creative commons

COMMONS DEED

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

dCollection

공학박사 학위 논문

실시간 제정수 추정을 통한 매입형 영구자석 전동기의 최소손실 제어

Minimum Loss Control of IPMSM with Real Time Parameters Estimation

2023 년 8 월

서울대학교 대학원

전기·정보 공학부

김 영 욱

실시간 제정수 추정을 통한 매입형 영구자석 전동기의 최소 손실 제어

지도 교수 설 승 기

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2023 년 6 월

서울대학교 대학원
전기·정보 공학부
김 영 욱

김영욱의 공학박사 학위논문을 인준함
2023 년 6 월

위 원 장 _____ 하 정 익 _____ (인)
부위원장 _____ 설 승 기 _____ (인)
위 원 _____ 한 승 용 _____ (인)
위 원 _____ 윤 영 두 _____ (인)
위 원 _____ 임 명 섭 _____ (인)

초 록

매입형 영구자석 전동기는 높은 효율과 토크 및 출력밀도로 인하여 여러 산업 분야에 널리 적용되고 있으며, 효율적인 운전 방법에 대한 연구도 많이 이루어져 왔다. 매입형 영구자석 전동기의 많은 제어 방법 중의 한가지는 각종 사전실험들을 수행하고 얻은 결과로 참조표(Look-up table, LUT)를 작성하여 이 참조표에 기반하여 제어를 수행하는 것이다. 이러한 참조표에 기반한 제어는 사전실험으로 검증된 운전점에서 제어한다는 장점이 있지만, 많은 사전실험을 필요로 하고, 대표 전동기의 실험에서 얻은 참조표를 대량생산된 전동기에 적용하기 때문에 각 전동기의 제작 공차에 따른 오차가 발생할 가능성이 있고, 참조표가 작성된 이후의 환경변화나 경년변화에 따른 전동기의 특성변화를 반영하지 못하는 단점이 있다. 사전실험을 필요로 하지 않는 제어 방법 중에는 실시간 제정수 추정을 이용한 제어가 있다. 실시간 제정수 추정을 이용한 제어는 제작 공차, 환경변화나 경년변화까지 포함한 현재 전동기의 제정수를 추정하여 제어한다는 장점이 있으나, 제정수 추정 오차 발생 가능성 및 제정수 추정 알고리즘에 의한 추가적인 손실과 같은 단점이 있다.

참조표에 기반한 제어나 실시간 제정수 추정을 이용한 제어와 같은 제어방법을 통해 달성하고자 하는 효율적인 운전방법은 크게 단위 전류당 최대 토크 운전(Maximum Torque Per Amprere, MTPA)과 최소손실 운전(Minimum Loss control, ML)으로 구분된다. 단위전류당 최대 토크 운전은 토크지령치를 만족하는 최소한의 전류크기인 전류 운전점에서 운전하여 동손(copper loss)을 최소화 하는 방법이고 최소손실 운전에는 동손과 철손(iron loss)의 합을 최소화 하는 단위 전동기 손실당 최대 토크 운전(Maximum Torque Per Motor Loss, MTPML)과 동손과 철손과 인버터 손실의 합을 최소화 하는 단위 시스템 손실당 최대 토크 운전(Maximum Torque Per System Loss, MTPSL)이 있다.

본 논문에서는 실시간 제정수 추정을 이용한 제어 시 최소손실 운전을 하기 위한 운전방법을 제안한다. 이를 위하여 전류센서로 측정된 전동기

시스템의 DC입력과 제어기를 통해 추정된 전동기 출력을 이용하여 시스템 전체 손실을 추정하고 전체 손실을 직렬손실과 철손으로 분리하는 실시간 손실저항 추정기를 제안한다. 또한 손실저항 추정기로 추정된 전체 손실을 최소화 하면서 토크 지령치를 만족하는 최적 전류 지령치를 계산하는 실시간 최소손실 최적전류 지령기를 제안한다. 제안한 최소손실 최적전류 지령기는 라그랑즈 승수법과 수치해석 알고리즘으로 주어진 제한 최적화 문제에 대한 해를 구하도록 유도되었다.

제안된 알고리즘은 여러 조건의 시뮬레이션 및 실험을 통해 검증되었다. 실험용 M-G set은 5.5 kW급 가전용 전동기로 선정하였으며, 실험을 통해 제안하는 알고리즘을 검증하였다.

주요어: 매입형 영구자석 동기 전동기, 실시간 철손 추정, Minimum loss, 최소 손실 운전, MTPA, 최소 동손 운전, 토크 제어

학 번: 2019-30814

목 차

제 1장 서론 1
1.1 연구의 배경 1
1.2 연구의 목적 7
제 2장 매입형 영구자석 전동기의 특성 9
2.1 매입형 영구자석 전동기의 등가회로 해석 9
2.1.1 고정자 저항과 철손저항에 의한 손실 1 0
2.1.2 매입형 영구자석 전동기의 입력, 출력 및 토크 1 0
2.2 매입형 영구자석 전동기의 운전영역 1 2
2.2.1 일정 토크 영역(Mode-I) 1 3
2.2.2 일정 출력 영역(Mode-II) 1 5
2.2.3 특성 영역(Mode-III) 1 6
2.3 매입형 영구자석 전동기의 철손 1 6
2.3.1 히스테리시스 손실(Hysteresis loss) 1 7
2.3.2 와전류 손실(Eddy current loss) 1 9
제 3장 매입형 영구자석 전동기의 효율적인 운전을 위한 연구 2 1
3.1 시험용 전동기 시스템의 손실 분석 2 3
3.1.1 FEA를 이용한 전동기 손실 분석 2 3
3.1.2 손실계산 프로그램을 이용한 인버터 손실 분석 2 5
3.2 전동기 제어 시스템의 MTPA 제어 분석 2 6
3.2.1 MTPA 제어의 손실 및 효율 2 6
3.2.2 MTPA 제어에 대한 토크 오차 분석 2 8
3.2.3 MTPA 제어에 대한 등가회로 분석 2 8
3.3 전동기 제어 시스템의 MTPML 제어 분석 3 0
3.3.1 MTPML 제어의 손실 및 효율 3 0
3.3.2 MTML제어에 대한 토크 오차 분석 3 2
3.3.3 MTPA 제어와 MTPML 제어 시의 손실의 차이 3 2
3.3.4 MTPML 제어에 대한 등가회로 분석 3 3
3.3.5 철손의 정확도에 따른 손실 변화 3 6

3.4 전동기 제어 시스템의 MTPSL 제어 분석 38
3.4.1 MTPSL제어의 손실 및 효율 38
3.4.2 MTPSL제어에 대한 토크 오차 분석 40
3.4.3 MTPA 제어와 MTPSL 제어 시의 손실의 차이 41
3.4.4 MTPSL 제어에 대한 등가회로 분석 42
제 4장 제안하는 실시간 최소손실 제어방법 44
4.1 최소손실 제어에 대한 기존연구 44
4.2 제안하는 최소손실 제어방법의 구성과 기능 48
4.3 실시간 최소손실 최적전류 지령기 49
4.3.1 최소손실 최적전류 지령기의 알고리즘 49
4.3.2 최소손실 최적전류 지령기의 시뮬레이션 및 실험 53
4.3.3 자속 관측기와 동적 인덕턴스 추정기 59
4.4 실시간 손실저항 추정기 62
4.5 손실저항 추정기의 시뮬레이션 검증 67
4.5.1 토크 지령에 대한 MTPSL 제어 시뮬레이션 67
4.5.1.1 토크 지령 4 N·m에 대한 시뮬레이션 67
4.5.1.2 토크 지령 3 N·m에 대한 시뮬레이션 69
4.5.1.3 토크 지령 2 N·m에 대한 시뮬레이션 71
4.5.2 직렬손실 추정 오차가 있는 경우의 시뮬레이션 73
4.5.2.1 인버터 손실추정이 50 %인 경우 73
4.5.2.2 인버터 손실추정이 25 %인 경우 75
4.5.2.3 인버터 손실추정이 150 %인 경우 77
4.5.2.4 인버터 손실추정이 200 %인 경우 80
4.5.2.5 인버터 손실추정이 250 %인 경우 82
4.5.3 토크 지령 변화에 대한 MTPSL 제어 시뮬레이션 84
제 5장 실험 검증 89
5.1 실험 세트 89
5.2 실험 결과 90

5.2.1 토크지령 4 N·m 실험 9 0
5.2.2 토크지령 3 N·m 실험 9 3
5.2.3 토크지령 2 N·m 실험 9 7
5.2.4 토크지령 변화 실험 1 0 0
제 6장 결론 1 0 2
6.1 연구 결과 1 0 2
6.2 향후 과제 1 0 4
부 록 1 0 6
A. 토크센서가 있는 시스템의 최소손실 제어 1 0 6
B. 토크센서가 있는 시스템의 시뮬레이션 1 0 7
B.1 직렬손실 추정의 오차가 없는 이상적인 시뮬레이션 1 0 7
B.2 직렬손실 추정의 오차가 있는 경우의 시뮬레이션 1 1 1
참고 문헌 1 1 5
Abstract 1 1 9

표 목차

표 3-1. 시험용 전동기의 제정수 22
표 4-1. Online 최소손실제어의 특성 비교 [31] 47
표 5-1. 전력분석계 데이터(4 N·m 실험) 93
표 5-2. 제어기의 추정값(토크지령 4 N·m 실험) 93
표 5-3. 전력분석계 데이터(3 N·m 실험) 96
표 5-4. 제어기의 추정값(3 N·m 실험) 97
표 5-5. 전력분석계 데이터(2 N·m 실험) 100
표 5-6. 제어기의 추정값(2 N·m 실험) 100

그림 목차

그림 2-1. 매입형 영구자석 전동기의 회전자 기준 좌표계 등가 회로..... 9
그림 2-2. 매입형 영구자석 전동기의 정상상태 페이서 도..... 1 0
그림 2-3 손실을 고려하지 않은 등가회로..... 1 2
그림 2-4 매입형 영구자석 전동기의 운전영역..... 1 3
그림 2-5 같은 토크를 발생하는 고정자 전류..... 1 4
그림 2-6 전류 제한 원과 전압 제한 타원..... 1 6
그림 2-7 전압 제한 타원과 등 토크 곡선..... 1 6
그림 2-8 전형적인 히스테리시스 곡선 [2]..... 1 8
그림 2-9 강자성체의 자구 배열 구조 [23]..... 1 9
그림 2-10 전기강판(electric steel sheet)에서의 와전류 경로..... 2 0
그림 3-1 최소화 목표 손실의 범위에 따른 운전 방법의 분류..... 2 1
그림 3-2 시험용 전동기의 능력곡선..... 2 2
그림 3-3 시험용 전동기의 단면도..... 2 3
그림 3-4 시험용 전동기의 자속 λ_{ds}, λ_{qs}(FEA)..... 2 4
그림 3-5 시험용 전동기의 토크와 4,100 /min에서의 철손(FEA)..... 2 4
그림 3-6 시험용 전동기의 고정자 동손과 전동기 전체 손실..... 2 4
그림 3-7 시험용 인버터에 적용된 PM100RLA120 모듈..... 2 5
그림 3-8 시험용 전동기의 인버터 손실과 시스템 전체 손실..... 2 5
그림 3-9 토크맵과 고정자 동손맵에서의 MTPA(FEA)..... 2 6
그림 3-10 철손맵과 인버터 손실맵에서의 MTPA(FEA)..... 2 6
그림 3-11 전동기 손실맵과 시스템 손실맵에서의 MTPA(FEA)..... 2 7
그림 3-12 MTPA 제어 시 전동기 손실과 시스템 손실(FEA)..... 2 7
그림 3-13 MTPA 제어 시 전동기 효율과 시스템 효율(FEA)..... 2 7
그림 3-14 MTPA 제어 시 토크 오차(FEA)..... 2 8
그림 3-15. MTPA 제어 시 고정자 동손의 최소화..... 2 9
그림 3-16 토크맵과 고정자 동손맵에서의 MTPML(FEA)..... 3 0
그림 3-17 철손맵과 인버터 손실맵에서의 MTPML(FEA)..... 3 0
그림 3-18 전동기 손실맵과 시스템 손실맵에서의 MTPML(FEA)..... 3 1

그림 3-19 MTPML 제어 시 전동기 손실과 시스템 손실(FEA) 3 1
그림 3-20 MTPML 제어 시 전동기 효율과 시스템 효율(FEA) 3 1
그림 3-21 MTPA 제어 시 토크 오차(FEA)..... 3 2
그림 3-22 MTPA 제어와 MTPML제어의 손실 차이(FEA)..... 3 3
그림 3-23. MTPML 제어 시 고정자 동손과 철손의 최소화..... 3 4
그림 3-24 시험용 전동기의 철손저항맵(FEA) 3 5
그림 3-25 시험용 전동기의 철손 전류맵(FEA) 3 5
그림 3-26 철손추정 오차에 의한 MTPML(FEA) 3 7
그림 3-27 MTPA 제어와 MTPML제어의 손실 차이(FEA)..... 3 7
그림 3-28 토크맵과 고정자 동손맵에서의 MTPSL(FEA)..... 3 8
그림 3-29 철손맵과 인버터 손실맵에서의 MTPSL(FEA)..... 3 9
그림 3-30 전동기 손실맵과 시스템 손실맵에서의 MTPSL(FEA)..... 3 9
그림 3-31 MTPSL 제어 시 전동기 손실과 시스템 손실(FEA)..... 4 0
그림 3-32 MTPSL 제어 시 전동기 효율과 시스템 효율(FEA)..... 4 0
그림 3-33 MTPSL 제어 시 토크 오차(FEA)..... 4 1
그림 3-34 MTPA 제어와 MTPSL제어의 손실 차이(FEA) 4 1
그림 3-35 인버터 등가 손실저항 맵..... 4 2
그림 3-36. MTPSL 제어 시 인버터 손실과 전동기 손실의 최소화..... 4 3
그림 4-1 최소손실 제어 방법의 분류 [31]..... 4 5
그림 4-2 DC전류 측정과 P&O 방식을 적용한 최소 손실 제어 순서도 [32]
..... 4 6
그림 4-3 등토크 곡선에서 전류 각 변동에 따른 토크 변동 [20]..... 4 7
그림 4-4 제안하는 최소손실 제어방법의 구성..... 4 8
그림 4-5 최적전류 지령기의 시뮬레이션(6 N·m) 5 4
그림 4-6 최적전류 지령기의 전류 궤적 시뮬레이션(6 N·m) 5 5
그림 4-7 최적전류 지령기의 전류 궤적 실험(6 N·m) 5 6
그림 4-8 최적전류 지령기의 시뮬레이션(3 N·m) 5 7
그림 4-9 최적전류 지령기의 전류 궤적 시뮬레이션(3 N·m) 5 8

그림 4-10 최적전류 지령기의 전류 궤적 실험(3 N·m) 59
그림 4-11 신호주입 기반의 동적 인덕턴스 추정 시 고주파 신호주입 61
그림 4-12 전동기 시스템의 입출력과 손실..... 62
그림 4-13 시스템의 입출력을 모두 측정할 경우의 철손 추정방법..... 63
그림 4-14 전동기 출력 추정치의 보정의 필요성..... 64
그림 4-15 보정된 전동기 출력을 이용한 철손 추정방법..... 64
그림 4-16 제안한 섭동기반 방법의 순서도..... 65
그림 4-17 헤어핀 타입 권선 [44]..... 66
그림 4-18 최소손실 제어의 시뮬레이션(4 N·m) 67
그림 4-19 최소손실 제어기의 전류 궤적(4 N·m) 68
그림 4-20 최소손실 제어의 시뮬레이션(3 N·m) 69
그림 4-21 최소손실 제어기의 전류 궤적(3 N·m) 70
그림 4-22 최소손실 제어의 시뮬레이션(2 N·m) 71
그림 4-23 최소손실 제어기의 전류 궤적(2 N·m) 72
그림 4-24 직렬손실 오차 시뮬레이션(인버터 손실 추정 50 %) 73
그림 4-25 직렬손실 오차 시 전류궤적(인버터 손실 추정 50 %) 74
그림 4-26 직렬손실 오차 시뮬레이션(인버터 손실 추정 25 %) 76
그림 4-27 직렬손실 오차 시 전류궤적(인버터 손실 추정 25 %) 77
그림 4-28 직렬손실 오차 시뮬레이션(인버터 손실 추정 150 %) 78
그림 4-29 직렬손실 오차 시 전류궤적(인버터 손실 추정 150 %) 79
그림 4-30 직렬손실 오차 시뮬레이션(인버터 손실 추정 200 %) 80
그림 4-31 직렬손실 오차 시 전류궤적(인버터 손실 추정 200 %) 81
그림 4-32 직렬손실 오차 시뮬레이션(인버터 손실 추정 250 %) 83
그림 4-33 직렬손실 오차 시 전류궤적(인버터 손실 추정 250 %) 84
그림 4-34 토크 지령 변화 시뮬레이션(4-2-4 N·m) 85
그림 4-35 토크 지령 변화에 따른 전류 궤적(4-2-4 N·m)..... 86

그림 4-36 토크 지령 변화 시뮬레이션(2-4-2 N·m) 8 7

그림 4-37 토크 지령이 변화에 따른 전류 궤적(2-4-2 N·m)..... 8 8

그림 5-1 실험용 부하 전동기와 대상 전동기..... 8 9

그림 5-2 실험용 인버터 세트..... 8 9

그림 5-3 실험용 인버터 세트의 DC 전류 센서 9 0

그림 5-4 제안하는 최소손실(MTPSL)제어 실험(4 N·m 실험) 9 1

그림 5-5 최소손실 제어 전/후 DC/AC전력계(4 N·m 실험) 9 2

그림 5-6 제안하는 최소손실(MTPSL)제어 실험(3 N·m 실험) 9 4

그림 5-7 최소손실 제어 전/후 DC/AC전력계(3 N·m 실험) 9 5

그림 5-8 제안하는 최소손실(MTPSL)제어 실험(2 N·m 실험) 9 8

그림 5-9 최소손실 제어 전/후 DC/AC전력계(2 N·m 실험) 9 9

그림 5-10 토크 지령 변화 실험 결과..... 1 0 1

제 1장 서론

1.1 연구의 배경

20세기 초반부터 여러 분야에 사용되기 시작한 영구자석 동기 전동기(Permanent magnet synchronous motor, PMSM)는 초기에 에너지 밀도가 낮고 감자위험이 높은 페라이트(Ferrite)와 알니코(AlNiCo) 계열의 자석만 사용 가능하였기에 산업계에 적용하기 힘들었으나 상대적으로 에너지 밀도가 높고 감자위험이 낮은 사마륨코발트(SmCo) 계열과 네오디뮴(NdFeB) 계열 자석이 보급된 후에는 유도전동기에 비해 상대적으로 좋은 동특성과 높은 효율, 토크 및 출력밀도로 인하여 여러 산업 분야에 널리 적용되고 있다 [1].

영구자석 동기 전동기는 구조에 따라 크게 표면 부착형 영구자석 동기 전동기(Surface-mounted PMSM, SPMSM)와 매입형 영구자석 동기 전동기(Interior PMSM, IPMSM)로 구분된다. 그 중 매입형 영구자석 전동기는 자석을 회전자에 매입하여 자석에 의한 자석 토크(magnet torque) 뿐만 아니라 자기저항 토크(reluctance torque)를 발생할 수 있어 높은 토크를 낼 수 있다. 이 자기저항 토크는 d-축과 q-축의 자기저항(reluctance)이 다르다는 특성 즉 돌극성(saliency)에서 비롯된다. 또한 유효 공극이 작아 전기자 반작용이 현저하여 일정 출력 영역까지 넓은 운전 속도 영역에서 구동이 가능하다 [2]. 이러한 장점으로 인하여 매입형 영구자석 전동기는 저속에서 높은 토크 성능, 넓은 약자속 운전 영역에서의 높은 출력성능을 필요로 하는 전기 자동차 및 하이브리드 자동차의 견인 전동기로 많이 사용되고 있다 [3].

일반적으로 매입형 영구자석 전동기는 전력변환장치인 인버터(Inverter)로 제어된다. 인버터는 전동기의 고정자(Stator) 전류의 크기와 위상을 실시간으로 제어할 수 있고, 매입형 영구자석 전동기는 같은 출력을 내는 전류 운전점을 무수히 많이 가지므로 인버터로 전류지령의 크기와 위상을 실시간 조정하여 주어진 속도와 토크 등 출력 조건에 맞는 최적의 효율점에서 운전할 수 있는 자유도를 가지고 있다

[4].

매입형 영구자석 전동기의 제어방법은 구현방법에 따라 크게 두 가지로 구분할 수 있다. 첫번째 방법은 참조표(Look-up table, LUT)를 이용한 제어방법이며 사전에 대표 전동기에 대해 많은 실험을 한 결과를 이용하여 토크 지령에 대한 전류 운전점의 조합을 참조표의 형식으로 인버터의 메모리에 데이터로 저장하여 제어에 이용하는 방법이다 [21]. 참조표를 이용한 제어방법의 장점은 수많은 실험결과를 반영한 결과물이므로 실험당시의 조건에 가장 잘 맞는 최적의 전류 지령치로 제어할 수 있다는 것이다. 하지만 많은 사전실험을 하는데에 많은 시간과 비용이 소모되며 보간법(interpolation)을 적용하기 때문에 이에 대한 오차가 있을 수 있고, 온도와 같은 환경적인 변수까지 반영하려면 더욱 더 많은 사전 실험이 필요하다는 단점이 있다. 추가로, 대표 전동기의 실험에서 얻은 참조표를 대량 생산된 전동기에 적용하기 때문에 각 전동기의 제작 공차에 따른 오차를 반영할 수 없으며, 사전 실험 이후의 환경변화나 경년변화에 따른 전동기의 특성변화를 반영할 수 없다. 두번째 방법은 실시간 제정수 추정을 이용한 제어이며 사전실험을 필요로 하지 않고, 환경변화와 경년변화까지 포함한 현재 전동기의 제정수를 추정하여 토크 지령을 만족하는 전류 운전점을 실시간으로 계산하는 방법이다. 실시간 적응기법을 이용한 인덕턴스 추정기법 [16] 이나 근사화에 의한 실시간 계산 알고리즘 [33] 혹은 신호주입 [20]을 이용한 방식 등 여러가지 방법들이 연구되어 있다. 하지만 전동기의 상호결합 성분을 무시하거나 동적 인덕턴스 대신 정적 인덕턴스를 사용하거 혹은 신호주입으로 인한 손실의 발생 등 각각 단점을 가지고 있다.

매입형 영구자석 전동기를 최적의 효율점에서 운전한다는 것은 여러 손실을 고려하여 전체 손실이 최소화 되는 전류 운전점에서 운전한다는 것이다. 매입형 영구자석 전동기의 손실은 마찰손(friction loss)와 풍손(windage loss)과 같이 기계적 시스템에 의해서 결정되는 기계적(mechanical) 손실을 제외하면 동손(copper loss)과 철손(iron loss)와

같은 전자기적(electromagnetic) 손실로 구분할 수 있다. 동손은 고정자 권선에 전류가 흐를 때 권선 저항(stator winding resistance)에 의해 발생하는 손실이다. 철손은 시변 자기장(time-varing magnetic field)에 의해 도체에 유기되는 와류 손실(eddy-current loss)과 코어의 자화 이력(magnetizing hysteresis)특성에 의한 이력 손실(hysteresis loss)로 이루어진다. 이 중에서 기계적 손실은 전체 손실에 비하여 상대적으로 크기가 작고 제어할 수 없는 부분이므로 제어할 수 있는 전자기적 손실(동손과 철손)의 최소를 추구하는 최소 손실 운전(Minimum Loss control, ML) 운전에 대해서 다양한 연구들이 진행되었다[5]. 전동기의 철손은 근사적으로 고정자 자속의 제곱에 비례하므로, 전동기의 제어를 통해 철손을 저감하는 방법은 음(-)의 d-축 전류지령에 의한 약자속 제어로 공극자속을 낮추는 것임은 1990년대에 이미 연구되었다[7]. 음(-)의 d-축 전류를 더 높이는 것은 철손은 감소하지만 전류의 크기 I_s를 증가시켜 동손의 증가로 이어지므로, 동손과 철손을 모두 최소화 시키는 최적점은 MTPA 지점에서 등토크 곡선을 따라 어느정도 음(-)의 d축에 위치할 것이라는 것을 예상할 수 있다.

대부분의 최소 손실 운전에 대한 연구들에서 매입형 영구자석 전동기의 d,q-축 전압 방정식에 철손 등가회로를 적용하여 고정자 d,q-축 전류를 철손저항 병렬 회로로 가는 철손전류와 역기전력 항으로 가는 자화전류로 분류한다 [6]. 이 등가회로를 이용하는 연구 중에서 자기포화 등을 고려하지 않은 이상적인 매입형 영구자석 전동기에 대해서 수식적으로 최소 손실 운전점을 계산하는 연구가 초기에 진행되었다 [7]. 최소 손실 운전점을 구하기 위해서는 전동기의 정적 인덕턴스(static inductance) 및 역기전력 상수에 대한 정보가 필요하고 고정자 저항과 철손저항 값도 필요하다. 수식적으로 구하는 최소 손실 운전점은 돌극비가 1인 경우 쉽게 해를 구할 수 있지만 돌극비가 1이 아닌 경우 반복계산을 통해 해를 구할 수 밖에 없기 때문에 DSP(Digital Signal Processor, 디지털 신호 처리기)에서 실시간으로 계산하는 것은 큰 계산 부담이 된다. 추가적으로, 매입형 영구자석 전동기는 전류 운전점에

따라서 인덕턴스값이 변하므로 정격 운전 조건에서 구한 제정수(Rated parameters)를 이용하여 계산한 최소 손실 운전점은 실제 최소 운전점에서 크게 벗어날 수 있다는 문제점이 있다. 철손저항도 어느 한 운전점의 속도에서 측정한 철손으로부터 역산한 값을 적용하므로 속도의 변화에 따라 바뀌는 철손저항의 특성을 고려할 수 없었다.

실시간 반복계산의 부담을 해결하기 위해서 수식적인 해를 구하지 않고, 동손과 철손이 d-축 전류의 함수인 특성을 이용하여 d-축 전류의 변화에 따른 입력의 변화 기울기로 최소 손실 운전점을 실시간으로 판단하는 연구가 진행되었다 [8][9]. 입력전력은 계산된 출력과 전자기적 손실의 합으로 계산되었다. 이 경우에도 참고문헌 [7]의 연구와 같이 철손저항 및 정적 인덕턴스값이 상수이기 때문에 발생하는 오차에 대해서는 앞에서 언급한 선행 연구들과 동일한 문제점을 가진다.

전류 운전점에 따라서 인덕턴스 값이 변하는 자기 포화의 영향을 고려하기 위해서 인덕턴스 값을 선형(linear)으로 근사 시키고, 최적 운전점을 계산하고자 하는 연구들이 시행되었다 [10]. 하지만 매입형 영구자석 전동기의 비선형적인 특성을 선형적으로 근사시켰으므로 실제 전동기의 특성과는 차이가 있고, 철손저항의 경우도 어느 한 운전점에서 측정된 철손값으로부터 역산한 근사값 이므로 참고문헌 [7][8][9]가 가지고 있는 문제를 완전히 해결하지는 못하였다.

돌극비가 1인 경우에만 쉽게 해를 구할 수 있었던 참고문헌 [7]의 한계를 개선하기 위한 연구도 진행되었다. 참고문헌 [11]은 토크식의 돌극비만 1로 근사한 조건에서 최적 전류 지령을 구하였고, 참고문헌 [5]는 돌극비가 1이 아닌 조건에서 다항식 근사를 통해 해를 구하였다.

최소 손실 운전에 대한 연구들의 가장 큰 어려움은 철손저항의 추정에 있다. 대부분의 연구에서 참고문헌 [12]와 같이 한 운전점의 속도에서 측정한 철손으로부터 역산하거나 참고논문 [13]과 같이 유한요소법(finite-element analysis, FEA)를 통해 구하므로 실제 전동기의 철손저항과는 차이가 있다. 참고문헌 [14]에서는 온도변화에 의한 제정수의 변동을 무시하기 위해서 고정자 권선의 온도를 100 ºC로 일정하게 유지하고,

실험에서 얻은 최소손실 지점과 철손모델에서 얻은 최소손실 점의 오차가 최소가 되도록 최소 자승법(least square method)를 이용하여 철손모델 계수를 추정하는 방법을 제안하였다.

효율측면에서는 동손과 철손을 모두 고려한 최소 손실 운전이 가장 최적의 운전방법이지만, 상기에 기술한 바와 같이 운전점에 따른 철손저항을 정확히 추정하기 어렵기 때문에 고정자 전류의 크기를 최소화 하여 원하는 토크를 출력하는 단위 전류당 최대 토크(Maximum Torque Per Ampere, MTPA) 운전에 대한 연구가 많이 이루어 졌다. 참고문헌 [4]에서는 영구자석 전동기의 자기포화 현상을 반영하기 위하여 미리 실험을 통해 구한 참조표(Look-Up Table, LUT)를 사용하는 방법을 제안하였다. 영구자석 전동기의 운전 속도와 직류단 전압을 동시에 고려하여 작성되는 2-차원(two dimension) 운전 참조표가 제안되었다.

토크 지령 조건과 최소 동손 조건을 최적화 문제로 풀기 위해서 라그랑즈 승수법(Lagrange multiplier method)을 활용하는 기법이 제안되었다. 참고문헌 [15][16]에서는 전류 평면에서 자속 참조표가 있을 때, MTPA 운전점을 찾는 문제를 가우스-뉴튼법(Gauss-Newton algorithm, GNA)에 기반한 수치 해석 기법을 통해 실시간으로 계산하는 방법을 제안하였다. GNA 대신 레벤버그-마쿼트법(Levenberg-Marquardt algorithm, LMA)을 사용하여 GNA의 불안정성을 개선한 방법도 제안되었다 [17]. MTPA에 관하여서는 사전실험에 의한 자속 참조표 없이 신호주입만으로 실시간으로 필요한 인덕턴스 정보를 얻어내어 MTPA 운전이 가능한 수준까지 연구가 되었다 [18]-[20].

본 논문에서는 유한요소법을 이용하여 얻은 철손 데이터와 동손 데이터 및 제어용 인버터의 손실 데이터를 이용하여, MTPA 제어와 단위 전동기 손실당 최대 토크(Maximum Torque Per Motor Loss, MTPML) 제어와 단위 시스템 손실당 최대 토크(Maximum Torque Per System Losss, MTPSL) 제어에 대해서 비교하고, 사전실험 없이 시스템 손실을 최소로 하는 실시간 MTPSL 제어를 위한 방법을 제안하였다. 제안하는 방법은 실시간

최소손실 제어를 위한 최소손실 최적전류 지령기와 손실저항 추정기로 구성되어 있고, 제안한 알고리즘의 검증을 위해 5.5 kW급 가전용 전동기를 이용하여 실험으로 검증하였다.

1.2 연구의 목적

본 연구의 목적은 다음과 같다.

- 유한요소 해석으로 얻은 시험용 전동기의 철손맵과 동손맵, 인버터 손실맵을 이용하여 기존에 연구되어 있는 단위 전류당 최대 토크(Maximum Torque Per Ampere, MTPA) 운전, 단위 전동기 손실당 최대 토크(Maximum Torque Per Motor Loss, MTPML) 운전, 단위 시스템 손실당 최대 토크(Maximum Torque Per System Losss, MTPSL) 운전을 비교하고 가장 효율적인 운전방법에 대해서 논의 한다.

- 토크센서가 없는 일반적인 전동기 시스템에 대하여 DC입력 전류센서를 추가하고, 최적화 기법 및 탐색기반 섭동방법을 적용하여 실시간으로 전동기 시스템의 손실을 측정하고, 인버터 손실을 포함한 직렬손실과 전동기의 철손으로 분리하여, 전동기 시스템의 전체 손실을 저감할 수 있는 방법을 제안한다.

- 제안한 방법에서 제어기가 계산하는 인버터 손실이나 전동기 고정자 동손 추정치의 오차가 최소손실 제어의 최종적인 수렴값에는 영향을 미치지 않음을 검증한다.

- 시험용으로 선정한 전동기와 인버터를 이용하여, 제안한 실시간 전동기 시스템 최소손실 제어 알고리즘을 검증한다.

논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성되었다.

제 1장에서는 본 논문의 연구 배경과 목적에 대해서 논의한다.

제 2장에서는 매입형 영구자석 전동기의 철손 등가회로를 적용한 해석 방법에 대해 논의하고, 그 운전영역들에 대해서 서술한다.

제 3장에서는 시험용으로 선정한 가전용 전동기의 유한요소 철손 해석 데이터와 동손과 인버터의 손실 데이터를 이용하여 MTPA, MTPML, MTPSL 제어의 차이와 각각의 제어를 통해 얻을 수 있는 손실 감소분에 대해 논의한다.

제 4장에서는 토크센서가 없는 일반적인 전동기 시스템에 대하여 사전 실험이 필요하지 않은 실시간 최소 손실 제어 방법을 제안한다. 실시간 최소손실 최적전류 지령기와 손실저항 추정기에 대해 소개한다. 제안한 방법은 시뮬레이션과 실험을 통해 검증한다.

제 5장에서는 제안된 실시간 최소 손실 제어 방법을 5.5 kW급 가전용 전동기에 적용하여 실험을 통해 검증한다.

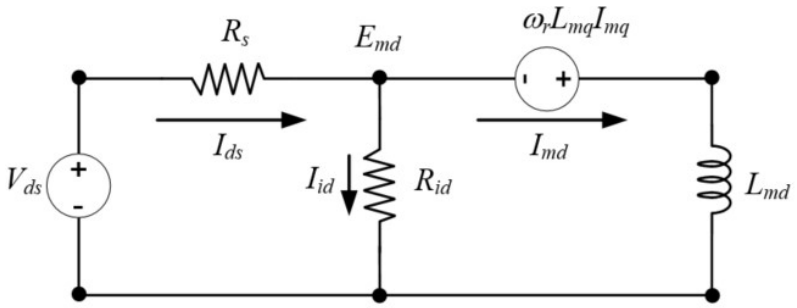
제 6장에서는 본 논문의 연구 내용을 정리하고 향후 연구에 대하여 언급하며 본 논문을 마무리한다.

부록에서는 토크센서가 있는 전동기 시스템에 대하여 사전 실험이 필요하지 않은 실시간 최소 손실 제어 방법에 대해 제안하고, 시뮬레이션으로 검증한다.

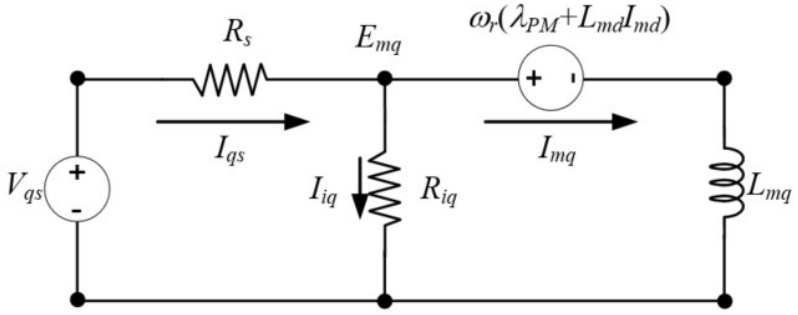
제 2장 매입형 영구자석 전동기의 특성

2.1 매입형 영구자석 전동기의 등가회로 해석

전기기기의 등가회로법은 입출력단을 기준으로 회로이론을 적용할 수 있도록 등가 정수의 회로로 표현하여 해석하는 방법이다. 가장 잘 알려진 등가회로는 변압기의 등가회로이지만, 영구자석 전동기의 d-축과 q-축 입출력도 등가회로로 표현이 가능하다 [22].



(a) d-축 등가회로



(b) q-축 등가회로

그림 2-1. 매입형 영구자석 전동기의 회전자 기준 좌표계 등가 회로

그림 2-1은 매입형 영구자석 전동기의 회전자 기준 d-축과 q-축의 등가회로를 나타낸다 [7]. 위 그림에서 λ_{PM}은 자석에 의한 쇄교자속, R_s는 고정자 저항, I_{ds}, I_{qs}, I_{id}, I_{iq}, I_{md}, I_{mq}는 각각 d-축과 q-축의 고정자 전류, 철손 전류, 자화 전류, L_{md}, L_{mq}는 자화 인덕턴스, V_{ds}, V_{qs}는 고정자 상전압, E_{ds}, E_{qs}는 역기전력, ω_r은 전기적 각속도, R_{id}, R_{iq}는 철손저항을 나타낸다.

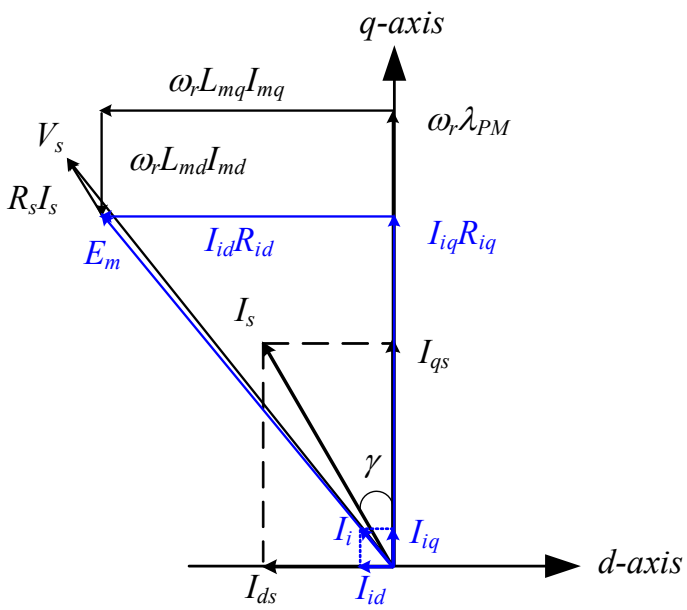


그림 2-2. 매입형 영구자석 전동기의 정상상태 페이서 도

그림 2-1의 등가회로를 이용하여 그림 2-2와 같은 정상상태의 페이서 도를 나타낼 수 있다.

2.1.1 고정자 저항과 철손저항에 의한 손실

고정자 저항에 의한 동손은 식 (2.1)과 같이 나타낼 수 있다. 마찬가지로 철손저항에 의한 철손은 식 (2.2), (2.3), (2.4)와 같이 유도될 수 있다.

$$P_{copper} = \frac{3R_s}{2}(I_{ds}^2 + I_{qs}^2)\,. \tag{2.1}$$

$$P_{iron} = \frac{3}{2}(R_{id} I_{id}^2 + R_{iq} I_{iq}^2)\,. \tag{2.2}$$

$$I_{id} = \frac{E_{md}}{R_{id}} = -\frac{\omega_r L_{mq} I_{mq}}{R_{id}}\,. \tag{2.3}$$

$$I_{iq} = \frac{E_{mq}}{R_{iq}} = \frac{\omega_r(\lambda_{PM} + L_{md} I_{md})}{R_{iq}}\,. \tag{2.4}$$

2.1.2 매입형 영구자석 전동기의 입력, 출력 및 토크

그림 2-1의 등가회로를 적용하여 전동기의 입력을 식 (2.5)와 같이

계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{3}{2}(V_{ds}I_{ds} + V_{qs}I_{qs}) \\ &= \frac{3}{2}(\omega_r\lambda_{PM}I_{mq} + \omega_r(L_{md} - L_{mq})I_{md}I_{mq} + (\omega_r\lambda_{PM} + \omega_r L_{md}I_{md})I_{iq} - \omega_r L_{mq}I_{mq}I_{id} + R_s I_s^2) \end{aligned} . \quad (2.5)$$

위 식의 3항과 4항은 식 (2.2), (2.3), (2.4)를 이용하면 식 (2.6)과 같이 유도되어 고정자 철손을 의미한다.

$$\frac{3}{2}((\omega_r\lambda_{PM} + \omega_r L_{md}I_{md})I_{iq} - \omega_r L_{mq}I_{mq}I_{id}) = \frac{3}{2}(R_{id}I_{id}^2 + R_{iq}I_{iq}^2) . \quad (2.6)$$

식 (2.6)을 이용하면 식 (2.5)는 식 (2.7)과 같이 표시되고 이 식의 오른쪽 두번째 항은 철손, 세번째 항은 동손이므로 첫번째 항이 전동기가 발생하는 출력을 의미한다. 그러므로 전동기의 발생 출력은 식(2.8)과 같이 유도된다.

$$P_{in} = \frac{3}{2}(\omega_r\lambda_{PM}I_{mq} + \omega_r(L_{md} - L_{mq})I_{md}I_{mq}) + \frac{3}{2}(R_{id}I_{id}^2 + R_{iq}I_{iq}^2) + \frac{3}{2}R_s I_s^2 . \quad (2.7)$$

$$P_{out} = \frac{3}{2}(\omega_r\lambda_{PM}I_{mq} + \omega_r(L_{md} - L_{mq})I_{md}I_{mq}) . \quad (2.8)$$

식(2.8)을 이용하면, 전동기의 발생 토크는 전동기의 발생 출력을 동기각속도로 나눈 값으로 식 (2.9)와 같이 유도된다.

$$T_{out} = \frac{P_{out}}{(\frac{\omega_r}{P/2})} = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_{PM}I_{mq} + (L_{md} - L_{mq})I_{md}I_{mq}) . \quad (2.9)$$

식 (2.9)의 첫번째 항은 d-축에 위치한 영구자속의 자속과 q-축에 가해진 고정자 전류에 의하여 발생하는 자석 토크(magnet torque) 성분이며, 두번째 항은 d-축과 q-축의 자기저항 차이에 비례하여 발생하는 자기저항 토크(reluctance torque) 이다.

매입형 영구자석 전동기는 d-축의 인덕턴스가 q-축의 인덕턴스보다 작으므로 자기저항 토크가 양(+)의 방향으로 작용하기 위해서는 d-축 전류가 음(-)의 방향이어야 한다. 그러므로 그림 2-2의 정상상태의 페이서 도에서 고정자 전류 I_s 가 제 2사분면에 위치하게 된다.

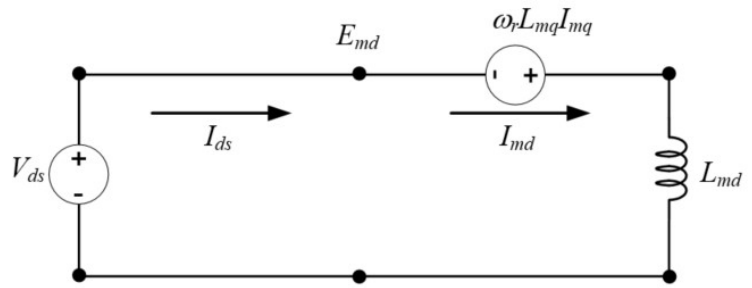
2.2 매입형 영구자석 전동기의 운전영역

전동기의 출력은 인버터의 전류 정격과 전동기의 열정격에 의해 결정되는 최대전류 I_{smax}와 인버터의 PWM방식과 인버터의 직류단(dc-link)전압에 의해 결정되는 최대 출력전압 V_{smax}에 의해서 제한된다. 이 전압제한과 전류제한은 식 (2.10)과 식 (2.11)과 같이 표현된다 [4].

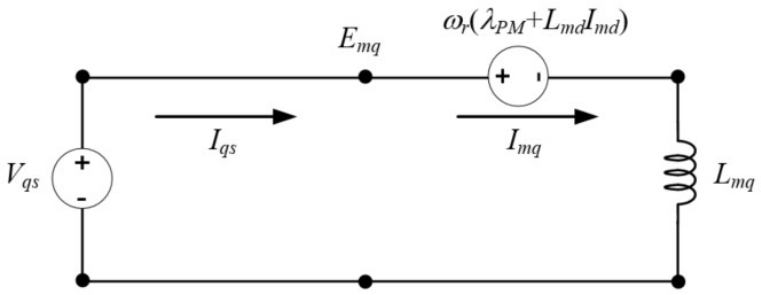
$$V_{ds}^2 + V_{qs}^2 \le V_{smax}^2 . \tag{2.10}$$

$$I_{ds}^2 + I_{qs}^2 \le I_{smax}^2 . \tag{2.11}$$

매입형 영구자석 전동기의 손실을 고려하지 않을 경우의 이상적인 운전영역에 대해 알아보기 위해, 그림 2-1의 d,q-축 등가회로의 고정자 저항 R_s와 철손저항 R_{id}, R_{iq}를 무시하면 그림 2-3과 같다.



(a) d-축 등가회로



(b) q-축 등가회로

그림 2-3 손실을 고려하지 않은 등가회로

이 경우, 등가회로의 전압 관계식은 다음 식 (2.12)와 식 (2.13)으로 간략화 된다.

$$V_{ds} = -\omega_r L_{mq} I_{mq} = -\omega_r L_{mq} I_{qs} . \tag{2.12}$$

$$V_{qs} = \omega_r(\lambda_{PM} + L_{md} I_{md}) = \omega_r(\lambda_{PM} + L_{md} I_{ds}) . \quad (2.13)$$

식 (2.12)와 식 (2.13)에서 정상상태만을 표시하기 위하여 전류 변화 시에 발생하는 전류 미분에 비례하는 전압성분은 무시되었다. 식에서 보는 바와 같이 전동기의 단자 전압은 회전자의 속도 ω_r에 비례함을 알 수 있다. 그러므로 저속 운전의 경우 전동기의 출력은 전압 제한 조건이 아닌 전류 제한 조건에 의해서만 제한된다. 전동기가 고속으로 동작할수록 단자전압이 증가하게 되어 전류 제한 및 전압 제한 조건 V_{smax}에 의해서 전동기의 출력 및 토크가 제한되게 되게 되며 전동기의 특성에 따라서는 더 고속영역에서는 전압제한에 의해서만 영향을 받는 영역도 있다. 이를 구분하여서 일정 토크 영역(Mode-I) 운전, 일정 출력 영역(Mode-II) 운전, 특성 영역(Mode-III) 운전이라 한다 [4]. 그림 2-4에 각 운전영역을 나타내었다.

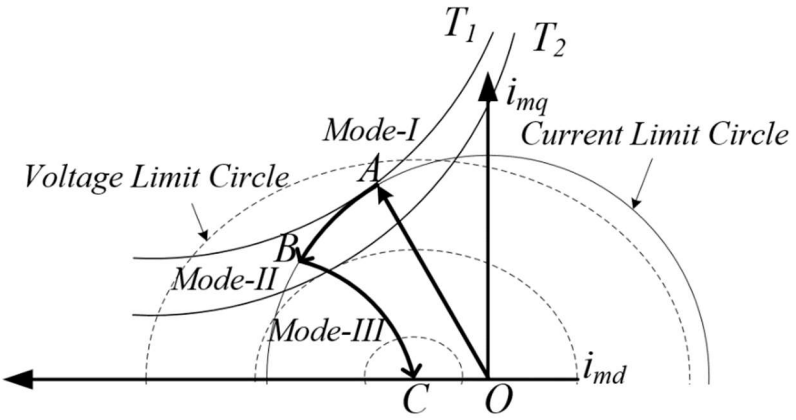


그림 2-4 매입형 영구자석 전동기의 운전영역

2.2.1 일정 토크 영역(Mode-I)

기저속도 이하에서는 전압 제한 타원이 전류 제한 원보다 충분히 크기 때문에 전류 제한 원만이 제약 조건이 된다. 이 영역에서는 전동기의 속도와 무관하게 토크를 일정하게 유지할 수 있으므로 일정 토크 영역이라고 한다(원점에서 점 A까지의 영역: Mode-I). 식 (2.9)의 토크식을 d,q-전류평면에서 살펴보기 위해서 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(L_{md} - L_{mq})I_{mq}(\frac{\lambda_{PM}}{L_{md} - L_{mq}} + I_{md}). \tag{2.14}$$

$$(i_{md0}, i_{mq0}) = (\frac{\lambda_{PM}}{L_{md} - L_{mq}}, 0). \tag{2.15}$$

식 (2.14)를 보면 일정 토크 궤적은 식 (2.15)를 점근선으로 하는 쌍곡선의 형태로 나타나며 그림 2-5에 나타나듯이 일정 토크를 내는 전류의 조합은 무한히 많음을 알 수 있다.

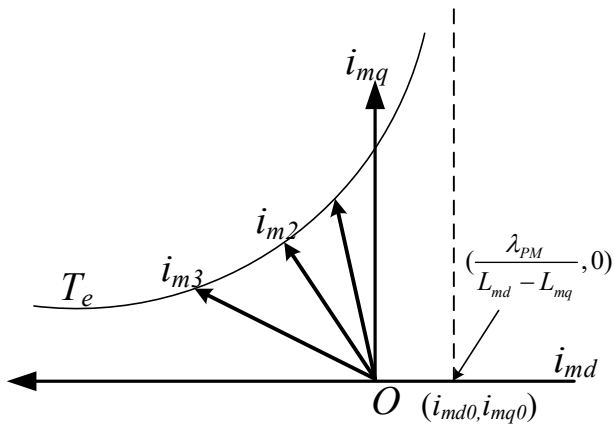


그림 2-5 같은 토크를 발생하는 고정자 전류

그러므로 최대 효율 운전은 일정 출력 영역에서 토크 지령을 만족하는 전류의 조합 중 가장 최소의 손실을 내는 전류의 조합을 찾는 식 (2.16)의 최적화 문제로 정의할 수 있다.

$$\min(P_{copper} + P_{iron}), \text{ subject to } T_e^* = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_{PM} I_{mq} + (L_{md} - L_{mq}) I_{md} I_{mq}). \tag{2.16}$$

철손의 영향을 무시하고 동손의 최소화 만을 목적함수로 가진다면 식 (2.17)과 같이 목적함수를 변경할 수 있다.

$$\min(P_{copper}), \text{ subject to } T_e^* = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_{PM} I_{mq} + (L_{md} - L_{mq}) I_{md} I_{mq}). \tag{2.17}$$

식 (2.16)과 같이 동손과 철손의 합을 최소화하는 경우에는 고정자 저항 R_s값과 철손저항 R_{id}, R_{iq}의 값이 필요하고, 철손저항이 속도에 따라 변하기 때문에 문제를 풀기가 간단하지 않다. 하지만 식 (2.17)과 같이

동손의 최소화만을 고려한다면, 저항 R_s값을 반영할 필요없이 토크지령을 만족하는 전류 조합 중에 전류의 크기 I_s가 가장 작을 때가 최소한의 전류로 토크를 발생시키는 해라는 것을 알 수 있다. 이것을 단위 전류당 최대 토크(MTPA) 제어라 한다. 각각의 전류 크기 I_s에 대해서 MTPA 지점을 모은 곡선을 MTPA 곡선이라 하며, 이 MTPA 곡선은 전동기의 권선 저항이 속도와 무관하고 철손을 무시할 수 있다는 가정하에서, 전동기의 운전속도와 무관하다는 특징이 있다.

2.2.2 일정 출력 영역(Mode-II)

일정 출력 영역은 일정 토크를 유지할 수 있는 최대속도 이상으로 전동기의 속도가 증가하여 약자속 제어(Flux weakening control)가 필요한 영역이다. 이 영역에서는 전동기의 전류 제한 조건과 전압 제한 조건이 동시에 적용된다. 전압 제한 조건인 식 (2.10)에 식 (2.12)와 식 (2.13)을 대입하여 d,q-축 전류평면에 나타내면 식(2.18), (2.19)와 같다.

$$\frac{V_{smax}}{\omega_r L_{mq}} \geq i_{mq}^2 + \left(\frac{L_{md}}{L_{mq}}\right)^2 \left(i_{ms} + \frac{\lambda_{PM}}{L_{md}}\right). \tag{2.18}$$

$$(i_{md0}, i_{mq0}) = (0, -\frac{\lambda_{PM}}{L_{md}}). \tag{2.19}$$

식(2.18)은 식(2.19)에서 주어지는 전류 평면 상의 점을 중심으로 가지는 타원의 방정식이다. 그림 2-5에 나타나 있듯이 전동기의 속도가 증가하면 전압 제한 타원의 크기가 작아진다. 그러므로 전류 제한 원과 전압 제한 타원의 교점에서 전동기는 운전하게 되며, 이 때의 전류 궤적의 변화를 그림 2-6에 나타내었다. 이 때 전류 제한원을 따라 운전하는 출력 영역을 정출력 영역이라고 한다.

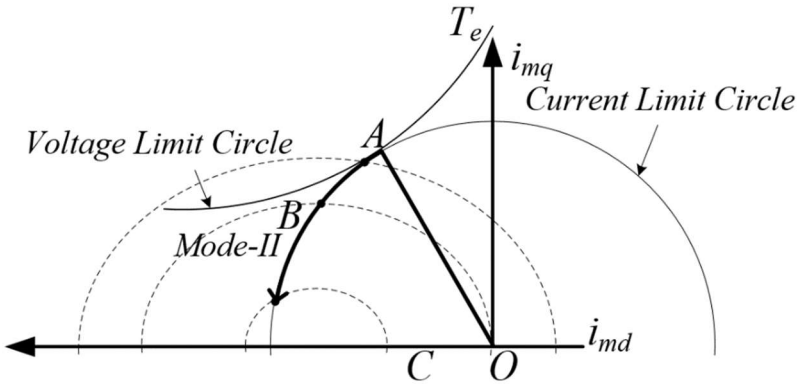


그림 2-6 전류 제한 원과 전압 제한 타원

2.2.3 특성 영역(Mode-III)

영구자석에 의한 쇄교자속이 작아서 전압 제한 타원의 중심이 전류 제한 원의 내부에 존재하면, 전동기의 속도가 증가할수록 전압 제한 타원의 크기의 감소에 따라 가능한 운전점이 이 전압 제한 타원의 중심을 향하게 된다. 그러므로 이 영역에서는 전류에 의한 제한을 받지 않고 전압에 대한 제한만을 받아서 전압 제한 타원과 등 토크 곡선의 접접으로 운전점이 정해진다.

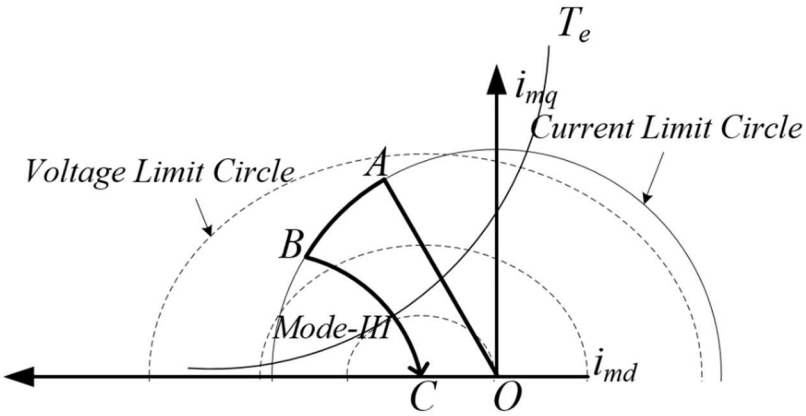


그림 2-7 전압 제한 타원과 등 토크 곡선

2.3 매입형 영구자석 전동기의 철손

본 연구에서는 영구자석 전동기의 손실의 최소화를 목표로 하므로 전동기의 고정자 권선의 저항에 의한 동손뿐만 아니라 전동기의

회전자와 고정자를 구성하는 전기강판에 회전자계가 인가될 때 발생하는 철손에 대한 고려가 필요하다. 영구자석 전동기는 변압기보다 높은 전원 주파수로 동작하며, 전동기의 형상에 의한 공간고조파의 영향을 고려하면 더 높은 주파수의 영향까지 고려해야 하므로, 본 장에서는 전동기에서 발생할 수 있는 철손의 종류와 원인에 대해서 살펴보고자 한다.

2.3.1 히스테리시스 손실(Hysteresis loss)

히스테리시스 손실의 발생 원리에 대해 생각해 보기 위해서 철심의 초기 자속이 0 이라고 가정한다. 전류가 증가하여 기자력이 증가하면 철심의 자속은 그림 2-8에서 0→a의 경로를 따라 증가한다. 그러나 전류가 다시 감소하면 철심의 자속은 전류가 증가할 때와는 다른 abcd경로를 따라 감소한다. 다시 전류가 증가하면 defa 경로를 따라 증가한다. 철심에 존재하는 자속의 양은 철심의 권선에 인가된 전류에 비례할 뿐만 아니라 이전의 자속의 궤적에 따라 달라진다. 이전의 자속의 궤적을 그대로 따르지 않은 이런 의존성을 히스테리시스(Hysteresis)라고 한다. 그리고 그림 2-8에 나타난 경로 abcdefa를 히스테리시스 루프(loop)라고 한다.

기자력이 한번 가해졌다가 제거되면 철심의 자속이 0이 되지 않는다. 대신 철심에 자속이 남게 되는데 이를 잔류자속(Residual Flux)이라고 한다. 이 자속을 0으로 하려면 보자력(Coercive Magnetomotive Force)이라 불리는 기자력 Fc를 반대방향으로 가해야 한다.

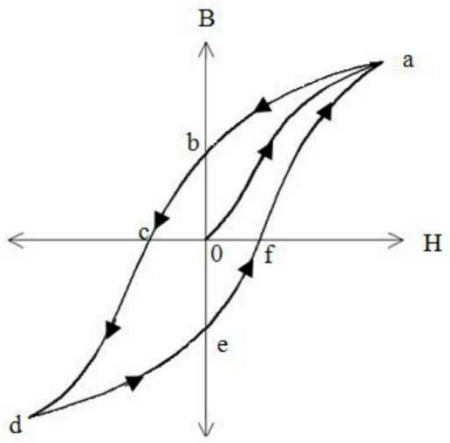


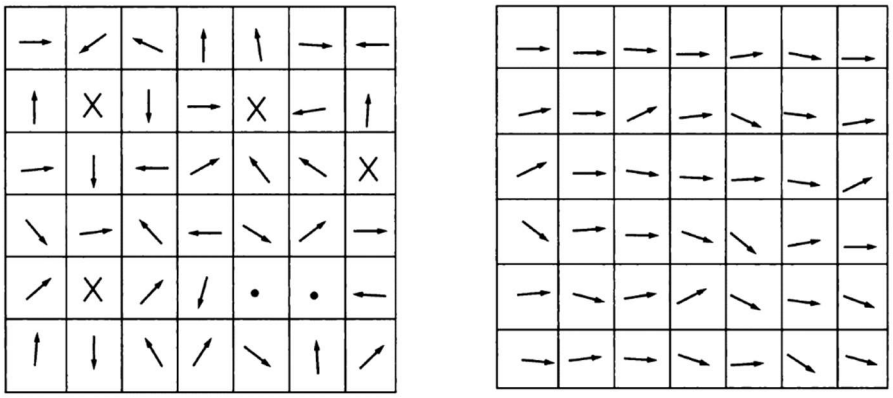
그림 2-8 전형적인 히스테리시스 곡선 [2]

이 히스테리시스의 원인을 이해하려면 강자성체(Ferromagnetic Material) 물질구조에 대해 이해하여야 한다. 철이나 유사한 금속(코발트, 니켈 및 일부 합금)의 원자는 자계와 같은 방향으로 배열하려는 속성을 가지고 있다. 금속의 내부는 자구(Magnetic Domain)라고 하는 많은 작은 영역으로 구성되어 있다. 각 자구에서 모든 원자는 인가된 자계와 같은 방향을 향하도록 정렬되므로 물질 내부의 각 자구는 작은 영구 자석과 같이 자성을 띄고 있게 된다. 자계가 인가되기 전에 철심에 자속이 없는 것처럼 보이는 이유는 이러한 수많은 자구들이 재료 내에서 그림 2-9 (a)처럼 무작위 방향으로 정렬되어 있기 때문이다.

철심의 외부에서 자계가 인가되면, 다른 방향으로 정렬된 자구들을 그림 2-9(b)의 자계와 같이 같은 방향으로 정렬시킨다. 자계와 같은 방향으로 정렬된 자구들은 철심내의 자속을 증가시켜 더 많은 원자의 방향을 바꾸게 하여 자기장의 강도를 더욱 증가시키게 된다. 철이 공기보다 훨씬 더 높은 투자율(peameability)을 가지는 것은 이러한 양성 피드백의 효과이다.

외부 자계의 크기가 계속해서 증가함에 따라 모든 자구는 자계와 같은 방향으로 정렬된다. 이 때 철심은 자속 포화 상태가 된다. 히스테리시스 현상의 핵심은 외부 자계가 제거되더라도 자구가 다시 무작위 배열로 돌아가지 않는다는 것이다. 그 이유는 자구의 재배열에는 에너지가 필요하기 때문이며, 외부 자계가 제거되면 철심은 영구자석과 같은

성질을 가지게 된다.



(a) 무작위 배열된 상태의 자구 (b) 외부 자계에 의해 정렬된 자구

그림 2-9 강자성체의 자구 배열 구조 [23]

그러므로 철심의 히스테리시스 손실은 철심에 인가되는 교류 자계의 매 주기 동안 자구의 재배열에 필요한 에너지라고 할 수 있다. 철심에 교류 자계를 가하여 만들어지는 히스테리시스 루프의 면적은 단위 부피당 한 주기의 에너지 손실에 비례한다.

Steinmetz는 다양한 강자성 물질에 대한 연구를 해왔으며, 이로부터 철심의 히스테리시스 손실을 식 (2.20)과 같은 형태로 사용할 수 있음을 발표하였다.

$$P_h = K_h f B_{\max}^n . \tag{2.20}$$

여기서 K_h는 철심의 특성과 부피, 그리고 단위계에 의존하는 비례상수인 히스테리시스 손실 계수이다. 지수 n의 범위는 1.5~2.0이며, 주로 2.0이 사용된다. f는 주파수이며 B_{max}는 최대 자속 밀도이다.

2.3.2 와전류 손실(Eddy current loss)

자성체가 외부 자계에 의하여 자화될 때 패러데이 법칙에 따라 자성체 내부에 자화를 방해하려는 방향으로 전류가 유기되며 이를 맴돌이 전류 혹은 와전류(Eddy current)라고 하고 이때의 손실을 와전류 손실(eddy current loss)이라고 한다 [24][25].

영구자석 전동기의 와전류 손실은 회전자 내에 존재하는 도전율(conductivity)을 가지는 재질에서 발생하게 된다. 영구 자석 전동기에서 도전율을 가지는 재질은 일반적으로 영구자석이 해당되고, 고속 전동기의 경우 영구자석의 비산을 방지하기 위해서 영구자석을 기구적으로 보호할 수 있는 리테이너(retainer)를 부착하게 되는데, 리테이너 재질의 도전율에 따라서 와전류 손실이 발생할 수도 있다. 전류에 의해 발생된 손실은 열 발생, 효율 저하 등의 문제를 일으킬 수 있다 [26]. 과도하게 발생하는 와전류 손실은 열 발생 혹은 효율 감소 등의 문제를 일으킬 수 있다. 그림 2-10 은 전기강판에서의 와전류 경로를 보여준다. 그림과 같은 방향으로 자속이 증가하게 된다면 반시계 방향의 전류 흐름이 유기된다. 이와 같은 도전체에서 발생하는 와전류는 일반적으로 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$P_e = K_e f^2 B_{\max}^2 . \tag{2.21}$$

여기서 K_e 는 사용되는 단위계와 철심의 부피 및 저항률에 따라서 결정된다 [27].

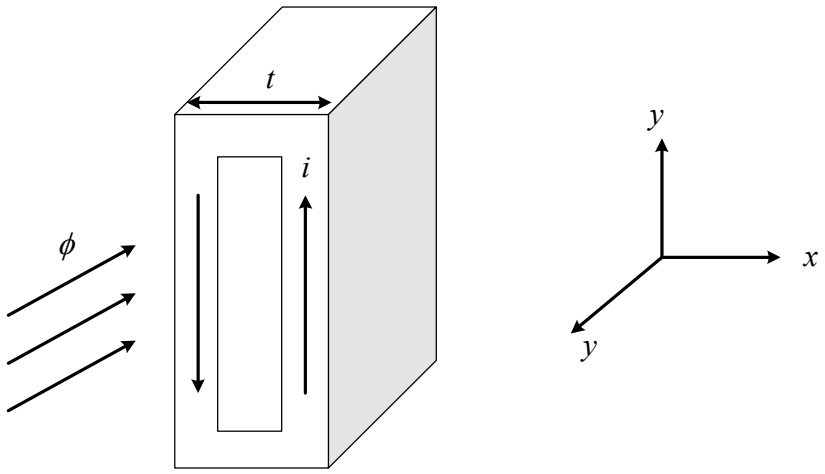


그림 2-10 전기강판(electric steel sheet)에서의 와전류 경로

제 3장 매입형 영구자석 전동기의 효율적인 운전을 위한 연구

영구자석 전동기의 효율적인 운전은 최소화 하고자 하는 손실의 범위에 따라서 그림 3-1과 같이 크게 세가지 방법으로 구분할 수 있다 [42]. 첫번째는 단위전류당 최대토크(Maximum Torque Per Ampere, MTPA) 제어방법이며 고정자의 동손의 최소화를 목표로 하는 것이다. 두번째는 전동기 단위의 단위손실당 최대토크(Maximum Torque Per Motor Loss, MTPML)이며 전동기의 손실의 최소화를 목표로 한다. 세번째는 전동기 시스템 단위의 단위손실당 최대토크(Maximum Torque Per System Loss, MTPSL)이며 전동기를 구동하는 인버터 손실과 전동기의 손실의 최소화를 목표로 한다.

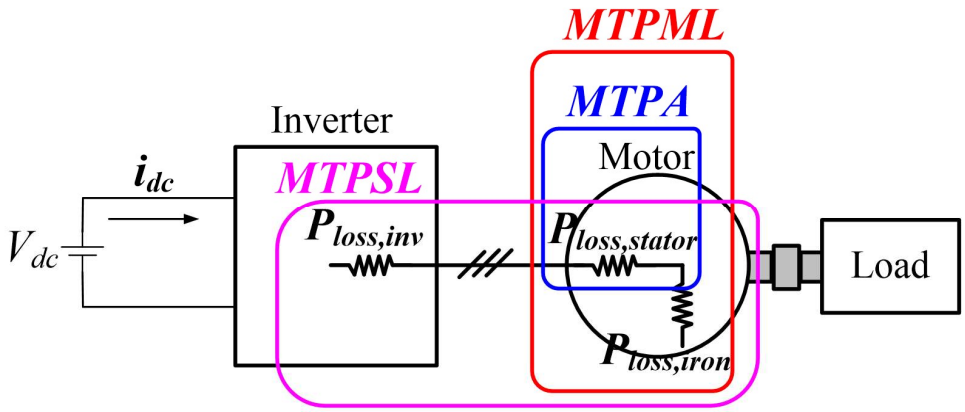


그림 3-1 최소화 목표 손실의 범위에 따른 운전 방법의 분류

이 장에서는 매입형 영구자석 전동기의 MTPA 제어, MTPML 제어, MTPSL 제어에 의한 손실, 효율 및 출력 토크의 변화 등을 분석하기 위하여 시험용 전동기를 선정하고, 시험용 전동기에 대한 FEA해석을 적용한다. 본 논문의 연구에 사용된 실험용 전동기의 제정수(20 ℃)는 표 3-1과 같고 전동기의 능력곡선은 그림 3-2와 같다. 본 연구에서는 각 제어 방식에 따른 전동기의 철손, 인버터의 손실을 고려하여 분석하므로 분석 조건에 전동기의 속도 조건이 포함된다. 분석 시 전동기의 속도 조건은 기저 속도에 가까운 4,100 r/min으로 선정하여 FEA 철손해석 및 인버터 손실 시뮬레이션에 적용하였다. 시험용 전동기의 단면은 그림

3-3에 나타내었다.

표 3-1. 시험용 전동기의 제정수

항목	값	비고
용도	가전용	
최대 출력	5.5 kW	
최대 토크	10 N·m	1 pu 기준
최대 전류	12 A_{rms}(17 A_{pk})	1 pu 기준
기저 속도	4,200 r/min	@ Vdc = 375 V
최대 속도	7,000 r/min	
극 수	6	
고정자 저항 (R_s)	0.307 Ω	20° C 기준, 인버터 저항 성분 제외
영구자석의 쇄교자속(λ_f)	0.133 Wb·t	영전류 운전점 기준
고정자 d축 인덕턴스 (L_{ds})	5.8 mH	MTPA 1 pu 운전점 기준 $L_{ds}=(\lambda_d^r-\lambda_f)/i_d^r$
고정자 q축 인덕턴스 (L_{qs})	7.3 mH	MTPA 1 pu 운전점 기준 $L_{qs}=\lambda_q^r/i_q^r$

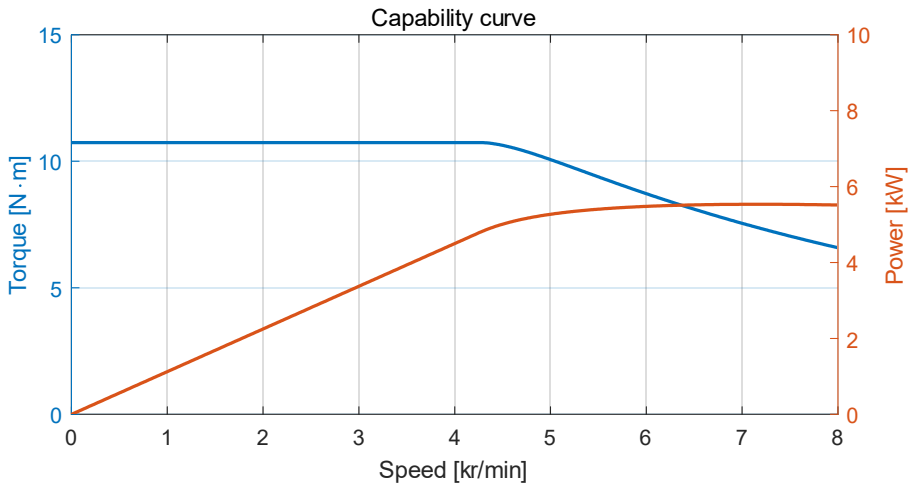


그림 3-2 시험용 전동기의 능력곡선

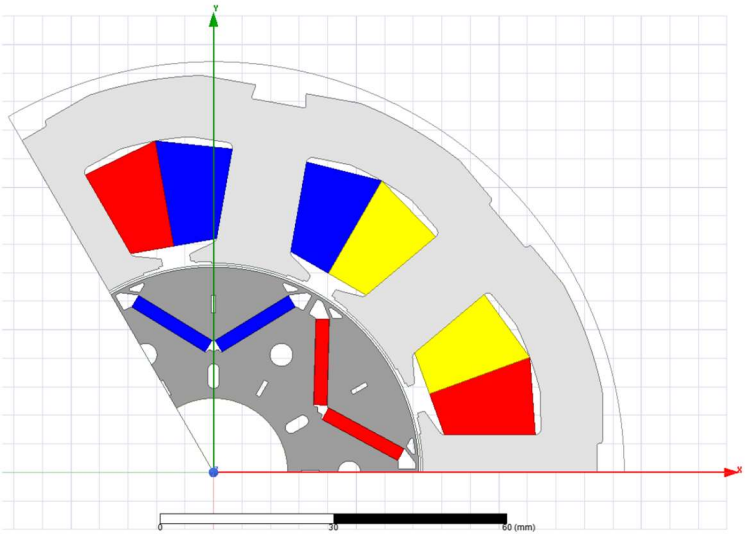


그림 3-3 시험용 전동기의 단면도

3.1 시험용 전동기 시스템의 손실 분석

본 절에서는 각 제어 방법에 따른 차이를 분석하는데 필요한 손실을 분석하였다. 전동기의 손실 중에서 동손은 표 3-1의 고정자 저항값을 이용하여 d,q-축 전류 평면에서 MATLAB을 이용하여 계산하였고, 철손은 유한 요소 해석(Finite element Analysis, FEA) 프로그램 ANSYS 19.1을 적용하여 해석한 결과를 적용였다. 인버터 손실은 손실값에 대한 정확도를 높이기 위해서, 근사 계산식 대신 IGBT 제조사에서 제공하는 손실 시뮬레이션 결과를 사용하였다.

3.1.1 FEA를 이용한 전동기 손실 분석

시험용 전동기의 손실 분석을 위해서 FEA 프로그램으로 전동기의 속도 4,100 r/min 조건에서 d-축, q-축 전류 평면에 대하여 일정간격(1 A)으로 추출한 자속과 토크와 철손해석 결과를 그림 3-4, 그림 3-5에 나타내었다. 그림 3-5의 철손은 FEA의 해석결과에 실험결과를 반영하여 보정하였다. 그림 3-6는 시험용 전동기의 고정자 동손과 전동기 전체 손실을 나타내었다.

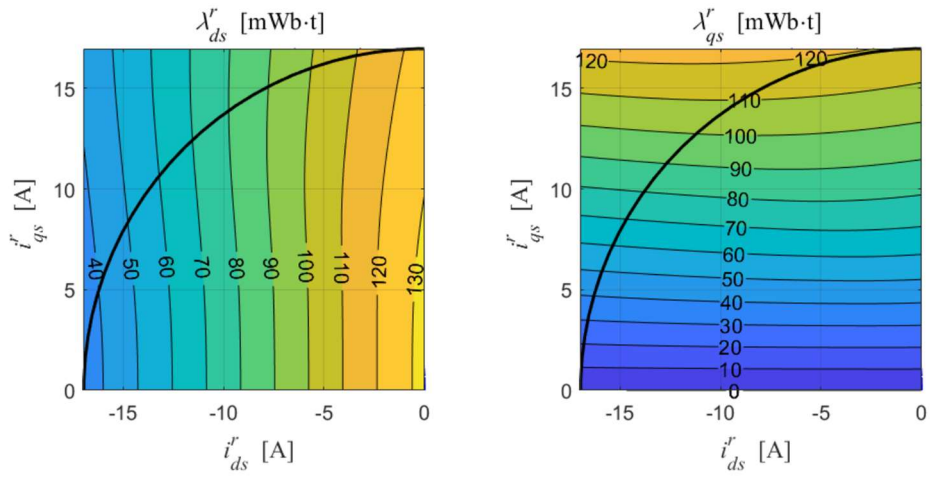


그림 3-4 시험용 전동기의 자속 λ_{ds}, λ_{qs}(FEA)

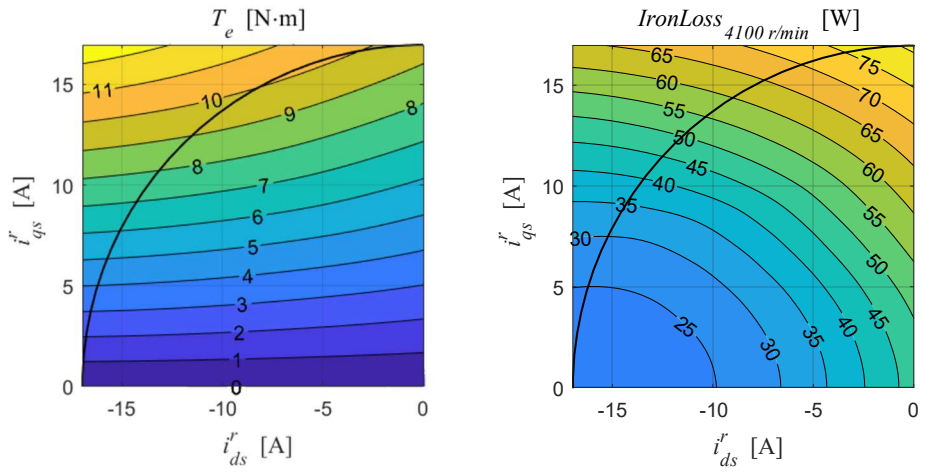


그림 3-5 시험용 전동기의 토크와 4,100 /min에서의 철손(FEA)

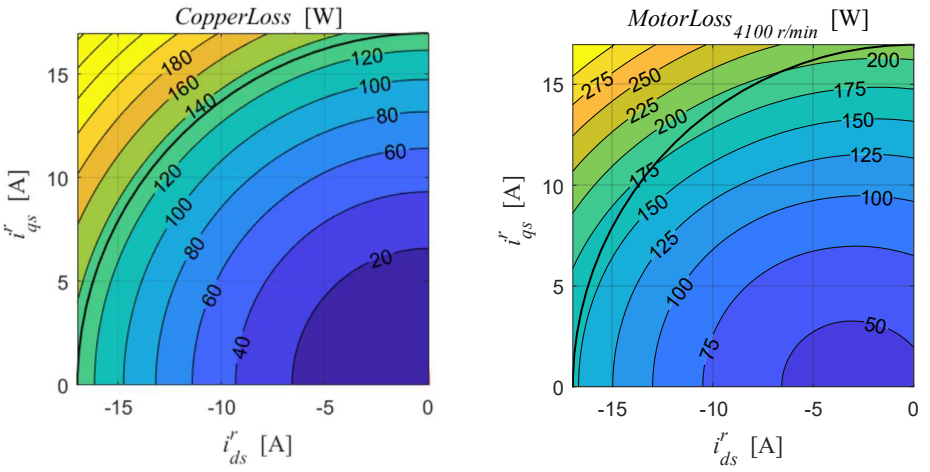


그림 3-6 시험용 전동기의 고정자 동손과 전동기 전체 손실

3.1.2 손실계산 프로그램을 이용한 인버터 손실 분석

실험용 인버터에 적용된 스위칭 소자인 IPM(intelegent Power Module)은 PM100RLA120으로 그림 3-7과 같고 제조사가 제공하는 인버터 손실 시뮬레이션 결과와 인버터와 전동기를 포함한 시스템 손실을 그림 3-8에 나타내었다. MTPA 제어는 그림 3-5의 각각의 등토크 곡선에 대해서 그림 3-6의 고정자 동손이 최소가 되는 지점에서 운전하는 것이고, MTPML은 그림 3-6의 전동기 전체 손실이 최소가 되는 지점에서 운전하는 것이고, MTPSL은 그림 3-8의 시스템 전체 손실이 최소가 되는 지점에서 운전하는 것이다. 그림 3-6, 그림 3-8의 고정자 동손 분포와 전동기 전체 손실 분포와 시스템 전체 손실의 분포특성이 각각 다르므로, MTPA 제어와 MTPML 제어와 MTPSL 제어 시의 운전점들이 각각 차이가 날 것이라는 것을 예상할 수 있다.

그림 3-7 시험용 인버터에 적용된 PM100RLA120 모듈

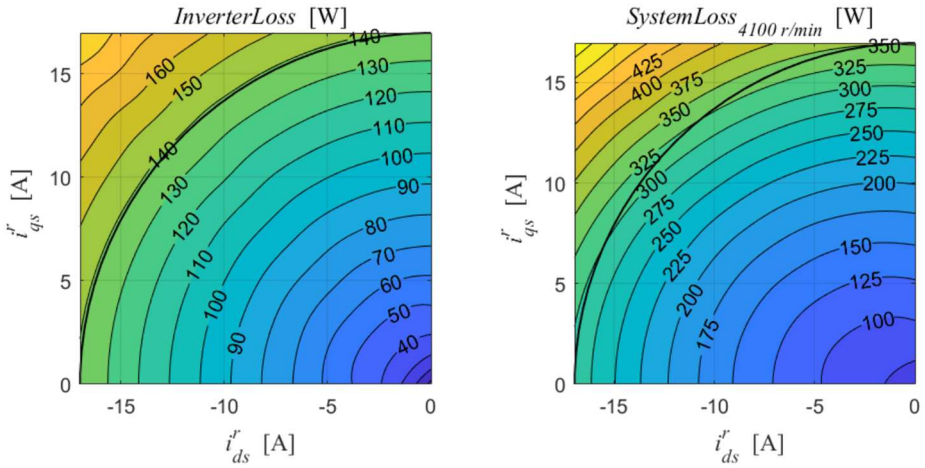


그림 3-8 시험용 전동기의 인버터 손실과 시스템 전체 손실

3.2 전동기 제어 시스템의 MTPA 제어 분석

3.2.1 MTPA 제어의 손실 및 효율

MTPA 제어는 고정자의 동손을 최소화 하는 전류로 제어하는 방법이므로, q-축 전류로만 토크를 발생시키는 제어에 비해서 그림 3-9의 동손맵에 표시된 바와 같이 전류 평면상에서 음(-)의 d-축 방향으로 운전점이 이동한다. 이 때의 손실 및 효율에 대하여 분석하기 위해서 그림 3-5의 토크맵과 그림 3-6의 고정자 동손맵의 데이터를 이용하여 MTPA 궤적을 계산하고 그림 3-9, 그림 3-10, 그림 3-11의 토크맵, 고정자 동손맵, 철손맵, 인버터 손실맵, 전동기 손실맵, 시스템 손실맵에 나타내었다.

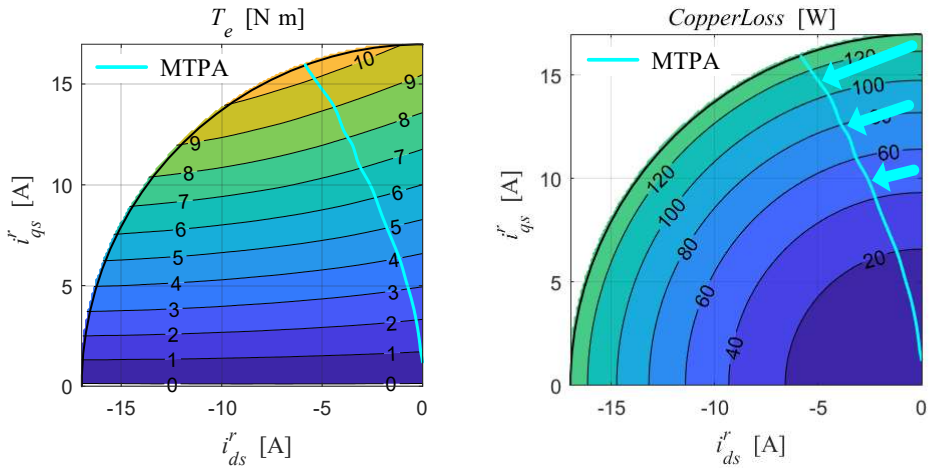


그림 3-9 토크맵과 고정자 동손맵에서의 MTPA(FEA)

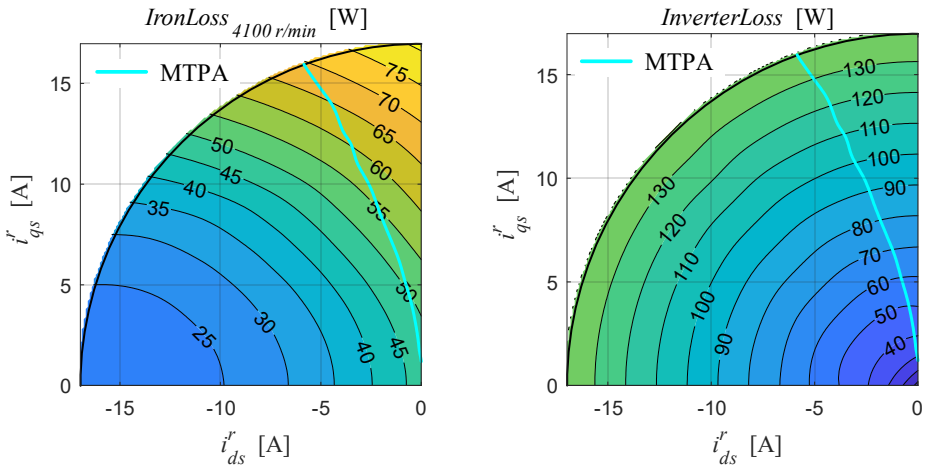


그림 3-10 철손맵과 인버터 손실맵에서의 MTPA(FEA)

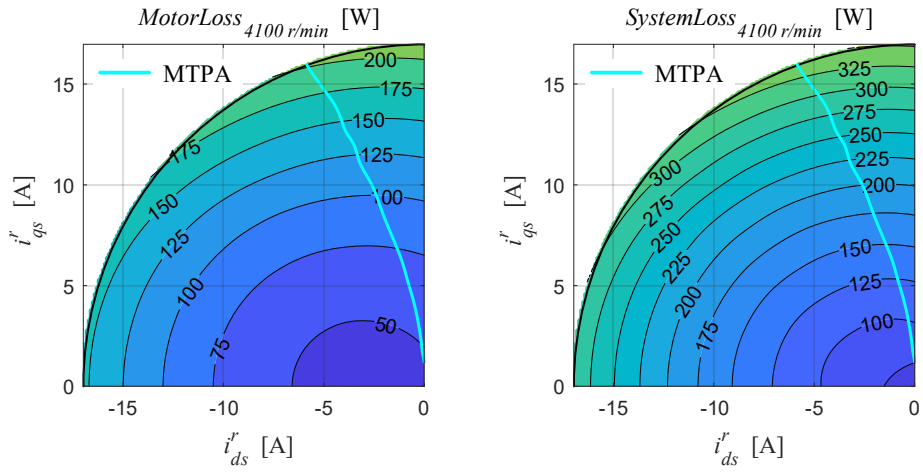


그림 3-11 전동기 손실맵과 시스템 손실맵에서의 MTPA(FEA)

MTPA 제어 시 토크지령에 따른 전동기와 시스템의 손실과 효율은 그림 3-12, 그림 3-13와 같다.

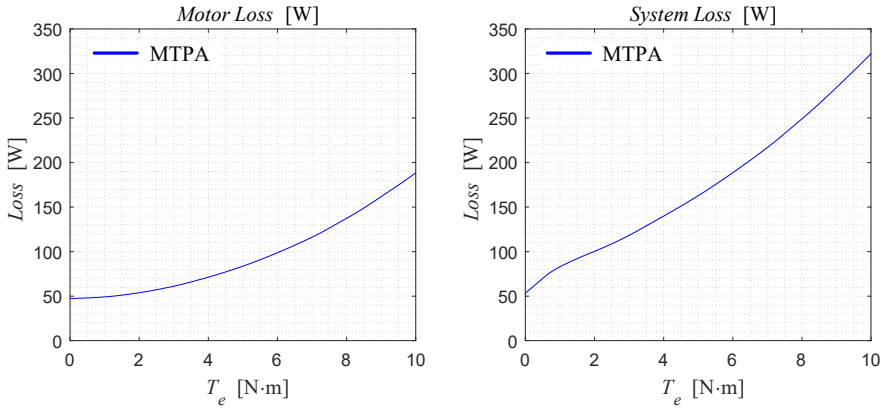


그림 3-12 MTPA 제어 시 전동기 손실과 시스템 손실(FEA)

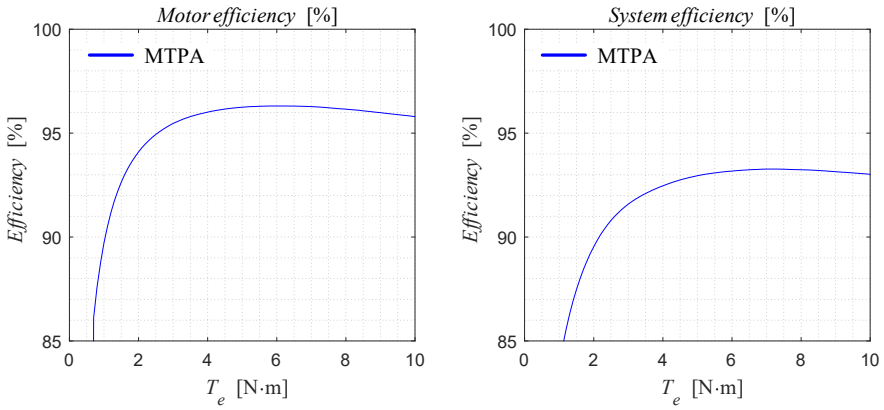


그림 3-13 MTPA 제어 시 전동기 효율과 시스템 효율(FEA)

MTPA 제어 시 전동기의 최대 손실은 188.4 W, 시스템의 최대 손실은

322.2 W이고 , 전동기의 최대 효율은 96.3 %, 시스템의 최대 효율은 93.3 %이다. 전동기의 손실은 약 4 %, 인버터에 의한 손실은 약 3 % 정도임을 알 수 있다.

3.2.2 MTPA 제어에 대한 토크 오차 분석

철손이 출력토크에 미치는 영향을 계산하여 MTPA 궤적에 따른 토크 지령과 토크 출력의 오차를 그림 3-14에 나타내었다. 최대 토크오차는 0.16 Nm으로 나타났으며, 최대토크를 기준으로 약 1.6% 정도의 토크 오차를 발생시킬 것으로 예상된다.

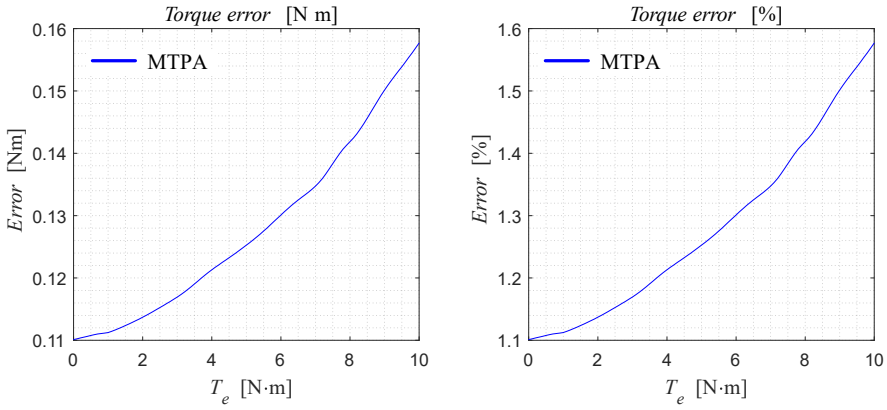


그림 3-14 MTPA 제어 시 토크 오차(FEA)

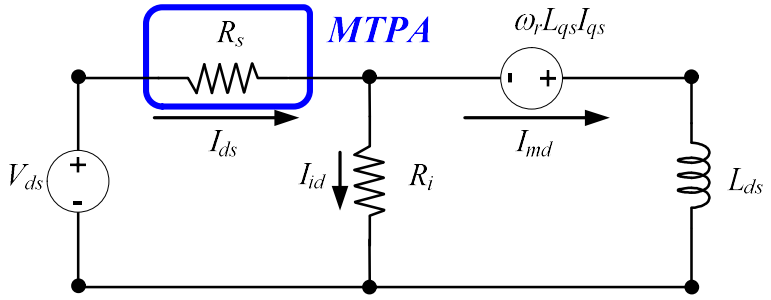
3.2.3 MTPA 제어에 대한 등가회로 분석

MTPA 제어는 토크지령을 만족하면서 전동기의 고정자 저항(Stator Resistance, R_s)에 의한 동손의 크기를 최소화하는 최적화 문제로 식(3.1)과 같이 나타낼 수 있다. 이 때 고정자 저항 R_s는 동손의 크기에는 영향을 미치지만, 동손을 최소로 하는 운전점에는 영향을 미치지 않기 때문에, MTPA 제어 시에는 고정자 저항 R_s와 계수 3/2을 생략하고 식(3.2)와 같이 표현할 수 있다.

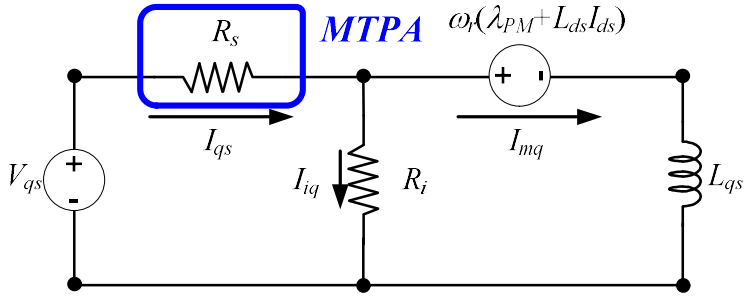
$$\min\left\{\frac{3}{2}R_s(i_{ds}^2+i_{qs}^2)\right\} \text{ subject to } T_e^* = \frac{3P}{2}(\lambda_{ds}i_{qs}-\lambda_{qs}i_{ds}). \quad (3.1)$$

$$\min\left\{(i_{ds}^2+i_{qs}^2)\right\} \text{ subject to } T_e^* = \frac{3P}{2}(\lambda_{ds}i_{qs}-\lambda_{qs}i_{ds}). \quad (3.2)$$

이 때 그림 3-15의 d,q-축 등가회로에서 MTPA 제어 시에 손실을 최소화 하려는 지점은 파란네모로 표시한 고정자 저항 R_s 부분이다.



(a) d-축 등가회로



(b) q-축 등가회로

그림 3-15. MTPA 제어 시 고정자 동손의 최소화

3.3 전동기 제어 시스템의 MTPML 제어 분석

3.3.1 MTPML 제어의 손실 및 효율

MTPML 제어는 고정자 동손뿐만 아니라 철손까지 포함한 전동기의 전체 손실을 최소화 하는 전류로 제어하는 방법이므로, 그림 3-18의 전동기 손실맵에 표시된 바와 같이 고정자의 자속을 줄여 철손을 줄이기 위해서 MTPA 제어보다 음(-)의 d-축 방향으로 운전점이 이동한다. 이때의 손실 및 효율에 대하여 분석하기 위해서 그림 3-5의 토크맵과 그림 3-6의 전동기 전체 손실맵의 데이터를 이용하여 MTPML 궤적을 계산하여 그림 3-16, 그림 3-17, 그림 3-18의 토크맵, 고정자 동손맵, 철손맵, 인버터 손실맵, 전동기 손실맵, 시스템 손실맵에 나타내었다.

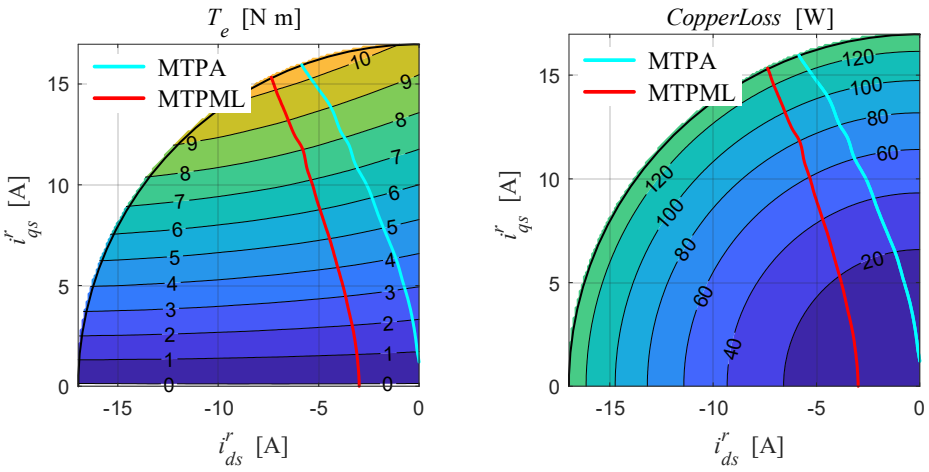


그림 3-16 토크맵과 고정자 동손맵에서의 MTPML(FEA)

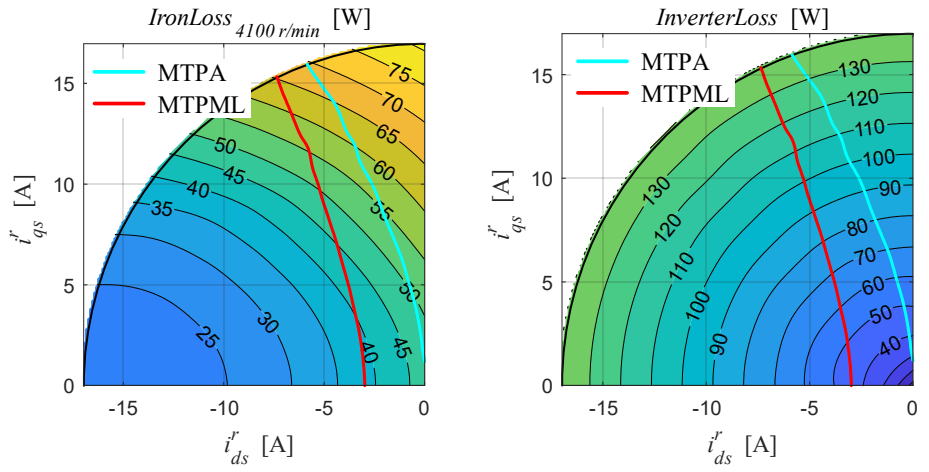


그림 3-17 철손맵과 인버터 손실맵에서의 MTPML(FEA)

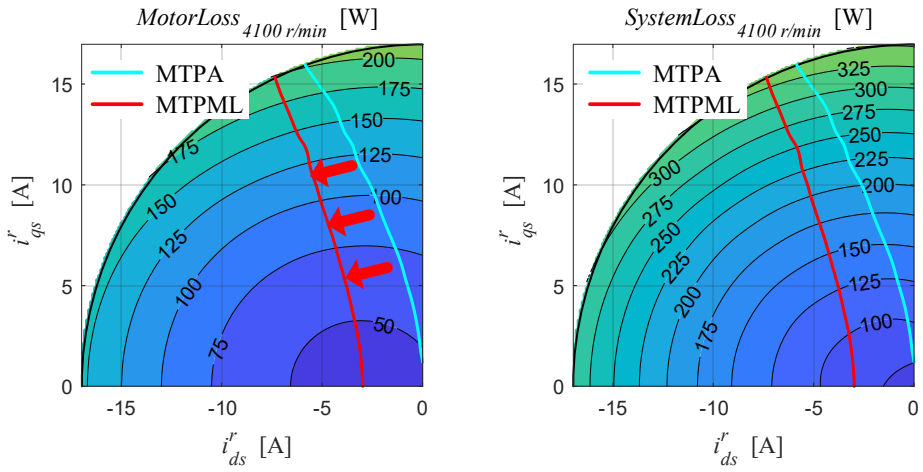


그림 3-18 전동기 손실맵과 시스템 손실맵에서의 MTPML(FEA)

MTPML 제어 시 토크지령에 따른 전동기와 시스템의 손실과 효율은 그림 3-19, 그림 3-20와 같다

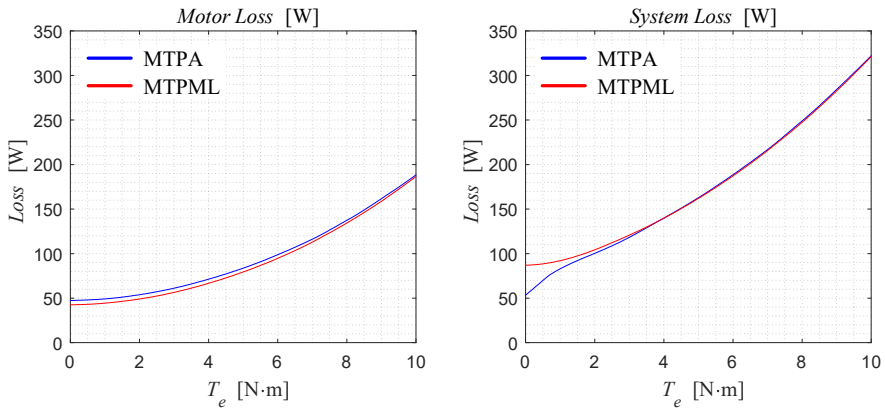


그림 3-19 MTPML 제어 시 전동기 손실과 시스템 손실(FEA)

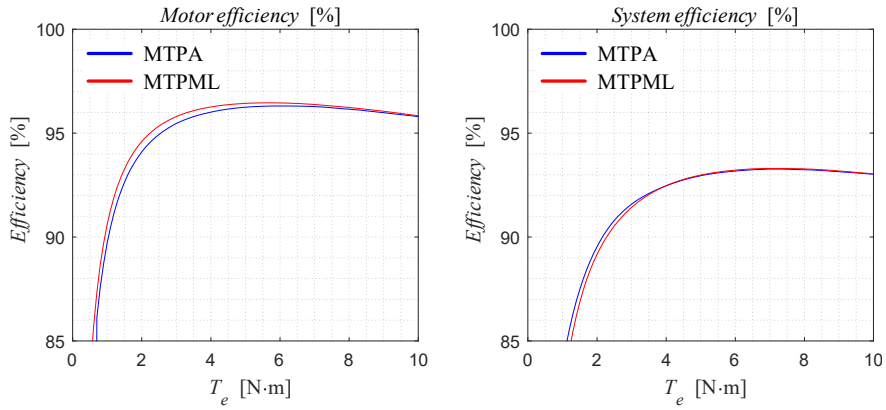


그림 3-20 MTPML 제어 시 전동기 효율과 시스템 효율(FEA)

MTPML 제어 시 전동기의 최대 손실은 186.4 W으로 MTPA 제어보다

1.9 W 감소하였으며, 시스템의 최대 손실은 321.3 W으로 MTPA 제어보다 0.9 W 감소하였다. 음(-)의 d-축 전류의 증가로 인하여 고정자의 자속이 감소하여 철손이 감소하고 전동기의 손실은 1.9 W 감소하였으나, 증가한 고정자 전류로 인하여 인버터의 손실이 약 1.0 W 증가하여 전동기 제어 시스템의 손실은 0.9 W 감소하였다.

전동기의 철손 감소로 인하여 전동기의 최대 효율은 96.5 %로 MTPA 제어보다 0.2 % 증가 하였으나, 시스템의 최대 효율은 93.3 %로 MTPA 제어보다 0.05 % 증가하였다.

3.3.2 MTML제어에 대한 토크 오차 분석

철손이 출력토크에 미치는 영향을 계산하여 MTPML 궤적에 따른 토크 지령과 토크 출력의 오차를 그림 3-21에 나타내었다. 최대 토크오차는 0.15 Nm으로 MTPA 제어 시보다 0.01 Nm 적게 나타난다.

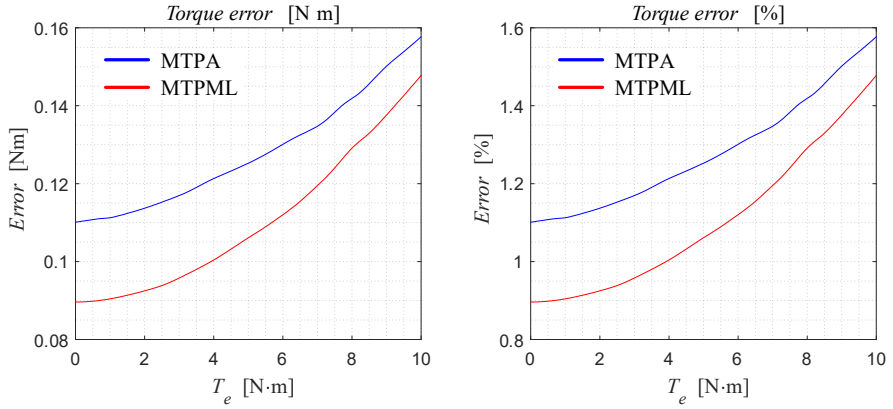


그림 3-21 MTPA 제어 시 토크 오차(FEA)

3.3.3 MTPA 제어와 MTPML 제어 시의 손실의 차이

MTPA 제어와 MTPML 제어 시의 손실의 차이를 그림 3-22에 나타내었다. 저부하 영역에서 전동기의 손실만 고려한다면 약 4.5 W정도 손실이 감소하지만, 인버터까지 포함하는 시스템 손실은 오히려 MTPA 제어 보다 MTPML 제어에서 증가하는 것을 알 수 있다. 이것은 전동기 손실만 고려하는 MTPML 제어를 할 경우 전류의 증가에 따른 인버터의 손실 증가를 고려하지 않았기 때문에 음(-)의 d-축 전류로 인하여 인버터

손실이 과도하게 증가하여 시스템 손실이 오히려 증가한 것이다.

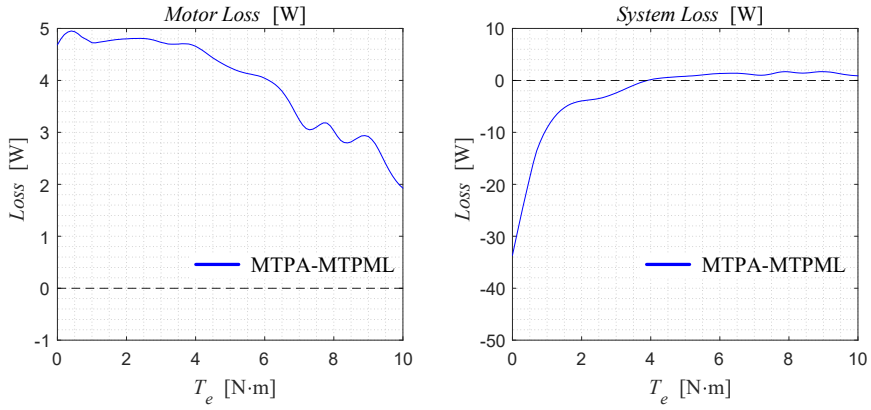


그림 3-22 MTPA 제어와 MTPML제어의 손실 차이(FEA)

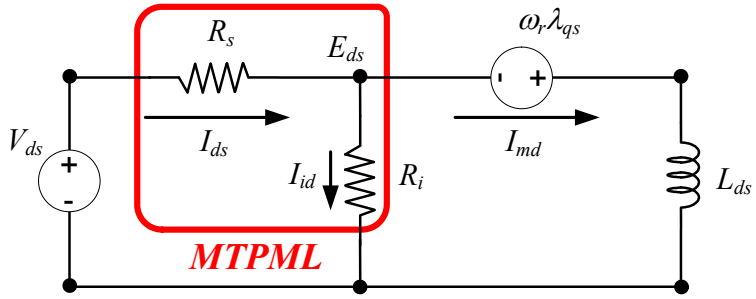
저부하 영역 외의 운전 영역에서도 전동기 손실은 최대 4 W까지 줄어들지만, 증가한 인버터 손실로 인하여 시스템 손실은 MTPA 제어에 비해서 최대 1.7 W밖에 감소하지 않았다. 그러므로 음(-)의 d-축 전류로 인한 인버터 손실까지 고려한 더 효과적인 손실저감 방법이 있을 것이라는 것을 예상할 수 있다.

3.3.4 MTPML 제어에 대한 등가회로 분석

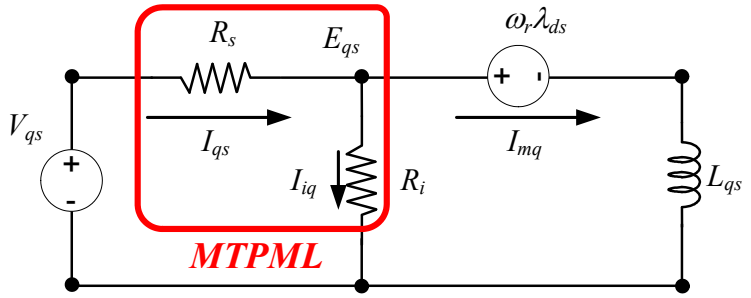
MTPML 제어는 토크지령을 만족하면서 전동기의 고정자 저항(Stator Resistance, R_s)에 의한 동손과 철손을 최소화하는 최적화 문제로 식(3.3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\min\left\{\frac{3}{2}R_s(i_{ds}^2+i_{qs}^2)+\frac{3}{2}R_i(i_{id}^2+i_{iq}^2)\right\} \text{ subject to } T_e^*=\frac{3P}{2}(\lambda_{ds}i_{qs}-\lambda_{qs}i_{ds}). \tag{3.3}$$

이 때 그림 3-23의 d,q-축 등가회로에서 MTPML 제어 시에 손실을 최소화 하려는 지점은 빨간색 네모로 표시한 고정자 저항 R_s와 철손 저항 R_i 부분이다.



(c) d-축 등가회로



(d) q-축 등가회로

그림 3-23. MTPML 제어 시 고정자 동손과 철손의 최소화

등가회로의 철손 저항을 계산하기 위해서 참고문헌[6]-[14]처럼 d,q-축의 동일한 철손 저항 R_i에 대해서 그림 3-17의 철손맵과 그림 3-23의 d,q-철손 등가회로를 이용하면 전체 철손이 식(3.4)와 같으므로, 식(3.5)과 같이 철손저항 R_i 값을 구할 수 있다. 이 식을 이용하여 계산한 시험용 전동기의 철손 저항의 분포는 그림 3-24와 같다.

$$P_{iron} = \frac{3}{2}R_i(I_{id}^2 + I_{iq}^2) = \frac{3}{2}R_i\{(\frac{-\omega_r\lambda_{qs}}{R_i})^2 + (\frac{\omega_r\lambda_{ds}}{R_i})^2)\} = \frac{3}{2}\frac{(-\omega_r\lambda_{qs})^2 + (\omega_r\lambda_{ds})^2}{R_i}$$

. (3.4)

$$R_i = \frac{3}{2}\frac{(E_{ds}^2 + E_{qs}^2)}{P_{iron}} = \frac{3}{2}\frac{(-\omega_r\lambda_{qs})^2 + (\omega_r\lambda_{ds})^2}{P_{iron}}. \quad (3.5)$$

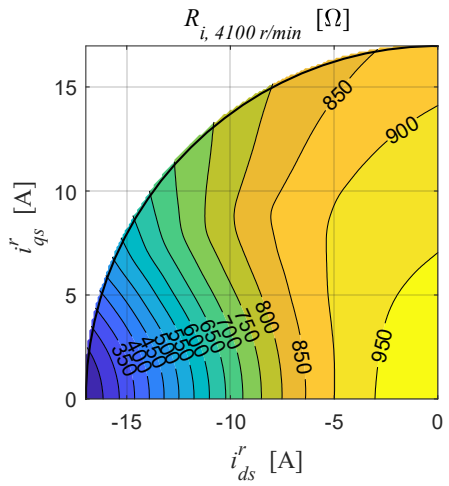


그림 3-24 시험용 전동기의 철손저항맵(FEA)

식 (3.5)를 이용하면 철손 전류 (I_{id}, I_{iq})는 그림 3-23의 등가회로를 통해 다음과 같은 식으로 구할 수 있다.

$$I_{id} = \frac{E_{ds}}{R_i} = \frac{-\omega_r \lambda_{qs}}{R_i}. \tag{3.6}$$

$$I_{iq} = \frac{E_{qs}}{R_i} = \frac{\omega_r \lambda_{ds}}{R_i}. \tag{3.7}$$

식(3.6)과 (3.7)을 이용하여 시험용 전동기의 철손 전류 맵을 그림 3-25와 같이 나타낼 수 있다.

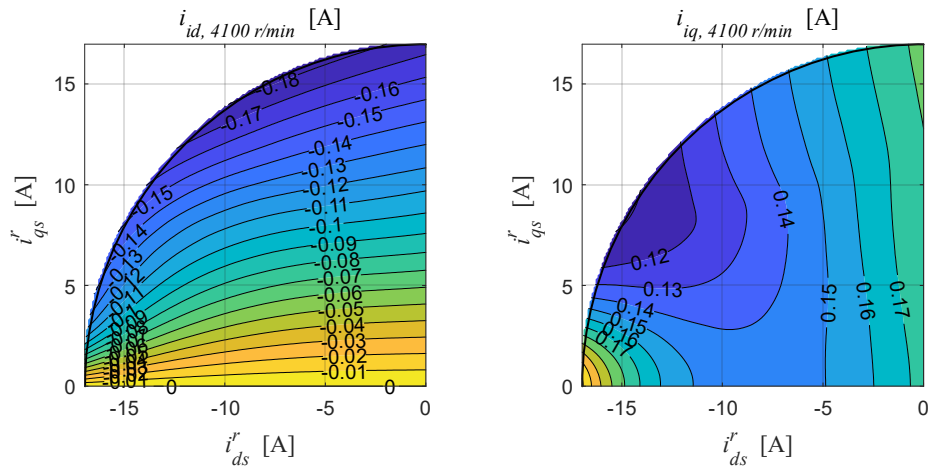


그림 3-25 시험용 전동기의 철손 전류맵(FEA)

앞 절에서 언급한 바와 같이, MTPA 제어는 동손의 최소화를 목표로

전동기 고정자 저항 R_s의 값에 의존하지 않고 고정자 전류의 크기 I_s의 최소화를 목표로 제어할 수 있다. 하지만 MTPML 제어는 식(3.3)에 적용되는 고정자 저항 R_s와 철손 저항 R_i를 정확히 추정해야만 전동기의 전체 손실 및 동손과 철손의 비율을 정확히 추정할 수 있다. 그러므로 전동기의 철손을 추정하여 MTPML 제어를 하기 위한 대부분의 방법은 그림 3-23의 철손 등가회로를 이용하여 동손과 철손을 실시간으로 추정하고, 그 합이 최소가 되는 전류지령을 만들어 낸다 [6], [7], [9], [10], [11], [12], [30], [33].

3.3.5 철손의 정확도에 따른 손실 변화

MTPML제어는 MTPA 제어에서 약간의 약자속 제어를 더하여 [7], 이로 인한 철손의 저감량과 동손의 증가량을 고려하여 최적의 최소 손실 지점에서 운전하는 제어 방법이다. 그러므로 철손을 최대한 실제와 가깝게 예측할 수 없다면, 오히려 MTPA 제어보다 전체 손실이 큰 운전점을 선택할 가능성도 있다. 이런 이유로 MTPML 제어보다 MTPA 제어를 선택한 연구들도 있으므로 [15], [16], [17], [20], [34], [35], 본 절에서는 추정된 철손 등가저항의 정확도에 따른 전동기의 손실 변화에 대해서 분석하고자 한다.

그림 3-26은 시험용 전동기의 철손 추정에 오차가 발생하여 150 %로 크게 추정되었을 때의 MTPML 제어 궤적과 MTPA 제어 궤적을 나타낸다. 그림 3-18과 비교하여 보면 철손이 1.5배 크게 추정되었으므로, 음(-)의 d축 방향으로 전류가 더 증가하여 전동기의 고정자 자속의 크기를 낮춰 철손을 더 낮추는 방향으로 MTPML 궤적이 이동하였다. 이때 전동기의 손실과 시스템 전체 손실을 그림 3-27에 나타내었다. 전동기 손실 면에서도 최적의 MTPML 운전점에서 벗어났기 때문에 그림 3-22와 비교하여서도 MTPA 제어보다 손실 저감량이 감소하였으며, 시스템 손실 면에서 보면, MTPA 제어보다 거의 모든 영역에서 손실이 더 큰 것으로 나타났다. 그러므로, MTPML 제어에는 전동기의 손실과 관련된 제정수들이 비교적 정확해야 전체 손실을 줄일 수 있고,

제정수가 부정확할 경우 오히려 MTPA 제어보다 손실이 증가할 수도 있으므로, 전동기의 운전 상황에 맞게 제어방법을 선택하여 적용해야 한다.

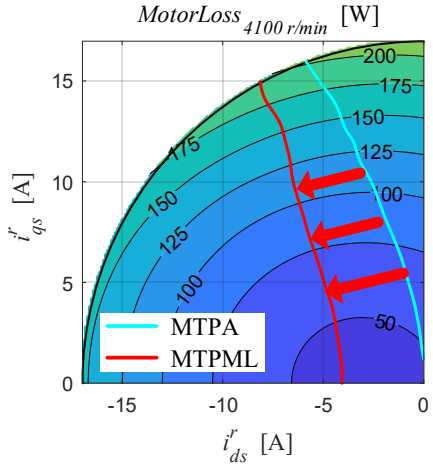


그림 3-26 철손추정 오차에 의한 MTPML(FEA)

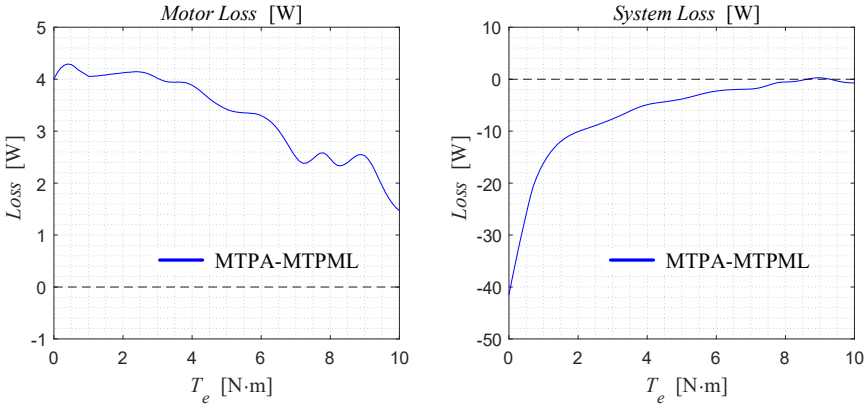


그림 3-27 MTPA 제어와 MTPML제어의 손실 차이(FEA)

3.4 전동기 제어 시스템의 MTPSL 제어 분석

3.4.1 MTPSL제어의 손실 및 효율

MTPSL 제어는 MTPML처럼 음(-)의 d-축 전류를 이용하여 전동기의 고정자의 자속을 낮춰 철손을 저감하지만, MTPML과 다르게 전류의 크기 I_s의 증가에 따른 손실을 고려할 때 전동기 뿐만 아니라 인버터의 손실까지 고려하여 시스템의 전체 손실이 최소인 운전점에서 운전하는 제어 방법이다. 이러한 MTPSL 제어의 손실 및 효율에 대하여 분석하기 위해서 그림 3-5의 토크맵과 그림 3-8의 시스템 손실맵의 데이터를 이용하여 MTPSL 궤적을 계산하여 그림 3-28, 그림 3-29, 그림 3-30의 토크맵, 고정자 동손맵, 철손맵, 인버터 손실맵, 전동기 손실맵, 시스템 손실맵에 나타내었다.

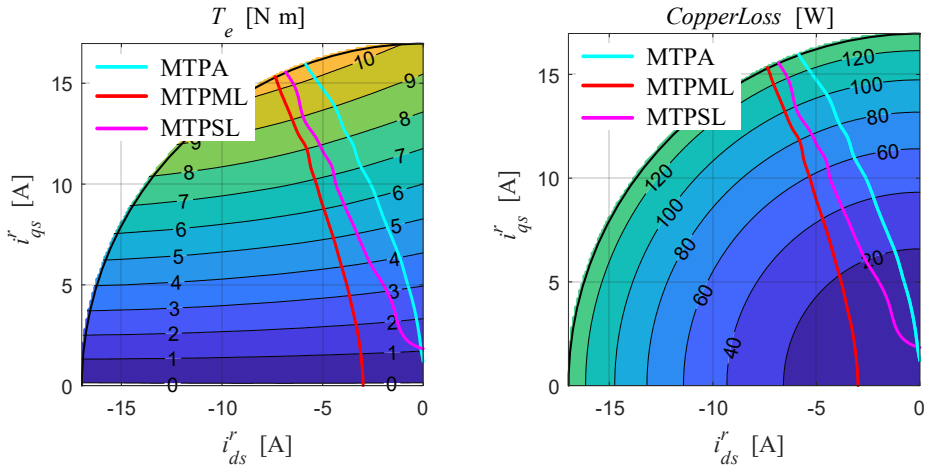


그림 3-28 토크맵과 고정자 동손맵에서의 MTPSL(FEA)

그림 3-28에서 시스템 손실을 최소화 하는 MTPSL의 궤적에 대해서 보여주고 있다. MTPSL 제어도 MTPML 제어와 유사하게 음(-)의 d-축으로 전류를 증가시키지만, 전류의 증가에 따른 인버터의 손실 증가까지 고려하기 때문에 MTPML 제어보다 음(-)의 d-축 전류의 크기를 적게 증가시키는 것을 알 수 있다. 이러한 특성은 전류의 크기 I_s가 작은 저부하 영역에서 더 부각되는 것을 그림 3-30의 인버터 손실맵을 통해서 알 수 있다. 인버터의 손실은 크게 도통손실과 스위칭손실로 구성되고 대체적으로 전류이 크기 I_s에 비례하지만 영(0)전류 부근에서도 스위칭

손실이 있기 때문에 인버터 손실은 영(0)이 되지 않는다. 그러므로 MTPML 제어가 영(0) 토크 부근에서 고정자 동손이 작기 때문에 음(-)의 d-축 전류를 적용하여 철손을 저감하는 반면, MTPSL 제어는 영(0) 토크 부근에서도 인버터 손실이 상당하기 때문에 전류의 크기 I_s를 줄이기 위해 MTPA 제어와 유사한 궤적으로 제어되는 것을 알 수 있다.

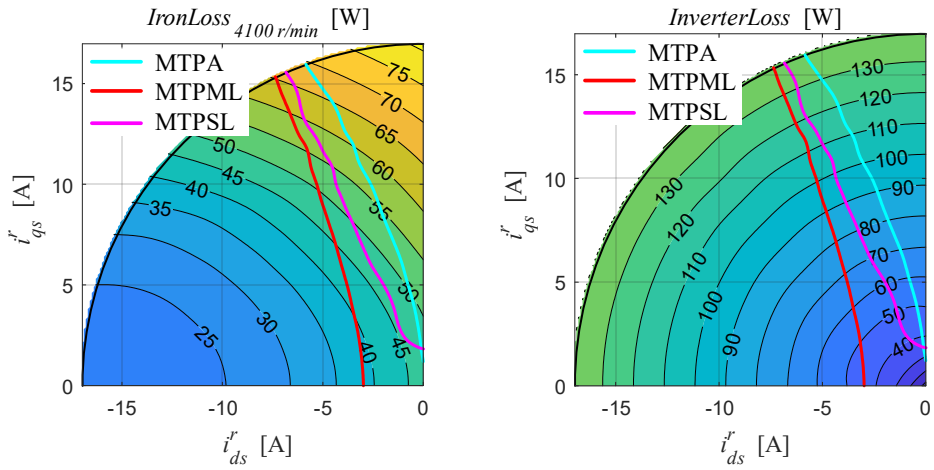


그림 3-29 철손맵과 인버터 손실맵에서의 MTPSL(FEA)

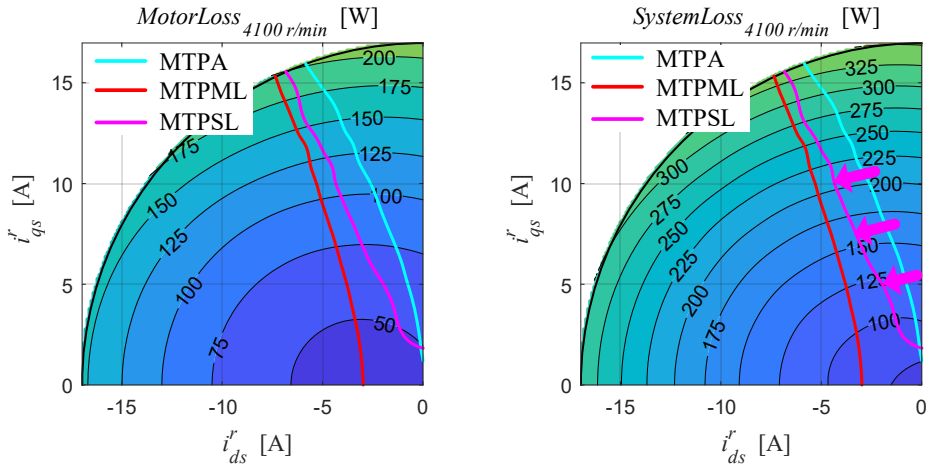


그림 3-30 전동기 손실맵과 시스템 손실맵에서의 MTPSL(FEA)

MTPML 제어 시 토크지령에 따른 전동기와 시스템의 손실과 효율은 그림 3-31, 그림 3-32와 같다.

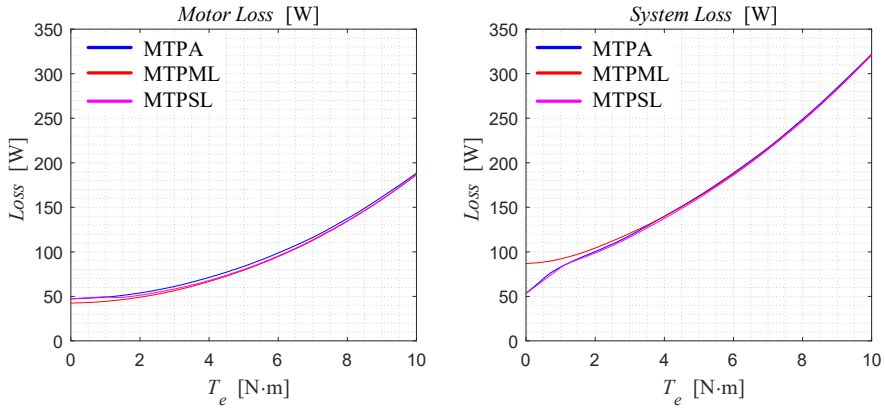


그림 3-31 MTPSL 제어 시 전동기 손실과 시스템 손실(FEA)

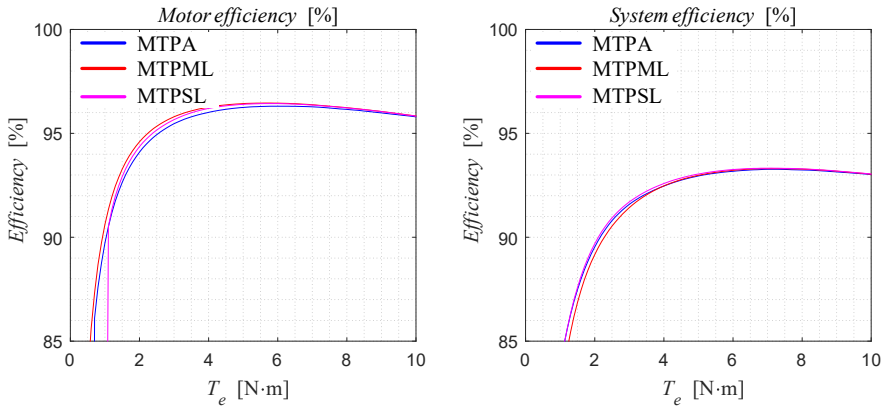


그림 3-32 MTPSL 제어 시 전동기 효율과 시스템 효율(FEA)

MTPSL 제어 시 전동기의 최대 손실은 186.7 W으로 MTPA 제어보다 1.7 W 감소하였으며, MTPML 제어보다 0.2 W 증가하였다. 시스템의 최대 손실은 320.9 W으로 MTPA 제어보다 1.3 W 감소하였고 MTPML 제어보다 0.4 W 감소하였다. 전동기의 최대 효율은 96.4 %로 MTPA 제어보다 0.1 % 증가 하였고 MTPML 제어보다 0.02 % 증가하였다. 시스템의 최대 효율은 93.3 %으로 MTPA 제어보다 0.05 % 증가하였고, MTPML 제어보다 0.02 % 증가하였다.

3.4.2 MTPSL제어에 대한 토크 오차 분석

철손이 출력토크에 영향을 준다는 가정 하에 MTPSL 궤적에 따른 토크 지령과 토크 출력의 오차를 그림 3-33에 나타내었다. 최대 토크오차는 0.15 Nm으로 MTPA 제어 시보다 0.01 Nm 적고, MTPML 제어

시와 비슷하게 나타났다.

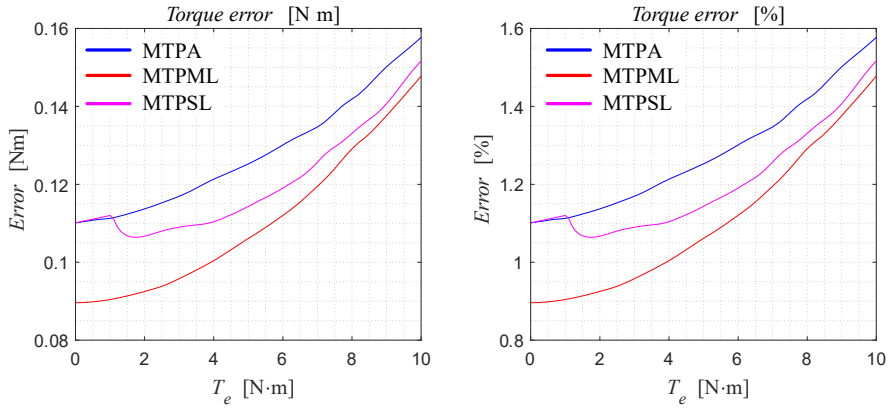


그림 3-33 MTPSL 제어 시 토크 오차(FEA)

3.4.3 MTPA 제어와 MTPSL 제어 시의 손실의 차이

MTPA 제어와 MTPSL 제어 시의 손실의 차이를 그림 3-34에 나타내었다. MTPSL 제어는 전동기 손실과 인버터 손실을 포함한 전체 시스템 손실의 최소화를 목표로 하므로, MTPML 제어가 그림 3-34의 왼쪽 그림과 같이 전동기의 전체 손실은 많이 저감하지만, 그림 3-34의 오른쪽 그림과 같이 실제적으로 인버터를 포함한 시스템 손실면에서는 오히려 MTPA보다 손실이 증가하는 구간이 있었던 반면, MTPSL 제어는 MTPML 제어보다 전동기 손실은 적게 저감하지만, 모든 영역에서 전체 시스템 손실이 더 저감 되도록 하는 것을 알 수 있다.

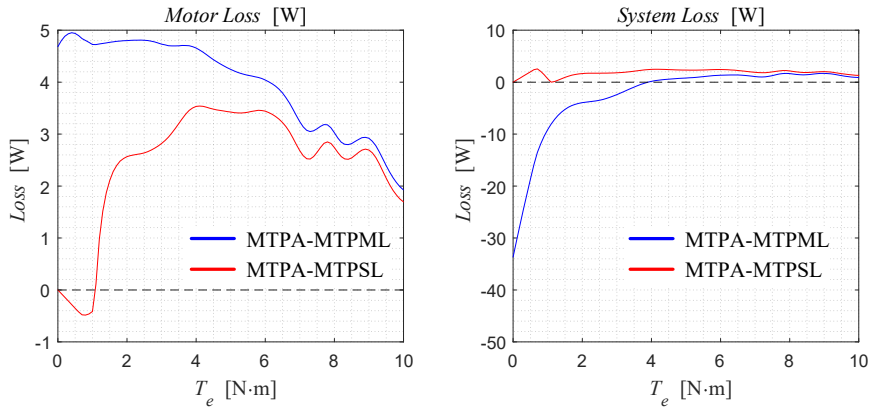


그림 3-34 MTPA 제어와 MTPSL제어의 손실 차이(FEA)

3.4.4 MTPSL 제어에 대한 등가회로 분석

MTPSL 제어는 토크지령을 만족하면서 인버터의 손실과 전동기의 고정자 저항(Stator Resistance, R_s)에 의한 동손과 철손을 최소화하는 최적화 문제로 식(3.8)과 같이 나타낼 수 있다. 식(3.8)에 적용된 인버터 저항 R_{invter}는 그림 3-29의 인버터 손실맵을 등가 저항으로 치환한 것이다. 인버터의 등가 손실저항 맵을 그림 3-35에 나타내었다.

$$\min\left\{\frac{3}{2}R_{inverter}(i_{ds}^2+i_{qs}^2)+\frac{3}{2}R_s(i_{ds}^2+i_{qs}^2)+\frac{3}{2}R_i(i_{id}^2+i_{iq}^2)\right\}$$

$$\text{subject to}\quad T_e^* = \frac{3P}{2}(\lambda_{ds}i_{qs}-\lambda_{qs}i_{ds})\,. \tag{3.8}$$

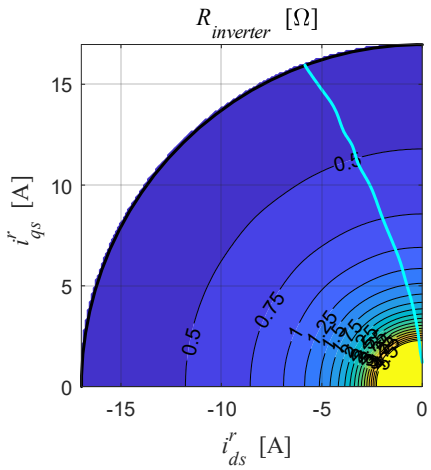
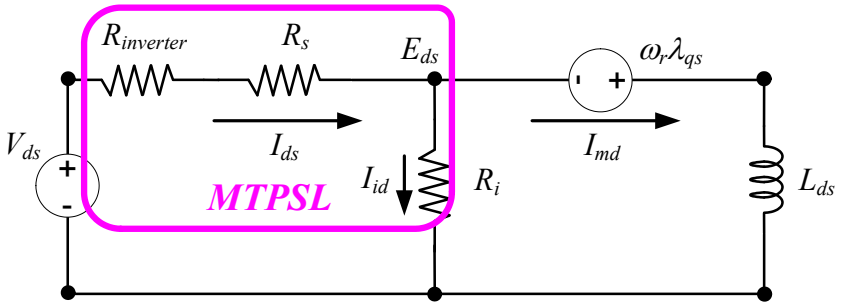


그림 3-35 인버터 등가 손실저항 맵

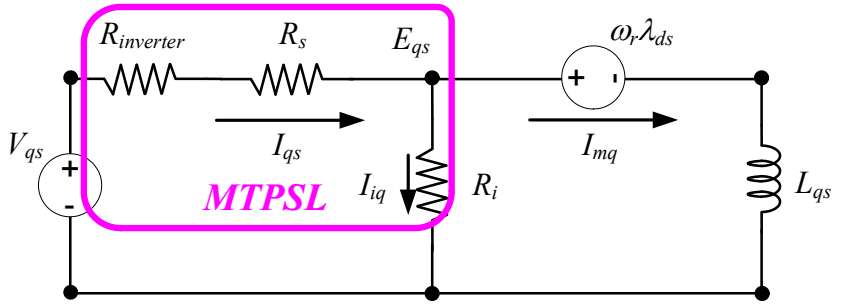
그림 3-23의 MTPML의 등가회로를 MTPSL 제어에 대해 나타내면 그림 3-36과 같다. 이 때 그림 3-36의 d,q-축 등가회로에서 MTPSL 제어 시에 손실을 최소화 하려는 지점은 자주색 네모로 표시한 인버터 손실저항과 고정자 저항 R_s와 철손 저항 R_i 부분이다.

인버터 손실 손실저항 $R_{inverter}$를 고정자 저항 R_s에 직렬로 연결한 이유는 그림 3-29의 인버터 손실맵에서 인버터의 손실이 전류의 크기 I_s에 비례하고, 전류의 d,q-축 방향에 대해서 증감 방향성을 가지지 않기 때문에 전동기의 고정자 저항 R_s와 특성이 비슷하기 때문이다. 적용하는 d,q-축 등가회로는 기본적으로 전동기의 물리적 모델에 기반하여 만들어졌기 때문에 d축이나 q축으로 전류를 흘렸을 때 전류의 방향에 따라

손실의 변화가 있다면 철손 저항 R_i와 같이 병렬저항이 되고, 전류의 크기 따라서만 손실 변화가 있다면 고정자 저항 R_s와 같이 직렬저항으로 변환하였다.



(a) d-축 등가회로



(b) q-축 등가회로

그림 3-36. MTPSL 제어 시 인버터 손실과 전동기 손실의 최소화

그림 3-36과 식(3.8)에서 인버터 등가 손실저항 $R_{inveter}$와 고정자 저항 R_s를 묶어서 등가 직렬 저항 R_{series}로 나타낼 수 있으며, R_{se}로 표기하여 식(3.9)에 나타내었다.

$$\min\left\{\frac{3}{2}R_{se}(i_{ds}^2+i_{qs}^2)+\frac{3}{2}R_i(i_{id}^2+i_{iq}^2)\right\} \text{ subject to } T_e^*=\frac{3P}{2}(\lambda_{ds}i_{qs}-\lambda_{qs}i_{ds}).$$

(3.9)

본 장에서는 매입형 영구자석 전동기를 효율적으로 제어하기 위한 방법인 MTPA 제어, MTPML 제어, MTPSL 제어의 특징과 각 제어 방법에 따른 손실 증감에 대하여 중점적으로 살펴보고 MTPSL 제어가 효과적으로 전동기 시스템 전체 손실을 저감하는 방법이라는 것을 검토하였다. 다음 장에서는 기존에 연구된 MTPA 제어, MTPML 제어, MTPSL 제어방법들을 살펴보고, 본 논문에서 제안하는 방법을 소개한다.

제 4장 제안하는 실시간 최소손실 제어방법

전동기 시스템의 효율은 전동기의 설계, 전동기에 전력을 공급하는 인버터의 출력 파형의 최적화, 적절한 제어방법을 통해 개선될 수 있지만 [28], 전동기 시스템이 한번 구성되어 설치되고 나면 더 이상 전동기의 설계나 인버터의 파형개선 등으로는 효율 향상이 어렵고, 제어방법의 개선을 통해서만 효율 향상이 이루어 질 수 있으므로 [29] 효율적인 제어방법에 대한 연구는 항상 개선이 필요하다.

본 장에서는 전동기 시스템에 대한 기존의 최소손실 제어 방법들의 분류와 각 제어 방법들의 특징에 대해서 살펴보고, 제안하는 실시간 최소손실 제어방법의 원리를 설명한다. 제안하는 실시간 최소손실 제어방법은 DC 단 전류 센서에 의해 측정되는 입력과 인버터 출력을 이용한다. 전동기 제어 시스템에서 DC 입력전류를 측정하기 위한 전류센서를 추가하는 것은 전체 시스템의 공간적인 측면이나 비용적인 측면에서 부담이 적고 통상의 배터리 구동 시스템에서는 전류 센서가 DC 단에 부착되어 있다. 하지만 전동기의 출력을 측정하는 토크센서를 추가하는 것은 시스템의 공간, 비용적인 측면에서 증가하는 부담이 매우 크기 때문에 일반적인 전동기 제어 시스템에서 토크센서의 추가를 기대하기는 어렵다. 그러므로 본 연구에서는 토크센서가 없는 일반적인 전동기 시스템에 대하여 적용하는 실시간 최소손실 제어방법에 대해 설명한다.

4.1 최소손실 제어에 대한 기존연구

최소손실 제어에 대한 연구는 손실의 범위에 따라서도 분류될 수 있고, 사전실험에 의한 데이터를 필요로 하는지, 사전실험에 의해서 측정한 데이터로 참조표를 구성해서 참조표로 전동기를 제어하는지 혹은 참조표 없이 필요한 계수에 대한 보정만 하는지 등등 여러가지 기준으로 분류될 수 있고 그 범위도 매우 넓고 다양하다. 그러므로 본 연구에서 제안하는 방법과 정확히 일치하는 기존연구는 찾기가 어렵지만 그림 4-1과 같은 분류 기준으로 기존연구들을 분류할 수 있다. 먼저 크게 사전(Offline)

시험에 의한 방법과 실시간(Online) 제어방법으로 분류된다 [30].

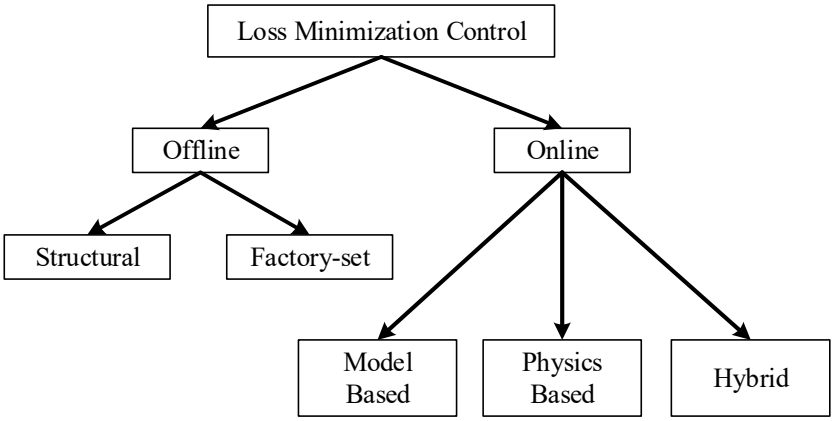


그림 4-1 최소손실 제어 방법의 분류 [31]

사전시험 방법 중에 구조적(Structural) 방법은 전자기적 해석(electromagnetic analysis)을 통해서 전동기의 효율적인 운전지점을 미리 지정하는 방법이고, 공장설정(Factory-set) 방법은 실험을 통해 효율적인 운전지점을 미리 지정하는 방법이다. 두 가지 방법 모두 한번 전동기 시스템이 구성되고 나면 다시 조정할 수 없다는 특징이 있다. 실시간 제어방법은 모델기반(Model-Based) 방법과 물리적기반(Physics-Based) 방법과 복합(Hybrid) 방법으로 분류된다. 이 중에서 모델기반 방법은 전동기의 제정수와 손실모델을 이용하는 방법으로 직접적으로 손실을 측정하거나 궤환(feedback) 제어하지는 않지만, 모델에 필요한 자속과 같은 제정수를 간접적으로 추정할 수는 있다. 이 방법은 측정과 폐루프 제어없이 모델에 기반한 개루프 제어이므로 수렴속도가 가장 빠르고 순시제어에도 적용될 수 있다. 하지만 전동기의 제정수에 의존하기 때문에 제정수가 변화할 경우 최소 손실 운전점이 아닌 지점에서 운전될 가능성이 있다. 모델기반 방법으로는 [7]과 같이 철손저항을 포함하는 등가회로를 이용하여 손실을 추정하여 해석적인 해를 구하고 최소 손실 제어를 하는 방법과 토크지령과 동손 최소를 만족시키는 라그랑지안을 다항식으로 근사화하여 해석적인 해를 구하는 [10], [33], [34], [35]와 같은 방법과 [15], [16], [17], [20]과 같이 실험을 통해 얻은 자속 맵과 최적화 알고리즘을 결합하여 라그랑지안을

수치해석적으로 풀어서 실시간으로 동손을 최소화 하는 제어방법이 있다. 물리적기반 방법은 전동기의 모델이나 제정수 없이 추가적인 센서를 이용하거나 기존 센서로 손실을 궤환 받은 후에 이를 최소화 하는 방향으로 운전점을 이동시키는 방법이며, 흔히 섭동기반 탐색방법(Perturb and Observe, P&O)이 널리 이용된다. 참고문헌 [8]은 DC전류를 측정하여 DC전류가 최소가 되는 방향으로 운전점을 이동시켜 최소 손실 제어를 실행한다. 그림 4-2에 P&O 방식의 순서도를 나타내었다 [32]. 참고문헌 [36]은 DC 전류를 측정하지만 단순히 P&O 방식이 아니라 경사하강법을 적용하여서 보다 신속하게 최소 손실 운전점으로 수렴한다.

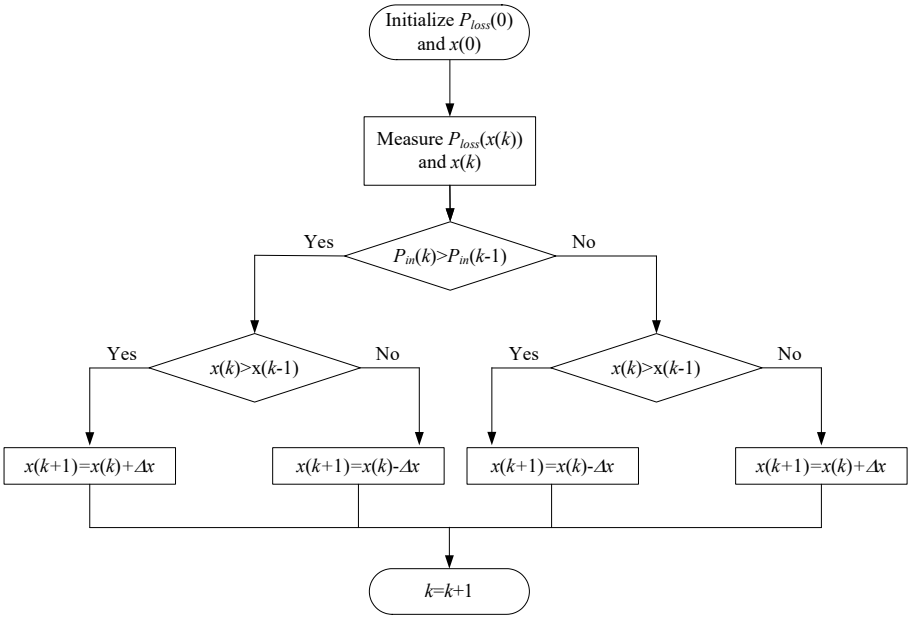


그림 4-2 DC전류 측정과 P&O 방식을 적용한 최소 손실 제어 순서도 [32]

복합 방법은 모델기반 방식과 물리기반 방식을 복합적으로 적용한다는 의미이며, 손실을 궤환 받지만, 모델기반 방식과 같이 모델을 이용하여 최소 손실 운전점을 찾는 방식이다. 일반적으로 전류 각에 고주파 신호를 주입하여 고조파를 발생시킨 후 출력 토크의 변동을 파악하는 형태이다. 이러한 고주파 신호는 토크 [37], 출력 [38], 혹은 전류 고주파 [39], [40] 형태로 나타나게 되며 이를 통해 MTPA 곡선의 어느 측면에서 현재 전류 지령이 위치하는지 파악할 수 있다. 그림 4-3과 같이 고주파

전류 변동에 따른 고조파 토크 변동의 크기는 전류각에 따라 변동하게 된다 [20]. 이러한 변동 크기가 영(0)이 되는 지점이 바로 MTPA 운전점이 된다. 이러한 복합 방법은 물리기반 방식보다는 수렴속도가 빠르지만, 신호 궤환 부분이 있으므로 모델방식 보다는 수렴속도가 느리다. 실시간 최소 손실 제어 방식의 세 가지 제어방식의 특징을 표 4-1에 나타내었다.

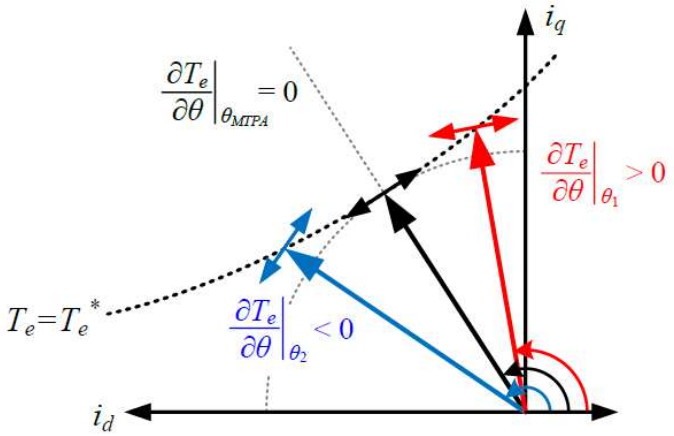


그림 4-3 등토크 곡선에서 전류 각 변동에 따른 토크 변동 [20]

표 4-1. Online 최소손실제어의 특성 비교 [31]

Technique	Parameter Sensitivity	Fast Convergence	Convergence To the Optimum	Example
Model-Based	High	Yes	Not Guaranteed	[7], [10],[33], [34], [35], [15], [16], [17], [20]
Physics-Based	None	Not Guaranteed	No	[8], [36]
Hybrid	Medium	Yes	Yes	[37],[38],[39],[40]

4.2 제안하는 최소손실 제어방법의 구성과 기능

본 논문에서 제안하는 최소손실 제어방법은 다음과 같은 특징을 가진다. 첫째, 전동기와 인버터까지 포함한 전체 시스템 손실의 최소화. 둘째, 전동기에 대한 사전실험 없는 최소손실 제어. 셋째, 토크제어 가능. 이를 위해 제안하는 최소손실 제어방법의 구성에 대해서 그림 4-4에 나타내었다.

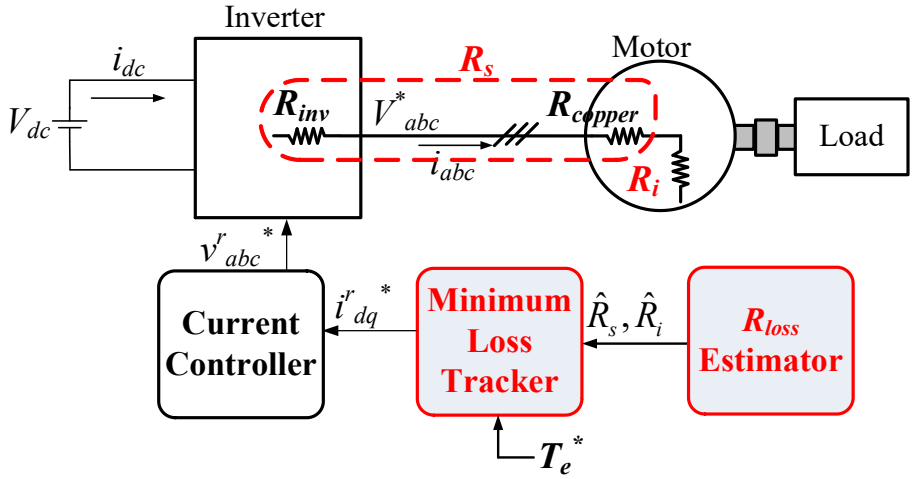


그림 4-4 제안하는 최소손실 제어방법의 구성

제안하는 최소손실 제어방법은 크게 최소손실 최적전류 지령기(Minimum Loss Tracker)와 손실저항 추정기(R_{loss} Estimator) 두 개의 알고리즘으로 구성된다. 최소손실 최적전류 지령기의 입력은 토크지령 T_e^*와 직렬 손실저항 R_s와 병렬 손실저항 R_i의 추정치이고, 매 주기마다 최적화 연산을 수행하여 토크지령을 추종하면서 전동기 시스템 전체 손실이 최소가 되는 전류 지령치 i^r_{dq}*를 실시간으로 출력하여 전류제어기에 전달한다.

손실저항 추정기는 현재 운전점에서의 시스템 전체 손실을 추정하고, 시스템 전체 손실을 직렬 손실과 병렬 손실로 분류한 다음, 최소손실 최적전류 지령기에 전달할 직렬 손실저항 R_s와 병렬 손실저항 R_i의 추정치를 출력한다,

4.3 실시간 최소손실 최적전류 지령기

4.3.1 최소손실 최적전류 지령기의 알고리즘

3.3.4절에서 살펴본 바와 같이 토크지령을 만족하면서 최소 손실 운전점을 찾는 제어방법은 토크 지령 조건이 제한 방정식으로 작용할 때 손실의 크기를 최소화 하는 최적화 문제로 식(4.1)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 R_s는 단순히 고정자 동손뿐만 아니라 인버터 손실까지 포함한 직렬손실 저항이다.

$$\min\left\{\frac{3}{2}R_s(i_d^2+i_q^2)+\frac{3}{2}R_i(i_{id}^2+i_{iq}^2)\right\} \text{ subject to } T_e^*=\frac{3P}{2}(\lambda_d i_q-\lambda_q i_d). \quad (4.1)$$

식(4.1)에서 최소화하려는 손실은, 그림 3-36의 d,q-축 철손 등가회로를 고려하고, 식(3.6)과 식(3.7)를 이용하면 식(4.2)와 같이 변환된다.

$$\begin{aligned}&\min\left\{\frac{3}{2}R_s(i_d^2+i_q^2)+\frac{3}{2}R_i(i_{id}^2+i_{iq}^2)\right\}=\frac{3}{2}\min\left\{R_s(i_d^2+i_q^2)+R_i(i_{id}^2+i_{iq}^2)\right\}\\&=\frac{3}{2}\min\left\{R_s(i_d^2+i_q^2)+R_i(-\frac{\omega_r\lambda_q}{R_i})^2+R_i(\frac{\omega_r\lambda_d}{R_i})^2\right\}=\min\left\{\frac{3R_s}{2}(i_d^2+i_q^2)+\frac{3\omega_r^2}{2R_i}(\lambda_q^2+\lambda_d^2)\right\}\end{aligned}$$

. (4.2)

이와 같이 비선형 제한 조건이 있는 최적화 문제는 식(4.3)과 같은 라그랑즈 함수(Lagrangian function)로 나타낼 수 있고 라그랑즈 승수법을 통해 풀 수 있다. 이러한 최적화 문제의 필요 조건(necessary conditon)은 편미분을 통해 식(4.4)와 같이 추출해 낼 수 있다.

$$\begin{aligned}L(i_d,i_q,\mu_c)&=\frac{3}{2}R_s(i_d^2+i_q^2)+\frac{3}{2}R_i(i_{id}^2+i_{iq}^2)+\mu_c(\frac{3P}{2}(\lambda_d i_q-\lambda_q i_d)-T_e^*)\\&=\frac{3R_s}{2}(i_d^2+i_q^2)+\frac{3\omega_r^2}{2R_i}(\lambda_q^2+\lambda_d^2)+\mu_c(\frac{3P}{2}(\lambda_d i_q-\lambda_q i_d)-T_e^*)\end{aligned} \quad . \quad (4.3)$$

$$\begin{cases}0=\dfrac{\partial L}{\partial \mu_c}=\dfrac{3P}{2}(\lambda_d i_q-\lambda_q i_d)-T_e^*\\0=\dfrac{\partial L}{\partial i_d}=3R_s i_d+\dfrac{3\omega_r^2}{R_i}(\lambda_q L_{qd}+\lambda_d L_{dd})+\mu_c\dfrac{3P}{2}(L_{dd}i_q-\lambda_q-L_{qd}i_d)\\0=\dfrac{\partial L}{\partial i_q}=3R_s i_q+\dfrac{3\omega_r^2}{R_i}(\lambda_q L_{qq}+\lambda_d L_{dq})+\mu_c\dfrac{3P}{2}(\lambda_d+L_{dq}i_q-L_{qq}i_d)\end{cases} \quad . \quad (4.4)$$

식(4.5)의 토크 방정식 $f_c(i_d,i_q)$는 식(4.4) 첫번째 식에서 유도되고, 식(4.6)의 최소소실 방정식 $g_c(i_d,i_q)$는 식(4.4)의 하단 두 식의 μ_c를 소거하여 연립하면 유도될 수 있다.

$$f_c(i_d,i_q)=(\lambda_d i_q-\lambda_q i_d)-\frac{2T_e^*}{3P}=0\,. \tag{4.5}$$

$$\begin{aligned} g_c(i_d,i_q)=&-(\lambda_d-L_{qq}i_d+L_{dq}i_q)(R_s i_d+\frac{\omega_r^2\lambda_q L_{qd}}{R_i}+\frac{\omega_r^2\lambda_d L_{dd}}{R_i}) \\ &-(\lambda_q+L_{qd}i_d-L_{dd}i_q)(R_s i_q+\frac{\omega_r^2\lambda_q L_{qq}}{R_i}+\frac{\omega_r^2\lambda_d L_{dq}}{R_i})=0 \end{aligned}\,. \tag{4.6}$$

이 때 동적 인덕턴스 (L_{dd}, L_{dq}, L_{qd}, L_{qq})는 자속을 전류로 미분하는 식(4.7)로 정의된다. 이때 자속은 운전점 부근에서 선형으로 근사하여 전류로 한번 미분한 동적 인덕턴스를 다시 한번 미분하면 0으로 가정한다.

$$\begin{bmatrix} L_{dd}(i_d,i_q) & L_{dq}(i_d,i_q) \\ L_{qd}(i_d,i_q) & L_{qq}(i_d,i_q) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \dfrac{\partial\lambda_d(i_d,i_q)}{\partial i_d} & \dfrac{\partial\lambda_d(i_d,i_q)}{\partial i_q} \\ \dfrac{\partial\lambda_q(i_d,i_q)}{\partial i_d} & \dfrac{\partial\lambda_q(i_d,i_q)}{\partial i_q} \end{bmatrix}. \tag{4.7}$$

식(4.5)와 (4.6)을 수치해석 알고리즘을 적용하기 풀기 위해서 참고논문[20] 에서는 경사 하강법(gradient descent)과 가우스-뉴튼법(Gauss-Newton Algorithm, GNA)의 이점이 결합된 방식으로 레벤버그-마쿼트법(Levenberg-Marquardt Algorithm, LMA)을 적용하였다. 현재값을 $\mathbf{x}_k$라고 할 때에 다음 지령치 $\mathbf{x}_{k+1}$의 계산은 식(4.8)과 같다.

$$\mathbf{x}_{k+1}=\mathbf{x}_k-\{\mathbf{H}(\mathbf{x}_k)+\mu_k\cdot diag(\mathbf{H}(\mathbf{x}_k))\}^{-1}\nabla E(\mathbf{x}_k)\,. \tag{4.8}$$

식(4.8)에서 경사 $\nabla E(\mathbf{x}_k)$는 식(4.9), 오차 행렬 $\mathbf{F}(\mathbf{x}_k)$는 식(4.10), 야코비안 행렬(Jacobian marix) $\mathbf{J}(\mathbf{x}_k)$는 식(4.11), 헤시안 행렬(Hessian matrix) $\mathbf{H}(\mathbf{x}_k)$는 식(4.12)와 같이 정의된다.

$$\nabla E(\mathbf{x}_k)=\mathbf{J}(\mathbf{x}_k)^T\mathbf{F}(\mathbf{x}_k)\,. \tag{4.9}$$

$$\mathbf{F}(\mathbf{x}_k) = \begin{bmatrix} f_c(i_d, i_q) \\ g_c(i_d, i_q) \end{bmatrix}. \tag{4.10}$$

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}_k) = \begin{bmatrix} \dfrac{\partial f_c(i_d, i_q)}{\partial i_d} & \dfrac{\partial f_c(i_d, i_q)}{\partial i_q} \\ \dfrac{\partial g_c(i_d, i_q)}{\partial i_d} & \dfrac{\partial g_c(i_d, i_q)}{\partial i_q} \end{bmatrix}. \tag{4.11}$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{x}_k) = \mathbf{J}(\mathbf{x}_k)^T \mathbf{J}(\mathbf{x}_k)\,. \tag{4.12}$$

여기서 μ_k는 감쇠비(damping coefficient)로 정의되며 μ_k가 0에 가까워질수록 가우스-뉴튼법과 유사해지며, μ_k가 커지면 경사 하강법에 가까워진다. 따라서 안정성을 향상시키고 싶을 경우 μ_k를 증대하여 단계 폭을 줄이고, 반대로 수렴 속도를 향상시키고 싶을 경우 μ_k를 감소시켜 단계 폭을 늘이도록 한다. 필요 시, 운전점에 따라 이러한 감쇠비를 변동하도록 설정할 수 있다 [20].

현재값을 기반으로 다음 지령치를 계산하는 식(4.8)을 실제로 적용하기 위하여 식(4.10)과 식(4.11)로 표현하면 식(4.13)과 같다.

$$\mathbf{i}_{dqc}^* = \mathbf{i}_{dq} - \{\mathbf{J}_c(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{J}_c(\mathbf{i}_{dq}) + \mu_k \cdot diag(\mathbf{J}_c(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{J}_c(\mathbf{i}_{dq}))\}^{-1} \mathbf{J}_c(\mathbf{i}_{dq})^T \mathbf{F}_c(\mathbf{i}_{dq}) \quad . \tag{4.13}$$

식(4.10)에 식(4.5)와 식(4.6)을 대입하여 나타내면 식(4.14)와 같다.

$$\mathbf{F}_c(\mathbf{i}_{dq}) = \begin{bmatrix} f_c(i_d, i_q) \\ g_c(i_d, i_q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) - \dfrac{2T_e^*}{3P} \\ -(\lambda_d - L_{qq} i_d + L_{dq} i_q)(R_s i_d + \dfrac{\omega_r^2 \lambda_q L_{qd}}{R_i} + \dfrac{\omega_r^2 \lambda_d L_{dd}}{R_i}) \\ -(\lambda_q + L_{qd} i_d - L_{dd} i_q)(R_s i_q + \dfrac{\omega_r^2 \lambda_q L_{qq}}{R_i} + \dfrac{\omega_r^2 \lambda_d L_{dq}}{R_i}) \end{bmatrix}$$

. (4.14)

식(4.11)을 식(4.5)와 식(4.6)을 대입하여 나타내면 식(4.15), (4.16), (4.17), (4.18), (4.19)와 같다.

$$\mathbf{J}_c(\mathbf{i}_{dq}) = \begin{bmatrix} \dfrac{\partial f_c(i_d, i_q)}{\partial i_d} & \dfrac{\partial f_c(i_d, i_q)}{\partial i_q} \\ \dfrac{\partial g_c(i_d, i_q)}{\partial i_d} & \dfrac{\partial g_c(i_d, i_q)}{\partial i_q} \end{bmatrix}. \tag{4.15}$$

$$\frac{\partial f_c(i_d, i_q)}{\partial i_d} = L_{dd} i_q - L_{qd} i_d - \lambda_q . \tag{4.16}$$

$$\frac{\partial f_c(i_d, i_q)}{\partial i_q} = L_{dq} i_q + \lambda_d - L_{qq} i_d . \tag{4.17}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial g_c(i_d, i_q)}{\partial i_d} = & (-R_s - \frac{2\omega_r^2 L_{dd} L_{dd}}{R_i} + \frac{L_{qq}\omega_r^2 L_{dd}}{R_i} - \frac{3\omega_r^2 L_{dq} L_{qd}}{R_i})\lambda_d \\ & + (-\frac{\omega_r^2 L_{qd} L_{dd}}{R_i} - \frac{2\omega_r^2 L_{qq} L_{qd}}{R_i} - \frac{\omega_r^2 L_{dq} L_{dd}}{R_i})\lambda_q \\ & + (-R_s L_{dd} + 2R_s L_{qq} + \frac{L_{qq}\omega_r^2 L_{dd} L_{dd}}{R_i} - \frac{L_{qd}\omega_r^2 L_{dq} L_{dd}}{R_i}) i_d \\ & + (-R_s L_{dq} - \frac{L_{dq}\omega_r^2 L_{qd} L_{qd}}{R_i} - 2R_s L_{qd} + \frac{L_{dd}\omega_r^2 L_{qq} L_{qd}}{R_i}) i_q \end{aligned} . \tag{4.18}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial g_c(i_d, i_q)}{\partial i_d} = & (-\frac{\omega_r^2 L_{qd} L_{qq}}{R_i} - \frac{2\omega_r^2 L_{dd} L_{dq}}{R_i} - \frac{\omega_r^2 L_{dq} L_{qq}}{R_i})\lambda_d \\ & + (-\frac{3\omega_r^2 L_{qd} L_{dq}}{R_i} - R_s - \frac{2\omega_r^2 L_{qq} L_{qq}}{R_i} + \frac{L_{dd}\omega_r^2 L_{qq}}{R_i})\lambda_q \\ & + (-2R_s L_{dq} + \frac{\omega_r^2 L_{dd} L_{qq} L_{dq}}{R_i} - R_s L_{qd} - \frac{\omega_r^2 L_{dq} L_{dq} L_{qd}}{R_i}) i_d \\ & + (-\frac{\omega_r^2 L_{qd} L_{dq} L_{qq}}{R_i} - R_s L_{qq} + 2L_{dd} R_s + \frac{\omega_r^2 L_{dd} L_{qq} L_{qq}}{R_i}) i_q \end{aligned} . \tag{4.19}$$

식(4.13), (4.14), (4.15)~(4.19)를 이용하여 매 샘플링 주기마다 토크 지령치를 만족하며 손실의 크기를 최소로 하는 다음 최적 지령치를 계산할 수 있다.

식(4.13), (4.14), (4.15)~(4.19)를 살펴보면, 매 샘플링 주기마다 현재 운전점의 기본파 자속(λ_d, λ_q)에 대한 정보와 식(4.7)의 동적 인덕턴스 (L_{dd}, L_{dq}, L_{qd}, L_{qq}) 정보가 필요하다는 것을 알 수 있다. 본 연구에서 제안하는

최소 손실제어 방법은 기본파 자속(λ_d, λ_q)에 대한 정보와 식(4.7)의 동적 인덕턴스 (L_{dd}, L_{dq}, L_{qd}, L_{qq}) 정보를 실시간으로 얻을 수 있는 여러가지 제어방법과 결합이 가능하다.

4.3.2 최소손실 최적전류 지령기의 시뮬레이션 및 실험

제안하는 최소손실 최적전류 지령기를 검증하기 위해서 DC 전압은 375 V, 스위칭 주파수는 10 kHz인 실험용 인버터의 조건을 적용하여 시뮬레이션을 하고, 실험결과와 비교하였다.

3,000 r/min 속도에서 토크 지령치가 6 N·m 이고 제어기에서 설정한 철손저항 R_i 가 400 Ω인 경우와 토크 지령치가 3 N·m 이고 제어기에서 설정한 철손저항 R_i가 200 Ω인 경우에 대해서 각각 시뮬레이션과 실험을 진행 하였다. 최적전류 지령기의 검증을 위해서는 직렬저항 R_s 를 간단하게 전동기의 고정자 저항으로 설정하였다.

먼저 토크 지령치가 6 N·m이고 MTPA 제어에서 최소손실 제어로 변경하였을 때의 시뮬레이션 결과를 그림 4-5에 나타내었다. 토크지령 6 N·m를 추종하면서 손실이 최소가 되도록 약자속 운전을 하여 전류 운전점이 음(-)의 d-축 방향으로 등토크 곡선을 따라 이동하였다.

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 대상 전동기의 FEA 데이터에서 추출한 d,q-축 쇄교자속(λ_d, λ_q)을 기반으로 3,000 r/min에서 R_i가 400 Ω일 때 철손맵을 계산하고, 전류와 저항값을 이용하여 동손을 계산하여 전체 손실 맵을 만들어 최소손실 지점을 그림 4-6에 나타내었다. 자주색 선이 미리 계산된 MTPSL 제어 궤적이며 파란색 선은 앞에서 수행된 시뮬레이션의 전류궤적이다. 그림 4-6의 토크맵을 보면 등토크 곡선을 따라서 음(-)의 d-축 방향으로 움직인 것을 알 수 있고, 전체 손실맵을 보면 제어기에서 계산한 전체 손실이 약 5 W 정도 감소하면서, MTPSL 제어 궤적으로 이동해 간 것을 확인할 수 있다.

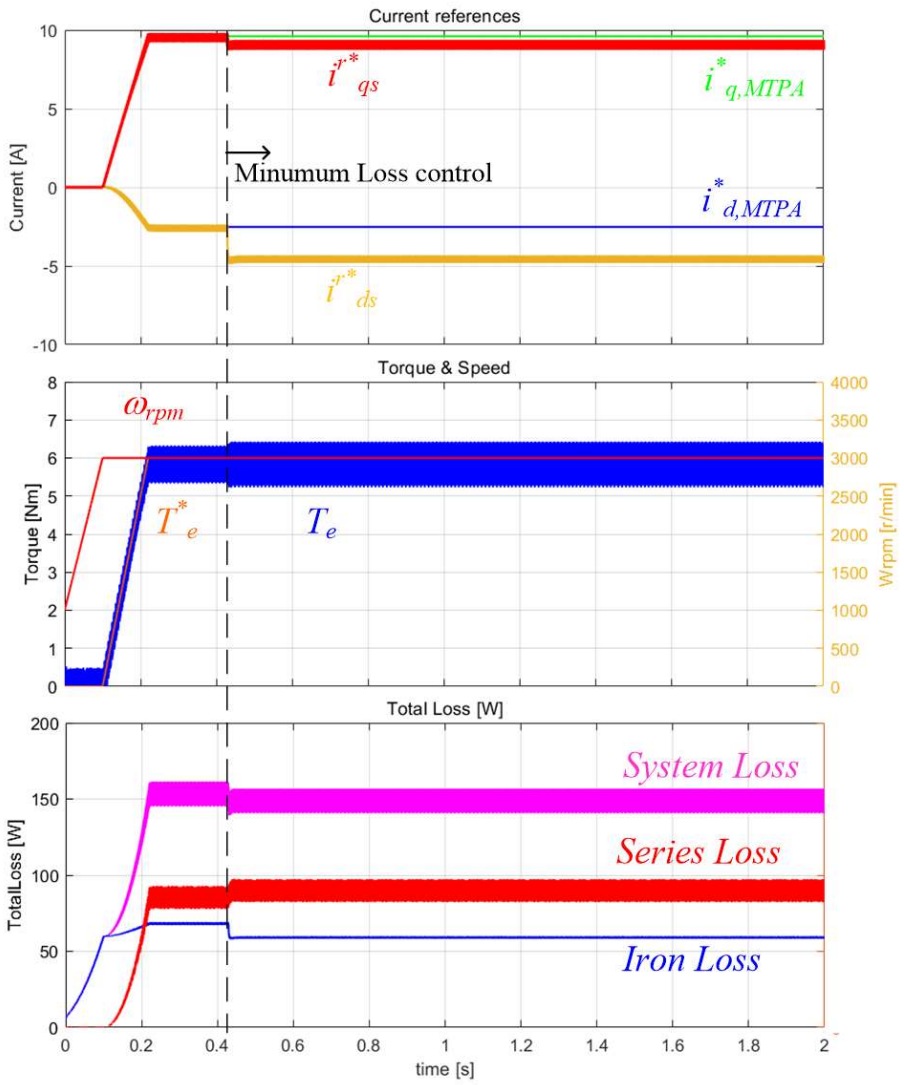


그림 4-5 최적전류 지령기의 시뮬레이션(6 N·m)

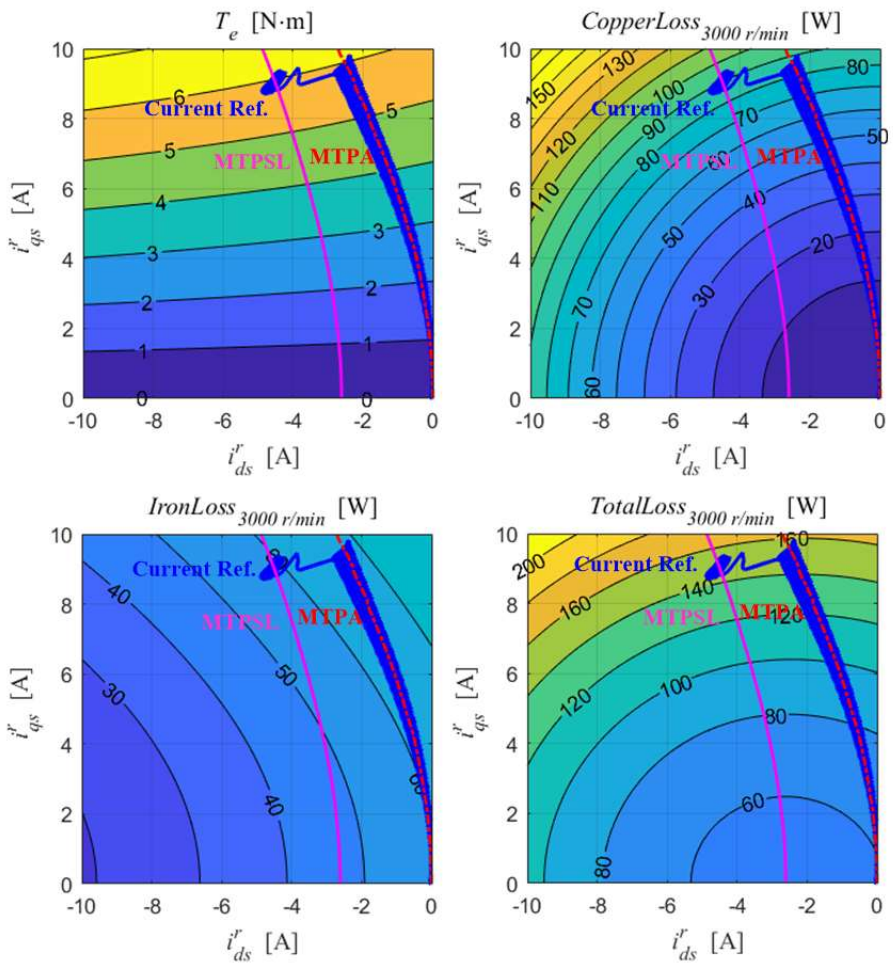


그림 4-6 최적전류 지령기의 전류 궤적 시뮬레이션(6 N·m)

최적전류 지령기의 검증을 위한 실험결과를 그림 4-7에 나타내었다. 그림 4-5와 그림 4-6의 시뮬레이션에서 MTPA 곡선 위의 전류 운전점은 (-2.55 A, 9.54 A) 이고, 실험에서 전류 운전점은 (-2.36 A, 9.56 A)으로 유사하게 나타났다. 최적전류 지령기에 의해 최소손실 지점으로 이동 후 전류 운전점은 시뮬레이션에서 (-4.55 A, 9.07 A)이고 실험에서 (-4.53 A, 9.05 A)으로 유사하게 나타났다.

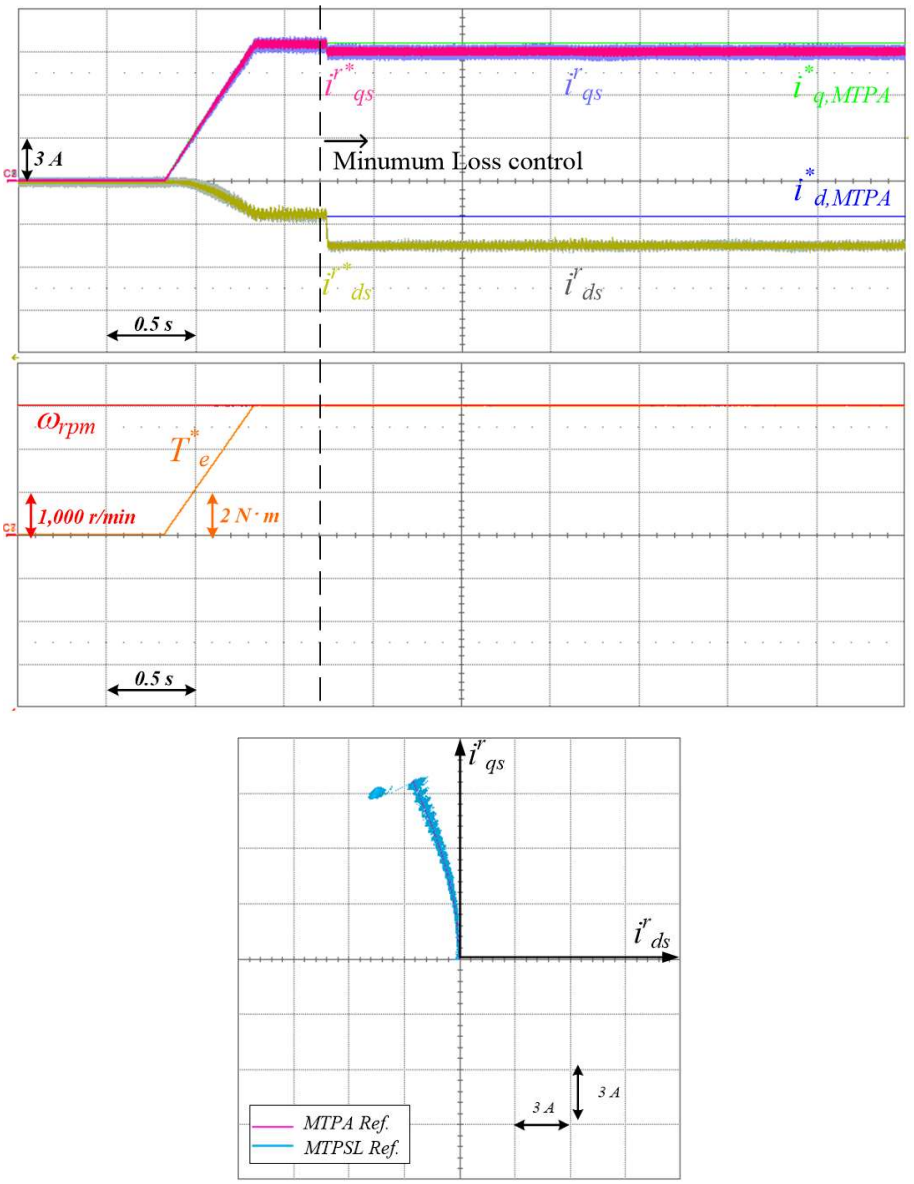


그림 4-7 최적전류 지령기의 전류 궤적 실험(6 N·m)

다른 운전점에서 비교하기 위해서 토크 지령치가 3 N·m이고 제어기에서 설정한 철손저항 R_i가 200 Ω인 경우 MTPA 제어에서 최소손실 제어로 변경하였을 때의 시뮬레이션 결과를 그림 4-8에 나타내었다. 같은 조건에서의 실험 결과는 그림 4-10에 나타내었다.

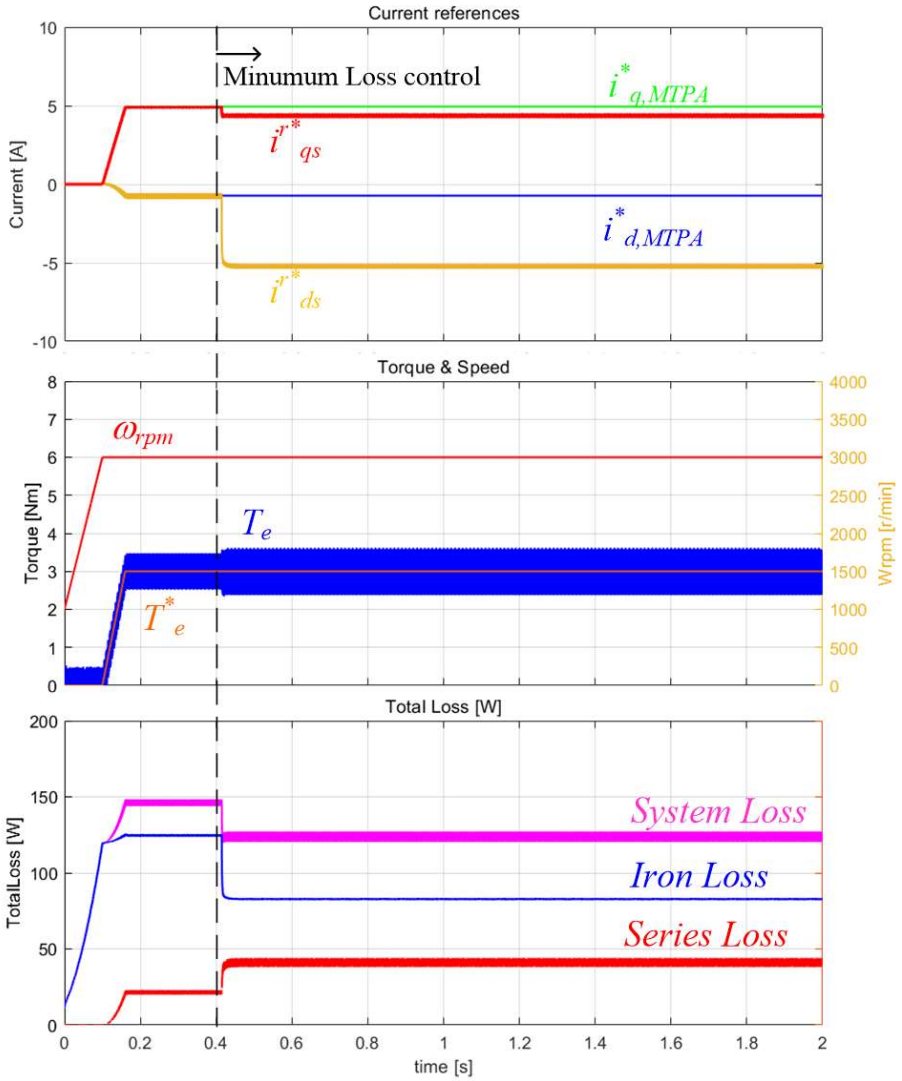


그림 4-8 최적전류 지령기의 시뮬레이션(3 N·m)

앞의 시뮬레이션 결과와 유사하게 토크지령 3 N·m를 추종하면서 손실이 최소가 되도록 약자속 운전을 하여 전류 운전점이 음(-)의 d-축 방향으로 등토크 곡선을 따라 이동하였다.

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 대상 전동기의 FEA 데이터에서 추출한 d,q-축 쇄교자속(λ_d, λ_q)을 기반으로 3,000 r/min에서 R_i가 200 Ω일 때 철손맵을 계산하고, 전류와 저항값을 이용하여 동손을 계산하여 전체 손실 맵을 만들어 최소손실 지점을 그림 4-9에 나타내었다.

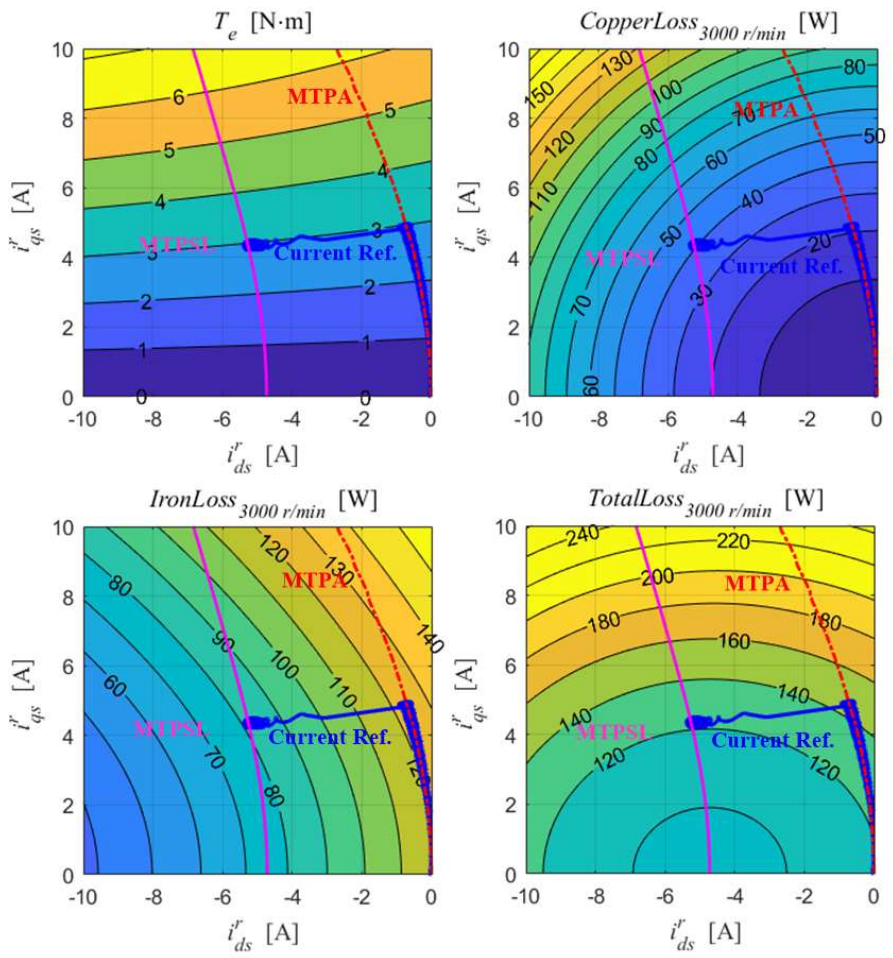


그림 4-9 최적전류 지령기의 전류 궤적 시뮬레이션(3 N·m)

자주색 선이 미리 계산된 MTPSL 제어 궤적이며 파란색 선은 앞에서 수행된 시뮬레이션의 전류궤적이다. 그림 4-9의 토크맵을 보면 등토크 곡선을 따라서 음(-)의 d-축 방향으로 움직인 것을 알 수 있고, 전체 손실맵을 보면 제어기에서 계산한 전체 손실이 약 22 W 정도 감소하면서, MTPSL 제어 궤적으로 이동해 간 것을 확인할 수 있다.

최적전류 지령기의 검증을 위한 실험결과를 그림 4-10에 나타내었다. 그림 4-8와 그림 4-9의 시뮬레이션에서 MTPA 곡선 위의 전류 운전점은 (-0.74 A, 4.91 A) 이고, 실험에서 전류 운전점은 (-0.65 A, 4.86 A)으로 유사하게 나타났다. 최적전류 지령기에 의해 최소손실 지점으로 이동 후 전류 운전점은 시뮬레이션에서 (-5.24 A, 4.38 A)이고 실험에서 (-5.50 A,

4.33 A) 로 유사하게 나타났다.

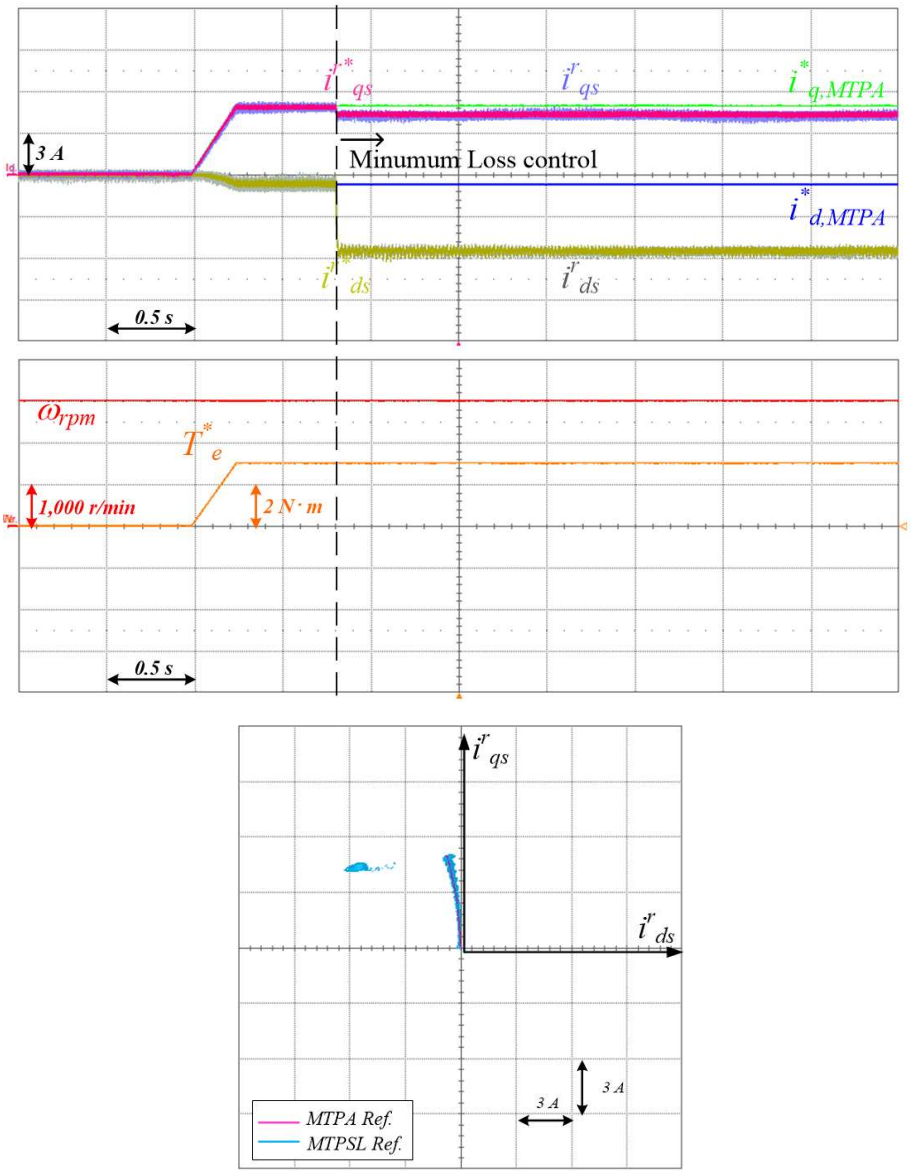


그림 4-10 최적전류 지령기의 전류 궤적 실험(3 N·m)

4.3.3 자속 관측기와 동적 인덕턴스 추정기

기본파 쇄교자속(λ_d, λ_q)에 대한 정보는 자속 관측기를 적용하여 현재 운전점에 대하여 실시간으로 얻어질 수 있다. 기존에도 고정자 자속을 추정하기 위한 많은 연구들이 이루어져 왔고, 이는 크게 전압 모델(Voltage Model, VM), 전류 모델(Current ModelCM), 혼합 모델(Hybrid

Model, HM), 총 3가지로 나누어 질 수 있다. 일반적으로 역기전력이 큰 고속 영역에서는 식(4.20)과 같은 영구자석 전동기의 고정자 전압 방정식에 기반하여 정지 좌표계에서 역기전력(back-EMF) 성분을 적분하여 구한 전압 모델 자속 관측기 [45]-[47]가 전동기 제정수의 변동에 강인(Robust)하여 자속의 추정에 유리하다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \int \left(\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \right) dt . \tag{4.20}$$

역기전력이 작은 저속 영역에서는 식(4.21)과 같이 영구자석 전동기의 정적 인덕턴스와 영구자석 쇄교자속을 이용하는 전류 모델 기반 자속 관측기 [48]-[50]를 적용하면 우수한 추정 특성을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_f \\ 0 \end{bmatrix} . \tag{4.21}$$

그러므로 저속에서는 전류 모델 기반 자속 관측기를 사용하고 고속에서는 전압 모델 기반 자속 관측기를 사용하여 자속을 추정하는 것이 바람직하다. 혼합 모델 관측기 [51]-[55]는 전류 모델 기반 자속 관측기와 전압 모델 기반 자속 관측기의 장점을 결합하여 저속에서는 전류 모델 기반 자속 관측기의 영향이 크고 고속에서는 전압 모델 기반 자속 관측기의 영향이 커지도록 설계되어 주로 가변속 운전 시에 사용된다.

동적 인덕턴스 (L_{dd}, L_{dq}, L_{qd}, L_{qq})에 대한 정보는 상호결합이 없다고 가정할 경우, 적응기법을 이용한 인덕턴스 추정[16]을 통해서 정보를 얻을 수 있고, 신호 주입 기반 동적 인덕턴스 추정기[20]를 통해서도 실시간으로 추정할 수 있다. 본 연구에서는 신호 주입 기반 동적 인덕턴스 추정기를 통해서 동적 인덕턴스 (L_{dd}, L_{dq}, L_{qd}, L_{qq})에 대한 정보를 얻는 방식을 채택하였다. 신호 주입을 이용한 제어는 먼저 신호 주입 센서리스 제어에서 많이 연구되었는데, 구형파(square wave)를 인가하는 경우 주입 주파수의 증대로 인해 제어 동특성을 크게 향상시킬 수 있으며 신호 처리 과정 또한 단순화 될 수 있다는 연구가 진행되었다

[56]. 그림 4-11과 같이 회전좌표계에서 구형파 전압을 인가하고 측정되는 전류와 전압 정보에는 자기 및 상호 동적 인덕턴스에 대한 정보가 모두 포함되어 있다. 따라서 동적 인덕턴스 추정기로 샘플링 전류의 차분을 통해 4개의 동적 인덕턴스 (L_{dd}, L_{dq}, L_{qd}, L_{qq})에 대한 정보를 추출해 낼 수 있다. 신호주입 기반의 실시간 최소 동손(MTPA) 제어의 경우 사전 실험이 필요하지 않다는 큰 장점이 있지만, 고주파 신호 주입으로 인한 추가적인 손실이 있을 수 있으며 [57], [58] 신호주입 주파수에 따른 소음과 전류 리플 증가 및 토크 리플 증가와 같은 원하지 않는 현상이 있을 수 있다.

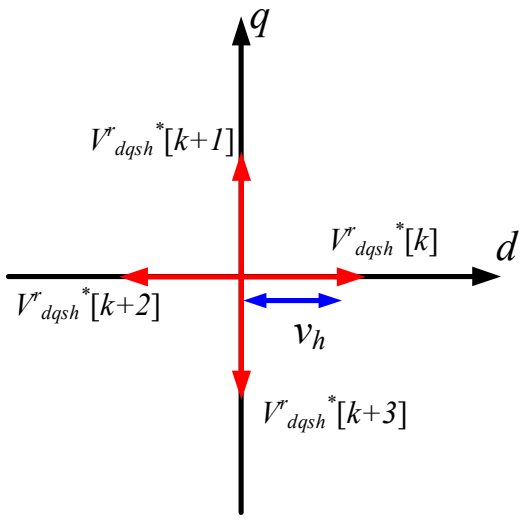


그림 4-11 신호주입 기반의 동적 인덕턴스 추정 시 고주파 신호주입

4.4 실시간 손실저항 추정기

4.3절에서 제안된 최소손실 최적전류 지령기는 주어진 직렬손실 저항 R_s와 철손저항 R_i에 대하여 손실의 합이 최소가 되는 최적의 전류지령을 계산한다. 그러므로, 현재 운전점에서의 전동기 시스템의 손실을 측정하고, 직렬손실과 철손으로 분류하여 등가의 직렬손실 저항 R_s와 철손저항 R_i를 추정하는 손실저항 추정기가 필요하다. 전동기 시스템의 입출력과 손실의 구성을 그림 4-12에 나타내었다. 최종 출력은 축을 통해 전달되는 토크와 회전속도에 의한 출력이고, 입력은 전동기를 구동하는 인버터의 DC전력이다. 인버터로 입력된 DC전력은 인버터 손실만큼 제하고 AC전력으로 변환되어 전동기에 입력된다. 전동기에 입력된 AC전력은 전동기의 고정자 동손과 철손만큼 감소하여 토크로 변환되어 전동기의 축을 통하여 출력된다.

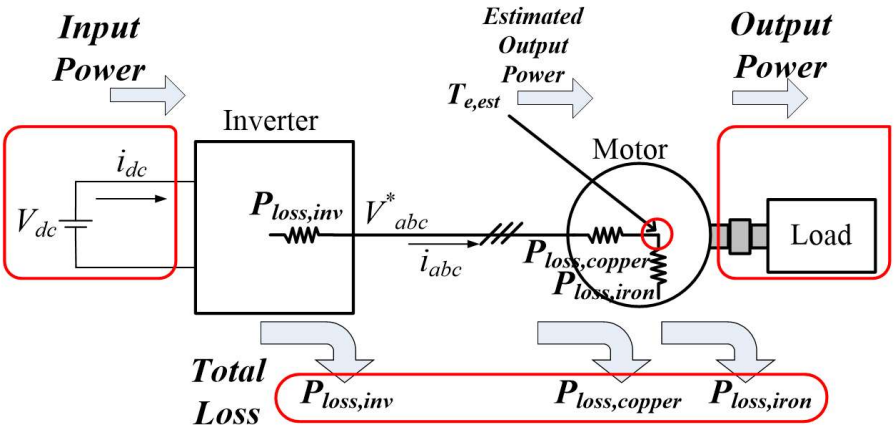


그림 4-12 전동기 시스템의 입출력과 손실

전동기 시스템의 전체 손실 중 고정자 동손은 고정자 저항값과 측정된 전류를 통해 계산할 수 있고, 인버터 손실은 전동기에 대한 사전실험 없이도 인버터의 IGBT 데이터 시트의 손실 그래프를 이용하여 인버터에서 실시간으로 계산하거나 IGBT 제조사가 제공하는 손실 계산 프로그램의 계산 결과를 참조표 형태로 인버터에 저장하여 계산할 수 있다. 하지만, 전동기의 철손만큼은 실제 실험 없이는 얻기가 어려우므로 전동기의 입력과 출력을 모두 측정하고, 인버터 손실과 고정자 동손을 정확하게 계산할 있다는 가정 하의 철손 추정 방법을 그림 4-13에

나타내었다.

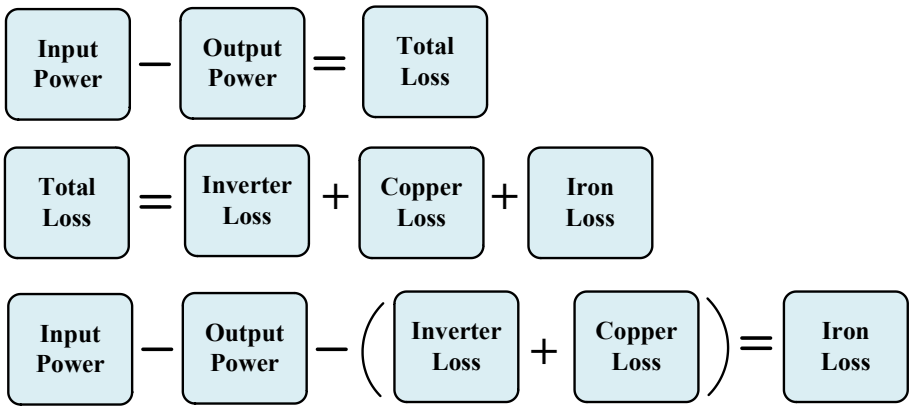


그림 4-13 시스템의 입출력을 모두 측정할 경우의 철손 추정방법

입력과 출력을 모두 측정할 경우 그 차로 시스템 전체손실을 구할 수 있다. 시스템 전체 손실은 인버터 손실과 전동기의 동손과 철손인데 인버터 손실과 전동기의 동손을 인버터가 계산하여 시스템 전체 손실에서 빼면 철손을 실시간으로 추정할 수 있다.

전동기 시스템의 입력은 인버터의 dc입력단에 전류센서를 추가하여 정확하게 측정할 수 있지만, 출력을 측정하기 위한 토크센서는 실험실의 M-G세트와 같은 환경이 아닌 이상 실제 전동기 시스템이 적용되는 응용분야에서는 거의 설치되지 않으므로 실제 전동기 출력 정보를 얻는 것은 현실적으로 불가능하다. 전동기 시스템에서는 그림 4-12에 나타나 있듯이 인버터가 AC전류를 측정하고 있고, 전류제어를 위해서 출력하는 전압에 대한 지령치 정보를 가지고 있으므로, 인버터 비선형성 보상[61]을 적용하면 전동기의 출력에서 철손을 빼기 전의 토크 $T_{e,est}$와 전동기 출력 추정치를 구할 수 있다. 예를 들어 시스템의 토크 지령치가 3 N·m 이고, 철손에 의한 토크 감소가 정격토크 10 N·m의 1 %라면, $T_{e,est}$는 3 N·m 이고, 전동기의 축으로 나가는 토크는 3 N·m - 0.01*10 N·m= 2.9 N·m이 된다. 철손을 포함하는 전동기 출력 추정치를 그림 4-13의 실제 출력 대신 그대로 이용할 경우 그림 4-14와 같이 철손이 상쇄되어 철손 추정이 불가능하다.

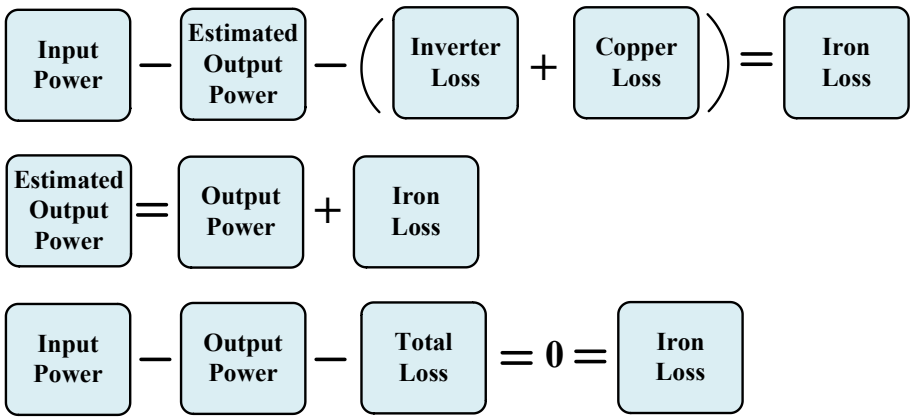


그림 4-14 전동기 출력 추정치의 보정의 필요성

그러므로 그림 4-15와 같이 전동기 출력 추정치를 보정하여 철손을 추정하는 방법을 제안한다. 전동기 출력 추정치의 보정에는 전동기의 정격토크 값과 토크 보정계수 K_{Te}가 증가할수록 전동기 출력 추정치는 감소하고, 철손 추정치가 증가한다. 반대로 보정계수 K_{Te}가 감소할수록 전동기 출력 추정치가 증가하고 철손 추정치는 감소한다.

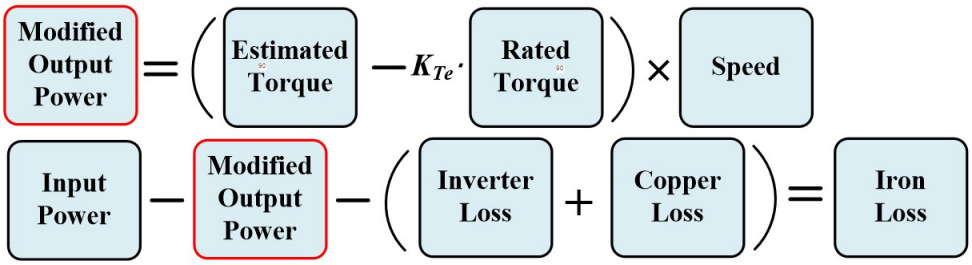


그림 4-15 보정된 전동기 출력을 이용한 철손 추정방법

손실저항 추정기는 이 보정계수 K_{Te} 를 시스템 효율이 최대(=같은 출력조건 대하여 DC입력이 최소)가 되도록 섭동기반 탐색방법(perturbation searching method)을 적용한다. 본 연구에서는 0.5초 주기로 시스템 효율을 평가하고, 정격토크의 0.1 %씩 섭동을 주면서 시스템 효율을 평가하여 섭동 방향을 결정하였다. 섭동기반 탐색방법이 전동기 출력 추정치를 보정하는 동안 철손 추정치가 변동하게 되고, 손실저항 추정기가 최소손실 최적전류 지령기에 전달하는 직렬 손실저항 R_s와 병렬 손실저항 R_i의 추정치도 변동하게 된다. 최소손실 최적전류 지령기는 전달받은 직렬 손실저항 R_s와 병렬 손실저항 R_i의 추정치에

대하여 항상 시스템 손실이 최소인 운전점으로 이동하고, 섭동기반 탐색방법이 전동기 출력 추정치를 실제와 같게 보정하는 지점에서 시스템 효율이 최대치로 수렴하게 된다. 이 때 인버터가 계산한 인버터 손실과 전동기 동손에 오차가 없다면, 추정된 철손과 전동기 출력도 실제값과 오차가 없는 값이 된다. 만약 인버터가 계산한 인버터 손실 혹은 전동기 동손에 오차가 있더라도 보정된 전동기 출력 추정치와 철손 추정치에는 오차가 있지만, 전류센서로 DC입력을 측정하면서 최대효율을 찾아간 지점은 동일한 운전점에 수렴하게 된다. 이는 섭동기반 탐색방법이 속도는 느리지만, 확실하게 최저점 혹은 최대점을 찾아갈 수 있는 특성이 있어서 최소손실 최적전류 지령기가 토크지령을 만족시키면서 등토크 곡선을 따라 음(-)의 d-축으로 이동하면서 최종적으로는 DC입력이 최소가 되는 지점으로 수렴하기 때문이다. 제안한 손실저항 추정기에 사용된 섭동기반 탐색방법의 제어 순서도를 그림 4-16에 나타내었다.

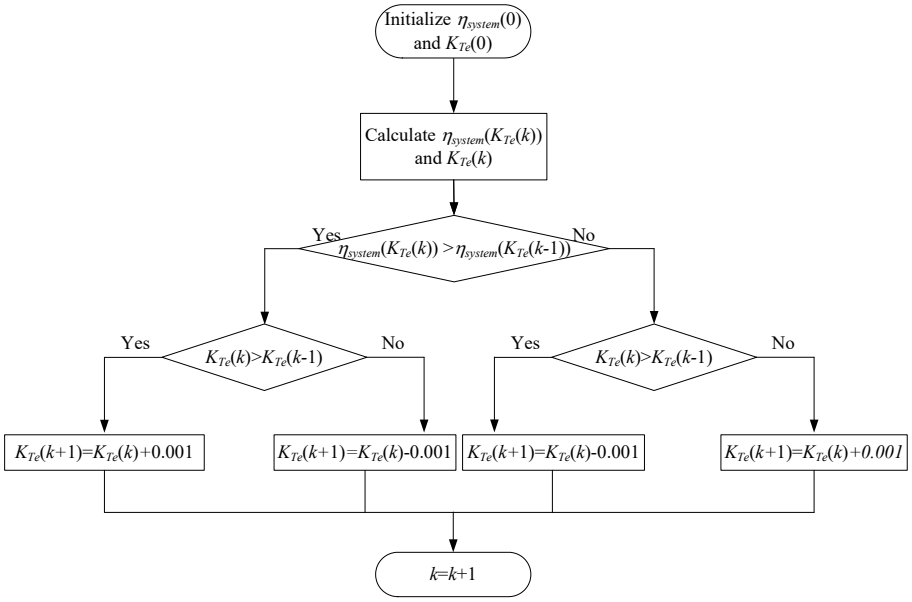


그림 4-16 제안한 섭동기반 방법의 순서도

제안한 방법은 3장에서 이미 전동기 시스템의 손실을 전동기의 고정자 동손, 철손, 인버터 손실 이렇게 3가지로 구분하고 그림 3-36처럼 고정자 동손과 인버터 손실을 직렬 손실로, 철손을 병렬 손실로

구분하여 분석을 하였다. 인버터 손실의 경우에도 본 연구에서는 IGBT의 제조사가 제공하는 손실 시뮬레이션 결과를 참조표 형태로 적용하지만, 이 부분에도 실제 인버터 손실과 차이가 있을 수 있고, 물리적으로는 직렬손실에는 본 연구에서 분류하는 인버터 손실과 전동기 고정자 저항손실 외에도 케이블 손실, 표피효과(skin effect)에 의한 손실 및 근접효과(proximity effect)에 의한 손실 등이 추가로 있을 수 있다. 특히 그림 4-17과 같이 두께가 두꺼운 각선 형태의 헤어핀 타입 권선[44]을 사용하는 응용분야의 전동기에서 표피효과와 근접효과에 의한 손실은 주파수와 강한 상관관계를 가지기 때문에 중고속 이상의 영역에서 고려해야 할 대상이다.

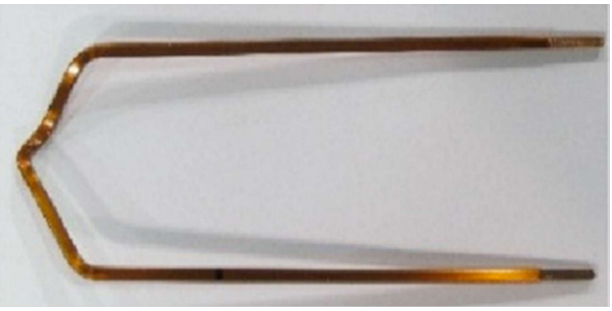


그림 4-17 헤어핀 타입 권선 [44]

하지만 표피효과와 근접효과를 고려하는 것은 전동기의 형상, 특히 권선의 형상에 대한 정보를 필요하기 때문에 제어에서 고려하기가 쉽지 않다. 본 연구에서는 이러한 표피효과 및 근접효과에 의한 손실을 직접적으로 모델링하여 반영하지는 않지만 제안하는 알고리즘이 최소 손실 지점에 수렴하는데에는 영향을 미치지 않는 구조로 구성되어 있다. 제안한 손실저항 추정기의 인버터 손실과 전동기 고정자 동손은 섭동기반 탐색방법의 초기값(initial value)을 타당하게 유추하는데에 적용되었으며, 본 연구에서 고려한 인버터 손실과 전동기 고정자 동손 외의 직렬손실 성분이 작을수록 초기값이 최종 수렴점과 가까워서 짧은 탐색기간 안에 최소 손실지점에 수렴할 수 있고, 반대로 인버터 손실과 전동기 고정자 동손 외의 직렬손실 성분이 클수록 초기값이 최종 수렴점과 멀어서 수렴하는데에 시간이 걸리게 된다.

4.5 손실저항 추정기의 시뮬레이션 검증

4.5.1 토크 지령에 대한 MTPSL 제어 시뮬레이션

제안하는 최소손실 최적전류 지령기와 실시간 손실저항 추정기를 검증하기 위해서 3장에서 분석한 4,100 r/min 속도에서 토크 지령치 4, 3, 2 N·m인 경우에 대하여 DC 전압은 375 V, 스위칭 주파수는 10 kHz인 실험용 인버터의 조건을 적용하여 시뮬레이션을 하였다.

4.5.1.1 토크 지령 4 N·m에 대한 시뮬레이션

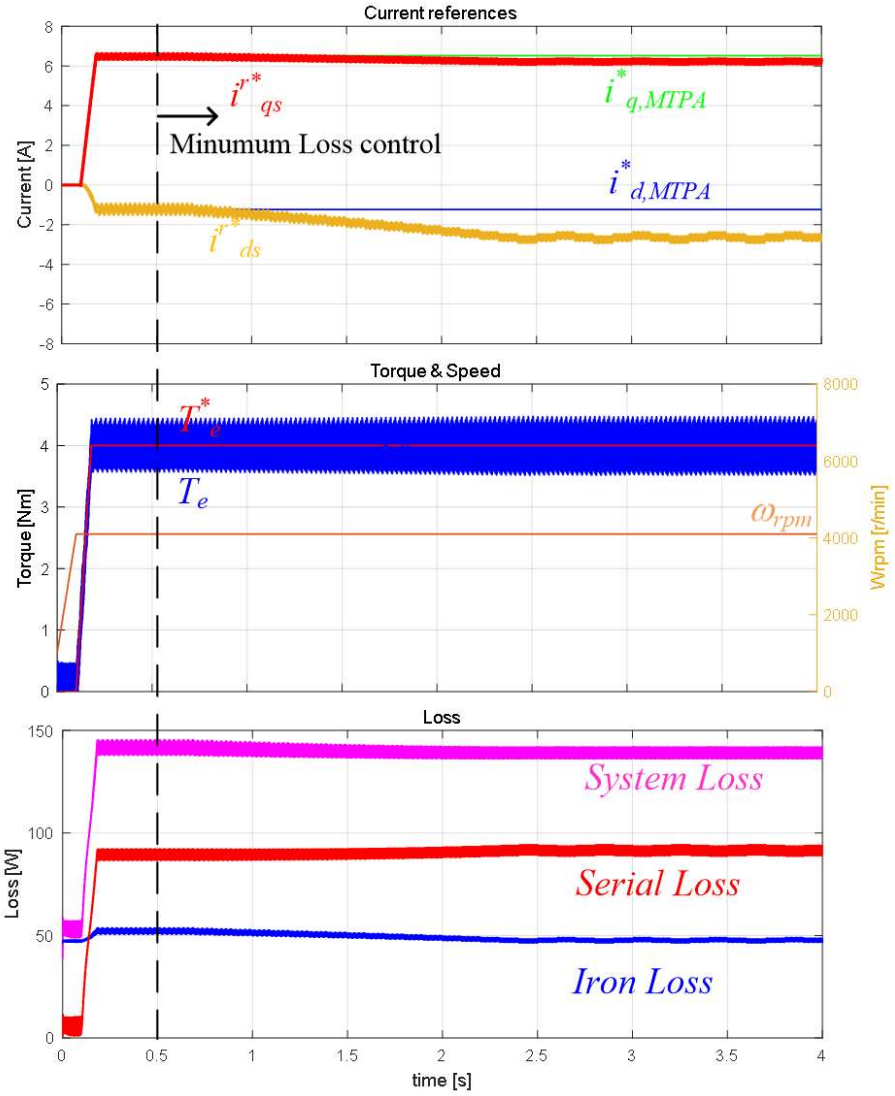


그림 4-18 최소손실 제어의 시뮬레이션(4 N·m)

인버터 손실과 철손은 3장에서 진행한 시뮬레이션과 같은 조건이다. 먼저 토크 지령치가 4 N·m이고 MTPA 제어에서 최소손실 제어로 변경하였을 때의 시뮬레이션 결과를 그림 4-18에 나타내었다. 토크지령 4 N·m를 추종하면서 손실이 최소가 되도록 약자속 운전을 하여 전류 운전점이 음(-)의 d-축 방향으로 이동하였다. MTPA 제어 시의 전류 운전점은 (-1.2 A, 6.5 A) 이고, 최소손실 제어로 MTPSL 궤적으로 이동한 후의 전류 운전점은 (-2.6 A, 6.2 A) 이다.

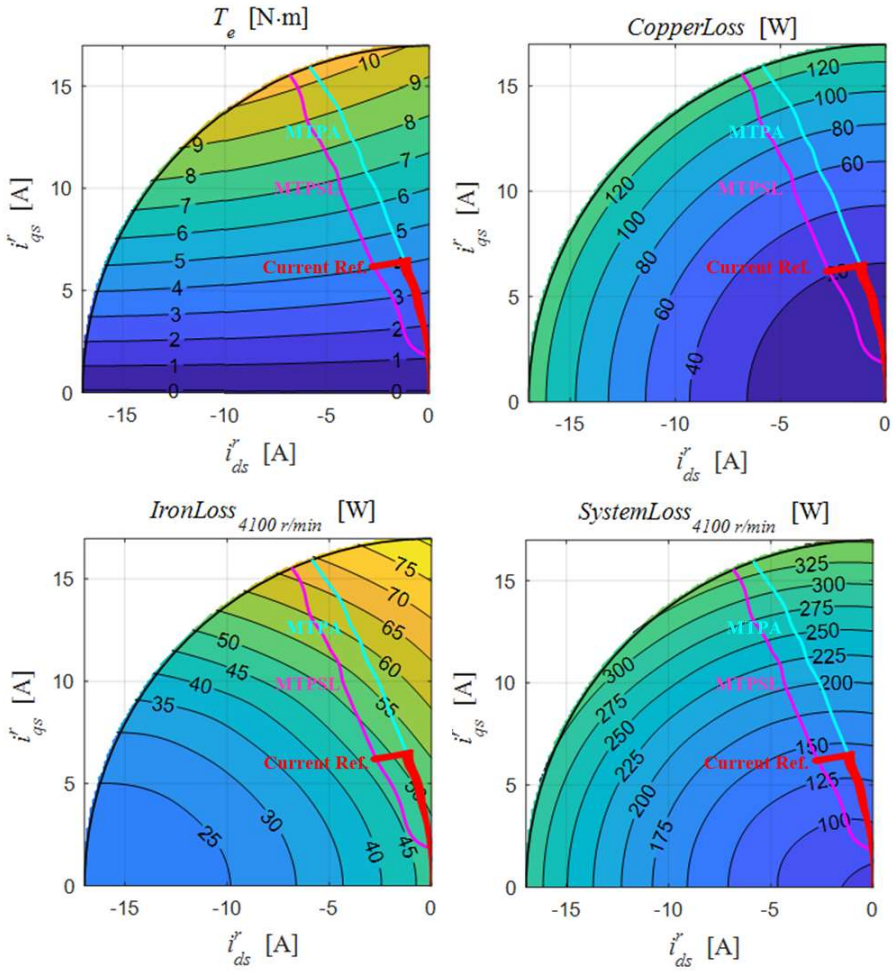


그림 4-19 최소손실 제어기의 전류 궤적(4 N·m)

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 토크맵, 동손맵, 철손맵과 시스템 손실맵에서 MTPSL 제어 궤적과

시뮬레이션 결과 전류궤적을 비교하였다. 자주색 선이 미리 계산된 MTPSL 제어 궤적이며 빨간색 선은 앞에서 수행된 시뮬레이션의 전류궤적이다. 그림 4-19의 토크맵을 보면 등토크 곡선을 따라서 음(-)의 d-축 방향으로 움직인 것을 알 수 있고, 전체 손실맵을 보면 제어기에서 계산한 전체 손실이 약 2.5 W 정도 감소하면서, MTPSL 제어 궤적으로 이동해 간 것을 확인할 수 있다.

4.5.1.2 토크 지령 3 N·m에 대한 시뮬레이션

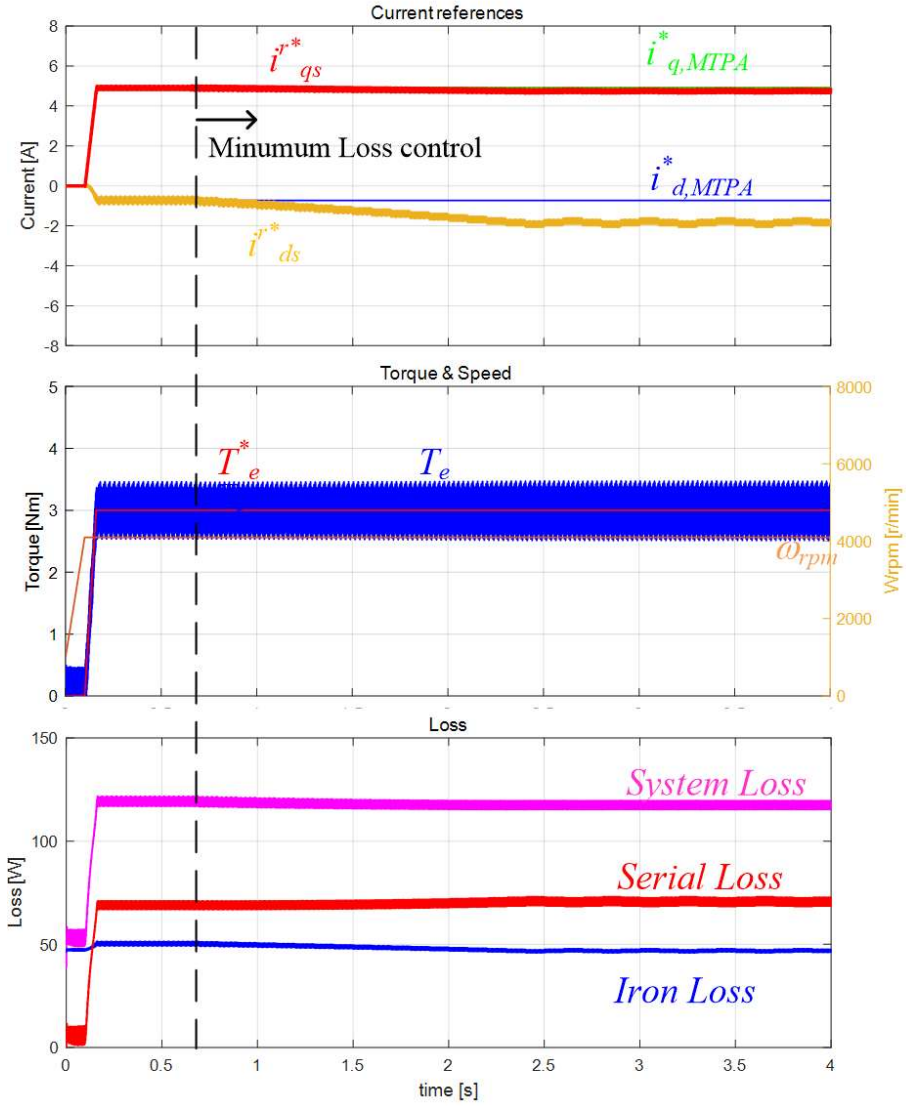


그림 4-20 최소손실 제어의 시뮬레이션(3 N·m)

토크 지령치가 3 N·m 이고 MTPA 제어에서 최소손실 제어로 변경하였을 때의 시뮬레이션 결과를 그림 4-20 에 나타내었다. 토크지령 3 N·m 를 추종하면서 손실이 최소가 되도록 약자속 운전을 하여 전류 운전점이 음(-)의 d-축 방향으로 이동하였다. MTPA 제어 시의 전류 운전점은 (-0.7 A, 4.9 A) 이고, 최소손실 제어로 MTPSL 궤적으로 이동한 후의 전류 운전점은 (-1.8 A, 4.8 A) 이다.

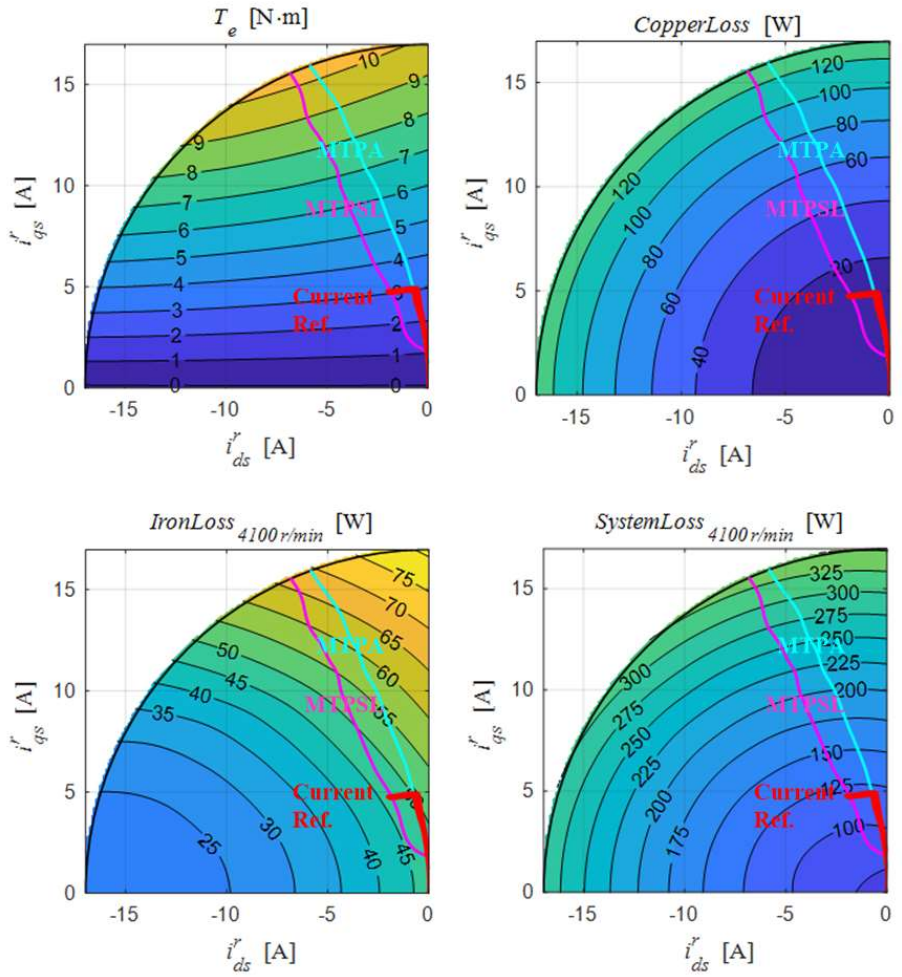


그림 4-21 최소손실 제어기의 전류 궤적(3 N·m)

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 토크맵, 동손맵, 철손맵과 시스템 손실맵에서 MTPSL 제어 궤적과 시뮬레이션 결과의 전류궤적을 비교하였다. 자주색 선이 미리 계산된

MTPSL 제어 궤적이며 빨간색 선은 앞에서 수행된 시뮬레이션의 전류궤적이다. 그림 4-21의 토크맵을 보면 등토크 곡선을 따라서 음(-)의 d-축 방향으로 움직인 것을 알 수 있고, 전체 손실맵을 보면 제어기에서 계산한 전체 손실이 약 1.8 W 정도 감소하면서, MTPSL 제어 궤적으로 이동해 간 것을 확인할 수 있다.

4.5.1.3 토크 지령 2 N·m에 대한 시뮬레이션

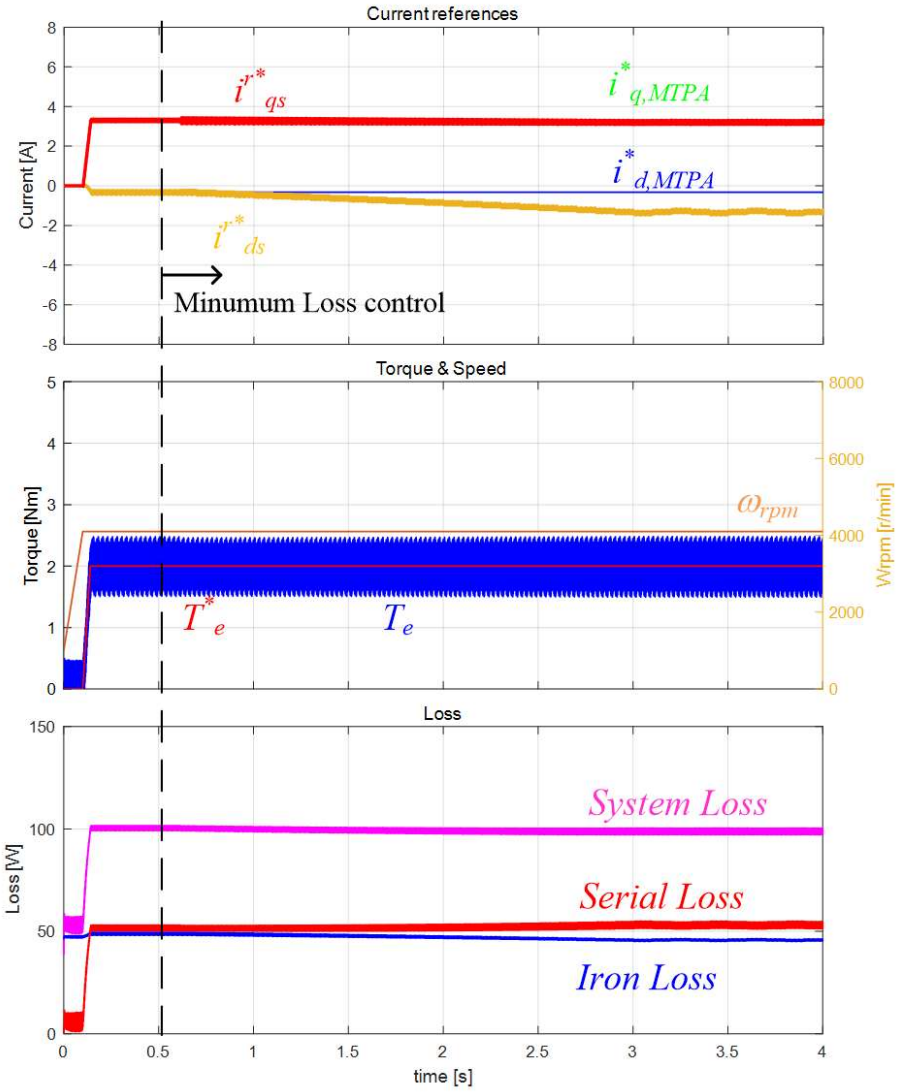


그림 4-22 최소손실 제어의 시뮬레이션(2 N·m)

토크 지령치가 2 N·m이고 MTPA 제어에서 최소손실 제어로 변경하였을 때의 시뮬레이션 결과를 그림 4-22에 나타내었다. 토크지령 2 N·m를 추종하면서 손실이 최소가 되도록 약자속 운전을 하여 전류 운전점이 음(-)의 d-축 방향으로 이동하였다. MTPA 제어 시의 전류 운전점은 (-0.3 A, 3.3 A) 이고, 최소손실 제어로 MTPSL 궤적으로 이동한 후의 전류 운전점은 (-1.3 A, 3.2 A) 이다.

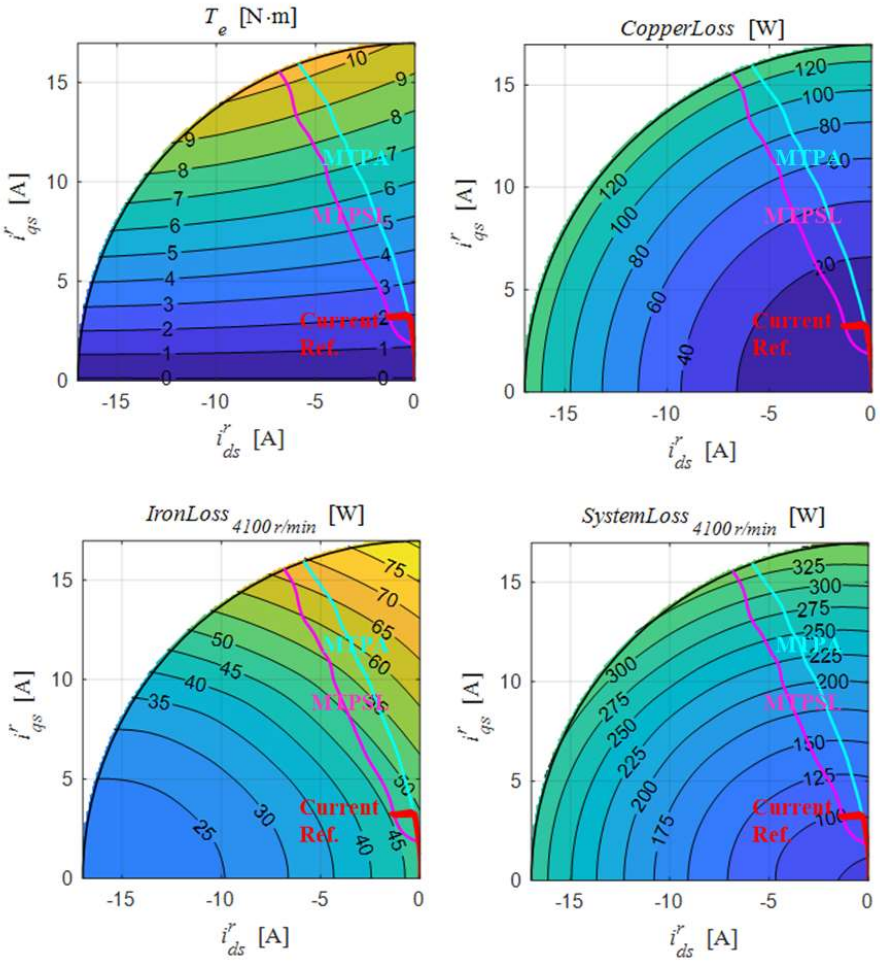


그림 4-23 최소손실 제어기의 전류 궤적(2 N·m)

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 토크맵, 동손맵, 철손맵과 시스템 손실맵에서 MTPSL 제어 궤적과 시뮬레이션 결과 전류궤적을 비교하였다. 자주색 선이 미리 계산된 MTPSL 제어 궤적이며 빨간색 선은 앞에서 수행된 시뮬레이션의

전류궤적이다. 그림 4-23의 토크맵을 보면 등토크 곡선을 따라서 음(-)의 d-축 방향으로 움직인 것을 알 수 있고, 전체 손실맵을 보면 제어기에서 계산한 전체 손실이 약 1.7 W 정도 감소하면서, MTPSL 제어 궤적으로 이동해 간 것을 확인할 수 있다.

4.5.2 직렬손실 추정 오차가 있는 경우의 시뮬레이션

4.5.2.1 인버터 손실추정이 50 %인 경우

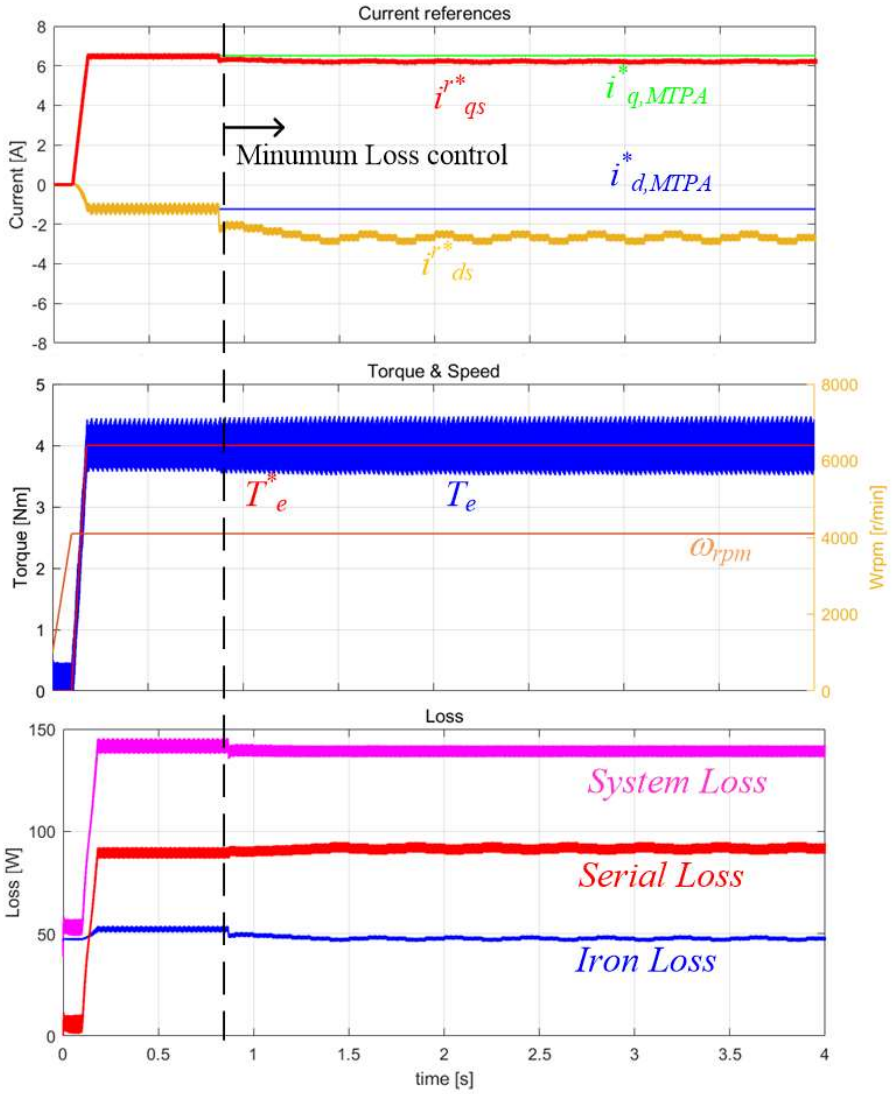


그림 4-24 직렬손실 오차 시뮬레이션(인버터 손실 추정 50 %)

직렬손실 추정 오차가 있는 경우에 제안하는 최소손실 최적전류 지령기와 실시간 손실저항 추정기를 검증하기 위해서 4,100 r/min 속도에서 토크 지령치 4 N·m인 경우에 대하여 DC 전압은 375 V, 스위칭 주파수는 10 kHz인 실험용 인버터의 조건을 적용하여 시뮬레이션을 하였다. 인버터 손실과 철손은 3장에서 진행한 시뮬레이션과 같은 조건이다.

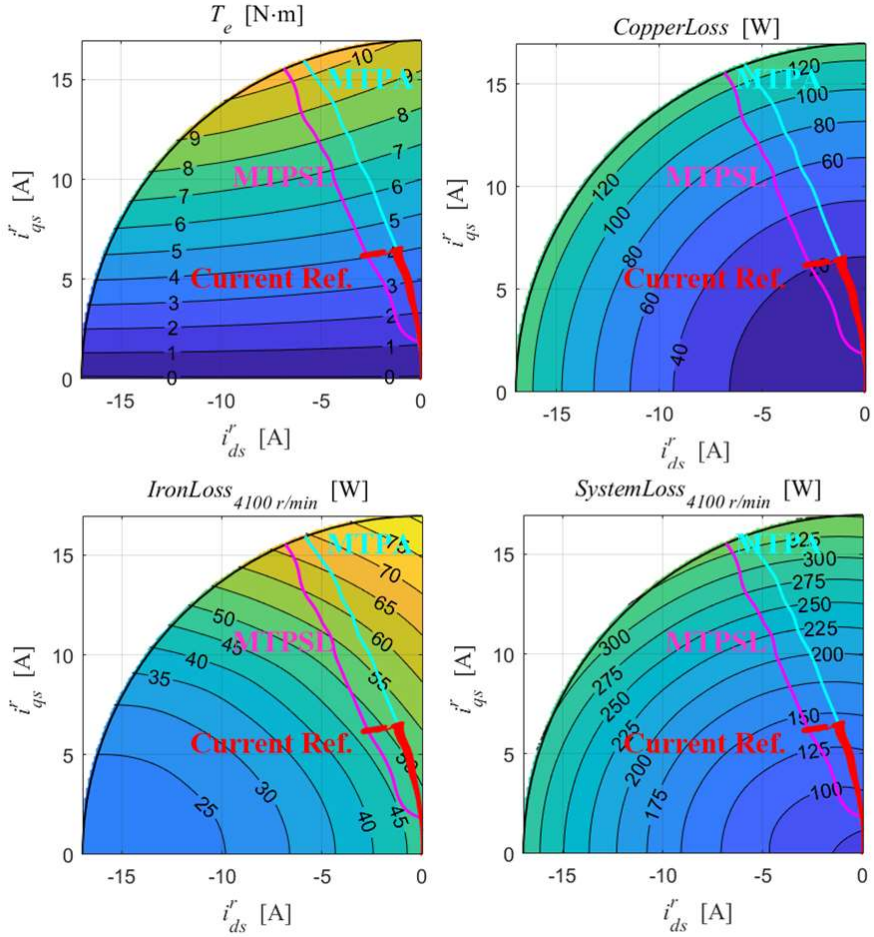


그림 4-25 직렬손실 오차 시 전류궤적(인버터 손실 추정 50 %)

먼저 인버터 손실추정이 50 %로, 미처 고려하지 못한 직렬 손실이 인버터 손실만큼 존재하는 경우의 시뮬레이션 결과를 그림 4-24에 나타내었다. 인버터 손실 추정오차가 없는 그림 4-18과 비교하며, 최소손실 제어 적용 후 섭동기반 탐색방법에 의해서 단계적으로 음(-)의 d-축 전류가 증가하지 않고, 순간적으로 급격히 증가한 후 섭동기반

탐색방법이 적용된 것을 알 수 있다. 이것은 인버터 손실을 작게 추정한 만큼 철손을 더 크게 추정하여서 급격하게 음(-)의 d-축 전류가 증가한 것으로 볼 수 있다. 그 외에는 인버터 손실 추정오차가 없는 경우와 마찬가지로 토크지령 4 N·m를 추종하면서 손실이 최소가 되도록 약자속 운전을 하여 전류 운전점이 음(-)의 d-축 방향으로 이동하였다. MTPA 제어 시의 전류 운전점은 (-1.2 A, 6.5 A) 이고, 최소손실 제어로 MTPSL 궤적으로 이동한 후의 전류 운전점은 동일하게 (-2.6 A, 6.2 A) 이다.

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 토크맵, 동손맵, 철손맵과 시스템 손실맵에서 MTPSL 제어 궤적과 시뮬레이션 결과 전류궤적을 비교하였다. 자주색 선이 미리 계산된 MTPSL 제어 궤적이며 빨간색 선은 앞에서 수행된 시뮬레이션의 전류궤적이다. 그림 4-25의 토크맵을 보면 등토크 곡선을 따라서 음(-)의 d-축 방향으로 움직인 것을 알 수 있고, 전체 손실맵을 보면 제어기에서 계산한 전체 손실이 약 2.5 W 정도 감소하면서, MTPSL 제어 궤적으로 이동해 간 것을 확인할 수 있다.

4.5.2.2 인버터 손실추정이 25 %인 경우

인버터 손실추정이 25 %로, 미처 고려하지 못한 직렬 손실이 인버터 손실의 3배만큼 존재하는 시뮬레이션 결과를 그림 4-26에 나타내었다. 인버터 손실 추정오차가 50 %인 그림 4-24와 비교하며, 최소손실 제어 적용 후 순간적으로 음(-)의 d-축 방향 전류가 급격히 증가하였다가 다시 양(+)의 d-축 방향으로 섭동기반 탐색방법이 적용된 것을 알 수 있다. 이것은 인버터 손실을 매우 작게 추정한 만큼 철손을 크게 추정하여서 급격하게 음(-)의 d-축 전류가 증가한 것으로 볼 수 있다. 그 외에는 인버터 손실 추정오차가 없는 경우와 마찬가지로 토크지령 4 N·m를 추종하면서 손실이 최소가 되도록 약자속 운전을 하여 전류 운전점이 음(-)의 d-축 방향으로 수렴하였다. MTPA 제어 시의 전류 운전점은 (-1.2 A, 6.5 A) 이고, 최소손실 제어로 MTPSL 궤적으로 이동한 후의 전류 운전점은 동일하게 (-2.6 A, 6.2 A) 이다.

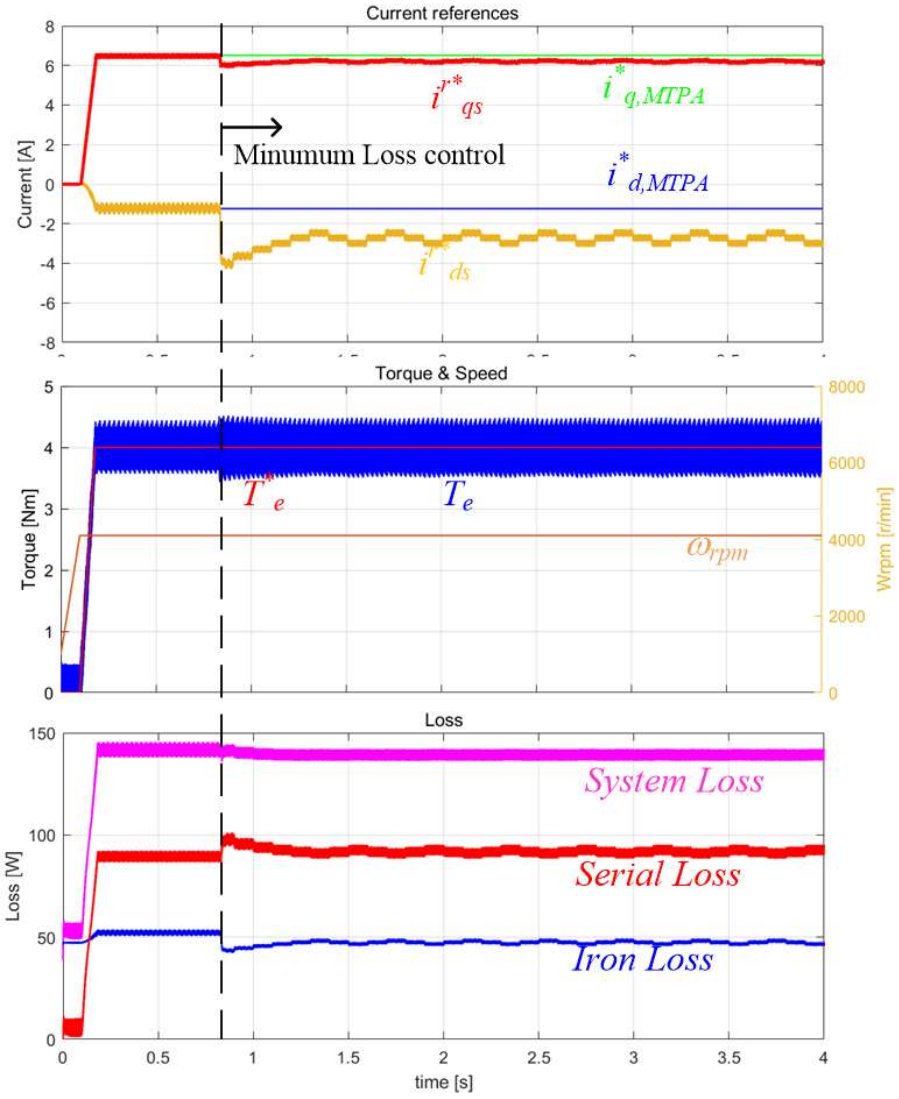


그림 4-26 직렬손실 오차 시뮬레이션(인버터 손실 추정 25 %)

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 토크맵, 동손맵, 철손맵과 시스템 손실맵에서 MTPSL 제어 궤적과 시뮬레이션 결과 전류궤적을 비교하였다. 자주색 선이 미리 계산된 MTPSL 제어 궤적이며 빨간색 선은 앞에서 수행된 시뮬레이션의 전류궤적이다. 그림 4-27의 토크맵을 보면 등토크 곡선을 따라서 음(-)의 d-축 방향으로 급격하게 움직였다가 다시 MTPSL 궤적으로 돌아온 것을 알 수 있고, 전체 손실맵을 보면 제어기에서 계산한 전체 손실이 약 2.5 W 정도 감소하면서, MTPSL 제어 궤적으로 이동해 간 것을 확인할 수

있다.

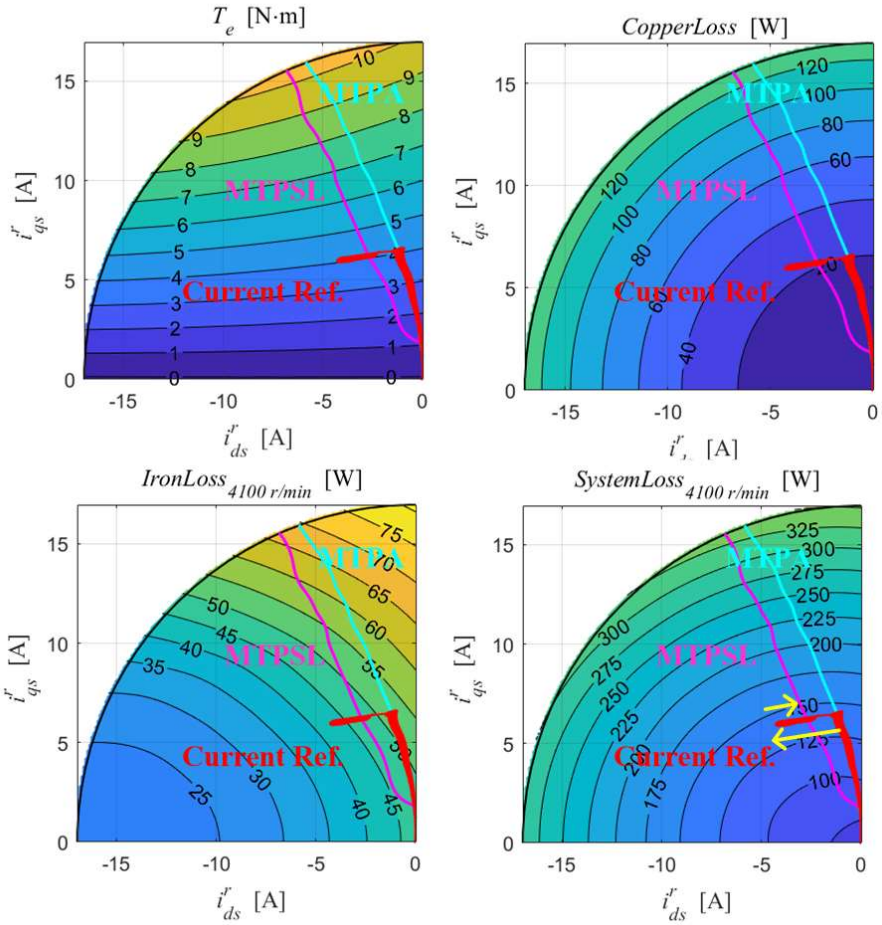


그림 4-27 직렬손실 오차 시 전류궤적(인버터 손실 추정 25 %)

4.5.2.3 인버터 손실추정이 150 %인 경우

인버터 손실추정이 150 %로, 직렬손실을 실제보다 크게 추정하는 경우의 시뮬레이션 결과를 그림 4-28에 나타내었다.

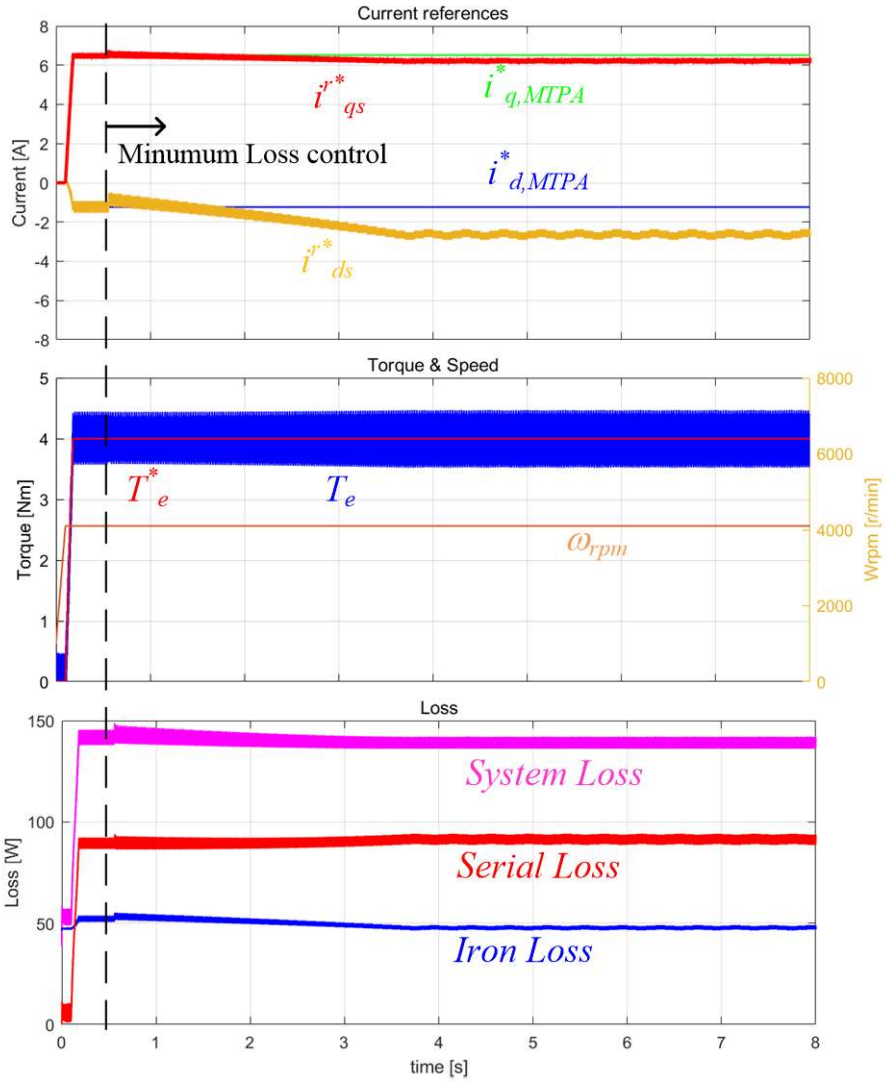


그림 4-28 직렬손실 오차 시뮬레이션(인버터 손실 추정 150 %)

인버터 손실 추정오차가 없는 그림 4-18과 비교하며, 최소손실 제어 적용 후 양(+)의 d-축 방향으로 순간적으로 전류가 증가하였다가 섭동기반 탐색방법에 의해서 단계적으로 음(-)의 d-축 전류가 증가하는것을 알 수 있다. 이것은 인버터 손실을 150 %으로 크게 추정한 만큼 철손과 철손저항을 음(-)의 값으로 추정하여서, 양(+)의 d-축 방향으로 갈수록 전체 손실이 감소하는 것으로 추정한 것이다. 실제 실험용 인버터의 제어기에는 철손이 음수가 되지 않도록 최소값을 0으로 지정하고 있으나 시뮬레이션에서는 모든 부호의 값을 가질 수 있도록 되어 있다. 이를 통해, 인버터 손실을 150 %으로 크게 추정한 경우에도

잠시 운전점이 MTPSL 궤적이 아닌 다른데로 잠시 이동할 수는 있지만, 섭동기반 탐색방법에 의해 인버터 손실 추정오차가 없는 경우와 마찬가지로 토크지령 4 N·m를 추종하면서 손실이 최소가 되도록 약자속 운전을 하여 전류 운전점이 음(-)의 d-축 방향으로 수렴한다는 것을 알 수있다. MTPA 제어 시의 전류 운전점은 (-1.2 A, 6.5 A) 이고, 최소손실 제어로 MTPSL 궤적으로 이동한 후의 전류 운전점은 동일하게 (-2.6 A, 6.2 A) 이다.

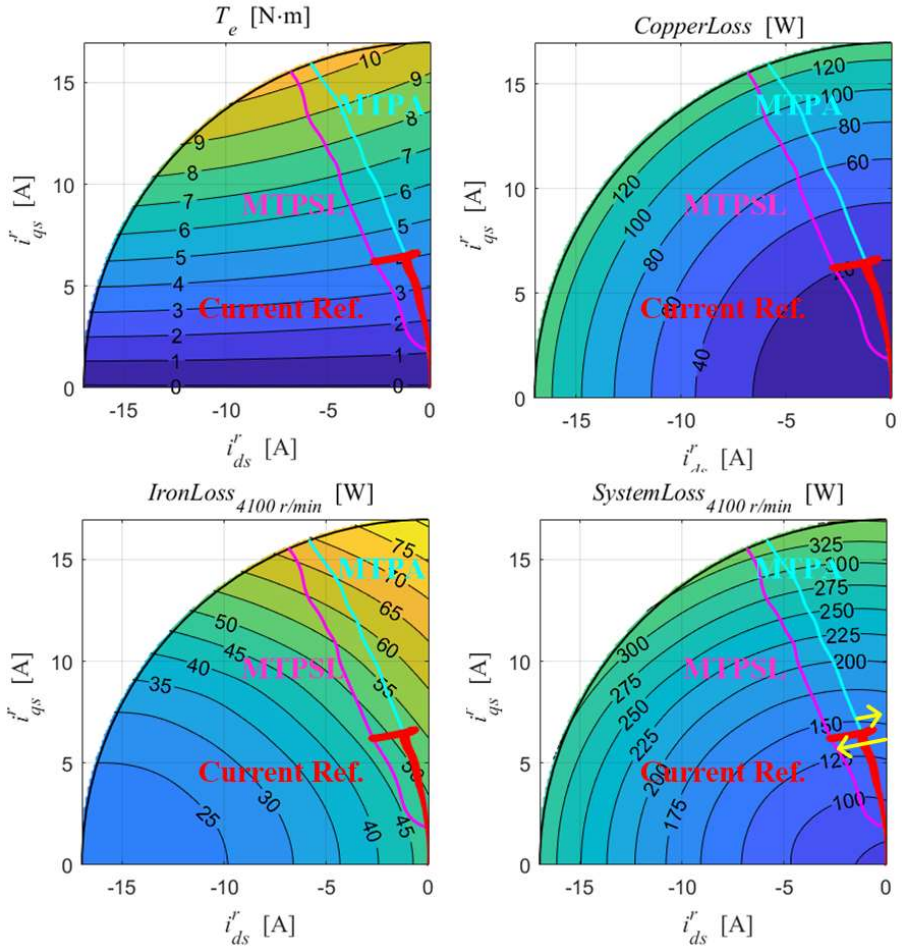


그림 4-29 직렬손실 오차 시 전류궤적(인버터 손실 추정 150 %)

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 토크맵, 동손맵, 철손맵과 시스템 손실맵에서 MTPSL 제어 궤적과 시뮬레이션 결과의 전류궤적을 비교하였다. 자주색 선이 미리 계산된 MTPSL 제어 궤적이며 빨간색 선은 앞에서 수행된 시뮬레이션의 전류궤적이다. 그림

4-29의 토크맵을 보면 등토크 곡선을 따라서 양(+)의 d-축 방향으로 급격하게 움직였다가 다시 MTPSL 궤적으로 돌아온 것을 알 수 있고, 전체 손실맵을 보면 제어기에서 계산한 전체 손실이 약 2.5 W 정도 감소하면서, MTPSL 제어 궤적으로 이동해 간 것을 확인할 수 있다.

4.5.2.4 인버터 손실추정이 200 %인 경우

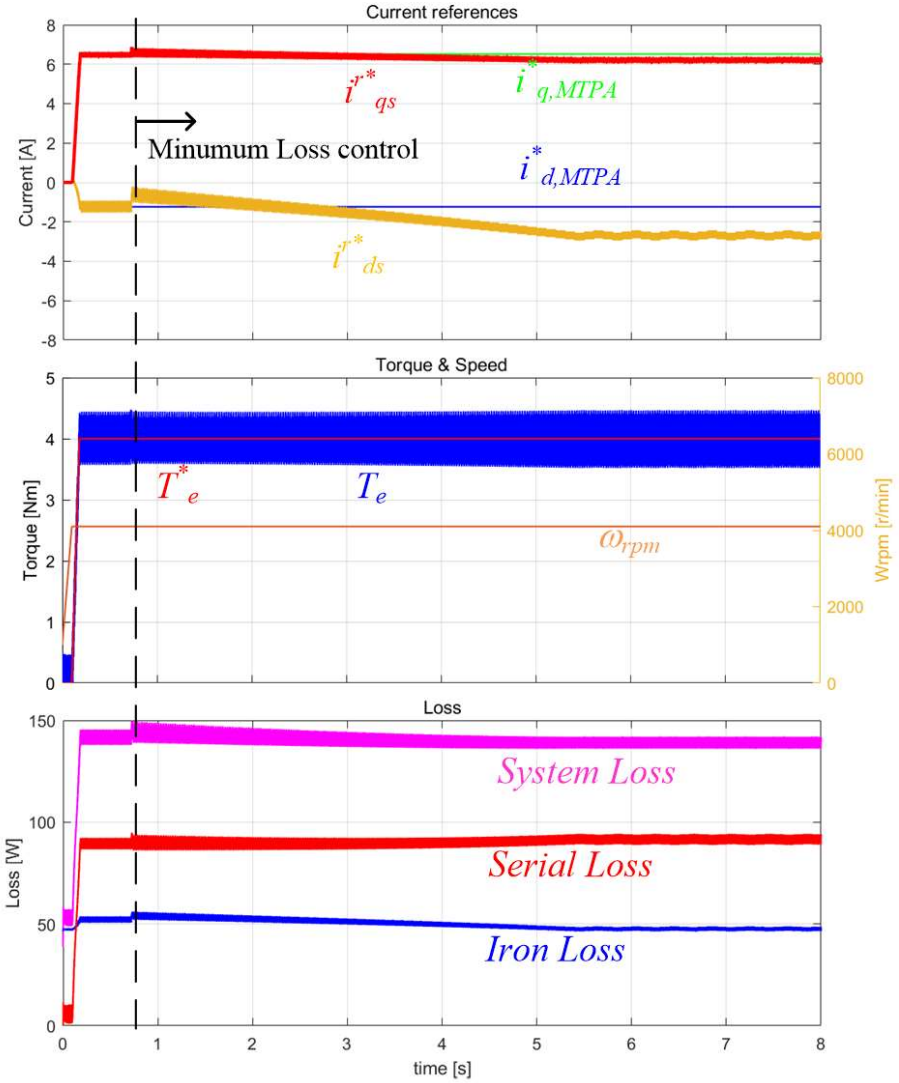


그림 4-30 직렬손실 오차 시뮬레이션(인버터 손실 추정 200 %)

인버터 손실추정이 200 %로, 직렬손실을 실제보다 크게 추정하는 경우의 시뮬레이션 결과를 그림 4-30에 나타내었다. 인버터 손실을 150 %으로 크게 추정하는 그림 4-28과 비교하면, 최소손실 제어 적용 후

양(+)의 d-축 방향으로 순간적으로 전류가 증가하였다가 섭동기반 탐색방법에 의해서 단계적으로 음(-)의 d-축 전류가 증가 하는 것은 동일하다는 것을 알 수 있다. 이것은 인버터 손실을 150 %으로 크게 추정한 경우와 같은 이유이며, 다른점은, 섭동기반 탐색방법에 의하여 MTPSL 궤적으로 수렴하는데 좀 더 시간이 걸린다는 것이다.

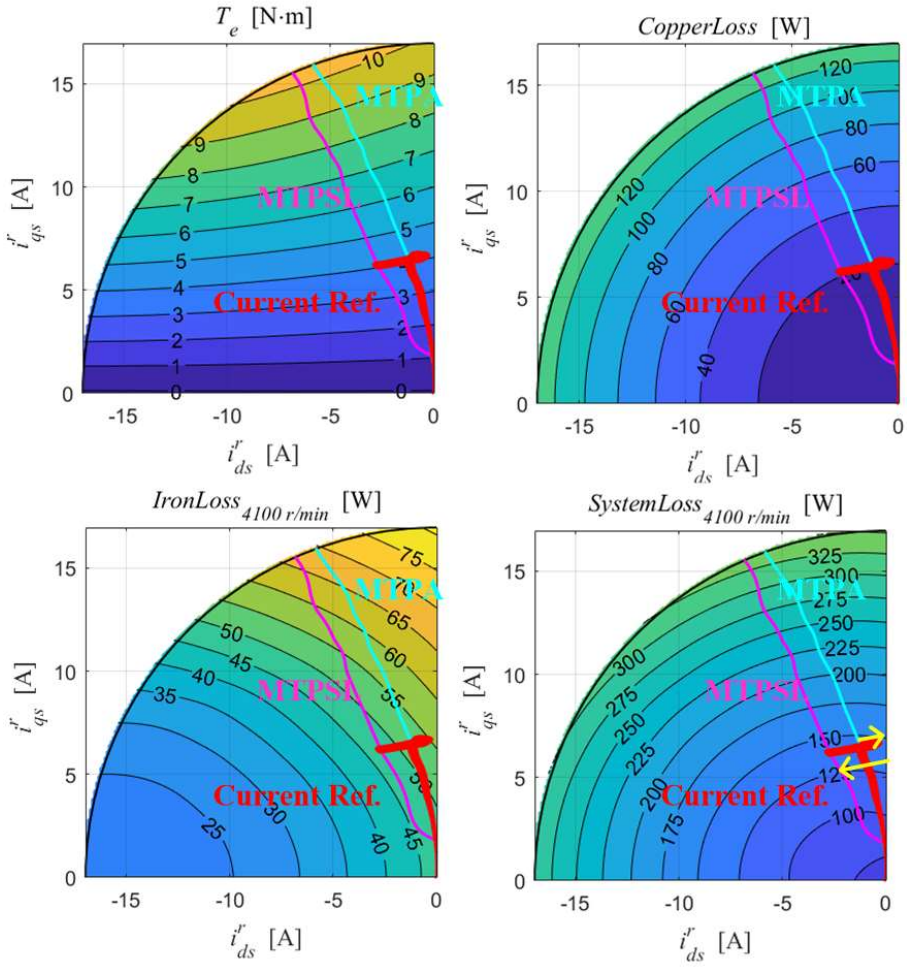


그림 4-31 직렬손실 오차 시 전류궤적(인버터 손실 추정 200 %)

이를 통해, 인버터 손실을 200 %으로 크게 추정한 경우에도 잠시 운전점이 MTPSL 궤적이 아닌 다른데로 잠시 이동할 수 있지만, 그 외에는 인버터 손실 추정오차가 없는 경우와 마찬가지로 토크지령 4 N·m를 추종하면서 손실이 최소가 되도록 약자속 운전을 하여 전류 운전점이 음(-)의 d-축 방향으로 수렴한다는 것을 알 수있다. MTPA 제어

시의 전류 운전점은 (-1.2 A, 6.5 A) 이고, 최소손실 제어로 MTPSL 궤적으로 이동한 후의 전류 운전점은 동일하게 (-2.6 A, 6.2 A)이다.

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 토크맵, 동손맵, 철손맵과 시스템 손실맵에서 MTPSL 제어 궤적과 시뮬레이션 결과 전류궤적을 비교하였다. 자주색 선이 미리 계산된 MTPSL 제어 궤적이며 빨간색 선은 앞에서 수행된 시뮬레이션의 전류궤적이다. 그림 4-31의 토크맵을 보면 등토크 곡선을 따라서 양(+)의 d-축 방향으로 급격하게 움직였다가 다시 MTPSL 궤적으로 돌아온 것을 알 수 있고, 전체 손실맵을 보면 제어기에서 계산한 전체 손실이 약 2.5 W 정도 감소하면서, MTPSL 제어 궤적으로 이동해 간 것을 확인할 수 있다.

4.5.2.5 인버터 손실추정이 250 %인 경우

인버터 손실추정이 250 %로, 직렬손실을 실제보다 크게 추정하는 경우의 시뮬레이션 결과를 그림 4-32에 나타내었다. 인버터 손실을 150 %으로 크게 추정하는 그림 4-28, 200 %으로 크게 추정하는 그림 4-30과 비교하면, 최소손실 제어 적용 후 양(+)의 d-축 방향으로 순간적으로 전류가 증가하였다가 섭동기반 탐색방법에 의해서 단계적으로 음(-)의 d-축 전류가 증가 하는 것은 동일하다는 것을 알 수 있다. 이것은 인버터 손실을 150 % , 200 %으로 크게 추정한 경우와 같은 이유이며, 다른점은, 인버터 손실 추정 오차가 커질수록, 섭동기반 탐색방법에 의하여 MTPSL 궤적으로 수렴하는데 좀 더 시간이 걸린다는 것이다. 이를 통해, 인버터 손실을 250 %으로 크게 추정한 경우에도 잠시 운전점이 MTPSL 궤적이 아닌 다른데로 잠시 이동할 수 있지만, 그 외에는 인버터 손실 추정오차가 없는 경우와 마찬가지로 토크지령 4 N·m를 추종하면서 손실이 최소가 되도록 약자속 운전을 하여 전류 운전점이 음(-)의 d-축 방향으로 수렴한다는 것을 알 수있다. MTPA 제어 시의 전류 운전점은 (-1.2 A, 6.5 A) 이고, 최소손실 제어로 MTPSL 궤적으로 이동한 후의 전류 운전점은 동일하게 (-2.6 A, 6.2 A) 이다.

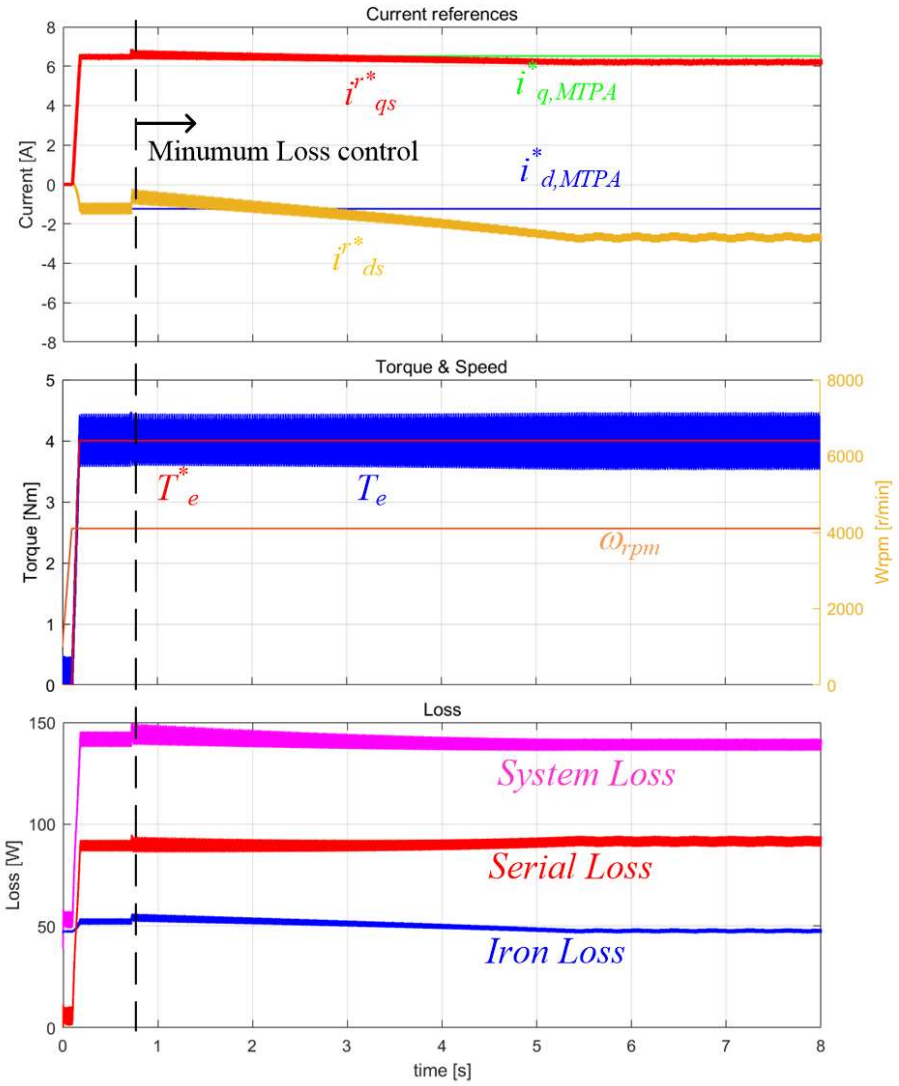


그림 4-32 직렬손실 오차 시뮬레이션(인버터 손실 추정 250 %)

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 토크맵, 동손맵, 철손맵과 시스템 손실맵에서 MTPSL 제어 궤적과 시뮬레이션 결과 전류궤적을 비교하였다. 자주색 선이 미리 계산된 MTPSL 제어 궤적이며 빨간색 선은 앞에서 수행된 시뮬레이션의 전류궤적이다. 그림 4-31의 토크맵을 보면 등토크 곡선을 따라서 양(+)의 d-축 방향으로 급격하게 움직였다가 다시 MTPSL 궤적으로 돌아온 것을 알 수 있고, 전체 손실맵을 보면 제어기에서 계산한 전체 손실이 약 2.5 W 정도 감소하면서, MTPSL 제어 궤적으로 이동해 간 것을 확인할 수

있다.

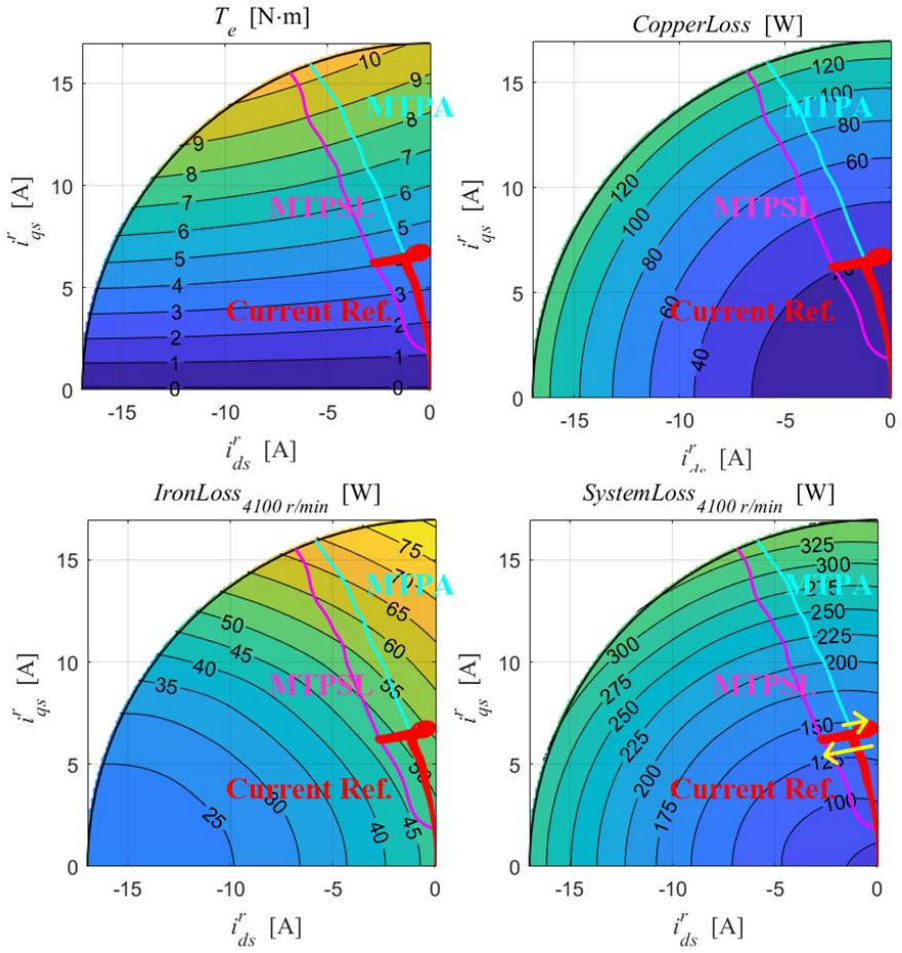


그림 4-33 직렬손실 오차 시 전류궤적(인버터 손실 추정 250 %)

본 절에서는 인버터 손실 추정이 25 %, 50 %, 150 %, 200 %, 250 %인 경우의 시뮬레이션을 진행하였다. 이를 통해, 직렬 손실의 추정값에 상당한 오차가 발생하더라도 제안하는 알고리즘의 수렴속도와 전류 변동폭에만 영향이 있고, 최종 MTPSL 궤적에는 공통적으로 수렴한다는 것을 확인 할 수 있었다.

4.5.3 토크 지령 변화에 대한 MTPSL 제어 시뮬레이션

토크 지령이 변화하는 경우에 제안하는 최소손실 최적전류 지령기와 실시간 손실저항 추정의 동작을 검증하기 위해서 4,100 r/min 속도에서 토크 지령치 4 N·m인 경우에 대하여 DC 전압은 375 V, 스위칭 주파수는

10 kHz인 실험용 인버터의 조건을 적용하여 시뮬레이션을 하였다. 인버터 손실과 철손은 3장에서 진행한 시뮬레이션과 같은 조건이다.

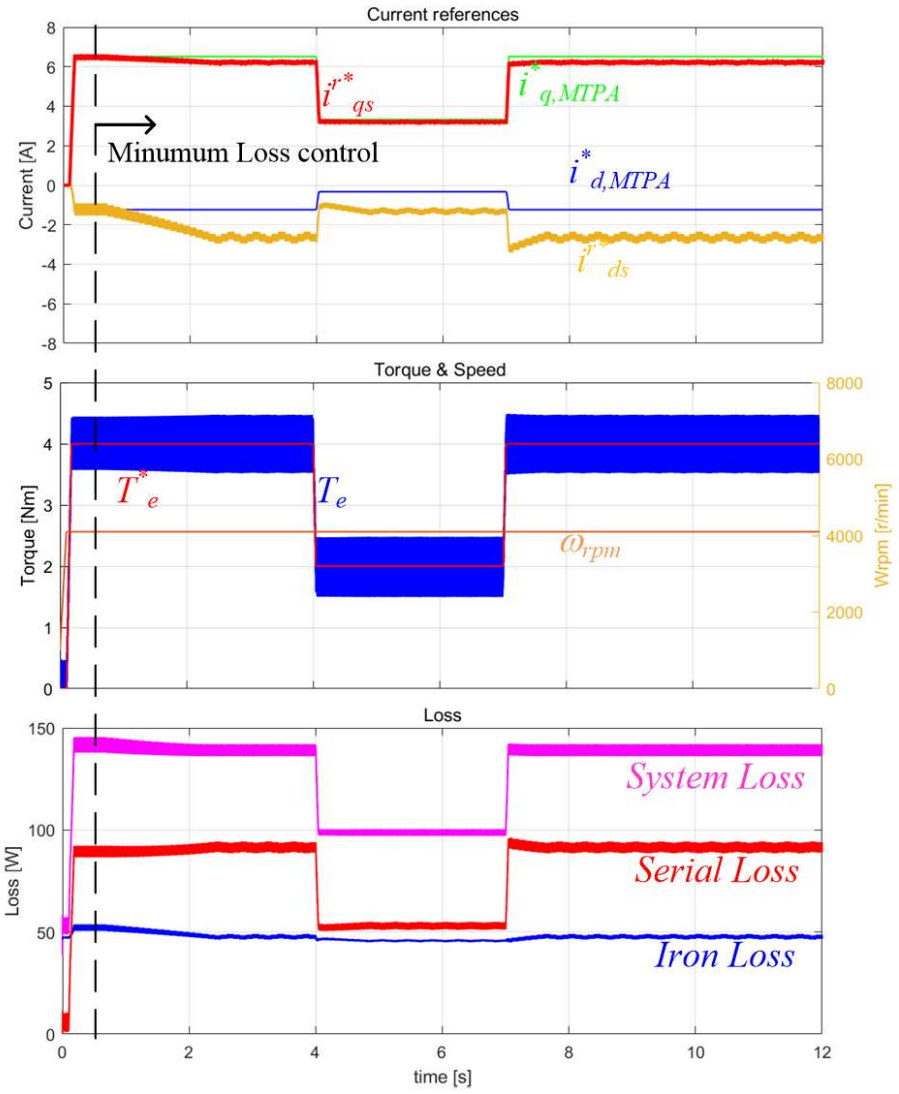


그림 4-34 토크 지령 변화 시뮬레이션(4-2-4 N·m)

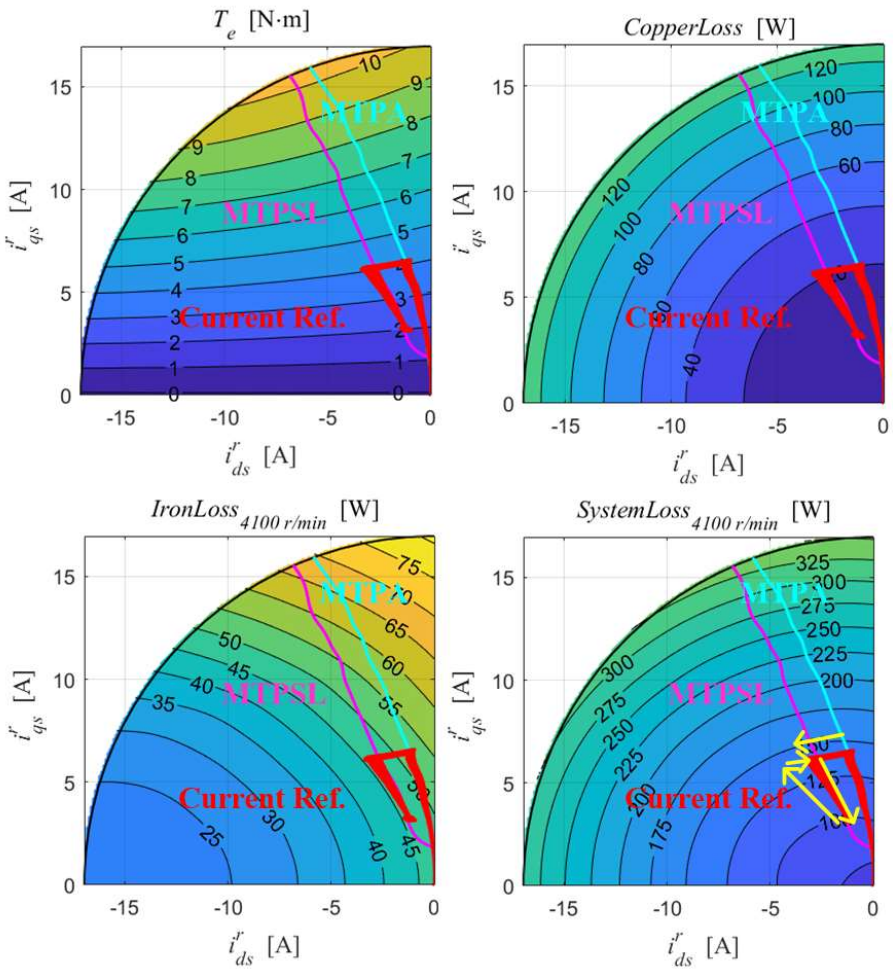


그림 4-35 토크 지령 변화에 따른 전류 궤적(4-2-4 N·m)

토크 지령이 4 N·m – 2 N·m – 4 N·m 순서로 3초 간격으로 변하는 경우의 시뮬레이션 결과를 그림 4-34에 나타내었다. 제안한 최소손실 제어 방법은 토크 센서가 없는 시스템에 대하여, 전동기 출력 추정치를 토크 보정계수 K_{Te}와 섭동기반 탐색방법을 적용하여 전동기 출력을 추정하여 철손을 추정하는 방식이다. 제안하는 방법에서는 토크 지령치가 변해도 현재의 토크 보정계수를 그대로 적용하면서 섭동기반 탐색방법으로 변화를 주는 것이다. 그림 4-34의 시뮬레이션 결과를 살펴보면, 토크 지령이 4 N·m에서 2 N·m 으로 감소하는 경우나 다시 2 N·m에서 4 N·m으로 증가하는 경우에 해당 토크에 맞는 최적의 토크 보정계수가

아니기 때문에 짧은 시간 MTPSL 제어 궤적 상에서 벗어났다가 다시 섭동기반 탐색방법에 의하여 MTPSL 제어 궤적 상으로 수렴하는 것을 알 수 있다.

이번에는 토크 지령이 2 N·m – 4 N·m – 2 N·m 순서로 3초 간격으로 변하는 경우의 시뮬레이션 결과를 그림 4-36에 나타내었다.

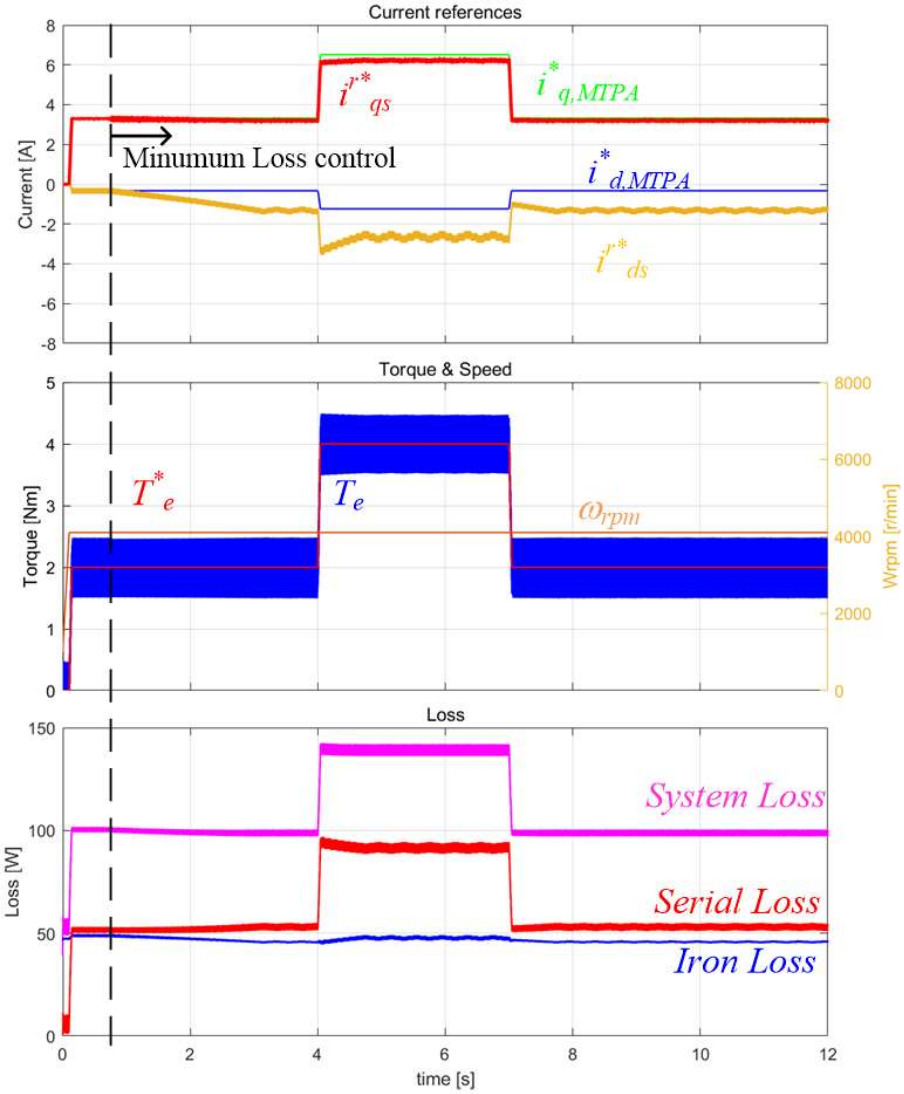


그림 4-36 토크 지령 변화 시뮬레이션(2-4-2 N·m)

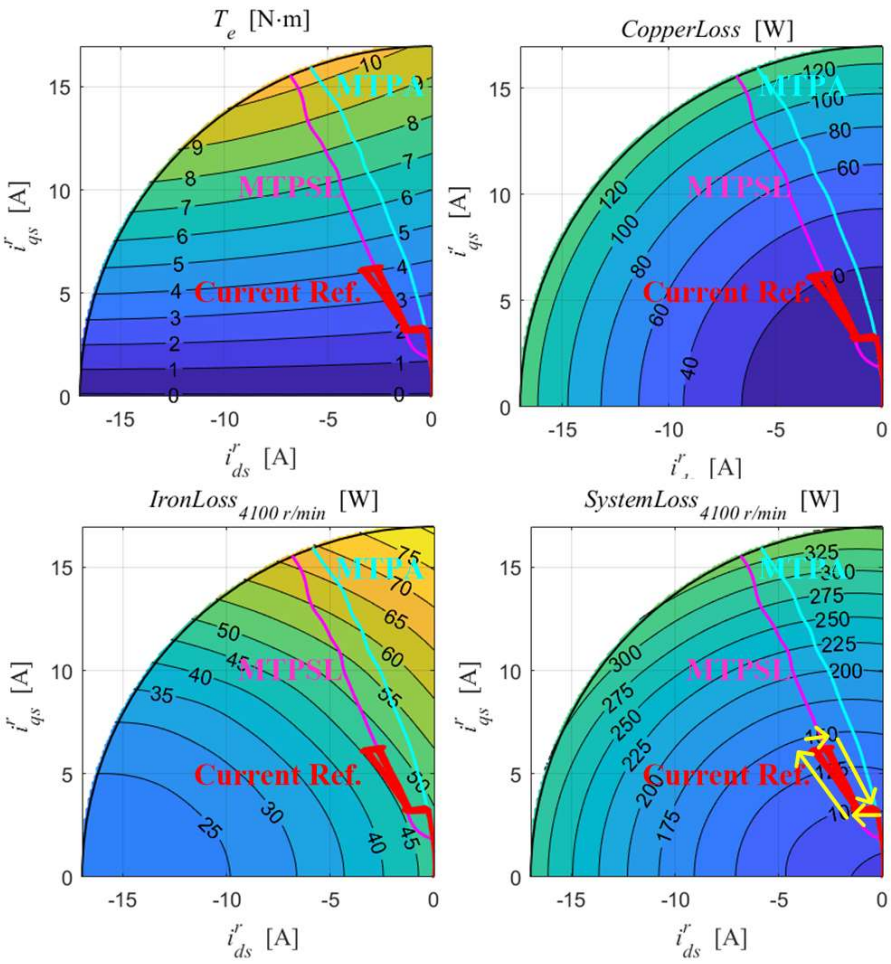


그림 4-37 토크 지령이 변화에 따른 전류 궤적(2-4-2 N·m)

토크 지령 변화에 따른 운전점의 변화를 확인하기 위하여 토크맵, 동손맵, 철손맵과 시스템 손실맵에서 MTPSL 제어 궤적과 시뮬레이션 결과 전류궤적을 비교하였다. 자주색 선이 미리 계산된 MTPSL 제어 궤적이며 빨간색 선은 앞에서 수행된 시뮬레이션의 전류궤적이다. 그림 4-35, 그림 4-37의 토크맵을 보면 토크 지령이 4 N·m에서 2 N·m으로 변하거나 반대로 2 N·m에서 4 N·m으로 변할 때 대체로 MTPSL 궤적을 따라 움직이는 것을 알 수 있다.

제 5장 실험 검증

본 장에서는 제안하는 실시간 최소손실 최적전류 지령기와 손실저항 추정기의 검증을 위한 실험과 분석결과에 대해 서술한다.

5.1 실험 세트

실험에 사용되는 부하 전동기와 대상 전동기를 그림 5-1에 나타내었다. 대상 전동기의 사양은 표 3-1에 나타내었으며, 토크센서가 없는 전동기 제어 시스템이다.

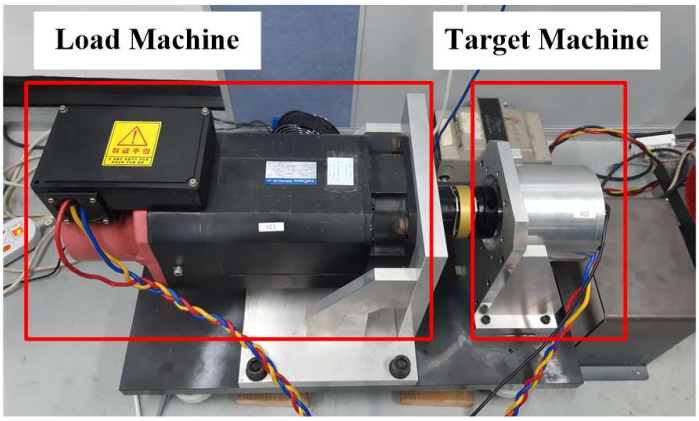


그림 5-1 실험용 부하 전동기와 대상 전동기

실험용 인버터 세트는 그림 5-2에 나타내었다. 인버터는 그림 3-7의 IPM(intellegent power module)인 PM100RLA120을 적용하여 만들었으며, DC전압 375 V에서 동작하기 위해서 IPM과 DC-link 커패시터가 선정되었다.

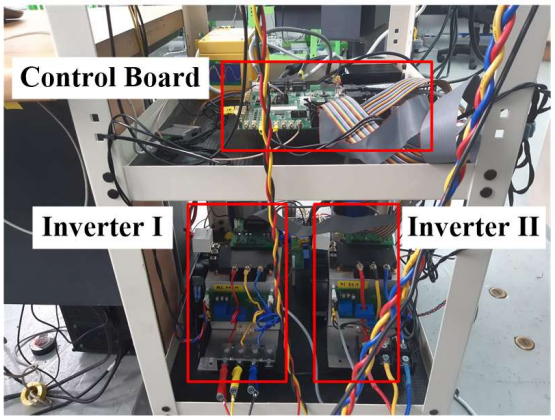


그림 5-2 실험용 인버터 세트

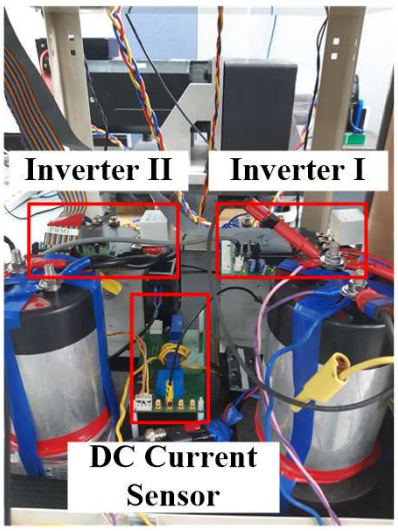


그림 5-3 실험용 인버터 세트의 DC 전류 센서

제안하는 실시간 최소손실 제어는 전동기 제어 시스템의 입력전력의 측정이 필수이므로, 대상 전동기 제어용 인버터의 DC 입력단에 그림 5-3과 같이 전류센서를 추가하였다. 스위칭 주파수는 10 kHz, 샘플링 주파수 역시, 10 kHz 이고, dead time은 2 μs로 설정하였다.

5.2 실험 결과

5.2.1 토크지령 4 N·m 실험

제안하는 최소손실 제어 알고리즘을 실험으로 검증하기 위하여, 전동기를 4,100 r/min에서 구동시키고, MTPA 제어로 4 N·m 토크지령으로 운전하다가 최소손실 제어 알고리즘을 적용한 결과를 그림 5-4에 나타내었다. 토크센서가 없는 시스템이므로 측정된 인버터 DC입력과 전동기 출력 추정치를 토크 보정계수 K_{Te}로 보정한 값의 차이로 손실을 계산하고, 섭동기반 탐색방법을 토크 보정계수 K_{Te}에 적용하여 전동기 시스템의 전체 효율이 최대가 되는 지점을 찾는다. 이 때 토크 지령을 만족하면서 등토크 곡선을 따라서 약자속 제어을 하면서 효율이 최대가 되는 최소손실 운전점으로 수렴하는 것을 알 수 있다. 시험용 전동기는 최소손실 제어 이전에는 (-1.11 A, 6.42 A)에서 운전되고, 최소손실 제어 이후에는 (-2.68 A, 6.17 A)에서 운전된다.

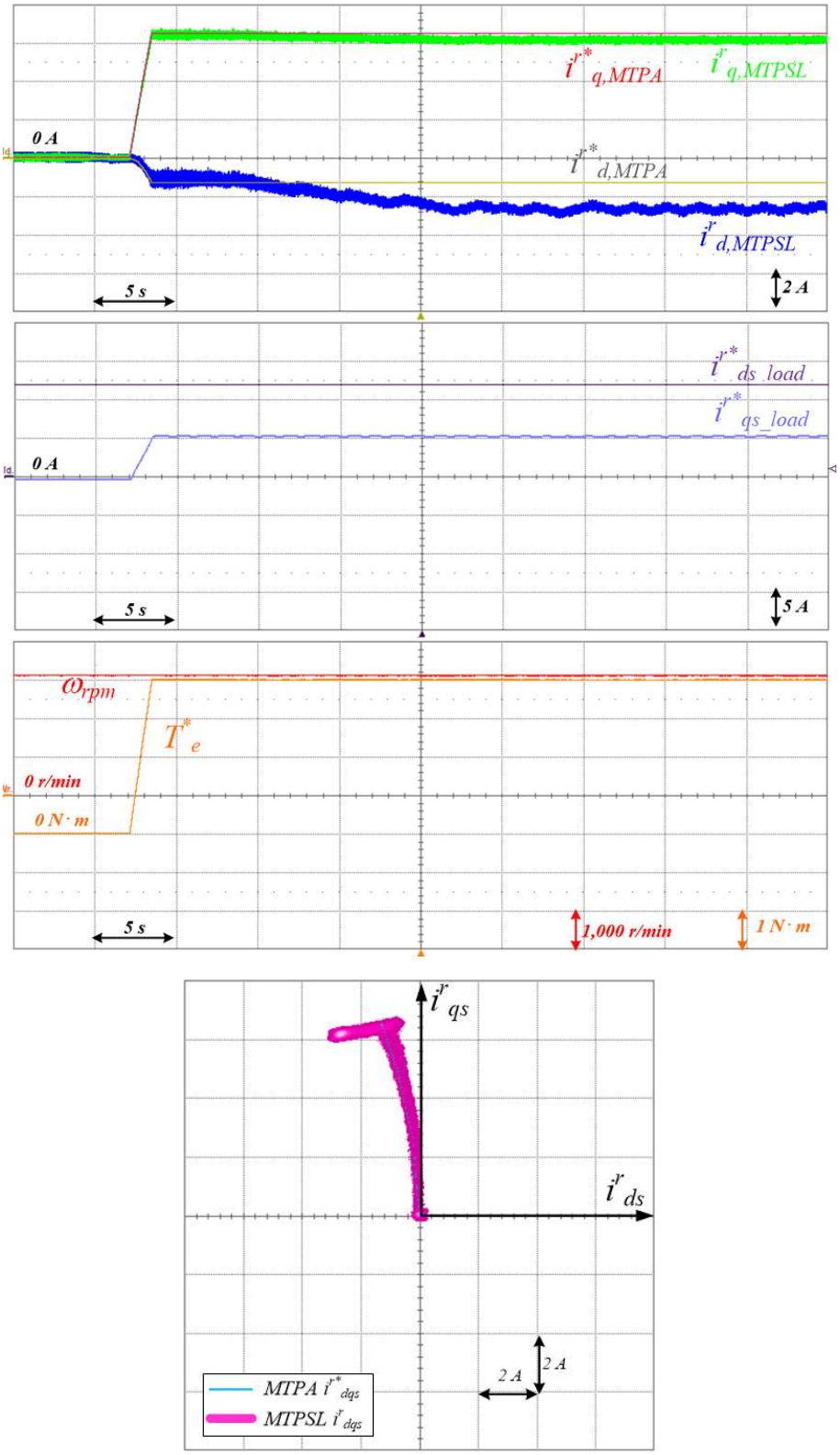


그림 5-4 제안하는 최소손실(MTPSL)제어 실험(4 N·m 실험)

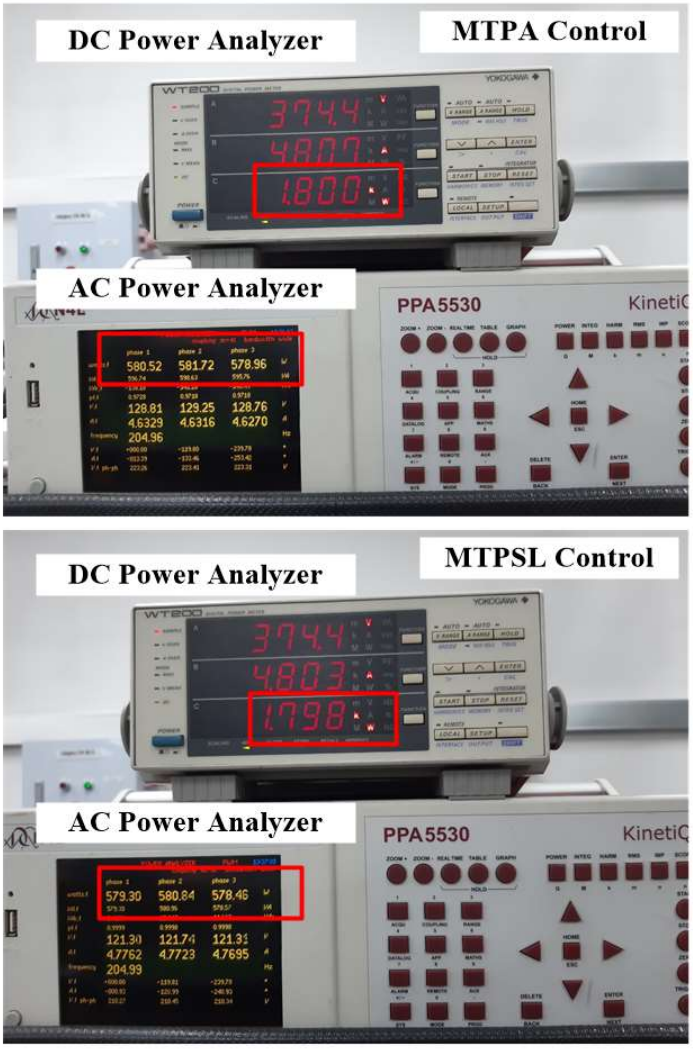


그림 5-5 최소손실 제어 전/후 DC/AC전력계(4 N·m 실험)

최소 손실 운전점에 수렴한 이후에도 0.1%의 섭동에 의해서 최소 손실 운전점에서 계속 운전된다. X-Y plot은 전류평면에서의 궤적을 나타낸다. 파란색 선은 제어기에 저장된 MTPA 지령치 이고, 자주색 선은 MTPSL 제어 시 측정된 d,q-축 전류이다.

그림 5-5에 4 N·m 토크지령 시 최소손실 제어 전/후의 DC전력계와 AC전력계를 나타내었다. 최소손실 제어에 의해 DC 입력전력은 1,800 W에서 1,798 W으로 약 2 W 감소하여 시스템 효율이 0.11% 증가하였고, AC 입력전력(인버터의 출력전력 & 전동기의 입력전력)은 1,741.2 W에서 1,738.6 W 으로 2.6 W 감소하여 전동기 효율은 0.15% 증가한 것을 알 수

있다. DC전력계와 AC전력계의 차이가 측정된 인버터 손실이며 MTPA 제어 시는 58.5 W, MTPSL 제어 시는 59.4 W로 인버터 손실은 증가하였다. 전력분석계의 데이터를 표 5-1에 나타내었다. 제어기가 섭동기반 탐색방법에 의해서 최소손실 운점점에 수렴하였을 때 토크 보정계수, 제어기의 동손, 인버터 손실, 철손, 출력 토크 추정치를 표 5-2에 나타내었다. 이 때 부하 전동기의 운전점이 변하지 않는 것을 대상 전동기의 토크가 유지되는 기준으로 삼았으며 부하 전동기의 운전점은 (11.9 A, 5.12 A)로 유지되었다.

표 5-1. 전력분석계 데이터(4 N·m 실험)

	MTPA	MTPSL
DC Power Analyzer [W]	1800	1798
Reduced System Loss [W]	-	2
Reduced System Loss [%]	-	0.11%
AC Power Analyzer [W]	1741.2	1738.6
Reduced Motor Loss [W]	-	2.6
Reduced Motor Loss [%]	-	0.15%
Inverter Loss [W]	58.8	59.4

표 5-2. 제어기의 추정값(토크지령 4 N·m 실험)

	MTPSL
Copper Loss [W]	35.13
Inverter Loss [W]	60.53
Iron Loss [W]	86.65
K_{Te}	0.021
Output Torque [N·m]	3.79

5.2.2 토크지령 3 N·m 실험

제안하는 최소손실 제어 알고리즘을 다른 운전점에서 실험으로 검증하기 위하여, 전동기를 4,100 r/min에서 구동시키고, MTPA 제어로 3 N·m 토크지령으로 운전하다가 최소손실 제어 알고리즘을 적용한 결과를 그림 5-6에 나타내었다.

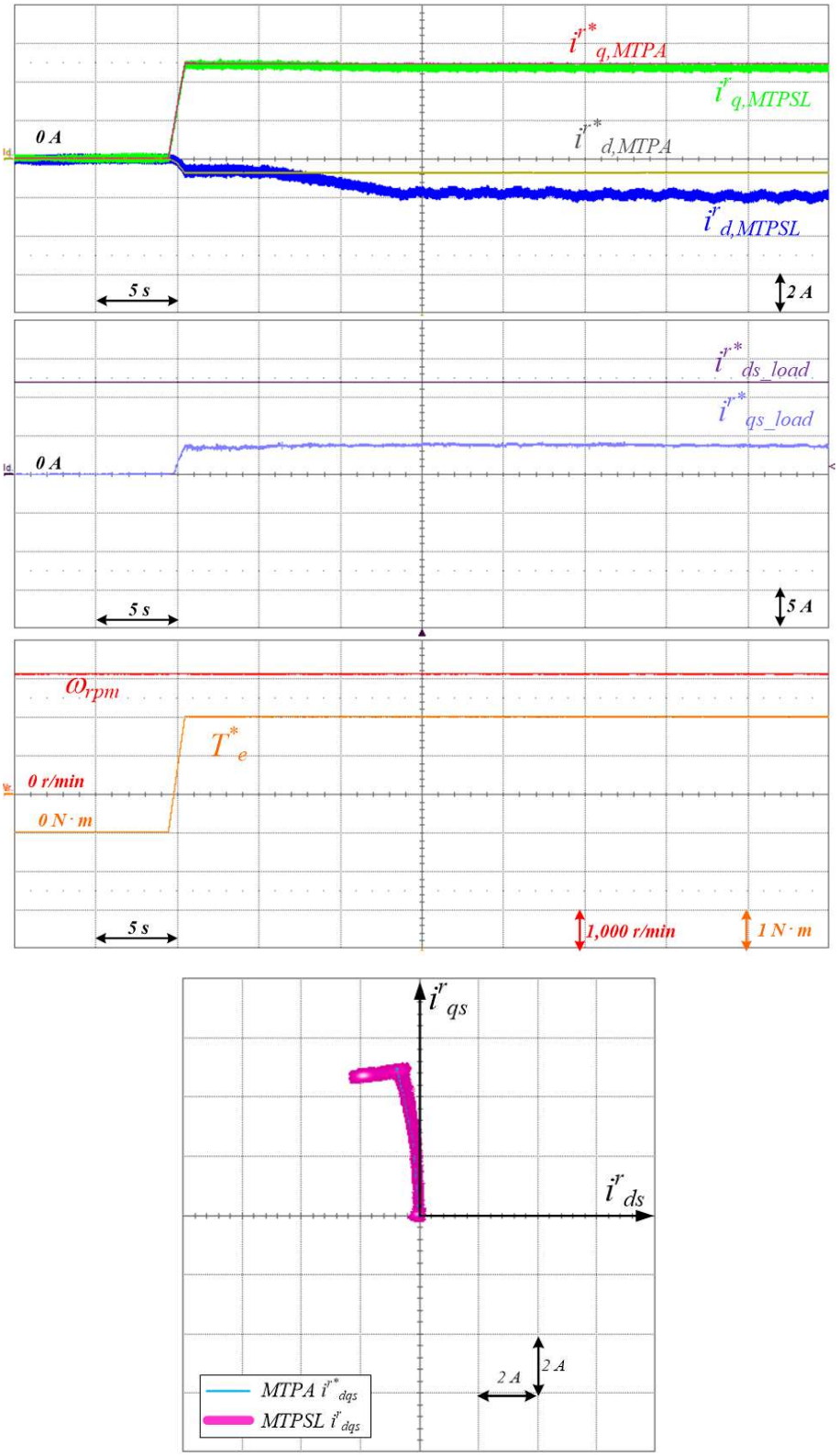


그림 5-6 제안하는 최소손실(MTPSL)제어 실험(3 N·m 실험)

앞의 실험과 마찬가지로 토크센서가 없는 시스템이므로 측정된 인버터 DC입력과 전동기 출력 추정치를 토크 보정계수 K_{Te}로 보정한 값의 차이로 손실을 계산하고, 섭동기반 탐색방법을 토크 보정계수 K_{Te}에 적용하여 전동기 시스템의 전체 효율이 최대가 되는 지점을 찾는다. 최소손실 제어 이전에는 (-0.65 A, 4.86 A)에서 운전되고, 최소손실 제어 이후에는 (-2.02 A, 4.69 A)에서 운전된다.

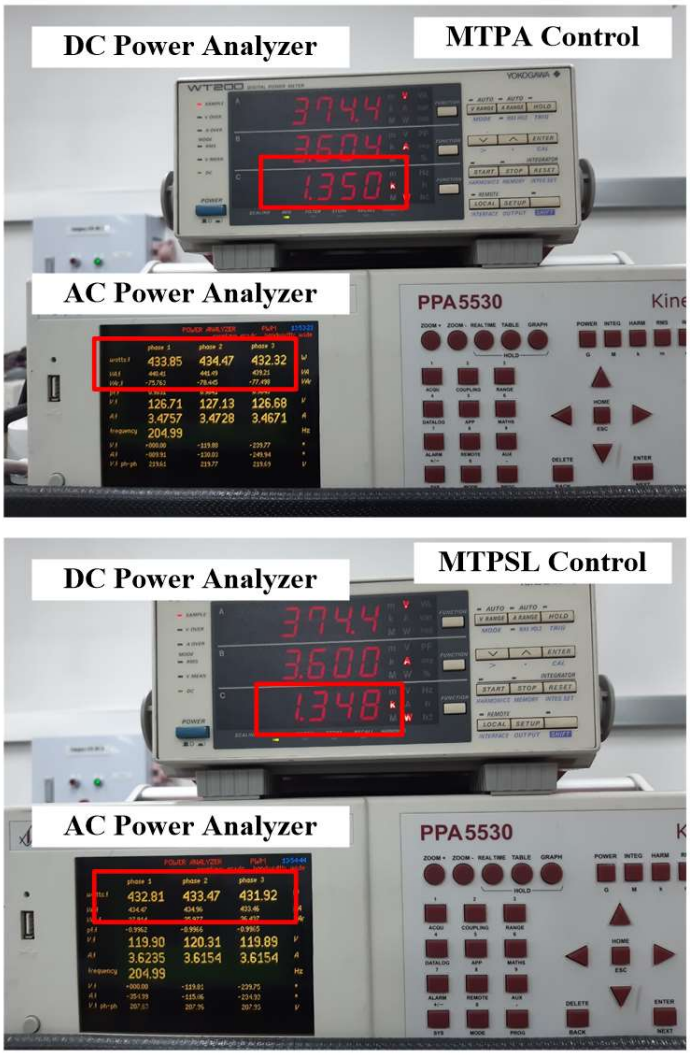


그림 5-7 최소손실 제어 전/후 DC/AC전력계(3 N·m 실험)

최소 손실 운전점에 수렴한 이후에도 동일하게 0.1%의 섭동에 의해서 최소 손실 운전점에서 계속 운전된다. X-Y plot은 전류평면에서의 궤적을 나타낸다. 파란색 선은 제어기에 저장된 MTPA 지령치 이고, 자주색

선은 MTPSL 제어 시 측정된 d,q-축 전류이다.

그림 5-7에 3 N·m 토크지령 시 최소손실 제어 전/후의 DC전력계와 AC전력계를 나타내었다. 최소손실 제어에 의해 DC 입력전력은 1,350 W에서 1,348 W으로 약 2 W 감소하여 시스템 효율이 0.15% 증가하였고, AC 입력전력(인버터의 출력전력 & 전동기의 입력전력)은 1,300.7 W에서 1,298.2 W 으로 2.5 W 감소하여 전동기의 효율은 0.19 % 증가한 것을 알 수 있다. DC전력계와 AC전력계의 차이가 측정된 인버터 손실이며 MTPA 제어 시는 49.3 W, MTPSL 제어 시는 49.8 W로 인버터 손실은 증가하였다. 전력분석계의 데이터를 표 5-3에 나타내었다. 제어기가 섭동기반 탐색방법에 의해서 최소손실 운점점에 수렴하였을 때 토크 보정계수, 제어기의 동손, 인버터 손실, 철손, 출력 토크 추정치를 표 5-4에 나타내었다. 이 때 부하 전동기의 운전점이 변하지 않는 것을 대상 전동기의 토크가 유지되는 기준으로 삼았으며 부하 전동기의 운전점은 (11.9 A, 4.27 A)로 유지되었다.

표 5-3. 전력분석계 데이터(3 N·m 실험)

	MTPA	MTPSL
DC Power Analyzer [W]	1,350	1,348
Reduced System Loss [W]	-	2
Reduced System Loss [%]	-	0.15%
AC Power Analyzer [W]	1,300.7	1,298.2
Reduced Motor Loss [W]	-	2.5
Reduced Motor Loss [%]	-	0.19%
Inverter Loss [W]	49.3	49.8

표 5-4. 제어기의 추정값(3 N·m 실험)

	MTPSL
Copper Loss [W]	20.49
Inverter Loss [W]	51.54
Iron Loss [W]	93.77
K_{Te}	0.022
Output Torque [N·m]	2.78

5.2.3 토크지령 2 N·m 실험

제안하는 최소손실 제어 알고리즘을 다른 운전점에서 실험으로 검증하기 위하여, 전동기를 4,100 r/min에서 구동시키고, MTPA 제어로 2 N·m 토크지령으로 운전하다가 최소손실 제어 알고리즘을 적용한 결과를 그림 5-8에 나타내었다. 최소손실 제어 이전에는 (-0.28 A, 3.27 A)에서 운전되고, 최소손실 제어 이후에는 (-1.4 A, 3.18 A)에서 운전된다.

최소 손실 운전점에 수렴한 이후에도 동일하게 0.1%의 섭동에 의해서 최소 손실 운전점에서 계속 운전된다. X-Y plot은 전류평면에서의 궤적을 나타낸다. 파란색 선은 제어기에 저장된 MTPA 지령치 이고, 자주색 선은 MTPSL 제어 시 측정된 d,q-축 전류이다.

그림 5-9에 2 N·m 토크지령 시 최소손실 제어 전/후의 DC전력계와 AC전력계를 나타내었다. 최소손실 제어에 의해 DC 입력전류가 2,405 mA에서 2,403 mA으로 약 2 mA 감소하여 약 0.75 W가 감소하여 시스템 효율이 0.08 % 증가하였고, AC 입력전력(인버터의 출력전력 & 전동기의 입력전력)은 861.8 W에서 859.2 W 으로 2.6 W 감소하여 전동기의 효율은 0.3 % 증가한 것을 알 수 있다. DC전력계와 AC전력계의 차이가 측정된 인버터 손실이며 MTPA 제어 시는 38.2 W, MTPSL 제어 시는 40.8 W로 인버터 손실은 증가하였다.

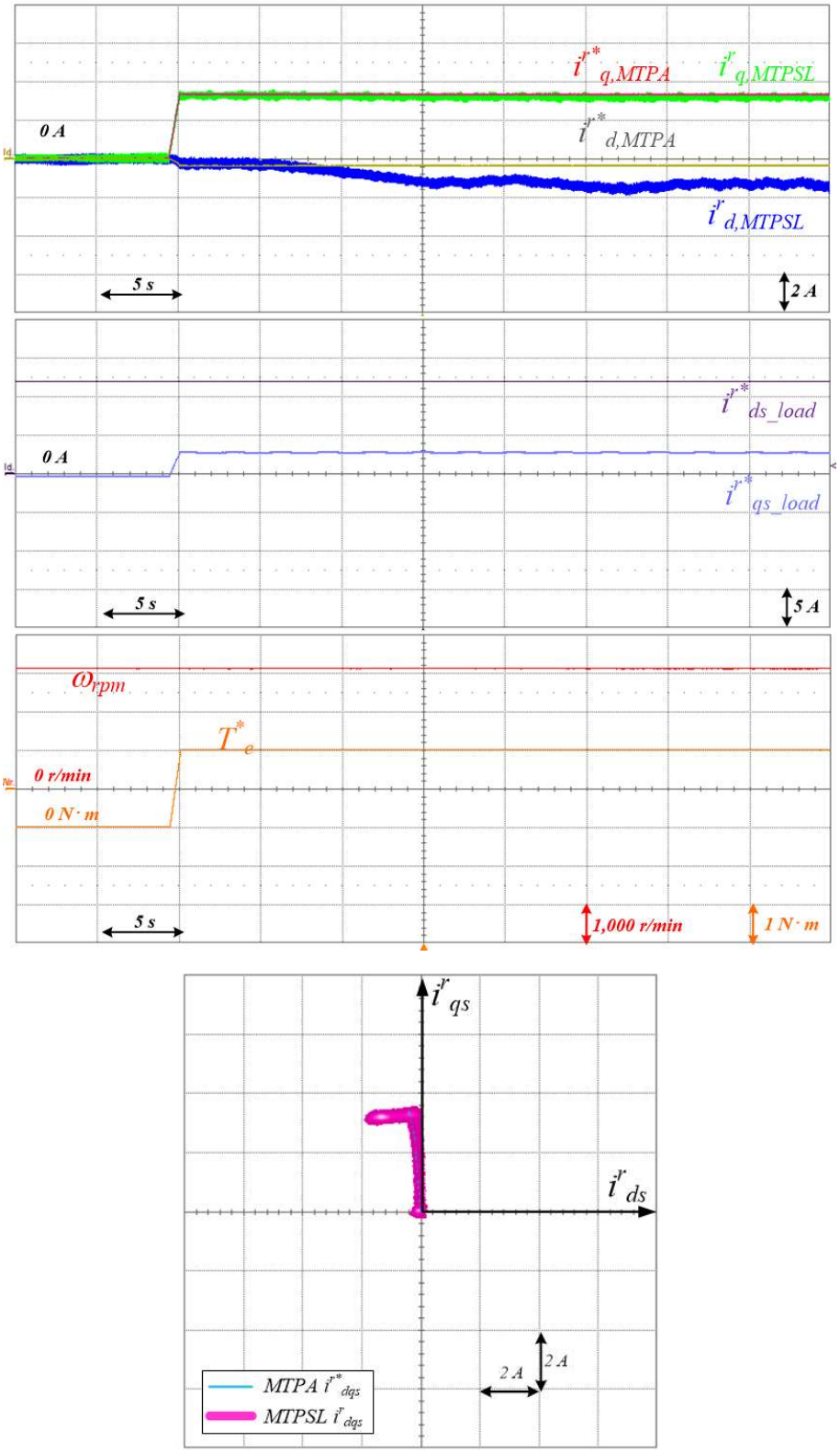


그림 5-8 제안하는 최소손실(MTPSL)제어 실험(2 N·m 실험)

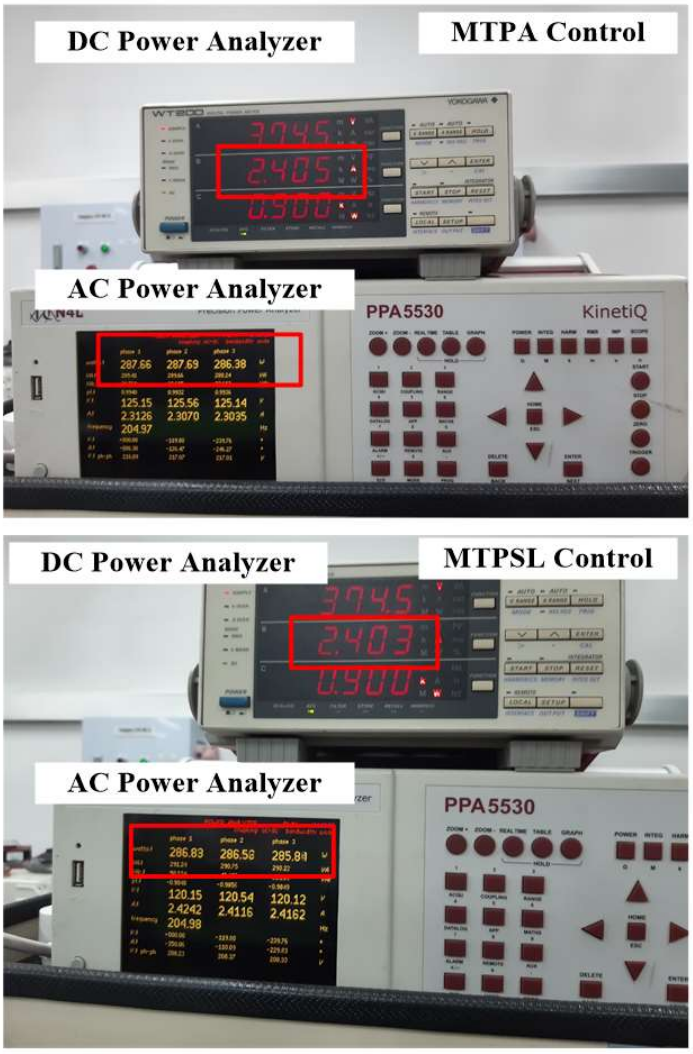


그림 5-9 최소손실 제어 전/후 DC/AC전력계(2 N·m 실험)

전력분석계의 데이터를 표 5-5에 나타내었다. 제어기가 섭동기반 탐색방법에 의해서 최소손실 운전점에 수렴하였을 때 토크 보정계수, 제어기의 동손, 인버터 손실, 철손, 출력 토크 추정치를 표 5-6에 나타내었다. 이 때 부하 전동기의 운전점이 변하지 않는 것을 대상 전동기의 토크가 유지되는 기준으로 삼았으며 부하 전동기의 운전점은 (11.9 A, 2.54 A)으로 유지되었다.

표 5-5. 전력분석계 데이터(2 N·m 실험)

	MTPA	MTPSL
DC Power Analyzer [W]	900	900
Reduced System Loss [W]	-	0.75
Reduced System Loss [%]	-	0.08%
AC Power Analyzer [W]	861.8	859.2
Reduced Motor Loss [W]	-	2.6
Reduced Motor Loss [%]	-	0.30%
Inverter Loss [W]	38.2	40.8

표 5-6. 제어기의 추정값(2 N·m 실험)

	MTPA	MTPSL
Copper Loss [W]	-	9.5
Inverter Loss [W]	-	41.9
Iron Loss [W]	-	116.74
K_{Te}	-	0.026
Output Torque [N·m]	-	3.74

5.2.4 토크지령 변화 실험

토크 지령이 변화하는 경우에 제안하는 최소손실 최적전류 지령기와 실시간 손실저항 추정의 동작을 검증하기 위해서 4,100 r/min 속도에서 토크 지령이 2 N·m – 4 N·m – 2 N·m 순서로 변하는 경우의 실험결과를 그림 5-10에 나타내었다. 토크 지령이 2 N·m에서 4 N·m 으로 감소하는 경우나 다시 4 N·m에서 2 N·m으로 증가하는 경우에 해당 토크에 맞는 최적의 토크 보정계수가 아니기 때문에 짧은 시간 MTPSL 제어 궤적 상에서 벗어났다가 다시 섭동기반 탐색방법에 의하여 MTPSL 제어 궤적 상으로 수렴하는 것을 알 수 있다. 그림 5-10의 X-Y plot을 보면 토크 지령이 2 N·m에서 4 N·m으로 변하거나 반대로 4 N·m에서 2 N·m으로 변할 때 파란색 MTPA 궤적 MTPSL 궤적을 비교할 수 있다.

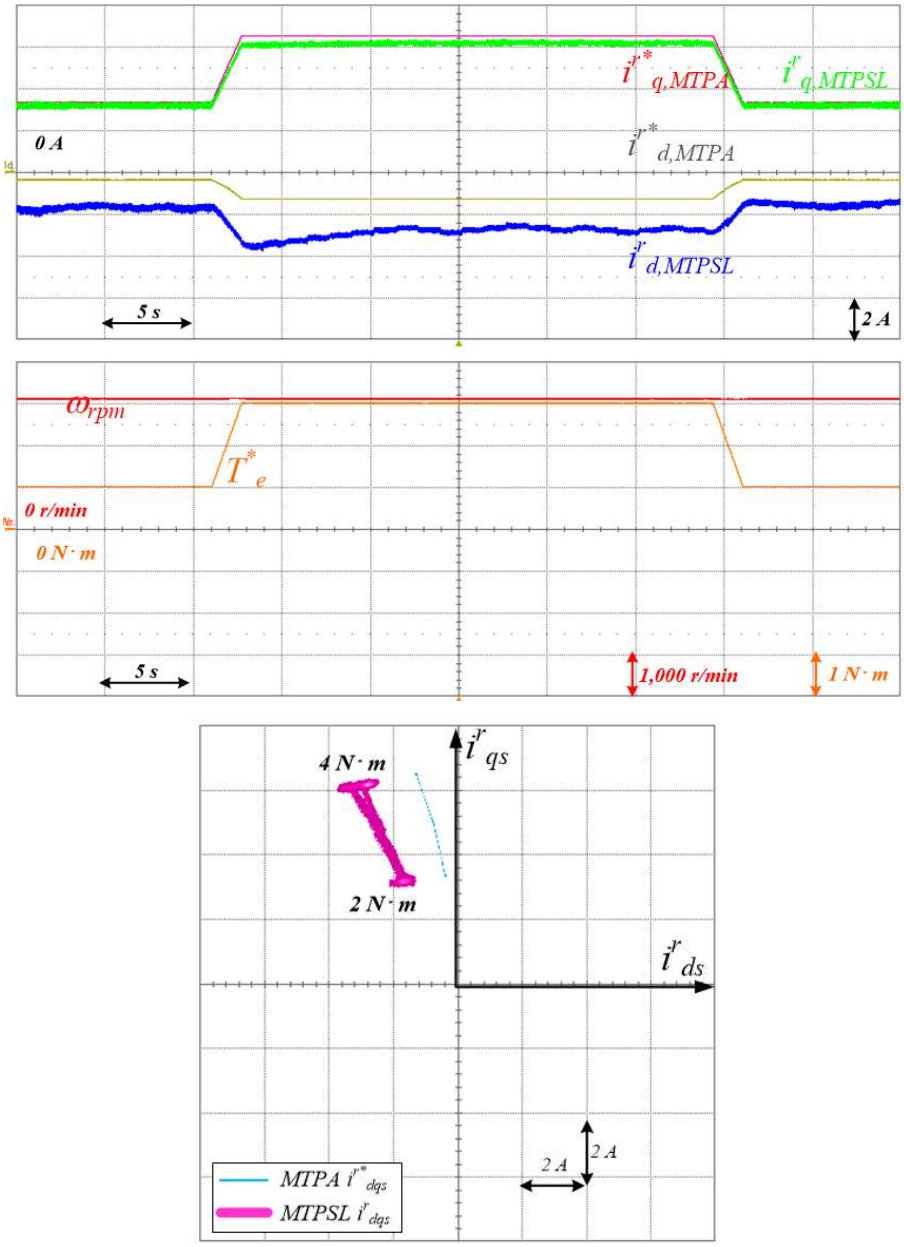


그림 5-10 토크 지령 변화 실험 결과

제 6장 결론

6.1 연구 결과

본 논문에서는 사전실험 없이 실시간으로 매입형 영구자석 전동기의 제정수를 추정하여 제어하는 실시간 최소손실 제어 방법을 연구하였다. 이를 위해서 현재 전류 운전점의 정보를 기반으로 최소손실 운전점을 실시간으로 계산하는 실시간 최소손실 최적전류 지령기를 제안하였다. 제안된 실시간 최소손실 최적전류 지령기는 설정된 직렬손실저항, 철손저항과 철손 등가회로를 기반으로 계산되는 손실의 합을 최소화 하면서 토크지령치를 만족하는 전류 지령을 실시간으로 계산한다. 이러한 실시간 최소손실 최적전류 지령기의 올바른 동작을 위해서 현재 인버터의 총 손실을 추정하고, 동손과 인버터의 손실에 의한 직렬손실과 철손에 의한 병렬손실을 실시간으로 분류하여 직렬손실저항과 철손저항을 계산한 후 이를 최소손실 최적전류 지령기에 전달하는 실시간 손실저항 추정기도 함께 제시하였다. 제안된 알고리즘들의 성능을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하였다.

본 연구의 결과를 요약하면 다음과 같다.

A. 실시간 최소손실 최적전류 지령기

제안된 실시간 최소손실 최적전류 지령기는 토크 지령 조건을 제한 방정식으로 적용하여 손실의 크기를 최소화 하는 최적화 문제로 설정한다. 문제의 해를 구하기 위해서 라그랑즈 승수법을 이용하여 매 샘플링마다 실시간으로 최적 전류 지령치를 계산한다. 최소손실 최적전류 지령기는 토크지령을 항상 만족시키면서 철손 등가회로에 기반하여 인버터 손실저항과 고정자 저항을 합한 직렬손실저항과 병렬로 연결된 철손저항에서 계산된 손실의 합을 최소로 하는 지점을 계산한다. 그러므로 주어진 직렬손실저항과 철손저항값에 따라서 항상 토크지령을 만족하는 등토크 곡선 위의 운전점을 출력하므로 이러한 특성을 이용하여 토크센서가 없는 전동기 시스템에서도 섭동기반

탐색방법과 결합하여 최소손실 운전점을 찾을 수 있다.

B. 실시간 손실저항 추정기

제안된 실시간 최적전류 지령기가 최적전류 지령을 계산하기 위해서는 현재 운전점에 대한 정보들이 주어져야 한다. 이를 위해 현재 운전점의 직렬손실저항과 철손저항을 추정하여 정보를 전달하는 기능을 하는 실시간 손실저항 추정기를 제안하였다. 손실저항을 추정하기 위해서는 먼저 전체 손실을 측정해야 하는데, 일반적인 전동기 시스템은 전동기의 출력을 측정하는 토크센서가 없으므로, 토크 보정계수와 섭동기반 탐색방법을 결합하여 전동기의 실제 출력을 추정하고 이에 따라 전동기 시스템의 전체 손실을 추정하는 방법을 제안하였다. 이렇게 추정된 전체 시스템 손실에서 인버터에 적용된 IGBT의 제조사가 제공하는 데이터로 계산된 인버터 손실과 전동기 고정자 저항값과 측정된 전류에 의해 계산되는 고정자 동손을 뺀 나머지를 철손으로 분류한다. 이런 단순한 분류에 의해서 실시간 최적전류 지령기에 전달한 직렬손실저항과 철손저항에는 오차가 있지만, 이 오차에 의한 영향도 섭동기반 탐색방법에 의해서 최종적으로는 최소 손실 운점점에의 수렴에 영향을 미치지 않는 것으로 확인 되었다.

본 논문에서는 5.5 kW급 가전용 전동기를 이용하여 4,100 r/min의 속도에서 토크센서가 없는 전동기 제어 시스템으로 실험하여 검증하였다. 시험용 전동기는 제안한 방법에 의하여 실시간 손실저항 추정기와 실시간 최소손실 최적전류 지령기로 효율이 최대가 되는 운전점에서 운전되었다. 실험결과, 4 N·m 토크 지령치일 때 DC 입력전력은 1,800 W에서 1,798 W으로 약 2 W 감소하여 시스템 효율이 0.11 % 증가하였고, 3 N·m 토크 지령치일 때 DC 입력전력은 1,350 W에서 1,348 W으로 약 2 W 감소하여 시스템 효율이 0.15 % 증가하였고, 2 N·m 토크 지령치일 때 DC 입력전류는 2,405 mA에서 1,403 mA으로 약 0.75 W 감소하여 시스템 효율이 0.08 % 증가한 것으로 나타났다.

6.2 향후 과제

본 연구를 토대로 향후에 다음과 같은 연구가 진행될 수 있다.

A. 실시간 최소손실 최적전류 지령기

본 논문에서는 전동기 철손 등가회로를 기반으로 인버터 손실을 저항으로 치환하였기 때문에 저부하 영역에서 인버터 손실저항이 매우 큰 값으로 계산되어 토크센서가 있는 시스템에서의 직렬손실 추정의 오차가 없는 이상적인 시뮬레이션에 대해서도 섭동기반 탐색방법과의 결합이 불가피하였다. 인버터의 손실은 전류의 제곱의 함수보다는 선형에 가까운 형태인 것을 반영하여 다른 형태로 등가회로에 반영하는 방법에 대한 연구의 필요성이 있다. 표피효과나 근접효과에 대해서도 고려한다면, 마찬가지로 전류의 제곱의 함수로 치환하는 고전적인 저항형태가 아니라 다른 형태로 치환하고 제안한 실시간 최소손실 최적전류 지령기의 해를 찾기위한 연구가 필요하다.

B. 실시간 손실저항 추정기

본 논문에서는 인버터의 손실과 전동기의 권선저항의 동손을 전동기 시스템의 직렬 손실 성분, 전동기의 철손을 병렬 손실 성분으로 보고 최소 손실 제어기를 설계하였다. 하지만 전동기 시스템에는 그 외에도 근접효과(proximity effect)에 의한 손실이나, 표피효과(skin effect)에 의한 손실이나 전류 고조파로 인한 회전자 자석의 와전류 손실과 같이 많은 종류의 손실이 있으므로, 이러한 손실들이 직렬 손실인지 병렬 손실인지 등가회로로 나타내기 위한 연구가 필요하다.

C. 약자속을 고려한 운전

본 논문에서는 기저속도 이하의 MTPA 운전영역을 대상으로 연구하였다. 연구에 적용된 실험용 전동기는 약자속 영역에서 7,000 r/min까지 속도가 올라가는 가전용 전동기이며, 산업계의 많은 분야의 전동기들도 고속 운전을 위해 약자속 영역에서 구동된다. 약자속

영역에서 대부분의 제어방법은 MTPA 곡선과 가장 가까운 전압제한 원 위에서 운전하지만, 최소 손실 곡선을 반영하여 약자속 영역에서도 전압 제한 원 내부의 운전가능성에 대한 연구가 필요하다.

부 록

A. 토크센서가 있는 시스템의 최소손실 제어

전동기 시스템에 토크센서까지 있는 경우 전체손실값은 정확히 측정할 수 있지만, 4.4절에 기술한 바와 같이 인버터 손실과 전동기 동손 외의 직렬손실을 정확히 추정할 수 없어서 결과적으로 철손이 부정확하게 추정되는 것을 보정하기 위하여, 그림 A-1과 같이 직렬손실 보정계수 K_{Rs}를 도입한다. 직렬손실 보정계수 K_{Rs}를 보정하는데에는 실시간 최소손실 최적전류 지령기와 손실저항 추정기가 그림 A-2와 같이 상호적으로 동작한다. 손실저항 추정기가 섭동기반 탐색방법(perturbation searching method)에 의하여 직렬손실 보정계수 K_{Rs}를 조정하여 보정된 직렬손실저항과 철손저항의 추정치 $\hat{R}_s, \hat{R}_i$ 를 최소손실 최적전류 지령기에 전달하면 최소손실 최적전류 지령기는 이 추정치에 기반하여 최소손실이 되는 전류 지령치를 계산한다.

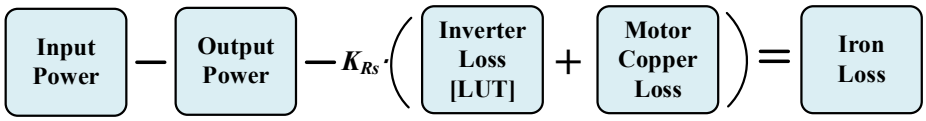


그림 A-1 손실 분류 기준과 직렬손실 보정계수 K_{Rs}

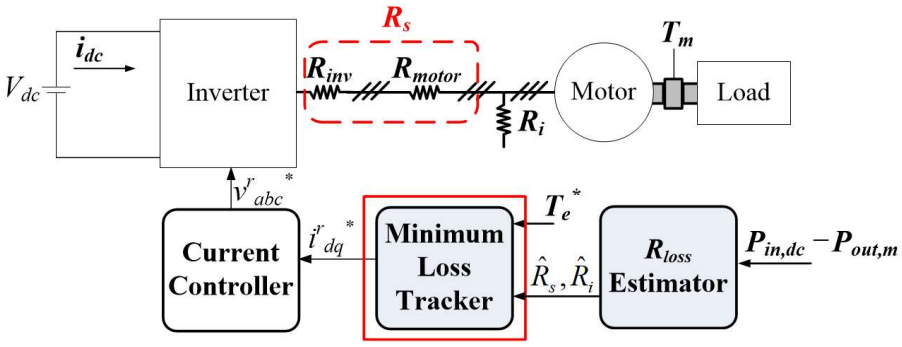


그림 A-2 토크센서가 있는 실시간 최소손실 제어 알고리즘의 블록도

이 전류 지령치에 의해 옮겨진 전류 운전점에서 다시 손실저항 추정기가 실제 시스템 손실이 최소가 되는 방향으로 직렬손실 보정계수 K_{Rs}를 조정하는 섭동기반 탐색을 반복적으로 실시하여 최종적으로는 토크지령치를 만족하면서 손실을 최소화하는 운전점으로 수렴하게 된다.

B. 토크센서가 있는 시스템의 시뮬레이션

B.1 직렬손실 추정의 오차가 없는 이상적인 시뮬레이션

토크센서로 전동기 출력을 측정하는 전동기 시스템에 대한 제안하는 최소손실 최적전류 지령기와 실시간 손실저항 추정기를 검증하기 위해서 3장에서 분석한 4,100 r/min 속도에서 토크 지령치 4 N·m인 경우에 대하여 DC 전압은 375 V, 스위칭 주파수는 10 kHz인 실험용 인버터의 조건을 적용하여 시뮬레이션을 하였다.

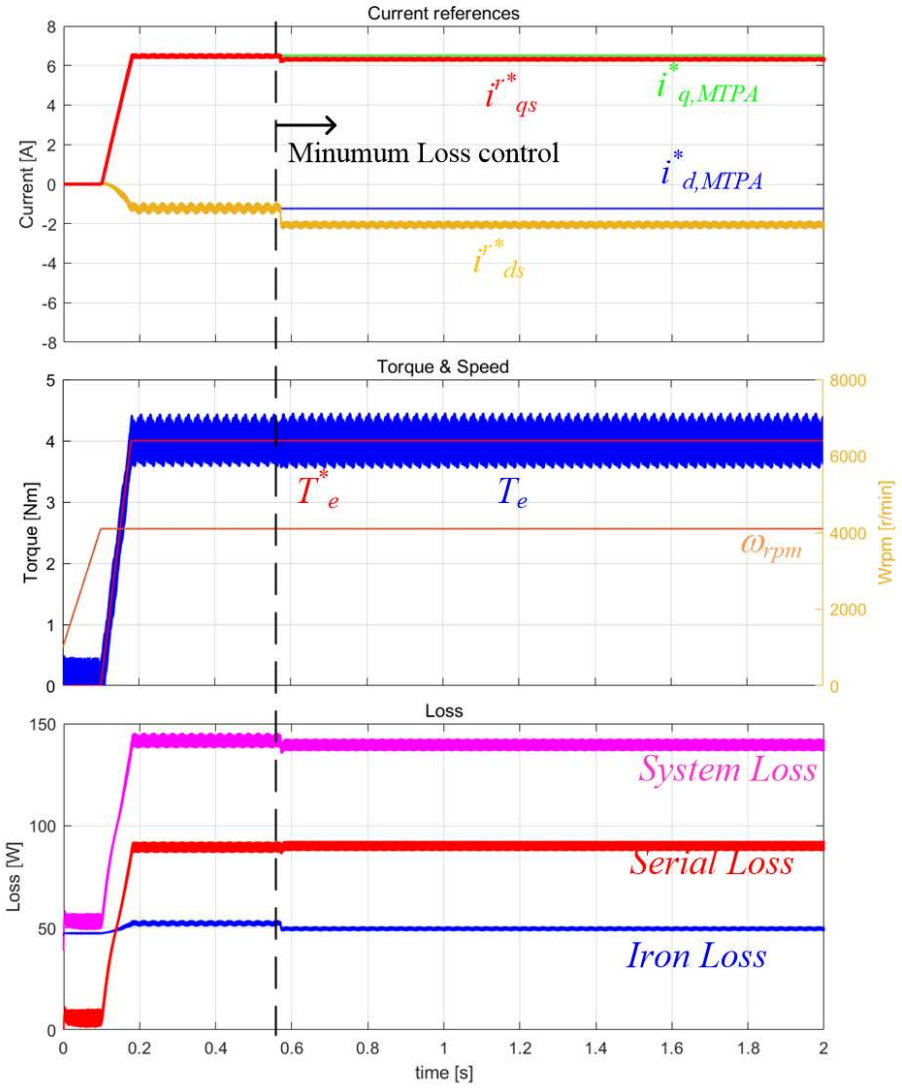


그림 B-1 직렬손실 추정 오차가 없는 경우의 시뮬레이션(4 N·m)

인버터 손실과 철손은 3장에서 진행한 시뮬레이션과 같은 조건이다.

토크 지령치가 4 N · m이고 MTPA 제어에서 최소손실 제어로 변경하였을 때의 시뮬레이션 결과를 그림 B-1에 나타내었다.

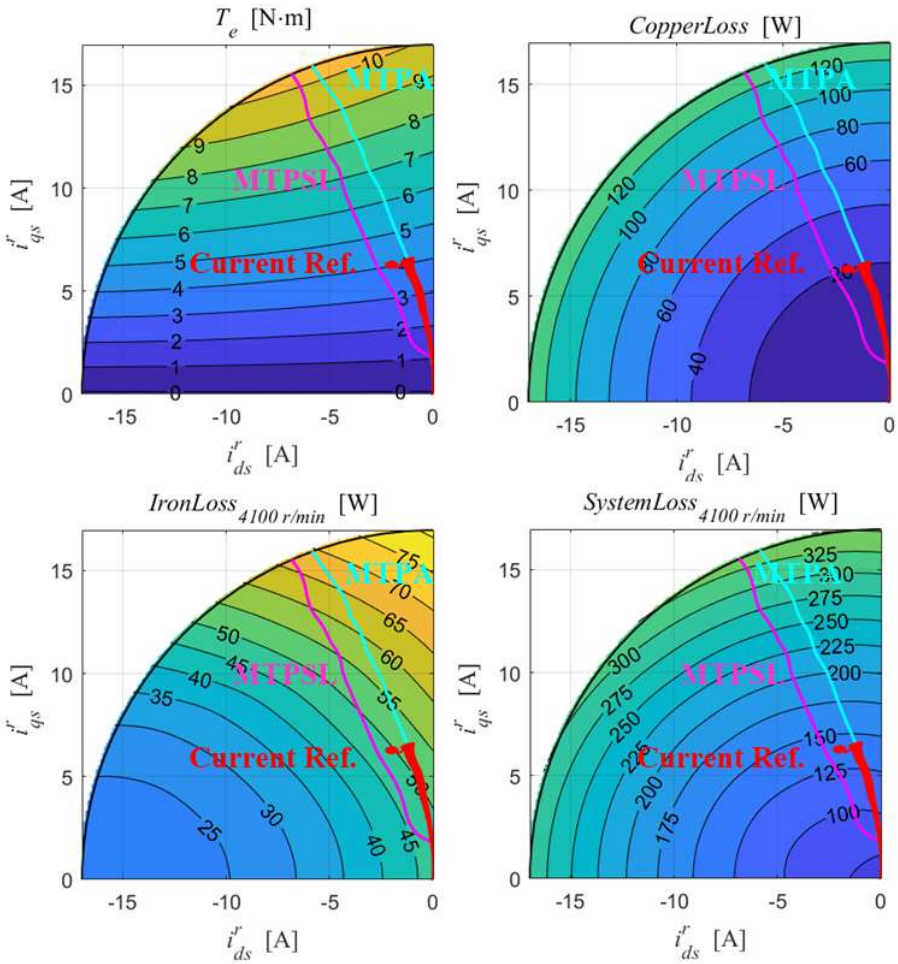


그림 B-2 직렬손실 추정 오차가 없는 경우의 전류 궤적 시뮬레이션(4 N·m)

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 토크맵, 동손맵, 철손맵과 시스템 손실맵에서 MTPSL 제어 궤적과 시뮬레이션 결과의 전류궤적을 비교하였다. 자주색 선이 미리 계산된 MTPSL 제어 궤적이며 빨간색 선은 앞에서 수행된 시뮬레이션의 전류궤적이다. 그림 B-2의 토크맵을 보면 등토크 곡선을 따라서 음(-)의 d-축 방향으로 움직이지만, MTPSL 궤적까지 도달하지 않고 도중에 어떤 운전점을 수렴해 버린다. MTPA 제어 시의 전류 운전점은 (-1.2 A, 6.5 A)이고, 이동한 후의 전류 운전점은 (-2.1 A, 6.3 A) 이다. 시스템 전체

손실은 약 2.0 W 정도 감소한 것을 확인할 수 있다.

입력과 출력을 정확게 측정하는데도 MTPSL 궤적에 수렴을 하지 못하는 이유는 그림 3-35의 인버터 손실저항 맵의 분포에서 찾을 수 있다. 제안한 실시간 최소손실 최적전류 지령기는 현재 운전점의 정보를 기반으로 다음 최적 운전점 전류 지령치를 계산하는데, 인버터 손실은 전동기의 고정자 저항손과는 다르게 저부하, 저전류 영역에서도 기본적으로 스위칭손실을 가지고 있어서 전류크기 대비 손실이 커서 인버터 손실저항 값이 큰 것을 을 통해 알 수 있다. 예를 들어 MTPA 곡선위의 4 N·m 토크지령치에 해당하는 운전점인 (-1.2 A, 6.5 A)에서 전동기의 고정자 저항은 0.307 Ω 인데 인버터의 손실저항은 1.06 Ω이므로 전체 직렬저항이 1.37 Ω으로 상당히 크기 때문에 약자속을 통해 음(-)의 d-축 방향 전류를 증가시킬 경우 직렬손실이 크게 늘어날 것으로 예상되어서 B-2의 자주색 MTPSL 제어 궤적까지 약자속을 하지 않는 것으로 분석된다. 실제로 약자속을 해서 음(-)의 d-축 방향으로 운전점을 이동할수록 인버터 저항이 줄어들지만, 실시간 최소손실 최적전류 지령기는 다른 운전점에 대한 정보없이 현재 운전점의 정보만으로 다음 최적 전류 지령을 계산하기 때문에 음(-)의 d-축 방향으로 이동하려고 하지 않는다.

이를 해결하기 위해서는 섭동기반 탐색방법을 적용하였다. 섭동기반 탐색방법은 전동기 시스템의 입력과 출력으로 계산한 효율을 목표로 하였으며, 그림 A-1의 직렬손실 보정계수 K_{Rs}를 0.1 초마다 5 %씩 섭동을 주고 효율의 변화를 관찰하도록 적용하였다. 그림 B-3에 이와 같은 섭동기반 탐색방법을 적용한 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 최소손실 제어 알고리즘이 작동하면서 동시에 섭동기반 탐색방법이 적용되어 7스텝, 약 0.7초만에 최소손실 운전점에 도달하였고, 그 이후에 최소손실 운전점 주변에서 직렬손실 보정계수 K_{Rs}를 0.1초 마다 5%씩 올리거나 내리면서 최소손실 운전점을 유지하는 것을 볼 수 있다.

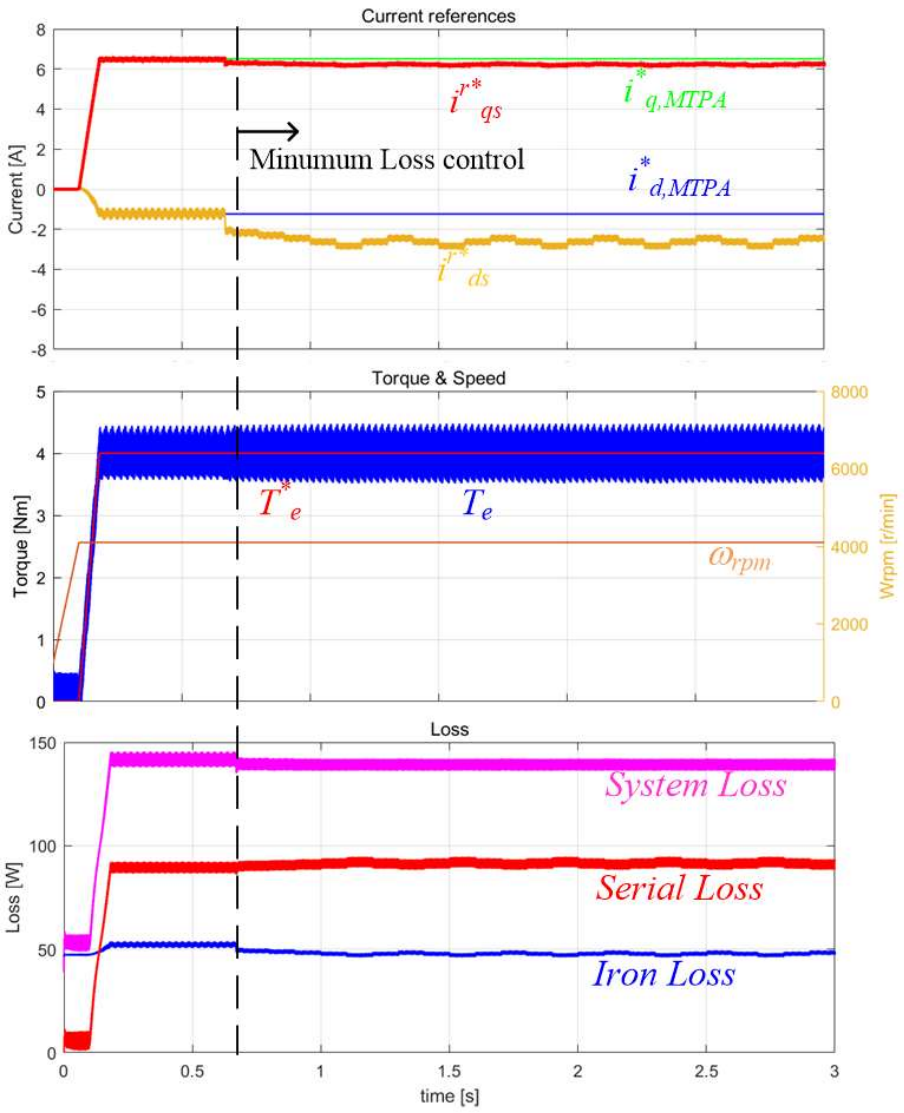


그림 B-3 섭동기반 탐색방법의 시뮬레이션(4 N·m)

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 운전점의 전류궤적을 그림 B-4에 나타내었다. 섭동기반 탐색방법이 적용되지 않은 그림 B-1, 그림 B-2의 시뮬레이션 결과와는 다르게 자주색 MTPSL 궤적까지 이동하여 운전점을 유지하면서 2.5 W정도 손실이 줄어든 것을 알 수 있다. 이 때, 최소손실 제어로 MTPSL 궤적으로 이동한 후의 전류 운전점은 (-2.6 A, 6.2 A)이다. 이 손실 감소량과 최종 운전점은 그림 4-18그림 4-19의 제안한 방법의 시뮬레이션 결과와 동일하다. 그러므로, 제안한 방법이 출력단에

토크센서가 있는 시스템과 동일한 최소손실 제어 효과를 가진다는 것을 알 수 있다. 그리고 토크센서가 있는 전동기 시스템에서 전체 손실을 정확하게 측정하고, 직렬손실까지 오차없이 분류해서 철손을 정확하게 추정할 수 있다고 하더라도, 저부하 영역에서의 인버터 손실의 특성으로 인하여, 섭동기반 탐색방법의 적용없이는 최소손실 운전점에 수렴하지 않을 수 있다는 것을 알 수 있다.

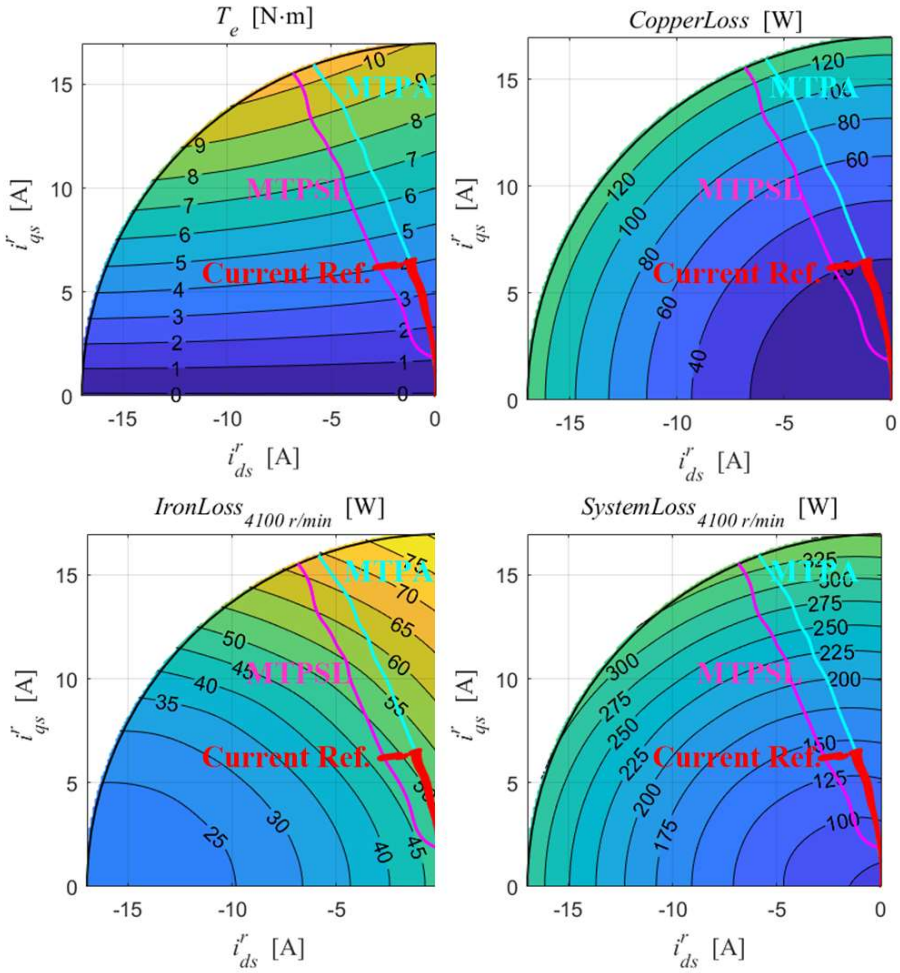


그림 B-4 섭동기반 탐색방법의 전류 궤적 시뮬레이션(4 N·m)

B.2 직렬손실 추정의 오차가 있는 경우의 시뮬레이션

4.4절에서 설명하였듯이, 실제 전동기 시스템에서 직렬손실을 모두 정확하게 반영하는 것은 매우 어려운 일이며, B.1에 보인것과 같이

직렬손실을 이상적으로 정확하게 반영하여도, 인버터의 저부하 손실 특성으로 인하여 섭동기반 탐색방법의 적용은 불가피하였다. 본 절에서는, B.1절의 시뮬레이션 조건에서 시스템의 전체손실과 직렬손실과 철손은 같은 조건이지만, 제어기가 추정하는 인버터 손실을 50%로 설정하여 고의적으로 직렬손실 추정치를 줄인 상태에서 제안하는 최소손실 제어 방법을 시뮬레이션을 통해 검증한다.

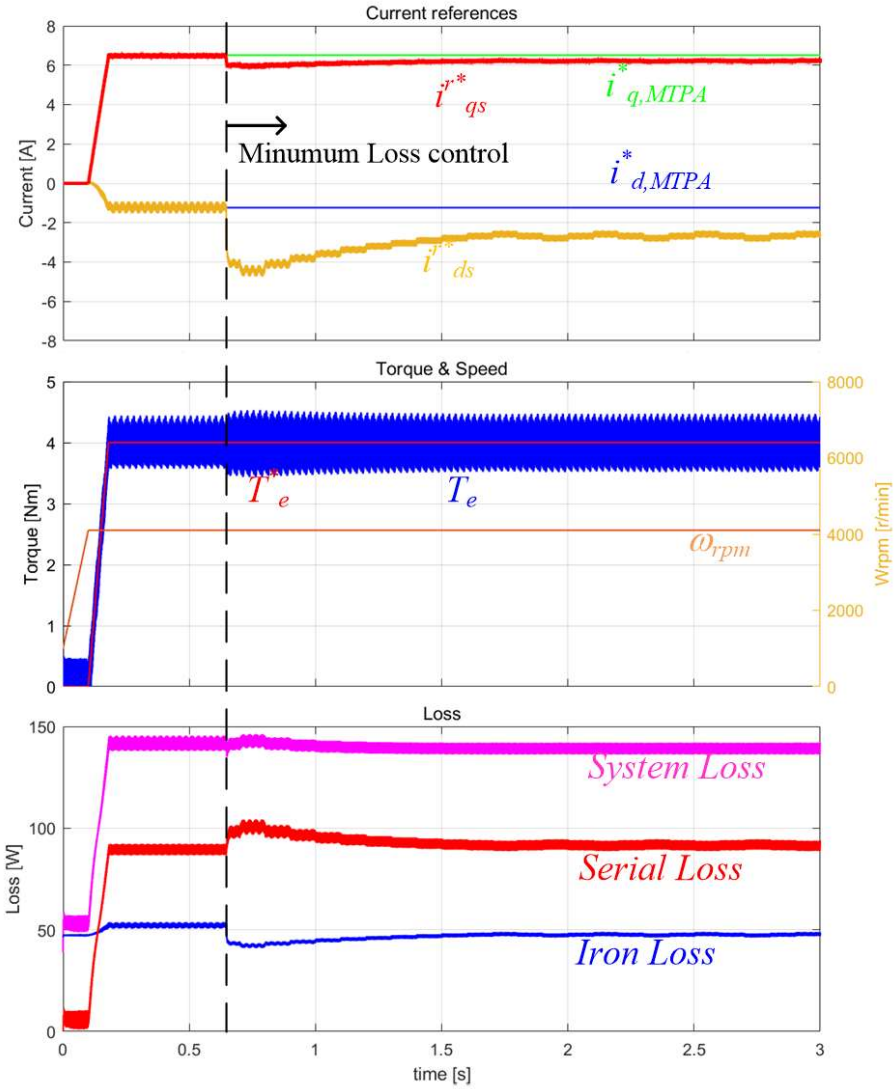


그림 B-5 직렬손실 추정치의 오차가 있는 경우의 시뮬레이션(4 N·m)

그림 B-3의 시뮬레이션 결과와 그림 B-5의 시뮬레이션 결과를 비교하면, 직렬손실 추정치의 오차가 있는 경우, 초기에 철손을 과도하게

추정하게 되므로, 음(-)의 d-축으로 거의 -5 A까지 약자속 제어를 하였다가, 섭동기반 탐색방법을 통해서 다시 최소손실 운전점으로 복귀한 것을 알 수 있다. 두 시뮬레이션의 2초 이후의 전류 운전점은 (-2.6 A, 6.2 A)로 거의 동일한 것을 알 수 있다.

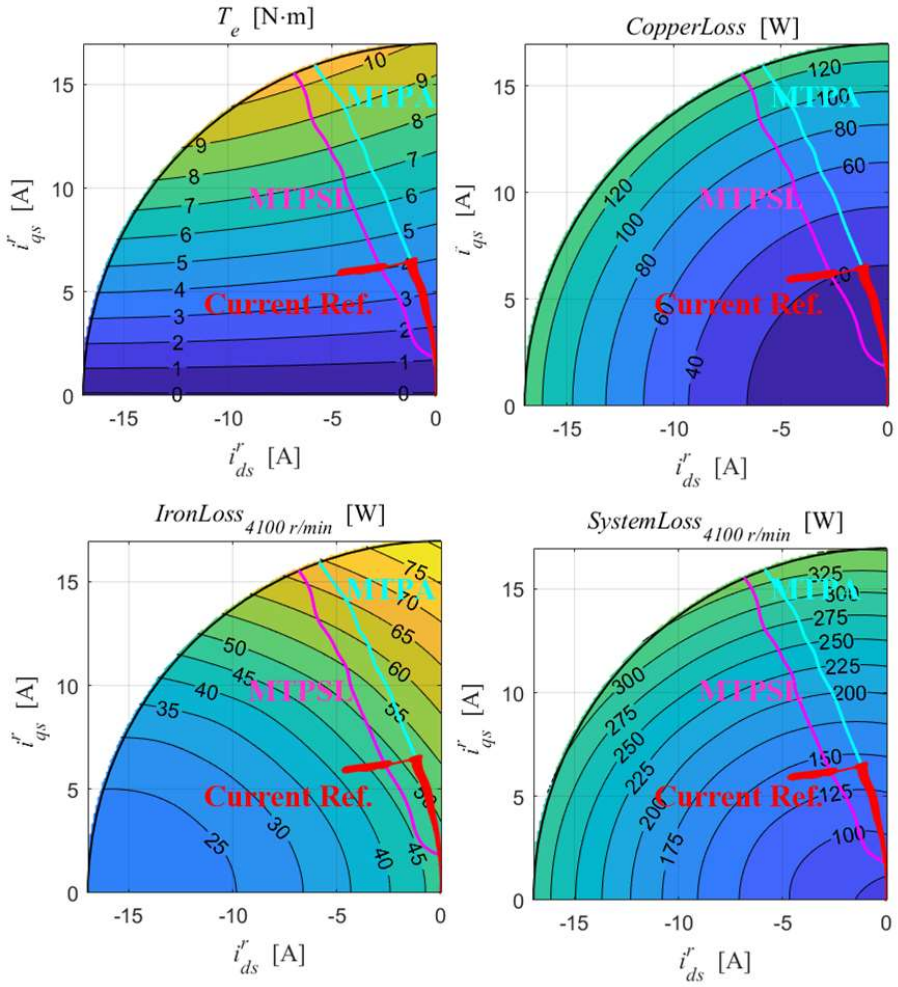


그림 B-6 직렬손실 추정치의 오차가 있는 전류 궤적 시뮬레이션(4 N·m)

시뮬레이션 결과가 올바른 지점에 수렴하였는지 확인하기 위하여 전류궤적을 그림 B-6에 나타내었다. 빨간색 전류 궤적이 자주색의 MTPSL 궤적을 지나서 음(-)의 d-축 방향으로 이동하였다가 다시 섭동기반 탐색방법을 통해서 MTPSL 궤적으로 수렴하는 것을 알 수 있다. 그러므로, 4.3절에서 설명한바와 같이, 인버터 손실과 전동기 고정자 동손은 직렬손실과 철손을 구분하기 위한 초기값의 역할을 하며,

이 초기값이 실제값과 가까울수록 섭동기반 탐색방법에 의해서 더 빠르게 최소손실 운전점에 수렴한다는 것을 알 수 있다.

참고 문헌

[1] I. Petrov, D. Egorov, J. Link, R. Stern, S. Ruoho and J. Pyrhönen, "Hysteresis Losses in Different Types of Permanent Magnets Used in PMSMs," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 3, pp. 2502-2510, March 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2548440.

[2] 서장호. "차량용 매입형 영구자석 전동기의 열 특성 해석 및 최적 설계." 박사학위논문 서울대학교, 2010.

[3] 김성진, 홍승민, 남광희.(2016).하이브리드 자동차용 모터 및 인버터 최신 동향 분석.전력전자학회논문지,21(5),381-387.

[4] 배본호, “돌극성이 큰 영구자석 교류 전동기의 제어에 대한 연구,” 박사학위논문, 서울대학교, 2002.

[5] J. Hang, H. Wu, S. Ding, Y. Huang and W. Hua, "Improved Loss Minimization Control for IPMSM Using Equivalent Conversion Method," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 2, pp. 1931-1940, Feb. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3012018.

[6] R. S. Colby and D. W. Novotny, "Efficient Operation of Surface-Mounted PM Synchronous Motors," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, no. 6, pp. 1048-1054, Nov. 1987, doi: 10.1109/TIA.1987.4505028.

[7] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa, “Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 41, no. 5, pp. 511–517, Oct. 1994.

[8] S. Vaez, V. I. John and M. A. Rahman, "An on-line loss minimization controller for interior permanent magnet motor drives," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 4, pp. 1435-1440, Dec. 1999, doi: 10.1109/60.815086.

[9] C. Cavallaro, A. O. Di Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo, and M. Trapanese, “Efficiency enhancement of permanent-magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 4, pp. 1153–1160, Aug. 2005.

[10] J. Lee, K. Nam, S. Choi, and S.Kwon, “Loss-minimizing control of PMSM with the use of polynomial approximations,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 4, pp. 1071–1082, Apr. 2009.

[11] X. Zhang and P. Chen, “Efficiency optimization of direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor considering iron losses,” in Proc. IEEE 19th Int. Conf. Elect. Mach. Syst., 2016, pp. 1–6.

[12] 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.

[13] Q. Li, T. Fan and X. Wen, "Characterization of Iron Loss for Integral-Slot Interior Permanent Magnet Synchronous Machine During Flux Weakening," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 53, no. 5, pp. 1-8, May 2017, Art no. 8101308, doi: 10.1109/TMAG.2017.2676094.

[14] 정의훈, 이용재, 하정익.(2015).매입형 영구자석 동기전동기의 최소 손실 벡터제어.전력전자학회논문지,20(4),330-336.

[15] 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 pplications, vol. 42, no. 5, pp. 1222-1229, Sept.-Oct. 2006, doi: 10.1109/TIA.2006.880910.

[16] 정유석, "영구자석동기기의 자기포화를 고려한 실시간 최소동손제어," 박사학위논문, 서울대학교, 2005.

[17] 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.
[18] 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.
[19] 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.
[20] 김현식, "매입형 영구자석 전동기의 자속 변동을 고려한 실시간 토크 운전," 박사학위논문, 서울대학교, 2019.
[21] B. Gallert, G. Choi, K. Lee, X. Jing and Y. Son, "Maximum efficiency control strategy of PM traction machine drives in GM hybrid and electric vehicles," 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH, USA, 2017, pp. 566-571, doi: 10.1109/ECCE.2017.8095833.
[22] 김재광. "차량용 다중 매입형 영구자석 회전기의 해석 및 설계." 박사학위논문, 서울대학교, 2006.
[23] Stephen J. Chapman, Electric Machinery Fundamentals 4th , Mc Graw Hill.
[24] Yacine Amara, Jiabin Wang, and David Howe, “Analytical Prediction of Eddy-Current Loss in Modular Tubular Permanent-Magnet Machines,” IEEE Trans.on Energy Conversion, vol. 20, no. 4, pp. 761-770, Dec. 2005.
[25] Dahaman Ishak, Z. Q. Zhu, and David Howe, “Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole,” IEEE Trans. on Magnetics, vol. 41, no. 9, pp. 2462-2469, Sep. 2005.
[26] 이상엽. "고출력밀도 영구자석 전동기의 와전류 손실 해석에 관한 연구." 박사학위논문, 서울대학교, 2012.
[27] 최홍순, 고종선, 김용재, 정상용, 허진, 전기기기 7판, 퍼스트북, 2014.
[28] A. Kusko and D. Galler, "Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-19, no. 4, pp. 561-570, July 1983, doi: 10.1109/TIA.1983.4504256.
[29] 임선경. "Loss minimizing control scheme for induction motors." 박사학위논문, 포항공과대학교, 2004.
[30] Xu, Wei. "Dynamic Loss Modeling for Loss Minimizing Control of IPMSM using DB-DTFC not Operating in Voltage or Current Limits." 박사학위논문, The University of Wisconsin - Madison, 2013.
[31] A. M. Bazzi and P. T. Krein, "Review of Methods for Real-Time Loss Minimization in Induction Machines," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 6, pp. 2319-2328, Nov.-Dec. 2010, doi: 10.1109/TIA.2010.2070475.
[32] A. M. Bazzi and P. T. Krein, "A survey of real-time power-loss minimizers for induction motors," 2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium, Baltimore, MD, USA, 2009, pp. 98-106, doi: 10.1109/ESTS.2009.4906500.
[33] 이정기. "Loss Minimizing Control of PMSM with the Use of Polynomial Approximations." 박사학위논문, 포항공과대학교, 2009.
[34] S. -Y. 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.
[35] 정성윤. "페라리 방법을 이용한 매립형 영구자석 전동기의 최적토크제어를 위한 분석적인 접근." 박사학위논문, 포항공과대학교, 2013.
[36] A. Balamurali, G. Feng, C. Lai, J. Tjong and N. C. Kar, "Maximum Efficiency Control of PMSM Drives Considering System Losses Using Gradient Descent Algorithm Based

on DC Power Measurement," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 33, no. 4, pp. 2240-2249, Dec. 2018, doi: 10.1109/TEC.2018.2852219.
[37] S. Kim, Y. -D. Yoon, S. -K. 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.
[38] 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.
[39] 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.
[40] 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.
[41] 설승기, 전기기기제어론. 홍릉과학출판사, 2007.
[42] B. Gallert, G. Choi, K. Lee, X. Jing and Y. Son, "Maximum efficiency control strategy of PM traction machine drives in GM hybrid and electric vehicles," 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH, USA, 2017, pp. 566-571, doi: 10.1109/ECCE.2017.8095833.
[43] W. Peters, O. Wallscheid and J. Böcker, "A precise open-loop torque control for an interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) considering iron losses," IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, QC, Canada, 2012, pp. 2877-2882, doi: 10.1109/IECON.2012.6389438.
[44] 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.
[45] R. Zhao, Z. Xin, P. C. Loh and F. Blaabjerg, "A Novel Flux Estimator Based on Multiple Second-Order Generalized Integrators and Frequency-Locked Loop for Induction Motor Drives," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 8, pp. 6286-6296, Aug. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2620428.
[46] Y. Park and S. -K. Sul, "Sensorless Control Method for PMSM Based on Frequency-Adaptive Disturbance Observer," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 2, no. 2, pp. 143-151, June 2014, doi: 10.1109/JESTPE.2013.2296596.
[47] Z. Xin, R. Zhao, F. Blaabjerg, L. Zhang and P. C. Loh, "An Improved Flux Observer for Field-Oriented Control of Induction Motors Based on Dual Second-Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 5, no. 1, pp. 513-525, March 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2623668.
[48] Y. Jeong and S. Sul, "Adaptive Flux Observer with On-line Inductance Estimation of an IPMSM Considering Magnetic Saturation," 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Dresden, Germany, 2005, pp. 2467-2473, doi: 10.1109/PESC.2005.1581979.
[49] A. Yoo and S. -K. Sul, "Design of Flux Observer Robust to Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Flux Variation," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 5, pp. 1670-1677, Sept.-oct. 2009, doi: 10.1109/TIA.2009.2027516.
[50] W. Xu and R. D. Lorenz, "Reduced Parameter Sensitivity Stator Flux Linkage Observer in Deadbeat-Direct Torque and Flux Control for IPMSMs," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, no. 4, pp. 2626-2636, July-Aug. 2014, doi: 10.1109/TIA.2014.2298554.

[51] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 1, pp. 101-110, Jan.-Feb. 1994, doi: 10.1109/28.273627.
[52] Jang-Hwan Kim, Jong-Woo Choi and S. -K. Sul, "Novel rotor-flux observer using observer characteristic function in complex vector space for field-oriented induction motor drives," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 5, pp. 1334-1343, Sept.-Oct. 2002, doi: 10.1109/TIA.2002.802994.
[53] J. S. Lee, C. -H. Choi, J. -K. Seok and R. D. Lorenz, "Deadbeat-Direct Torque and Flux Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines With Discrete Time Stator Current and Stator Flux Linkage Observer," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 4, pp. 1749-1758, July-Aug. 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2154293.
[54] W. Xu and R. D. Lorenz, "Low-Sampling-Frequency Stator Flux Linkage Observer for Interior Permanent-Magnet Synchronous Machines," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 5, pp. 3932-3942, Sept.-Oct. 2015, doi: 10.1109/TIA.2015.2439641.
[55] M. Koç, J. Wang and T. Sun, "An Inverter Nonlinearity-Independent Flux Observer for Direct Torque-Controlled High-Performance Interior Permanent Magnet Brushless AC Drives," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 1, pp. 490-502, Jan. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2524644.
[56] 윤영두, “구형파 전압 주입을 이용한 교류 전동기의 센서리스 제어에 관한 연구,” 박사학위논문, 서울대학교, 2010.
[57] J. Cordier, P. Landsmann and R. Kennel, "The influence of magnetic hysteresis on HF injection based inductance calculation," 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, USA, 2011, pp. 638-645, doi: 10.1109/ECCE.2011.6063829.
[58] 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.
[59] 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.
[60] D. Hu, Y. M. Alsmadi and L. Xu, "High-Fidelity Nonlinear IPM Modeling Based on Measured Stator Winding Flux Linkage," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 4, pp. 3012-3019, July-Aug. 2015, doi: 10.1109/TIA.2015.2407864.
[61] D. Kim, Y. -C. Kwon, S. -K. Sul, J. -H. Kim and R. -S. Yu, "Suppression of Injection Voltage Disturbance for High-Frequency Square-Wave Injection Sensorless Drive With Regulation of Induced High-Frequency Current Ripple," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 1, pp. 302-312, Jan.-Feb. 2016, doi: 10.1109/TIA.2015.2478887.

Abstract

The interior permanent-magnet synchronous motor(IPMSM) is widely applied in various industrial fields due to its high efficiency, torque and power density. Much research has been done on efficient operating methods for IPMSM. One control method of the IPMSM is the control based on the look-up table(LUT) obtained by various preliminary experiments. The control based on the LUT has the advantage of controlling at an operating point verified through a preliminary experiment. However, it requires many preliminary experiments, and since LUTs obtained from experiments on representative motors are applied to mass-produced motors, there is a possibility of errors due to each manufacturing tolerance. Also, it has the disadvantage of not reflecting the change in the characteristics of the motor due to the environmental change or secular change after the LUTs were made.

The control using real-time parameter estimation has the advantage of estimating the parameters of the current motor, including manufacturing tolerance, environmental changes and secular changes, without preliminary experiments. However, parameter errors and additional losses can be caused by parameter estimation algorithms.

Efficient operating methods to be achieved through a control such as control based on the LUT or control using real-time parameter estimation are classified into the maximum torque per ampere(MTPA) and minimum loss control(ML). MTPA is a method of minimizing copper loss by operating at the point that satisfies the torque reference with the minimum current magnitude. Types of ML include Maximum Torque Per Motor Loss(MTPML), which minimizes the sum of the copper loss and iron loss, and Maximum Torque Per System Loss(MTPSL), which minimizes the sum of the copper loss, iron loss and inverter loss.

This paper proposes an operating method for minimum loss in control using real-time parameter estimation without preliminary experiments. The loss resistance estimator, which measures DC input through the current sensor and estimates motor system output, is proposed. The loss resistance estimator divides system loss into series loss and iron loss. And the optimal current reference generator, which satisfies torque reference and minimizes the estimated system loss, is proposed. The optimal current reference generator is derived to solve the constraint optimization problem

with the Lagrangian multiplier method and a numerical analysis algorithm.

The proposed algorithm was verified through simulations and experiments under various conditions. The experimental M-G set was selected as a 5.5 kW home appliance motor, and the proposed algorithm was verified through experiments.

Keywords: Interior permanent-magnet synchronous motor(IPMSM), Online minimum loss, MTPA, ML, MTPL, MTPML, MTPSL

Student Number: 2019-30814

감사의 글

부족한 제가 지도교수님께서 인도해 주시는 길을 따라 연구를 시작한지 만 4 년 반 만에 박사학위를 받고 졸업을 하게 되었습니다. 박사가 되었다는 자부심도 있지만 그보다 더 제 가슴을 벅차게 하는 것은 제가, 마침내, 존경하는 교수님의 이름으로 박사학위를 받는데 성공했다는 성취감인 것 같습니다.

먼저 삼십대 중반이 넘은 저를 연구실 일원으로 흔쾌히 받아 주시고, 제가 오늘 학위논문 최종본을 학교에 제출하는 마지막 순간까지도 마음 졸이시며 학위논문을 검토해주신 저의 지도교수님이신 설승기 교수님께 감사의 인사를 올립니다. 교수님께서 보여주신 연구에 대한 진지한 모습과 시간과 장소를 가리지 않으시고 학생들의 문의와 요청에 즉각 응답해 주시는 모습은 저에게 감동을 넘어 '나도 저런 분이 되고 싶은데, 아마 이번생에는 불가능 할 듯'한 자기확신과 함께 교수님에 대한 존경심과 애정을 쑥쑥 자라나게 해주었습니다. 교수님 이번달에 정년퇴임 하시고, 산업계에서 교수님의 레전드 인생 제 2 막을 시작하시는데에, 지금까지도 많은 것들을 삶으로 보여주셨지만, 앞으로 더 보여주실 것들도 기대하며 교수님을 응원하도록 하겠습니다. 그리고 박사학위 논문을 위하여 아낌없이 지도해 주신 하정익 교수님, 한승용 교수님, 윤영두 교수님, 임명섭 교수님께도 감사 인사를 드립니다. 그리고 앞으로 박사후 연구원인 저에게 많은 지도를 해주실 최성휘 교수님께도 감사를 드립니다.

서울대 전기·정보공학부에서도 정말 똑똑한 친구들이 모인 우리 전력전자 연구실원들에게도 감사의 인사를 전합니다. 먼저, 연구실의 모터 전문가이자 플레코의 CEO 권용철. 입학 했을 때 용철이 같은 모터 전문가에게 여러가지로 배울 수 있어서 너무 유익했습니다. 앞으로 플레코의 사업에도 무궁한 발전이 있기를 바랍니다. 플레코의 CTO 김병헌. 병헌이도 저의 연구에 많은 조언을 해주어서 감사합니다.

지나가면서 던진 한마디 한마디가 큰 도움이 되었습니다. 유튜브에서 부산을 뒤흔들고 있는 남자 손영광. 부산은 충분히 뒤흔들었으니, 이제 대학교수로서 새롭게 출발하는 길을 응원합니다. 졸업 후에도 자주 주말에 기초에 출몰하며 재학생들의 연구의욕을 북돋아 주었던 이준희. 준희의 열정이 준희의 대학원생들에게도 옮겨 붙어서 연구실이 흥하기를 바랍니다. 연구실 공식 '행운의 남자' 이윤로. 리비안과 관련하여 연구실에 LiviHonor, Livianer 같은 신조어들이 생길때가 생각납니다. 도전을 멈추지 않는 윤로가 보여줄 빛나는 길을 기대합니다. 연구실 선배님이자 지원이 부인이자 선우 엄마인 이주현. 주변 상황에 일희일비하지 않고, 담담하게 대처해 나가는 모습이 마지막 학기에 저에게 매우 인상적이었습니다. 'Girls can do anything'은 확신이 없지만 '주현 캔두 애니띵'은 확신합니다. 실제로 연구실에 3 학기만 같이 있었지만, 왠지 모르게 몇 년이나 지낸 동료 같은 황인휘. 곧 미국 유학길에 오를텐데 위기의 상황에 발휘하는 특유의 집중력으로 앞으로의 연구에도 큰 성과 있기를 바랍니다. 연구실 선배님이자 주현이 남편이자 선우 아빠인 유지원. 저는 '지원 캔두 애니띵'도 확신합니다. 지원이도 이제 대학교수로서 새로 시작하는 랩에 수학 좋아하는 친구들이 많이 모여들어서 지원이를 기쁘게 해주기를 바랍니다. 저의 고등학교 일년 선배님이자 서울대학교 전기공학부 선배님이자 제가 우리 연구실에 발을 들여놓을 수 있는 디딤돌이 되어 주신 이승용 선배님. 승용이형이 직장생활과 학업을 병행하시면서 고군분투 하시는 모습을 보며, 제가 미련없이 직장에서 퇴사할 수 있었습니다. 형은 형이 자각하고 계신 것 이상으로 저와 연구실원들에게 좋은 영향을 주고 계시답니다. 항상 고마워하는 마음을 가지고 있습니다. 승용이형이 뜻하신 바에 앞으로 큰 성과가 있으시기를 진심으로 바랍니다. 저의 박사입학 동기 고상기. 나이 차이도 있고, 배경도 다르지만, 같은 길을 걸어가는 동료로서 많이 의지가 되었습니다. 우리 교수님을 직장상사로 모시는 아무나 할 수 없는 특별한 임무를 맡게 되었으니, 교수님 걸어가시는 꽃길에 상기에게도 꽃가루가 뿌려지기를 바랍니다. 같이 얘기하다 보면 똑똑함이 묻어나오는 형준이. 형준이가 졸업 후에도 같이 있어줘서

FCA 과제에도, 학위연구에도 큰 도움이 되었습니다. 아니, 큰 도움이 된 정도가 아니라 덕분에 두 개가 다 살았습니다. 항상 고맙고, 앞으로 어디를 가든지 뛰어난 성과를 낼 것을 기대합니다. 부푼 꿈을 가지고 삼성에 입사한 김태형. 진행상황이 궁금합니다. 졸업생 환송회 때 재미있는 이야기들 부탁합니다. 저 뿐만 아니라 우리 연구실 뿐만 아니라 세 개 연구실 통틀어 어디서든 도움이 필요한 사람이 생기면 나타나서 별 일 아닌 듯 해결해 주고 갈길가는 만능 수퍼 캐릭터 김휘곤. 마지막 학기에 FCA 과제를 함께 하면서 휘곤이한테 많이 배울 수 있어서 행운이었다고 생각합니다. 학위연구도 정말 많이 도와줘서 감사합니다. 입학 동기이자 연구실의 살림꾼 윤종훈. 궂은 일을 항상 도맡아서 해줘서 감사합니다. 지금까지도 훌륭하게 해 왔지만, 앞으로도 가정과 연구실 양쪽에서 좋은 결실을 맺기를 바랍니다. 항상 에너지가 넘치고 새로운 일을 할 준비가 되어 있는 인재 박재연. 재연이의 학문에 대한 진지한 태도는 저도 가끔 한수 배워갑니다. 학위연구도 재연이가 중간 중간 중요한 길목에서 도와줘서 여기까지 올 수 있었습니다. 감사합니다. 그리고 FCA 과제를 함께 하며 많은 도움을 주신 조산산 박사님께도 감사를 드립니다.

끝으로, 제가 서른 중반이 넘어서 꿈을 찾아 박사과정에 입학하겠다고 했을 때 허락해 준 우리 와이프 박진주에게 감사를 전합니다. 와이프님께 앞으로 열심히 보답하며 살겠습니다. 사랑스런 우리 강현이와 수현이에게도 고마운 마음을 전합니다. 이 인고의 시간들이 나중에 뒤돌아 보았을 때 좋은 추억으로 느껴질 수 있도록 아빠가 최선을 다하겠습니다. 멀리서 저를 응원해 주시는 저의 부모님, 그리고 제 학위 기간동안 주말에 손자, 손녀 돌봐주시고 돌봐주신 장인어른 장모님께도 감사합니다. 항상 조카들과 놀아준 우리 처형들에게도 감사 인사를 드립니다.

2023 년 8 월 디트로이트에서

김 영 욱