot n + \phi_{\Delta}). \quad (D.3)$$

$clk[n] = \cos(\pi n)$ 이라 할 때, Δi_{qh}^m 은 다음과 같이 계산 가능하다.

$$\Delta i_{qh}^m = I_{\Delta} \sin(\omega_{bw} T_s \cdot n + \phi_{\Delta}) \cos(\pi \cdot n). \quad (D.4)$$

$\omega_{bw} T_s \ll \pi$ 라 가정했으므로, 다음과 같이 i_{qh}^m 을 나타낼 수 있다.

$$i_{qh}^m = 0.5 I_{\Delta} \sin(\omega_{bw} T_s \cdot n + \phi_{\Delta}) \cos(\pi \cdot n). \quad (D.5)$$

식 (D.5)는 다음과 같이 두개의 주파수 성분으로 분리 가능하다.

$$i_{qh}^m = \frac{1}{4} (\sin((\pi + \omega_{bw} T_s) \cdot n + \phi_\Delta) - \sin((\pi - \omega_{bw} T_s) \cdot n - \phi_\Delta)) \quad (\text{A.6})$$

즉, ΔI_{qh}^m 이 ω_{bw} 로 흔들릴 때, i_{qh}^m 은 $(\pi f_s - \omega_{bw})$ 와 $(\pi f_s + \omega_{bw})$ 의 주파수 성분을 가진다. ΔI_{qh}^m 이 MTPA 추종 제어기의 입력이므로, MTPA 추종 제어기의 이상적인 동작을 위해선 MTPA 운전점 추종 대역폭인 ω_θ 로 흔들리는 ΔI_{qh}^m 에 대해서 $\Delta \hat{I}_{qh}^m$ 이 충분히 작은 위상 오차를 가져야 한다. 그러므로, H_{BPF} 는 $(\pi f_s - \omega_\theta)$ 와 $(\pi f_s + \omega_\theta)$ 주파수에 대해서 단위 이득과 충분히 작은 위상 오차를 가져야 한다.

한편, H_{NF} 와 H_{BPF} 의 주파수 응답은 다음과 같이 주파수 ω 와 z 의 관계를 통해 나타낼 수 있다.

$$z = \exp(j\omega T_s). \quad (\text{D.7})$$

그러므로, H_{NF} 와 H_{BPF} 는 다음과 같은 주파수 응답을 갖는다.

$$H_{NF}(\omega) = \frac{1+a \exp(j\omega T_s)+1}{2 \exp(j\omega T_s)+a}. \quad (\text{D.8})$$

$$H_{BPF}(\omega) = \frac{1-a \exp(j\omega T_s)-1}{2 \exp(j\omega T_s)+a}. \quad (\text{D.9})$$

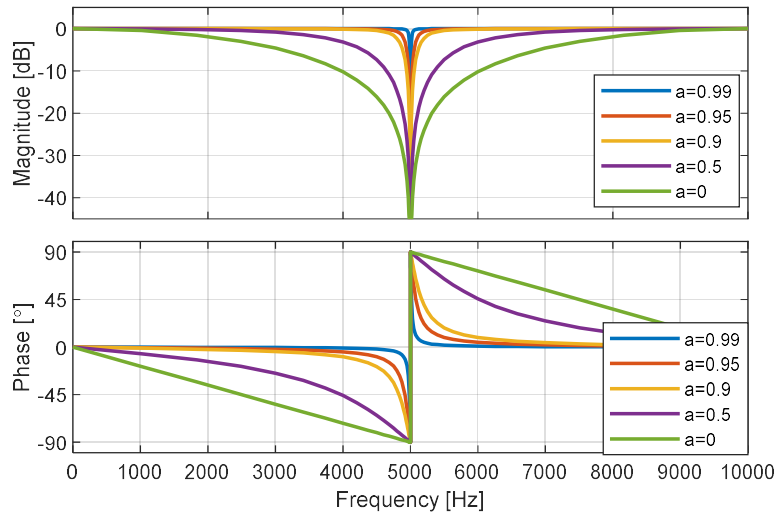
따라서, H_{NF} 와 H_{BPF} 는 다음 조건을 만족해야 한다.

$$\|H_{NF}(\omega_{cc})\| \approx 1. \quad (\text{D.10})$$

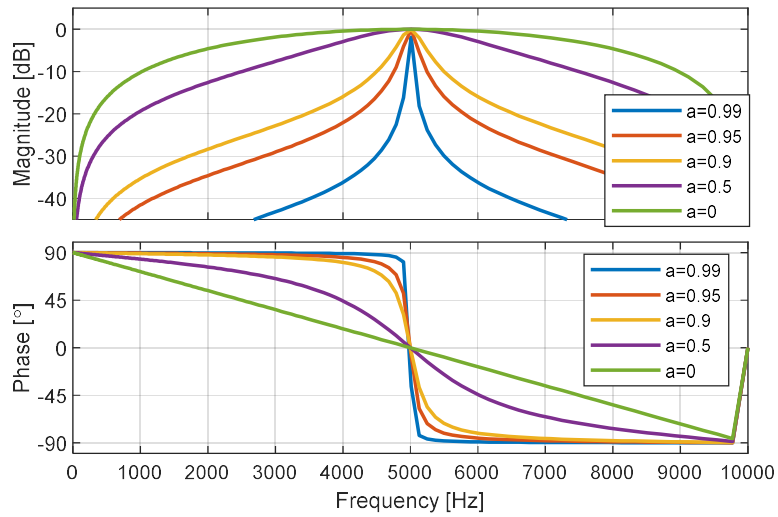
$$\angle H_{NF}(\omega_{cc}) \approx 0. \quad (\text{D.11})$$

$$\|H_{BPF}(\omega_\theta)\| \approx 1. \quad (\text{D.12})$$

$$\angle H_{BPF}(\omega_\theta) \approx 0. \quad (\text{D.13})$$



(가)



(나)

그림 D-4. (가) H_{NF} 의 주파수 응답. (나) H_{BPF} 의 주파수 응답.

H_{NF} 와 H_{BPF} 의 주파수 응답을 그래프로 나타내면 그림 D-4(가), (나)와 같다. 그림 D-4(가)에서 a 가 작을수록 저 주파수 대역의 위상 천이 효과가 증대되는 것을 확인 할 수 있다. 그러므로, a 가 클수록 기본파 전류 제어에 미치는 영향이 작아진다는 것을 확인할 수 있다.

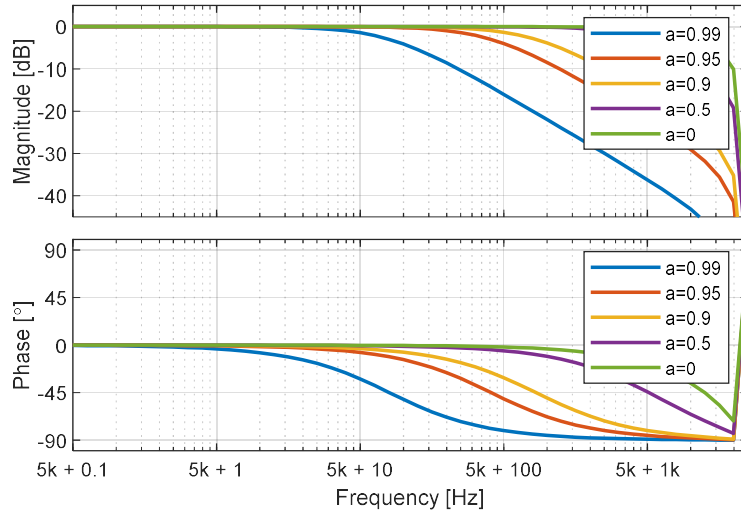


그림 D- 5. H_{BPF} 의 주파수 응답 (5 kHz 로그 스케일).

그림 D- 4(나)에서는 H_{BPF} 의 5 kHz 근방의 주파수 응답을 확인하기 어려우므로, 5 kHz를 기준으로 로그 스케일의 주파수 응답을 그림 D- 5에 나타냈다. 나이퀴스트 주파수인 5 kHz를 기준으로 볼 때, H_{BPF} 는 1차 저대역 필터(Low pass filter)의 주파수 응답을 갖는 것을 확인할 수 있다.

5 kHz 주변에서의 주파수 응답을 수식적으로 분석하기 위해 다음과 같이 z' 을 정의할 수 있다.

$$z' = \exp(j(\omega T_s - \pi)) = \frac{z}{\exp(j\pi)}. \quad (D.14)$$

이 때, H_{BPF} 를 z' 으로 나타내면 다음과 같다.

$$H_{BPF}(z') = \frac{1-a}{2} \frac{z'+1}{z'-1+(1-a)}. \quad (D.15)$$

한편, ω_{LPF} 의 대역폭을 가지는 1차 저대역 필터를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$H_{LPF}(s) = \frac{\omega_{LPF}}{s + \omega_{LPF}}. \quad (D.16)$$

$H_{LPF}(s)$ 를 Tustin 기법으로 이산화 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_{LPF}(z) = \frac{\gamma}{2} \frac{z+1}{z-1+\gamma}. \quad (D.17)$$

여기서,

$$\gamma = \frac{T_s \omega_{LPF}}{1 + 0.5 T_s \omega_{LPF}}. \quad (\text{D.18})$$

그러므로, $H_{BPF}(z)$ 은 5 kHz를 기준으로 할 때 다음과 같은 대역폭을 가지는 1차 저대역 필터의 특성을 가진다.

$$\omega_{LPF} = \frac{2}{T_s} \frac{1-a}{1+a}. \quad (\text{D.19})$$

본 논문에서는 $a=0.96$ 으로 설정하였다. 10 kHz의 샘플링 주파수에 대해서 이는 약 64 Hz의 ω_{LPF} 에 대응된다.

참고 문헌

- [1] T. M. Jahns, G. B. Kliman and T. W. Neumann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 4, pp. 738-747, July 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504786.
- [2] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda and T. Hirasa, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 511-517, Oct. 1994, doi: 10.1109/41.315269.
- [3] Y. Nakamura, T. Kudo, F. Ishibashi and S. Hibino, "High-efficiency drive due to power factor control of a permanent magnet synchronous motor," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 2, pp. 247-253, March 1995, doi: 10.1109/63.372609.
- [4] 설승기, 전기기기제어론. 홍릉과학출판사, 2007.
- [5] A. Dianov, F. Tinazzi, S. Calligaro and S. Bolognani, "Review and Classification of MTPA Control Algorithms for Synchronous Motors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 3990-4007, April 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3123062.
- [6] S. Morimoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 920-926, July-Aug. 1994, doi: 10.1109/28.297908.
- [7] S. Morimoto, T. Ueno, M. Sanada, A. Yamagiwa, Y. Takeda and T. Hirasa, "Effects and compensation of magnetic saturation in permanent magnet synchronous motor drives," *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, 1993, pp. 59-64 vol.1, doi: 10.1109/IAS.1993.298904.
- [8] C. Mademlis and V. G. Agelidis, "On considering magnetic saturation with maximum torque to current control in interior permanent magnet synchronous motor drives," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, no. 3, pp. 246-252, Sept. 2001, doi: 10.1109/60.937204.
- [9] N. Bianchi, S. Bolognani and M. Zigliotto, "High-performance PM synchronous motor drive for an electrical scooter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 5, pp. 1348-1355, Sept.-Oct. 2001, doi: 10.1109/28.952510.
- [10] F. Fernandez-Bernal, A. Garcia-Cerrada and R. Faure, "Determination of parameters in interior permanent-magnet synchronous motors with iron losses without torque measurement," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 5, pp. 1265-1272, Sept.-Oct. 2001, doi: 10.1109/28.952501.
- [11] J. Lee, K. Nam, S. Choi and S. Kwon, "Loss-Minimizing Control of PMSM With the Use of Polynomial Approximations," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 4, pp. 1071-1082, April 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2010518.
- [12] S. Jung, J. Hong and K. Nam, "Current Minimizing Torque Control of the IPMSM Using Ferrari's Method," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5603-5617, Dec. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2245920.
- [13] Z. Xia, S. Nalakath, R. Tarvirdilu-Asl, Y. Sun, J. Wiseman and A. Emadi, "Online Optimal Tracking Method for Interior Permanent Magnet Machines With Improved MTPA and MTPV in Whole Speed and Torque Ranges," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 9, pp. 9753-9769, Sept. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2970111.
- [14] Y. Jeong, S. Sul, S. Hiti and K. M. Rahman, "Online Minimum-Copper-Loss Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine for Automotive Applications," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 1222-1229, Sept.-Oct. 2006, doi: 10.1109/TIA.2006.880910.
- [15] 정유석, "영구자석동기기의 자기포화를 고려한 실시간 최소동손제어," 박사학위논문, 서울대학교, 2005.
- [16] H. Kim, Y. Lee, S. Sul, J. Yu and J. Oh, "Online MTPA Control of IPMSM Based on Robust Numerical Optimization Technique," in *IEEE Transactions on Industry*

- Applications*, vol. 55, no. 4, pp. 3736-3746, July-Aug. 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2904567.
- [17] S. Conrstantinides, "Understanding and using reversible temperature coefficients," in *Arnold Magnetic Technologies*, 2009.
- [18] Q. Liu and K. Hameyer, "High-Performance Adaptive Torque Control for an IPMSM With Real-Time MTPA Operation," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 2, pp. 571-581, June 2017, doi: 10.1109/TEC.2016.2633302.
- [19] F. Lin, Y. Hung, J. Chen and C. Yeh, "Sensorless IPMSM Drive System Using Saliency Back-EMF-Based Intelligent Torque Observer With MTPA Control," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 1226-1241, May 2014, doi: 10.1109/TII.2014.2305591.
- [20] G. Schoonhoven and M. Nasir Uddin, "MTPA- and FW-Based Robust Nonlinear Speed Control of IPMSM Drive Using Lyapunov Stability Criterion," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 4365-4374, Sept.-Oct. 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2564941.
- [21] S. J. Underwood and I. Husain, "Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2435-2443, July 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2036029.
- [22] K. Liu, Q. Zhang, J. Chen, Z. Q. Zhu and J. Zhang, "Online Multiparameter Estimation of Nonsalient-Pole PM Synchronous Machines With Temperature Variation Tracking," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1776-1788, May 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2054055.
- [23] Y. A. - I. Mohamed and T. K. Lee, "Adaptive self-tuning MTPA vector controller for IPMSM drive system," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 636-644, Sept. 2006, doi: 10.1109/TEC.2006.878243.
- [24] J. Yoo, Y. Lee and S. -K. Sul, "Back-EMF Based Sensorless Control of IPMSM with Enhanced Torque Accuracy Against Parameter Variation," *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018, pp. 3463-3469, doi: 10.1109/ECCE.2018.8557803.
- [25] G. Wang, Z. Li, G. Zhang, Y. Yu and D. Xu, "Quadrature PLL-Based High-Order Sliding-Mode Observer for IPMSM Sensorless Control With Online MTPA Control Strategy," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 1, pp. 214-224, March 2013, doi: 10.1109/TEC.2012.2228484.
- [26] 김성민, "매입형 영구자석 동기 전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전에 관한 연구," 석사학위논문, 서울대학교, 2009.
- [27] T. Windisch and W. Hofmann, "A Novel Approach to MTPA Tracking Control of AC Drives in Vehicle Propulsion Systems," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 10, pp. 9294-9302, Oct. 2018, doi: 10.1109/TVT.2018.2861083.
- [28] P. Niazi, H. A. Toliyat and A. Goodarzi, "Robust Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of PM-Assisted SynRM for Traction Applications," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 4, pp. 1538-1545, July 2007, doi: 10.1109/TVT.2007.896974.
- [29] A. Dianov and A. Anuchin, "Adaptive Maximum Torque Per Ampere Control for IPMSM Drives With Load Varying Over Mechanical Revolution," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, doi: 10.1109/JESTPE.2020.3029647.
- [30] S. Bolognani, R. Petrella, A. Prearo and L. Sgarbossa, "Automatic Tracking of MTPA Trajectory in IPM Motor Drives Based on AC Current Injection," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 1, pp. 105-114, Jan.-Feb. 2011, doi: 10.1109/TIA.2010.2090842.
- [31] S. Kim, Y. Yoon, S. Sul and K. Ide, "Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of an IPM Machine Based on Signal Injection Considering Inductance Saturation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 488-497, Jan. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2195203.

- [32] R. Antonello, M. Carraro and M. Zigliotto, "Maximum-Torque-Per-Ampere Operation of Anisotropic Synchronous Permanent-Magnet Motors Based on Extremum Seeking Control," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 5086-5093, Sept. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2278518.
- [33] N. Bedetti, S. Calligaro, C. Olsen and R. Petrella, "Automatic MTPA Tracking in IPMSM Drives: Loop Dynamics, Design, and Auto-Tuning," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 4547-4558, Sept.-Oct. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2708683.
- [34] F. Lin, Y. Liu and W. Yu, "Power Perturbation Based MTPA With an Online Tuning Speed Controller for an IPMSM Drive System," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 5, pp. 3677-3687, May 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2762634.
- [35] J. Wang et al., "An Accurate Virtual Signal Injection Control of MTPA for an IPMSM With Fast Dynamic Response," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, pp. 7916-7926, Sept. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2764500.
- [36] X. Zhou, Y. Zhou, H. Wang, M. Lu, F. Zeng and Y. Yu, "An Improved MTPA Control Based on Amplitude-Adjustable Square Wave Injection," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, no. 2, pp. 956-965, June 2020, doi: 10.1109/TEC.2020.2968737.
- [37] S. Bolognani, L. Peretti and M. Zigliotto, "Online MTPA Control Strategy for DTC Synchronous-Reluctance-Motor Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 20-28, Jan. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2050493.
- [38] M. H. Mahmud, Y. Wu and Y. Zhao, "Extremum Seeking-Based Optimum Reference Flux Searching for Direct Torque Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 1, pp. 41-51, March 2020, doi: 10.1109/TTE.2019.2962327.
- [39] H. -S. Kim, J. Yoo and S. -K. Sul, "Online MTPA Operation of IPMSM Based on Dual-Loop Control in Polar Coordinates," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 4431-4441, April 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3120405.
- [40] H. -S. Kim and S. -K. Sul, "Real-time Torque Control of IPMSM under Flux Variations," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, doi: 10.1109/JESTPE.2020.3032463.
- [41] A. Varatharajan, G. Pellegrino and E. Armando, "Direct Flux Vector Control of Synchronous Motor Drives: Accurate Decoupled Control With Online Adaptive Maximum Torque Per Ampere and Maximum Torque Per Volts Evaluation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 2, pp. 1235-1243, Feb. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3060665.
- [42] A. Varatharajan, G. Pellegrino, E. Armando and M. Hinkkanen, "Sensorless Control of Synchronous Motor Drives: Accurate Torque Estimation and Control Under Parameter Errors," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 5367-5376, Oct. 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.3037792.
- [43] 김현식, "매입형 영구자석 전동기의 자속 변동을 고려한 실시간 토크 운전," 박사학위논문, 서울대학교, 2019.
- [44] Y. Lee and S. Sul, "Position-Sensorless MTPA Control of IPMSM Based on High-Frequency Signal Injection," *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, Busan, Korea (South), 2019, pp. 2562-2567.
- [45] 이영기, "돌극성 변동이 있는 영구자석 전동기의 MTPA 추종 센서리스 운전," 박사학위논문, 서울대학교, 2019.
- [46] Q. Tang, A. Shen, P. Luo, H. Shen, W. Li and X. He, "IPMSMs Sensorless MTPA Control Based on Virtual q-Axis Inductance by Using Virtual High-Frequency Signal Injection," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 1, pp. 136-146, Jan. 2020, doi: 10.1109/TIE.2018.2890487.
- [47] J. Zhang, G. Liu and Q. Chen, "MTPA Control of Sensorless IPMSM Drive System Based on Virtual and Actual High-Frequency Signal Injection," in *IEEE Transactions on*

- Transportation Electrification*, vol. 7, no. 3, pp. 1516-1526, Sept. 2021, doi: 10.1109/TTE.2020.3048582.
- [48] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 240-247, March-April 1995, doi: 10.1109/28.370269.
- [49] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, Ó. López, J. Malvar and P. Fernandez-Comesaña, "Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, pp. 1692-1712, July 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2041256.
- [50] 권용철, "분수 슬롯 집중권을 가지는 매입형 영구자석 동기 전동기의 인덕턴스 분석 및 수식화," 박사학위논문, 서울대학교, 2017.
- [51] C. French and P. Acarnley, "Direct torque control of permanent magnet drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1080-1088, Sept.-Oct. 1996, doi: 10.1109/28.536869.
- [52] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820-827, Sept. 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504799.
- [53] T. Sun, J. Wang and X. Chen, "Maximum Torque Per Ampere (MTPA) Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives Based on Virtual Signal Injection," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, pp. 5036-5045, Sept. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2365814.
- [54] T. Sun, J. Wang and M. Koc, "On Accuracy of Virtual Signal Injection based MTPA Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 9, pp. 7405-7408, Sept. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2638020.
- [55] Z. Han, J. Liu, W. Yang, D. B. Pinhal, N. Reiland and D. Gerling, "Improved Online Maximum-Torque-Per-Ampere Algorithm for Speed Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machine," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 5, pp. 3398-3408, May 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2918471.
- [56] T. Sun, J. Wang, M. Koc and X. Chen, "Self-Learning MTPA Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives Based on Virtual Signal Injection," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 3062-3070, July-Aug. 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2533601.
- [57] F. Momen, K. Rahman and Y. Son, "Electrical Propulsion System Design of Chevrolet Bolt Battery Electric Vehicle," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 1, pp. 376-384, Jan.-Feb. 2019, doi: 10.1109/TIA.2018.2868280.
- [58] D. Mingardi, M. Morandini, S. Bolognani and N. Bianchi, "On the Proprieties of the Differential Cross-Saturation Inductance in Synchronous Machines," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 2, pp. 991-1000, March-April 2017, doi: 10.1109/TIA.2016.2622220.
- [59] W. M. Boothby, *An introduction to Differentiable Manifolds and Riemannian Geometry, Second Edition*, Florida, USA, ACADEMIC PRESS, 1986.
- [60] F. W. Warner, *Foundations of Differentiable Manifolds and Lie Groups*, Philadelphia, USA: Springer, 1983.
- [61] B. Shuang and Z. -Q. Zhu, "A Novel Method for Estimating the High Frequency Incremental DQ-Axis and Cross-Coupling Inductances in Interior Permanent Magnet Synchronous Machines," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 5, pp. 4913-4923, Sept.-Oct. 2021, doi: 10.1109/TIA.2021.3089444.
- [62] M. Hinkkanen, P. Pescetto, E. Mölsä, S. E. Saarakkala, G. Pellegrino and R. Bojoi, "Sensorless Self-Commissioning of Synchronous Reluctance Motors at Standstill Without Rotor Locking," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2120-2129, May-June 2017, doi: 10.1109/TIA.2016.2644624.
- [63] W. Xu and R. D. Lorenz, "High-Frequency Injection-Based Stator Flux Linkage and Torque Estimation for DB-DTFC Implementation on IPMSMs Considering Cross-

- Saturation Effects," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3805-3815, Nov.-Dec. 2014, doi: 10.1109/TIA.2014.2322134.
- [64] S. Kuehl and R. M. Kennel, "Measuring Magnetic Characteristics of Synchronous Machines by Applying Position Estimation Techniques," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3816-3824, Nov.-Dec. 2014, doi: 10.1109/TIA.2014.2322137.
- [65] Y. Li, Z. Q. Zhu, D. Howe and C. M. Bingham, "Modeling of Cross-Coupling Magnetic Saturation in Signal-Injection-Based Sensorless Control of Permanent-Magnet Brushless AC Motors," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 6, pp. 2552-2554, June 2007, doi: 10.1109/TMAG.2007.892319.
- [66] H. Kim, S. Sul, H. Yoo and J. Oh, "Distortion-Minimizing Flux Observer for IPMSM Based on Frequency-Adaptive Observers," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 2, pp. 2077-2087, Feb. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2920691.
- [67] J. Yoo, H. -S. Kim and S. -K. Sul, "Design of Frequency-Adaptive Flux Observer in PMSM Drives Robust to Discretization Error," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 4, pp. 3334-3344, April 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3075854.
- [68] F. Briz, M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 817-825, May-June 2000, doi: 10.1109/28.845057.
- [69] Y. -C. Kwon, J. Lee and S. -K. Sul, "Extending Operational Limit of IPMSM in Signal-Injection Sensorless Control by Manipulation of Convergence Point," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 2, pp. 1574-1586, March-April 2019, doi: 10.1109/TIA.2018.2882483.
- [70] N. Bianchi, E. Fornasiero and S. Bolognani, "Effect of Stator and Rotor Saturation on Sensorless Rotor Position Detection," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 3, pp. 1333-1342, May-June 2013, doi: 10.1109/TIA.2013.2253437.
- [71] M. Barcaro, M. Morandini, T. Pradella, N. Bianchi and I. Furlan, "Iron Saturation Impact on High-Frequency Sensorless Control of Synchronous Permanent-Magnet Motor," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 6, pp. 5470-5478, Nov.-Dec. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2731298.
- [72] V. Manzolini and S. Bolognani, "On the Rotor Position Self-Sensing Capability of Reluctance and IPM Synchronous Motors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 4, pp. 3755-3766, July-Aug. 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.2984406.
- [73] Y. Yoon, S. Sul, S. Morimoto and K. Ide, "High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1361-1370, May-June 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2126552.
- [74] 윤영두, "구형과 전압 주입을 이용한 교류 전동기의 센서리스 제어에 관한 연구," 박사학위논문, 서울대학교, 2010.
- [75] Y. Jeong, R. D. Lorenz, T. M. Jahns and S. Sul, "Initial rotor position estimation of an interior permanent magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, 2003, pp. 1218-1223 vol.2, doi: 10.1109/IEMDC.2003.1210395.
- [76] MathWorks, "One-dimensional adaptive table lookup - Simulink," The MathWorks, Inc., [Online]. Available: <https://kr.mathworks.com/help/slido/ref/adaptivelookuptable1dstairfit.html>
- [77] L. Harnefors and H. -N. Nee, "Model-based current control of AC machines using the internal model control method," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 1, pp. 133-141, Jan.-Feb. 1998, doi: 10.1109/28.658735.
- [78] Wikipedia, "Determinant," Wikipedia Foundation, Inc., [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Determinant>.
- [79] R. Groessinger, N. Mehboob, M. Kriegisch, A. Bachmaier and R. Pippan, "Frequency Dependence of the Coercivity of Soft Magnetic Materials," in *IEEE Transactions on*

- Magnetics*, vol. 48, no. 4, pp. 1473-1476, April 2012, doi: 10.1109/TMAG.2011.2174351.
- [80] K. G. N. B. Abeywickrama, T. Daszczyński, Y. V. Serdyuk and S. M. Gubanski, "Determination of Complex Permeability of Silicon Steel for Use in High-Frequency Modeling of Power Transformers," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 4, pp. 438-444, April 2008, doi: 10.1109/TMAG.2007.914857.
- [81] J. Schneider, S. Reichelt, A. Stocker, B. Fachmann and R. Kawalla, "Frequency Dependence of Magnetization Behavior for FeSi Materials With Different Thickness," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 4, pp. 1429-1432, April 2012, doi: 10.1109/TMAG.2011.2174047.
- [82] S. Kim, J. Ha and S. Sul, "PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 5, pp. 1576-1587, Sept.-Oct. 2012, doi: 10.1109/TIA.2012.2210175.
- [83] C. -E. Hwang, Y. Lee and S. -K. Sul, "Analysis on Position Estimation Error in Position-Sensorless Operation of IPMSM Using Pulsating Square Wave Signal Injection," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 1, pp. 458-470, Jan.-Feb. 2019, doi: 10.1109/TIA.2018.2864117.
- [84] Z. Lin, X. Li, Z. Wang, T. Shi and C. Xia, "Minimization of Additional High-Frequency Torque Ripple for Square-Wave Voltage Injection IPMSM Sensorless Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 13345-13355, Dec. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2997088.
- [85] K. Wiedmann, F. Wallrapp and A. Mertens, "Analysis of inverter nonlinearity effects on sensorless control for permanent magnet machine drives based on High-Frequency Signal Injection," *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009, pp. 1-10.
- [86] Y. Park and S. Sul, "A Novel Method Utilizing Trapezoidal Voltage to Compensate for Inverter Nonlinearity," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 12, pp. 4837-4846, Dec. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2192451.
- [87] G. Pellegrino, R. I. Bojoi, P. Guglielmi and F. Cupertino, "Accurate Inverter Error Compensation and Related Self-Commissioning Scheme in Sensorless Induction Motor Drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 5, pp. 1970-1978, Sept.-Oct. 2010, doi: 10.1109/TIA.2010.2057395.
- [88] X. Chen, J. Wang, B. Sen, P. Lazari and T. Sun, "A High-Fidelity and Computationally Efficient Model for Interior Permanent-Magnet Machines Considering the Magnetic Saturation, Spatial Harmonics, and Iron Loss Effect," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4044-4055, July 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2388200.
- [89] J. Lee, Y. -C. Kwon and S. -K. Sul, "Identification of IPMSM Flux-Linkage Map for High-Accuracy Simulation of IPMSM Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 12, pp. 14257-14266, Dec. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3084558.
- [90] R. Horn and C. Johnson, *Matrix Analysis*. Cambridge, England: Cambridge University Press, 2013.
- [91] Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. London, England: PEARSON, 2009.

Abstract

As the torque density of the interior permanent-magnet synchronous motors(IPMSMs) gets higher, the more magnetically saturated IPMSM is being developed. Below the base speed, maximum torque per Ampere(MTPA) operation is required for the high efficiency and the maximum torque capability of IPMSM. Therefore, an online MTPA tracking operation considering the magnetic saturation is required.

This dissertation presents an online MTPA tracking algorithm based on the flux model of IPMSM, which can be applied to the sensorless condition. The proposed algorithm consists of two sub-algorithms; one is for the mid-and high-speed region where the stator flux can be observed from the stator voltage, and the other is for the low-speed region.

Prior to the algorithm for the mid-and high-speeds, an MTPA criterion is formulated at an arbitrary reference frame. Furthermore, the estimated MTPA reference frame(EMRF) is proposed, and the MTPA criterion on that frame is derived. On the EMRF, the MTPA condition can be assessed without the rotor position information. Moreover, the proposed MTPA criterion at the EMRF requires only one inductance information, while the conventional criterion at the rotor reference frame is formulated with four inductance information.

Based on the simplified MTPA criterion, an MTPA tracking algorithm for mid-and high-speeds is proposed. The proposed method comprises a flux estimator based on the stator voltage observation, a dynamic inductance estimator based on the pulsating voltage injection, and an MTPA point tracking controller. This dissertation adopts the frequency-adaptive flux observer(FAO) to estimate the stator flux information. The discretization error of the conventional implementation of FAO is analyzed. Based on the analysis, an FAO's implementation at the synchronous reference frame, robust to the discretization error, is proposed. The dynamic inductance estimator calculates the d-axis inductance at the EMRF based on the pulsating voltage signal injection. To enhance the estimation accuracy, the injection voltage vector is dynamically changed by an injection voltage controller. The proposed mid- and high-speed algorithm does not need the preset inductance/flux look-up table and is applicable to the sensorless IPMSMs.

This dissertation proposes an MTPA tracking algorithm for the low-speeds based on the tilted pulsating voltage signal injection. Instead of the real-time flux estimator, the proposed low-speed algorithm utilizes the inductance and flux information obtained in the mid-and high-speed operation, which determines the direction of the injected voltage vector. This dissertation presents a sufficient condition of IPMSM for the stable operation of the proposed low-speed algorithm.

The proposed MTPA tracking algorithm can accurately calculate the MTPA operating point even under the parameter variation induced by the magnetic saturation. The performance of the proposed MTPA tracking algorithm is verified with a 150 kW-rated IPMSM for EV application.

Keywords: Interior permanent-magnet synchronous motor(IPMSM), Sensorless operation, maximum torque per Ampere(MTPA), flux observer, discretization error, dynamic inductance estimator, high frequency signal injection.

Student Number: 2017-29324