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 학위논문

차량 구동용 매입형 영구자석 동기전동기의 인덕턴스 변화를 고려한 NdFeB 자석 온도 추정

NdFeB Magnet Temperature Estimation of IPMSM for Traction in Consideration of Inductance Variation

2019 년 2 월

서울대학교 대학원

전기·정보공학부

정 현 삼

초 록

본 논문에서는 전기적 모델을 사용하여 전기자동차 구동용 매입형 영구자석 전동기의 자석 온도를 추정하는 방법을 제안한다. 본 논문에서 제안된 방법은 중고속 운전 영역에서는 인덕턴스 변화를 고려한 기본파 무효 에너지 정보를 이용하여 자석 온도를 추정하고, 저속과 정지상태에서는 고주파 인덕턴스 정보를 사용하여 자석 온도를 추정한다. 제안된 방법들은 자석 온도를 직접 측정할 수 있는 축소 모델과 상용 전기자동차 구동용 견인 전동기에서 검증된다.

중고속 영역 운전에 적용되는 제안된 방법에서는, 회전 속도와 고정자 권선 온도에 의한 고정자 권선 저항의 변화가 근원적으로 제거된다. 따라서 권선 온도 측정을 위한 추가적인 온도 센서가 필요 없다. 또한 자석 온도에 따른 인덕턴스 변화와 자석의 쇄교 자속 변화를 동시에 사용하여 온도 추정의 정확도를 증진시키다. 인버터 비선형성의 영향도 최소화될 수 있다. 축소 모델 전동기에 대한 실험에서는 인버터의 비선형성 보상 유무에 따라서 추정된 자석의 온도가 MTPA 조건에서 0.7 ºC 변하며, 실제 견인 전동기에 대한 실험의 경우 전류각 80 º 조건에서 인버터 비선형성의 보상 유무와 상관 없이 일정한 자석 온도를 추정하였다. 제안된 방법을 사용하여 중고속 운전 영역에서 자석의 온도를 추정할 경우, 축소 모델의 경우 자석 온도가 32 ºC~78 ºC의 범위에서 최대 추정 오차는 3.7 ºC이고 견인용 전동기의 경우 시험한 자석 온도 범위, 23 ºC~81 ºC에서 최대 추정 오차는 5 ºC임을 확인하였다.

저속과 정지상태에서 적용되는 제안된 방법은 고주파 인덕턴스를 사용하기 때문에, 권선의 온도와 회전 속도에 의해서 변하는 권선 저항의 변화의 영향을 받지 않는다. 또한 주입 주파수를 높일 수 있기 때문에, 정현파 주입과 구형파 주입 모두 가능하다. 제안된 방법은 축소 모델과 견인용 전동기에 적용되어 검증되었다. 축소 모델 전동기를 대상으로 한 시험의 경우 500 Hz 정현파를 주입하였을 때 저속과

정지상태에서 최대 추정 오차가 측정된 자석 온도 범위 22 ºC~80 ºC에서 각각 2.9 ºC, 5 ºC로 발생한다. 견인용 전동기의 경우 저속에서 2.5 kHz의 구형파를 주입하였을 때, 5 ºC미만의 오차가 발생한다. 견인용 전동기의 정지상태에서 온도 추정을 위해 600 Hz의 정현파가 주입되었을 때, 4 ºC 미만의 오차가 발생한다.

이상의 결과를 통하여 제안된 방법들이 정지 상태를 포함하는 자동차용 견인 전동기 운전의 전영역에서 NdFeB 자석의 온도를 비교적 정확하게 추정함을 검증하였다.

주요어: 매입형 영구자석 동기 전동기, 자석 온도, 온도 추정
학 번: 2015-30203

목 차

제 1장 서론 1 1
1.1 연구의 배경 및 목적 1 1
1.2 논문의 구성 1 3
제 2장 자석 온도 측정이 가능한 축소 모델 제작 1 5
2.1 축소 모델 전동기의 설계 1 5
2.2 온도 측정 시스템 설계 및 제작 2 2
2.2.1 축소 모델 전동기의 회전자 자석 온도 측정 홀(hole) 설계 2 2
2.2.2 온도 측정 시스템 설계 2 4
2.2.3 제작된 시스템 검증 2 7
2.2.4 자석의 온도 분포 측정 2 9
제 3장 자석 온도에 따른 인덕턴스 변화 3 2
제 4장 중고속(mid/high speed) 운전 영역에서 자석 온도 추정 방법 4 1
4.1 기존 방법 4 1
4.2 고속에서 온도 추정 시 고려해야할 요소들 4 3
4.3 기본파 무효 에너지를 사용한 방법 4 8
4.3.1 기본파 무효 에너지와 자석 온도의 관계 4 8
4.3.2 무효 에너지와 인버터의 비선형성 5 3
4.4 유효 에너지와 권선 온도(권선 저항)의 관계 6 5
4.5 전류 센서 오차 영향과 보상 방법 7 1
제 5장 저속 영역에서의 자석 온도 추정 7 6
5.1 기존 방법 7 6
5.2 제안된 방법 7 9
5.2.1 고주파 인덕턴스와 자석 온도의 관계 7 9
5.2.2 고주파 임피던스와 자석 온도의 관계 검증 8 1
5.3 구형파 주입을 통한 고주파 인덕턴스 추출 9 6
제 6장 정지 상태에서 온도 추정 방법 1 0 1
6.1 정지 상태에서 온도에 따른 고주파 인덕턴스의 변화 1 0 1
6.2 저항과 인덕턴스 비교 1 0 8

6.3 정지상태에서 온도 추정 결과 1 1 2
제 7장 전기 자동차 구동용 대상 전동기에 제안된 방법들의 적용 . 1 1 6
7.1 실험 세트 제작 1 1 6
7.2 대상 전동기의 자석 온도 측정 방법 1 2 1
7.3 중고속에서 온도 추정 검증 1 2 3
7.3.1 기저속도 이하 MTPA 곡선에서 검증 1 2 3
7.3.2 전류각 80° 에서 검증 1 2 8
7.3.3 인버터의 비선형성의 영향 검증 1 3 5
7.3.4 온도 추정기의 대역폭 검증 1 3 7
7.4 저속에서 온도 추정 검증 1 4 0
7.5 정지상태에서 온도 추정 검증 1 4 6
제 8장 결론 1 5 1
참고 문헌 1 5 5
Abstract 1 6 0

표 목차

표 1-1. 자석에 따른 온도 계수 [1] 1 1
표 7-1. 각 방법에 대한 계수의 개수와 추정 오차 1 3 2

그림 목차

그림 2-1. 권선 함수 17
그림 2-2. 대상 전동기의 비대칭성 17
그림 2-3. 제작된 축소 모델 전동기의 공극 자속 밀도 18
그림 2-4. 설계된 축소 모델 전동기의 능력 곡선 및 MTPA 커브. 19
그림 2-5. 같은 전기각 주파수(60 Hz)에서 대상 전동기와 축소 모델 전동기의 역기전력 비교 20
그림 2-6. 같은 전기각 주파수(60 Hz)에서 대상 전동기와 축소 모델 전동기의 선간 전압 비교 20
그림 2-7. FEA 시뮬레이션 역기전력과 측정된 역기전력 비교. 21
그림 2-8. 계산된 MTPA와 측정된 MTPA 비교. 21
그림 2-9. 자석 온도 측정 센서 홀의 코어 포화도에 미치는 영향 23
그림 2-10. 역기전력에 대한 자석 온도 측정 센서 홀의 영향. 23
그림 2-11. 온도 측정 시스템(온도 센서 보드와 온도 측정 보드). 24
그림 2-12. 제작된 온도 측정 시스템 25
그림 2-13. 온도 센서 설치 계획 26
그림 2-14. 축소 모델 전동기에 설치된 온도 측정 시스템 26
그림 2-15. 자석 온도에 따른 선간 전압의 변화 27
그림 2-16. 자석의 온도 측정과 자기장 측정 방법 28
그림 2-17. 자석 온도에 따른 자석의 잔류 자속 밀도 변화 28
그림 2-18. 온도 측정 위치 29
그림 2-19. 온도 분포 측정 결과 30
그림 3-1. 축소 모델에 사용된 자석 34
그림 3-2. 축소 모델에 사용된 전기 강판 34
그림 3-3. 축소 모델 실험 결과 36
그림 3-4. 자석 온도에 따른 인덕턴스 변화율 36
그림 3-5. 축소 모델 d축 자속 36
그림 3-6. D축 자속과 자속을 인덕턴스로 나눈 값 37
그림 3-7. 자석 온도에 따른 정적 투자율의 변화 38

그림 3-8. 자석 온도에 따른 동적 투자율의 변화..... 3 9
그림 3-9. 자석 온도에 따른 동적 인덕턴스의 변화..... 4 0
그림 4-1. 권선 온도에 따른 저항 변화가 자속에 미치는 영향..... 4 5
그림 4-2. 권선 온도에 따른 저항 변화가 자속에 미치는 영향(10 Nm) 4 5
그림 4-3. 속도에 따른 자속의 차이 (가) $\Delta\lambda^r_{ds}$, (나) $\Delta\lambda^r_{qs}$. 4 5
그림 4-4. 인덕턴스의 영향..... 4 6
그림 4-5. FEA 시뮬레이션 결과 (가) d축 자속, (나) q축 자속,..... 4 9
그림 4-6. FEA 시뮬레이션 결과 5 0
그림 4-7. 축소 모델에서 측정된 무효 에너지..... 5 1
그림 4-8. 축소 모델에서 측정된 무효 에너지의 변화량..... 5 1
그림 4-9. 무효에너지에서 자석 온도 따른 인덕턴스 변화를 무시한 경우 (가) 가상의 온도 계수, (나) 온도 추정 오차..... 5 2
그림 4-10. 인버터 비선형성 (가) 측정된 인버터 비선형성,..... 5 4
그림 4-11. 인버터 비선형성 k_{at}=1, k_{bt}=1, k_{ct}=1 (가) 비선형성으로 인한 동기좌표계 dq축 전압 $\delta \boldsymbol{V}^r_{dqs}$, (나) 유효 전력과 무효 전력, (다) 기본파 3상 전류와 3상 인버터 비선형성 전압 그리고 유무효 전력. 5 5
그림 4-12. 인버터 비선형성 k_{at}=1.2, k_{bt}=1, k_{ct}=0.8 (가) 비선형성으로 인한 동기좌표계 dq축 전압 $\delta \boldsymbol{V}^r_{dqs}$, (나) 유효 전력과 무효 전력, (다) 기본파 3상 전류와 3상 인버터 비선형성 전압 그리고 유무효 전력. 5 6
그림 4-13. D축 자속 온도 계수 (가) A_d, (나) B_d, (다) C_d,..... 5 8
그림 4-14. 온도 추정기의 제어 블록도..... 5 8
그림 4-15. 온도 추정기의 대역폭 (가) 1 Nm, (나) 5 Nm, (다) 10 Nm..... 6 0
그림 4-16. 인버터의 비선형성 보상이 제안된 자석 온도 추정에 미치는 영향..... 6 2
그림 4-17. 측정된 자석 온도와 권선 온도..... 6 3
그림 4-18. MTPA 라인에서 온도 추정 결과..... 6 4

그림 4-19. 자석 온도 추정기와 저항 추정기 블록도..... 6 6
그림 4-20. 정상상태 저항 추정 결과..... 6 6
그림 4-21. 권선 저항 추정 결과..... 6 8
그림 4-22. MTPA 운전에서 고정자 권선 온도 추정 결과. 7 0
그림 4-23. 스케일 오차의 영향..... 7 2
그림 4-24. 전류 측정 오차 보상기..... 7 4
그림 4-25. 전류 센서의 스케일 오차 보상 실험..... 7 5
그림 5-1. 고주파 등가회로 (가) 직렬 임피던스 모델, (나) d축 고주파 등가 모델..... 7 6
그림 5-2. 자석의 온도 변화에 따른 동적 투자율의 변화..... 8 0
그림 5-3. 온도에 따른 고주파 임피던스 추정 블록도..... 8 3
그림 5-4. 자석의 온도 변화에 따른 고주파 인덕턴스 변화..... 8 4
그림 5-5. D축 q축 고주파 인덕턴스의 민감도: (가) $S(L_{dh})$, (나) $S(L_{qh})$..... 8 4
그림 5-6. 고주파 임피던스의 근사 보데 선도..... 8 6
그림 5-7. 자석의 온도 변화에 따른 d축 고주파 임피던스의 변화..... 8 6
그림 5-8. 자석의 온도 변화에 따른 d축 고주파 저항 변화..... 8 6
그림 5-9. 샘플링 시지연에 따른 임피던스 변화 (가) R_{dh}, (나) L_{dh}. 8 8
그림 5-10. 자석의 온도 변화에 따른 d축 고주파 회전자 저항..... 8 8
그림 5-11. 정규화된 d축 고주파 인덕턴스..... 8 9
그림 5-12. 900 r/min, 10 Nm 에서 자석 온도에 따른 d축 고주파 인덕턴스의 변화..... 9 0
그림 5-13. 2차 다항식 계수 (가) A, (나)B, (다) C..... 9 0
그림 5-14. 부하 조건에 따른 결정 계수..... 9 1
그림 5-15. 추정된 최대 오차 (가) 그림 5-13의 계수 사용 시,..... 9 1
그림 5-16. D축 고주파 인덕턴스를 사용한 저속에서 온도 추정 블록도. 9 2
그림 5-17. 열적 평형 상태에서 부하 변동 시 온도 추정 성능..... 9 2
그림 5-18. 자석 온도 증가 및 감소 실험..... 9 4
그림 5-19. 인버터 비선형성 보상 영향..... 9 5

그림 5-20. 500 r/min, 0 Nm 97
그림 5-21. 833 r/min, 0 Nm 98
그림 5-22. 구형파 주입 방법 99
그림 5-23. 구형파 주입 시 자석의 온도 변화에 따른 d축 고주파 인덕턴스 변화. 100
그림 6-1. 정지 상태에서 회전자 위치에 따른 고주파 인덕턴스 102
그림 6-2. 정지상태 고주파 인덕턴스 FFT 결과 103
그림 6-3. 정지상태 고주파 인덕턴스들의 회전자 위치에 따른 민감도. 104
그림 6-4. D축 고주파 인덕턴스 105
그림 6-5. 정지 상태의 계수 (가) A_{Ldh_SS} (나) B_{Ldh_SS} (다) C_{Ldh_SS}. 107
그림 6-6. 정지 상태 자석 온도 추정 오차 107
그림 6-7. 디지털 구현 시 시지연에 따른 고주파 임피던스 변화 109
그림 6-8. 1.5T_{samp} 기준 고주파 저항 성분 구분. 109
그림 6-9. 고주파 회전자 저항 성분 (가) R_{drh}, (나) 회전자의 위치에 따른 저항의 변화량을 보상한 후 회전자 저항. 109
그림 6-10. 식 (4.11)의 T_2와 각도의 변화에 대한 고주파 임피던스의 민감도 비교 (가) $S(L_{dh})$(나) $S(R_{drh})$ 111
그림 6-11. 자석 온도와 권선 온도 비 111
그림 6-12. 정지상태 자석 온도 추정기 113
그림 6-13. 정지 상태에서 온도 추정 실험 114
그림 6-14. 고정자 권선 온도가 96 ºC 에서 50 ºC 로 냉각될 때 정지 상태 자석 온도 추정. 115
그림 7-1. 제작된 인버터 (가) 인버터 설계, (나) 제작된 인버터. 117
그림 7-2. 제작된 게이트 드라이버 117
그림 7-3. 고정자 온도 측정 118
그림 7-4. 제작된 실험 세트 119
그림 7-5. 측정된 인버터 비선형성 120
그림 7-6. MTPA 커브. 120

그림 7-7. 1000 r/min 에서 온도에 따른 자석의 쇄교 자속의 변화.... 1 2 1
그림 7-8. 3000 r/min에서 온도에 따른 쇄교 자속의 변화..... 1 2 2
그림 7-9. 자석의 쇄교 자속으로 계산한 온도..... 1 2 2
그림 7-10. 온도 측정에 사용될 자석의 쇄교 자속과 자석의 온도 곡선 1 2 3
그림 7-11. 온도에 따른 전동기 특성 변화..... 1 2 4
그림 7-12. 실험에 사용될 온도 계수들 (가) A_{d1}, (나) B_{d1}, (다) A_q, (라) B_q, (마) C_q..... 1 2 6
그림 7-13. MTPA 조건에서 제안된 기본파 무효에너지를 사용한 온도 추정 방법 검증..... 1 2 7
그림 7-14. 전류각이 80 °일 때 온도에 따른 전동기 특성 변화 (가) 자석 온도, (나) 고정자 권선 온도, (다) d축 자속,..... 1 2 9
그림 7-15. 방법 1의 계수들 (가)A_{d1}, (나) B_{d1}, (다) A_q, (라)B_q, (마) C_q.. 1 3 0
그림 7-16. 최대 추정 오차..... 1 3 1
그림 7-17. 전류각 80 °에서 검증 실험. 1 3 4
그림 7-18. 인버터 비선형성 보상 유무에 따른 온도 추정 성능 비교. 1 3 6
그림 7-19. 적분기 이득이 200으로 일정한 경우 온도 추정 대역폭 변화 (가) 16 Nm, (나) 108 Nm, (다) 192 Nm. 1 3 8
그림 7-20. 제안된 방법으로 적분기 이득 설정 시..... 1 3 9
그림 7-21. 정현파 주입 시 d축 고주파 인덕턴스와 공간 고조파의 영향 (가) 16 V, 500 Hz, (나) 20 V, 600 Hz, (다) 30 V, 900 Hz. 1 4 1
그림 7-22. 1000 r/min 조건에서 역기전력의 공간 고조파..... 1 4 3
그림 7-23. 구형파 주입시 d축 고주파 인덕턴스..... 1 4 4
그림 7-24. 구형파 주입시 추출된 d축 고주파 인덕턴스의 정규화... 1 4 4
그림 7-25. 구형파 주입시 d축 고주파 인덕턴스의 온도 계수..... 1 4 5
그림 7-26. 구형파 주입을 통한 저속에서 온도 추정 검증 실험..... 1 4 6
그림 7-27. 정지상태에서 d축 고주파 인덕턴스..... 1 4 7
그림 7-28. 정지상태 계수 (가) A_{Ldh_ss}, (나) B_{Ldh_ss}, (다) C_{Ldh_ss}. 1 4 8

그림 7-29. 정지상태에서 복원된 계수들로 온도 추정 시 예상 오차. 1 4 9
그림 7-30. 정지상태에서 온도 추정 검증 결과..... 1 5 0

제 1장 서론

1.1 연구의 배경 및 목적

매입형 영구자석 전동기의 경우, 자석의 쇄교 자속에 비례하는 토크와 자기 저항(Reluctance)의 차이에 의한 릴럭턴스 토크의 합으로 전동기 출력 토크가 결정된다. 릴럭턴스 토크는 약자속 전류가 커짐에 따라 양의 토크를 발생시키므로 약자속 운전이 필요한 경우 매입형 영구자석 전동기는 표면 부착형 영구자석 전동기에 비해 높은 토크 밀도를 얻을 수 있다. 이러한 약자속 운전 영역에서의 높은 토크 밀도 때문에, 매입형 영구자석 전동기는 전기/하이브리드 자동차의 견인 전동기로 널리 사용되고 있다.

전동기에 사용되는 영구 자석은 자석의 온도(T_{mag})에 따라서 잔류 자속 밀도(B_r)와 보자력(H_{ci})이 (1.1)과 같이 변화한다[1], [2]. 표 1-1은 (1.1)에 표현된 온도 계수들을 보여준다 [1]. 표에 의하면 온도가 증가함에 따라 모든 자석의 잔류 자속 밀도가 감소하는 것을 알 수 있다. 또한 페라이트(Ferrite)를 제외한 자석들의 보자력은 온도가 증가함에 따라 감소한다.

표 1-1. 자석에 따른 온도 계수 [1]

	Grade	α_{mag}	β
Alnico, cast	5	-0.02	-0.01
Alnico, cast	8	-0.02	-0.01
Sm_2Co_{17}	27 MGOe	-0.035	-0.20
$SmCo_5$	20 MGOe	-0.04	-0.40
NdFeB, bonded	MQP-A, -O	-0.13	-0.40
NdFeB, bonded	MQP-B	-0.11	-0.40
NdFeB, bonded	MQP-C, D	-0.07	-0.40
NdFeB, sintered	L-38UHT	-0.10	-0.50
NdFeB, sintered	N38UJ	-0.12	-0.55
NdFeB, sintered	N48M	-0.12	-0.65
Ferrite, sintered	C-5, -8	-0.20	0.27

$$B_r = B_{r0}\left(1+\alpha_{mag}\left(T_{mag}-20\right)\right).$$
$$H_{ci} = H_{ci0}\left(1+\beta\left(T_{mag}-20\right)\right). \quad (1.1)$$

감자 특성을 제외한 자석의 온도에 따른 전동기 특성의 변화는 잔류 자속 밀도의 변화로 생긴다. 따라서 자석 온도에 따른 전동기의 특성 변화는 비슷한 경향성을 가질 것을 예상할 수 있다. 이 중 희토류(Rare earth) 영구자석 종류인 네오디움 자석(NdFeB)은 높은 잔류 자속 밀도와 보자력을 갖기 때문에, 전기자동차 구동용 전동기로 널리 사용된다. 따라서 본 연구에서는 NdFeB 자석을 사용한 매입형 영구자석 동기기의 자석 온도 추정을 목표로 한다.

매입형 영구자석 전동기에 주로 사용되는 NdFeB 자석의 온도계수는 통상 -0.1 %/°C 의 값을 갖는다. 매입형 영구자석 전동기의 토크는 자석의 온도에 의해 변하는 자석의 잔류 자속 밀도의 변화에 영향을 받는다. 특히 자석의 쇄교 자속에 비례하는 토크 성분은 자석 온도의 변화에 직접적인 영향을 받는다. 따라서 자석의 온도 관측은 정확한 토크 제어를 위해서 필요하다 [3]-[8]. 또한 자석 온도에 따라 정확한 토크 제어가 가능하다면 시스템 효율이 개선될 수 있다 [3]. 또한 NdFeB 자석의 경우, 자석의 온도가 증가할 때, 자석의 보자력(intrinsic coercivity)은 감소된다. 이로 인해서 과도한 약자속 전류 인가 시, 불가역 감자(irreversible demagnetization)가 발생할 수 있다. 따라서 자석의 온도는 토크 제어의 정밀도 향상뿐만 아니라 전동기 자체의 신뢰성 향상 측면에서도 중요한 정보이다.

영구자석 전동기의 자석 온도는 RTD(Resistance Temperature Detector)나 Infra Ray(IR) 과 같은 온도 센서로 직접 측정이 가능하다. 하지만 자석의 온도를 직접 측정하는 방법은 높은 비용과 측정 장치의 신뢰성 문제로 자동차 구동용 전동기에 적용이 불가능하다. 또 온도를 측정하는 대신에 추정(estimation)하는 방법에는 열 모델을 사용한 방법이 있다 [9]-[15]. 이 방법은 기계적 구조와 냉각 시스템에 영향을 받고 많은 칼리브레이션(calibration)과 커미셔닝(commissioning) 시간이 요구된다 [16].

따라서 본 논문에서는 전기적인 모델을 사용하여 자석 온도를

추정하는 방법을 제안한다. 고속에서는 전압, 전류 정보를 사용하여 자석의 온도를 추정하고, 저속 및 정지상태에서는 신호를 주입하여 자석의 온도를 추정하고자 한다.

1.2 논문의 구성

매입형 영구자석 전동기의 회전자(rotor) 안의 자석 온도를 추정하기 위해서, 먼저 자석 온도를 정확히 관측하는 것이 중요하다. 자석 온도를 측정하는 방법은 제한된 조건에서 온도 센서 없이 간접적으로 측정하는 간접적인 방법과 온도 센서를 사용하여 자석 온도를 직접 측정하는 직접적인 방법이 있다.

자석 온도를 간접적으로 측정하는 방법은 두가지가 있다. 첫째는 열적 평형 상태에 외기 온도가 자석 온도와 같다고 가정하는 방법이다. 이를 위해서는 외부에서 온도 조절이 가능한 온도 챔버(chamber)와 같은 장치가 필요하다. 전동기를 수냉(water cooling)할 경우, 수냉에 사용되는 칠러(chiller)가 정밀 온도 조절이 가능하다면, 챔버 대용으로 칠러가 사용 가능하다. 둘째는 무부하 상태에서 단자의 출력 전압을 사용하여 계산된 자석의 쇄교 자속을 이용하는 방법이다. 이 방법은 전동기의 자석의 온도에 의한 자석의 쇄교 자속의 변화를 정확히 알아야 한다. 따라서 자석 온도의 변화에 대한 전동기의 자석의 쇄교 자속의 변화가 측정 범위 온도에 대해서 먼저 검증되어야 한다.

자석 온도를 직접 측정하는 방법은 온도 센서를 사용하여 자석의 온도를 직접 측정하는 방법이다. 이 방법을 적용하기 위해서는, 전동기의 축(shaft), 회전자(rotor), 고정자(stator), 외함(case) 등이 수정되어야 한다. 따라서 직접적인 측정 방법은 이러한 기계적인 수정으로 인해서 기계적인 안정성이 감소하고, 대상 전동기의 동작 영역을 제한할 수 있다. 특히, 대상 전동기는 전기자동차 구동용 전동기이기 때문에 고토크, 고속영역에서도 동작하는데, 이 영역에서는 자석 온도가 빠르게 변화한다. 따라서 이 영역에서의 자석 온도 추정이 더욱 중요하다. 만약

온도 측정을 위해 기계적 수정을 하게 되면 개발된 온도 추정 방법은 이 영역에서 검증이 불가능할 수도 있다.

신뢰 가능한 온도 추정 알고리즘을 개발하기 위해서는, 앞서 소개된 측정 방법들의 장단점을 반영하여, 체계적인 개발 및 검증 계획이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 두 번의 개발 및 검증 과정을 거친다. 첫번째 과정은 축소 모델에서의 알고리즘 개발 및 검증 단계이다. 두번째 과정은 개발된 알고리즘을 자동차 구동용 대상 전동기에 적용하여 검증하는 단계이다. 첫번째 과정은 알고리즘 개발 단계이기 때문에, 신뢰할 수 있는 자석 온도 측정이 필요하다. 따라서 자석 온도를 직접 측정할 수 있는 축소 모델이 제작되었다. 이 축소 모델을 이용하여, 직접 측정된 자석 온도를 기반으로, 자석 온도 추정 알고리즘이 개발되고 검증된다. 하지만 축소 모델에서는 자동차 견인용 전동기의 특성이 모의 되지 않는다. 자동차 견인용 전동기의 자석에 의한 코어의 높은 포화 수준과 높은 전류에 의한 코어의 포화도의 변화, 높은 극수로 인한 높은 전기각 주파수, 고조파 특성과 넓은 동작 영역 등을 모두 고려하여, 개발된 알고리즘이 검증되어야 한다. 따라서 두번째 단계에서는 개발된 알고리즘을 전기자동차 구동용 대상 전동기에 적용하고, 이 적용된 알고리즘은 간접적인 온도측정 방식을 통해 검증된다.

따라서 본 논문의 2장에서는 자석 온도의 직접 측정이 가능한 축소 모델 제작을 소개한다. 3장에서는 자석의 온도에 따른 인덕턴스의 변화를 증명하고, 4장, 5장, 6장에서는 각각 중고속, 저속, 정지상태에서 인덕턴스의 변화를 고려한 온도 추정 방법이 2장에서 소개한 축소 모델에서 개발 및 검증된다. 7장에서는 실제 상용 전기자동차 구동용 대상 전동기에 개발된 방법을 적용하여 검증한다.

제 2장 자석 온도 측정이 가능한 축소 모델 제작

2.1 축소 모델 전동기의 설계

자석 온도 추정 알고리즘을 개발하기 위해서, 직접 자석 온도 측정이 가능한 축소 모델 개발이 필요하다 [17]-[22]. 본 절에서는 자석 온도 측정이 가능한 전동기를 설계하는 과정을 다룬다. 축소 모델의 경우, 주변의 열을 단열하고 냉각하기 위해서 냉동고(freezer) 안에 들어가는 크기로 제작되었다.

전기자동차 구동용 대상 모터는 72 슬롯(slot) 8 극(pole) 3 상(phase) 전동기로, Slot/Pole/Phase(SPP)는 3이다. 이 비율(SPP)은 권선법과 공간 고조파에 영향을 준다. 특히 한 극당 권선 수가 SPP에 의해서 결정되기 때문에 인덕턴스에도 영향을 준다. 이와 같이 SPP는 모터의 특성에 큰 영향을 미치기 때문에, 시험 대상 전동기와 유사한 특성을 갖는 축소 모델 전동기의 제작을 위해서 SPP를 맞추는 것이 중요하다. 축소 모델 전동기의 경우, 기존에 있던 36 슬롯 고정자를 사용하기 때문에, 축소 모델 전동기의 극 수는 4극으로 결정되었다. 결과적으로 축소 모델은 36 슬롯 4 극 3 상 전동기로 설계 및 제작되었다.

축소 모델의 역기전력을 성형하기 위해 권선 함수가 사용된다 [23], [24]. 권선 함수는 (2.1)과 같이 정의된다. 여기서 ϕ_m 은 기계각을 의미한다.

$$N(\phi_m) = n(\phi_m) - \int_0^{2\pi} n(\phi_m) d\phi_m = n(\phi_m) - < n(\phi_m) >. \tag{2.1}$$

A 상의 권선 함수(N_a)와 공극의 방사 방향 자속 밀도 함수(B_{rad})를 사용하여 A 상에 쇄교하는 자속(λ_{a_PM})을 계산하면 (2.2)와 같다. 여기서 R_{stator}와 l_{axis}는 각각 고정자 내경 반지름과 축방향 길이를 표현한다.

$$\lambda_{a_PM}(\theta_r) = R_{stator} l_{axis} \int_{-\pi}^{\pi} N_a(\phi_m) B_{rad}(\phi_m, \theta_r) d\phi_m. \tag{2.2}$$

식 (2.3)과 같이, 공극의 자속 밀도 함수(B_{rad})와 권선 함수(N_a)는 푸리에 급수로 표현할 수 있다.

$$N_a(\phi_m) = \sum_{h=1}^{\infty} N_h \cos(h\phi_m).$$
$$B_{rad}(\phi_m, \theta_r) = \sum_{h=1}^{\infty} B_{ph} \cos(h(p\phi_m - \theta_r)). \tag{2.3}$$

식 (2.3)을 사용하면, A 상 쇄교 자속은 (2.4)와 같이 다시 정리된다.

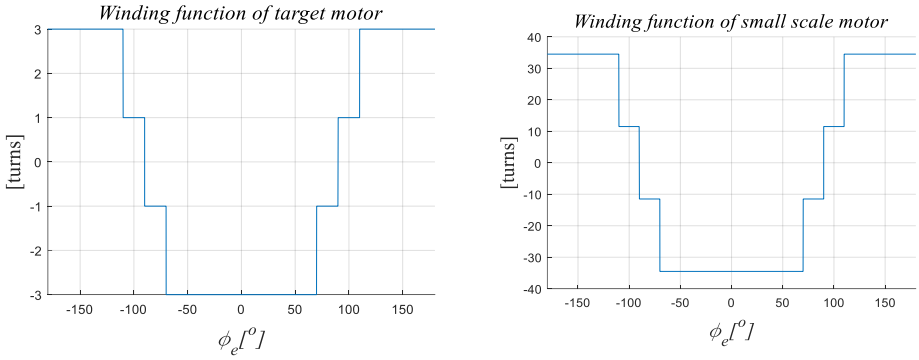
$$\begin{aligned}
\lambda_{a_PM}(\theta_r) &= R_{stator} l_{axis} \int_{-\pi}^{\pi} N_a(\phi_m) B_{rad}(\phi_m, \theta_r) d\phi_m \\
&= R_{stator} l_{axis} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} N_{ph} \cos(hp\phi_m) \sum_{h=1}^{\infty} B_{ph} \cos(h(p\phi_m - \theta_r)) d\phi_m \\
&= R_{stator} l_{axis} \sum_{h=1}^{\infty} N_{ph} B_{ph} \frac{1}{2} \int_{-\pi}^{\pi} \{\cos(h(2p\phi_m - \theta_r)) + \cos(h\theta_r)\} d\phi_m \\
&= \sum_{h=1}^{\infty} \pi R_{stator} l_{axis} N_{ph} B_{ph} \cos(h\theta_r) = \sum_{h=1}^{\infty} \lambda_h \cos(h\theta_r).
\end{aligned} \tag{2.4}$$

회전자가 ω_r 로 회전할 때, 권선에 유기되는 A 상 역기전력(e_{a_PM})은 (2.5)와 같다.

$$\begin{aligned}
e_{a_PM}(\theta_r) &= \frac{d}{dt} \lambda_{a_PM}(\theta_r) \\
&= -\pi R_{stator} l_{axis} \omega_r \sum_{h=1}^{\infty} hN_{ph} B_{ph} sin(h\theta_r) \\
&= \sum_{h=1}^{\infty} e_h sin(h\theta_r).
\end{aligned} \tag{2.5}$$

식 (2.4)와 (2.5)에서 알 수 있듯이, 권선 함수와 공극 자속 밀도의 형태를 동일하게 만드는 것이 중요하다.

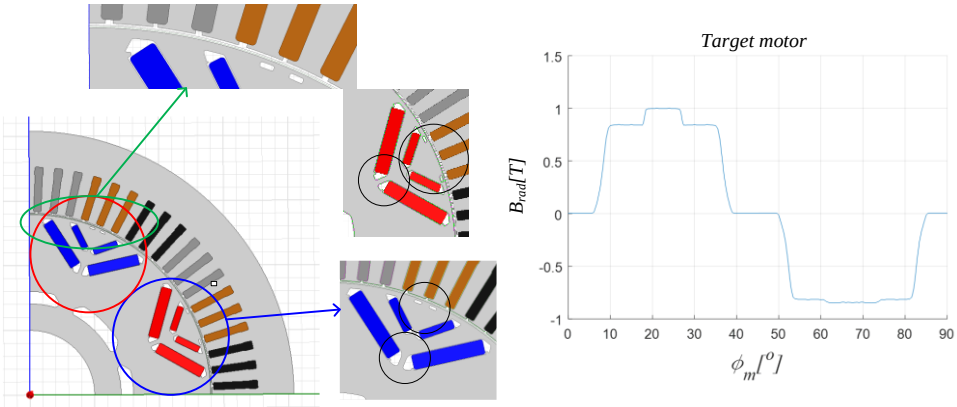
그림 2-1은 전기자동차용 전동기와 설계된 축소 모델 전동기의 권선 함수를 보여준다. 권선 수는 다르지만 같은 형상 임을 알 수 있다. 또한 대상 전동기 공극 자속 밀도와 유사하게 축소 모델 전동기의 공극 자속 밀도 형상이 결정되었다. 하지만 축소 모델 전동기의 공극 자속 밀도를 대상 전동기의 공극 자속 밀도와 유사하게 설계하는 것에는 몇가지 제한 조건이 있다. 첫째는 대상 전동기의 경우, 전기각 한 주기에 대해서 비대칭성이 회전자와 고정자에 동시에 존재한다. 그림 2-2는 대상 전동기에 존재하는 비대칭성을 보여준다. 그림에서 보이듯이 대상 전동기의 경우 비대칭성이 고정자 슬롯 오프닝(slot opening)과 회전자의 자속 장벽(flux barrier) 에 존재한다. 이러한 비대칭성까지 정확하게 모의하는 것은 많은 설계 시간이 필요하고, 제작 비용을 증가시키기 때문에, 축소 모델 전동기는 일반적인 대칭 전동기로 설계되었다.



(가) (나)

그림 2-1. 권선 함수

(가) 전기자동차 구동용 대상 전동기, (나) 축소 모델 전동기.

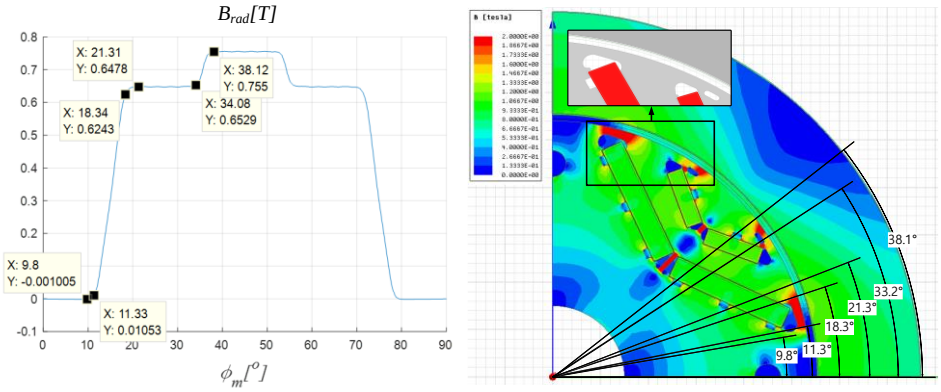


(가) (나)

그림 2-2. 대상 전동기의 비대칭성

(가) 전동기 형상, (나) 공극의 자속 밀도.

또한 극 수(the number of pole)가 1/2배가 되면서, 극 피치 각(pole pitch angle)이 증가하기 때문에, 공극 자속 밀도가 상대적으로 감소하게 된다. 공극 자속 밀도를 강화하기 위해서는 자석의 두께가 커져야 한다. 하지만 회전자의 공간적인 제약과 기계적인 문제로, 자석의 두께를 무한정 키울 수 없다. 따라서 이러한 점들을 고려하여, 자석의 배치와 공극 자속 밀도의 크기가 결정되었다. 그림 2-3은 축소 모델 전동기의 공극 자속 밀도를 보여준다.



(가) (나)

그림 2-3. 제작된 축소 모델 전동기의 공극 자속 밀도

(가) 공극 자속 밀도, (나) 자속 밀도 설계.

회전자 형상과 권선법은 결정되었기 때문에, 권선의 두께와 턴 수가 결정되어야 한다. 권선의 두께(D_w)와 권선의 턴 수(N_t)의 관계는 (2.6)과 같다.

$$N_t \propto \frac{1}{D_w^{\ 2}}. \tag{2.6}$$

이를 바탕으로 정격 전류와 권선의 두께와 턴 수의 관계는 (2.7)과 같이 표현된다.

$$I_{s_rated} \propto D_w^{\ 2} \propto \frac{1}{N_t}. \tag{2.7}$$

자석의 쇄교 자속과 인덕턴스는 (2.8)과 같이 권선의 턴 수와 전동기의 축방향 길이(l_{axis})로 표현된다.

$$\begin{aligned} &\lambda_{pm} \propto N_t l_{axis}. \\ &L_{ds},\ L_{qs} \propto N_t^{\ 2} l_{axis}. \end{aligned} \tag{2.8}$$

이 관계를 바탕으로 기저 속도(base speed)와 토크 그리고 출력 전력은 턴 수와 축방향 길이에 대해서 (2.9)와 같이 표현된다 [24].

$$\begin{aligned} &\omega_b = \frac{V_{s_\max}}{\sqrt{\left(L_{qs} i_{qs_rated}^r\right)^2 + \left(L_{ds} i_{ds_rated}^r + \lambda_{PM}\right)^2}} \propto \frac{1}{N_t l_{axis}}. \\ &T_{e_rated} \propto \sqrt{\left(L_{qs} i_{qs_rated}^r\right)^2 + \left(L_{ds} i_{ds_rated}^r + \lambda_{PM}\right)^2} \times I_{s_rated} \propto l_{axis}. \\ &P_{rated} \propto \frac{1}{N_t}. \end{aligned} \tag{2.9}$$

따라서 (2.8) 과 (2.9)의 관계를 사용해, 축 방향 길이와 턴 수가 토크,

기저 속도, 유효 전력에 의해서 결정된다.

앞서 언급한 것과 같이, 제작된 축소 모델 전동기는 단열과 냉각의 목적으로 냉동고 안에 배치되기 때문에, 축 방향 길이는 냉동고 크기에 의해서 결정되었다. 권선의 턴 수는 슬롯의 점적률 (fill factor)을 고려하여 직경이 0.95mm, 23턴으로 결정되었다. 만약 정격 전류가 10 A_{pk} 인 경우, 최대 토크와 기저 속도는 각각 12.02 Nm, 1850 r/min 로 결정된다.

그림 2-5와 그림 2-6은 같은 전기 주파수(60 Hz)에서 전기자동차 구동용 대상 전동기와 축소 모델 전동기의 역기전력과 선간 전압을 FEA 시뮬레이션을 통해 비교하였다. 축소 모델 전동기에 사용된 고정자의 경우 슬롯 오프닝에 의한 영향이 큰 편이다. 전반적으로 축소 모델 전동기의 고조파가 크지만, 설계한 것과 같이 유사한 역기전력의 형태를 갖는 것을 알 수 있다.

그림 2-7은 제작된 전동기에서 측정한 역기전력과 FEA 시뮬레이션의 결과인 역기전력을 비교한 파형이다. 그림에서 아래 첨자, 'sim'와 'exp'는 각각 FEA 시뮬레이션 결과와 제작된 축소 모델 전동기에서 측정된 결과를 의미한다. 측정된 역기전력 파형에는 약간의 불평형이 존재하지만 시뮬레이션 결과와 비교적 잘 맞는 것을 볼 수 있다. 약간의 불평형과 시뮬레이션과의 미세한 차이의 일부는 제작 상의 공차(tolerance)라고 생각할 수 있다 [25].

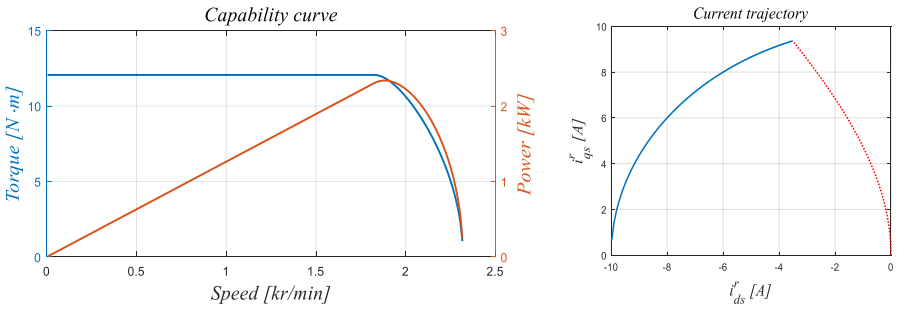
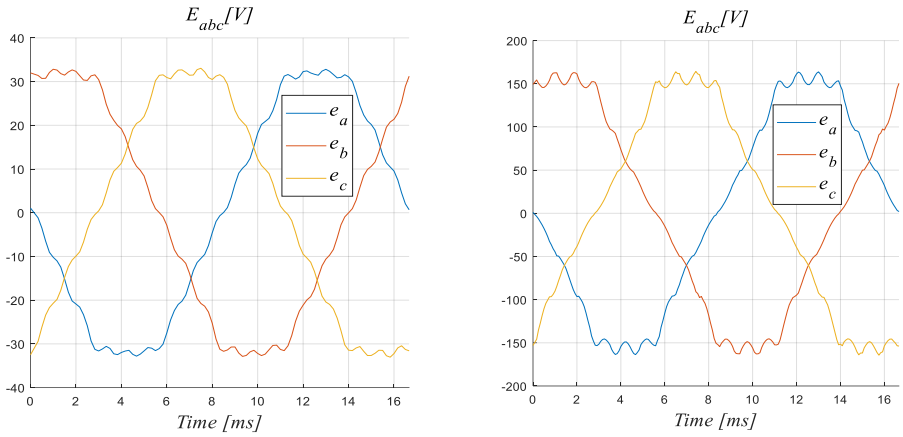


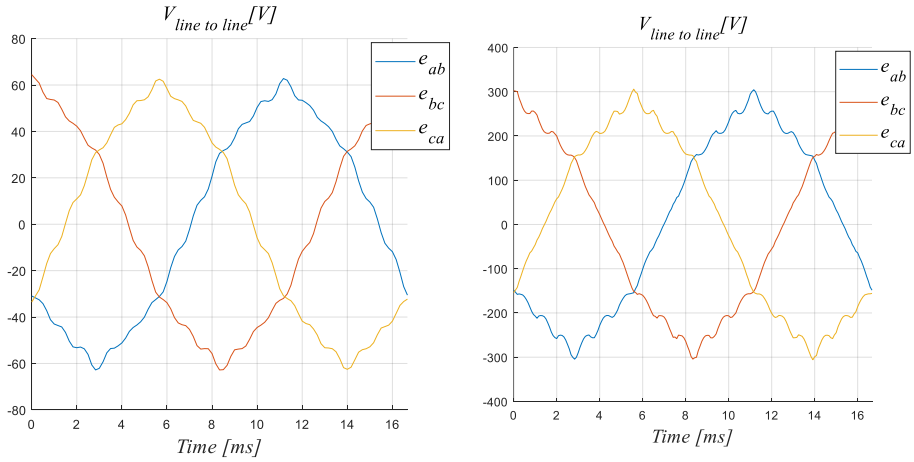
그림 2-4. 설계된 축소 모델 전동기의 능력 곡선 및 MTPA 커브.



(가) (나)

그림 2-5. 같은 전기각 주파수(60 Hz)에서 대상 전동기와 축소 모델 전동기의 역기전력 비교

(가) 대상 전동기, (나) 설계된 축소 모델 전동기.



(가) (나)

그림 2-6. 같은 전기각 주파수(60 Hz)에서 대상 전동기와 축소 모델 전동기의 선간 전압 비교

(가) 대상 전동기, (나) 설계된 축소 모델 전동기.

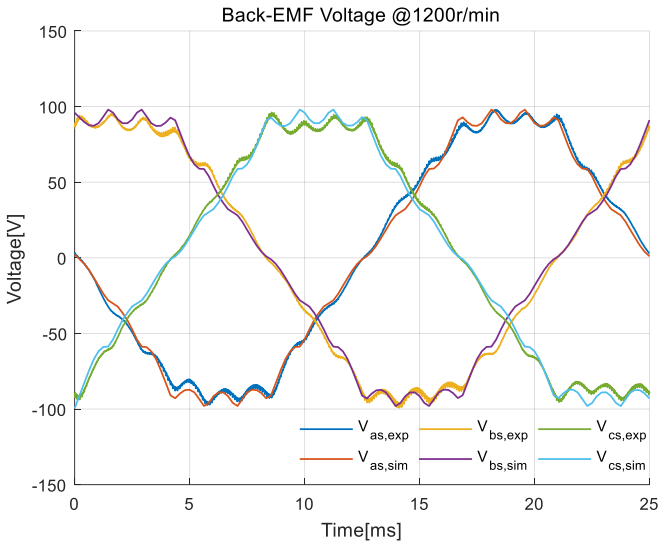


그림 2-7. FEA 시뮬레이션 역기전력과 측정된 역기전력 비교.

그림 2-8은 측정된 MTPA 라인을 보여준다. 측정된 MTPA 커브(MTPAtrajectory(Exp.))와 시뮬레이션으로 계산된 MTPA 커브(MTPAtrajectory(Analitic.))가 비교적 잘 맞는 것을 볼 수 있다. 또한 만약 정격 전류가 10 A_{pk} 라면, 최대 토크는 11.93 Nm, 기저 속도는 상온 이상에서는 1800 r/min으로 둘 다 설계 값과 유사하다. 따라서 축소 모델의 전동기는 설계대로 제작되었음을 확인할 수 있다.

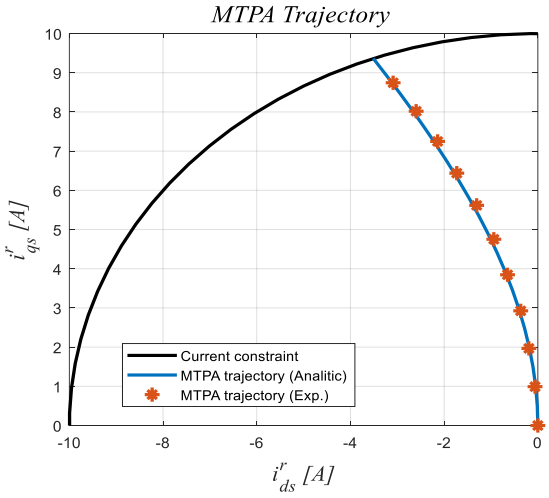


그림 2-8. 계산된 MTPA와 측정된 MTPA 비교.

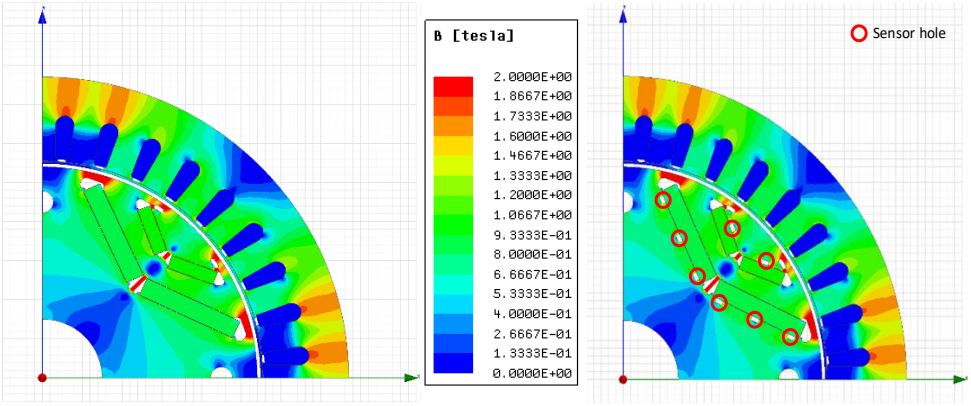
2.2 온도 측정 시스템 설계 및 제작

2.2.1 축소 모델 전동기의 회전자 자석 온도 측정 홀(hole) 설계

자석의 온도를 직접 측정하는 방법은 온도 센서의 종류와 통신 방식에 따라서 구분된다. 온도 센서는 측정 방식에 따라서 TC(Thermo-Couple), RTD(Resistance Temperature Detector)와 같은 접촉식 센서와 IR(Infra Ray) 같은 비접촉식 센서가 있다. 하지만 자석이 회전자 안에 묻혀있는 IPMSM의 경우 자석 표면의 온도를 측정하는 비접촉식 온도 센서는 적용할 수 없다. 따라서 접촉식 온도 센서가 선택되었다. 접촉식 온도 센서 중, 일반적으로 사용되는 k-type TC의 민감도는 41 μV/°C이다 [26]. RTD의 경우, 0 °C에서 100 °C로 온도가 변할 때, 저항은 0.385% 변화한다 [27]. 만약 0 °C에서 100 Ω인 RTD를 사용할 경우 100 °C에서 이 저항값이 138.5 Ω이 된다. 만약 1 mA의 전류를 주입할 경우, RTD의 민감도는 385 μV/°C이다. 따라서 RTD가 TC보다 온도 변화에 대한 변화율이 높기 때문에 RTD가 선정되었다.

또한 통신 방식에는 슬립링(slip ring) 방식과 무선 통신 방식이 있다. 슬립링 방식의 경우 전력을 슬립링을 통해서 받을 수 있는 장점이 있지만, 슬립링의 기계적인 내구성으로 인해 IPMSM의 회전 속도가 제한된다. 반면에 무선 통신 방식은 배터리를 사용해야 하는 단점이 있지만, 슬립링에 비해 동작 속도에 대해서 자유롭다. 따라서 배터리와 무선통신 방식을 사용하는 방법이 채택되었다.

접촉식 온도센서를 자석에 부착하기 위해서는 회전자에 센서를 위한 홀(hole)이 추가적으로 가공된다. 이 센서를 위한 홀들은 설계 시 의도하지 않은 공극을 만들어 회전자 코어의 자기 포화도(magnetic saturation)에 영향을 준다. 따라서 이 홀의 위치는 자속의 변화에 미치는 영향이 적은 위치로 선정되어야 하며, 홀의 크기는 최소화 해야한다. 홀의 최소화를 위해서는 정확하지만 크기가 작은 온도 센서를 선택해야한다. 여러 온도 센서를 검토하여 정확성이 높고, 크기가 가장 작은 PTS 0603을 선정하였다. 이 센서의 크기는 0.85 mm × 1.55 mm 이고, 이 센서 삽입을 위한 홀의 크기는 1 mm × 2 mm 로 선정하였다.



(가) (나)

그림 2-9. 자석 온도 측정 센서 홀의 코어 포화도에 미치는 영향
(가) 홀이 없는 경우, (나) 홀이 있는 경우.

그림 2-9에 전동기의 회전자에 홀이 있는 경우와 없는 경우의 코어의 포화도를 비교하였다. 자석 온도 측정용 홀에 의한 포화도의 변화가 거의 없음을 알 수 있다. 그림 2-10은 전동기의 회전자에 홀이 있는 경우와 홀이 없는 경우의 역기전력을 비교한 결과이다. 이 그림에 의하면 역기전력에 2.5 V 정도의 차이가 발생하고, 이것은 역기전력의 피크 값의 1.5 % 정도에 해당한다. 따라서 추가된 홀에 의한 영향이 비교적 적게 설계된 것을 알 수 있다.

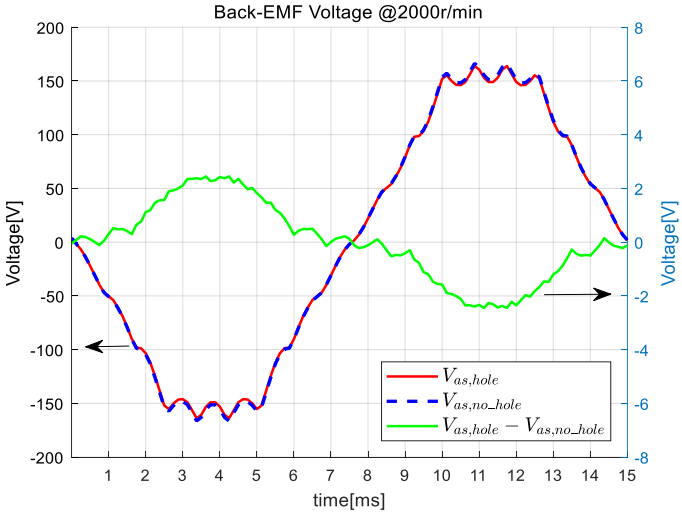


그림 2-10. 역기전력에 대한 자석 온도 측정 센서 홀의 영향.

2.2.2 온도 측정 시스템 설계

그림 2-11 은 온도 측정 시스템의 개념도를 보여준다. 이 센서 보드는 측정된 데이터를 호스트(host) 장치에게 블루투스(bluetooth) 통신으로 전달한다. 최대 데이터 수신 속도는 UART 통신속도인 115200 bps로 제한된다. 이 수신 속도는 자석 온도의 변화에 비해 충분히 빠르다. 이 센서 측정 보드는 16개의 12bit ADC를 갖고 있다. 배터리는 온도 범위에 따라서 두 종류를 사용한다. 저온에서는 일반 충전용 배터리 (-20 ºC ~ 65 ºC)가 사용되고, 고온에서는 LiSOCL2 배터리 (-20 ºC ~ 125 ºC)가 사용된다. 배터리는 3.7 V, 900 mAh 용량을 가지고 있으며 2개의 배터리가 직렬로 연결되어 사용된다.

온도 센서의 경우 전동기의 120 ºC 이상의 온도가 3시간 동안 유지되는 경화 과정을 버틸 수 있는 polyimide 재질의 Flexible Printed Circuit Board(FPCB)를 사용하였다. Polyimide 재질의 유리 전이 온도(Glass transition temperature, T_g)는 230 ºC 로 높고, 높은 유연성(Flexibility)을 가진다 [22], [28]. 온도 센서는 PTS 0603을 사용하였고 이 센서의 등급은 F0.3 class 이다 [22], [27]. 이 등급은 -55 ºC ~ 155 ºC 에서 ±1.05 ºC의 오차를 보장한다.

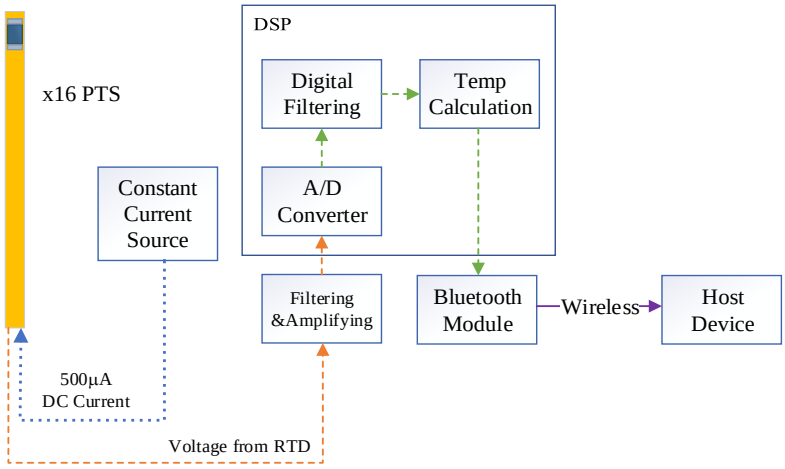
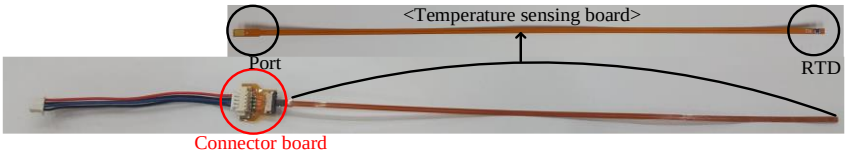
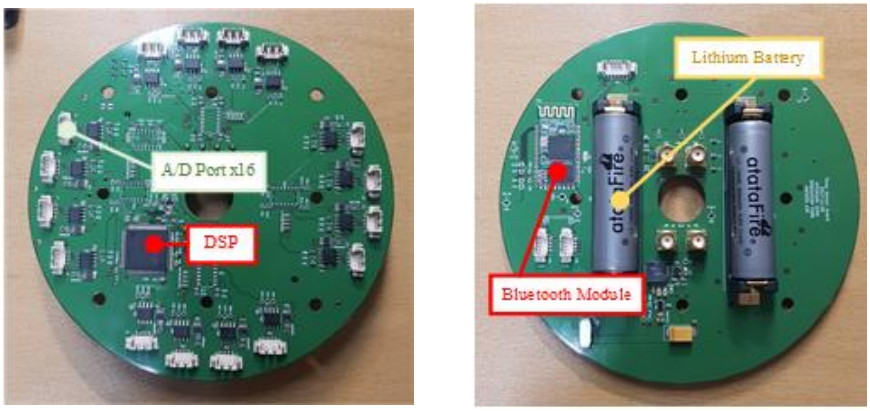


그림 2-11. 온도 측정 시스템(온도 센서 보드와 온도 측정 보드).



(가)



(나)

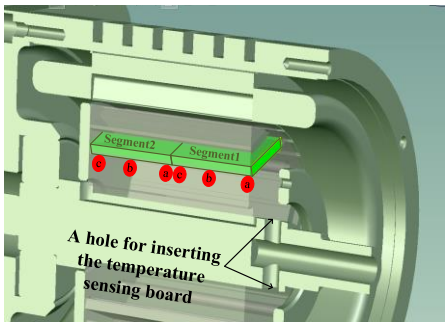
그림 2-12. 제작된 온도 측정 시스템

(가) 온도 센서 보드, (나) 온도 측정 보드의 앞면과 뒷면.

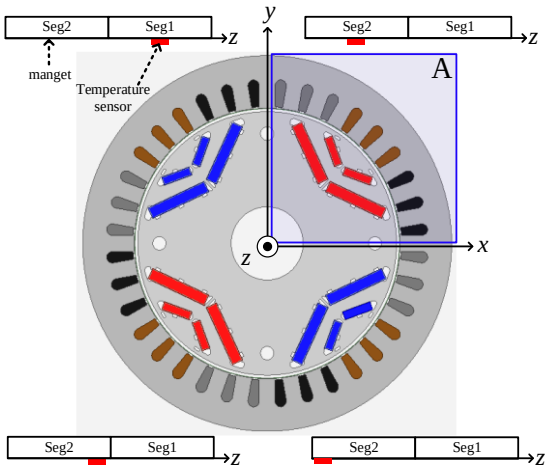
하지만 센서 보드에서 플렉서블 PCB가 갖는 저항성분, 온도 측정 보드의 ADC 옵셋(offset), 전류 주입 오차 등으로 인해 추가적인 오차가 발생할 수 있다. 이러한 오차를 포함하여, 전체 온도 측정 오차는 1.5 ºC 이내가 되도록 실험적으로 보상 및 검증하였다.

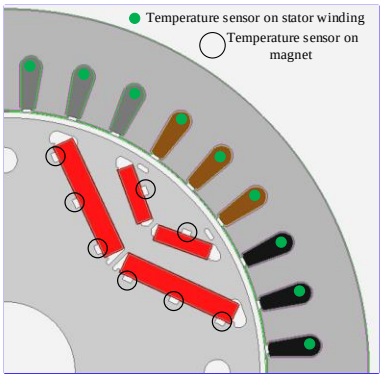
그림 2-12는 최종적으로 제작된 온도 센서 보드와 온도 측정 보드를 보여준다. 그림 2-12 (가)의 센서 보드는 그림 2-13에 보여진 것과 같이 특수 제작된 전동기에 배치된다. 그림 2-13 (가)에서 보이듯이 제작된 축소 모델 전동기의 자석은 2개의 세그먼트(segment)로 나누어져 있다. 각각의 세그먼트들은 축 방향 깊이에 따라서 segment1 과 segment2로 표기된다. 각각의 세그먼트 안에서 온도 센서 부착 위치는 다시 a, b, c로 구분된다. 축(shaft)에는 온도 센서가 통과하기 위한 통로가 만들어진다.

그림 2-13 (나)에서 보듯이 제작된 전동기는 4극 대칭 전동기이기 때문에, A와 같은 형상이 4번 반복된다. 이 대칭성을 이용하여, 그림 2-13 (나)과 같이 온도 센서는 각 극 마다 서로 다른 축 방향 깊이에 대해서 부착되었다.



(가)



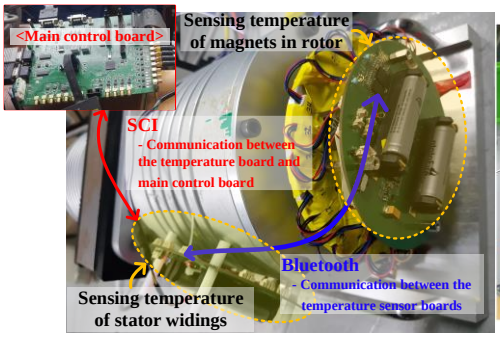


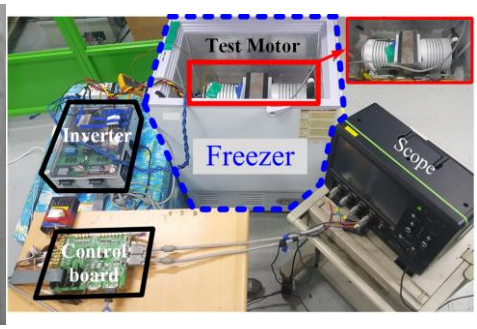
(나) (다)

그림 2-13. 온도 센서 설치 계획

(가) 전동기 축 방향 절단면, (나) 축 방향 온도 센서 위치,

(다) 한 극 (A)에서의 센서들의 위치.





(가) (나)

그림 2-14. 축소 모델 전동기에 설치된 온도 측정 시스템

(가) MG-set, (나) 전체 실험 세트.

그림 2-13 (다)는 그림 2-13 (나)의 A를 확대하여 보여준다. 이 그림에는 축에 수직한 절단면에서 자석 온도 측정 위치들과 권선 온도 측정 위치들이 나타나 있다. 결과적으로 회전자 안의 자석의 32개의 다른 위치에 온도 센서가 부착되었으며, 9개의 고정자 권선의 엔드 턴(end turn)에 온도센서가 부착되었다.

그림 2-14는 최종 제작된 축소 모델 전동기와 설치된 온도 측정 시스템을 보여준다. 그림 2-13 (나)에 보여진 온도 측정 보드는 회전자에 설치되어 전동기 회전자와 같이 회전한다. 이 온도 측정 보드에서는 16개의 자석 온도가 동시에 측정된다. 측정된 자석의 온도들은 무선 통신을 통해서 고정자에 설치된 온도 측정 보드에 송신된다. 그리고 고정자에 설치된 온도 측정 보드는 수신 받은 자석 온도 정보와 측정된 9개의 고정자 권선 온도를 메인 제어 보드로 SCI 통신을 통해서 송신한다.

2.2.3 제작된 시스템 검증

제작된 세트를 검증하기 위해서, 측정된 자석의 온도에 대해서 무부하에서 선간 전압의 변화를 그림 2-15에 보여준다. 이 결과로부터 자석의 온도가 증가함에 따라 선간 전압이 감소하는 것을 알 수 있다. 그림 2-15에 보여진 1차 다항식의 기울기를 a, 절편을 b라 하면 자석의 온도계수는 (2.10)로 계산된다. 그림 2-15와 (2.10)에서 계산된 자석의 온도계수는 -0.096 %/ºC로 구해진다.

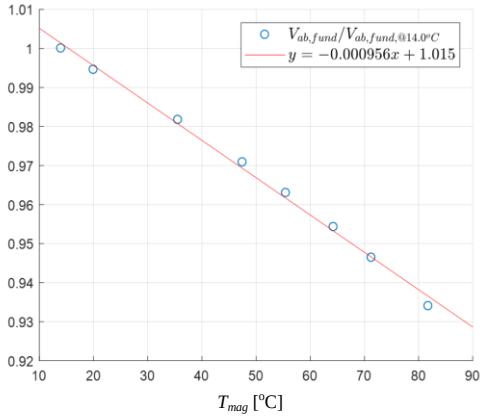


그림 2-15. 자석 온도에 따른 선간 전압의 변화.

$$\alpha_{mag}\left[\%/^{o}C\right]=\frac{a}{b+20a}. \tag{2.10}$$

측정된 온도 계수를 검증하기 위해 축소 모델 전동기에 사용된 자석(n40sht)의 온도를 변화시키며 자석의 온도와 자석의 자기장을 측정하였다. 자석의 온도에 따른 자기장의 변화를 측정하기 위해, 실험 세트를 그림 2-16과 같이 구성하였다. 이 그림에서 자석 온도는 자석의 동일한 위치에서 측정되며, 자석의 자기장은 자석과 자기장 센서의 위치를 고정하여 측정한다. 그림 2-17은 측정된 결과를 보여준다. 또한 (2.10)으로 계산된 자석의 온도계수는 -0.102 %/ºC이다. 앞서 무부하 선간전압에서 계산된 온도 계수와 비교해서 6 %의 오차가 발생한다. 이 오차는 자석의 착자 오차와, IR thermometer와 자기장 센서의 측정 오차 범위 안에 있다. 따라서 제작된 자석 온도 측정 시스템으로 얻은 자석의 온도 계수와 같은 종류의 자석에서 직접 측정하여 얻은 온도 계수가 비교적 잘 일치한다고 할 수 있다. 이 실험 결과를 통해서 자석의 온도 계수와 제작된 온도 측정 시스템의 정확도를 검증할 수 있다.

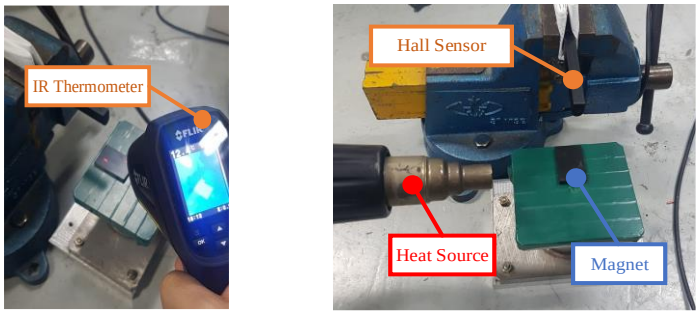


그림 2-16. 자석의 온도 측정과 자기장 측정 방법.

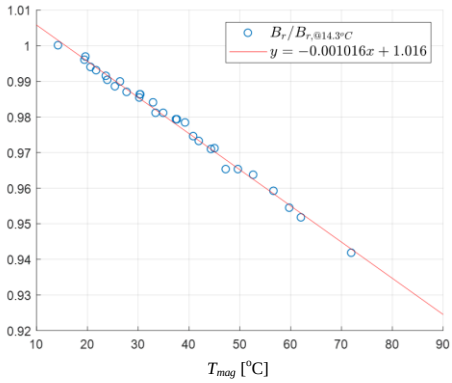


그림 2-17. 자석 온도에 따른 자석의 잔류 자속 밀도 변화.

2.2.4 자석의 온도 분포 측정

자석의 온도 분포를 보기 위해 600 r/min에서 10 Nm과 5 Nm를 인가하여 자석 온도를 증가시킨 후, 무부하에서 자석의 온도를 감소시켰다. 이러한 부하 조건하에서, 그림 2-18에 원안의 위치한 총 6개의 센서들을 통해 측정 온도들의 값을 스코프를 통해 관측하였다. 자석의 위치 11, 12, 14는 큰 자석의 수평적인 온도 분포를 보여주고, 17, 27, 37은 작은 자석의 깊이 방향의 온도 분포를 보여준다. 분포를 명확하게 보기 위해서 평균 값으로부터 특정 위치의 차이를 아래와 같이 (2.11)로 정의한다. 여기서 M_x는 x위치에서 측정된 자석의 온도를 의미하며, Avg는 자석 온도의 평균을 의미한다. 여기서는 큰 자석의 경우 M11, M12, M14의 평균을 의미하고, 작은 자석의 경우 M17, M27, M37의 평균을 의미한다.

$$\Delta_x = M_x - Avg. \tag{2.11}$$

그림 2-19 (가)와 (나)는 큰 자석의 수평적인 온도 분포를 보여준다. 온도 변화에 가장 느리게 반응하는 위치가 자석의 중앙 부분이며, 공극에 가깝게 위치한 자석의 온도 변화가 빠르다. 또 전동기의 회전자 중심에 가까운 자석의 온도 변동이 가장 적다. 큰 자석 내 수평방향의 최대 온도 차는 2.5 ºC 이하임을 알 수 있다. 자석의 온도 차이가 작은 이유는 자석의 크기 자체가 작기 때문이다.

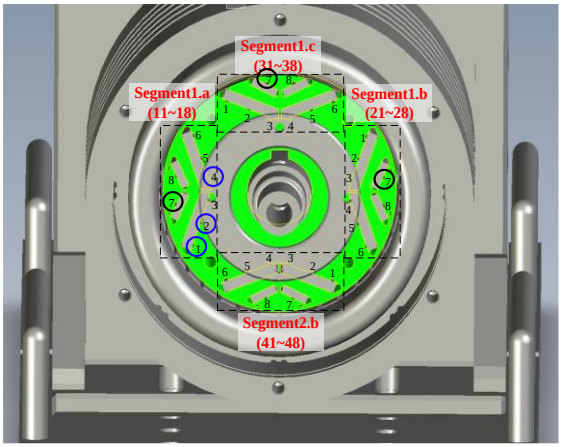
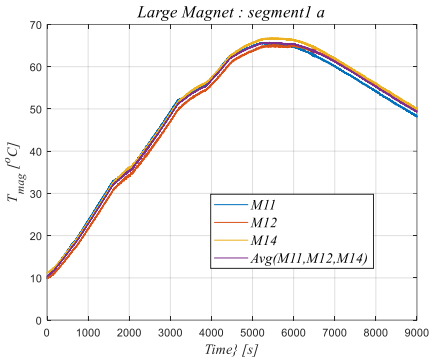
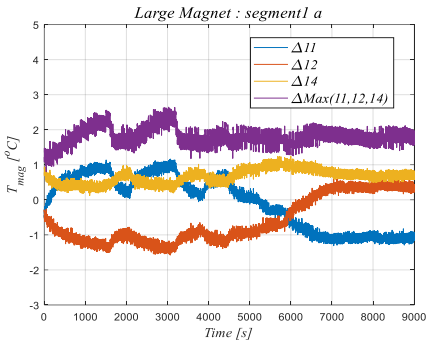


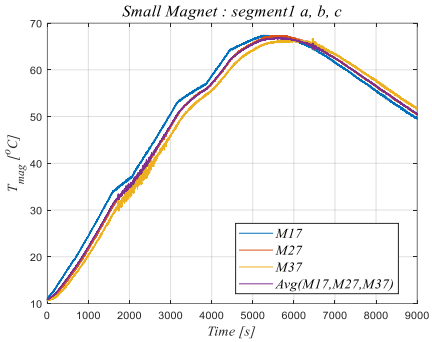
그림 2-18. 온도 측정 위치.



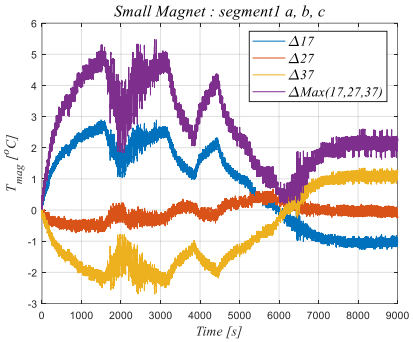
(가)



(나)



(다)



(라)

그림 2-19. 온도 분포 측정 결과

(가) 큰 자석 온도 측정 결과, (나) 큰 자석 온도의 차이,

(다) 작은 자석 온도 측정 결과, (라) 작은 자석 온도의 차이.

그림 2-19 (다)와 (라)는 자석의 축 방향 방향 온도 분포를 보여준다. 축 방향의 분포는 수평 방향의 온도 분포보다 명확하게 구분된다. 자석의 중심부에 가까울수록 평균 온도와 유사하며, 안쪽에 있을수록 온도가 천천히 변화하며, 바깥쪽에 있을수록 빠르게 변화함을 알 수 있다. 이때 온도 차이는 최대 5℃ 정도 발생하는 것을 알 수 있다.

일반적으로 자석은 와전류(Eddy current) 손실을 고려하여 세그먼트(Segment)화 하여 삽입된다. 따라서 자석의 크기 자체가 작으므로 각각의 자석 내부의 온도 변화도 크지 않은 것을 알 수 있다. 하지만 자석이 커질수록 혹은 자석의 전동기에서의 배치 위치가 서로 다르다면 자석 내부의 온도 분포 혹은 자석 간의 온도 차이가 커질

것이다. 본 축소모델에서는 자석의 온도차이가 최대 5 ºC까지 발생하는 것을 알 수 있다.

이 측정 시스템에서는 부하에 따른 자석의 온도 변화를 볼 수 있다. 온도의 평균 값과의 자석 온도의 차이를 보면, 자석 온도가 증가하는 구간 중에서 평균 값으로부터 차이는 증가하는 구간은 10 Nm가 인가된 구간이며, 평균 값으로부터 차이가 감소하는 구간은 5 Nm을 인가할 때이다. 그리고 온도가 감소하는 구간에서는 무부하 상태이기 때문에 평균 값으로부터 차이가 일정한 것을 알 수 있다.

이 실험을 통해서, 제작된 온도 측정이 가능한 축소 모델은 자석의 온도 변화를 실시간으로 측정하며, 온도 분포 또한 관측이 가능하다. 하지만 축소 모델의 경우 자석 사이즈가 작고, 전동기의 용량이 작기 때문에 자석의 온도 분포가 크지 않은 것을 실험결과를 통해서 확인할 수 있었다. 이를 통해서 제작된 축소 모델에서는 평균 온도가 전체 측정된 온도들의 대표성을 갖는다고 말할 수 있다. 따라서 본 연구에서는 축소 모델의 평균 온도를 사용하여, 온도 추정 방법을 개발 및 검증한다.

제 3장 자석 온도에 따른 인덕턴스 변화

영구자석 전동기의 쇄교 자속은 (3.1)과 같이 쓸 수 있다. 여기서 Λ_{abc}는 자석의 쇄교 자속을 표현하고, L_{abc}는 인덕턴스 행렬을 표현한다.

$$\lambda_{abcs} = L_{abc} i_{abcs} + \Lambda_{abcs}, where\ \ L_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}. \tag{3.1}$$

이 인덕턴스 행렬은 자기(Self) 인덕턴스들과, 상호(Mutual) 인덕턴스들로 구성된다. 이 인덕턴스들은 권선 함수와 퍼미언스(Permeance)로 계산될 수 있다. N극과 S극이 동일한 구조를 갖고 있기 때문에, 퍼미언스는 짝수 차수 고조파 성분만을 갖는다.

$$\begin{aligned} N_a(\phi_e) &= \sum_{h=1}^{\infty} N_h \cos(h\phi_e). \\ P(\phi_e, \theta_r) &= \left(P_0 + \sum_{k=1}^{\infty} P_{2k} \cos\left(2k(\phi_e - \theta_r)\right) \right). \end{aligned} \tag{3.2}$$

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{ls} + \pi P_0 \sum_{h=1}^{\infty} N_h^{\ 2} + \frac{\pi}{2} \sum_{h=1}^{\infty} N_h^{\ 2} P_{2h} \cos(2h\theta_r). \\ L_{bb} &= L_{ls} + \pi P_0 \sum_{h=1}^{\infty} N_h^{\ 2} + \frac{\pi}{2} \sum_{h=1}^{\infty} N_h^{\ 2} P_{2h} \cos\left(2h\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right)\right). \\ L_{cc} &= L_{ls} + \pi P_0 \sum_{h=1}^{\infty} N_h^{\ 2} + \frac{\pi}{2} \sum_{h=1}^{\infty} N_h^{\ 2} P_{2h} \cos\left(2h\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right)\right). \\ L_{ab} &= L_{ba} = \pi P_0 \sum_{h=1}^{\infty} N_h^{\ 2} \cos\left(h\frac{2}{3}\pi\right) + \frac{\pi}{2} \sum_{h=1}^{\infty} N_h^{\ 2} P_{2h} \cos\left(2h\left(\theta_r - \frac{1}{3}\pi\right)\right). \\ L_{ac} &= L_{ca} = \pi P_0 \sum_{h=1}^{\infty} N_h^{\ 2} \cos\left(h\frac{2}{3}\pi\right) + \frac{\pi}{2} \sum_{h=1}^{\infty} N_h^{\ 2} P_{2h} \cos\left(2h\left(\theta_r + \frac{1}{3}\pi\right)\right). \\ L_{bc} &= L_{cb} = \pi P_0 \sum_{h=1}^{\infty} N_h^{\ 2} \cos\left(h\frac{4}{3}\pi\right) + \frac{\pi}{2} \sum_{h=1}^{\infty} N_h^{\ 2} P_{2h} \cos(2h\theta_r). \end{aligned} \tag{3.3}$$

식 (3.1)의 인덕턴스 행렬은 (3.4)를 사용하여 동기좌표계에서 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} L_{dqs}^{r} &= R^{-1}(\theta_r) T_{dqs} L_{abc} \frac{3}{2} T_{dqs}^{T} R(\theta_r) \\ &, where T_{dqs} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} and\ \ R(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{3.4}$$

변환된 인덕턴스 행렬은 직류 성분과 6의 배수 차수의 공간 고조파(Spatial Harmonics) 성분으로 구성되는 것을 (3.5)로부터 확인할 수 있다.

$$L_{dqs}^{r}=\begin{bmatrix} L_{ls}+\frac{3}{2}\pi P_0\left(N_1^2+\sum_{k=1}^{\infty}{N_{3k+1}}^2+{N_{3k-1}}^2\right)+\frac{3}{2}\frac{\pi}{2}P_2N_1^2 & 0 \\ 0 & L_{ls}+\frac{3}{2}\pi P_0\left(N_1^2+\sum_{k=1}^{\infty}\left({N_{3k+1}}^2+{N_{3k-1}}^2\right)\right)-\frac{3}{2}\frac{\pi}{2}P_2N_1^2 \end{bmatrix}$$
$$+\frac{3}{2}\frac{\pi}{2}\begin{bmatrix} \sum_{k=1}^{\infty}\left({N_{3k+1}}^2P_{2(3k+1)}+{N_{3k-1}}^2P_{2(3k-1)}\right)\cos(6k\theta_r) & \sum_{k=1}^{\infty}\left({N_{3k+1}}^2P_{2(3k+1)}-{N_{3k-1}}^2P_{2(3k-1)}\right)\sin(6k\theta_r) \\ \sum_{k=1}^{\infty}\left({N_{3k+1}}^2P_{2(3k+1)}-{N_{3k-1}}^2P_{2(3k-1)}\right)\sin(6k\theta_r) & -\sum_{k=1}^{\infty}\left({N_{3k+1}}^2P_{2(3k+1)}+{N_{3k-1}}^2P_{2(3k-1)}\right)\cos(6k\theta_r) \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

고속에서는 이 인덕턴스항들 중 공간 고조파 성분들은 동기 속도의 6의 배수 차수로 흔들리는 성분으로 보이기 때문에, 자속 계산 시 사용되는 저역 통과 필터에 의해서 제거될 수 있있다. 따라서 인덕턴스의 직류 성분들만 자속 계산에 영향을 준다. 이 인덕턴스 직류 성분들은 권선 함수의 고조파와 퍼미언스의 직류 성분과 2고조파 성분의 결합으로 구성된다.

퍼미언스는 자속 경로의 릴럭턴스의 역수이다. 자속 경로의 릴럭턴스는 코어와 자석 그리고 공극의 릴럭턴스의 합으로 이루어진다.

$$P=\frac{1}{R}=\frac{1}{R_c+R_m+R_g}. \quad (3.6)$$

식 (3.6)의 릴럭턴스는 (3.7)과 같이 다시 쓸 수 있다. 이 수식에서 k_c, k_m, k_g는 각각의 구조적인 값들을 반영하는 상수이다. μ_c, μ_m, μ_0 는 각각 전기 강판, 자석, 그리고 공극의 투자율이다. 그리고 μ_{rc}, μ_{rec} 는 각각 코어의 비투자율과 자석의 비투자율이다. 특히 자석의 비투자율은 리코일 비투자율(recoil permeability)이라고 일반적으로 부른다.

$$R_t=R_c+R_g+R_m=\frac{k_c}{\mu_c}+\frac{k_m}{\mu_m}+\frac{k_g}{\mu_0}=\frac{1}{\mu_0}\left(\frac{k_c}{\mu_{rc}}+\frac{k_m}{\mu_{rec}}+k_g\right). \quad (3.7)$$

앞서 설명한 것과 같이 NdFeB 자석의 잔류 자속은 자석 온도에 따라서 약 0.1 %/°C로 감소한다. 이 잔류 자속 밀도의 변화에 의해서 식 (3.7)의 비투자율들이 영향을 받는다. 이 영향을 알아보기 위해 축소 모델에 사용된 코어와 자석의 데이터시트를 기반으로 자석 온도 변화에 따른 비투자율의 변화의 경향성을 알아본다.

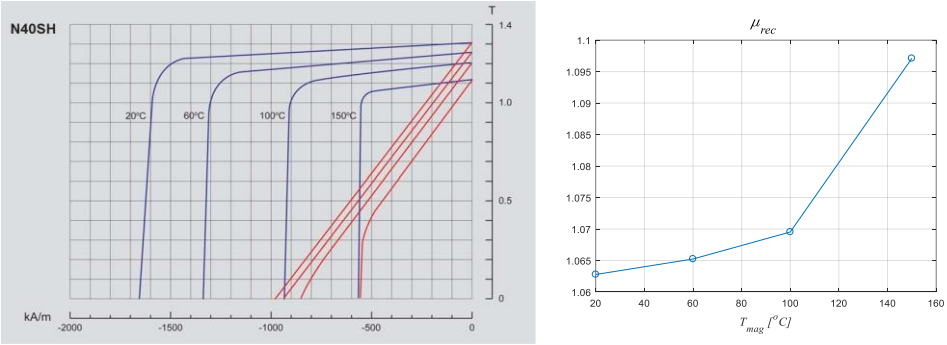
그림 3-1은 축소 모델에 사용된 자석의 감자 곡선이다. 이때 자석의 비투자율의 변화는 그림 3-1 (나)와 같다. 자석의 비투자율을 (3.8)로 표현하면 이때 비투자율 변화량($\alpha_{\mu rec}$)은 0.0246 %/°C으로 자석 온도가

증가할 때 증가량은 작지만 자석의 비투자율은 증가한다.

$$\mu_{rec} = \mu_{rec0}\left(1+\alpha_{\mu rec}\left(T_{mag}-20\right)\right). \tag{3.8}$$

그림 3-2 (가)는 사용된 전기 강판의 B-H 곡선이다. 만약 자석의 온도에 따른 잔류 자속 밀도 변화가 전기 강판의 잔류 자속 밀도를 결정한다면 자석 온도에 따른 코어의 μ_{rc}의 변화는 그림 3-2 (나)와 같이 표현할 수 있다. 자석 온도에 따른 전기 강판의 비투자율 변화는 (3.9)로 표현할 수 있다. 이때 온도에 따른 비투자율 변화율($\alpha_{\mu rc}$)은 0.5 %/°C이다. 즉 코어의 상대적인 투자율 또한 자석의 온도가 증가함에 따라 증가하는 것을 알 수 있다.

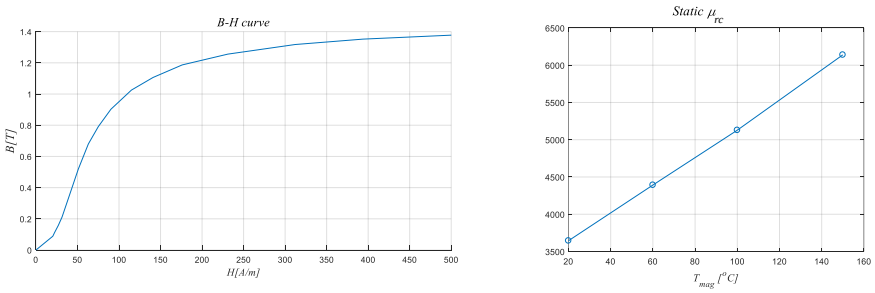
$$\mu_{rc} = \mu_{rc0}\left(1+\alpha_{\mu rc}\left(T_{mag}-20\right)\right). \tag{3.9}$$



(가) (나)

그림 3-1. 축소 모델에 사용된 자석

(가) 감자 곡선, (나) 리코일 비투자율.



(가) (나)

그림 3-2. 축소 모델에 사용된 전기 강판

(가) B-H 곡선, (나) 전기 강판의 비투자율.

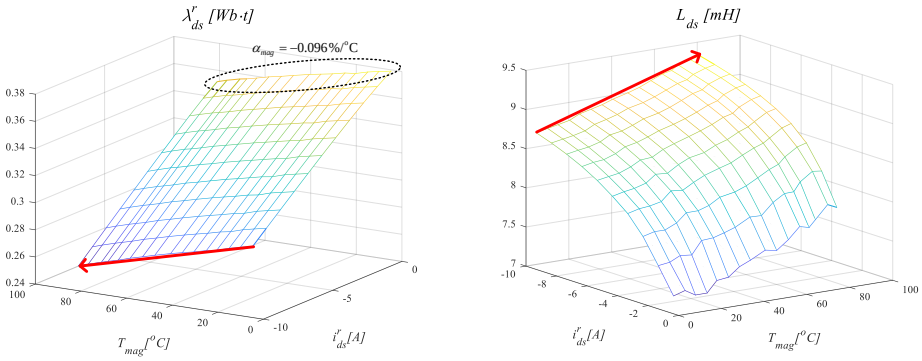
자석의 온도에 따른 릴럭턴스의 변화는 (3.10)으로 정의된다. 그리고 이 온도에 따른 릴럭턴스의 변화량은 앞서 설명한 온도에 따른 비투자율의 경향성을 고려하면 음이 된다. 따라서 자석 온도가 증가할수록 릴럭턴스는 감소하는 것을 알 수 있다. 퍼미언스는 식 (3.11)에 의해서 증가하게 된다. 그러므로 인덕턴스의 직류 성분은 자석 온도에 따라서 증가하게 된다.

$$\frac{dR}{dT_{mag}} = -\frac{1}{\mu_0}\left(\frac{k_c}{\mu_{rc}^{\ 2}}\frac{d\mu_{rc}}{dT_{mag}} + \frac{k_m}{\mu_{rec}^{\ 2}}\frac{d\mu_{rec}}{dT_{mag}}\right) = -\frac{1}{\mu_0}\left(\frac{k_c}{\mu_{rc}^{\ 2}}a_{\mu rc} + \frac{k_m}{\mu_{rec}^{\ 2}}a_{\mu rec}\right) < 0. \tag{3.10}$$

$$\frac{dP}{dT_{mag}} = -\frac{d}{dT_{mag}}\frac{1}{R^2}\frac{dR}{dT_{mag}} > 0. \tag{3.11}$$

앞서 보인 인덕턴스의 변화의 경향성을 관찰하기 위해 축소 모델에서 실험을 진행하였다. 정확한 인덕턴스의 온도에 따른 변화만을 보기 위해서 축소 모델에서 q축 전류를 0 A로 제어하였다. 이를 통해서 d축 자속 계산 시 오차를 만들 수 있는 권선 저항의 영향을 제거하였다. 700 r/min 에서 d축 전류가 인가되었을 때 d축 자속을 그림 3-3에 표시하였다. 그림의 빨간색 화살표는 온도가 증가하는 방향을 보여준다. D축 전류가 0 A일 때는 온도에 따른 자석의 잔류 자속 밀도의 변화가 직접적으로 보인다. 이 측정된 자속 정보로부터 d축 인덕턴스를 계산할 수 있다. D축 인덕턴스는 자석 온도가 증가함에 따라 증가하는 것을 알 수 있고 이는 앞서 살펴본 경향성과 일치한다. 이 인덕턴스 변화를 (3.12)를 사용하여 온도에 따른 인덕턴스의 변화량으로 표시할 수 있다. 그림 3-4에 보여진 자석 온도에 따른 인덕턴스 변화량은 자석의 잔류 자속 밀도 변화량 보다 더 큰 것을 알 수 있다.

$$L_{ds}\left(T_{mag}\right) = L_{ds}\left(20^oC\right)\left(1 + \alpha_{Lds}\left(T_{mag} - 20\right)\right). \tag{3.12}$$



(가) (나)

그림 3-3. 축소 모델 실험 결과

(가) d축 자속, (나) d축 인덕턴스.

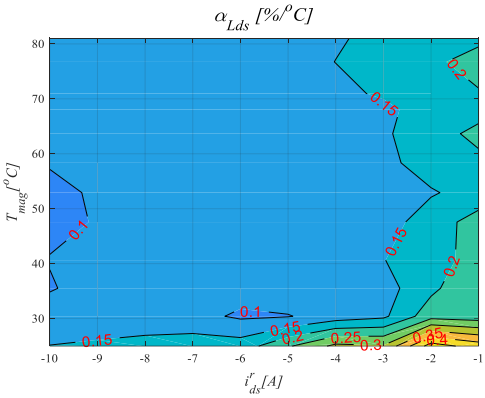


그림 3-4. 자석 온도에 따른 인덕턴스 변화율.

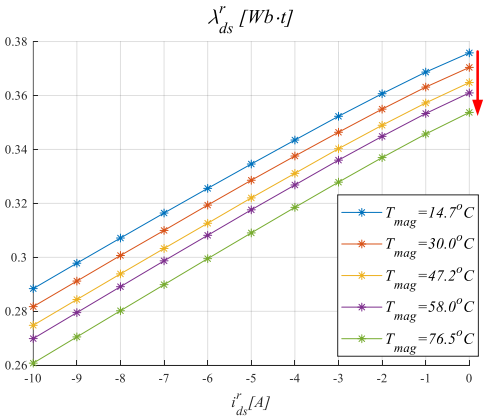
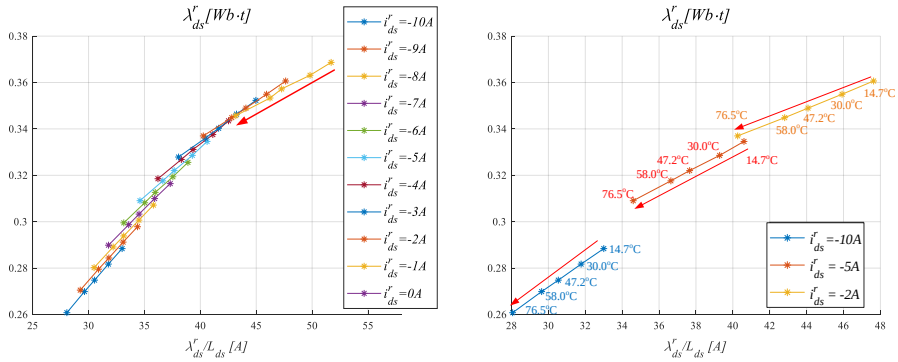


그림 3-5. 축소 모델 d축 자속.



(가) (나)

그림 3-6. D축 자속과 자속을 인덕턴스로 나눈 값

(가)측정된 전체 전류, (나) 선택된 전류.

실험 결과에서 특정 온도들을 선택하여 전류에 대한 자속의 변화를 그리면 그림 3-5와 같다. 이 그림에서 빨간색 화살표는 자석 온도의 증가하는 방향을 보여준다. 온도에 따른 잔류 자속 밀도의 변화가 y축에서 보이고 인덕턴스의 변화는 기울기로 보인다.

자석 온도에 따른 자속 밀도(B)와 자계 강도(H)의 변화를 보여주기 위해서 자석의 쇄교 자속을 가상의 전류원으로 (3.13)을 사용하여 변환하였다. 이 관계를 사용하여 그림 3-5를 그림 3-6 (가)와 같이 다시 그릴 수 있다. 이 그림에서도 마찬가지로 빨간색 화살표는 자석 온도의 증가를 표현한다. 그림 3-6 (가)의 여러 전류 중에서 대표적으로 세 개의 전류를 선택하여 다시 자속의 변화를 표현하면 그림 3-6 (나)와 같다. 이 그림들을 통해서 B와 H로 결정되는 동작점은 전류에 의해서도 변하지만 자석의 온도에 따라서 변하는 것을 간접적으로 알 수 있다.

$$\begin{aligned} &\lambda = \frac{N^2}{R_t} i + \frac{R_m N \phi_r}{R_t} = Li + \frac{R_m N \phi_r}{R_t}. \\ &\frac{\lambda}{L} = i + \frac{R_m \phi_r}{N} = i + \frac{H_c l_m}{N}. \\ &B \propto \lambda,\ H \propto \frac{\lambda}{L} = i + i_{pm}. \end{aligned} \tag{3.13}$$

이 그림에서 보여진 현상을 좀더 일반화 하여 설명하기 위해서, 전동기에 사용된 전기 강판의 B-H 곡선은 전기 강판 자체의 온도에 따라서 변하지 않는다고 가정 한다. 실제로는 B-H 곡선 또한 강판의

온도에 따라서 변하지만, 전동기에 주로 사용되는 비등방성 전기 강판의 경우 전동기 사용 환경 온도에 따른 B-H 곡선의 변화가 적기 때문에 위 가정이 성립할 수 있다 [29]. 또한 온도에 따른 B-H 곡선의 변화는 몇몇 논문에서만 거론될 뿐 데이터 시트에서 제공되지 않기 때문에 이것을 고려하는 것은 상당히 어렵다.

위의 가정을 사용하면 d축 자속은 아래 식과 같이 d축, q축 전류와 자석의 온도의 함수가 된다. 이때 전류가 일정하다면, d축 자속은 자석의 온도에 의한 영향만을 받는다. 앞선 분석들에 의하면, 자석 온도가 증가하면 쇄교 자속은 감소하고, 인덕턴스는 증가한다. 식 (3.14)에서 d축 전류는 0 또는 음의 값을 갖는다. 따라서 d축의 포화 정도는 자석의 온도가 증가함에 따라서 감소하게 된다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^{r} &= L_{ds}\left(i_{ds0}^{r}, i_{qs0}^{r}, B_r\left(T_{mag}\right)\right) i_{ds0}^{r} + \lambda_{pm}\left(B_r\left(T_{mag}\right)\right) \\ \lambda_{ds}^{r} &= L_{ds}\left(i_{ds0}^{r}, i_{qs0}^{r}, T_{mag}\right) i_{ds0}^{r} + \lambda_{pm}\left(T_{mag}\right). \end{aligned} \tag{3.14}$$

이를 앞선 가정을 사용하여, 하나의 B-H 곡선에 표현하면 자석의 온도가 $T_1 \rightarrow T_2 \rightarrow T_3$로 증가할 때 전기 강판의 포화 수준은 감소하고, 인덕턴스와 비례하는 정적 투자율은 증가하는 것을 그림 3-7을 통해서 알 수 있다. 따라서 앞선 분석 결과를 가시적으로 확인할 수 있다.

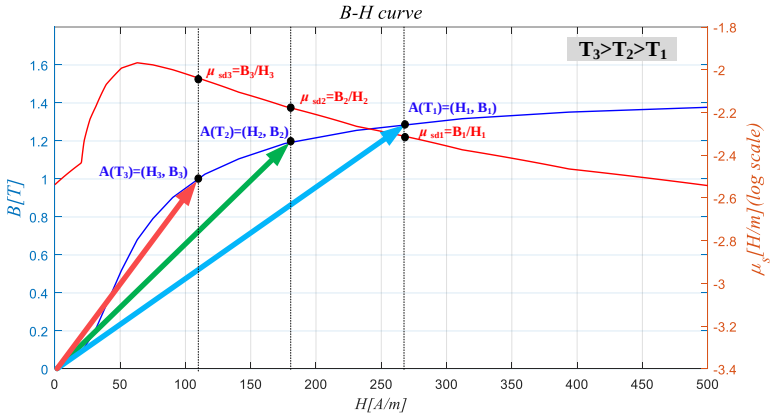


그림 3-7. 자석 온도에 따른 정적 투자율의 변화.

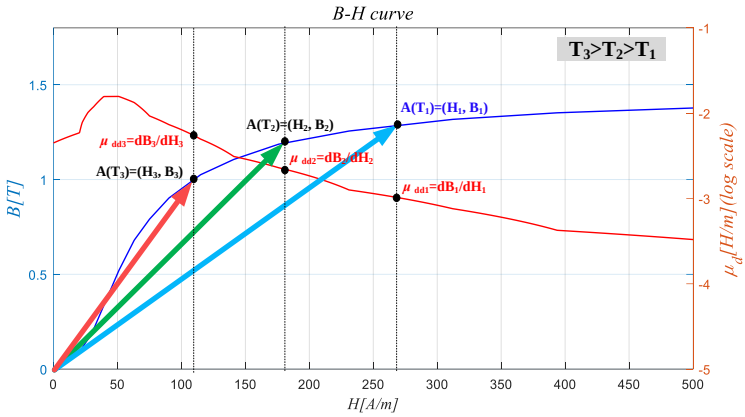


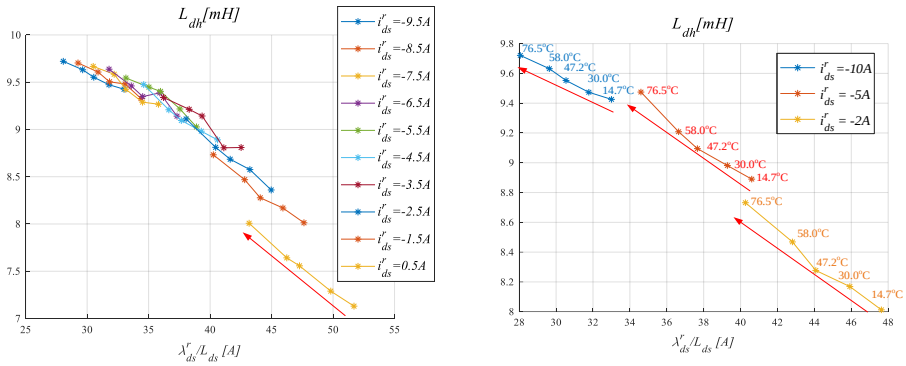
그림 3-8. 자석 온도에 따른 동적 투자율의 변화.

앞에서 자석의 온도에 따라서 정적(Static) 투자율이 변하는 것을 실험과 분석을 통해서 보였다. 마찬가지로 동적(Dynamic) 투자율도 자석의 온도에 따라서 변하게 된다. 그림 3-8에서 자석 온도가 증가함에 따라서 동작점이 $A(T_1)\rightarrow A(T_2)\rightarrow A(T_3)$으로 변경되며 이에 따라서 동적 투자율은 증가하는 것을 알 수 있다. 이러한 자석 온도에 따른 동적 투자율의 변화는 동적 인덕턴스로 반영된다.

동적 투자율을 사용한 동적 퍼미언스를 (3.15)로 정의할 수 있다. 식 (3.5)의 퍼미언스를 동적 인덕턴스로 대체하여 동적 인덕턴스를 (3.16)과 같이 유도할 수 있다. 따라서 동적 인덕턴스도 마찬가지로 직류 성분과 공간 고조파 성분으로 구성된다. 이중 직류 성분의 증가는 자석의 온도가 증가함에 따라 동적 투자율이 증가하고 이에 따라 동적 인덕턴스의 직류 성분 또한 증가하는 것으로 이해할 수 있다.

$$P_d(\phi_e,\theta_r)=\left(P_{d0}+\sum_{k=1}^{\infty}P_{d2k}\cos\left(2k\left(\phi_e-\theta_r\right)\right)\right). \tag{3.15}$$

$$\begin{aligned} L_{ddqs}^{r} = & \begin{bmatrix} L_{ls}+\frac{3}{2}\pi P_{d0}\left(N_1^2+\sum_{k=1}^{\infty}N_{3k+1}{}^2+N_{3k-1}{}^2\right)+\frac{3}{2}\frac{\pi}{2}P_{d2}N_1^2 & 0 \\ 0 & L_{ls}+\frac{3}{2}\pi P_0\left(N_1^2+\sum_{k=1}^{\infty}\left(N_{3k+1}{}^2+N_{3k-1}{}^2\right)\right)-\frac{3}{2}\frac{\pi}{2}P_{d2}N_1^2 \end{bmatrix} \\ & +\frac{3}{2}\frac{\pi}{2}\begin{bmatrix} \sum_{k=1}^{\infty}\left(N_{3k+1}{}^2P_{d2(3k+1)}+N_{3k-1}{}^2P_{d2(3k-1)}\right)\cos\left(6k\theta_r\right) & \sum_{k=1}^{\infty}\left(N_{3k+1}{}^2P_{d2(3k+1)}-N_{3k-1}{}^2P_{d2(3k-1)}\right)\sin\left(6k\theta_r\right) \\ \sum_{k=1}^{\infty}\left(N_{3k+1}{}^2P_{d2(3k+1)}-N_{3k-1}{}^2P_{d2(3k-1)}\right)\sin\left(6k\theta_r\right) & -\sum_{k=1}^{\infty}\left(N_{3k+1}{}^2P_{d2(3k+1)}+N_{3k-1}{}^2P_{d2(3k-1)}\right)\cos\left(6k\theta_r\right) \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{3.16}$$



(가) (나)

그림 3-9. 자석 온도에 따른 동적 인덕턴스의 변화

(가)측정된 전체 전류, (나) 선택된 전류.

자석 온도에 따른 동적 인덕턴스의 변화를 보이기 위해 동적 인덕턴스를 그림 3-3의 결과로부터 계산하였다. 그림 3-9 (가)는 계산된 동적 인덕턴스이다. 그림 3-9 (나)는 그림 3-9 (가)에서 세 개의 전류만을 선택하여 자석 온도를 명시하였다. 그림에서 빨간색 화살표의 방향이 온도가 증가하는 방향이다. 같은 전류 조건에서 자석의 온도가 증가함에 따라서 동적 인덕턴스가 증가하는 것을 볼 수 있다. 이 결과는 앞에서 언급한 분석과 일치한다.

따라서 자석 온도 추정 시, 자석 온도에 따른 인덕턴스 변화를 반드시 고려해야한다. 본 연구에서는 이러한 자석 온도에 따른 인덕턴스의 변화를 적극 활용하여 자석 온도 추정의 정확도를 높이고자 한다.

제 4장 중고속(mid/high speed) 운전 영역에서 자석 온도 추정 방법

자석 온도가 신뢰성과 토크 정밀도에 있어 중요한 영역은 저속 영역보다는 중고속 영역이다. 전동기의 회전속도가 증가함에 따라 자석의 와류손(eddy current loss)에 의해 자석에서 발생하는 손실이 증가하고, 이로 인해서 자석 온도가 빠르게 증가한다. 따라서 자석 온도의 관측은 저속 보다 중고속 영역에서 더 중요하다. 본 논문에서도 자석 온도 관측의 중요성을 고려하여 중고속 영역에서의 자석 온도 추정을 먼저 다루고, 그 후에 저속과 정지 상태에서 자석 온도 추정을 다룬다.

4.1 기존 방법

전동기가 중고속으로 회전하는 경우, 전동기 회전 속도가 충분히 커서 전류 제어기의 출력 전압 지령을 사용하여 자속을 계산할 수 있다. 만약 인버터의 비선형성이 완벽히 보상되었다면, 인버터의 합성 전압은 전류 제어기 출력 전압 지령과 동일하다고 생각할 수 있다. 따라서 정상상태를 가정하면 전압 지령을 사용하여 자속은 (4.1)과 같이 계산할 수 있다. 여기서 v_{ds}^{s*}, v_{qs}^{s*}, λ_{ds}^{r}, λ_{qs}^{r}, i_{ds}^{r}, i_{qs}^{r}, R_s, ω_r 은 각각 동기좌표계에서 d축 전압 지령, q축 전압 지령, d축 자속, q축 자속, d축 전류, q축 전류, 고정자 저항, 전기 각속도를 의미한다. 그리고 LPF는 저역 통과 필터(low pass filter)를 의미한다.

$$\begin{aligned} \lambda_{qs}^{r} &= LPF\left(\frac{-v_{ds}^{s*} + R_s i_{ds}^{r}}{\omega_r}\right). \\ \lambda_{ds}^{r} &= LPF\left(\frac{v_{qs}^{s*} - R_s i_{qs}^{r}}{\omega_r}\right). \end{aligned} \tag{4.1}$$

식 (4.1)로부터 계산된 자속은 일반적으로 (4.2)와 같이 정적 인덕턴스(static inductance)와 전류 그리고 자석의 쇄교 자속의 함수이다.

여기서 L_{ds}, L_{qs}, λ_{pm}는 각각 d축 정적 인덕턴스, q축 정적 인덕턴스 그리고 영구자석의 쇄교 자속을 의미한다. 이때 d축, q축 정적 인덕턴스 또한 d축 전류 그리고 q축 전류의 함수이다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^{r} &= L_{ds} i_{ds}^{r} + \lambda_{pm}. \\ \lambda_{qs}^{r} &= L_{qs} i_{qs}^{r}. \end{aligned} \tag{4.2}$$

식 (4.2)에 의하면 d 축 자속은 d축 정적 인덕턴스와 영구자석의 쇄교 자속 성분으로 구성된다. 따라서 대부분의 기존 방법들은 이 인덕턴스를 보상하고, 자석의 온도 계수를 사용하여 자석의 온도를 추정한다 [16], [30]-[32].

$$R_s = R_{s0}\left(1 + \alpha_{cu}\left(T_{sw} - T_0\right)\right). \tag{4.3}$$

하지만 (4.1)로 계산된 자속은 고정자 저항의 변화의 직접적인 영향을 받는다. 따라서 고정자 저항 변화의 영향을 제거하는 것이 중요하다. 특히 고정자 저항 성분은 (4.3)과 같이 고정자 권선 온도(T_{sw})에 의해서 변화한다. 이 식에서, T_0, α_{cu}는 각각 상온 20 ºC, 구리의 온도 계수를 의미하며, R_{s0}는 T_0에서의 고정자 권선 저항의 크기를 뜻한다. 식 (4.3)과 같이 변하는 저항 성분이 자속 계산에 미치는 영향을 제거하기 위해서는 고정자 권선의 온도 측정이 필요하다.

권선 온도에 따른 고정자 권선 저항의 변화를 온도 센서 없이 제거하기 위해서, d축, q축 전압에서 고정자 저항을 소거하는 방법이 [33]에 소개되었다. 자석 온도 추정 방법에 있어서도 앞에서 언급한 바와 같이 고정자 저항 변화에 민감하기 때문에 이 방법이 적용되었다 [34]. 참고 문헌 [34]에 따르면, 고정자 저항을 제거한 후, 제거된 항을 기준 온도와 기준 속도 (참고 문헌 [34]에서 23 ºC와 100 r/min) 에 대해서 구해진 M_0 ($M(T_0)=L_{ds}i^r_{ds}{}^2+L_{qs}i^r_{qs}{}^2+\lambda_{pm}(T_0)i^r_{ds}$)와 같은 전류 조건 하에서, 다른 자석 온도와 다른 속도의 M_1($M(T_1)=L_{ds}i^r_{ds}{}^2+L_{qs}i^r_{qs}{}^2+\lambda_{pm}(T_1)i^r_{ds}$)의 차이를 구하여 이를 온도 추정에 사용하였다. 이 차분항(difference) (M_1-M_0)을 계산하면 인덕턴스 항들이 소거되고, 쇄교 자석의 변화량 ($\lambda_{pm}(T_1)$-$\lambda_{pm}(T_0)$)만 남는다. 이 변화량과 자석의 온도 계수(α_{mag})를 사용해서 자석 온도를 추정할 수 있다. 따라서 이 방법도 d축 자속에서 온도를

추정하는 방법과 같이 자석의 쇄교 자속을 구하고 자석의 온도 계수를 통해서 자석의 온도를 추정한다. 하지만 이러한 방법으로 자석 온도를 계산하기 위해서는 인덕턴스 항이 속도와 자석 온도에 따라서 바뀌지 않는다는 가정이 필요하다. 하지만 3 장에서 살펴본 것과 같이 인덕턴스 성분은 자석의 온도의 함수이므로, 이 가정은 성립하지 않는다. 또한 코어 손실의 영향으로 자속은 속도에 따라서도 변한다. 따라서 단순히 계산된 자속 값으로 자석 온도를 추정할 경우 매우 큰 오차가 발생할 수 있다.

중고속에 적용 가능한 기존 연구들은 제어기의 출력 전압을 사용하여 자속을 계산한다. 그리고 계산된 자속 정보로부터, 자석의 쇄교 자속을 구하기 위해서 권선 저항과 인덕턴스의 영향을 제거한다. 이를 통해 얻어진 쇄교 자속과 자석의 온도 계수를 사용하여 자석의 온도를 추정한다.

4.2 고속에서 온도 추정 시 고려해야할 요소들

고속에서 온도 추정 시 기본적으로 자속을 기반으로 온도를 추정하게 된다. 따라서 자속 계산 시 정확한 권선 저항 성분을 아는 것이 중요하다. 앞서 설명한 것과 같이 (4.3)을 사용해 권선 저항 효과를 보상할 수 있다. 이를 위해서는 권선의 온도 측정이 필요하다. 하지만 자속 계산 시, 저항을 변화 시키는 요소는 권선의 온도 외에도 다양하다.

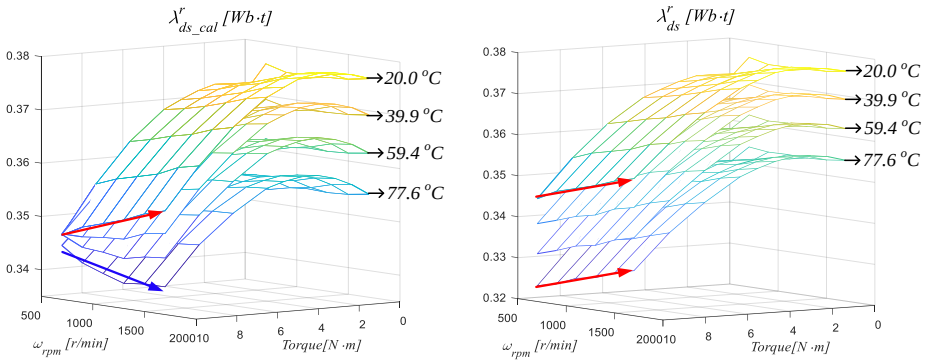
최근 헤어핀(Hair pin) 타입의 권선을 가지는 전동기가 전기 자동차 구동용 전동기로 많이 사용 되고 있다. 헤어핀 타입의 경우 표피 효과(Skin effect)로 인해 회전 속도에 따라서 교류 저항 성분이 바뀐다 [35]. 따라서 권선 온도를 측정하더라도 정확하게 권선 저항을 보상하는 것은 어렵다. 또한 인버터의 비선형성(Nonlinearity)이 기본파 전류에 미치는 영향 또한 적절히 보상되지 않으면 고정자 저항으로 보인다. 따라서 이 성분 또한 자속 계산에 영향을 미친다.

또 전동기의 용량이 커질수록 R_{s0}의 값이 작아지기 때문에, 저항 자체의 정확한 값을 측정하는 것이 어렵다. 전동기의 고정자 저항 값이 작은 경우, 소자의 저항과 외부 전선들의 저항, 그리고 인버터 비선형성으로 인한 저항 성분이 상대적으로 더 커지게 된다. 따라서 부적절한 보상으로 고정자 저항이 자속 계산에 미치는 영향이 더 커질 수 있다. 또한 저항 성분이 작다는 것은 권선의 턴(Turn) 수가 작다는 것을 의미하기 때문에, 자석의 쇄교 자속의 절대값도 작아진다. 이로 인해서 저항 값 자체가 작다는 것이 저항 오차가 온도 추정에 미치는 영향이 줄어든다는 것을 의미하지 않는다.

본 연구에서 제안된 방법을 최종적으로 검증할 상용 전기자동차 구동용 전동기는 고정자 권선이 헤어핀 타입으로 되어 있으며 극 수가 높아 동작 주파수가 높다. 이러한 헤어핀 타입의 경우 AC 저항 효과는 논문 [35] 에 보고 되었다. 따라서 기존 방법들처럼 권선 저항을 단순히 (4.3)으로 보상하는 것은 온도 추정 시 큰 문제가 될 수 있다, [16], [30]-[32].

축소 모델에서 저항이 d축 자속에 미치는 영향을 보여주기 위해서, 그림 4-1 에 온도에 따른 저항 변화 보상 전후의 d축 자속을 표시하였다. 그림 4-1 (가)와 같이 자속 계산 시 저항의 변화를 보상하지 않은 경우 (4.4)에 의해서 자속에 오차를 만든다. 자속 계산 시 권선 저항으로 인한 오차는 상당히 큰 온도 추정 오차를 유기할 수 있음을 그림 4-1 에서 간접적으로 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^{r} &= \lambda_{ds_cal}^{r} - \lambda_{ds_err}^{r} = \left(\frac{\boldsymbol{v}_{qs}^{r} - \boldsymbol{R}_{s0}\boldsymbol{i}_{qs}^{r}}{\omega_r} \right) - \left(\frac{\Delta \boldsymbol{R}_s(\boldsymbol{T}_{sw})\boldsymbol{i}_{qs}^{r}}{\omega_r} \right). \\ \lambda_{qs}^{r} &= \lambda_{qs_cal}^{r} - \lambda_{qs_err}^{r} = \left(-\frac{\boldsymbol{v}_{ds}^{r} - \boldsymbol{R}_{s0}\boldsymbol{i}_{ds}^{r}}{\omega_r} \right) - \left(-\frac{\Delta \boldsymbol{R}_s(\boldsymbol{T}_{sw})\boldsymbol{i}_{ds}^{r}}{\omega_r} \right). \end{aligned} \tag{4.4}$$

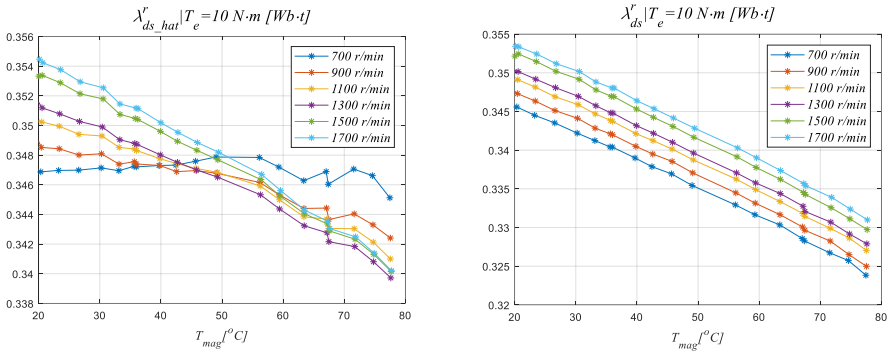


(가) (나)

그림 4-1. 권선 온도에 따른 저항 변화가 자속에 미치는 영향

(가) 일정한 저항으로 자속을 계산한 경우,

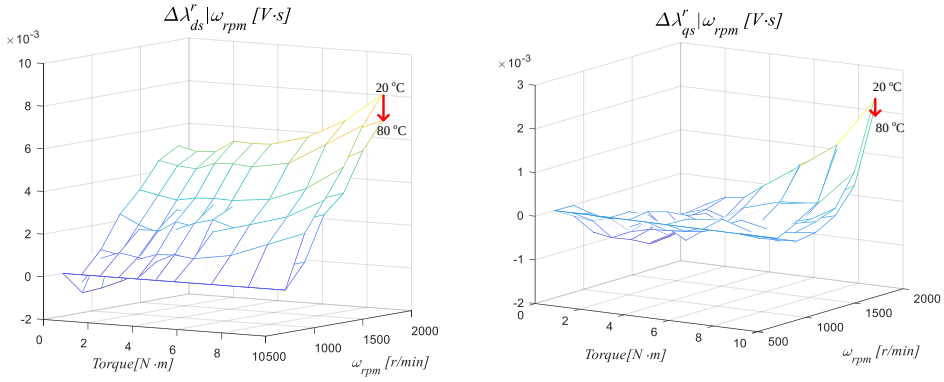
(나) 권선 온도에 따른 저항 변화를 반영하여 자속을 계산한 경우.



(가) (나)

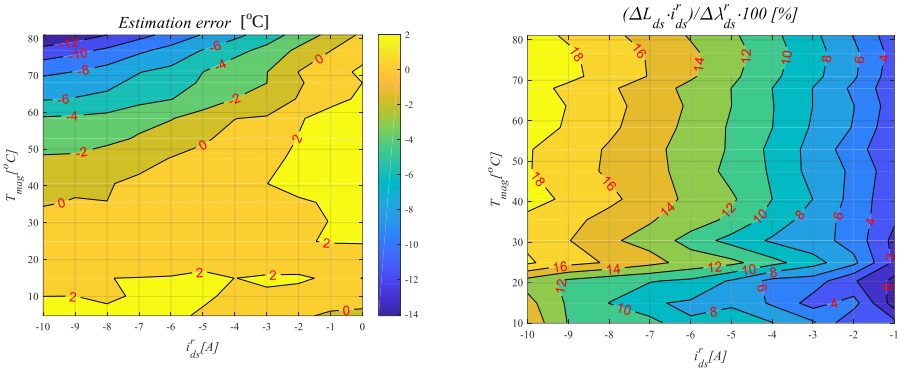
그림 4-2. 권선 온도에 따른 저항 변화가 자속에 미치는 영향(10 Nm)

(가) 일정한 저항, (나)권선 온도에 따른 저항 변화를 반영.



(가) (나)

그림 4-3. 속도에 따른 자속의 차이 (가) $\Delta\lambda^r_{ds}$, (나) $\Delta\lambda^r_{qs}$.



(가) (나)

그림 4-4. 인덕턴스의 영향

(가) 인덕턴스의 변화를 고려하지 않은 경우 온도 추정 오차,

(나) 인덕턴스의 변화와 자속 변화의 비율.

그림 4-2 에서 볼 수 있듯이 저항 성분이 보상된 d축 자속은 속도에 따라서 감소하는 경향을 갖는다. 속도에 따른 자속의 변화는 자속 계산 시 코어 손실이 고려되지 않았기 때문이다. 속도에 따른 자속의 변화를 보기 위해서 (4.5)를 정의한다. 이 속도에 따른 자속의 변화를 그림 4-3에서 보여준다.

$$\Delta\lambda^r_{xs}\left(T_e, \omega_{rpm}\right) = \lambda^r_{xs}\left(T_e, \omega_{rpm}\right) - \lambda^r_{xs}\left(T_e, 700\,r/\min\right). \tag{4.5}$$

자석 온도에 따라서 감소하는 경향을 갖는 이유는 자석 온도가 증가하면 코어 손실이 감소하기 때문이다. 이러한 속도에 대한 변동은 [16], [30], [34] 에서 고려되지 않았다. 또한 최종 검증에 사용할 상용 전기자동차 구동용 전동기는 높은 속도까지 동작하기 때문에 이로 인한 효과가 더 커질 것으로 예상된다.

3장에서 증명한 것과 같이 자석의 온도에 따른 인덕턴스의 변화 또한 고려해야한다. 그림 3-3의 결과를 바탕으로 인덕턴스의 변화를 고려하지 않고 온도를 추정했을 때 오차가 그림 4-4 (가)에 보여진다. 이 오차는 전류가 커질수록 온도가 높아질수록 커질 것으로 예상할 수 있다. 따라서 상용 전동기와 같이 전류 용량이 큰 경우 또 자석 온도가 높은 경우 오차는 더욱 커질 것이라 예상할 수 있다.

그림 4-4 (나)는 자석 온도에 따라 변하는 자속의 변화량과 인덕턴스 변화량과 전류의 곱의 비를 보여준다. 전류가 큰 영역에서는 18 % 정도로 그 비율이 상당히 높은 것을 알 수 있다. 이 비율은 동작점에 따라서 다르지만 인덕턴스의 변화량이 자속의 변화량에서 차지하는 비중이 높음을 알 수 있다. 이 결과들을 통해서, 정확한 온도 추정을 위해서 인덕턴스의 변화는 반드시 고려되어야 함을 알 수 있다.

4.3 기본파 무효 에너지를 사용한 방법

4.3.1 기본파 무효 에너지와 자석 온도의 관계

본 절에서는 온도 추정을 위해서 무효 전력(reactive power)을 사용한다. 전동기의 전압 방정식을 사용한 무효 전력은 (4.6)과 같이 정의된다.

$$Q = 1.5\left(v_{qs}^{r} i_{ds}^{r} - v_{ds}^{r} i_{qs}^{r}\right). \tag{4.6}$$

그리고 본 논문에서는 기본파 성분의 무효전력, Q_0 를 (4.7)와 같이 정의한다. 여기서 아래첨자 '0'은 기본파 성분을 의미한다.

$$Q_0 = 1.5\left(v_{qs0}^{r} i_{ds0}^{r} - v_{ds0}^{r} i_{qs0}^{r}\right). \tag{4.7}$$

식 (4.8)으로부터 무효 전력의 계산에 있어 고정자 저항 성분이 사용되지 않음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} Q_0 &= 1.5\left(\left(R_s i_{qs0}^{r} + \omega_r \lambda_{ds0}^{r}\right) i_{ds0}^{r} - \left(R_s i_{ds0}^{r} - \omega_r \lambda_{qs0}^{r}\right) i_{qs0}^{r}\right) \\ &= 1.5\omega_r \left(\lambda_{ds0}^{r} i_{ds0}^{r} + \lambda_{qs0}^{r} i_{qs0}^{r}\right). \end{aligned} \tag{4.8}$$

따라서 그림 4-1에 보여진 저항으로 인한 오차가 발생하지 않는다. 따라서 권선 온도를 측정할 필요 없을 뿐만 아니라 권선 저항 자체의 크기를 정확하게 측정할 수 없는 경우에도 저항 성분으로 이한 오차는 발생하지 않는다. 또한 속도에 따른 교류 저항 성분도 제거된다.

여기서 속도에 대한 의존성을 줄이기 위해 (4.8)을 속도에 대하여 나누면 (4.9)과 같이 무효 에너지(reactive energy)를 정의할 수 있다. 하지만 자속은 속도에 따라서 변하는 코어 손실의 영향을 받기 때문에 (4.9)에 의해 계산된 값에도 속도에 의한 영향은 여전히 존재한다.

$$E_{react0} = \frac{Q_0}{1.5\omega_r} = \left(\lambda_{ds0}^{r} i_{ds0}^{r} + \lambda_{qs0}^{r} i_{qs0}^{r}\right). \tag{4.9}$$

자석 온도에 따른 자동차 구동용 전동기의 특성 변화를 FEA 시뮬레이션을 통해 알아볼 수 있다. 자석 온도에 따른 잔류 자속 밀도의 변화를 알아 보기 위해 -0.1 %/°C의 온도 계수를 적용하여 FEA 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 4-5 (가)와 (나)는 자석 온도가 -50 °C, 0 °C, 50 °C, 100 °C, 150 °C에 해당할 때 d축, q축 자속의 크기의 변화를 보여준다. 온도에 따른 자속의 변화량을 정확히 보기 위해서, 가장 낮은 온도(-50 °C)를 기준으로 해당 온도에서 자속의 변화량을 그림 4-5 (다)와 (라) 에

보여준다. 예상한 것과 같이, d축 자속은 온도가 증가함에 따라서 감소한다. Q축 자속은 자석 온도가 증가할 때, q축 전류가 양일 때는 증가하고, q축 전류가 음일 때는 감소하는 것을 볼 수 있다. 또한 d축 자속의 경우 d축 전류가 크기가 증가함에 따라서 그 변화량이 증가하는 것을 알 수 있다. 이 결과로부터 d축 인덕턴스, q축 인덕턴스가 온도에 따라서 증가함을 알 수 있다.

그림 4-6는 무효 에너지의 온도에 따른 변화를 보여준다. 무효 에너지 또한 온도에 따라서 변화한다. 무효 에너지는 (4.10)과 같이 전류와 자석 온도(T_{mag})의 함수가 된다.

$$\begin{aligned}\frac{\partial E_{react0}\left(i_{ds0}^{r}, i_{qs0}^{r}, T_{mag}\right)}{\partial T_{mag}} &= \frac{\partial \lambda_{ds0}^{r}\left(i_{ds0}^{r}, i_{qs0}^{r}, T_{mag}\right)}{\partial T_{mag}} i_{ds0}^{r} + \frac{\partial \lambda_{qs0}^{r}\left(i_{ds0}^{r}, i_{qs0}^{r}, T_{mag}\right)}{\partial T_{mag}} i_{qs0}^{r} \\ &= \frac{\partial L_{ds}\left(i_{ds0}^{r}, i_{qs0}^{r}, T_{mag}\right)}{\partial T_{mag}} {i_{ds0}^{r}}^{2} + \frac{\partial L_{qs}\left(i_{ds0}^{r}, i_{qs0}^{r}, T_{mag}\right)}{\partial T_{mag}} {i_{qs0}^{r}}^{2} + \alpha_{mag}\lambda_{pm0} i_{ds0}^{r}.\end{aligned} \tag{4.10}$$

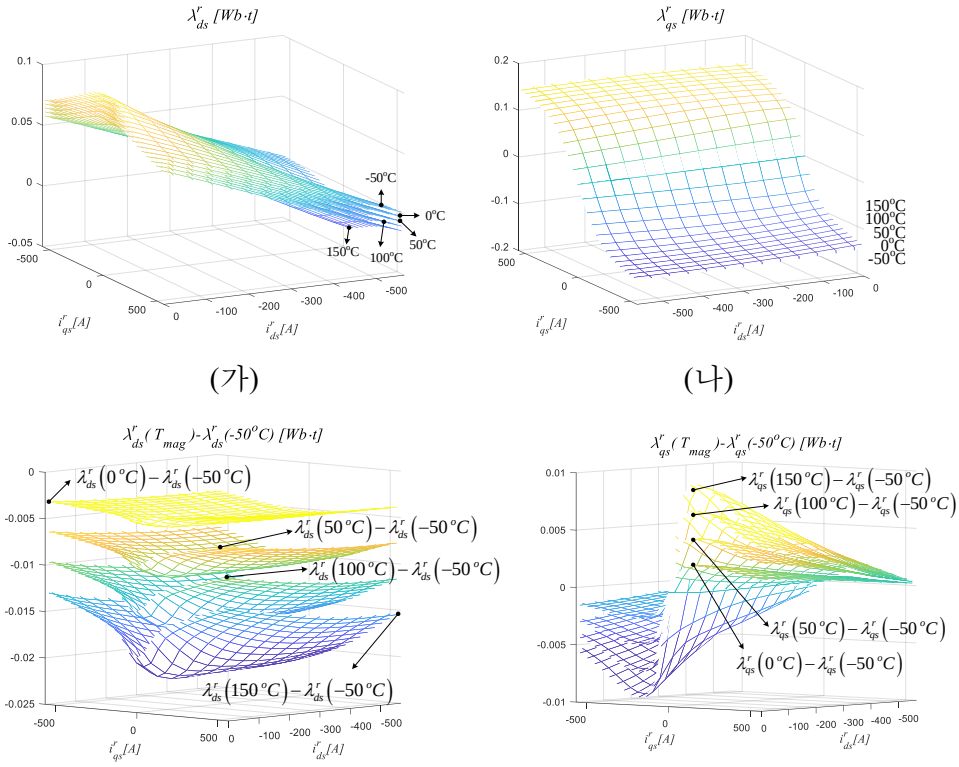
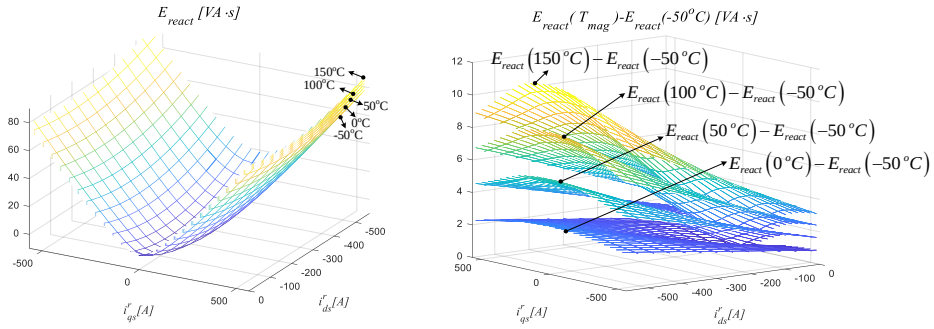


그림 4-5. FEA 시뮬레이션 결과 (가) d축 자속, (나) q축 자속, (다) d축 자속 변화량, (라) q축 자속 변화량.



(가) (나)

그림 4-6. FEA 시뮬레이션 결과

(가) 기본파 무효 에너지, (나) 기본파 무효 에너지 변화량.

식 (4.10)은 자석 온도에 따른 기본파 무효 에너지의 변화를 보여준다. 이 식에서 α_{mag} 는 -0.1 %/°C로 NdFeB 자석의 특성이다. 이 특성은 자석의 종류마다 다를 수 있지만, 축소 모델 전동기에 대해서는 이 값이 -0.1016 %/°C 인 것이 2장에서 검증 되었으며, 자동차 구동용 대상 전동기에 대해서도 온도 챔버에서 측정된 데이터로 계산 했을 때 -0.107 %/°C 로 유사한 값을 갖는다. D축 전류는 모든 동작 영역에서 0 또는 음의 값을 갖기 때문에 (4.10)의 두번째 줄의 마지막 항($\alpha_{mag}\lambda_{pm0}i^r_{ds0}$)의 부호는 항상 양 또는 0의 값을 갖는다. 또한 나머지 두개의 항의 인덕턴스 성분들은 자석 온도에 따른 회전자의 자기 포화(magnetic saturation) 변화에 따라서 그 크기가 변한다. 일반적으로 α_{mag}가 음의 값이기 때문에 온도가 증가함에 따라 잔류 자속 밀도(B_r)가 감소한다. 3장에서 보인 것과 같이 이 잔류 자속 밀도의 감소로 인해 자속 경로의 자기 저항은 감소하고, 인덕턴스는 증가한다. 이로 인해 일반적으로 자석 온도에 대한 인덕턴스의 미분 값은 양의 값을 갖는다. 또한 전류의 제곱 항들도 양 또는 0의 값을 갖기 때문에 결론적으로 우변의 3개의 항 모두 양의 온도 변화에 대해서 양의 값을 갖는다. 즉 자석의 온도가 증가하면 무효에너지는 증가하는 경향을 갖는다. 따라서 온도에 따른 인덕턴스의 변화를 고려하지 않고, 자석의 온도 계수만 사용하여 자석 온도를 추정하는 방법들은 온도가 증가함에 따라 온도

추정 오차를 유발한다.

식 (4.10)의 분석에서 알 수 있듯이, 이 인덕턴스의 변화는 자석 온도에 대한 기본파 무효 에너지의 변화를 증가시킨다. 따라서 (4.10)의 자석 온도에 따른 무효 에너지의 변화량은 자석의 쇄교 자속의 변화만을 고려한 경우보다 커지게 된다. 이는 자석 온도에 대한 민감도가 증가하게 됨을 의미한다.

그림 4-7 (가)는 축소 모델에서 측정된 자석 온도에 따른 무효 에너지를 보여준다. 이 측정된 무효에너지로부터 (4.11)을 사용해서 민감도를 계산할 수 있다. 계산된 민감도는 그림 4-7 (나)에 보여진다. 민감도가 자석의 쇄교 자속의 민감도 보다 상당히 큰 것을 알 수 있다. 이는 온도에 따른 인덕턴스 변화량이 합쳐지기 때문이다.

$$\textbf{Sensitivity of } \boldsymbol{x} = \boldsymbol{S}(\boldsymbol{x}) = \frac{\boldsymbol{x}(\boldsymbol{T}_2) - \boldsymbol{x}(20^o\boldsymbol{C})}{\boldsymbol{T}_2 - 20^o\boldsymbol{C}} \frac{100}{\boldsymbol{x}(20^o\boldsymbol{C})} [\%/^o\boldsymbol{C}]. \qquad (4.11)$$

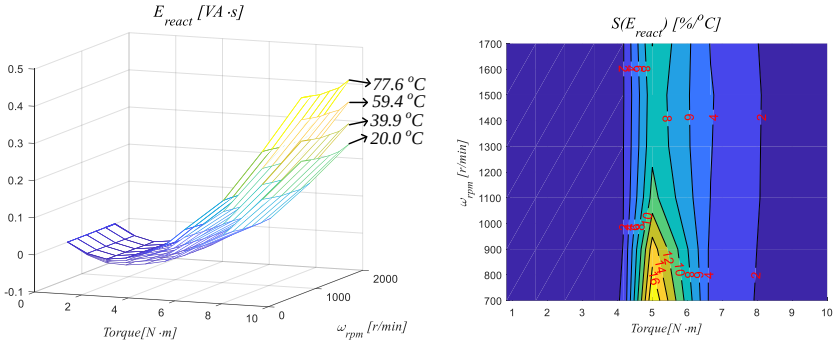


그림 4-7. 축소 모델에서 측정된 무효 에너지

(가) 자석 온도에 따른 무효 에너지 변화, (나) 무효에너지의 민감도.

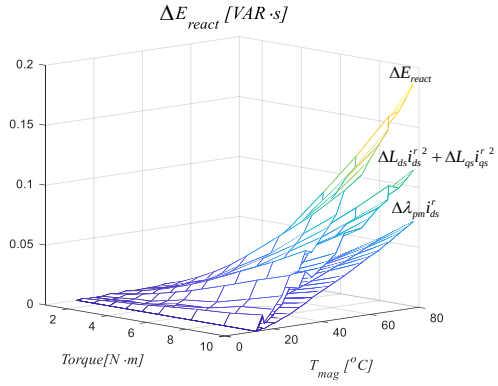


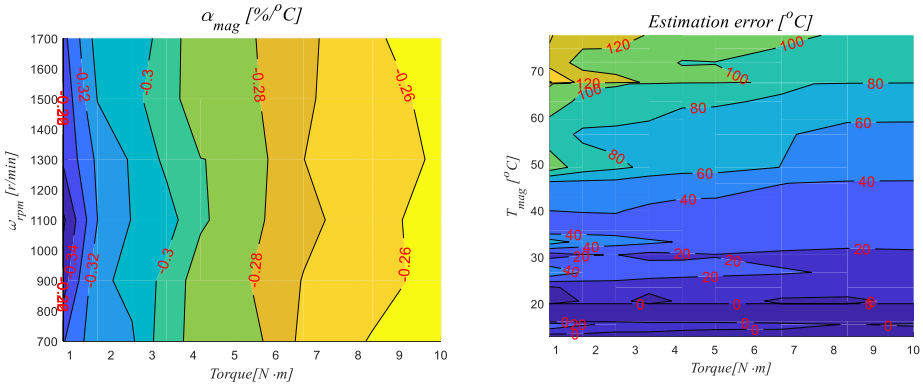
그림 4-8. 축소 모델에서 측정된 무효 에너지의 변화량.

그림 4-8은 700 r/min 에서 온도에 따른 무효에너지의 변화량을 보여준다. 그리고 쇄교 자속의 변화량 성분의 크기와 인덕턴스 변화량 성분의 크기를 보여준다. 그림에서 알 수 있듯이 인덕턴스로 인한 변화량이 상당히 큰 것을 알 수 있다. 만약 무효에너지에서 인덕턴스의 변화량을 무시하면 온도 추정 시 상당한 오차가 발생하는 것을 예상할 수 있으며 이를 제거하기보다는 동시에 고려하여 온도에 대한 민감도를 증가시키는 것이 유리하다는 것을 알 수 있다.

$$\alpha_{mag} \mid L_{xs}(T_e) = \frac{1}{(80\,^{\circ}\mathrm{C} - 20\,^{\circ}\mathrm{C})\lambda_{ds}^{r}(0\mathrm{N}\cdot\mathrm{m}, 700\,\mathrm{r/min}, 20\,^{\circ}\mathrm{C})i_{ds}^{r}} \times \{E_{react}(80\,^{\circ}\mathrm{C}) - E_{react}(20\,^{\circ}\mathrm{C})\}. \quad (4.12)$$

만약 온도에 따른 인덕턴스의 변화를 고려하지 않고 무효에너지의 변화량이 쇄교 자속의 변화량에 의해서만 변한다고 가정한다면, 식 (4.12)를 통해 가상의 자석의 온도 계수를 구할 수 있다. 이 가상의 쇄교 자속의 온도 계수는 그림 4-9 (가)에 의하면 통상적인 값의 2.6~3.4배임을 알 있다.

그림 4-9 (나)는 인덕턴스의 변화를 고려하지 않고, 통상적인 자석의 온도 계수를 사용하여 온도를 추정했을 때 예상되는 온도 오차이다. 최대 추정 오차가 141 ºC로 상당히 큰 것을 알 수 있다. 이는 그림 4-8에서 보인 것 과 같이 인덕턴스에 저장된 에너지가 무효에너지에 차지하는 비중이 크기 때문이다.



(가) (나)

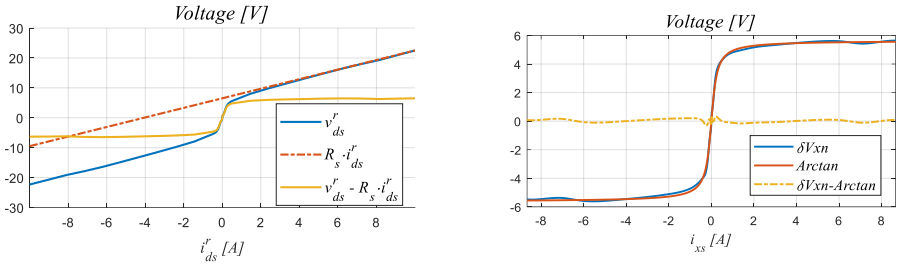
그림 4-9. 무효에너지에서 자석 온도 따른 인덕턴스 변화를 무시한 경우 (가) 가상의 온도 계수, (나) 온도 추정 오차.

4.3.2 무효 에너지와 인버터의 비선형성

앞 절에서 기본파 무효에너지가 고정자 저항과 무관함을 보였다. 그리고 자석 온도에 대한 기본파 무효 에너지의 민감도는 자석 온도 계수 그 자체보다 온도에 대한 인덕턴스의 변화량까지 합해져 더 커지는 것을 보였다. 본 절에서는 인버터 비선형성이 기본파 무효에너지의 계산에 대해 미치는 영향을 분석한다.

인버터 비선형성(nonlinearity)은 소자의 온오프(on-off) 전압 강하 그리고 데드타임과 온/오프 시지연으로 인한 인버터 전압의 합성 오차를 포함한다 [36]-[44]. 인버터 비선형성은 전류 제어기 출력 전압 지령과 인버터 합성 전압의 차이를 만들기 때문에, 정확한 자속 정보를 얻기 위해서는 반드시 비선형성에 의한 전압 오차는 보상 되어야 한다. 하지만 같은 소자로 제작된 같은 인버터도 소자 마다 비선형성이 다르기 때문에 비선형성이 자속 계산에 미치는 영향을 완벽히 보상하는 것은 불가능하다. 따라서 인버터 비선형성이 Q_0에 미치는 영향을 이론적으로 분석할 필요가 있다.

그림 4-10은 제작된 축소 모델 전동기 구동을 위해 제작된 인버터의 소자의 비선형성을 보여준다. 전류에 비례해서 커지는 부분은 소자의 내부 저항 성분과 전동기의 권선 저항 성분을 포함한 저항 성분이다. 이 저항 값은 1.6 Ω으로 측정되었다. 이 저항 성분을 제외한 나머지의 전압 성분이 인버터의 비선형성에 해당한다. 만약 임의의 x 상을 가정하면 이 비선형성으로 인한 전압을 δV_{xn}으로 정의할 수 있다. 이 인버터 비선형성에 의한 전압을 근사하는 여러 방법에 대한 여러 연구가 있어 왔다 [36]-[44]. 여기서는 보상 특성이 우수하면서 적용이 간편한 (4.13)와 같이 아크탄젠트 (arctangent) 를 사용한 보상법을 적용한다 [44]. 저항 성분을 제외한 나머지 성분을 (4.13)의 함수로 근사할 수 있고 이렇게 근사한 성분으로 보상한 결과는 그림 4-10 (나) 에 나타나 있다. 측정된 δV_{xn}과 아크탄젠트로 근사된 δV_{xn}의 차이가 매우 작음을 알 수 있다. 따라서 아크탄젠트 함수로 보상할 경우 인버터의 비선형성을 효과적으로 보상할 수 있음을 알 수 있다.



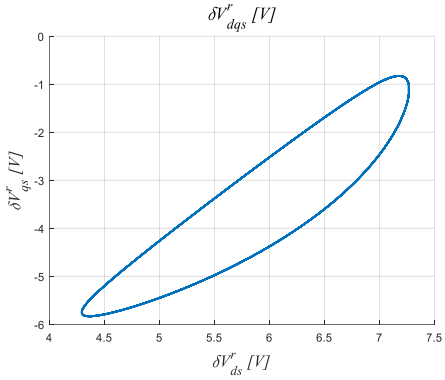
(가) (나)

그림 4-10. 인버터 비선형성 (가) 측정된 인버터 비선형성, (나) 인버터 비선형성 보상.

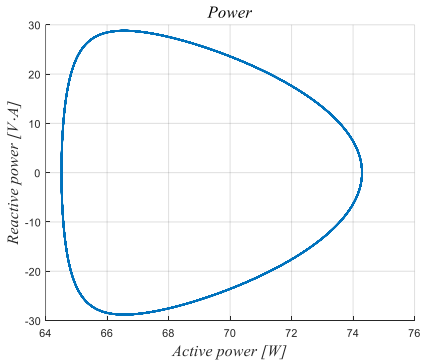
$$\delta V_{xs} = \frac{2V_{sat}k_{xt}}{\pi} \cdot \mathrm{atan}(K_{atan} \cdot i_{xs}). \tag{4.13}$$

인버터의 비선형성이 기본파 무효에너지에 미치는 영향을 알아 보기 위해, 인버터 비선형성이 (4.13)의 아크탄젠트 함수의 형태라고 가정하고 이 인버터 비선형성이 만드는 무효 전력을 살펴본다. 그림 4-11은 인버터의 3상의 비선형성이 같지만 보상이 되지 않은 경우를 보여준다. 즉 (4.13)에서 k_{xt}에서 x는 a, b, c, 중 하나의 값을 갖고 $k_{at}=k_{bt}=k_{ct}=1$을 만족한다. 그리고 전류각(β)이 30 ° 인 경우를 가정한다. 이때 인버터 비선형성으로 인한 동기좌표계 dq축 전압(δV^r_{dqs})은 그림 4-11 (가) 에 보여진다. 그리고 이 전압과 전류에 의해서 발생하는 전력은 그림 4-11 (나) 에 보여진다. 그림 4-11 (다)는 3상 전류와 3상 인버터 비선형 전압 그리고 이로 인해서 유기되는 유효 전력과 무효 전력이 표현되어 있다. 그림 4-11에 의하면 기본파 무효 전력은 0 V·A이 되는 것을 알 수 있다.

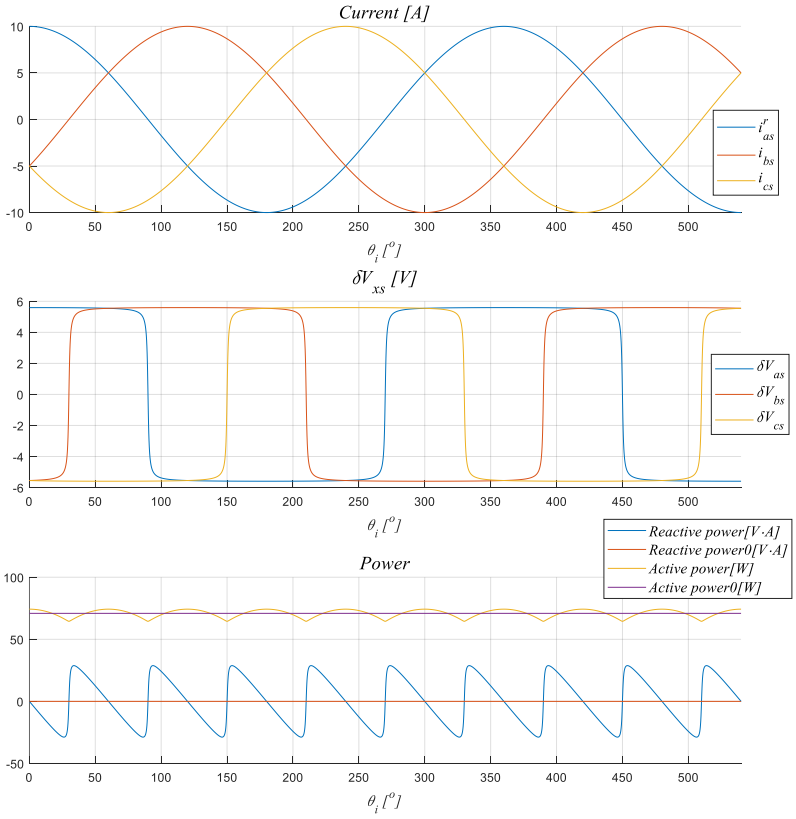
그림 4-12 은 인버터의 각상의 비선형성에 20 % 정도의 불균형이 있는 경우를 보여준다. k_{at}=1.2, k_{bt}=1, k_{ct}=0.8 로 설정되었다. 이때 전류각(β)은 30 °로 동일하다. 그림 4-12 (다)에 3상 전류와 3상 인버터 비선형 전압 그리고 이로 인해서 유기되는 유효 전력과 무효 전력이 표현되어 있다. 그림 4-12 (다)에 의하면 기본파 무효 전력은 0 V·A가 되는 것을 알 수 있다. 따라서 비선형성 보상의 오차는 이론적으로 기본파 무효에너지와 무관함을 알 수 있다.



(가)

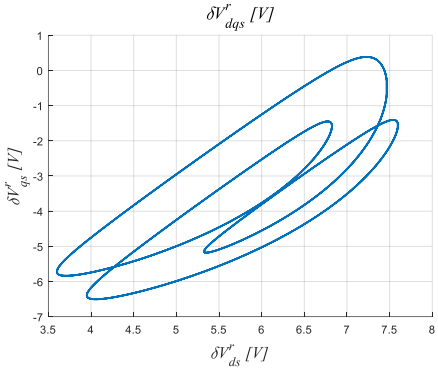


(나)

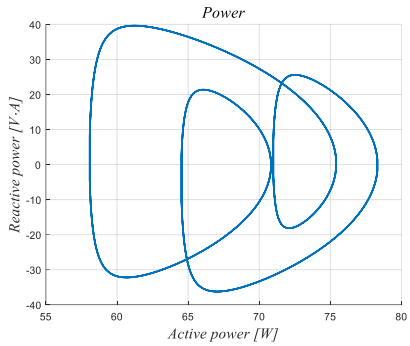


(다)

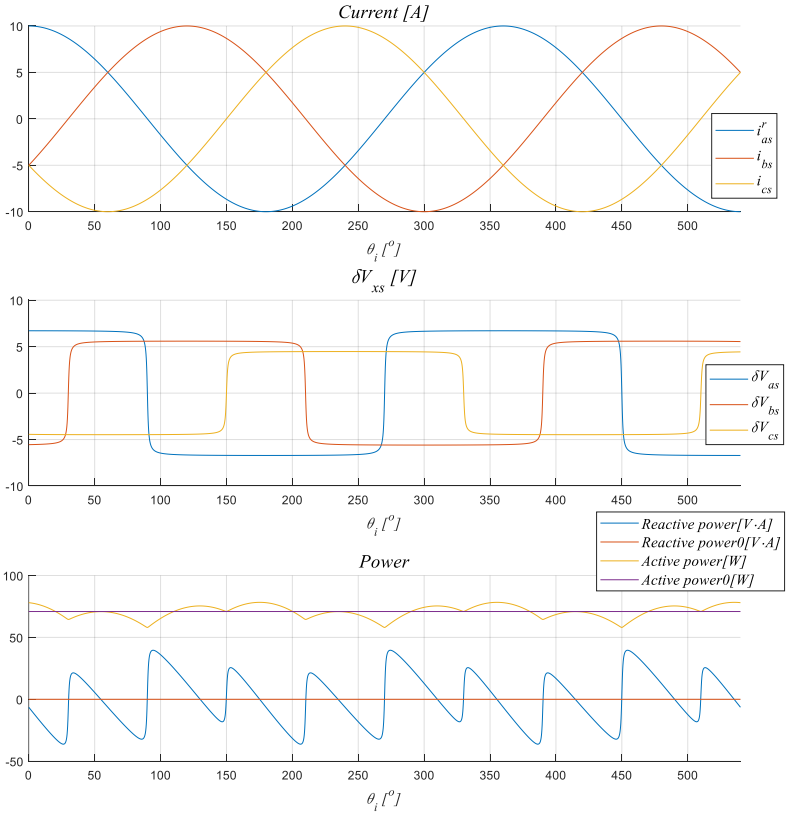
그림 4-11. 인버터 비선형성 k_{at}=1, k_{bt}=1, k_{ct}=1 (가) 비선형성으로 인한 동기좌표계 dq축 전압 δV^r_{dqs}, (나) 유효 전력과 무효 전력, (다) 기본파 3상 전류와 3상 인버터 비선형성 전압 그리고 유무효 전력.



(가)



(나)



(다)

그림 4-12. 인버터 비선형성 k_{at}=1.2, k_{bt}=1, k_{ct}=0.8 (가) 비선형성으로 인한 동기좌표계 dq축 전압 δV^r_{dqs}, (나) 유효 전력과 무효 전력, (다) 기본파 3상 전류와 3상 인버터 비선형성 전압 그리고 유무효 전력.

이 결과들은 (4.13)을 통해 이해할 수 있다. 식 (4.13)에 의하면, 인버터 비선형성 전압은 전류의 부호와 크기에 따라서 바뀌며, 비선형성 전압의 기본파 성분은 전류와 동상이 된다. 따라서 비선형성 전압의 기본파 성분은 저항 성분으로 고려할 수 있기 때문에 고정자 저항 성분이 기본파 무효 에너지에 무관하듯이 비선형성은 기본파 무효 에너지와 이론적으로 무관하다. 또한 인버터 비선형성에 상간 불균형이 있어도 저항에 불균형이 있는 것으로 볼 수 있기 때문에 마찬가지로 기본파 무효 에너지와 무관하다. 따라서 기본파 무효 에너지는 인버터 비선형성에 영향을 받지 않는다.

이 분석을 통해서 기본파 무효에너지는 다른 성분들 보다 인버터 비선형성에 강인함(robust)을 알 수 있다. 하지만 이 분석에는 인버터의 비선형성이 만드는 고조파 전류에 의한 영향은 무시되어 있다. 인버터 비선형성이 만드는 고조파 전류는 인버터의 비선형성의 기본파 전압 위상과 전류의 기본파 위상에 약간의 차이를 만들고 이로 인하여 인버터 비선형성이 만드는 유효 전력, 무효 전력 또한 미세하게 바뀐다. 이러한 미세한 변화는 이론적으로 또는 시뮬레이션으로 검토하기 어렵기 때문에 이 위상 지연으로 인한 추정 온도에 나타나는 오차는 실험 결과로 검증되어야 할 부분이다.

앞의 여러 실험의 결과를 고려하여, 본 논문에서는 자속과 기본파 무효 에너지를 속도, 전류, 자석 온도의 함수로 고려한다. 그림 4-13은 임의의 속도와 전류 조건에 대해서 d축 자속과 q축 자속을 자석 온도에 대한 이차 다항식(second order polynomial)으로 (4.14)와 같이 근사했을 때 계수를 보여준다. 여기서 T_e 는 MTPA 조건의 동작점이기 때문에, 전류 조건으로 표현할 수 있다. 이 계수들을 그대로 사용할 수도 있지만 그림 4-13를 근사해서 저장되는 계수의 수를 줄일 수 있다. 이 과정은 7장에서 설명된다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^{r} &= A_d\left(T_e,\omega_{rpm}\right)T_{mag}^2 + B_d\left(T_e,\omega_{rpm}\right)T_{mag} + C_d\left(T_e,\omega_{rpm}\right). \\ \lambda_{qs}^{r} &= A_q\left(T_e,\omega_{rpm}\right)T_{mag}^2 + B_q\left(T_e,\omega_{rpm}\right)T_{mag} + C_q\left(T_e,\omega_{rpm}\right). \end{aligned} \tag{4.14}$$

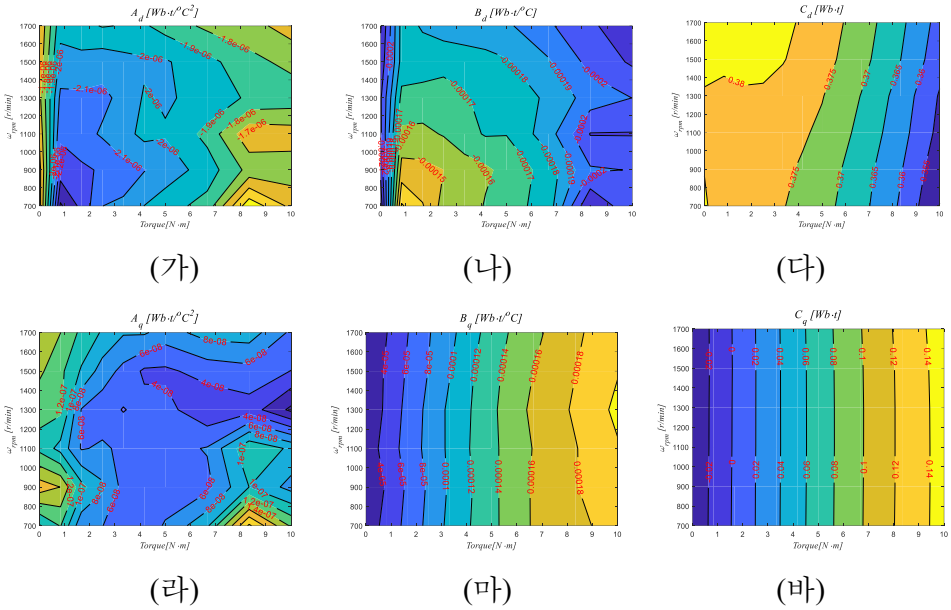


그림 4-13. D축 자속 온도 계수 (가) A_d, (나) B_d, (다) C_d,
q축 자속 온도 계수 (라) A_q, (마) B_q, (바) C_q.

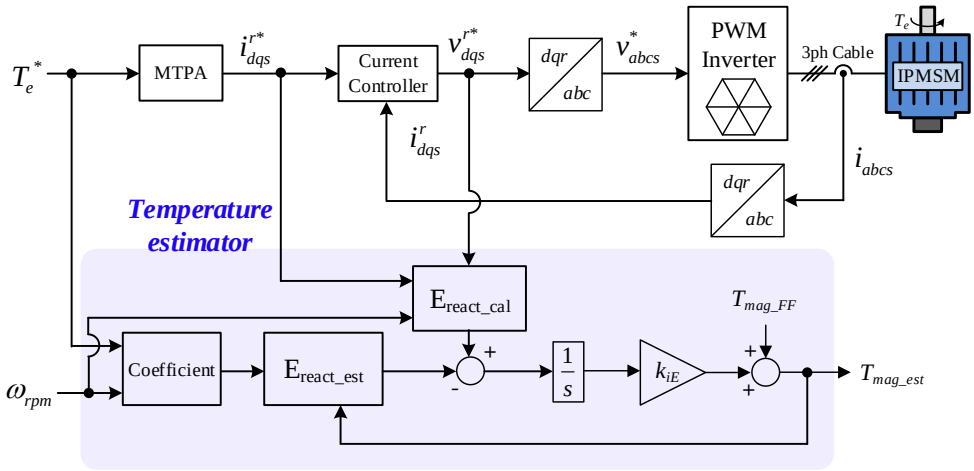


그림 4-14. 온도 추정기의 제어 블록도.

그림 4-14는 제안된 온도 추정기의 제어 블록도이다. 온도 추정을 위해서는 자속을 추정해야한다. 추정된 자속으로부터 무효 에너지를 계산할 수 있다. 그림에 표기된 E_{react_cal}은 전압 방정식으로부터 무효 에너지를 계산한 것으로 (4.15) 로 구해진다. 인버터가 합성하는 실제 전압을 제어기가 측정하고 있지 않기 때문에, 전압은 전압 지령으로

대체된다. 기본파 무효 에너지를 얻기 위해서는 동기좌표계상에서 전압 지령이나 전류 지령 중 적어도 하나는 직류 성분이 되어야 한다. 동기좌표계 d축과 q축 전압 지령에는 공간 고조파와 인버터의 비선형성으로 인한 고조파가 포함되어 있기 때문에 동기좌표계 d축과 q축 전류를 직류성분으로 가정하였다. 그리고 정상상태에서 전류 지령은 직류로 가정할 수 있기 때문에, 직류 전류는 전류 지령으로 대체되었다. E_{react_est}는 (4.16)로 계산된 자속들을 사용하여 무효 에너지를 계산한 것이다. 그리고 T_{mag_FF} 는 평소에는 20 °C 이다.

$$E_{react_cal} = \frac{v_{qs}^{r} i_{ds0}^{r} - v_{ds}^{r} i_{qs0}^{r}}{\omega_{r0}} = \frac{v_{qs}^{r*} i_{ds}^{r*} - v_{ds}^{r*} i_{qs}^{r*}}{\omega_{r0}}. \tag{4.15}$$

$$\begin{aligned} &E_{react_est} = A_{er} T_{mag_est}{}^{2} + B_{er} T_{mag_est} + C_{er} \\ &, where\ A_{er} = A_d i_{ds}^{r} + A_q i_{qs}^{r},\ B_{er} = B_d i_{ds}^{r} + B_q i_{qs}^{r},\ and\ C_{er} = C_d i_{ds}^{r} + C_q i_{qs}^{r}. \end{aligned} \tag{4.16}$$

두 무효 에너지의 차이는 (4.17) 와 같이 표현될 수 있다. 따라서 그림 4-14의 온도추정기의 폐루프 함수는 (4.18)과 같이 주어진다. 따라서 그림의 k_{iE}는 (4.19)로 계산된다. 적절한 온도 추정 성능을 얻기 위해서 여기서는 $1/\omega_T$ 를 자석 온도의 변화의 시정수(time constant)보다 빠르게 설정해야 한다. 따라서 ω_T를 1 rad/s로 설정하였다. 즉 이 온도 추정기는 3 초 후에 자석 온도의 95 %를 추정한다.

$$E_{react_cal} - E_{react_est} \cong \left(2A_{er} T_{mag_est} + B_{er}\right)\left(T_{mag} - T_{mag_est}\right) \quad . \tag{4.17}$$

$$\frac{T_{mag_est}}{T_{mag}} = \frac{\left(2A_{er} T_{mag_est} + B_{er}\right) k_{iE}}{s + \left(2A_{er} T_{mag_est} + B_{er}\right) k_{iE}} = \frac{\omega_T}{s + \omega_T} \quad . \tag{4.18}$$

$$k_{iE} = \frac{\omega_T}{2A_{er} T_{mag_est} + B_{er}} \quad . \tag{4.19}$$

식 (4.18)의 폐루프 함수를 검증하기 위해서 1 Nm, 5 Nm, 10 Nm의 부하 조건에 대해서 대역폭을 측정하였다. 온도 추정기의 대역폭은 (4.19)를 통해서 설정하였다. 그림 4-15에서 알 수 있듯이, 3개의 토크에 대해서 모두 설정된 $3/\omega_T$ (3 초)만에 자석 온도의 95 %를 추정함을 알 수 있다. 따라서 제안된 온도 추정기의 대역폭이 설정된 대역폭의 값(1 rad/s)을 갖는 것을 실험 결과로 검증하였다.

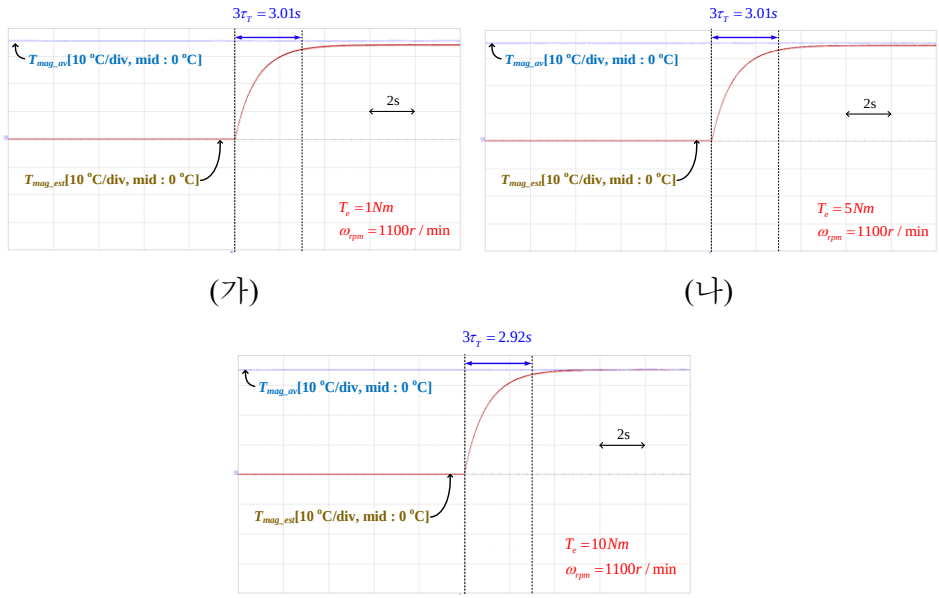


그림 4-15. 온도 추정기의 대역폭 (가) 1 Nm, (나) 5 Nm, (다) 10 Nm.

그림 4-16는 인버터의 비선형성이 기본파 무효에너지(E_{react0})에 주는 영향을 1100 r/min, 10 Nm의 부하 조건에서 보여준다. 10 Nm 에서 인버터 비선형성 전압이 최대값을 갖는다. 이때 인버터 비선형성으로 인한 전압 오차의 보상 유무를 비교하여 최악의 상황을 모의하였다. 그림 4-16의 검은 색 점선은 인버터의 비선형성 보상 유무를 구분한다. 이 검은색 점선 전에는, 인버터 비선형성이 인버터 비선형성 보상기에 의해서 (4.13)의 함수로 보상된다. 그림의 검은색 점선 후에는 인버터 비선형성 보상기는 꺼지므로 인버터 비선형성은 보상되지 않는다. 그림 4-16 안의 A와 B는 각각 비선형성을 보상했을 때 그리고 보상하지 않았을 때 정상상태인 시점이다. 이 두개의 시점에서 권선 온도와 자석의 온도는 일정하다. 이 두 시점의 값의 차이를 A 시점의 값을 기준으로 퍼센티지(%)로 표현하면, d축 자속과 q축 자속은 각각 8.3 %, 6.6 %만큼 바뀐다. A와 B의 동작 조건들은 인버터의 비선형성 보상 유무를 제외하고 모두 동일하기 때문에, 이 자속의 변화량들은 인버터의 비선형성에 의해서만 영향을 받는다고 생각할 수 있다. 제안된 기본파

무효 에너지 변화량은 같은 방법으로 계산했을 때 0.8 % 이다. 이 기본파 무효에너지의 차이는 앞서 설명한 것과 같이 비선형성 보상 유무에 따라 바뀌는 전류의 고조파에 의한 비선형성 전압의 위상 지연의 영향으로 추론된다. 이 기본파 무효에너지 변화량은 d축 자속의 변화량과 비교하여 그 크기가 10 % 미만으로 감소하는 것을 알 수 있다. 제안된 방법으로 온도를 추정시 인버터 비선형성 보상 유무로 인한 추정 온도 변화는 0.7 ºC 이다. 따라서 인버터 비선형성이 제안된 방법에 의해 추정된 온도에 미치는 영향은 적은 것을 알 수 있다. 또 같은 소자를 사용한 인버터들 간에 생기는 비선형성의 차이는 그림 4-16에서 모의 한 상황에서 보여진 차이보다 훨씬 작기 때문에 이로 인한 추정된 온도의 변화는 더 작을 것으로 예상할 수 있다.

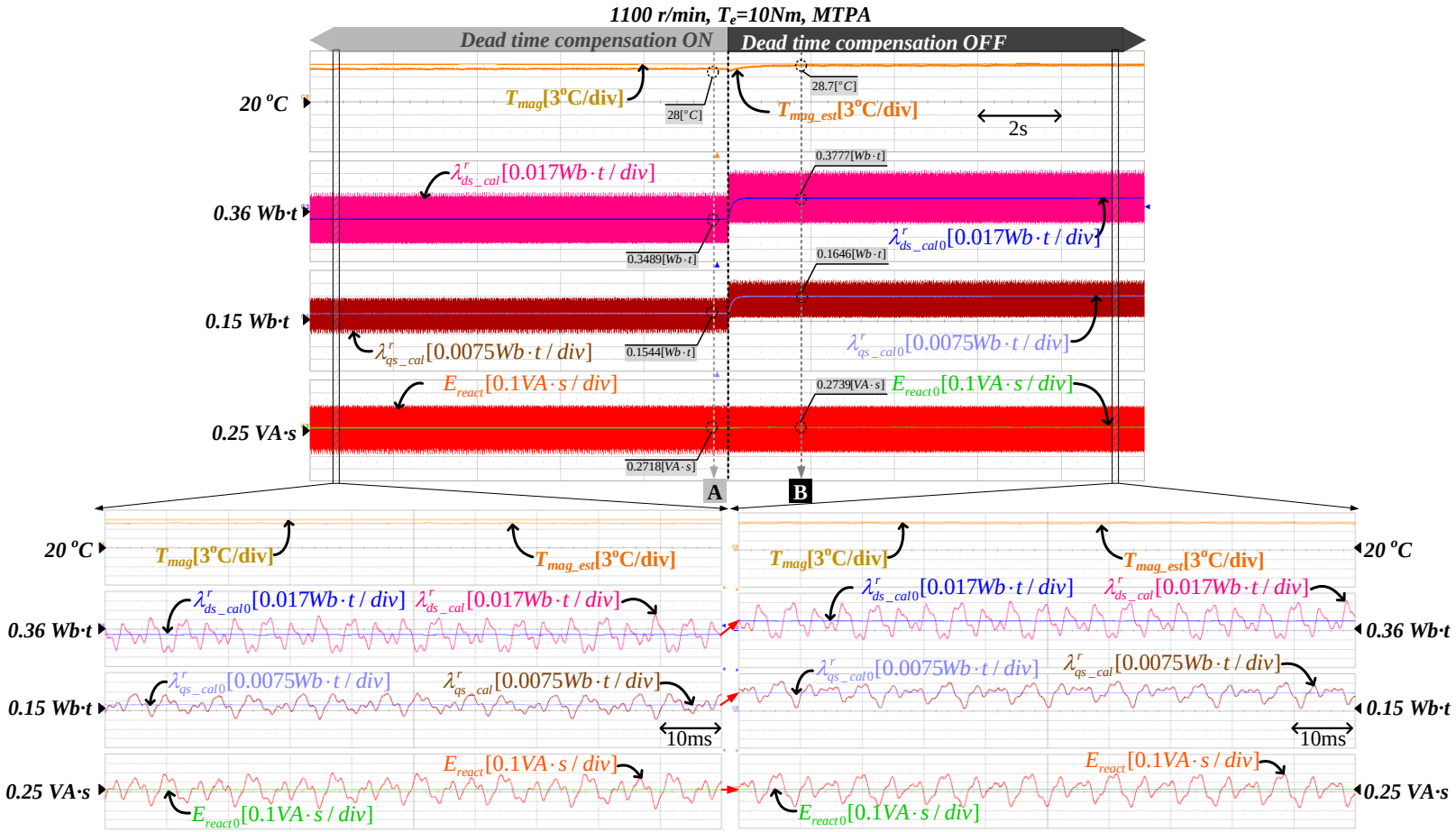


그림 4-16. 인버터의 비선형성 보상이 제안된 자석 온도 추정에 미치는 영향.

그림 4-17과 4-18은 제안된 방법의 검증 실험 결과이다. 그림 4-17은 실험을 통해 측정된 평균 고정자 권선 온도와 자석 평균 온도를 같은 스케일에서 보여준다. 그림 4-18은 온도가 그림 4-17과 같이 변할 때 온도 추정 결과이다. 고정자 권선의 온도가 크게 변화하지만 자석 온도는 잘 추정되는 것을 볼 수 있다. 그림에서 검은색 삼각형은 배터리 교환과 파형 저장 등의 이유로 잠시 실험을 멈춘 순간이다. 따라서 이 실험은 총 2 번에 걸쳐서 실행되었다. 온도의 연속성을 유지하기 위해서 이 과정은 최대한 짧게 이루어졌다. 이 실험에서 자석 온도는 33 ºC에서 78 ºC까지 증가하며, 고정자 평균 권선 온도가 33 ºC에서 98 ºC 증가하며 98 ºC에서 냉각을 시작한다. 권선 평균 온도가 98 ºC인 경우 측정되는 권선 온도들 중 최대 값은 100 ºC ~ 110 ºC 의 값을 갖는다. 제작된 전동기의 경우 F종 절연으로 155 ºC까지 절연이 되며 허용 가능 온도를 가장 뜨거운 점을 기준으로 145 ºC로 정하고 있다. 하지만 제작된 세트는 고정자 권선의 엔드 턴(end turn)에 온도 센서가 부착되기 때문에 내부 권선의 온도는 더 높을 수 있다. 따라서 안전상의 이유로, 권선 온도 기준 100 ºC 근처에서 냉각을 시작한다. 냉각 모드에서는 토크는 저부하 상태를 유지한다. 자석 온도가 증감하는 상황에서 제안된 방법은 자석 온도를 최대 3.7 ºC 의 오차를 가지고 추정하는 것을 알 수 있다.

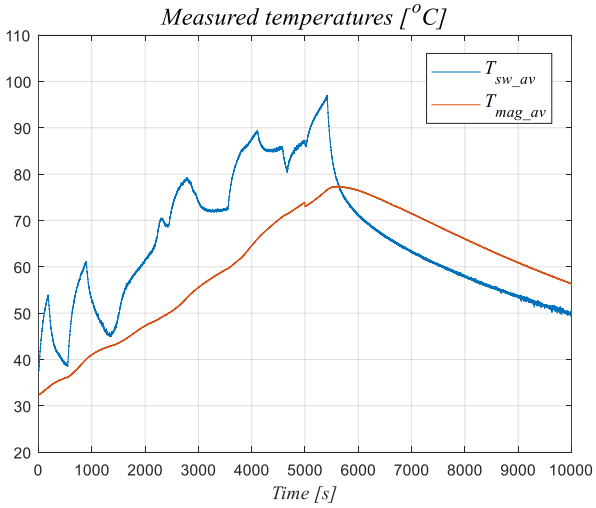


그림 4-17. 측정된 자석 온도와 권선 온도.

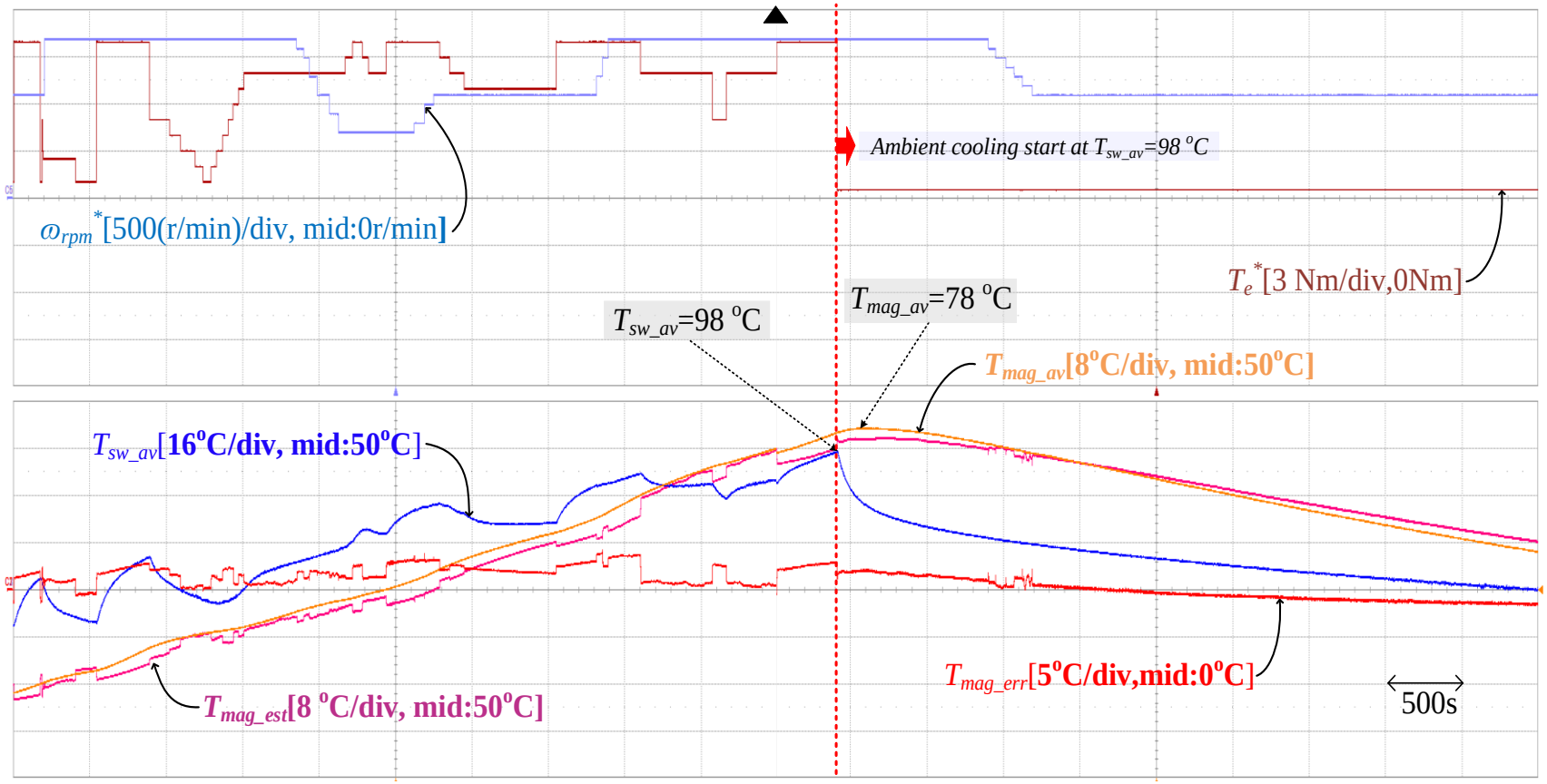


그림 4-18. MTPA 라인에서 온도 추정 결과.

4.4 유효 에너지와 권선 온도(권선 저항)의 관계

본 절에서는 고속 운전 시 자속 테이블의 수정을 통해서, 권선 온도 추정이 가능함을 보인다. 기본파 무효 에너지는 권선 저항의 변화에 영향을 받지 않는다. 따라서 자속 테이블 생성 시 권선 저항의 오차를 고려할 필요가 없다. 하지만 권선 저항의 값을 아는 경우, 이 권선 저항 성분을 보상하여 자속 테이블을 생성할 수 있고 이를 통해서 권선의 온도도 추정이 가능하다. 식 (4.20)은 유효 에너지를 정의한다. 여기서 아래 첨자 'cal'은 DSP에서 상온에서의 권선 저항 값으로 계산된 값을 의미하며, 'est'는 추정된 온도로 권선 저항 성분이 제거된 자속 테이블을 통해서 계산된 값이다. 두개의 유효 에너지 차이는 식 (4.20)과 같이 저항 성분의 변화(ΔR_s)를 통해 기인한 것으로 가정할 수 있고 이를 통해서 권선의 온도를 (4.21)처럼 추정할 수 있다. 식 (4.20), (4.21)는 그림 4-19 과 같이 자석 온도 추정기를 포함하는 블록도로 구현 될 수 있다.

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{E}_{act_cal} &= -\lambda_{qs_cal}^{r}\boldsymbol{i}_{ds}^{r} + \lambda_{ds_cal}^{r}\boldsymbol{i}_{qs}^{r} \\
&= -\left(\lambda_{qs_est}^{r} - \frac{\Delta\boldsymbol{R}_s\boldsymbol{i}_{ds}^{r}}{\omega_r}\right)\boldsymbol{i}_{ds}^{r} + \left(\lambda_{ds_est}^{r} + \frac{\Delta\boldsymbol{R}_s\boldsymbol{i}_{qs}^{r}}{\omega_r}\right)\boldsymbol{i}_{qs}^{r} \\
&= \frac{\Delta\boldsymbol{R}_s\left(\boldsymbol{i}_{ds}^{r\,2} + \boldsymbol{i}_{qs}^{r\,2}\right)}{\omega_r} - \lambda_{qs_est}^{r}\boldsymbol{i}_{ds}^{r} + \lambda_{ds_est}^{r}\boldsymbol{i}_{qs}^{r} \\
&= \frac{\Delta\boldsymbol{R}_s\left(\boldsymbol{i}_{ds}^{r\,2} + \boldsymbol{i}_{qs}^{r\,2}\right)}{\omega_r} + \boldsymbol{E}_{act_est}.
\end{aligned} \tag{4.20}$$

$$\boldsymbol{T}_s = \frac{\omega_r\left(\boldsymbol{E}_{act_cal} - \boldsymbol{E}_{act_est}\right)}{\boldsymbol{R}_{s0}\alpha_{cu}\boldsymbol{I}_s^{\,2}} + \boldsymbol{T}_0 \tag{4.21}$$

식 (4.20), (4.21)을 사용해서 권선의 온도를 추정할 수 있는 영역은 인버터의 비선형성과 전압의 크기에 의해서 제한된다. 저전류 영역에서는 비선형성이 곡선 형태이기 때문에 정확하게 보상하는 것이 어렵다. 따라서 이 영역보다는 전류 크기가 커야 한다. 또한 저항으로 인한 손실 성분이 충분히 커야 한다. 즉, 저항 자체가 크거나 전류가 큰 경우 유리하다. 따라서 모든 영역에서 권선의 온도를 관측할 수 있는 것이 아니다. 하지만 높은 전류 영역에서 관측이 가능하기 때문에 고정자 권선에서의 사고 감지 목적으로 사용될 수도 있다.

그림 4-20은 제안된 방법의 저항 추정 성능을 보여준다. 정상상태에서

세 가지 토크 (7.3258 Nm, 9.6516 Nm, 10 Nm), 네 가지 속도 (1200 r/min, 1300 r/min, 1400 r/min, 1500 r/min) 에 대해서 추정된 저항과 권선 온도 사이의 관계를 보여준다. 이때 구해진 R_{s0}는 그림 4-10에 측정된 비선형성 곡선에서 추출한 저항 1.6 Ω과 유사하며, 추정된 저항의 온도 계수는 구리의 온도 계수와 유사함을 알 수 있다. 예측된 권선 온도의 오차는 측정된 권선 온도 25 ºC 에서 최대 10 ºC 의 오차를 보이고, 최대 저항 오차는 0.07 Ω의 차이를 보인다. 저항 추정 결과가 20 ºC ~ 30 ºC 영역에서 좋지 않은 결과가 나오는 이유는 권선의 중심부의 온도와 권선 온도 센서가 붙어 있는 엔드 턴 쪽의 온도의 차이 때문으로 예상된다 .

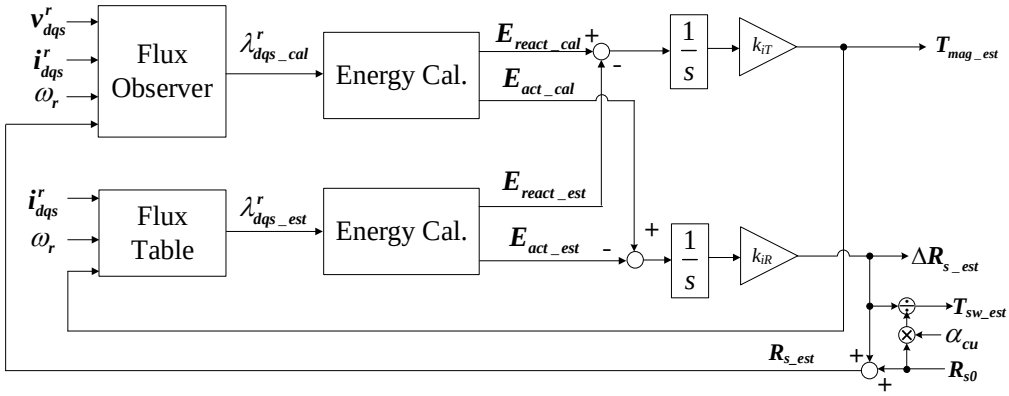


그림 4-19. 자석 온도 추정기와 저항 추정기 블록도.

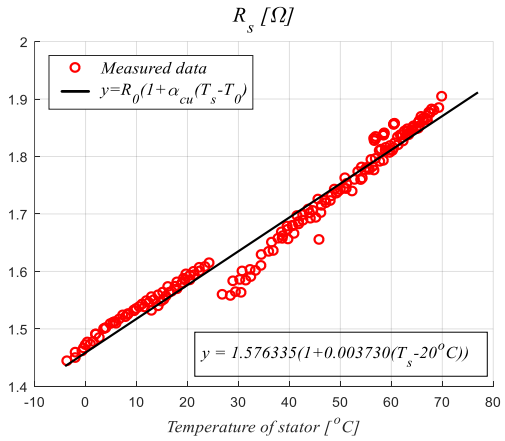


그림 4-20. 정상상태 저항 추정 결과.

그림 4-21는 자석 온도와 고정자 권선 온도를 증가시키면서 살펴 본 권선 온도 추정 성능이다. 권선 온도는 94 ºC까지 증가한다. 그림 4-21에 의하면 자석 온도와 권선 온도 모두 잘 추정되고 있음을 알 수 있다. 자석 온도 추정 성능은 그림 4-18에서 검증되었기 때문에 그림 4-22는 그림 4-21의 경우에서 권선 온도 추정 성능을 보여준다. 그림 4-22에 의하면 추정된 저항의 오차는 0.07 Ω정도이며 이에 해당하는 권선 온도 오차는 10 ºC 정도이다. 그림 4-22 (라)에 따르면 제안된 방법으로 저항 추정 시, 상온의 저항 값을 사용했을 때 이 온도 범위에서 최대 5 %의 오차를 갖는다. 따라서 제안된 방법이 권선 저항 값을 잘 추정하고 있음을 알 수 있다.

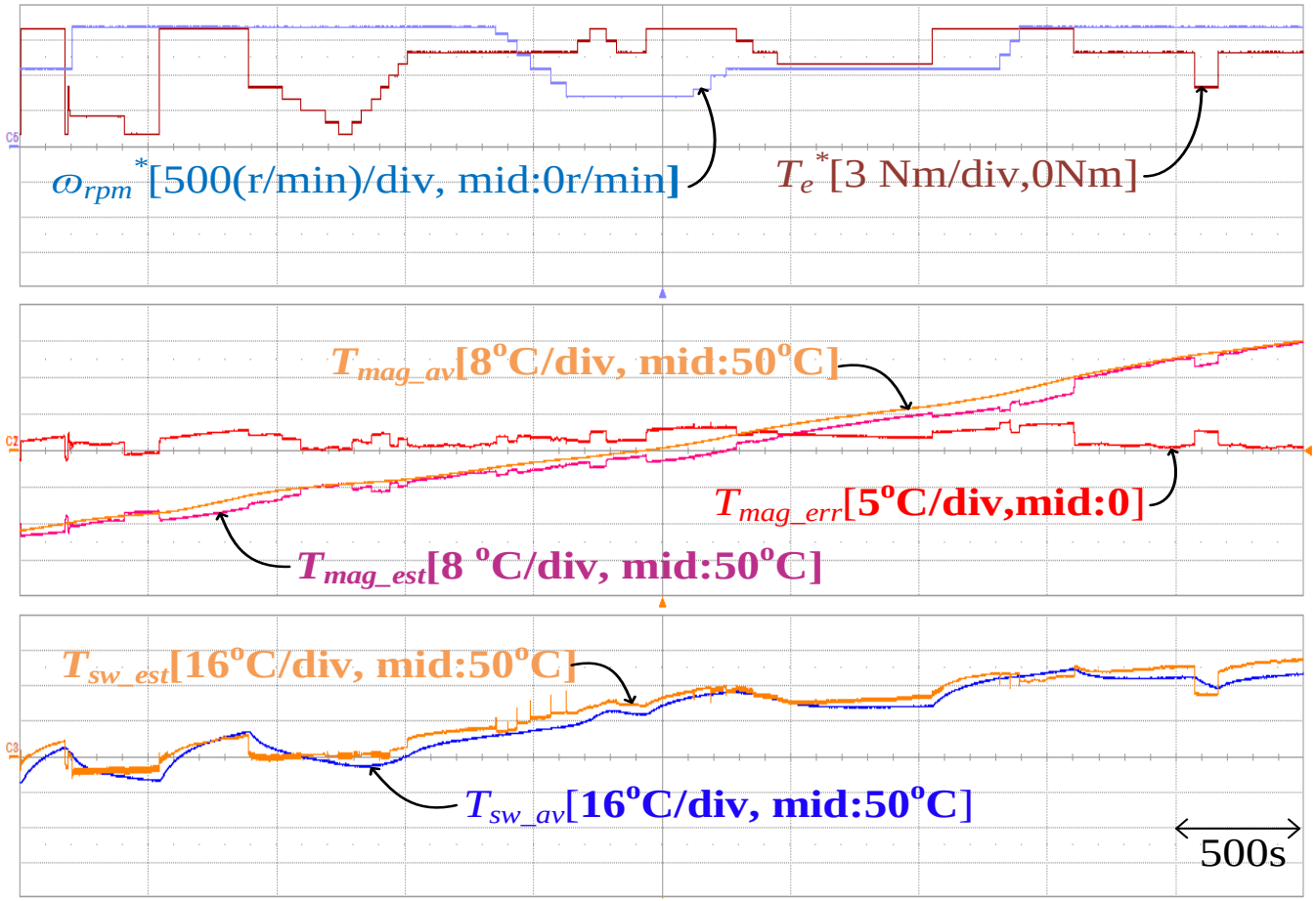
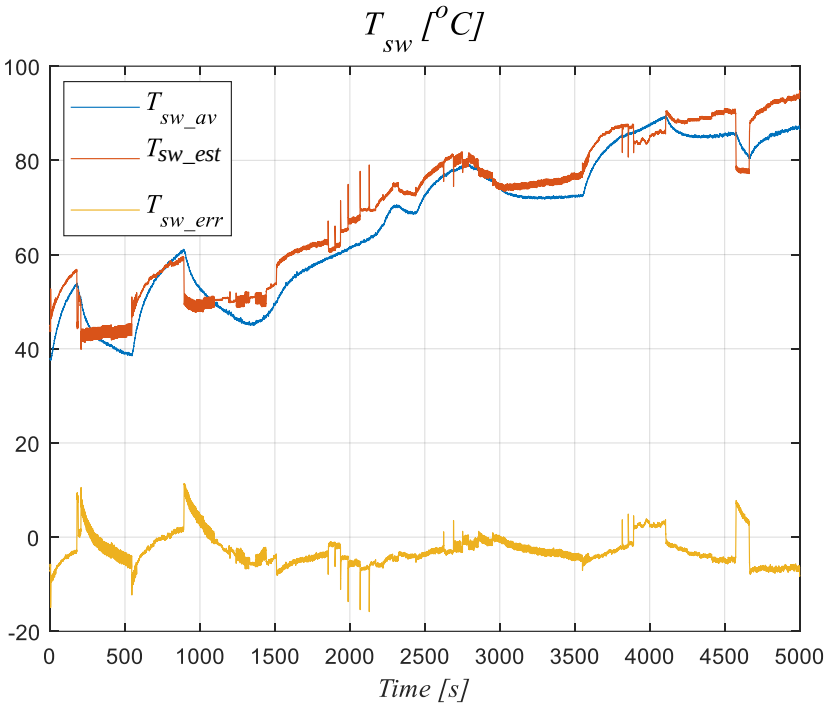
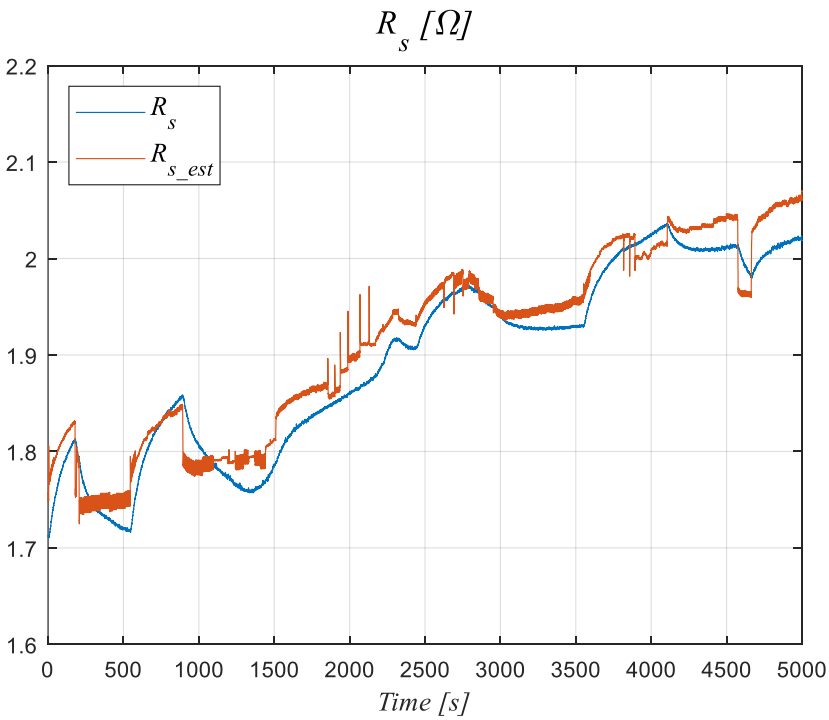


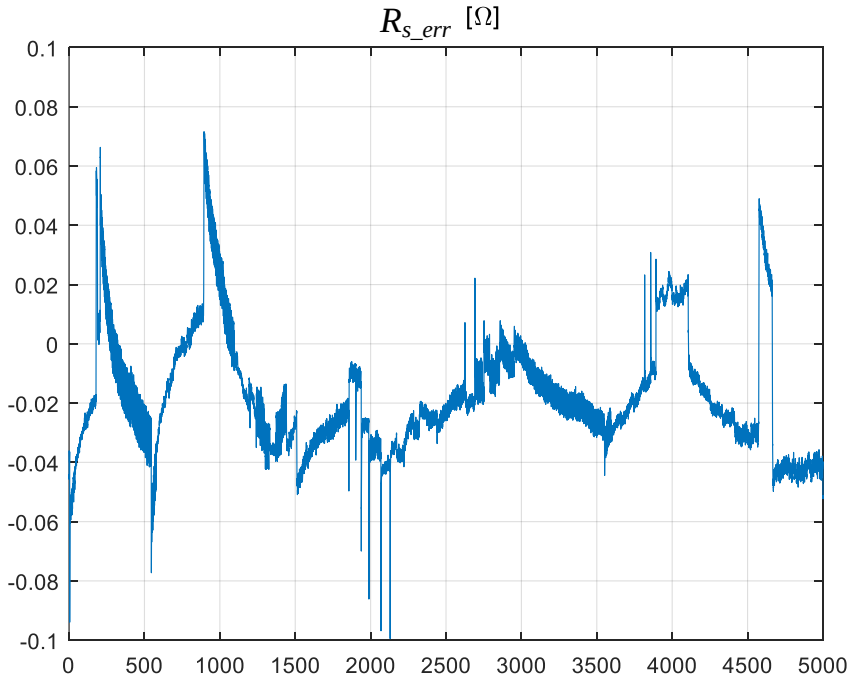
그림 4-21. 권선 저항 추정 결과.


T_{sw} [^oC]
T_{sw_av}
T_{sw_est}
T_{sw_err}
100
80
60
40
20
0
-20
0
500
1000
1500
2000
2500
3000
3500
4000
4500
5000
Time [s]

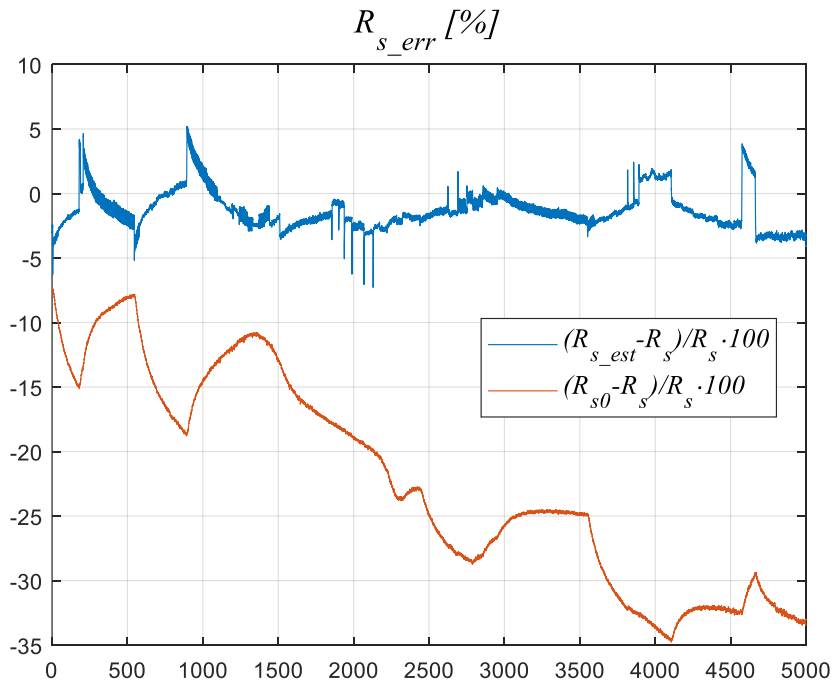
(가)


R_s [Ω]
R_s
R_{s_est}
2.2
2.1
2
1.9
1.8
1.7
1.6
0
500
1000
1500
2000
2500
3000
3500
4000
4500
5000
Time [s]

(나)



(다)



(라)

그림 4-22. MTPA 운전에서 고정자 권선 온도 추정 결과.

4.5 전류 센서 오차 영향과 보상 방법

전류 측정 오차는 4.2절에서 제안된 자석 온도 추정에 영향을 준다. 따라서 본 절에서는 전류 측정 오차를 보상하는 방법을 제안한다. 이 제안된 방법을 통해서, 전류 측정 오차가 있어도 자석 온도 추정의 정확도를 보장할 수 있다. 이를 위해서, 먼저 고정자의 권선 온도를 측정하고 있어서 고정자 권선 저항을 정확히 아는 상황을 가정한다. 고정자 권선의 온도를 측정하는 것은 자석 온도를 측정하는 것보다 간단하며 여러 개의 온도 센서를 권선에 부착하여 실시간으로 권선 온도를 측정하여 권선의 과열을 미리 방지함으로써 전동기의 신뢰성을 향상시킬 수도 있다. 측정된 권선 온도를 통해서 계산된 고정자 권선 저항과 추정된 고정자 권선 저항을 비교하여 전류 측정 오차를 보상하고 자석 온도 추정의 정확도를 향상 시킨다.

상전류 측정 시 센서와 저주파 필터, ADC 등의 아날로그 소자에 의하여 디지털로 변환된 전류는 실제 전류와는 옵셋(offset)을 가지게 된다 [45]-[47]. 또한 이 소자들의 이득이 약간씩 차이가 있을 수 있다. 따라서 측정된 전류에는 옵셋 오차와 스케일 오차가 발생할 수 있다. 3상을 모두 측정할 경우 옵셋 오차는 (4.22)과 같이 고려할 수 있다. 식 (4.22)의 옵셋 오차는 동기좌표계에서 (4.23)과 같이 동기주파수로 회전하는 성분으로 보인다.

$$\begin{aligned} i_{a_sen} &= i_a + i_{a_OE}. \\ i_{b_sen} &= i_b + i_{b_OE}. \\ i_{c_sen} &= i_c + i_{c_OE}. \end{aligned} \tag{4.22}$$

$$\begin{aligned} & i^r_{ds_OE} = I_{OE}\sin\left(\omega_r t + \theta_{OE}\right) \\ & i^r_{qs_OE} = I_{OE}\cos\left(\omega_r t + \theta_{OE}\right) \\ & ,\ where\ \ I_{OE} = \sqrt{\frac{4}{3}\left(i_{a_OE}{}^2 + i_{a_OE}i_{b_OE} + i_{b_OE}{}^2\right)} \\ & \quad and\ \ \theta_{OE} = \operatorname{atan}\left(\frac{\sqrt{3}i_{a_OE}}{i_{b_OE} - i_{c_OE}}\right). \end{aligned} \tag{4.23}$$

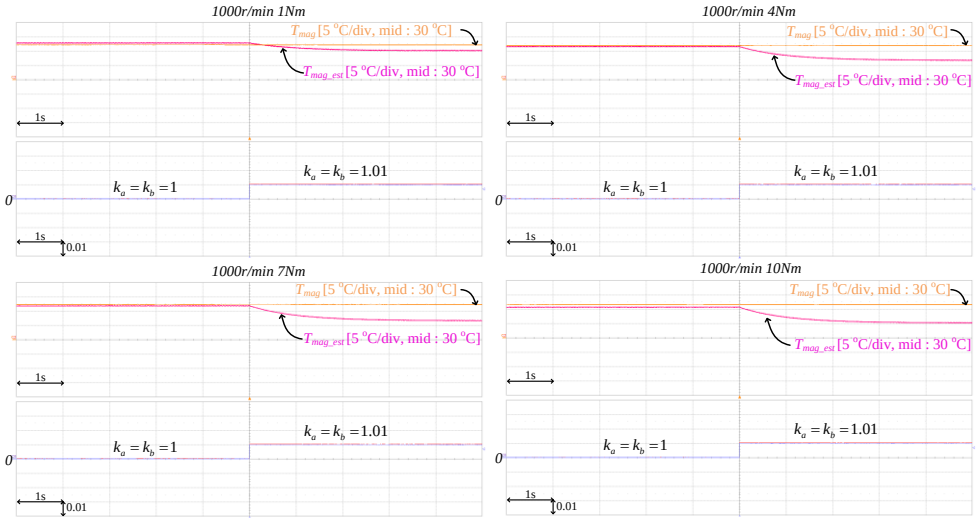


그림 4-23. 스케일 오차의 영향.

스케일 오차는 (4.24)와 같이 고려할 수 있다. 식 (4.24)는 동기좌표계에서 (4.25)과 같이 보인다. 이 식에 의하면 스케일 오차의 영향 중 정상분은 d축 q축 전류에 직류 성분의 오차를 만들고, 역상분은 2고조파 성분으로 보이게 된다.

$$\begin{aligned} i_{a_sen} &= (1+k_a)i_a. \\ i_{b_sen} &= (1+k_b)i_b. \\ i_{c_sen} &= (1+k_c)i_c. \end{aligned} \tag{4.24}$$

$$\begin{aligned} & i^e_{ds_SE} = I_m\left[k_{av_abc}\cos\theta_i + k_{del}\cos\left(2\omega_r t + \theta_i + \theta_{del}\right)\right] \\ & i^e_{qs_SE} = I_m\left[k_{av_abc}\sin\theta_i - k_{del}\sin\left(2\omega_r t + \theta_i + \theta_{del}\right)\right] \\ & ,\ where\ \ k_{av_abc} = \frac{k_a + k_b + k_c}{3},\ \ \theta_{del} = \mathrm{atan2}\left(\sqrt{3}\frac{k_b - k_c}{2k_a - k_b - k_c}\right) \\ & and\ k_{del} = \sqrt{\frac{1}{18}\left\{\left(k_a - k_b\right)^2 + \left(k_b - k_c\right)^2 + \left(k_c - k_a\right)^2\right\}}. \end{aligned} \tag{4.25}$$

앞선 분석의 결과에 의하면, 옵셋, 스케일 오차는 직류 성분 오차와 두개의 서로 다른 주파수 성분의 교류 오차를 동기좌표계에서 유발한다. 2상의 전류를 측정하는 경우에도 동기좌표계에서 발생하는 오차의 주파수 성분은 3상의 전류를 측정하는 경우와 같다 [45]-[47]. 이 3가지 오차 항 중 두개의 교류 성분 오차들에 대해서는 다양한 보상 방법들이 연구되어 왔다. 따라서 기존에 제안된 측정 오차 보상 방법을 적용해서 전류 측정 오차로 오는 교류 항들을 쉽게 제거할 수 있다. 또한 이 보상

방법들을 적용하지 않더라도, 온도 추정기의 전체 폐루프 함수가 낮은 대역폭을 갖는 1차 저역 통과 필터로 설계되었기 때문에, 이 교류 오차 항들이 자석 온도 추정에 미치는 영향은 미미하다. 이 교류 항들이 자석 온도에 영향을 미칠 수 있는 경우는 교류 성분들이 전류에 추가됨에 따라서, 인버터의 비선형성 전압의 위상에 영향을 주고, 이 인버터 비선형성 전압의 위상 변화가 온도 추정에 영향을 주는 경우가 있다. 하지만 그림 4-16의 결과로 보았을 때 인버터의 비선형성 전압의 위상 변화가 미치는 자석 온도 추정에 미치는 영향이 작기 때문에, 교류 항이 온도 추정에 미치는 영향은 작다고 할 수 있다.

스케일 오차로 인한 직류 성분은 속도 제어기와 같이 상위제어기가 있는 경우를 제외하고는 직접적 보상이 불가능하다. 그리고 이 직류 성분은 교류 성분과 달리 자석 온도 추정에 큰 영향을 미친다. 직류 성분은 1차 저역 통과 필터로 설계된 온도 추정기를 통과하여 추정 온도 성분에 오차를 유발한다. 그림 4-23은 a 상과 b 상이 1%씩 오차가 있다고 가정하였다. 식 (4.25)에 의하면 오차가 같을 때 직류 성분 오차 항이 커지기 때문에 a상 과 b상에 동일한 스케일 오차를 주었다. 전류 센서 1% 오차에 5 ºC 정도의 온도 추정 오차가 발생한다.

전류 오차의 직류 성분을 보상하기 위해서 추정한 권선 저항과 측정된 권선 저항의 차이를 사용할 수 있다. 만약 전류 센서 오차를 2 % 미만으로 가정한다면, 전류 센서의 오차에 의해서 발생하는 자속의 변화와 온도 추정 오차가 작을 것이기 때문에, 측정된 권선 저항과 예측된 권선 저항의 차이는 (4.26)과 같이 근사할 수 있다. 예측된 권선 저항에는 유효에너지의 차이가 들어가 있다. 이 유효 에너지에는, 전류제어기의 출력인 전압 지령을 사용하기 때문에 실제 전류의 정보가 반영된다. 결과적으로, 이 권선 저항의 차이에는 (4.26)과 같이 전류 측정 오차의 직류 성분이 반영된다. 식 (4.26)을 사용하여 구현된 보상기의 블록도를 그림 4-24에 표현하였다. 그림 4-24는 제안된 전류 측정 오차 보상기를 보여준다. 여기서 k_{iS} 는 자석 온도 추정기와 저항 추정기보다 느린 동특성을 갖도록 설정한다.

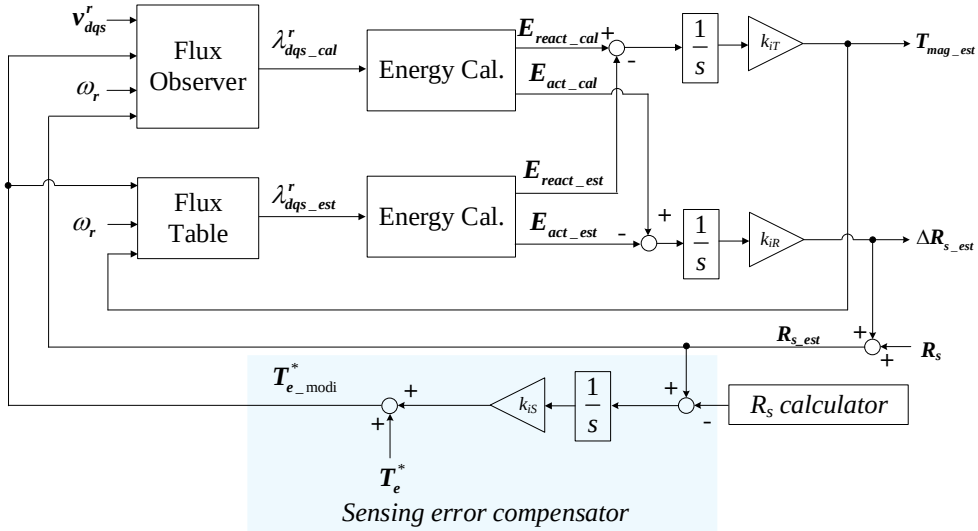


그림 4-24. 전류 측정 오차 보상기.

$$\left(\boldsymbol{R}_s - \boldsymbol{R}_{s_est}\right) = \left(\boldsymbol{R}_s - \left(\boldsymbol{R}_{s0} + \omega_r \frac{\boldsymbol{E}_{act_cal} - \boldsymbol{E}_{act_est}}{\boldsymbol{k}_{av}{}^2 \boldsymbol{I}_m{}^2}\right)\right) = \left(1 - \frac{1}{\boldsymbol{k}_{av}}\right)\Delta\boldsymbol{R}_s. \qquad (4.26)$$

제안된 보상기를 검증하기 위해 측정하는 두 전류의 스케일을 k_a=k_b=1.01인 경우와 k_a=k_b=1.02인 경우를 가정하여 스케일 오차의 직류 성분을 모의하였다. 그림 4-25는 제안된 방법으로 보상 전후를 보여준다. k_a=k_b=1.01에는 온도 추정 오차가 보상기에 의해서 약 1 ºC ~ 2 ºC 정도 감소하며, k_a=k_b=1.02인 경우는 스케일 오차로 인한 온도 추정 오차가 약 5 ºC ~ 6 ºC 정도 감소하게 된다. 따라서 제안된 보상기를 사용하면 스케일 오차로 인한 온도 추정 오차를 감소 시킬 수 있음을 알 수 있다.

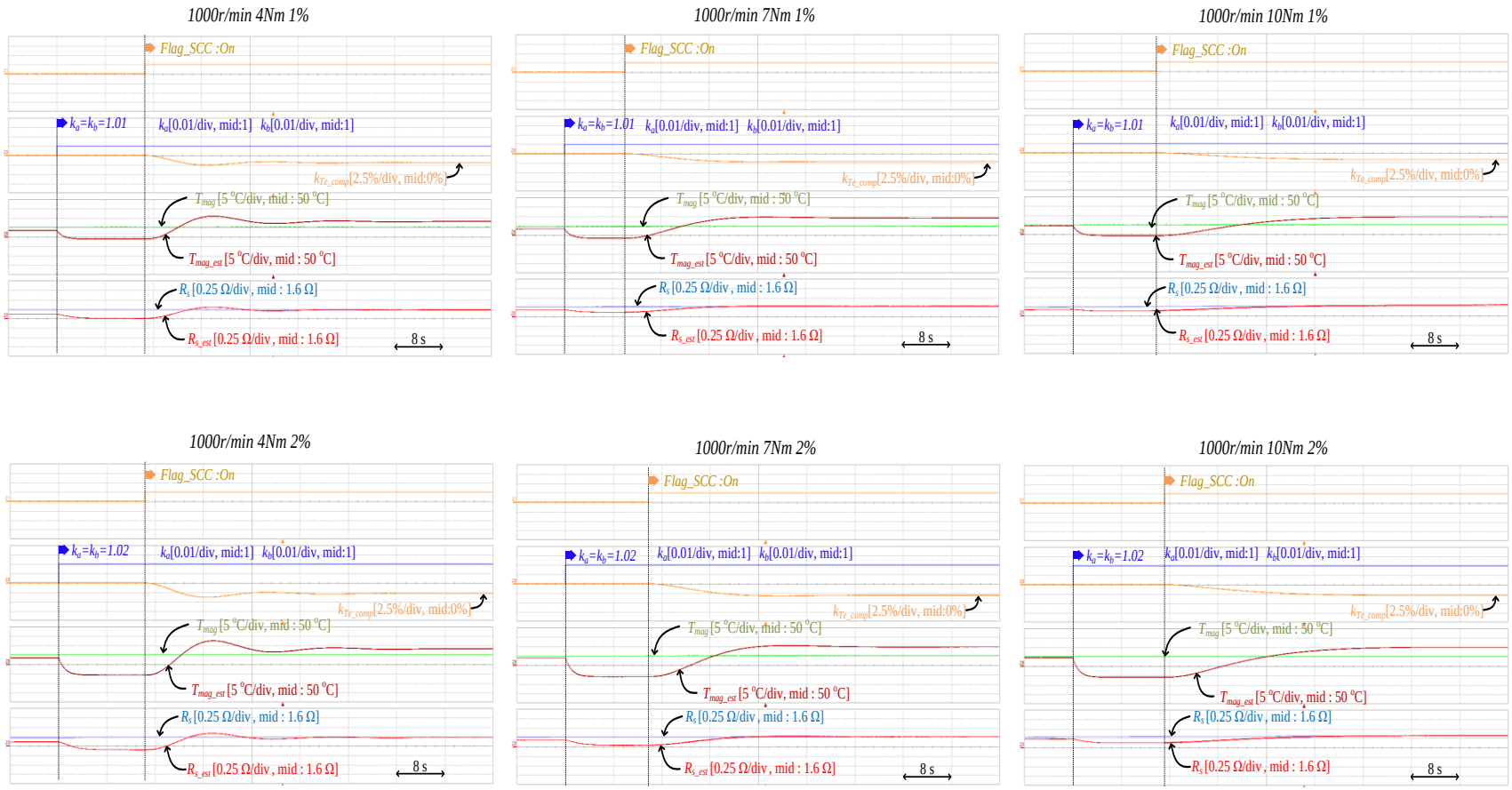


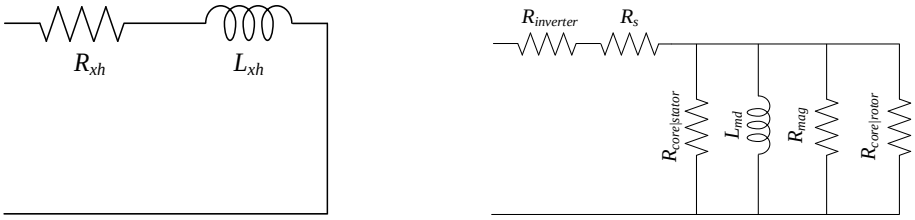
그림 4-25. 전류 센서의 스케일 오차 보상 실험.

제 5장 저속 영역에서의 자석 온도 추정

본 장에서는 전동기가 낮은 속도로 동작하는 영역에서 자석 온도를 추정하는 방법에 대해서 소개한다. 낮은 속도 영역에서는, 출력 전압의 크기가 작기 때문에, 4장에서 제안한 전류 제어기 출력 전압을 사용해 무효에너지를 계산해서 온도를 추정하는 방법을 사용할 수 없다. 따라서 저속영역에서는 부가적인 신호를 인가하여 전동기의 응답을 관측하여 온도를 추정하는 신호주입법을 사용한다.

5.1 기존 방법

신호주입법은 주입 신호의 형태에 따라서 두 가지로 나눌 수 있다. 첫째는 펄스 전압을 인가하는 방법이다 [48]-[53]. 이 방법은 회전자의 d축이 고정자의 특정 상에 위치할 때 해당 상에 펄스 전압을 인가하는 방법이다. 이 방법은 자석 온도에 따른 d축의 포화의 변화에 따라서 전류의 기울기가 바뀌는 현상을 이용한다. 하지만 이 방법을 자동차 전동기 구동용 시스템에 적용하는 것은 상당히 어렵다. 그 이유는 인가되는 전압 펄스 폭이 전류 제어기 샘플링 주기(T_{samp}) 와 비교하여 상당히 길어야 하고, 또한 전류의 기울기를 정확하게 측정하기 위해서 전류를 멀티(multi) 샘플링 해야한다. 또한 전류 기울기의 자석 온도에 따른 변화율을 증가시키기 위해서 d축 전류는 0.4 pu 그리고 q축 전류는 0 pu로 제어하고 있다. 이는 통상의 전동기 운전 조건이 아니다.



(가) (나)

그림 5-1. 고주파 등가회로 (가) 직렬 임피던스 모델, (나) d축 고주파 등가 모델.

두 번째 방법은 높은 주파수의 정현파(sinusoidal) 전압 혹은 전류를 주입하여 고주파 등가회로의 등가 고주파 저항을 관측하는 방법이 이다 [20], [54]-[58]. 주입 주파수(ω_h)는 운전 주파수(ω_r) 보다 매우 높기 때문에 즉 $\omega_h >> \omega_r$ 을 만족하기 때문에, 전압 방정식은 주입 주파수 성분에 대하여 식 (5.1)과 같이 근사할 수 있다. 여기서 아래 첨자 'h'는 주입된 고주파 성분을 의미한다.

$$\begin{bmatrix} v_{dsh}^r \\ v_{qsh}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{dh} + \omega_h L_{dh} & 0 \\ 0 & R_{qh} + \omega_h L_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dsh}^r \\ i_{qsh}^r \end{bmatrix}. \tag{5.1}$$

식 (5.1)을 등가회로로 표현하면 그림 5-1 (가)와 같다. 여기서 x는 d축과 q축 중 임의의 축으로 정의한다. 임의의 축에 대한 고주파 모델은 그림 5-1 (가)와 같이 간단한 직렬 임피던스 모델로 표현될 수 있다. 이 회로에서 x축 고주파 직렬 저항(R_{xh})은 다양한 손실을 포함하고 있다. 특히 d축 고주파 등가회로를 가정하면, d축 고주파 직렬 저항(R_{dh})에는 자석에서 발생되는 손실도 포함된다. D축 고주파 등가회로는 손실들이 발생하는 위치를 고려하여 직렬 저항과 병렬 임피던스로 구성된 그림 5-1 (나)와 같이 변환할 수 있다 [59]. 그림 5-1 (나)의 직렬 저항 성분은 (5.2)와 같은 전도 손실(P_{d_CD})을 표현한다. 이 수식에서 $R_{inverter}$ 와 R_s 는 각각 인버터 내부 등가 저항과 전동기 권선 저항을 표현한다.

$$P_{d_CD} = {i_{dsh}^r}^2 \left(R_s + R_{inverter} \right). \tag{5.2}$$

$$\begin{aligned} P_{d_FV} &= \frac{\left(\frac{d}{dt}\Phi_{dm}\right)^2}{R_{core|stator}} + \frac{\left(\frac{d}{dt}\Phi_{dm}\right)^2}{R_{core|rotor}} + \frac{\left(\frac{d}{dt}\Phi_{dm}\right)^2}{R_{mag}} = P_{loss_core} + P_{loss_mag}, \\ where\ P_{loss_core} &= \frac{\left(\frac{d}{dt}\Phi_{dm}\right)^2}{R_{core|stator}} + \frac{\left(\frac{d}{dt}\Phi_{dm}\right)^2}{R_{core|rotor}}\ and\ P_{loss_mag} = \frac{\left(\frac{d}{dt}\Phi_{dm}\right)^2}{R_{mag}}. \end{aligned} \tag{5.3}$$

그림 5-1 (나)의 병렬 저항 성분은 고주파 주입으로 인해 코어(core)에서 발생하는 와류(eddy current) 손실과 히스테리시스 손실 그리고 자석에서 발생하는 와류 손실을 표현한다. 여기서 $R_{core|stator}$는 고정자 코어에서 발생하는 손실, $R_{core|rotor}$는 회전자 코어에서 발생하는 손실, R_{mag}는 자석에서 발생하는 손실을 표현하는 저항 성분이다. 이 저항성분들을 사용하여 손실을 표현하면 (5.3)과 같다. 식 (5.2)와 (5.3)의

손실들은 그림 5-1 (가)의 고주파 저항으로 (5.4)를 통해서 환산된다.

$$\begin{aligned} R_{dh} &= \frac{\Sigma P_{loss}}{i_{dsh}^{r\ 2}} = \frac{P_{d_CD} + P_{loss_core} + P_{loss_mag}}{i_{dsh}^{r\ 2}} \\ &= R_s + R_{inverter} + R_{drh}\left(T_{mag}\right) \\ &, where\, R_{drh}\left(T_{mag}\right) = \frac{P_{loss_core} + P_{loss_mag}}{i_{dsh}^{r\ 2}}. \end{aligned} \tag{5.4}$$

식 (5.4)에 표현된 d축 저항 성분은 직렬 저항 성분들과 회전자 저항 성분(R_{drh})으로 구성된다. 기존 자석 온도 추정은 이 회전자 저항 성분을 사용해서 이루어진다. 이 회전자 저항 성분을 얻기 위해서는 직렬 저항들을 제거해야 하며 특히 권선 저항(R_s)은 권선의 온도(T_{sw})에 따라서 식 (5.5)와 같이 변하기 때문에 권선의 온도를 측정해야한다.

$$R_s = R_{s0}\left(1 + \alpha_{cu}\left(T_{sw} - 20^o C\right)\right). \tag{5.5}$$

식 (5.4)에서 직렬 저항들이 제거된 후 남은 회전자 저항에는 코어에서 발생하는 히스테리시스 손실과 와류 손실 그리고 자석에서 발생하는 와류 손실이 포함되어 있다. 자석의 온도를 추정하기 위해서는 이들 중 자석에서 발생하는 와류 손실을 추출해야 한다. 이 과정은 정확한 자석 온도를 고주파 저항을 사용하여 추정하기 위한 필수적인 조건이다. 하지만 병렬 임피던스가 표현하는 다양한 손실들 중 자석에서 발생하는 손실만을 분리하는 것은 어렵다.

앞서 서술한 것과 같이 펄스 전압을 주입하는 방법을 자석 온도 추정에 적용하기 위해서는 많은 구현상의 제약 조건들이 있고, 고주파 저항을 관측하는 방법은 다양한 저항 성분들을 (인버터 저항, 권선 저항, 코어 손실의 등가 병렬 저항) 완벽히 제거하고 자석 손실에 해당하는 저항 성분만 추출해야 한다. 하지만 이것을 만족시키기는 어렵다. 또 권선 저항 성분을 제거하기 위해서 온도센서가 고정자 권선에 추가적으로 부착 되어야 한다. 따라서 본 장에서는 저속에서 신호 주입을 통해 온도를 추정하는 새로운 방법을 제안한다. 그리고 제안된 방법이 기존 방법이 갖는 한계를 극복함을 보인다. 또한 그 과정에서 추가적으로 고주파 저항에 의존하는 기존의 방법들이 디지털 구현에서 적합하지 않음을 보인다.

5.2 제안된 방법

본 절에서는 3장에서 소개한 자석 온도의 변화에 따른 동적 인덕턴스의 변화를 사용하여 저속에서 온도를 추정한다. 고주파 신호 주입을 통해서 구해진 고주파 인덕턴스는 동적 인덕턴스라고 볼 수 있다. 3장에서 언급한 동적 인덕턴스와 자석 온도의 관계를 통해, 자석의 온도를 추정할 수 있다 [60], [61]. 또 고주파 인덕턴스를 통한 온도 추정이 디지털 시스템에서의 구현에서도 고주파 저항을 이용한 온도 추정 방법에 비해 유리함을 보인다.

5.2.1 고주파 인덕턴스와 자석 온도의 관계

고주파 인덕턴스는 동적 인덕턴스 성분이기 때문에, 동적 투자율에 비례한다. 고주파 전압/전류 주입 시 동적 투자율(dynamic permeability)은 (5.6)과 같이 표현될 수 있다.

$$\mu_{dd} = \frac{\partial B}{\partial H} = \frac{B_h}{H_h}. \tag{5.6}$$

이 동적 투자율은 자기 포화 정도에 의해서 결정된다. 포화 정도는 자석의 잔류 자속 밀도(B_r)와 d축 q축 바이어스 전류 i^r_{ds0}와 i^r_{qs0}에 의해서 결정된다. 따라서 d축 포화 정도는 (5.7)과 같이 표현될 수 있다.

$$\lambda^r_{ds0}\left(i^r_{ds0}, i^r_{qs0}, B_r\right) = L_{ds}\left(i^r_{ds0}, i^r_{qs0}, B_r\right) i^r_{ds0} + \lambda_{pm}\left(B_r\right). \tag{5.7}$$

여기서 d축 정적 인덕턴스는 바이어스 전류들과 자석의 잔류 자속 밀도의 함수이다. 잔류 자속 밀도는 자석의 온도(T_{mag})의 함수이므로 (5.7)은 (5.8)로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda^r_{ds0}\left(i^r_{ds0}, i^r_{qs0}, B_r\left(T_{mag}\right)\right) &= L_{ds}\left(i^r_{ds0}, i^r_{qs0}, B_r\left(T_{mag}\right)\right) i^r_{ds0} + \lambda_{pm}\left(B_r\left(T_{mag}\right)\right). \\ \lambda^r_{ds0}\left(i^r_{ds0}, i^r_{qs0}, T_{mag}\right) &= L_{ds}\left(i^r_{ds0}, i^r_{qs0}, T_{mag}\right) i^r_{ds0} + \lambda_{pm}\left(T_{mag}\right). \end{aligned} \tag{5.8}$$

자석 온도에 대한 d축 자속 포화 정도의 변화량은 (5.9)와 같이 표현될 수 있다.

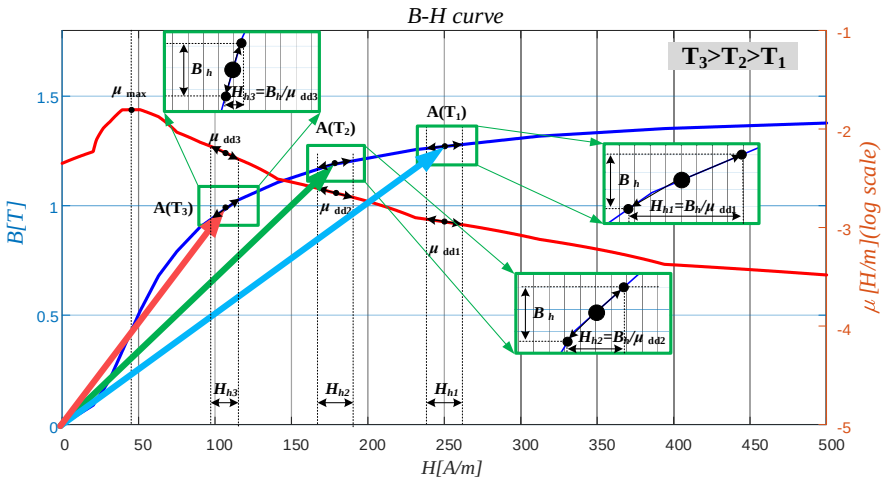


그림 5-2. 자석의 온도 변화에 따른 동적 투자율의 변화.

$$\begin{aligned}\frac{\partial}{\partial T_{mag}}\lambda_{ds0}^{r}\left(i_{ds0}^{r},i_{qs0}^{r},T_{mag}\right)&=i_{ds0}^{r}\frac{\partial}{\partial T_{mag}}L_{ds}\left(i_{ds0}^{r},i_{qs0}^{r},T_{mag}\right)+\frac{\partial}{\partial T_{mag}}\lambda_{pm}\left(T_{mag}\right)\\&=i_{ds0}^{r}\frac{\partial}{\partial T_{mag}}L_{ds}\left(i_{ds0}^{r},i_{qs0}^{r},T_{mag}\right)+\alpha_{mag}\lambda_{pm0}.\end{aligned}\tag{5.9}$$

식 (5.9) 에서 α_{mag}는 자석의 온도 계수이다. 본 논문에서는 NdFeB 자석의 온도 추정이 목표이기 때문에, 자석의 온도 계수는 NdFeB의 온도 계수를 뜻한다. 일반적인 NdFeB의 온도 계수는 경우 대략 -0.1 %/°C의 값을 가진다. 축소 모델에 사용된 자석의 온도 계수는 -0.1016 %/°C 로 유사한 값을 갖는 것을 2장에서 증명하였다. 또한 실험에 사용될 자동차 구동용 전동기의 온도 계수는 -0.107 %/°C 로 유사한 것을 알 수 있다. 따라서 자석의 쇄교 성분은 자석의 온도가 증가함에 따라 감소한다. 그리고 자석의 잔류 자속 밀도가 감소함에 따라서 포화 정도도 감소하고 정적 투자율(static permeability)은 자석 온도가 증가함에 따라 증가하는 것을 3장에서 보였다. 따라서 d축 정적 인덕턴스(d-axis static inductance)는 증가하게 된다. 그리고 d축 바이어스(Bias) 전류는 모든 운전 영역에서 음 또는 0의 값을 갖기 때문에, (5.9)의 우변의 모든 항의 부호는 항상 음이다. 즉 자석의 온도가 증가함에 따라서 d축 포화 정도는 감소하게 된다.

식 (5.9)에서 보여준 d축 포화 정도와 자석 온도 사이의 관계는 동적 투자율에도 영향을 미친다. 자석 온도에 따른 동적 투자율의 변화를

보여주기 위해서 3장에서 가정한 것과 같이 사용된 강판의 B-H 곡선은 온도에 따라 변하지 않는다고 생각한다. 특정 온도 T_x에 대해서 상응하는 동적 투자율을 μ_{ddx}로 정의한다. 그림 5-2에는 자석 온도가 $T_1 \rightarrow T_2 \rightarrow T_3$로 증가할 때 동적 투자율은 $\mu_{dd1} \rightarrow \mu_{dd2} \rightarrow \mu_{dd3}$로 증가하는 것을 보여준다. 그리고 앞서 언급했듯이 동적 투자율은 고주파 인덕턴스에 비례한다. 따라서 온도가 증가하면 고주파 인덕턴스는 증가한다. 이 현상은 d축 전류가 d축 자속을 감소시키는 방향으로 과하게 인가되어 d축 포화 정도가 감소하지만 동적 투자율이 증가하는 현상이 발생할 때까지 성립한다. 일반적으로 신호 주입 방법은 저속에서 적용되고 MTPA 운전 조건 위의 동작점들이기 때문에 d축 전류가 d축 자속을 감소시키는 약자속 영역까지 고려할 필요는 없다.

5.2.2 고주파 임피던스와 자석 온도의 관계 검증

앞 절에서 보인 자석 온도와 고주파 인덕턴스의 관계를 검증하기 위해서 고주파 임피던스를 자석 온도에 따라서 관측한다. 매입형 동기기의 회전자 기준 좌표계에서의 전압 방정식은 (5.10)과 같다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= R_s i_{ds}^r + L_{ds}\frac{d}{dt}i_{ds}^r + L_{dqs}\frac{d}{dt}i_{qs}^r - \omega_r L_{qs} i_{qs}^r - \omega_r L_{qds} i_{ds}^r. \\ v_{qs}^r &= R_s i_{qs}^r + L_{qs}\frac{d}{dt}i_{qs}^r + L_{qds}\frac{d}{dt}i_{ds}^r + \omega_r \lambda_{pm} + \omega_r L_{ds} i_{ds}^r + \omega_r L_{dqs} i_{qs}^r. \end{aligned} \tag{5.10}$$

식 (5.10)에서 주입 주파수(ω_h)가 전동기의 회전 속도(ω_r)와 비교하여 충분히 높다면 고주파 등가회로는 (5.11)과 같이 표기된다.

$$v_{dqsh}^r = \begin{bmatrix} R_{dh} + j\omega_h L_{dh} & j\omega_h L_{dqh} \\ j\omega_h L_{qdh} & R_{qh} + j\omega_h L_{qh} \end{bmatrix} i_{dqsh}^r, \; where \; v_{dqsh}^r = \begin{bmatrix} v_{dsh}^r \\ v_{qsh}^r \end{bmatrix}, and \; i_{dqsh}^r \begin{bmatrix} i_{dsh}^r \\ i_{qsh}^r \end{bmatrix}. \tag{5.11}$$

식 (5.11)의 역함수를 구하면, 식 (5.12)와 같다.

$$i_{dqsh}^r = \frac{1}{\left(R_{dh} + j\omega_h L_{dh}\right)\left(R_{qh} + j\omega_h L_{qh}\right) + \omega_h^2 L_{dqh} L_{qdh}} \times \begin{bmatrix} R_{qh} + j\omega_h L_{qh} & -j\omega_h L_{dqh} \\ -j\omega_h L_{qdh} & R_{dh} + j\omega_h L_{dh} \end{bmatrix} v_{dqsh}^r. \tag{5.12}$$

일반적으로 L_{dqh}, L_{qdh}는 L_{dh}, L_{qh} 와 비교하여 가정 (5.13) 이 성립할 만큼 충분히 작다.

$$\| \left(R_{dh} + j\omega_h L_{dh}\right)\left(R_{qh} + j\omega_h L_{qh}\right) \| \; >> \; \| \omega_h^2 L_{dqh} L_{qdh} \|. \tag{5.13}$$

식 (5.13)의 가정을 사용하면 (5.12) 는 식 (5.14) 로 다시 쓸 수 있다.

$$i_{dqsh}^{r} = \frac{1}{\left(R_{dh} + j\omega_h L_{dh}\right)\left(R_{qh} + j\omega_h L_{qh}\right)} \times \begin{bmatrix} R_{qh} + j\omega_h L_{qh} & -j\omega_h L_{dqh} \\ -j\omega_h L_{qdh} & R_{dh} + j\omega_h L_{dh} \end{bmatrix} v_{dqsh}^{r}. \tag{5.14}$$

만약 d축에만 정현파 고주파 전압을 주입하게 되면 식 (5.14)는 (5.15)와 같게 된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{ddsh}^{r} \\ i_{qdsh}^{r} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\left(R_{dh} + j\omega_h L_{dh}\right)\left(R_{qh} + j\omega_h L_{qh}\right)} \times \begin{bmatrix} R_{qh} + j\omega_h L_{qh} & -j\omega_h L_{dqh} \\ -j\omega_h L_{qdh} & R_{dh} + j\omega_h L_{dh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \dfrac{1}{\left(R_{dh} + j\omega_h L_{dh}\right)} \\ \dfrac{-j\omega_h L_{qdh}}{\left(R_{dh} + j\omega_h L_{dh}\right)\left(R_{qh} + j\omega_h L_{qh}\right)} \end{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t). \end{aligned} \tag{5.15}$$

만약 q축에만 정현파 고주파 전압을 주입하게 되면 (5.14)는 (5.16)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{dqsh}^{r} \\ i_{qqsh}^{r} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\left(R_{dh} + j\omega_h L_{dh}\right)\left(R_{qh} + j\omega_h L_{qh}\right)} \times \begin{bmatrix} R_{qh} + j\omega_h L_{qh} & -j\omega_h L_{dqh} \\ -j\omega_h L_{qdh} & R_{dh} + j\omega_h L_{dh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ V_h \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \dfrac{-j\omega_h L_{dqh}}{\left(R_{dh} + j\omega_h L_{dh}\right)\left(R_{qh} + j\omega_h L_{qh}\right)} \\ \dfrac{1}{\left(R_{qh} + j\omega_h L_{qh}\right)} \end{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t). \end{aligned} \tag{5.16}$$

식 (5.15)과 (5.16)로부터 유기되는 전류는 (5.17)과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} i_{ddsh}^{r} &= |i_{ddsh}^{r}| \cos\left(\omega_h t + \phi_{dd}\right),\ where\ |i_{ddsh}^{r}| = \left| \frac{V_h}{\sqrt{R_{dh}^{2} + \omega_h^{2} L_{dh}^{2}}} \right| \ and\ \phi_{dd} = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_h L_{dh}}{R_{dh}}\right). \\ i_{qqsh}^{r} &= |i_{qqsh}^{r}| \cos\left(\omega_h t + \phi_{qq}\right),\ where\ |i_{qqsh}^{r}| = \left| \frac{V_h}{\sqrt{R_{qh}^{2} + \omega_h^{2} L_{qh}^{2}}} \right| \ and\ \phi_{qq} = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_h L_{qh}}{R_{qh}}\right). \\ i_{qdsh}^{r} &= |i_{qdsh}^{r}| \cos\left(\omega_h t + \phi_{qd}\right),\ where\ |i_{qdsh}^{r}| = \frac{\omega_h \left|i_{qqsh}\right| \cdot \left|i_{ddsh}\right| \cdot \left|L_{qdh}\right|}{V_{qh}} \ and\ \phi_{qd} = -sign\left(L_{qdh}\right)\frac{\pi}{2} + \phi_{qq} + \phi_{dd}. \\ i_{dqsh}^{r} &= |i_{dqsh}^{r}| \cos\left(\omega_h t + \phi_{dq}\right),\ where\ |i_{dqsh}^{r}| = \frac{\omega_h \left|i_{qqsh}\right| \cdot \left|i_{ddsh}\right| \cdot \left|L_{dqh}\right|}{V_{dh}} \ and\ \phi_{dq} = -sign\left(L_{dqh}\right)\frac{\pi}{2} + \phi_{qq} + \phi_{dd}. \end{aligned} \tag{5.17}$$

식 (5.17)로부터 L_{dh}, L_{qh}, L_{dqh}, L_{qdh}를 (5.18)과 같이 유도할 수 있다. 따라서 그림 5-3과 같이 전체 시스템을 구현하면, 온도에 따른 각 파라미터들의 변화를 관측할 수 있다.

그림 5-3은 자석 온도에 따른 임피던스 측정을 위한 시스템의 구현을 보여준다. 여기서 T_{mag} 와 T_{sw} 는 각각 평균 자석 온도 그리고 평균 고정자 권선 온도를 나타낸다. 고주파 임피던스를 계산할 때 사용한

전압 정보는 디지털 시스템의 시지연(time delay)과, PWM 시지연을 고려했을 때 T_{samp}와 $2T_{samp}$ 사이의 지연을 가진다.

$$
\begin{aligned}
R_{dh} &= \frac{V_h}{\left|i^r_{ddsh}\right|}\cos\left(\phi_{dd}\right) \;\; and \;\; L_{dh} = -\frac{V_h}{\omega_h\left|i^r_{ddsh}\right|}\sin\left(\phi_{dd}\right). \\
R_{qh} &= \frac{V_h}{\left|i^r_{qqsh}\right|}\cos\left(\phi_{qq}\right) \;\; and \;\; L_{qh} = -\frac{V_h}{\omega_h\left|i^r_{qqsh}\right|}\sin\left(\phi_{qq}\right). \\
L_{qdh} &= \frac{V_h\left|i^r_{qdsh}\right|}{\omega_h\left|i_{qqsh}\right|\cdot\left|i_{ddsh}\right|}sign\left(\phi_{qq}+\phi_{dd}-\phi_{qd}\right). \\
L_{dqh} &= \frac{V_h\left|i^r_{dqsh}\right|}{\omega_h\left|i_{qqsh}\right|\cdot\left|i_{ddsh}\right|}sign\left(\phi_{qq}+\phi_{dd}-\phi_{dq}\right).
\end{aligned}
\tag{5.18}
$$

그림 5-4는 온도에 따른 고주파 인덕턴스들의 변화를 나타낸다. 모든 고주파 인덕턴스들이 자석의 온도가 증가함에 따라 증가하는 것을 관측할 수 있다. 이 결과는 (5.9)에 설명된 자석의 온도가 증가함에 따라서 코어 포화도가 감소하는 현상과 일치한다. 이중 L_{dqh} 와 L_{qdh} 는 0근처의 값들을 제외하고, 자석 온도가 증가함에 따라서 증가함을 알 수 있다. 이 네 가지 종류의 고주파 인덕턴스들 중에 d축 인덕턴스와 q축 인덕턴스가 온도 변화에 따른 변화, 즉 민감도가 큰 것을 알 수 있다. 이 두개의 인덕턴스들(L_{dh}, L_{qh})의 온도에 따른 크기의 변화량을 알아보기 위해서 4장에서 정의한 민감도 함수($S(x)$)를 사용한다. 그림 5-5는 계산된 S(L_{dh})와 S(L_{qh})를 보여준다.

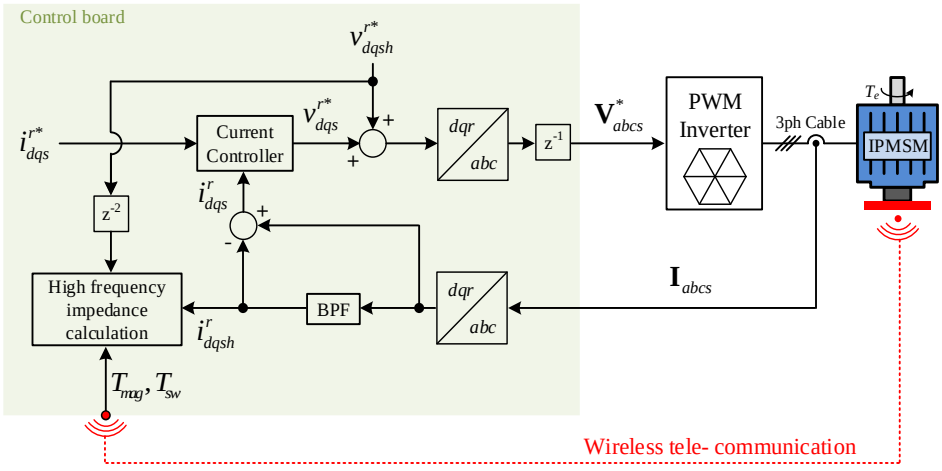
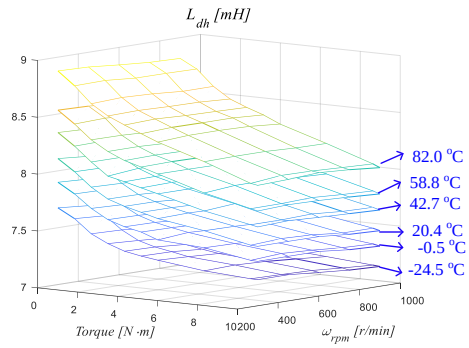
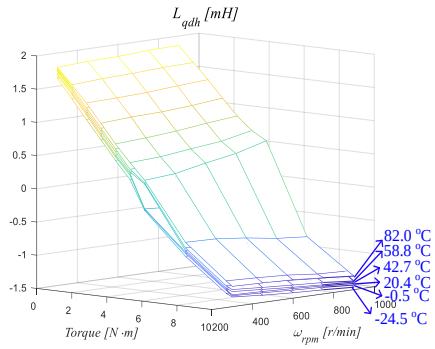


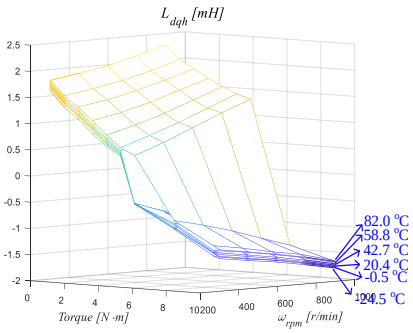
그림 5-3. 온도에 따른 고주파 임피던스 추정 블록도.



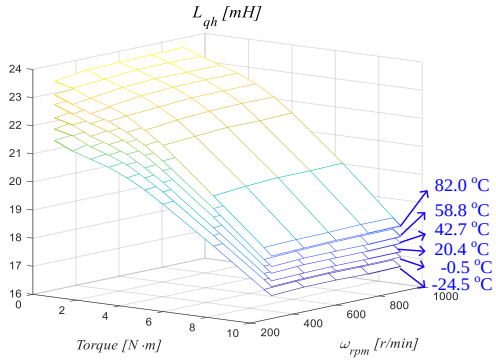
(가)



(나)



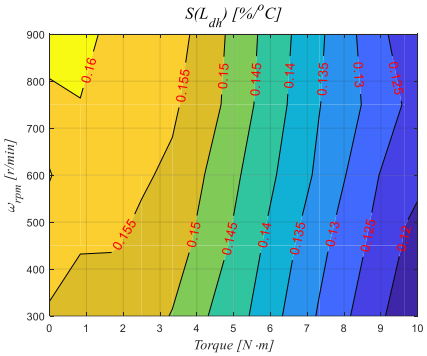
(다)



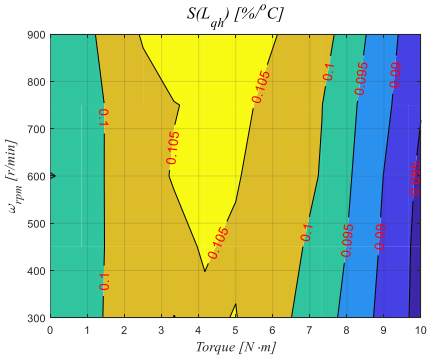
(라)

그림 5-4. 자석의 온도 변화에 따른 고주파 인덕턴스 변화

(가) L_{dh}, (나) L_{qdh}, (다) L_{dqh}, (라) L_{qh}.



(가)



(나)

그림 5-5. D축 q축 고주파 인덕턴스의 민감도: (가) $S(L_{dh})$, (나) $S(L_{qh})$.

그림 5-5에서 알 수 있듯이, d축 고주파 인덕턴스가 q축 고주파 인덕턴스보다 자석의 온도변화에 더 민감한 것을 알 수 있다. 또한 고주파 신호 주입 시 d축에 주입하는 것이 q축에 주입하는 것과 비교하여 더 작은 토크 맥동을 만든다. 따라서 고주파 인덕턴스들 중에서 높은 민감도와 작은 토크 맥동을 유발하는 d축 고주파 인덕턴스가 자석 온도 추정에 가장 적합함을 알 수 있다.

D축 고주파 인덕턴스를 사용하는 제안된 방법은 d축 고주파 저항을 이용하는 기존방법들과 비교하여 디지털 시스템 상의 구현에도 더 적합하다. 그림 5-6은 d축 고주파 등가회로의 고주파 임피던스(z_{dh})의 근사 보데 선도 (asymptotic Bode plot) 이다. 이 보데 선도 에서 알 수 있듯이, 고주파 임피던스는 차단 주파수(cut-off frequency)가 R_{dh}/L_{dh}인 고주파 통과 필터의 형태이다. 따라서 낮은 주파수 성분에 대해서는 고주파 저항 성분의 비율이 높고, 높은 주파수 성분에서는 고주파 인덕턴스 성분의 비율이 높다 [20].

고주파 정현파 전압 신호 주입의 경우 주입되는 주파수가 일반적으로 이 차단 주파수 보다 높다. 따라서 주입 주파수 영역에서 고주파 인덕턴스 성분에 의한 리액턴스 성분이 고주파 임피던스에서 대부분의 비율을 차지한다. 따라서 그림 5-6에서 보여주듯이 고주파 임피턴스는 인덕턴스 크기에 큰 영향을 받는다. 고주파 저항은 고주파 임피던스에 차지하는 비율이 작기 때문에 상대적으로 정확한 고주파 저항 추정을 위해서는 고주파 임피던스의 위상이 중요하다.

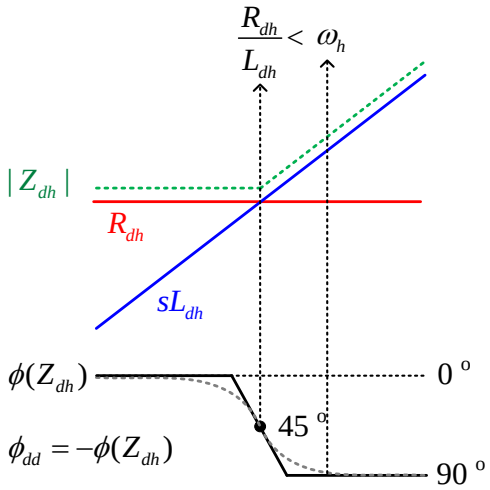
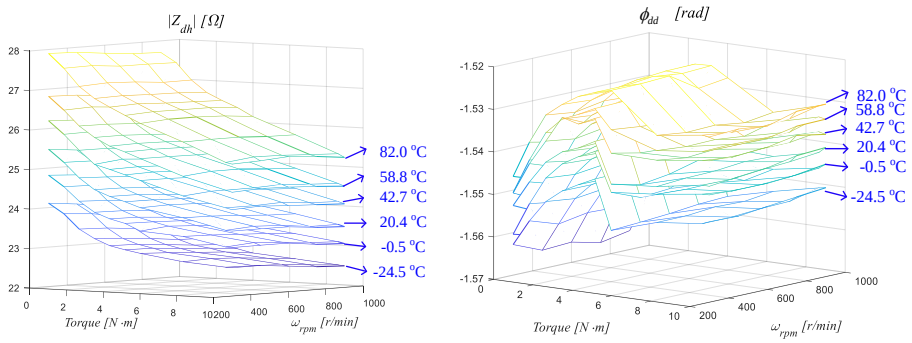


그림 5-6. 고주파 임피던스의 근사 보데 선도.



(가) (나)

그림 5-7. 자석의 온도 변화에 따른 d축 고주파 임피던스의 변화

(가) d축 고주파 임피던스 크기, (나) d축 고주파 임피던스 위상.

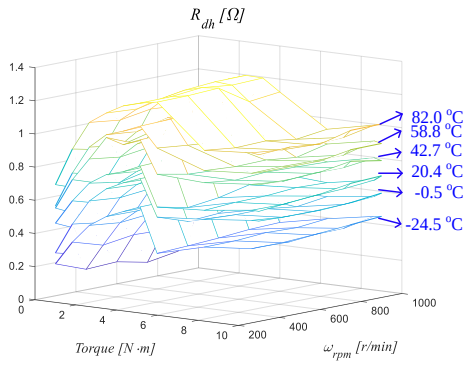


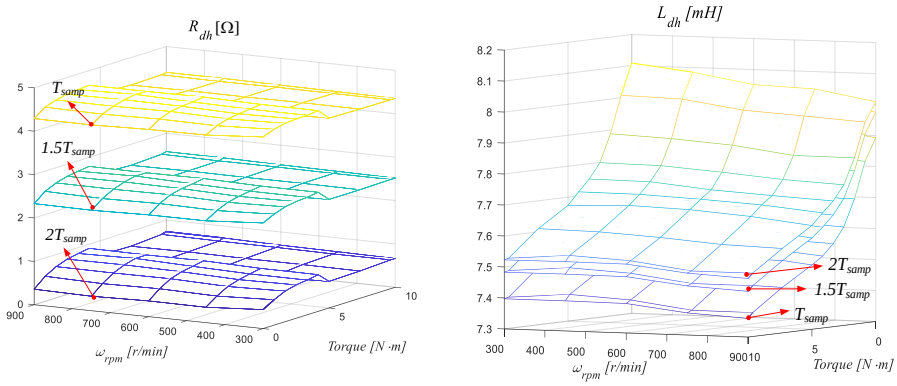
그림 5-8. 자석의 온도 변화에 따른 d축 고주파 저항 변화.

그림 5-4 (가)와 5-7 (가)는 각각 d축 고주파 인덕턴스(L_{dh})와 d축 고주파 임피던스의 크기($|z_{dh}|$)를 보여준다. 예상한 것과 같이 L_{dh}의 형태와 d축 고주파 임피던스의 크기($|z_{dh}|$) 의 형태가 비슷한 것을 알 수 있다.

그림 5-7 (나)와 그림 5-8은 각각 d축 고주파 임피던스의 위상 ($\phi(z_{dh})=-\phi_{dd}$)과 d축 고주파 저항을 보여준다. 예상한 것과 같이 d축 고주파 임피던스의 위상이 d축 고주파 저항 성분과 유사한 형태를 갖는다. 결과적으로 그림 5-6을 통한 분석과 같이 고주파 인덕턴스와 고주파 저항은 각각 고주파 임피던스의 크기와 위상에 영향을 받는 것을 알 수 있다.

고주파 저항은 임피던스의 위상 정보가 중요하기 때문에 디지털 구현 시 시지연으로 인한 영향이 크다는 것을 의미한다. 디지털 시스템의 시지연은 디지털 시지연과 PWM으로 인한 시지연을 고려하여 $1T_{samp}$와 $2T_{samp}$ 사이에 있다 [62]. 그림 5-9는 디지털 시지연을 T_{samp}, $1.5T_{samp}$, $2T_{samp}$, 3가지 경우로 가정하였을 때 고주파 저항과 고주파 인덕턴스의 변화를 보여준다. 특히 고주파 저항의 경우 샘플링 지연에 의한 고주파 저항의 크기의 변화는 온도에 의한 크기의 변화보다 크다. 따라서 정확하지 않은 디지털 시지연 보상은 고주파 저항 성분에 큰 오차를 만든다. 세 개의 시지연 예 중 $1.5T_{samp}$ 지연을 고려하여 추정한 값이 고정자 권선 온도 20 ^{o}C에서 고정자 저항 성분, 1.6 Ω 과 비슷하다.

따라서 측정된 저항 성분과 가장 유사한 $1.5T_{samp}$로 시지연을 가정한다. 식 (5.4)를 사용하여 d축 고주파 저항성분에서 고정자 저항 성분을 제거하여 회전자 저항 성분(R_{drh})을 구한다. 그림 5-10 은 자석의 온도 변화에 따른 R_{drh}를 보여준다. 그림 5-10 에서 보이듯이 고정자 권선 저항 성분이 제거된 R_{drh}는 자석 온도에 따라서 명확하게 구분되지 않음을 알 수 있다. 따라서 저항 성분으로부터 자석의 온도를 추정하는 것은 쉽지 않다. 만약 전체 시지연을 $2T_{samp}$ 로 가정하면, 자석 온도에 대한 R_{drh} 의 변화는 그림 5-10 보다 더 불명확해진다.



(가) (나)

그림 5-9. 샘플링 시지연에 따른 임피던스 변화 (가) R_{dh}, (나) L_{dh}.

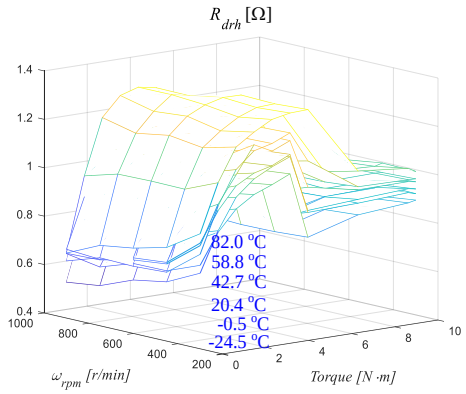


그림 5-10. 자석의 온도 변화에 따른 d축 고주파 회전자 저항.

반면에 d축 고주파 인덕턴스는 주로 d축 고주파 임피던스의 위상보다 크기에 영향을 받기 때문에 그림 5-9 에서 보이듯 디지털 시지연에 의한 영향이 고주파 저항보다 적다. 또한 그림 5-4 (가)에서 보이듯이 d축 인덕턴스가 온도에 대해서 적절히 분포하는 것을 볼 수 있다.

D축 고주파 인덕턴스는 토크가 커질수록 감소하는 경향이 그림 5-4 (가)에 보여진다. D축 고주파 인덕턴스의 부하에 따른 변화를 제거하기 위해서, 고주파 인덕턴스를 (5.19)처럼 정규화(normalization)하여 표시할 수 있다. 정규화된 인덕턴스는 부하 조건에 상관 없이 가장 낮은 온도에서의 고주파 인덕턴스는 0으로 가장 높은 온도에서의 고주파 인덕턴스는 1로 대응된다. 이 수식을 통해 정규화된 d축 고주파 인덕턴스를 그림 5-11에 표시하였다. 이 그림을 통해서 d축 고주파 인덕턴스가 자석 온도에 대해서 적절히 분포함을 알 수 있다.

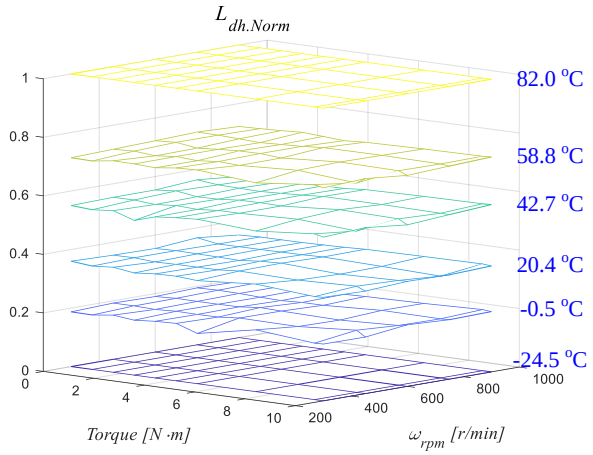


그림 5-11. 정규화된 d축 고주파 인덕턴스

$$L_{dh.Norm} = \frac{L_{dh} - MIN(L_{dh})}{MAX(L_{dh}) - MIN(L_{dh})}. \tag{5.19}$$

자석 온도에 따른 d축 고주파 인덕턴스의 변화는 (5.20)과 같이 자석 온도에 대한 2차 다항식 함수 형태로 근사할 수 있다. 그림 5-12는 900 r/min, 최대 부하(10 Nm)의 경우, d축 고주파 인덕턴스와 자석 온도의 상관 관계를 보여준다. 그림 5-12에서 보여진 것과 같이 특정 부하 조건에서 d축 고주파 인덕턴스는 자석 온도에 대한 2차 함수로 근사한 결과이다.

같은 방법으로 모든 속도와 토크 조건에서 d축 고주파 인덕턴스를 자석 온도에 대해서 2차 함수로 근사할 수 있다. 이 과정을 통해서 각 부하 조건에서 구해진 계수(A, B, C)는 그림 5-13에 표시하였다. 구해진 계수들은 결정 계수(Determination coefficient)를 통해 근사의 타당성을 보일 수 있다. 결정 계수는 식 (5.21) 와 같이 정의할 수 있다. 이 계수는 0에서부터 1까지의 범위를 갖고, 1에 가까울수록 찾아진 모델이 측정된 데이터와 일치한다는 것을 의미한다. 식 (5.21)를 이용해서 구한 모든 부하 조건에서의 결정 계수는 그림 5-14와 같다. 모든 부하조건에서 결정 계수는 0.999 이상이고, 이는 측정된 d축 고주파 인덕턴스와 자석의 온도와의 상관관계가 2차 다항식으로 잘 표현됨을 의미한다.

$$\boldsymbol{L_{dh}}\left(\boldsymbol{T_e}, \boldsymbol{\omega_{rpm}}, \boldsymbol{T_{mag}}\right) = \boldsymbol{A}\left(\boldsymbol{T_e}, \boldsymbol{\omega_{rpm}}\right) \times \boldsymbol{T_{mag}}^2 + \boldsymbol{B}\left(\boldsymbol{T_e}, \boldsymbol{\omega_{rpm}}\right) \times \boldsymbol{T_{mag}} + \boldsymbol{C}\left(\boldsymbol{T_e}, \boldsymbol{\omega_{rpm}}\right). \tag{5.20}$$

$$R^2 = \frac{\sum_{k=1}^{n}\left(L_{dh_cal}(i) - \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}L_{dh_mea}(i)\right)^2}{\sum_{k=1}^{n}\left(L_{dh_mea}(i) - \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}L_{dh_mea}(i)\right)^2}. \tag{5.21}$$

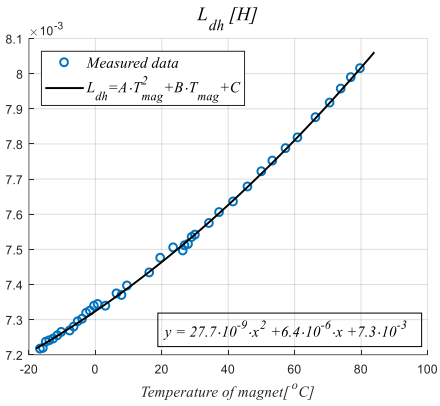
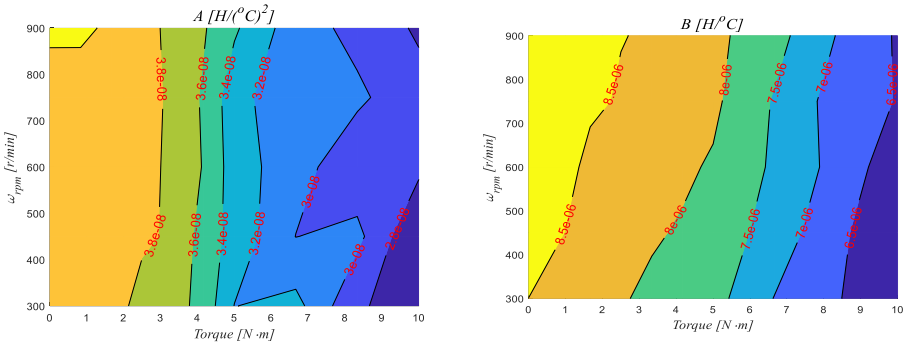
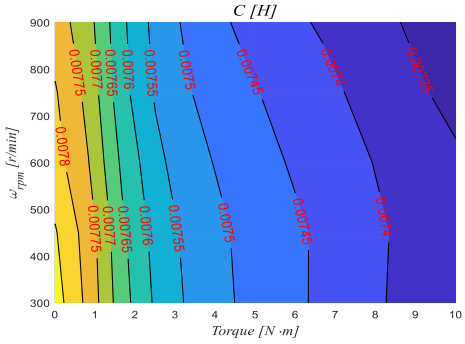


그림 5-12. 900 r/min, 10 Nm 에서 자석 온도에 따른 d축 고주파 인덕턴스의 변화.



(가) (나)



(다)

그림 5-13. 2차 다항식 계수 (가) A, (나)B, (다) C.

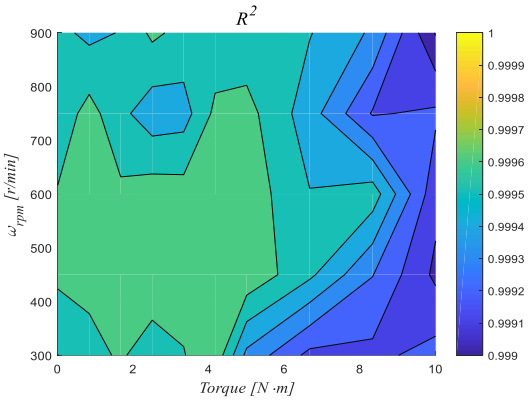
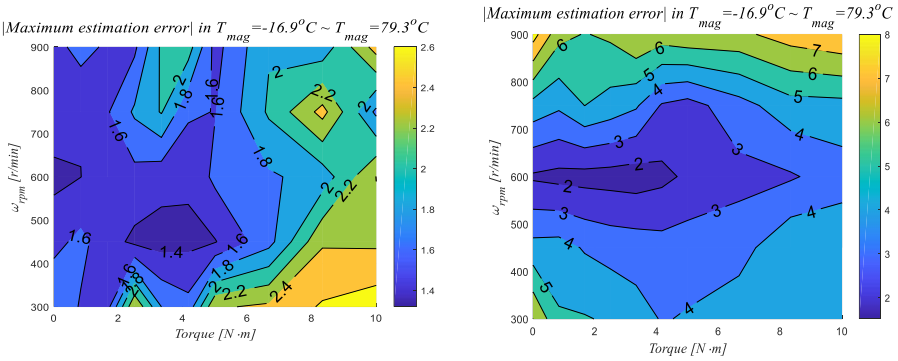


그림 5-14. 부하 조건에 따른 결정 계수.



(가) (나)

그림 5-15. 추정된 최대 오차 (가) 그림 5-13의 계수 사용 시, (나) 속도에 따라서 일정한 계수 사용 시.

같은 토크, 속도 조건에서, 최대 오차를 (5.22)으로 정의할 수 있다. 그림 5-15 (가)는 정의된 최대 오차를 모든 부하 조건에 대해서 보여준다. -16.9 ºC 에서 79.3 ºC 까지 온도 범위에서 속도와 토크를 달리하는 2000개의 측정된 데이터에 대해서 최대 2.8 ºC의 오차가 발생한다.

$$\textbf{Maximum Estimation Error} = \textbf{MAX}\left(\left|\boldsymbol{T}_{mag_est}\left(\boldsymbol{L}_{dh}\right)-\boldsymbol{T}_{mag}\right|\right). \qquad (5.22)$$

그림 5-13에 보여진 계수들을 속도에 대해서 평균적인 값을 사용하여 표현하면, 그림 5-15 (나)와 같이 최대 8.5 ºC의 오차를 보인다. 만약 신호 주입 방법의 적용 영역을 700 r/min 이하로 설정한다면, 또 낮은 토크 운전 영역을 제외하면 4 ºC ~ 5 ºC의 최대 오차를 가지게 된다. 즉 오차 범위와 적용 동작 조건을 적절히 선정하면 계수들을 축소하는 것이 가능하다.

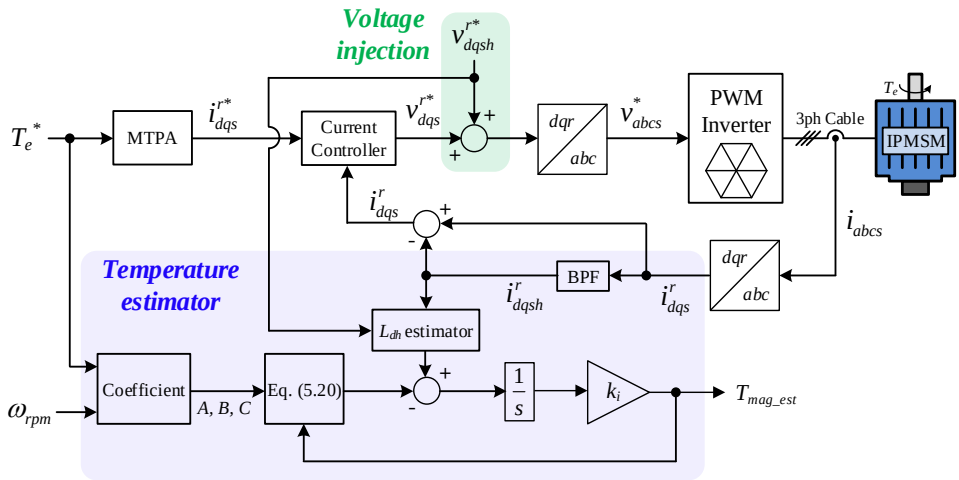


그림 5-16. D축 고주파 인덕턴스를 사용한 저속에서 온도 추정 블록도.

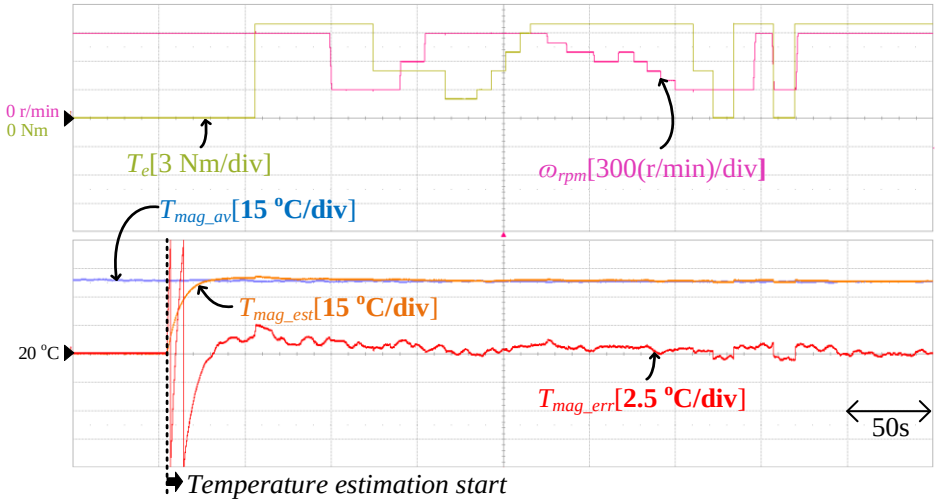


그림 5-17. 열적 평형 상태에서 부하 변동 시 온도 추정 성능.

그림 5-16은 그림 5-13에 보여진 계수를 적용하여 구현한 온도 추정 블록이다. 이 블록도를 통해서 구현된 추정기의 온도 추정 성능을 알아볼 수 있다. 그림 5-17은 자석 온도를 55 ºC로 유지한 상황에서의 실험 파형이다. 자석 온도를 55 ºC 이상 올리기 위해서는 높은 토크를 충분히 긴 시간 동안 유지해야 한다. 따라서 이 상태는 열적 평형 상태라 할 수 있다. 여기서 부하 변동에 따른 온도 추정 성능을 확인할 수 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 속도와 토크가 변하지만 추정된 온도의 오차는 최대 2.5 ºC임을 알 수 있다.

그림 5-18에 4시간 10분 (15000 초) 동안 영구 자석 온도를 증가시키고 감소시키면서 자석 온도를 제안된 방법을 통해 추정하는 실험의 결과를 표시하였다. 5000 초에 한번씩 데이터 저장 및 배터리 교체를 하였다. 초반에는 고토크 부하와 저토크 부하를 적절히 조합하여 인가하여, 평균 고정자 권선 온도를 97 ºC까지 증가시킨다. 자석의 온도와 권선의 온도가 최대로 차이가 나는 상태를 만들어서, 권선 온도가 자석 온도 추정에 영향이 없음을 보이고자 했다. 평균 고정자 권선 온도가 97 ºC 인 상황에서부터 냉각을 시작하는데, 이는 최대 권선 온도가 110 ºC까지 증가하기 때문이다. 제작된 전동기는 F종 절연으로 권선은 최대 155 ºC까지 절연되며 허용 가능 온도는 145 ºC로 정하고 있다. 이 기준은 권선에서 가장 뜨거운 점을 기준으로 한다. 하지만 실험 세트는 고정자 권선의 엔드 턴을 측정하고 있기 때문에, 가장 뜨거운 점과 온도 차가 있다. 따라서 충분한 온도 여유를 갖고 실험을 해야 한다. 이러한 안전상의 이유로 권선의 평균온도가 100 ºC를 넘을 때 외부 냉동고를 사용하여 냉각을 시작한다. 냉각 상황 (Ambient cooling state)에서는 전동기는 무부하 300 r/min으로 구동시킨다. 이 과정을 통해서 권선의 온도와 자석의 온도를 빠르게 낮춘다. 결과적으로 최대 온도 오차는 2.9 ºC 이며 큰 고정자 권선 온도의 변동에도 자석 온도를 잘 추정함을 알 수 있다. 이 실험 결과를 통해서 제안된 방법이 자석 온도를 정확히 추정함을 검증할 수 있다.

그림 5-19에서 600 r/min에서 4 Nm, 7 Nm, 10 Nm 부하 토크에 대해서 비선형성 보상의 영향을 살펴보았다. 비선형성 보상을 하지 않으면 비선형성 보상을 할 때와 비교해서 4 Nm 에서 약 4ºC 정도의 오차가 추가적으로 발생하는 것을 알 수 있다. 하지만 부하가 커질수록 이 영향이 줄어드는 것을 그림 5-19로부터 알 수 있다.

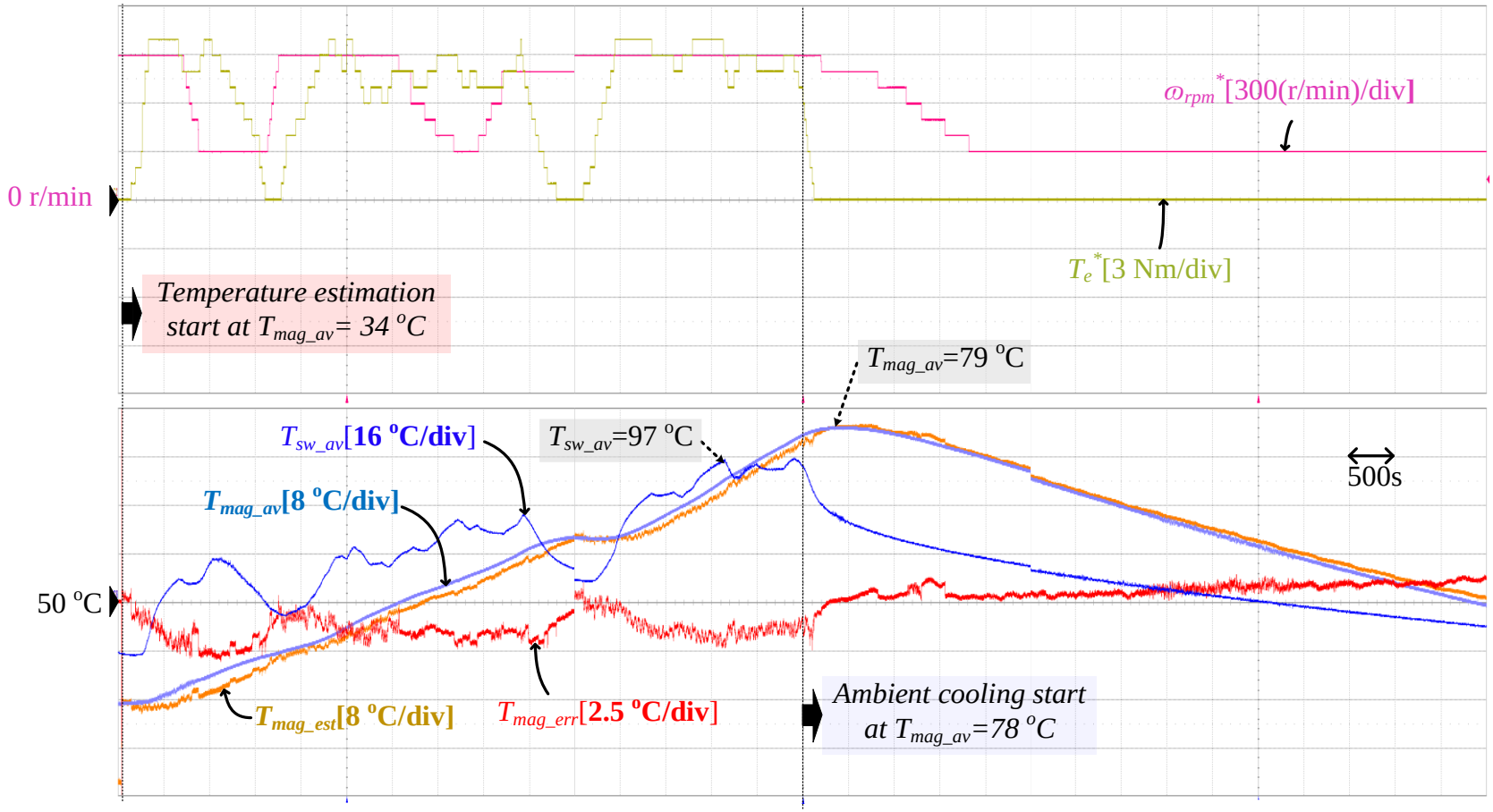


그림 5-18. 자석 온도 증가 및 감소 실험.

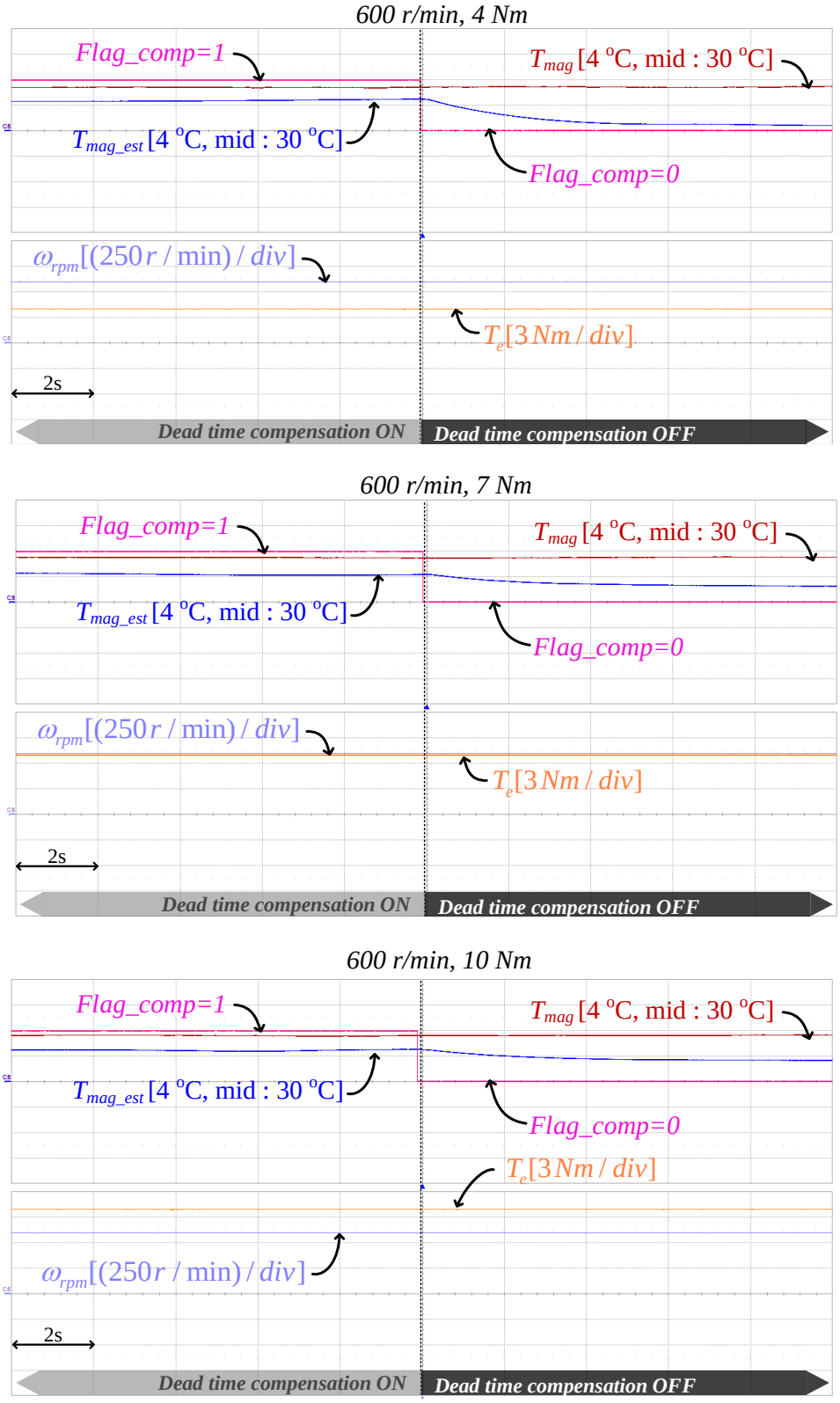
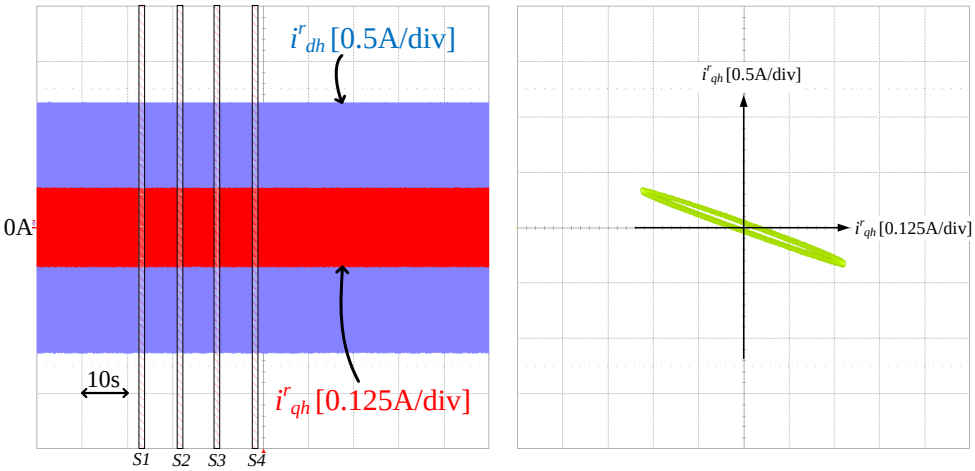


그림 5-19. 인버터 비선형성 보상 영향.

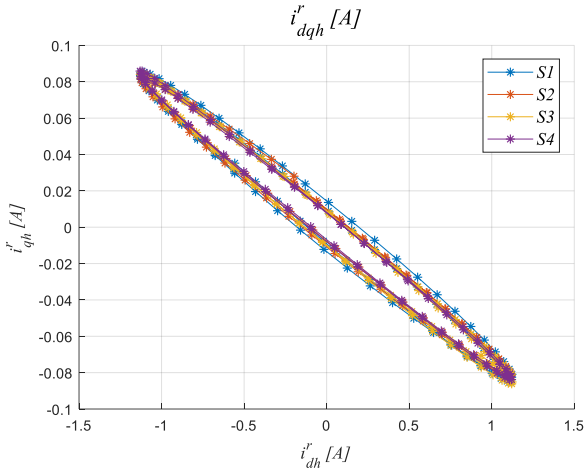
5.3 구형파 주입을 통한 고주파 인덕턴스 추출

자동차 구동용 전동기의 경우 극 수가 많기 때문에 전기 주파수가 높고, 공간 고조파의 영향이 크다. 3장에서 살펴보았듯이 공간 고조파는 동기좌표계에서 동기 속도의 6의 배수 차수의 고조파로 보인다. 따라서 주입 주파수는 적어도 회전 속도의 동기좌표계에서 18차 공간 고조파보다 높게 결정되어야 한다. 축소 모델의 경우 극 수가 적기 때문에 500 Hz 주입에도 충분히 넓은 영역에서 온도 추정이 가능하다. 예를 들어 축소 모델의 극 수는 4극이기 때문에, 833 r/min의 18고조파가 500 Hz에 해당한다. 그림 5-18의 경우 833 r/min에서 구동하지 않았기 때문에 그러한 문제를 발견하지 못했다. 하지만 833 r/min 근처 회전 속도에서는 주입 주파수와 공간 고조파가 간섭하여 온도 추정에 큰 오차를 유발할 수 있다. 따라서 700 r/min 이상에서는 기본파 무효에너지를 사용한 온도 추정을 사용하는 것이 좋다. 이미 700 r/min 이상에서도 기본파 무효에너지를 사용한 온도 추정이 가능한 것을 4장에서 보였다.

이를 실험적으로 보이기 위해서 축소모델 전동기가 500 r/min, 0 Nm로 동작할 때, 500 Hz 전압을 주입하였을 때 주입된 주파수의 d축, q축 전류를 그림 5-20에서 보였다. 그리고 같은 조건에서 833 r/min 에서 고주파 전류는 그림 5-21 에 표시하였다. 두 개의 그림을 비교하면, 주입 주파수와 동기좌표계 공간 고조파 성분의 주파수가 비슷한 그림 5-21에서 맥놀이(Beating) 현상이 발생하는 것을 알 수 있다. 이는 주입된 전압 성분이 6의 배수 차수 공간 고조파의 평균 성분이 주입 주파수 성분과 유사해질 때 발생하며, 맥놀이하는 주파수는 두개의 주파수의 차이에 의해서 결정된다. 따라서 주입 주파수 근처 주파수 대역과 6의 배수 차수의 공간 고조파가 겹치게 되면 유사한 현상이 발생하게 된다. 그리고 이러한 영향으로 해당 동작 주파수에서 정확한 온도를 예측하는 것이 어렵게 된다.



(가)

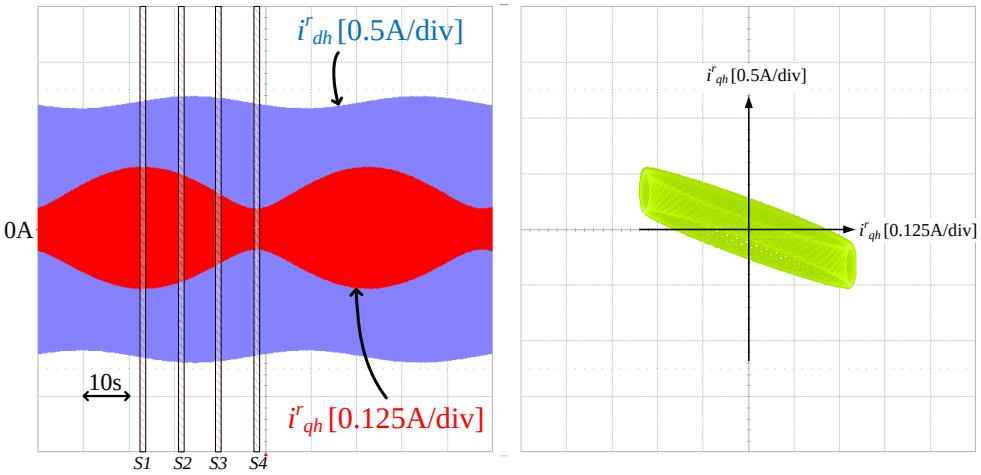


(나)

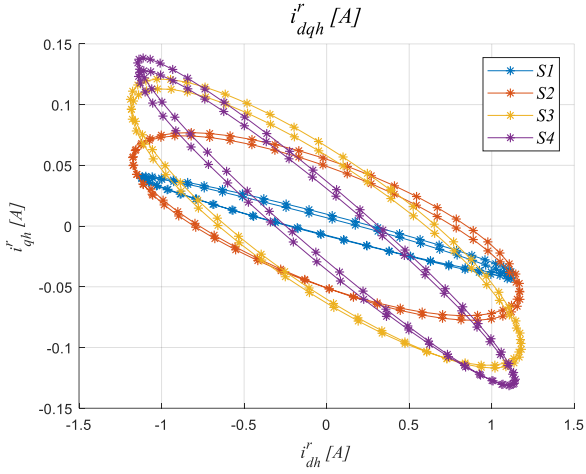
그림 5-20. 500 r/min, 0 Nm

(가) 고주파 전류,

(나) S1~S4 영역에서 고주파 전류.



(가)



(나)

그림 5-21. 833 r/min, 0 Nm

(가) 고주파 전류,

(나) S1~S4, 영역에서 고주파 전류

제안된 방법을 최종 검증할 상용 전기자동차 구동용 전동기의 경우, 8극 전동기이기 때문에, 416 r/min의 18차 공간 고조파가 500 Hz 가 된다. 게다가 자석의 쇄교 자속도 축소 모델의 경우보다 작기 때문에, 더 넓은 속도 영역에서 신호 주입을 통한 온도 추정을 사용하게 된다. 따라서 주입 주파수를 높이는 것은 중요하다. 하지만 주입 주파수를 높이는 것은 같은 크기의 고주파 전류를 얻기 위해서 주입 전압이 커져야 하기

때문에 그만큼 손실도 커지게 된다. 따라서 적절한 주파수 선택이 중요하다.

하지만 디지털 구현에 있어, 정현파 주입에는 주입 주파수 증가에 한계가 있다. 따라서 본 절에서는 주입 주파수를 높일 수 있는 방법을 소개한다. 자석의 온도 추정에 고주파 저항 성분을 사용하지 않는다면, 위상 정보를 추출하지 않아도 된다. 주입 주파수를 높이게 되면 대부분 고주파 리액턴스(Reactance) 성분이 고주파 임피던스가 되고, 따라서 고주파 임피던스의 위상 정보 없이 고주파 임피던스의 크기로부터 바로 고주파 인덕턴스를 계산할 수 있다. 따라서 주입 주파수를 높이고 정현파 대신 구형파(Square wave)를 주입할 수 있다 [63], [64].

그림 5-22는 구형파 전압 주입과 주입된 전압으로 인해 유기되는 고주파 전류의 크기를 디지털 시지연을 고려하여 샘플링하는 시점을 보여준다. 고주파 전류의 크기와 주입 전압의 크기 그리고 주입 주파수로부터, 고주파 인덕턴스를 (5.23)을 이용해 계산 할 수 있다.

$$L_{dh} = \frac{v_h}{I_h} \cdot kT_{samp}. \tag{5.23}$$

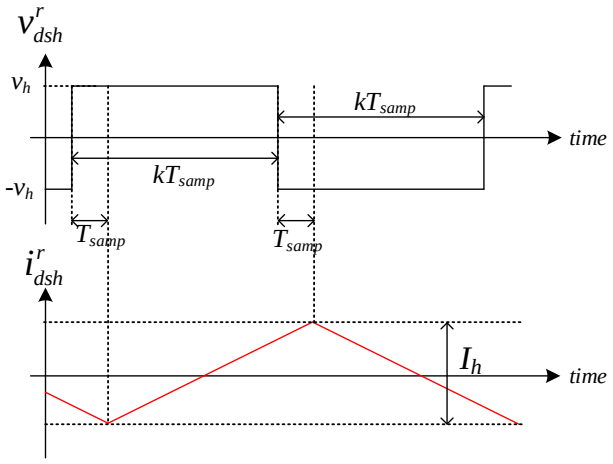


그림 5-22. 구형파 주입 방법.

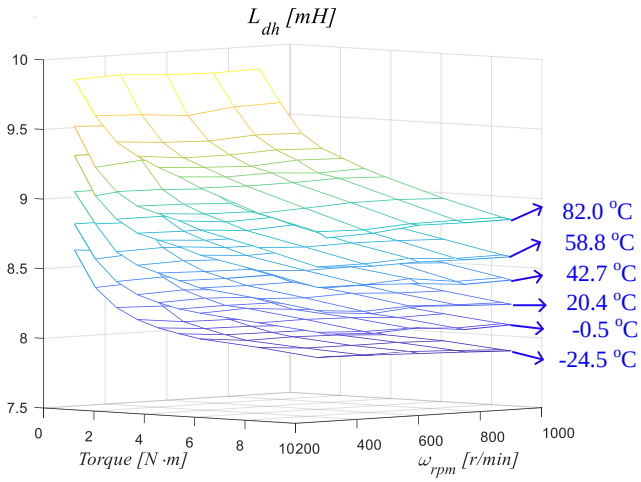


그림 5-23. 구형파 주입 시 자석의 온도 변화에 따른 d축 고주파 인덕턴스 변화.

그림 5-23는 2.5 kHz, 60 V의 구형파 주입으로 추출된 d축 고주파 인덕턴스를 보여준다. 추출된 d축 고주파 인덕턴스는 온도에 따라서 적절히 분포하기 때문에, 이 고주파 인덕턴스는 자석 온도 추정에 사용할 수 있다. 7장에서 상용 전기자동차 구동용 전동기의 저속 영역에서 자석의 온도를 추정할 때, 이 방법이 사용된다.

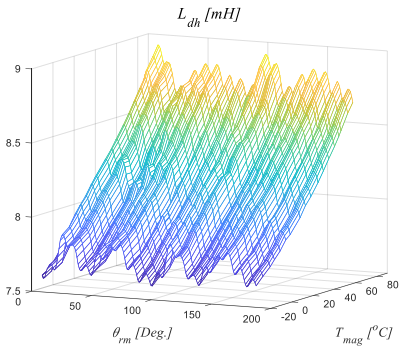
제 6장 정지 상태에서 온도 추정 방법

6.1 정지 상태에서 온도에 따른 고주파 인덕턴스의 변화

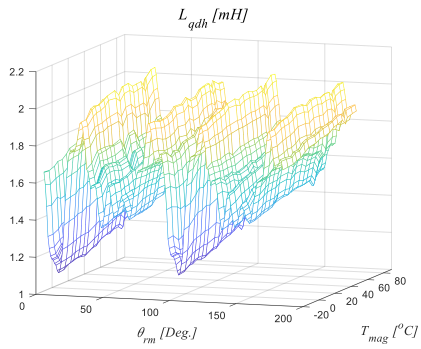
전동기의 저속 동작 영역에서 d-축 고주파 인덕턴스를 사용한 온도 추정 방법을 5장에서 제안하고 검증하였다. 기존 연구들은 동일한 방법으로 정지상태에서도 온도를 추정할 수 있다고 주장하였다 [16], [57]. 하지만 3장에서 보인 것과 같이 고주파 임피던스는 고정자 권선 방법, 고정자 슬롯 효과의 영향을 받아 회전자의 위치에 따라 변한다. 따라서 본 장에서는 정지상태에서 회전자 위치에 따른 고주파 임피던스의 변화를 살펴보고 이를 통해서 저속에서 유효한 자석 온도 추정 방법을 그대로 정지 상태에서 적용하기 어렵다는 것을 보인다. 이러한 결과를 바탕으로 정지 상태 자석 온도 추정 방법을 새롭게 제안한다.

정지 상태에서 고주파 인덕턴스의 자석 온도에 따른 변화를 보기 위해서, 부하기로 시험 대상 전동기의 위치를 제어 하면서 무부하 상태에서 고주파 정현파 전압 신호를 주입하였다. 전동기에 토크가 인가되면 회전을 시작하기 때문에, 앞서 검증된 저속에서의 고주파 신호 주입을 통한 자석 온도 추정 방법을 적용할 수 있다. 따라서 토크 발생이 없는 무부하 정지 상황에서 고주파 인덕턴스의 변화를 살펴본다.

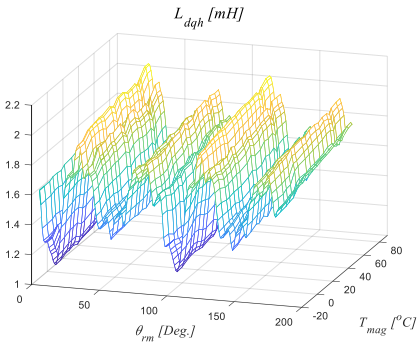
위치 제어 범위는 전기각 한 주기, 0 °에서 360 ° (기계각 기준 0 °에서 180 °)이다. 기계각으로 1 °씩 증가시키며 주어진 위치에서의 고주파 인덕턴스들(L_{dh}, L_{dqh}, L_{qdh}, L_{qh})을 추출한다. 신호 주입 블록도는 그림 5-3과 같다.



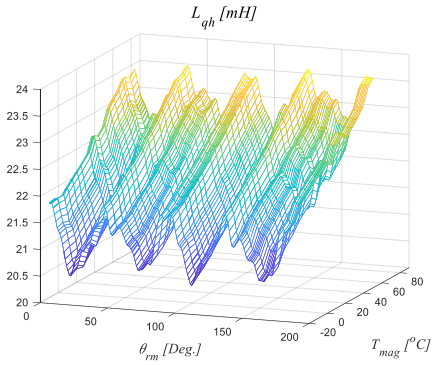
(가)



(나)



(다)

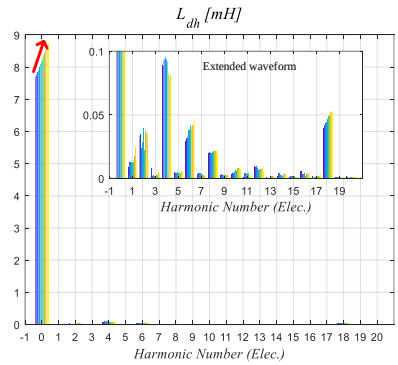


(라)

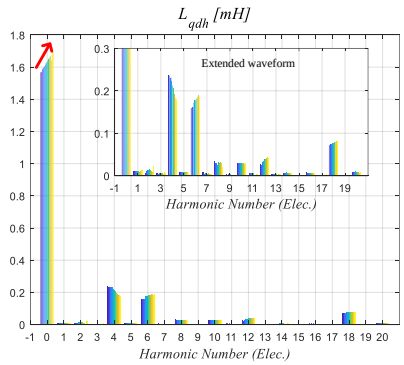
그림 6-1. 정지 상태에서 회전자 위치에 따른 고주파 인덕턴스

(가) L_{dh}, (나) L_{qdh}, (다) L_{dqh}, (라) L_{qh}.

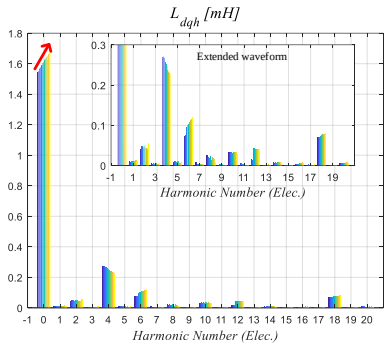
그림 6-1에서 알 수 있듯이 회전자의 위치에 따른 공간 고조파의 영향으로 인한 고주파 인덕턴스 변화는 무시할 수 없을 만큼 큰 것을 볼 수 있다. 그림 6-1을 전기각 한 주기에 대해서 FFT(Fast Fourier Transform)를 통해 고조파 분석을 한 결과는 그림 6-2과 같다. 막대의 색은 온도가 높을 수록 파란색에서 노란색으로 변하며 자석 온도는 -10 ^oC 에서 81 ^oC의 범위를 갖는다. 대상 전동기는 36 슬롯 4 극이므로 전기각 한주기에 18개의 슬롯이 있다. 따라서 전기각 한주기당 슬롯 수(n_{slot})가 18이므로 18 고조파까지의 고조파가 고주파 인덕턴스의 고조파의 대부분을 차지한다. 따라서 20 고조파까지의 FFT 결과를 그림 6-2에 표시하였다.



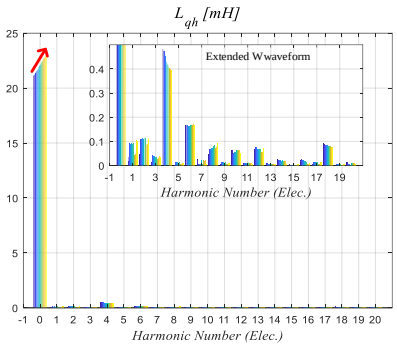
(가)



(나)



(다)



(라)

그림 6-2. 정지상태 고주파 인덕턴스 FFT 결과

(가) L_{dh}, (나) L_{qdh}, (다) L_{dqh}, (라) L_{qh}.

그림 6-2에 의하면 고주파 인덕턴스들의 직류 성분(DC)의 경우 자석 온도가 증가함에 따라 그 크기가 증가함을 알 수 있다. 그 외에도 고주파 인덕턴스에는 2차 고조파, 4차 고조파, 6차 고조파, 12차 고조파 그리고 전기각 한 주기당 슬롯 수에 해당하는 18차 고조파가 존재함을 알 수 있다. 특히 2차 고조파 4차 고조파는 제작상 공차 혹은 전류 측정 문제로 인한 것으로 예상된다. 축소 모델의 경우 온도 센서 선들이 회전자에 부착되어 있기 때문에, 전동기의 발란싱 작업을 진행하지 못했기 때문에 2차 고조파, 4차 고조파가 발생할 수 있다. 이 고조파들은 그 값이 작기 때문에, 자석 온도 추정에 이용되기에는 적절하지 않다.

각 고주파 인덕턴스들의 DC 성분의 자석 온도 변화에 대한 민감도가

그림 6-3에 나타난다. 저속에서의 결과와 마찬가지로, d축 고주파 인덕턴스의 자석 온도에 따른 변화량이 가장 큰 것을 알 수 있다. 따라서 정지상태에서도 자석 온도 추정을 위해서 d축 고주파 인덕턴스를 사용한다.

저속에서의 신호주입 방법에서는 회전자가 회전하기 때문에 저역 통과 필터를 사용하여 고주파 인덕턴스 직류 성분을 구했다. 하지만 정지상태에서는 같은 방법으로 고주파 인덕턴스의 직류 성분을 구할 수 없다. 따라서 각도에 따른 고주파 인덕턴스의 맥동 성분을 보상해서 고주파 인덕턴스의 직류 성분을 추출한다. 그림 6-4는 (6.1)로 계산된 L_{dh_Av} 와 L_{dh_Del}을 보여준다. 각에 대한 평균적인 d축 고조파 인덕턴스의 맥동(L_{dh_Av}) 을 보상하면, d축 고주파 인덕턴스의 DC 성분과 약간의 각에 대한 맥동이 포함된 성분, L_{dh_Del}, 을 얻을 수 있다. 이와 유사한 과정을 통해서 자석 온도에 따라서 변하는 d축 고주파 인덕턴스의 DC 성분을 추출해낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{L}_{dh_Av}(\theta_r) &= \frac{1}{\boldsymbol{n}}\sum_{k=1}^{n}\boldsymbol{L}_{dh_SS}\left(\theta_r, \boldsymbol{T}_{mag}(\boldsymbol{k})\right). \\ \boldsymbol{L}_{dh_Del}\left(\boldsymbol{T}_{mag}\right) &= \boldsymbol{L}_{dh_SS}\left(\theta_r, \boldsymbol{T}_{mag}\right) - \boldsymbol{L}_{dh_Av}(\theta_r). \end{aligned} \tag{6.1}$$

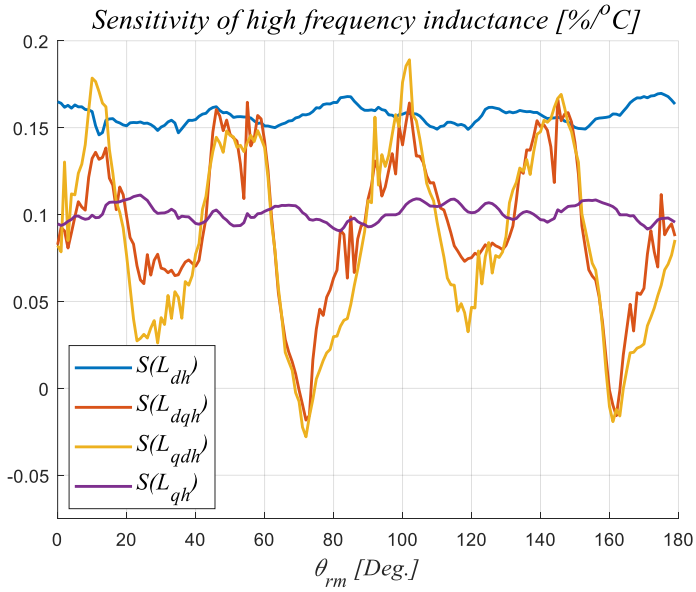
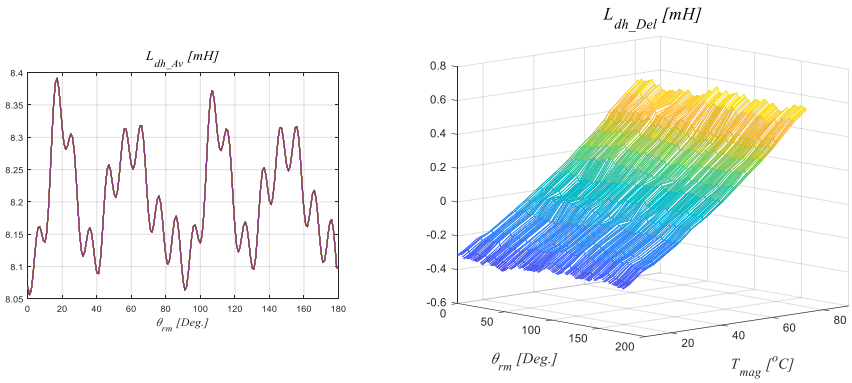


그림 6-3. 정지상태 고주파 인덕턴스들의 회전자 위치에 따른 민감도.



(가) (나)

그림 6-4. D축 고주파 인덕턴스

(가) 정지 상태에서 각도에 따른 보상 d축 고주파 인덕턴스, (L_{dh_Av}),

(나) 보상 후 d축 고주파 인덕턴스 (L_{dh_Del}).

먼저 모든 각에 대해서 자석 온도 변화에 따른 d축 고주파 인덕턴스 변화를 (6.2)의 수식으로 표현한다. 만약 (6.2)의 표현에 사용되는 계수들을 사용할 수 있으면 자석 온도 추정 오차는 0에 가깝다. 하지만 많은 계수들이 필요하기 때문에, 정지상태에서 온도 추정을 위해 추정식에 사용 되는 계수들을 줄이기 위해서 적절한 오차 범위의 내에서 계수를 축소화 하는 방법을 제안한다.

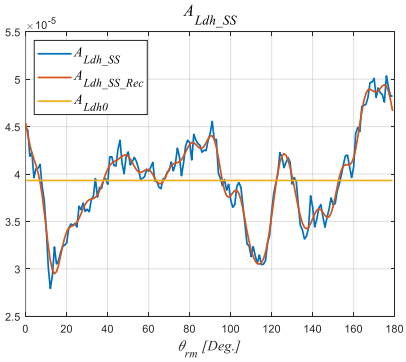
$$\boldsymbol{L}_{dh_SS}\left(\theta_r, \boldsymbol{T}_{mag}\right) = \boldsymbol{A}_{Ldh_SS}\left(\theta_r\right) \times \boldsymbol{T}_{mag}{}^2 + \boldsymbol{B}_{Ldh_SS}\left(\theta_r\right) \times \boldsymbol{T}_{mag} + \boldsymbol{C}_{Ldh_SS}\left(\theta_r\right). \tag{6.2}$$

정지 상태에서 d축 고주파 인덕턴스는 식 (6.3)과 같이 근사할 수 있다. 그리고 (6.4)와 같이 d축 고주파 인덕턴스는 DC 고주파 인덕턴스 성분(L_{dh0})과 고주파 인덕턴스의 고조파 성분으로 분리할 수 있다. 고주파 인덕턴스의 많은 고조파 성분을 고려할수록 온도 추정 결과는 정확하다. 따라서 고조파 성분의 개수는 목표로 하는 온도 추정의 정확도에 따라 결정될 수 있다. 실험용 전동기의 경우 앞서 서술한 바와 같이 전기각 한 주기당 슬롯의 수(n_{slot})만큼의 차수를 사용해도, 정지 상태의 고주파 인덕턴스의 고조파 성분을 충분히 정확하게 표현할 수 있다.

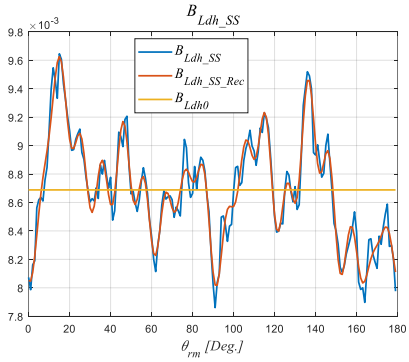
$$
\begin{aligned}
\boldsymbol{L}_{dh_SS}\left(\theta_r, \boldsymbol{T}_{mag}\right) &= \boldsymbol{L}_{dh0} + \sum_{k=1}^{n_{slot}} \boldsymbol{L}_{dhk} \cos\left(\boldsymbol{k}\theta_{rm} + \phi_k\right) \\
&= \boldsymbol{A}_{Ldh0} \times \boldsymbol{T}_{mag}{}^2 + \boldsymbol{B}_{Ldh0} \times \boldsymbol{T}_{mag} + \boldsymbol{C}_{Ldh0} \\
&\quad + \left(\sum_{k=1}^{n_{slot}} \boldsymbol{A}_{Ldhk} \cos\left(\boldsymbol{k}\theta_r + \phi_k\right)\right) \times \boldsymbol{T}_{mag}{}^2 + \left(\sum_{k=1}^{n_{slot}} \boldsymbol{B}_{Ldhk} \cos\left(\boldsymbol{k}\theta_r + \phi_k\right)\right) \times \boldsymbol{T}_{mag} \\
&\quad + \left(\sum_{k=1}^{n_{slot}} \boldsymbol{C}_{Ldhk} \cos\left(\boldsymbol{k}\theta_r + \phi_k\right)\right).
\end{aligned} \tag{6.3}
$$

$$
\begin{aligned}
&\boldsymbol{L}_{dh0} = \boldsymbol{A}_{Ldh0} \times \boldsymbol{T}_{mag}{}^2 + \boldsymbol{B}_{Ldh0} \times \boldsymbol{T}_{mag} + \boldsymbol{C}_{Ldh0}. \\
&\sum_{k=1}^{n_{slot}} \boldsymbol{L}_{dhk} \cos\left(\boldsymbol{k} \cdot \theta_r + \phi_k\right) = \left(\sum_{k=1}^{n_{slot}} \boldsymbol{A}_{Ldhk} \cos\left(\boldsymbol{k} \cdot \theta_r + \phi_k\right)\right) \times \boldsymbol{T}_{mag}{}^2 + \left(\sum_{k=1}^{n_{slot}} \boldsymbol{B}_{Ldhk} \cos\left(\boldsymbol{k} \cdot \theta_r + \phi_k\right)\right) \times \boldsymbol{T}_{mag} \\
&\qquad + \left(\sum_{k=1}^{n_{slot}} \boldsymbol{C}_{Ldhk} \cos\left(\boldsymbol{k} \cdot \theta_r + \phi_k\right)\right).
\end{aligned} \tag{6.4}
$$

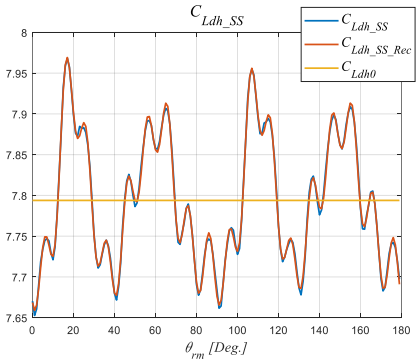
그림 6-5는 정지상태에서 자석 온도 추정 시 사용되는 온도 계수들을 보여준다. 그림에서 A_{Ldh_SS}, B_{Ldh_SS}, C_{Ldh_SS}는 (6.2)에 사용되는 정확한 고주파 인덕턴스의 온도 계수들이고, $A_{Ldh_SS_Rec}$, $B_{Ldh_SS_Rec}$, $C_{Ldh_SS_Rec}$는 (6.3)로부터 복원된 고주파 인덕턴스의 온도 계수들 그리고 A_{Ldh0}, B_{Ldh0}, C_{Ldh0} 는 온도계수들의 DC 성분을 표현한다. 이 계수들의 DC 성분 값들은 앞서 저속에서 구한 무부하에서의 계수와 유사함을 알 수 있다. 고주파 인덕턴스의 고조파는 각도에 따라서 변화하는 성분을 나타낸다. 이 성분을 보상함으로서, 평균 인덕턴스를 회전 없이 정지상태에서 계산해낼 수 있다. 그리고 그림 6-6 은 (6.4)를 사용하였을 때 온도 추정 예상 오차를 보여준다. 최대 5.9 ºC의 자석 온도 추정 오차가 발생한다. 고주파 인덕턴스의 복원을 위해 저장되는 고조파의 차수를 늘리면 온도 추정 오차는 감소한다.



(가)



(나)



(다)

그림 6-5. 정지 상태의 계수 (가) A_{Ldh_SS} (나) B_{Ldh_SS} (다) C_{Ldh_SS}.

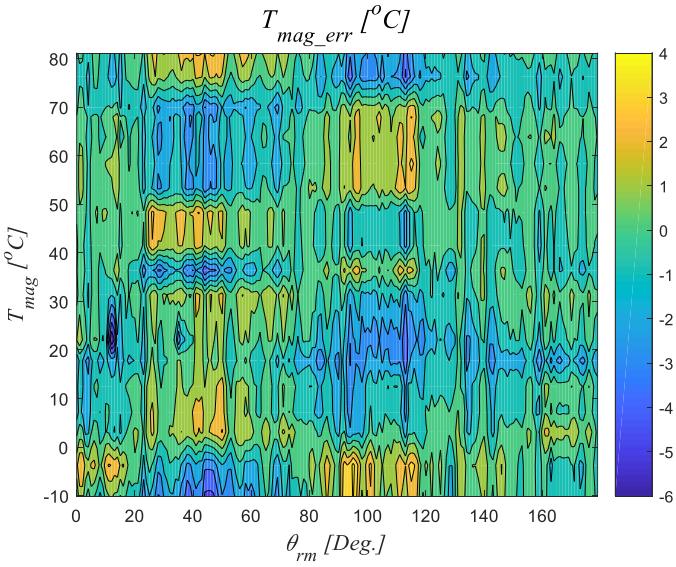


그림 6-6. 정지 상태 자석 온도 추정 오차.

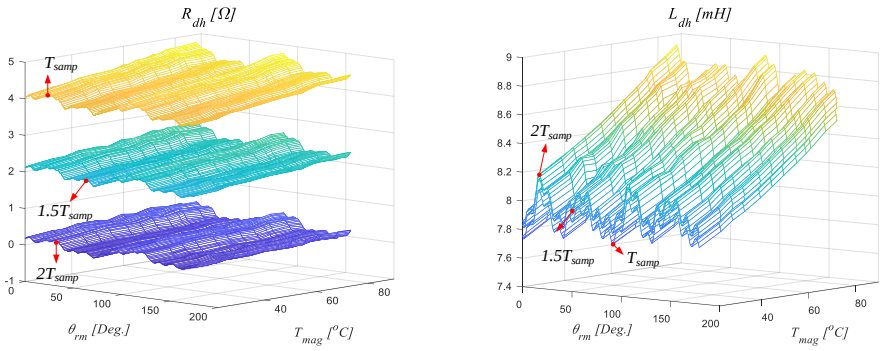
6.2 저항과 인덕턴스 비교

정지상태에서도 전동기가 저속으로 회전할 때와 마찬가지로 디지털 구현 시 시지연(time delay)을 고려하여 고주파 저항 성분과 고주파 인덕턴스 성분을 비교할 수 있다. 평균적으로 $1.5T_{samp}$ 정도의 시지연이 있다. 하지만 통상 디지털 제어기 구현에서는 $1.5T_{samp}$ 보다는 구현이 간단한 $2T_{samp}$ 지연을 사용하고 있다. 따라서 $0.5T_{samp}$ 지연 차이가 평균적으로 발생하게 되는데 고주파 저항의 경우 위상에 대한 의존도가 높기 때문에 디지털 구현에 의한 시지연의 영향이 크게 발생한다. 따라서 디지털 구현에 의한 시지연에 따른 저항에 대한 영향을 d축 고주파 저항에 대해서 알아보고 같은 시지연에 따른 d축 고주파 인덕턴스와의 비교를 통해서 d축 고주파 저항이 갖는 문제점을 알아본다.

그림 6-7은 디지털 구현 시 발생하는 시지연을 T_{samp}, $1.5T_{samp}$, $2T_{samp}$로 가정하고, 고주파 임피던스에서 고주파 저항과 고주파 인덕턴스를 계산한 결과이다. 디지털 시지연에 따라서 고주파 저항 값의 변화가 온도에 대한 변화보다 영향이 큰 것을 알 수 있다. 반면에 고주파 인덕턴스는 예상한 것과 같이 저항보다 시지연에 강인한 것을 알 수 있다.

측정된 온도 중 20 ºC 근처 (약 23 ºC~25 ºC 사이) 의 권선 저항 성분의 회전자의 위치에 대한 평균은 각각의 시지연(T_{samp}, $1.5T_{samp}$, $2T_{samp}$)에 따라서 4.02 Ω, 2.06 Ω, 0.083 Ω 이 된다. 따라서 상온에서 저항 값 1.6 Ω을 고려했을 때 가장 적절한 시지연은 1.5 T_{samp} 지연이다.

고주파 저항 성분은 (5.4)를 통해서 고정자의 권선 저항(R_s)과 회전자 저항 성분(R_{drh})으로 나눌 수 있다. 그림 6-8은 디지털 시지연이 $1.5T_{samp}$ 일 때 구한 회전자 저항 성분을 보여준다. 회전자 저항 성분은 코어 손실과 자석의 손실을 포함하고 있다. 이 두 성분을 분리하는 것은 쉽지 않다. 따라서 자석 손실 성분의 온도에 따른 변화가 코어의 손실의 변화보다 우세하다는 가정하에 이 저항 성분은 자석의 온도를 대변한다고 생각할 수 있다.



(가) (나)

그림 6-7. 디지털 구현 시 시지연에 따른 고주파 임피던스 변화

(가) 고주파 저항, (나)고주파 인덕턴스.

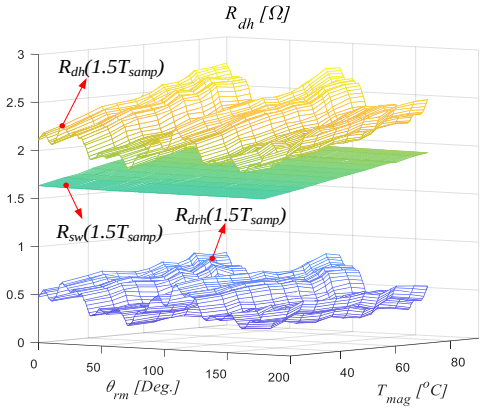
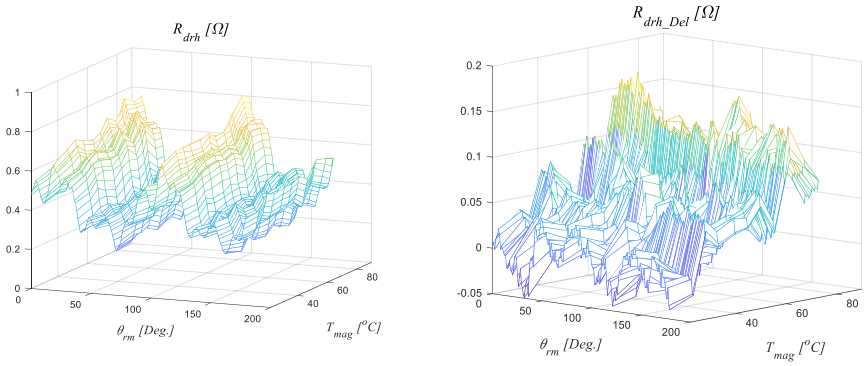


그림 6-8. 1.5T_{samp} 기준 고주파 저항 성분 구분.

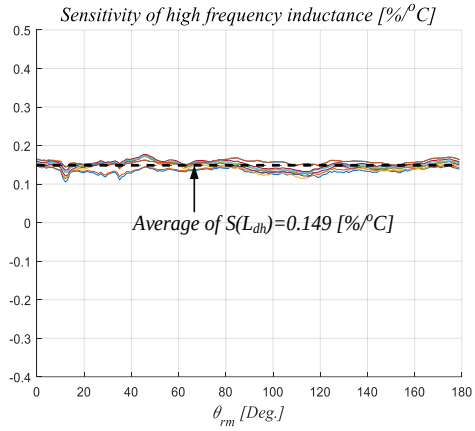


(가) (나)

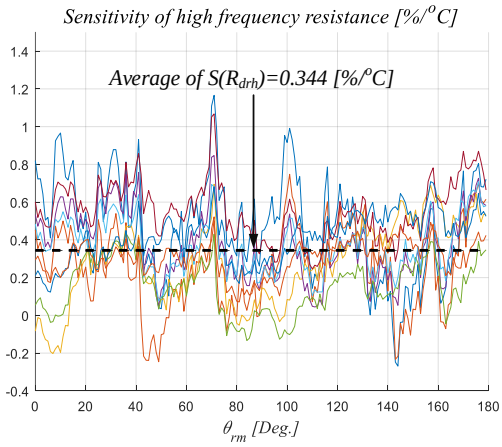
그림 6-9. 고주파 회전자 저항 성분 (가) R_{drh}, (나) 회전자의 위치에 따른 저항의 변화량을 보상한 후 회전자 저항.

인덕턴스와 같은 방법으로 회전자의 위치에 따라서 옵셋으로 갖는 각의 성분을 구한 후에 이 옵셋 각을 제외한 저항 성분을 R_{drh_Del}로 정의하였다. 그림 6-9에 나타난 R_{drh_Del} 값은 그림 6-4 (나)에 나타난 고주파 인덕턴스, L_{dh_Del}, 과 비교하여 온도에 따른 변화량이 뚜렷하게 보이지 않기 때문에 정확한 자석 온도 정보를 알 수 없음을 알 수 있다. 또한 온도 범위에 따라서 민감도가 달라지게 된다. 따라서 T_2를 40 ºC 이상의 값으로 선택하여 40 ºC 에서 80 ºC까지 측정된 모든 온도에 대해서 민감도를 구한 결과를 그림 6-10에 보여준다. 이 때 구해진 고주파 d축 인덕턴스의 평균 민감도는 0.149 %/ºC 고주파 저항의 평균 민감도는 0.344 %/ºC 이다. 인덕턴스의 민감도는 각과 T_2 온도의 변화에 대해서 유사한 값을 갖는다. 저항의 민감도는 인덕턴스의 민감도보다 크기 때문에 유리해 보이지만, 구리의 온도 계수와 유사하다. 만약 권선 온도를 기준으로 같은 방법으로 평균 민감도를 구하면 0.350 %/ºC이다. 이 값은 구리의 온도 계수와 더욱 유사하다. 구리와 유사한 온도 계수를 갖는 이유는 정의된 R_{drh} 의 성분에는 권선 저항의 온도 변화에 의한 성분이 주가 되고 있기 때문이라 생각할 수 있다. 또 회전자 각도와 T_2의 온도에 따라서 민감도가 음수가 나오는 경우도 있으므로 저항 성분을 통해 자석 온도를 추정하는 것은 비 현실적이다.

그림 6-11은 자석의 온도 변화와 고정자의 온도 변화의 비를 보여준다. 자석 온도가 40 ºC 이상일 때 이 비는 0.9~1.1이 된다. 즉 자석 온도와 권선 온도는 유사한 온도 분포를 갖게 된다. 따라서 고주파 저항이 자석 온도를 추정하는지 권선 온도를 추정하는지 정확하게 알기 위해서는 권선 온도가 급격하게 바뀌는 상황을 모의하여야 한다. 하지만 기존 고주파 저항을 통한 온도 추정 연구들은 이러한 검증과정을 거치지 않았다 [20], [54]-[56]. 따라서 다음 절에서는 제안된 방법의 유효성을 보이기 위하여 권선 온도가 급격히 변화하여 자석 온도와 큰 차이를 보이고 있는 조건의 정지 상태에서 온도를 추정하는 결과를 보여준다.



(가)



(나)

그림 6-10. 식 (4.11)의 T_2와 각도의 변화에 대한 고주파 임피던스의 민감도 비교 (가) $S(L_{dh})$(나) $S(R_{drh})$.

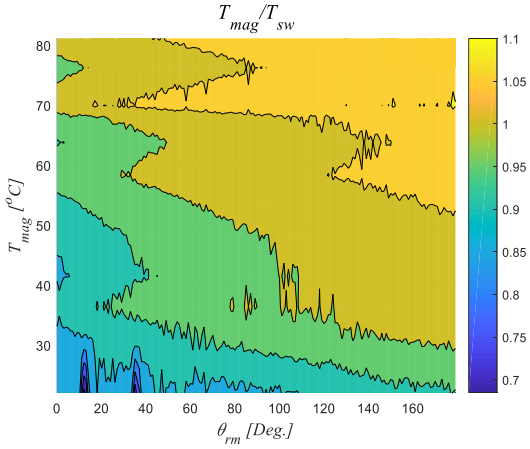


그림 6-11. 자석 온도와 권선 온도 비.

6.3 정지상태에서 온도 추정 결과

정지상태에서 자석의 온도를 추정하기 위해서 그림 6-12의 자석 온도 추정기가 사용된다. 이 추정기의 적분기 이득은 4장에서 제안된 대역폭 설정 방법을 사용하면 된다. 4장의 (4.17)~(4.19)에 제안된 방법을 사용하여, 추정기의 대역폭이 1 rad/s이 되도록 적분기 이득이 선정되었다. 따라서 정상상태에서 추정된 온도가 자석 온도와 같다는 가정하에, 추정된 자석 온도는 3 초 후에 실제 자석 온도의 95 %에 도달한다. 추정된 온도로부터 계산된 d축 고주파 인덕턴스와 고주파 주입으로 구해진 고주파 인덕턴스는 각각 L_{dh_est} 와 L_{dh_cal} 로 그림 6-12에 표시하였다.

그림 6-13은 그림 6-12에서 제안된 자석 온도 추정기를 사용하여 전기각 한주기 동안 특정 자석 온도에서 제안된 방법의 온도 추정 성능을 보여준다. 부하기로 전기각 기준 0 °부터 360 °까지 2 ° 간격으로 위치 제어를 한다. 각 위치를 12초 동안 유지하며 자석 온도를 추정한다. 그림 6-13 (가)의 경우 자석 온도가 22 ºC ~ 23 ºC 일 때 온도 추정 결과이다. 이때는 추정 오차가 3 ºC 이하로 발생한다. 그림 6-13 (나)의 경우 자석 온도 39 ºC ~ 41 ºC 에서의 온도 추정 결과이다. 이때는 추정 오차가 5 ºC 이하로 발생한다. 최대 오차가 발생하는 위치는 자석 온도가 램프 입력과 같이 증가하는 구간으로, 하나의 적분기로 구성된 제안된 추정기는 이러한 램프 입력에 대해서 필연적으로 시지연이 발생한다. 이 부분을 제외한, 자석 온도가 일정한 구간에서는 2 ºC 보다 작은 온도 추정 오차가 발생한다. 그림 6-13 (다)의 경우 자석 온도 61 ºC~60 ºC 에서의 온도 추정 성능이다. 이때는 추정 오차가 4 ºC 이하 이다. 그림 6-13 (라)의 경우 자석 온도는 81 ºC~80 ºC 에서의 온도 추정 성능이다. 이때도 추정 오차가 4 ºC 이하 이다. 따라서 제안된 방법을 통하여 회전자의 위치와 무관하게 자석 온도를 비교적 정확히 추정하고 있음을 알 수 있다.

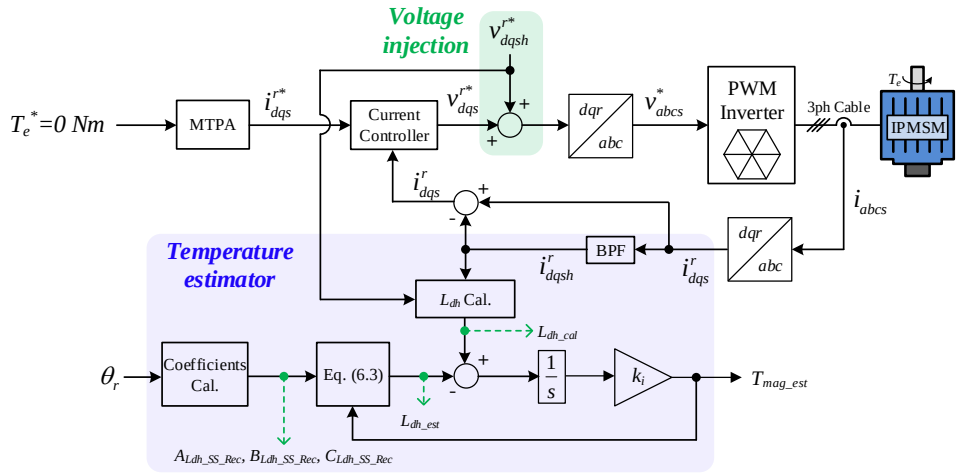
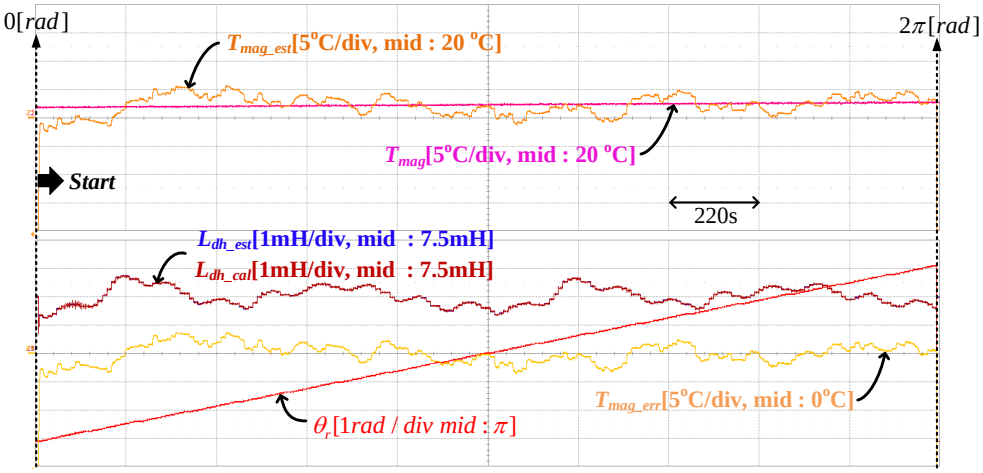
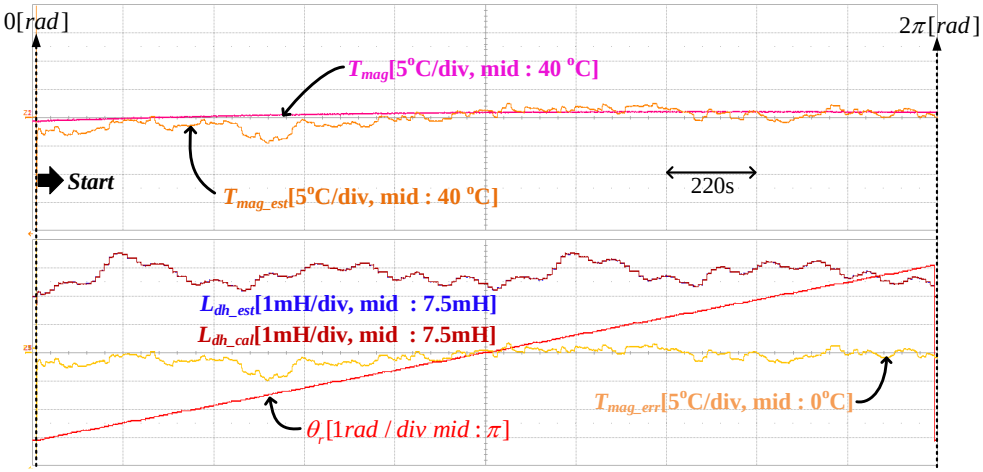


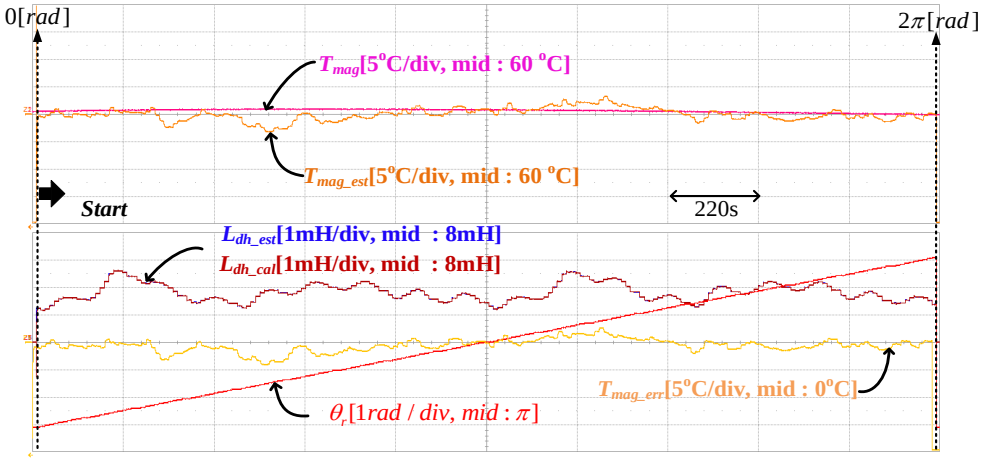
그림 6-12. 정지상태 자석 온도 추정기.



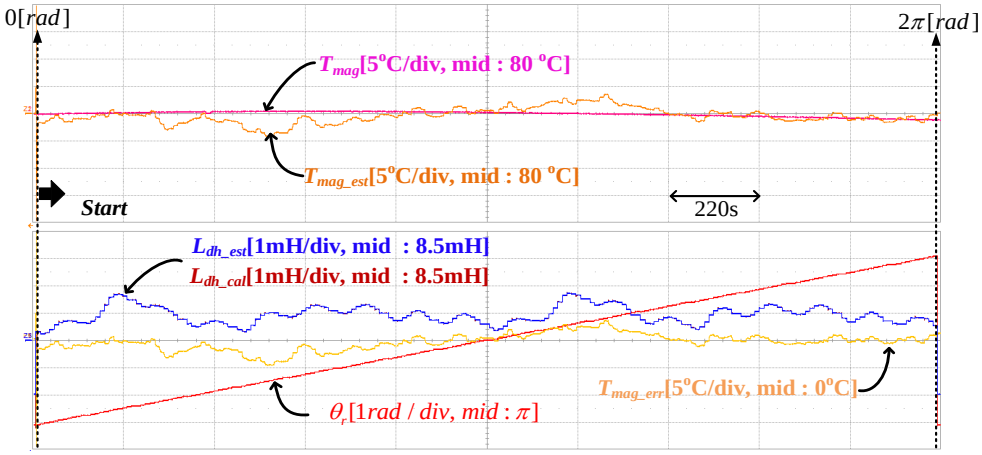
(가)



(나)



(다)



(라)

그림 6-13. 정지 상태에서 온도 추정 실험

(가) 자석 온도 22 ºC~ 23 ºC, (나) 자석 온도 39 ºC~ 41 ºC,

(다) 자석 온도 61 ºC~60 ºC, (라) 자석 온도 81 ºC~80 ºC.

그림 6-14는 고정자 권선의 온도가 96 ºC 에서 50 ºC 로 냉각되는 상황을 모의하였다. 이와 같이 권선 온도 변화가 46 ºC일 때, 자석 온도 추정 오차는 3 ºC 이내인 것을 알 수 있다. 또한 냉각 시 자석의 온도는 11 ºC 감소하지만 3 ºC 오차 범위에서 추정한다.

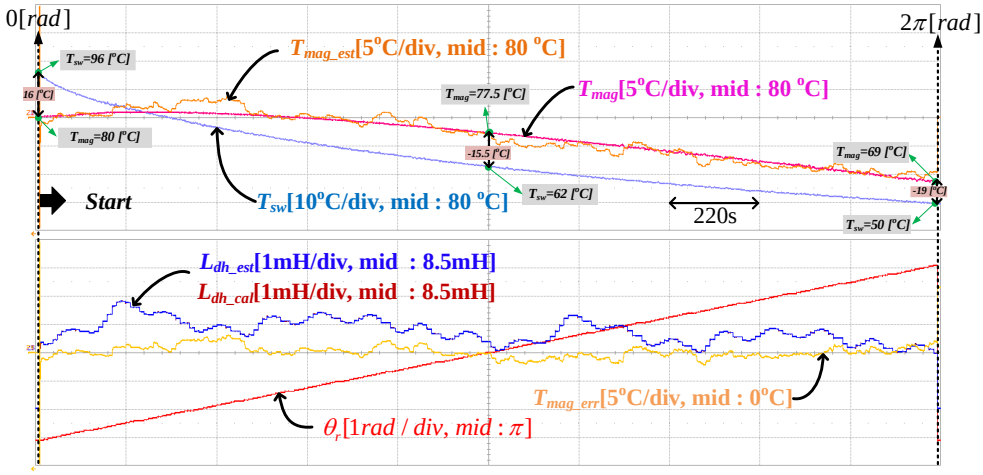


그림 6-14. 고정자 권선 온도가 96 °C 에서 50 °C 로 냉각될 때 정지 상태 자석 온도 추정.

그림 6-13 과 그림 6-14 의 결과로부터, 제안된 방법이 정지상태에서도 온도 추정을 정확하게 함을 알 수 있다. 또한 고정자 권선 온도가 크게 변함에도 불구하고, 자석 온도를 정확하게 추정함을 확인하였다. 이 실험 결과는 고주파 인덕턴스의 직류 성분부터 18 차 고조파까지 고려하였지만 중간에 크기가 상대적으로 작은 고조파들은 충분히 무시할 수 있어, 테이블 사이즈도 크게 감소 시킬 수 있다.

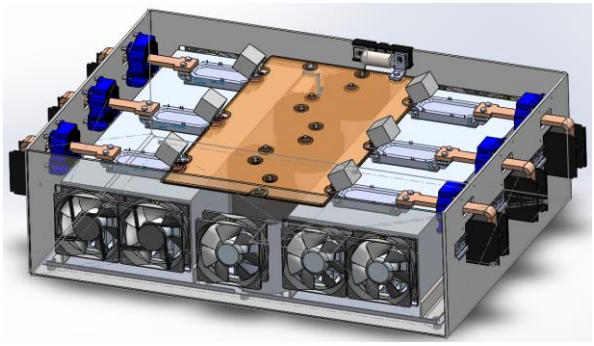
제 7장 전기 자동차 구동용 대상 전동기에 제안된 방법들의 적용

제안된 온도 추정 방법들은 자석 온도 측정이 가능한 축소 모델에서 이미 검증 되었다. 본 장에서는 제안된 방법이 전기 자동차 구동용 대상 전동기에 적용이 가능한지 알아본다. 본 장의 1절에서는 제안된 방법이 적용될 전기 자동차 구동용 대상 전동기의 실험 세트 제작 과정을 보여준다. 그리고 본 장의 2절, 3절, 4절에서는 각각 중고속, 저속, 정지 상태에서의 개발된 온도 추정방법을 적용하여 검증한다.

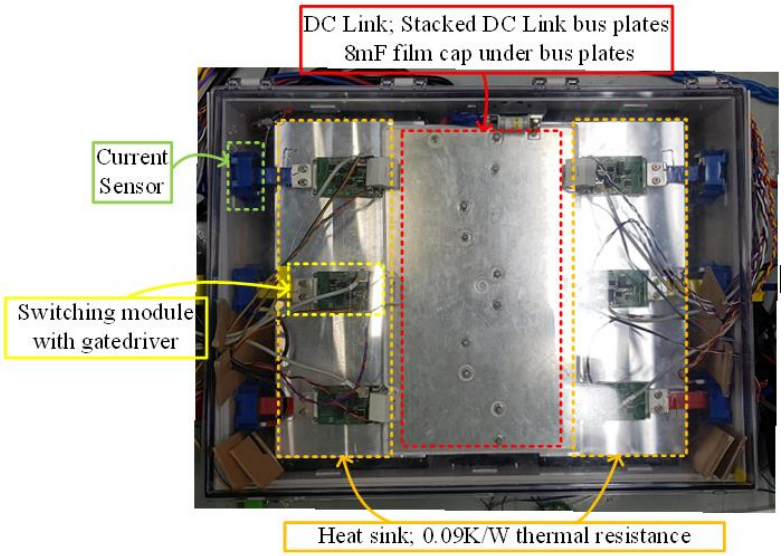
7.1 실험 세트 제작

대상 전동기를 구동하기 위한 인버터가 제작되었다. 그림 7-1은 제작된 인버터를 보여준다. 인버터에 사용된 소자는 Infineon FF600R07ME4_B11(650 V, 600 A) 이다. 직류단 캐패시터는 AVX FFLI6B1607K(800 V, 1600 μF)을 5병렬 하여 사용하였다. 따라서 총 직류단 캐패시턴스는 8 mF 이다. 전류 센서는 LEM LF_510_s로 500 A_{rms}까지 측정 가능하고, 200 kHz의 측정 주파수 대역폭을 갖는다.

그림 7-2는 인버터에서 사용하는 IGBT를 동작시키기 위해 제작된 게이트 드라이버이다. 이 게이트드라이버는 700 A_{pk} 이상에서 desat fault를 잡도록 설정되어 있다. 또한 소자 패키지 안의 베이스(base)에 부착된 온도 센서의 값을 출력한다. 따라서 소자의 베이스 온도는 블루투스 단말기 또는 컴퓨터에서 확인할 수 있다. 이 베이스의 온도는 소자의 정션(junction) 온도는 아니지만, 측정할 수 있는 소자의 온도들 중 정션 온도와 가장 가까운 값이기 때문에, 이 온도를 측정하여, 소자가 과열되는 것을 막을 수 있다.



(가)



(나)

그림 7-1. 제작된 인버터 (가) 인버터 설계, (나) 제작된 인버터.

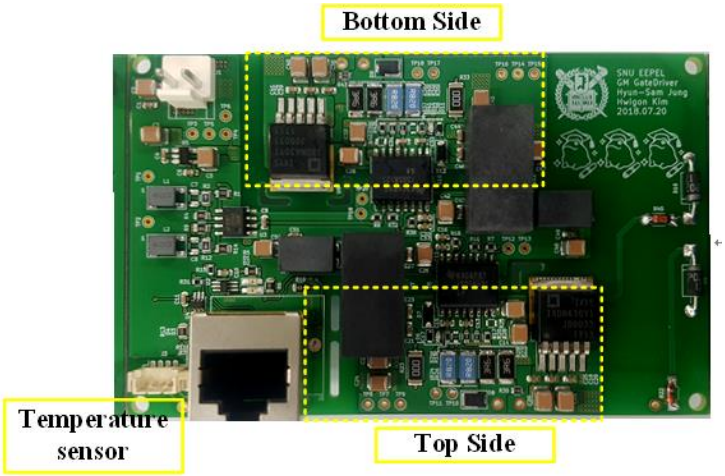
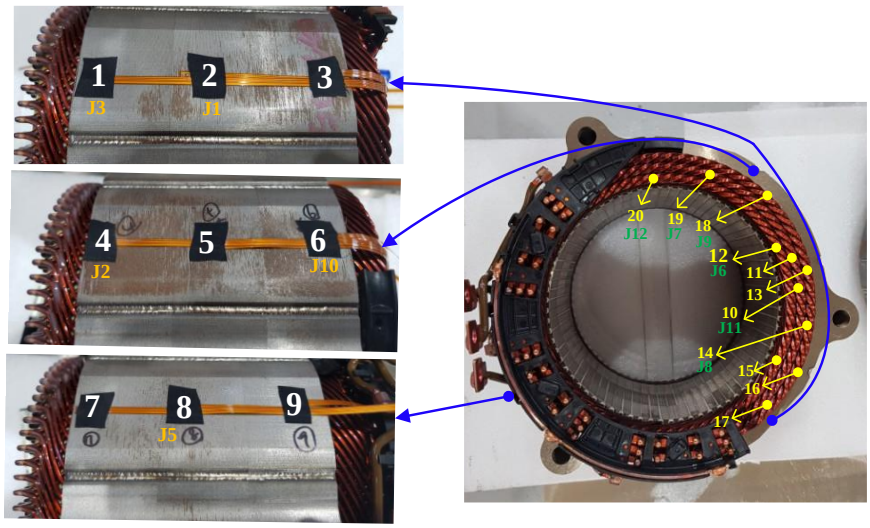
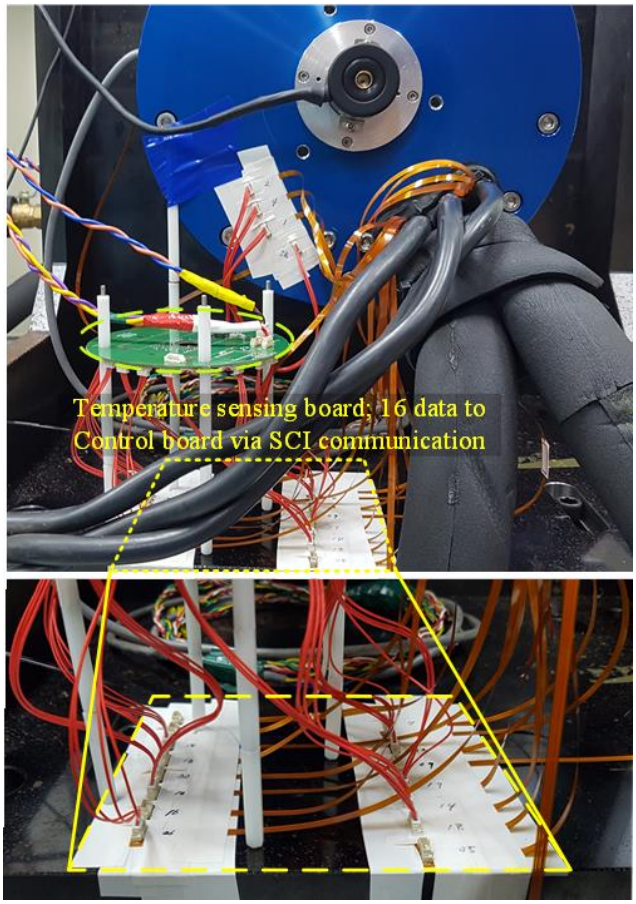


그림 7-2. 제작된 게이트 드라이버.



(가)



(나)

그림 7-3. 고정자 온도 측정

(가) 온도 센서 위치, (나) 고정자 온도 측정.

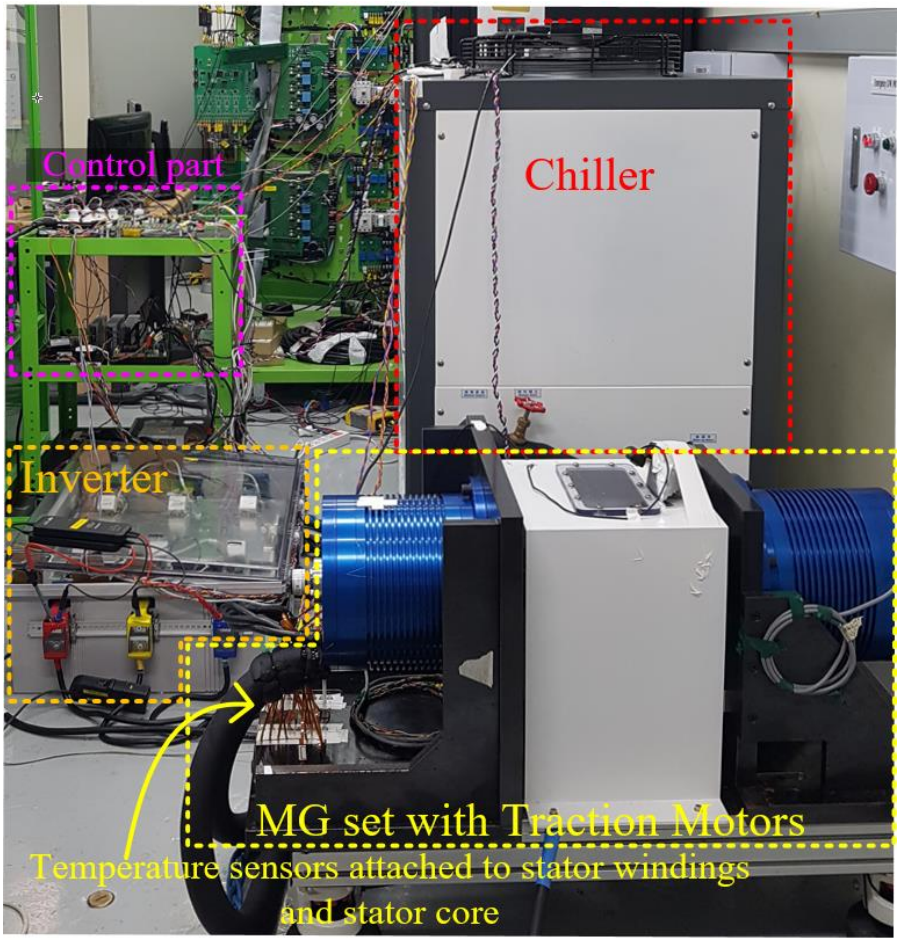
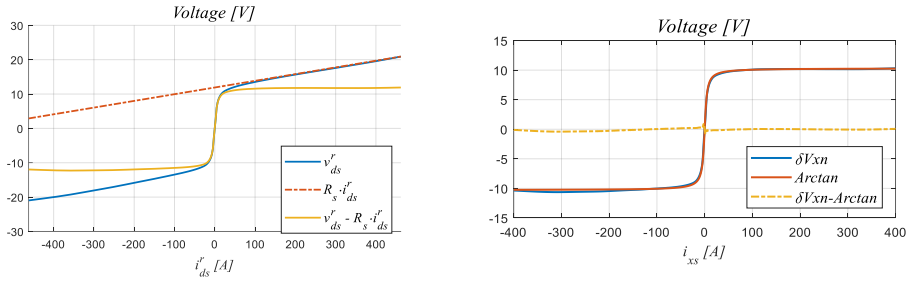


그림 7-4. 제작된 실험 세트.

그림 7-3 (가)는 고정자에 설치된 온도 센서를 보여준다. 온도 센서들은 권선의 엔드 턴과 고정자 코어에 부착되었다. 이 온도들은 그림 7-3 (나)의 회로를 통해서 측정된다. 측정된 온도들은 SCI 통신을 통해서 그림 7-4의 제어 부(Control part)에 있는 메인 제어 보드로 송신된다. 그림 7-4의 냉각기(chiller)는 전동기를 감싸고 있는 워터 자켓(water jacket) 안의 물을 냉각시키는데 사용된다.

제작된 인버터의 비선형성을 측정하였다. 측정된 인버터의 비선형성은 그림 7-5에 보여진다. 여기서 전류 범위는 -400 A_{pk} 에서 400 A_{pk}로 설정하였다. 축소 모델과 마찬가지로 인버터 비선형성은 아크 탄제트 모델을 사용하여 보상하였다.



(가) (나)

그림 7-5. 측정된 인버터 비선형성

(가) 측정된 인버터 비선형성, (나) 비선형성 보상 곡선.

제작된 실험 세트에서 대상 전동기의 MTPA 곡선을 측정하였다. MTPA 곡선 측정 시 부하기는 속도 제어를 하고, 측정 대상 전동기는 전류 제어를 한다. 부하기는 d축 전류는 0 A로 제어하면서, q축 전류만 사용하여 속도를 제어한다. 실험을 통해서 얻은 MTPA 곡선과 전동기의 제조사에서 제공하는 MTPA 곡선을 비교하였다. 높은 토크 영역에서 약간의 오차가 있지만 전체적으로 실험세트에서 측정한 MTPA 곡선과 제조사에서 제공하는 MTPA 곡선은 일치한다. 따라서 제조사에서 제공하는 MTPA 곡선을 전류 지령 생성 시 이용하였다. 실험세트에서 MTPA 곡선을 측정한 경우, 부하기는 제한된 전류 조건 안에서 q축 전류만으로 속도를 제어 하기 때문에, 높은 토크 영역에서 속도 제어 특성이 좋지 못하다. 또한 MTPA 곡선 측정 시, 높은 토크 영역에서 자석의 온도 변화가 MTPA 곡선 측정 시 차이를 만들 수 있으므로 제조사에서 제공하는 MTPA 곡선을 사용하였다.

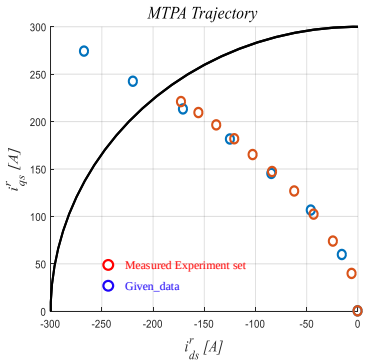
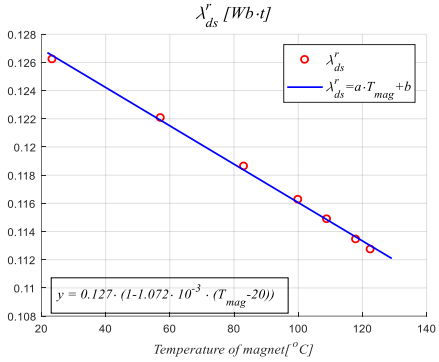


그림 7-6. MTPA 커브.

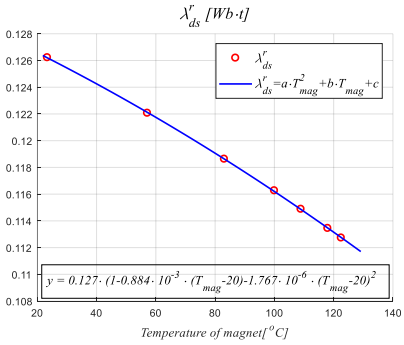
7.2 대상 전동기의 자석 온도 측정 방법

축소 모델을 사용한 알고리즘 개발 및 검증 과정에서는 전동기의 회전자에 온도 센서를 삽입하여 자석 온도를 직접 측정하였다. 하지만 기존 자동차 구동용 대상 전동기의 구조를 변경하는 것은 기계적인 안정성을 감소시키는 문제를 유발할 수 있기 때문에, 간접적인 자석 온도 측정 방법을 사용한다.

간접적인 방법을 사용하기 위해서 전동기를 온도 챔버에서 소킹(soaking) 시킨다. 전동기가 온도 평형 상태에 도달했을 때, 부하기로 속도 제어하면서 대상 전동기의 터미널 단자를 개방(open)하여 1000 r/min에서 역기전력을 측정한다. 측정된 역기전력을 사용하여, 쇄교 자속이 계산된다. 온도에 따른 쇄교 자속의 변화를 통해서, 해당 자석의 온도 계수를 추측할 수 있다. 그림 7-7 (가)는 온도에 따른 측정된 쇄교 자속의 변화를 보여준다. 측정된 쇄교 자속의 온도에 따른 변화로부터, 자석의 온도 계수는 -0.1072 %/ºC로 계산된다. 이 계산된 온도계수는 일반적인 NdFeB 자석의 온도 계수와 유사함을 알 수 있다. 그림 7-7 (나)는 측정된 쇄교 자속을 자석 온도에 대한 2차 다항식으로 표현한 결과이다. 그림 7-7 (가)와 그림 7-7 (나)를 비교했을 때 2차 다항식으로 근사한 경우가 더 정확한 것을 알 수 있다. 따라서 그림 7-7 (나)의 온도 계수들이 간접 온도 측정에 사용된다.



(가)



(나)

그림 7-7. 1000 r/min 에서 온도에 따른 자석의 쇄교 자속의 변화 (가) 1차 근사, (나) 2차 근사.

그림 7-8은 자석의 온도를 증가시키며 3000 r/min에서 측정한 쇄교 자속을 보여준다. 이 그림에서 $\lambda^r_{ds}|_{OC}$는 대상 전동기의 인버터가 꺼진 상태에서 역기전력을 측정하여 쇄교 자속을 계산한 경우이며, $\lambda^r_{ds}|_{NL}$는 인버터가 대상 전동기를 무부하 상태로 제어할 때 계산된 d축 쇄교 자속이다. 두 결과의 차이는 인버터 비선형성 보상으로 인해 발생하는 것으로 생각할 수 있다. 그림 7-7 (나) 에서 구한 2차 온도 계수들을 사용하여, 그림 7-8의 온도를 계산한 것은 그림 7-9와 같다. 이 결과에 의하면 두가지 방법에 의해 측정된 온도는 거의 동일하며, 이 둘의 차이의 최대 값은 2 ºC 가 된다. 두 가지 방법을 동시에 측정하지 못하기 때문에 발생하는 온도 차이를 고려하면 실제 측정 시 발생할 수 있는 온도 차이 수준의 오차이다. 이 두 가지의 방법으로 모두 온도 추정이 가능하지만, 전동기가 동작 중에 쉽게 적용할 수 있는 무부하 상황에서 d축 쇄교 자속으로부터 온도를 추정하는 방법이 선택되었다. 그림 7-10은 온도 추정에 사용될 최종 곡선을 보여준다.

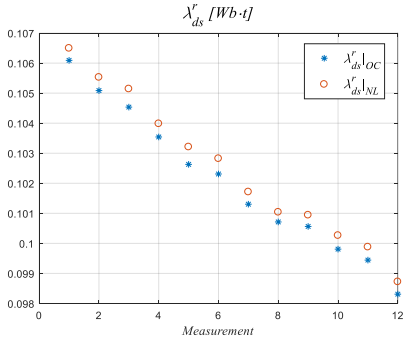


그림 7-8. 3000 r/min에서 온도에 따른 쇄교 자속의 변화.

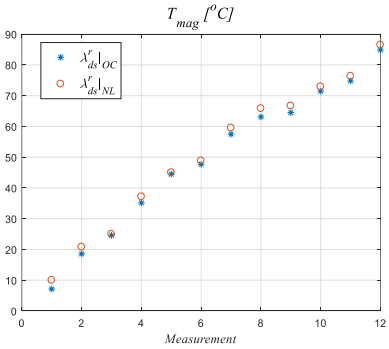
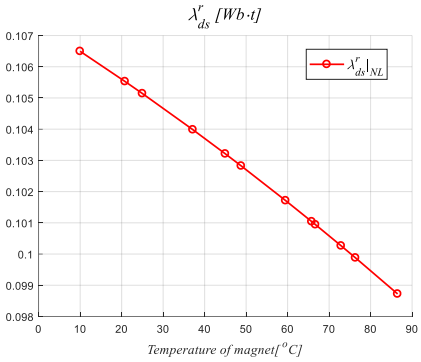
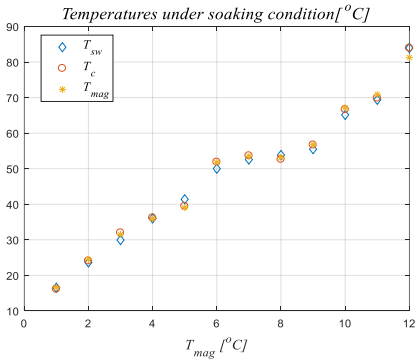


그림 7-9. 자석의 쇄교 자속으로 계산한 온도.



(가)



(나)

그림 7-10. 온도 측정에 사용될 자석의 쇄교 자속과 자석의 온도 곡선 (가) 온도 곡선, (나) 온도 곡선 검증.

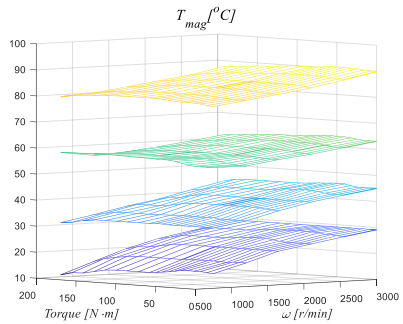
그림 7-10의 곡선을 사용하여, 소킹 상태의 전동기의 온도를 제안된 방법으로 측정하였다. 자석의 온도를 증가시킨 후, 최대한 열을 발산을 차단하여 80 ºC 이하의 온도를 측정하였다. 냉각기의 온도 조절은 최대 50 ºC까지 가능하기 때문에 80 ºC에서는 약간의 오차가 있지만 온도가 낮은 영역에서는 상당히 코어와 권선의 온도와 일치하는 것을 알 수 있다.

7.3 중고속에서 온도 추정 검증

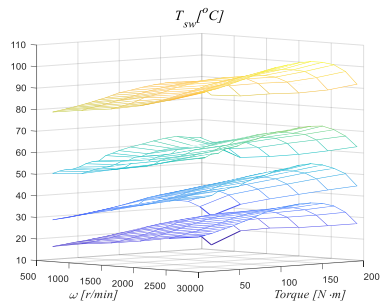
중고속에서 제안된 무효에너지를 사용한 온도 추정 방법은 두 번에 걸쳐서 검증 된다. 첫번째 검증은 기저속도 (3000 r/min) 이하의 속도에서 MTPA 조건에서 검증된다. 두번째 검증은 전류각을 80 º로 고정한 조건에서 약자속 영역을 포함하는 넓은 속도 조건 (1500 r/min~6500 r/min)에서 검증된다. 이를 통해서 MTPA 조건뿐만 아니라 약자속 영역에서도 제안된 방법이 적용 가능함을 보이고자 한다.

7.3.1 기저속도 이하 MTPA 곡선에서 검증

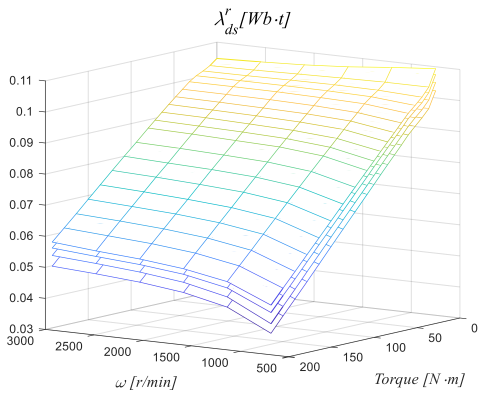
기저속도(3000 r/min), 192 Nm(283 A_{pk}) 의 범위에서 제안된 방법이 검증된다. 온도 변화에 대해서 측정된 전동기 특성 변화는 그림 7-11에 보여진다. 동일한 동작점에 대해서 d축 자속은 온도 증가에 따라서 감소하고, q축 자속과 무효에너지는 증가한다.



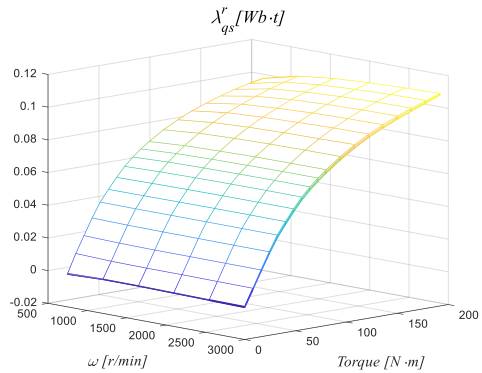
(가)



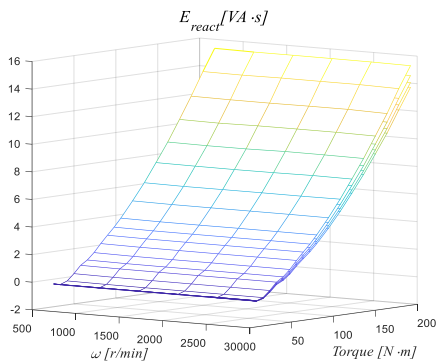
(나)



(다)



(라)



(마)

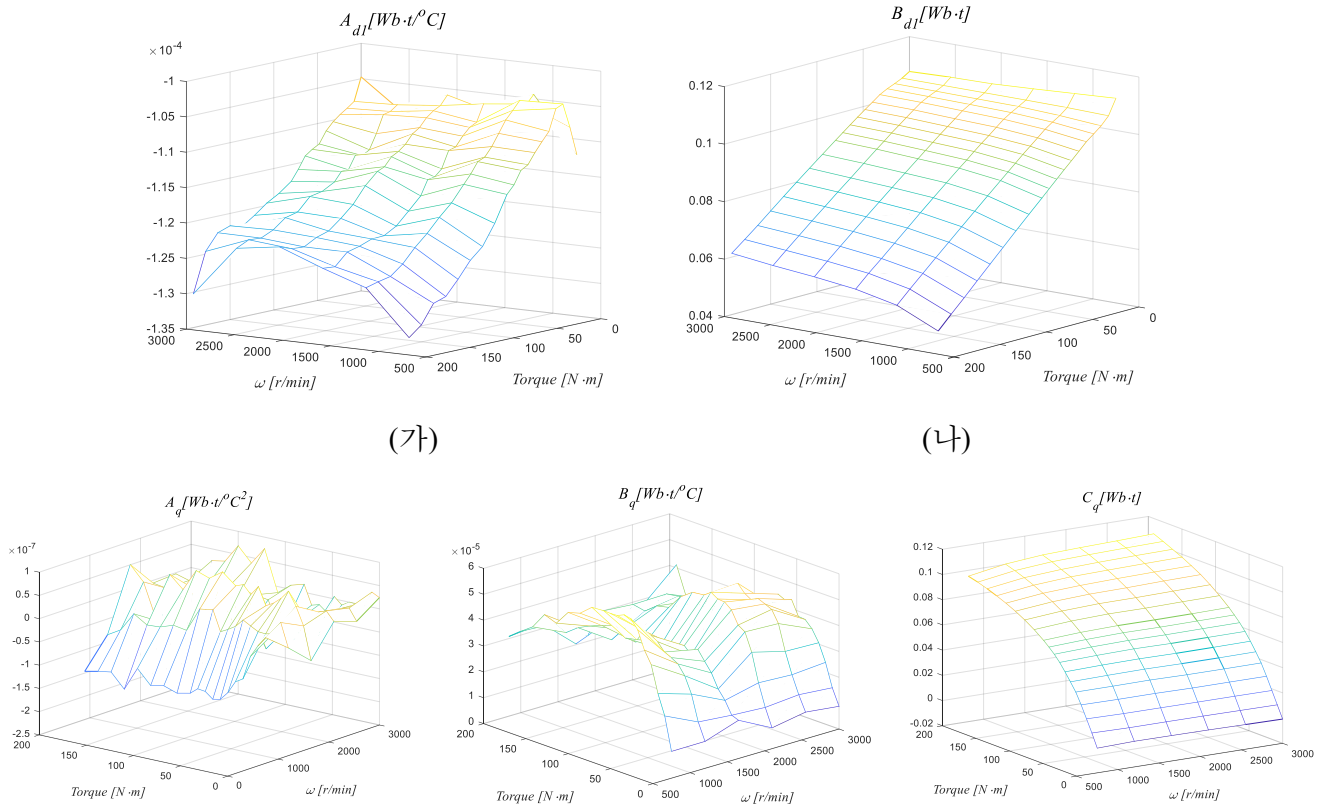
그림 7-11. 온도에 따른 전동기 특성 변화

(가) 자석 온도, (나) 고정자 권선 온도, (다) d축 자속, (라) q축 자속, (마) 기본파 무효 에너지.

D축 자속은 자석 온도에 대해서 1차 다항식으로 표현되고, q축 자속은 자석 온도에 대해서 2차 다항식으로 (7.1)과 같이 표현되었다. 따라서 (7.1)로 계산된 무효 에너지는 자석 온도에 대해서 2차 다항식으로 표현된다. 이때 사용된 계수들은 그림 7-12에 보여진다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^{r} &= \boldsymbol{A}_{d1}\left(\omega_{rpm},\boldsymbol{T}_{e}\right)\boldsymbol{T}_{mag}+\boldsymbol{B}_{d1}\left(\omega_{rpm},\boldsymbol{T}_{e}\right). \\ \lambda_{qs}^{r} &= \boldsymbol{A}_{q}\left(\omega_{rpm},\boldsymbol{T}_{e}\right)\boldsymbol{T}_{mag}{}^{2}+\boldsymbol{B}_{q}\left(\omega_{rpm},\boldsymbol{T}_{e}\right)\boldsymbol{T}_{mag}+\boldsymbol{C}_{q}\left(\omega_{rpm},\boldsymbol{T}_{e}\right). \end{aligned} \tag{7.1}$$

이 계수를 사용하여 온도를 추정한 결과가 그림 7-13에 보여진다. 온도 추정기는 4 장에서 제안된 대역폭 설정 방법을 사용해서 1 rad/s의 대역폭을 갖는다. 따라서 정상상태의 자석 온도를 95 %까지 추정하는 시간은 3 초가 걸린다. 하지만 온도가 증가 혹은 감소하는 경우, 램프 입력과 같은 형태이기 때문에, 온도 추정 시 시지연이 발생한다. 이 시지연에 의한 오차도 자석 온도 추정 오차에 포함되어 보여진다. 그림에서 파란색과 빨간색 화살표는 각각 냉각기(chiller) 온(on)과 오프(off)를 표현한다. 냉각기의 온, 오프에 따라서 고정자 권선의 온도는 크게 변한다. 실험 결과에서 보이듯이 자석 온도의 변화는 거의 없지만, 고정자 권선 온도는 50 ºC ~ 60 ºC 의 폭으로 급격하게 변한다. 이러한 급격한 권선 온도의 변화에도, 최대 자석 추정 오차는 7 ºC 정도 발생한다. 이 오차가 발생하는 부분은 자석의 온도가 증감이 바뀌는 부분으로, 자석의 온도 측정 주기가 느리기 때문에, 측정 순간에 따라서 오차가 크게 보인다. 자석 온도의 증감이 변하는 부분에서 오차가 커지는 현상은 실험 결과에서 세 번 관측된다. 이 영역을 제외한 모든 영역에서 추정 오차는 5 ºC 이하의 오차를 갖는다. 앞서 설명한 것과 같이 이 오차는 램프 입력에 의한 시지연 오차도 포함된 오차이다. 고정자 권선 온도는 최대 126 ºC까지 증가하며, 자석 온도는 82 ºC까지 증가한다. 온도의 증감에 관계없이 자석 온도가 잘 추정됨을 알 수 있다.



(가) (나)

(다) (라) (마)

그림 7-12. 실험에 사용될 온도 계수들 (가) A_{d1}, (나) B_{d1}, (다) A_q, (라) B_q, (마) C_q.

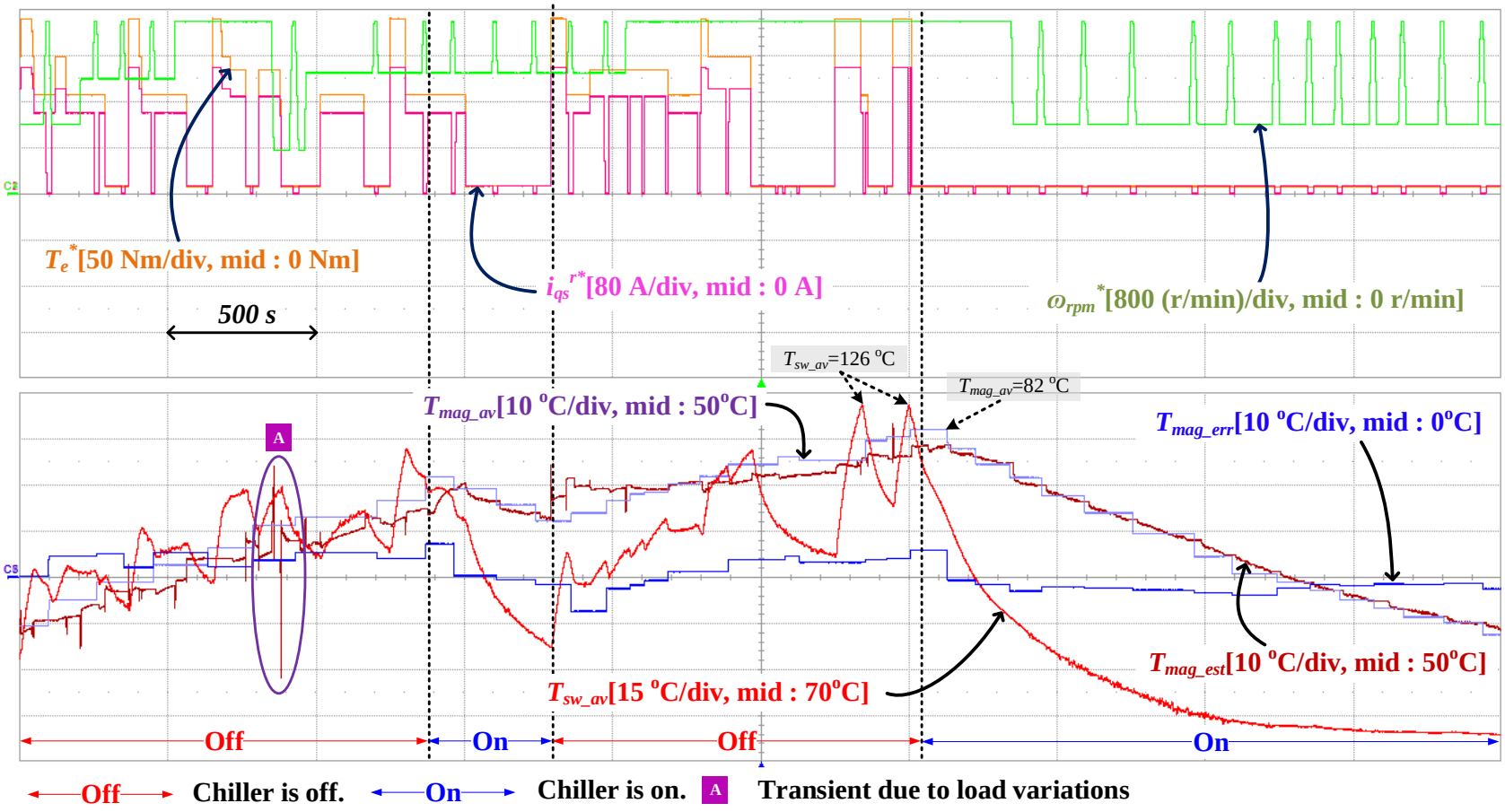


그림 7-13. MTPA 조건에서 제안된 기본파 무효에너지를 사용한 온도 추정 방법 검증.

7.3.2 전류각 80° 에서 검증

앞 절에서 기저 속도 이하에서 MTPA 곡선에서의 온도 추정 성능을 확인하였다. 기저 속도 이상의 속도에서도 동작함을 보이기 위해, 전류각(β)을 80 °로 고정하고, 약자속 영역에서도 제안된 방법이 적용 가능함을 보인다. 속도 범위는 1500 *r/min* 에서 6500 *r/min* 이고, 최대 전류의 크기는 300 A_{pk}이다. 이 동작 영역에서 자석 온도를 변화시키면서 본 전동기 특성은 그림 7-14 에 나타나 있다. 자석 온도에 따른 d축 자속과 q축 자속의 변화는 식 (7.2)와 같이 자석 온도에 대해서 표현 가능하다. 식 (7.2)의 계수들은 그림 7-15에 있다. 자속을 (7.2)로 표현하는 것을 방법 1로 정의한다. 방법 1에서 사용된 계수들을 한번 더 전류 크기에 대한 함수로 (7.3)과 같이 표현할 수 있다. 식 (7.3)의 계수들로 d축 자속과 q축 자속을 표현하는 것은 방법 2 로 정의한다. 방법 2에 사용된 계수들은 속도에 대해서 (7.4)와 같이 표현될 수 있고, 이 계수들로 d축 자속과 q축 자속을 표현하는 것은 방법 3이라고 정의한다.

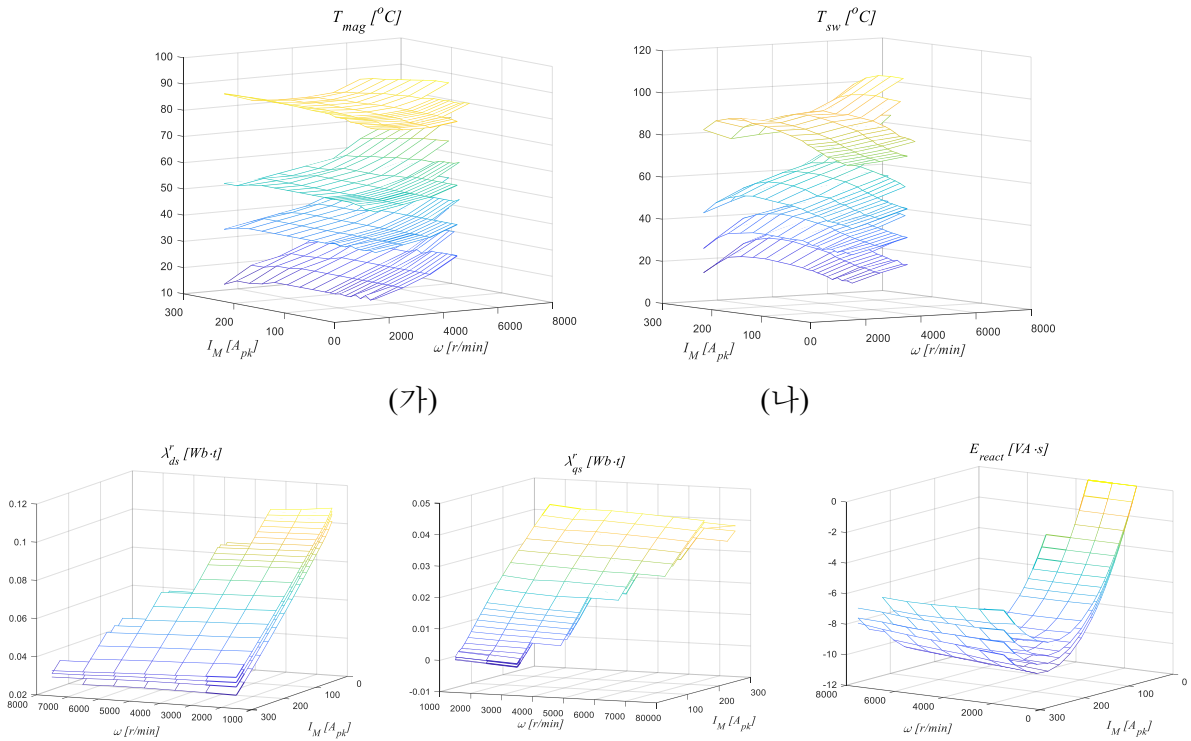
$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^{r} &= \boldsymbol{A}_{d1}\left(\omega_{rpm}, \boldsymbol{I}_m\right)\boldsymbol{T}_{mag} + \boldsymbol{B}_{d1}\left(\omega_{rpm}, \boldsymbol{I}_m\right). \\ \lambda_{qs}^{r} &= \boldsymbol{A}_{q}\left(\omega_{rpm}, \boldsymbol{I}_m\right)\boldsymbol{T}_{mag}^{\ 2} + \boldsymbol{B}_{q}\left(\omega_{rpm}, \boldsymbol{I}_m\right)\boldsymbol{T}_{mag} + \boldsymbol{C}_{q}\left(\omega_{rpm}, \boldsymbol{I}_m\right). \end{aligned} \tag{7.2}$$

$$\boldsymbol{X}\left(\omega_{rpm}, \boldsymbol{I}_m\right) = \boldsymbol{A}_{X}\left(\omega_{rpm}\right)\boldsymbol{I}_m^{\ 2} + \boldsymbol{B}_{X}\left(\omega_{rpm}\right)\boldsymbol{I}_m + \boldsymbol{C}_{X}\left(\omega_{rpm}\right). \tag{7.3}$$

$$\boldsymbol{Y}_{X}\left(\omega_{rpm}\right) = \boldsymbol{A}_{YX}\,\omega_{rpm}^{\ 2} + \boldsymbol{B}_{YX}\,\omega_{rpm} + \boldsymbol{C}_{YX}. \tag{7.4}$$

각각의 방법에 대해서 최대 추정 오차는 수식 (7.5)와 같이 정의할 수 있다. 그림 7-16은 이러한 방법들에 대한 최대 추정 오차를 보여준다.

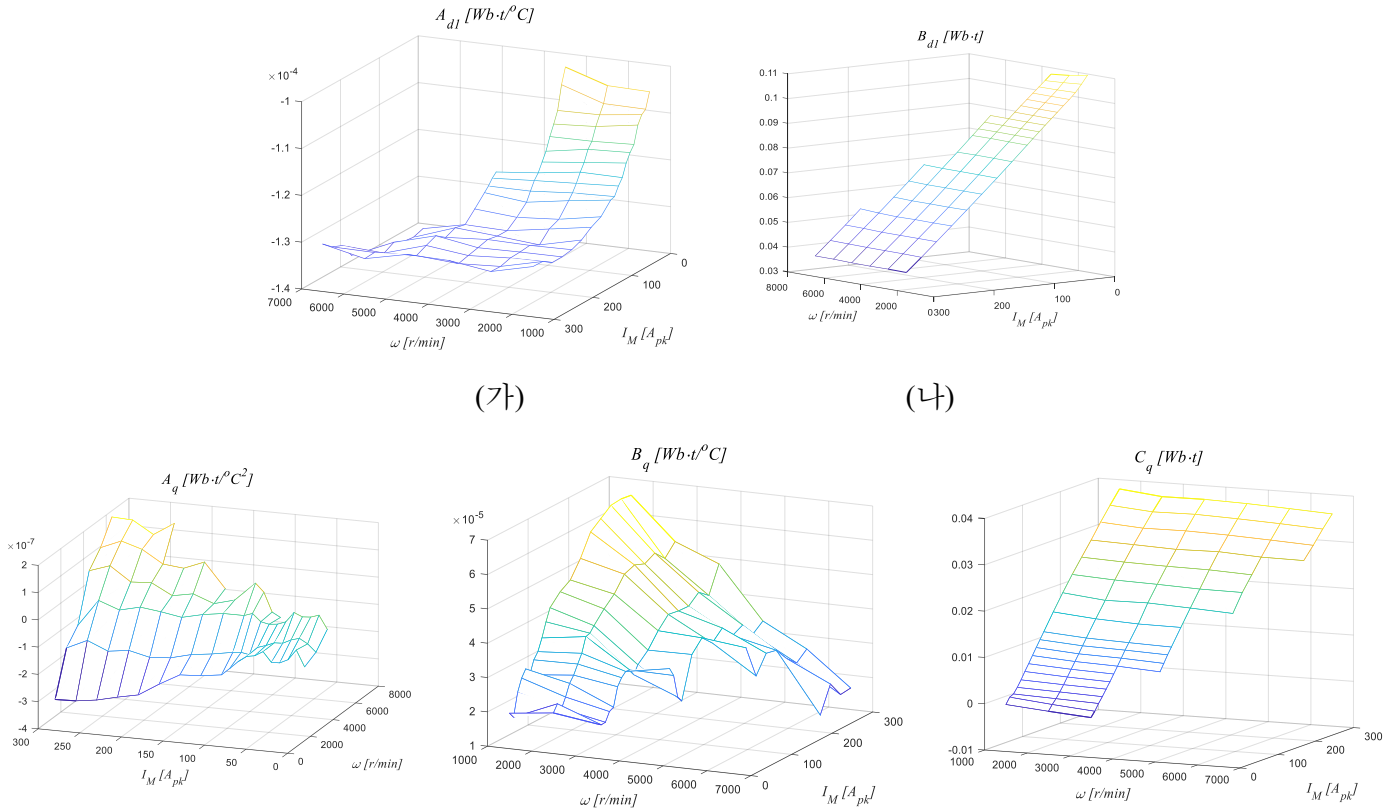
$$\boldsymbol{T}_{mag_err_Max} = \boldsymbol{Maximum}\left(\left|\boldsymbol{T}_{mag_est} - \boldsymbol{T}_{mag}\right|\right). \tag{7.5}$$



(가) (나)

(다) (라) (마)

그림 7-14. 전류각이 80 °일 때 온도에 따른 전동기 특성 변화 (가) 자석 온도, (나) 고정자 권선 온도, (다) d축 자속, (라) q축 자속, (마) 기본파 무효 에너지.

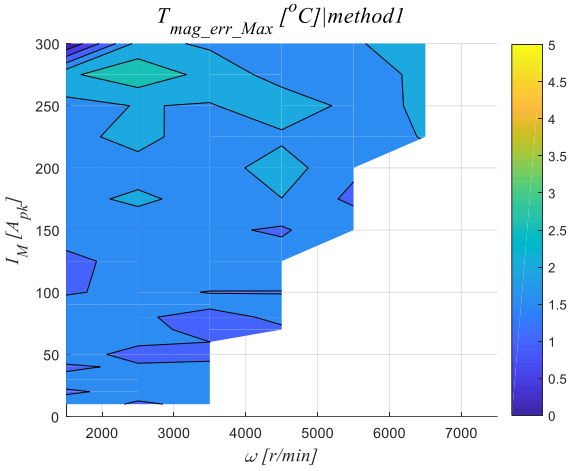


(가) (나)

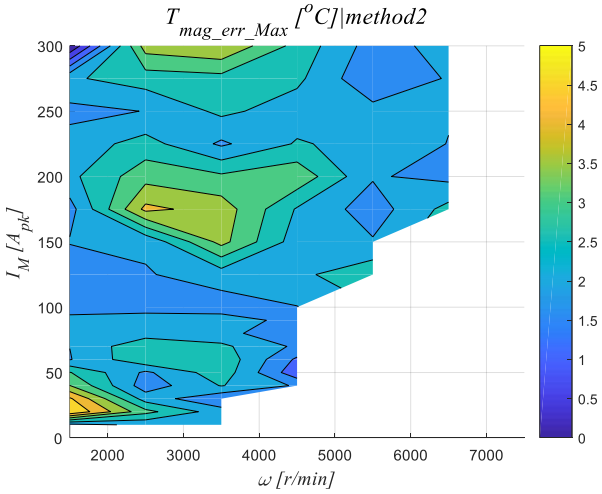
(다) (라) (마)

그림 7-15. 방법 1의 계수들 (가)A_{d1}, (나) B_{d1}, (다) A_q, (라)B_q, (마) C_q.

(가)



(나)



(다)

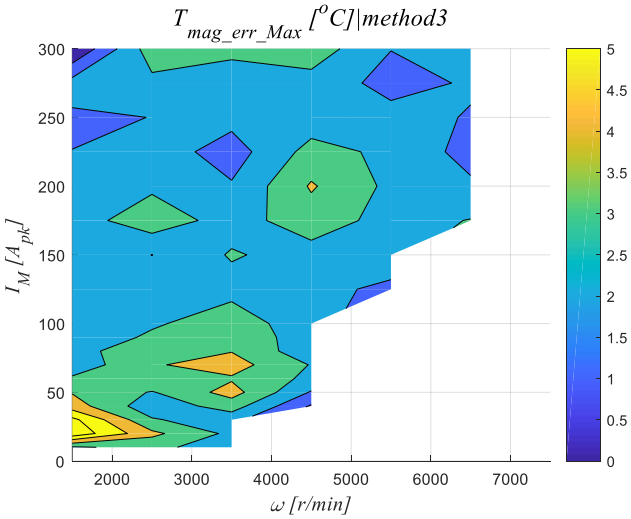


그림 7-16. 최대 추정 오차

(가) 방법 1, (나) 방법 2, (다) 방법 3.

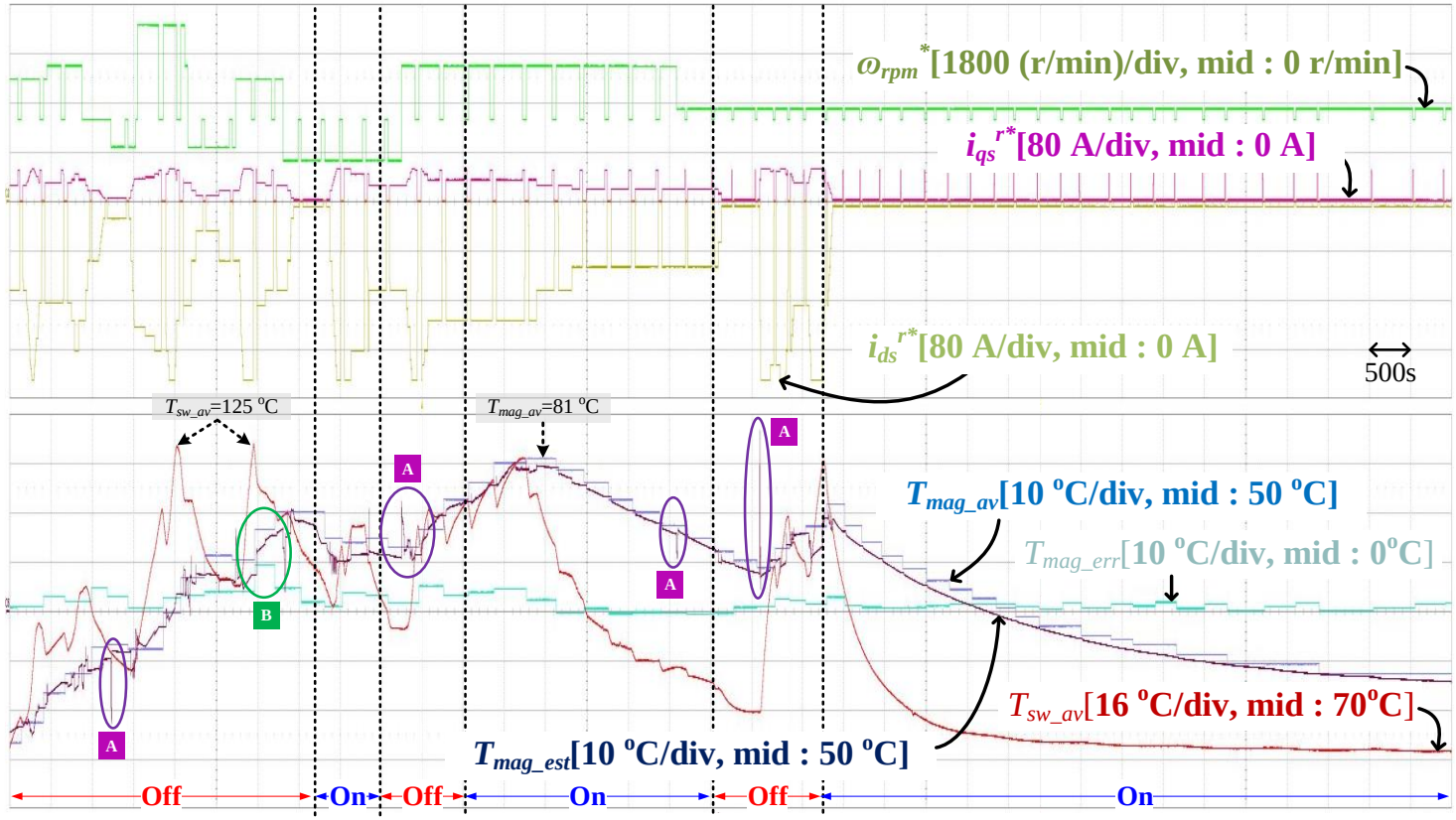
표 7-1. 각 방법에 대한 계수의 개수와 추정 오차

	방법 1	방법 2	방법 3
계수의 개수	5×6×19=570 개	14×6=84 개	42개
저부하 오차 (I_m<100 A)	2.85 ºC	4.98 ºC	6.7 ºC
고부하 오차 (I_m≥100 A)	2.85 ºC	4.1 ºC	4.1 ºC

표 7-1은 각각의 방법에 필요한 계수의 개수와 오차를 정리하였다. 방법 1, 방법 2, 그리고 방법 3 순으로 온도 추정을 위한 계수 저장 공간이 덜 필요함을 알 수 있다. 전동기가 동작하는 전체 영역에서 온도 추정을 할 경우 이 개수의 차이는 더욱 커진다. 그림 7-16에서 보여진 최대 추정 오차를 저부하 (I_m<100 A)와 고부하 (I_m≥100 A)에 대해서 나누어서 최대 오차를 구한 것이 표 7-1에 정리되어 있다. 본 절에서는 방법 2의 계수를 사용하여 온도를 추정하였다.

그림 7-17는 방법 2의 계수를 사용하여 온도 추정을 한 결과를 보여준다. 이 실험 결과의 온도 추정기는 4 장에서 소개된 대역폭 설정 방법으로 적분기 이득을 설정하지 않고 적분기 이득을 500으로 설정하였다. 부하에 따라서 대역폭이 바뀌고, 추정기의 동특성이 달라진다. 특히 낮은 부하에서는 낮은 대역폭으로 온도 추정의 시간이 증가한다. 이러한 특성은 7.3.3절에서 확인할 수 있다. 예를 들면, 그림에서 B로 표기된 부분은 느린 동특성으로 인하여 추정된 온도가 시지연으로 인해 오차가 커지는 부분이다. 이 부분은 자석 온도가 크게 증가하는 부분이기 때문에, 오차가 9.5 ºC 만큼 발생한다. 하지만 곧 자석 온도 추정 오차는 5도 안쪽으로 감소하는 것을 볼 수 있다. 이외의 모든 영역에서 5 ºC 이하의 오차를 보인다. 그림에서 파란색과 빨간색 화살표는 각각 냉각기의 온(on) 과 오프(off)를 표현한다. 냉각기의 온, 오프를 통해서 고정자 권선의 온도는 크게 변화된다. 실험 결과에서 보이듯이 자석 온도가 천천히 변하는 상황에서, 권선 온도는 크게

변한다. 이때 권선 온도 증감의 범위는 60 ºC ~ 75 ºC 이다. 이 급격한 권선 온도의 변화에도 불구하고, 최대 오차 5 ºC 이하로 정확한 자석의 온도 추정이 가능하다. 고정자 권선 온도는 최대 125 ºC까지 증가하며, 자석 온도는 81 ºC까지 증가한다. 이 실험 결과를 통해서, 권선 온도의 변화, 자석 온도의 증감, 그리고 약자속 영역에서도 자석 온도가 제안된 방법을 통해 비교적 정확히 추정됨을 알 수 있다.



Off Chiller is off.
On Chiller is on.
A Transient due to load variations
B Transient due to magnet temperature variation

그림 7-17. 전류각 80 °에서 검증 실험.

7.3.3 인버터의 비선형성의 영향 검증

4장에서 인버터의 비선형성이 중고속에서 제안된 방법에 미치는 영향에 대해서 설명하였다. 이 전기자동차 구동용 대상 전동기 실험 세트에서도, 인버터 비선형성이 제안된 방법에 미치는 영향을 명확하게 보이기 위해서, 인버터 비선형성 보상 유무에 따라서 추정된 온도의 값을 비교하였다. 이 실험 세트에 사용된 인버터의 비선형성은 그림 7-5와 같다. 이 그림에 의하면, 인버터 비선형성으로 인한 전압 왜곡이 10 V로 상당히 큰 것을 알 수 있다.

그림 7-18은 비선형성을 보상 했을 때와 안했을 때 자속과 기본파 무효에너지 그리고 추정된 온도의 변화를 보여준다. D축 자속과 q축 자속은 각각 5.6 %, 156 %만큼 변한다. 하지만 추정된 자석 온도는 인버터 비선형성의 보상과 무관하게 일정한 것을 알 수 있다. 따라서 기본파 무효 에너지가 비선형성 보상에 큰 영향을 받지 않는다는 것을 확인할 수 있다. 기본파 무효에너지는 앞서 설명한 것과 같이 전류 고조파로 인한 비선형성 전압의 위상 변화에 영향을 받는다. 이 대상 전동기의 경우 그 영향이 축소 모델에서 보다 더 작은 것을 알 수 있다.

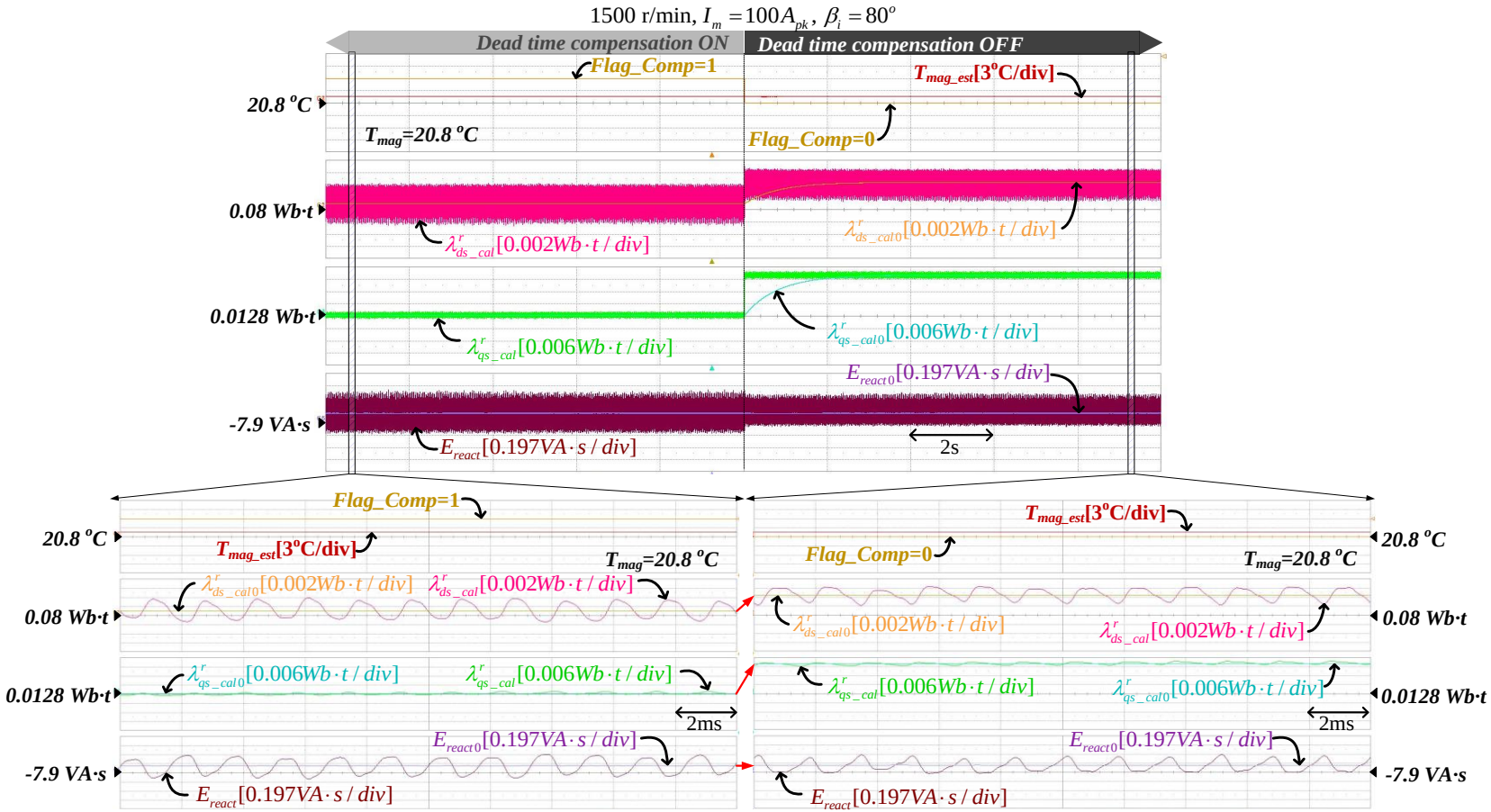
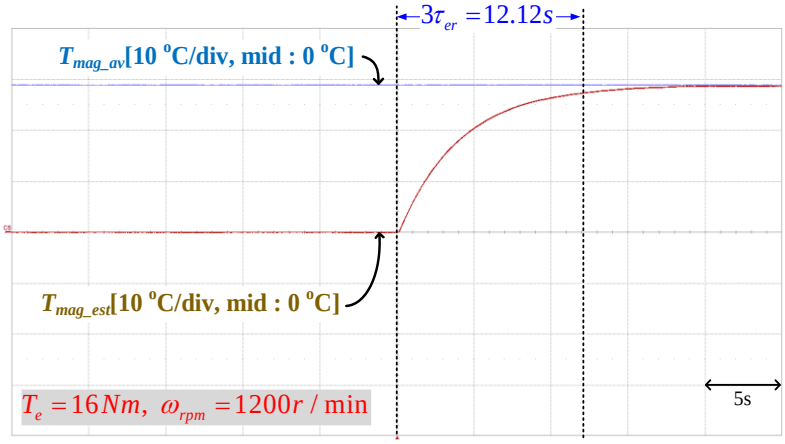


그림 7-18. 인버터 비선형성 보상 유무에 따른 온도 추정 성능 비교.

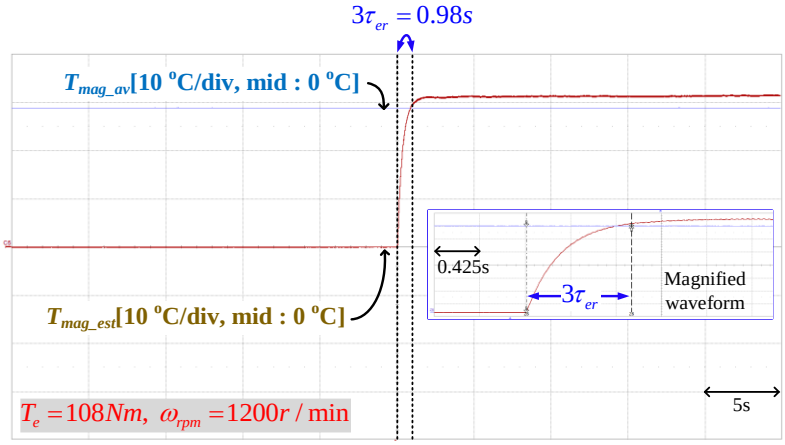
7.3.4 온도 추정기의 대역폭 검증

4장에서 설명된 대역폭 설정 방법을 대상 전동기에 대해서도 검증한다. 그림 7-19는 적분기 이득이 200으로 고정된 경우 1200 r/min에서 토크가 각각 16 Nm, 108 Nm, 192 Nm일 때의 추정 성능을 보여준다. 그림에서 정상상태에서 추정 값의 95 %에 도달하는 시간을 통해서 대역폭이 계산된다. 그 결과 부하가 커질수록 대역폭이 0.247 rad/s, 3.06 rad/s, 5.66 rad/s로 커지는 것을 확인할 수 있다.

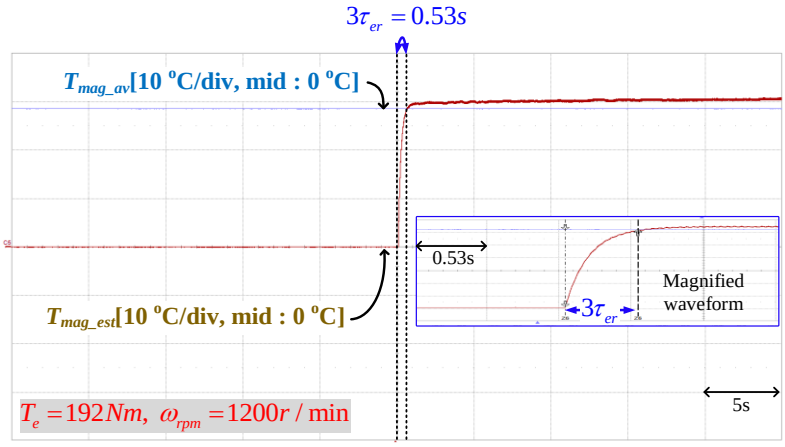
그림 7-20은 (4.17)~(4.19)에서 제안된 대역폭을 일정하게 하는 적분기 이득 설정 방법이 적용된 결과이다. 추정기의 대역폭은 1 rad/s 로 설정되었기 때문에, 모든 부하에서 3 초 후에, 추정된 자석 온도는 정상상태의 추정 자석 온도의 95 %의 값을 갖는다. 하지만 이 방식의 경우 적분기의 이득이 가변이기 때문에, 노이즈가 증폭될 수 있다. 경우에 따라서는 대역폭이 낮아지더라도, 적분기 이득이 제한되어야만 할 수도 있다.



(가)

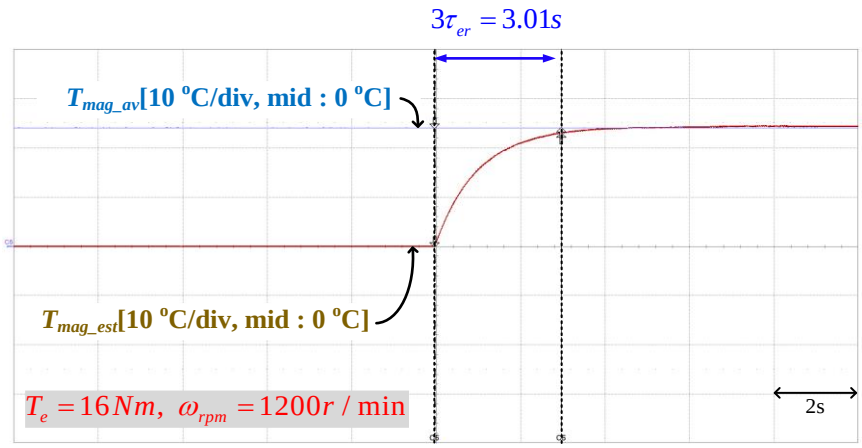


(나)

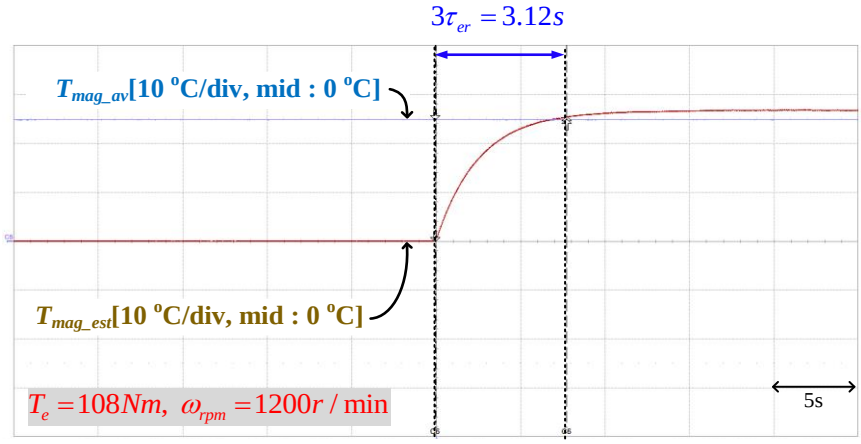


(다)

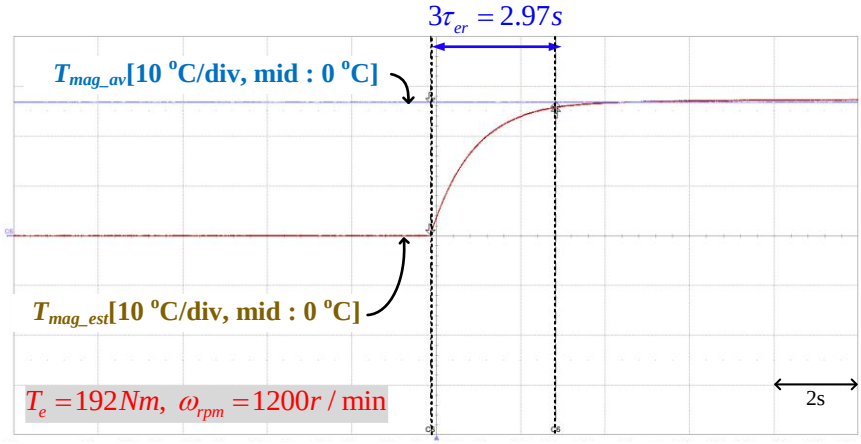
그림 7-19. 적분기 이득이 200으로 일정한 경우 온도 추정 대역폭 변화 (가) 16 Nm, (나) 108 Nm, (다) 192 Nm.



(가)



(나)



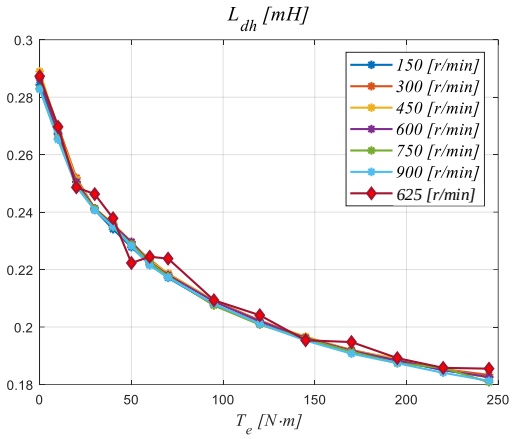
(다)

그림 7-20. 제안된 방법으로 적분기 이득 설정 시

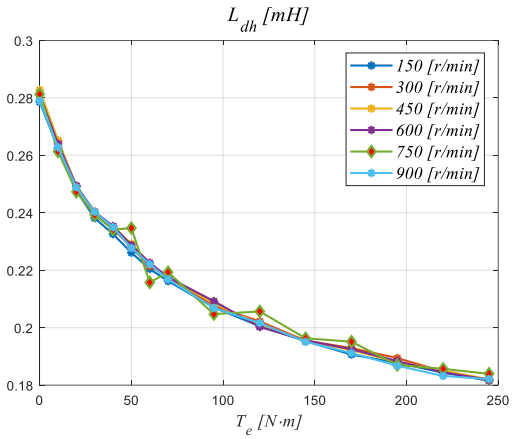
(가) 16 Nm, (나) 108 Nm, (다) 192 Nm.

7.4 저속에서 온도 추정 검증

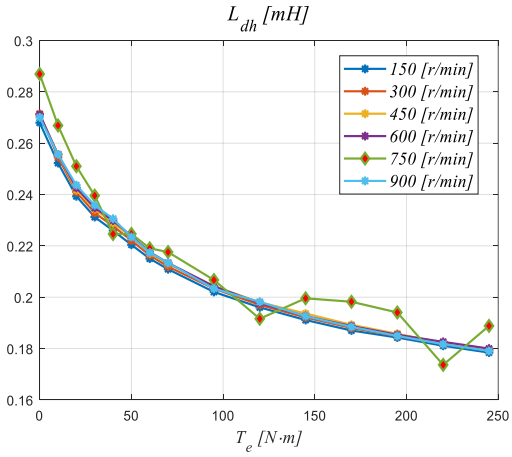
본 절에서는 5장에서 제안된 고주파 인덕턴스를 사용한 방법을 전기자동차 구동용 대상 전동기에서 적용하여 검증한다. 그림 7-21은 세 개의 주입 주파수(500 Hz, 600 Hz, 900 Hz)의 정현파를 주입한 결과이다. 그림 7-21 (가)는 500 Hz 주파수의 정현파 전압을 주입했을 때 회전 속도와 토크에 따른 고주파 d축 인덕턴스의 변화를 보여준다. 다른 속도들에서와는 달리 625 r/min에서 d축 인덕턴스가 토크가 증가함에 따라 단조 감소하지 않고 흔들리는 것을 볼 수 있다. 이것은 625 r/min으로 회전할 때, (3.5)에 의해서 11차 공간 고조파, 13차 공간 고조파 성분이 동기좌표계에서 12차 공간 고조파로 보이고, 이 주파수가 주입 주파수와 일치하기 때문에 발생하는 현상이다. 그림 7-21 (나)는 600 Hz 주파수의 정현파 전압을 주입했을 때, d축 고조파 인덕턴스의 변화이다. 마찬가지로 750 r/min일 때 전기각 주파수의 11차 공간 고조파와 13차 공간 고조파의 영향으로 d축 고주파 인덕턴스가 왜곡되는 것을 볼 수 있다. 7-21 (다)는 900 Hz 정현파 전압을 주입했을 때의 d축 고주파 인덕턴스를 보여준다. 회전 속도 750 r/min 에서 17차 공간 고조파, 19차 공간 고조파 성분으로 인해서 d축 고주파 인덕턴스는 왜곡된다. 이때, 900 Hz 주입 시 750 r/min 에서 다른 주파수보다 더 크게 흔들리는 이유는, 해당 전동기의 전압에 18차 공간 고조파 성분이 12 차 공간 고조파 성분보다 더 크기 때문이다.



(가)



(나)



(다)

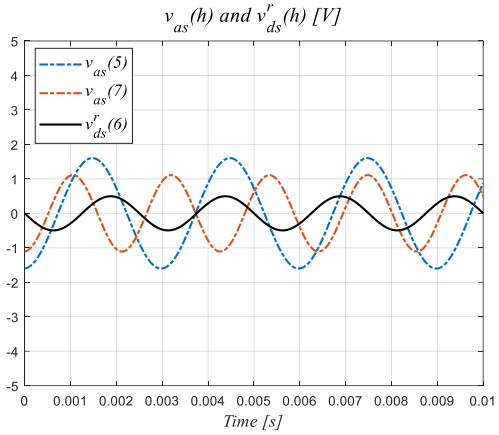
그림 7-21. 정현파 주입 시 d축 고주파 인덕턴스와 공간 고조파의 영향

(가) 16 V, 500 Hz, (나) 20 V, 600 Hz, (다) 30 V, 900 Hz.

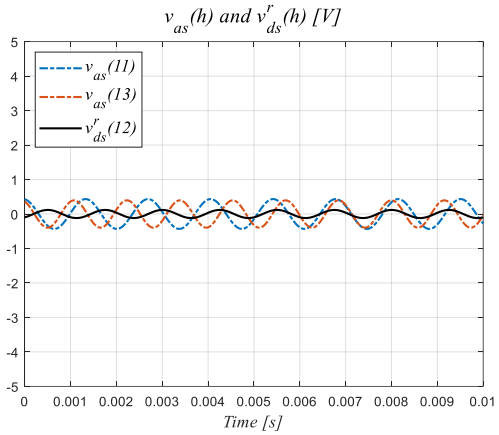
그림 7-22는 무부하 상온에서의 1000 r/min 에서 a상 전압의 5차, 7차, 11차, 13차, 17차, 19차 공간 고조파를 보여준다. $v_{as}(h)$와 $v^r_{ds}(h)$은 각각 a상전압, 동기좌표계 d축 전압을 의미하며 여기서 h는 공간 고조파 차수를 의미한다. 그림 7-22 (가)에서 보여준 상전압의 5차 공간 고조파 7차 공간 고조파는 동기좌표계에서 6차 공간 고조파로 보이며, 그 크기는 0.5 V 이다. 그림 7-22 (나)에서는 상전압의 11차 공간 고조파, 13차 공간 고조파를 보여준다. 이 고조파 전압들은 동기좌표계에서 12차 공간 고조파로 보이며, 그 크기는 0.12 V 이다. 그림 7-22 (다)는 상전압의 17차 공간 고조파와 19차 공간 고조파를 보여주며, 이 성분들은 동기좌표계에서 18차 공간 고조파로 보이며 그 크기는 1.78 V이다. D축에 고주파 전압 주입 시, 동기좌표계에서 6차 공간 고조파 성분은 주입 주파수보다 대부분 낮기 때문에, 크게 고려하지 않아도 된다. 하지만 동기좌표계에서 12차 공간 고조파, 18차 공간 고조파는 반드시 고려해야하며, 대상 전동기의 경우처럼 주입주파수가 동작 주파수의 18차 공간 고조파와 같을 경우 12차 공간 고조파보다 d축 고주파 인덕턴스에 더 큰 왜곡이 발생한다.

따라서 주입주파수가 높을수록 정확한 자석의 온도가 추정 가능하다. 만약 900 r/min의 18배 이상의 주입주파수를 고려하면 주입 주파수가 1.2 kHz 보다는 높아야 한다. 1 kHz 이상에서는 고주파 임피던스는 대부분 고주파 리액턴스 성분이기 때문에, 정현파 주입 대신 구형파 주입을 사용하여 자석의 온도를 추정하는 것이 유리하다.

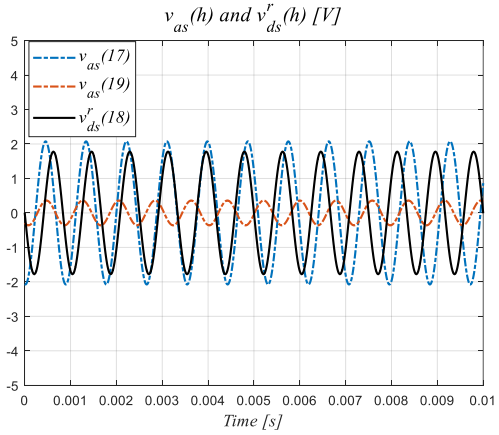
40 V, 2.5 kHz의 구형파 주입을 통해 얻은 d축 고주파 인덕턴스가 그림 7-23에 보여진다. 동작 범위는 150 r/min~900 r/min, 245 Nm (361 A_{pk})이다. 그림 7-23 (가) 와 (나) 는 그림 7-23 (다)에 보여진 d축 고주파 인덕턴스 측정 시의 권선과 자석의 온도를 보여준다. 그림 7-24는 그림 7-23 (다)의 d-축 고주파 인덕턴스를 (5.19)를 사용하여 정규화한 d축 고주파 인덕턴스를 보여준다. 자석 온도에 따라서 d축 고주파 인덕턴스가 분포하기 때문에, d축 고주파 인덕턴스를 통해서 자석 온도를 추정할 수 있음을 알 수 있다.



(가)



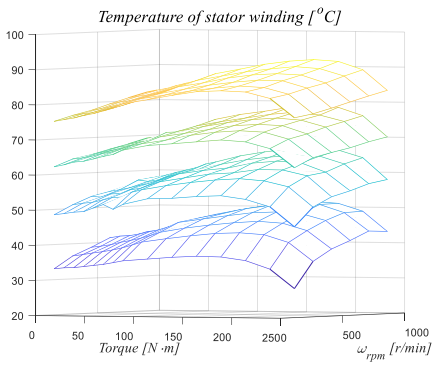
(나)



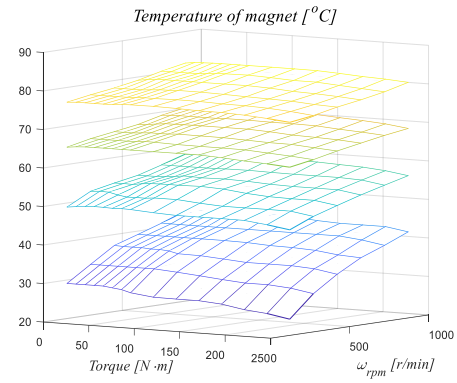
(다)

그림 7-22. 1000 r/min 조건에서 역기전력의 공간 고조파

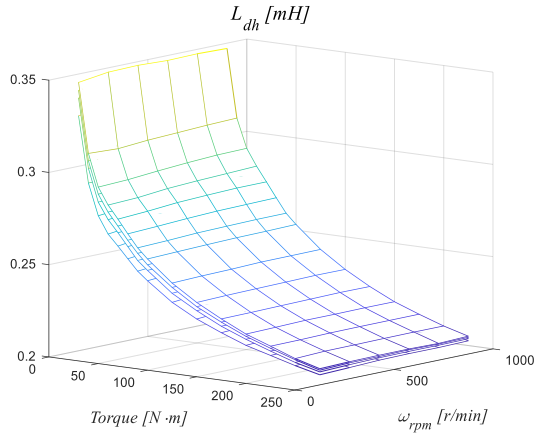
(가) 5고조파, 7고조파, (나) 11고조파, 13고조파, (다) 17고조파, 19고조파.



(가)



(나)



(다)

그림 7-23. 구형파 주입시 d축 고주파 인덕턴스

(가) 권선 온도, (나) 자석 온도, (다) d축 고주파 인덕턴스.

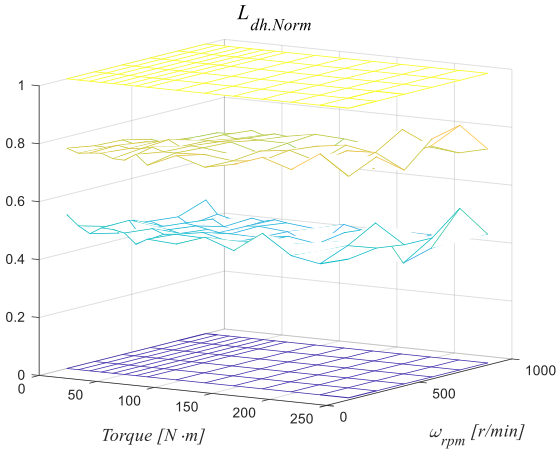
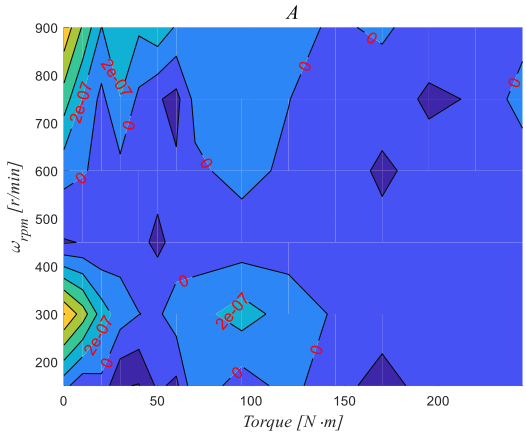
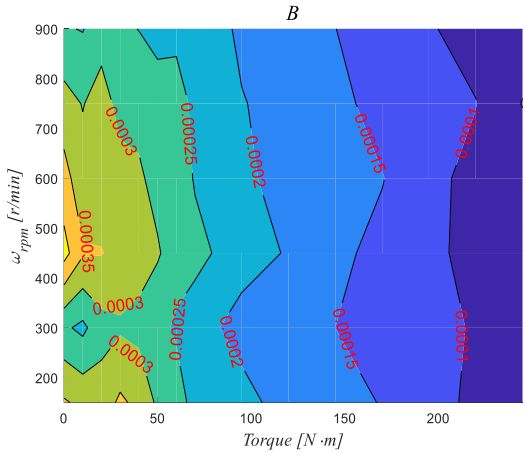


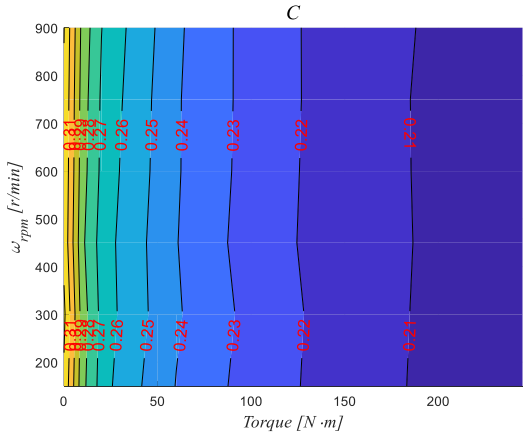
그림 7-24. 구형파 주입시 추출된 d축 고주파 인덕턴스의 정규화.



(가)



(나)



(다)

그림 7-25. 구형파 주입시 d축 고주파 인덕턴스의 온도 계수

(가) A [mH/°C^2], (나) B [mH/°C], (다) C [mH].

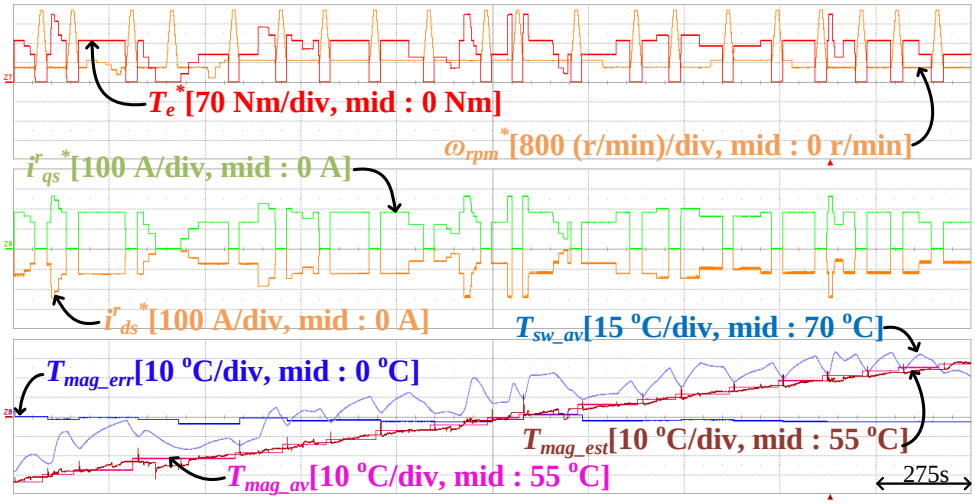
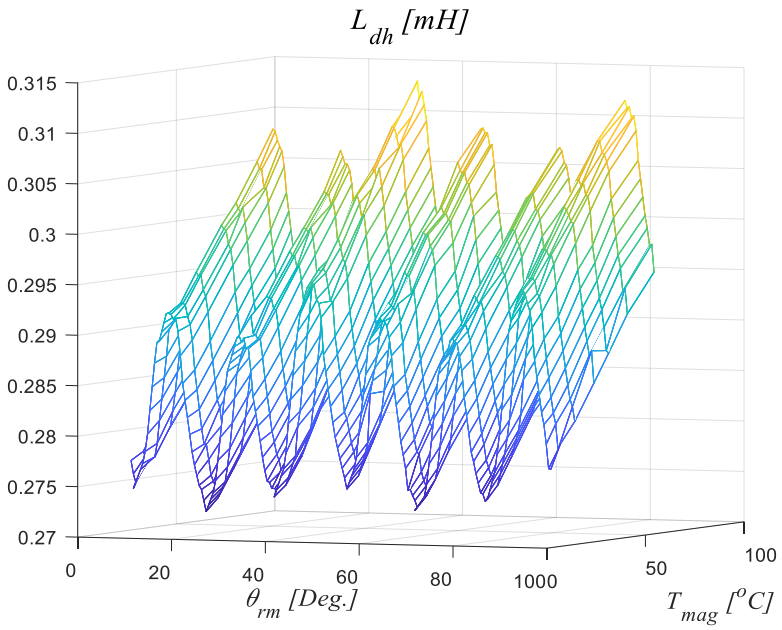


그림 7-26. 구형파 주입을 통한 저속에서 온도 추정 검증 실험.

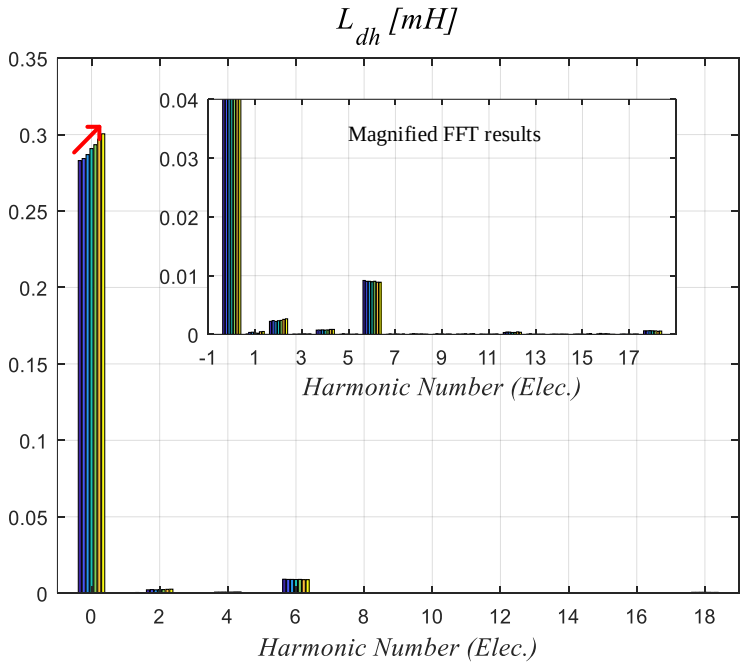
그림 7-23 (다)의 고주파 인덕턴스는 (5.20)과 같이 온도에 대한 2차 다항식으로 나타낼 수 있고 이 계수는 그림 7-25와 같다. 이 계수들을 사용하여 온도를 추정한 결과가 그림 7-26에 보여진다. 자석 온도는 25 ºC 에서 83 ºC까지 증가하며, 권선 온도는 129 ºC까지 증가한다. 그림 7-26에 의하면, 온도의 증감이 바뀌는 순간에 생기는 지연과 느린 자석 온도 측정으로 인한 9.7 ºC의 오차를 제외하면, 4 ºC 이내의 온도 추정 오차를 나타낸다.

7.5 정지상태에서 온도 추정 검증

정지상태에서도 제안된 방법을 적용하였다. D축 고주파 인덕턴스 계산을 통한 자석 온도 추정을 위해 600 Hz 정현파 전압을 주입 하였다. 고주파 주입 전압의 크기는 20 V 이다. 그림 7-27 (가)는 회전자 위치에 따라 구해진 d축 고주파 인덕턴스를 보여준다. 그림 7-27 (나)는 회전자 위치에 따른 d축 고주파 인덕턴스의 고조파 분석 결과를 보여준다. D축 고주파 인덕턴스의 직류 성분이 자석 온도에 따라서 증가하는 것을 볼 수 있다.



(가)

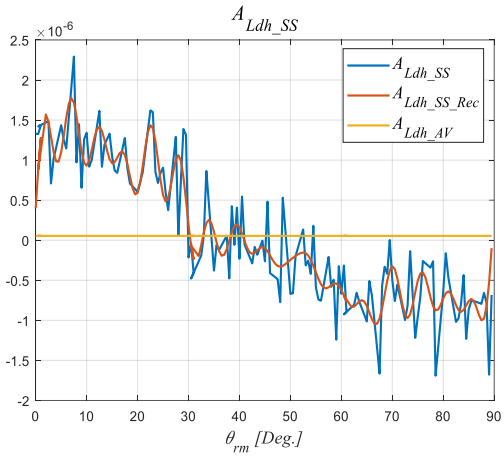


(나)

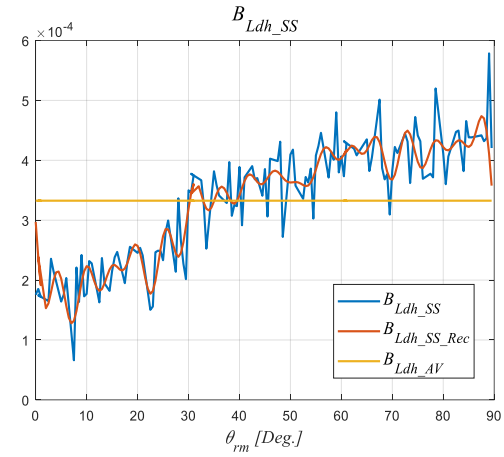
그림 7-27. 정지상태에서 d축 고주파 인덕턴스

(가) 회전자 위치에 따른 L_{dh},

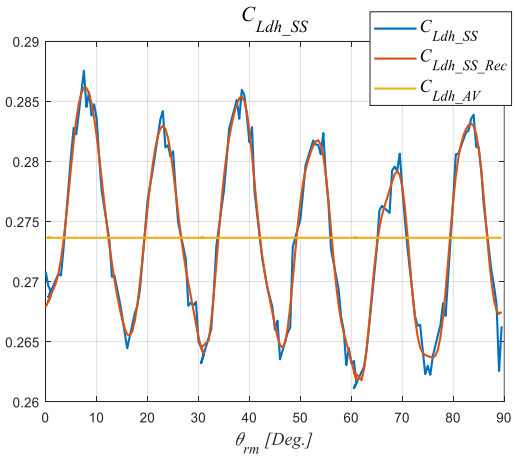
(나) 회전자 위치에 따른 L_{dh} 의 고조파 분석 결과.



(가)



(나)



(다)

그림 7-28. 정지상태 계수 (가) A_{Ldh_SS}, (나) B_{Ldh_SS}, (다) C_{Ldh_SS}.

정지 상태에서 d축 고주파 인덕턴스의 직류 성분을 구하기 위해서 6장과 같이 d축 고주파 인덕턴스 성분을 자석 온도에 대해서 (6.2)와 같이 2차 다항식의 형태로 표현할 수 있다. 식 (6.2)의 계수들은 그림 7-28에 보여진다. 이 계수들은 (6.3)과 (6.4)와 같이 계수들의 고조파로부터 다시 복원할 수 있다. 그림 7-27에는 극당 슬롯 수, 18 차수까지의 고조파들을 고려하여 복원된 계수들이 빨간색으로 표현되어 있다. 그림 7-29는 이 복원된 계수로 추정한 자석 온도의 오차이다. 최대 오차는 5.8 ºC 가 된다.

이 계수를 사용하여 실험한 결과는 그림 7-30과 같다. 부하기로 전기각 기준 0 º부터 360 º까지 2 º 간격으로 위치 제어를 한다. 각 위치를 2초 동안 유지하며 자석 온도를 추정한다. 그림 7-30 (가) 에서 회전자 위치가 0 rad 일 때 측정한 자석의 온도 $T_{mag}(0)$는 31.15 ºC 이고 회전자 위치가 2π rad 일 때 측정한 자석의 온도 $T_{mag}(2\pi)$는 31.14 ºC 이다. 정지 상태에서 자석의 온도를 추정하는 동안에 자석의 온도는 일정한 편이었다. 이때 온도 추정 오차는 4 ºC 이다. 또한 7-30 (나) 에서도 온도는 65.8 ºC에서 62.2 ºC로 감소하였고 이때 최대 추정 오차는 5 ºC이다.

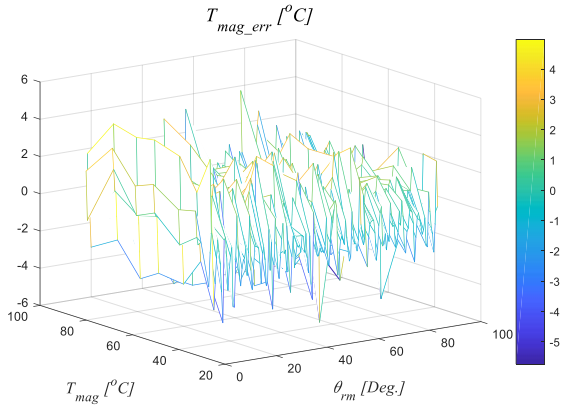
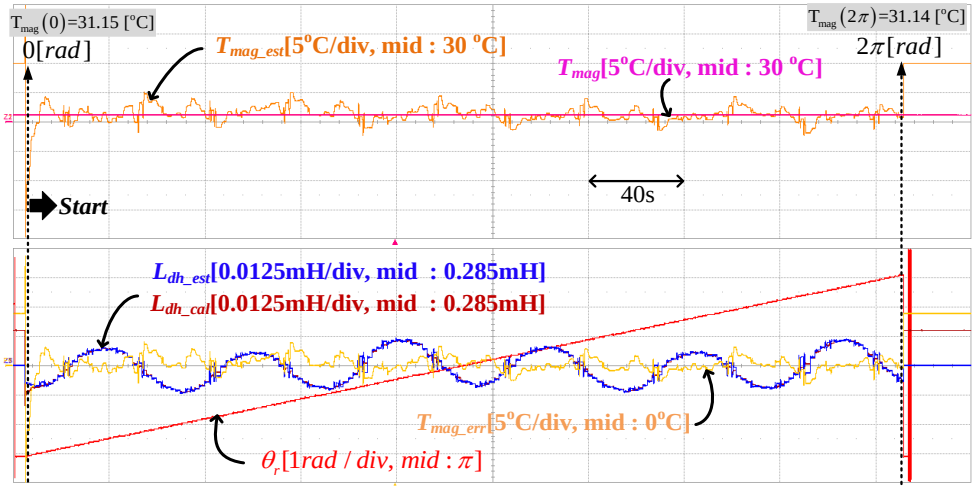
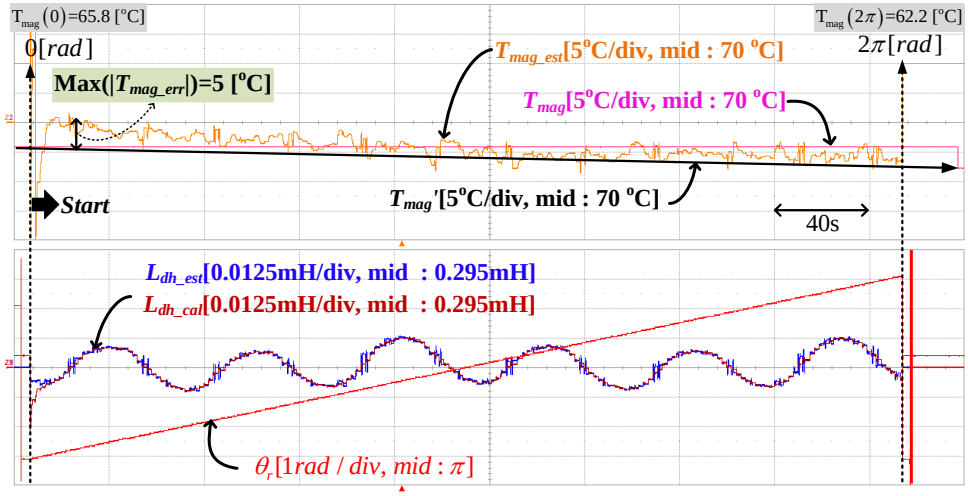


그림 7-29. 정지상태에서 복원된 계수들로 온도 추정 시 예상 오차.



(가)



(나)

그림 7-30. 정지상태에서 온도 추정 검증 결과

(가) 자석 온도가 31 °C 일 때, (나) 자석 온도가 62.8 °C~62.2 °C일 때.

제 8장 결론

본 논문에서는 전기/하이브리드 자동차 구동용 견인 전동기의 자석 온도 추정에 대해서 연구하였다. 중고속에서는 기본파 무효 에너지를 사용한 온도 추정 방법이 제안되었다. 저속과 정지상태에서는 고주파 인덕턴스를 사용한 온도 추정 방법이 제안되었다. 기본파 무효 에너지를 사용하여 자석의 온도를 추정하는 경우, 권선 온도와 속도에 따라서 변하는 고정자 저항의 변화의 영향이 근원적으로 제거되고, 인버터 비선형성에서 오는 영향 또한 최소화된다. 그리고 고주파 인덕턴스를 사용하는 방법에서도 고정자 저항의 변화에 영향이 없으며, 주입 주파수를 높일 수 있는 장점이 있다. 따라서 제안된 방법들을 사용하면, 자석 온도 추정을 위해서 고정자 권선에 부착되는 온도 센서들이 제거될 수 있다. 이 제안된 방법들은 자석의 온도를 직접 관측할 수 있도록 제작된 축소 모델과 자동차 구동용 실제 전동기의 두 개 전동기에 대해서 검증되었다.

본 연구의 결과를 요약하면 다음과 같다.

중고속 운전 영역에서 기존 방법들은 자석의 권선 저항과 인덕턴스 성분들을 제거한 후 쇄교 자속만을 추출한다. 이 추출된 쇄교 자속의 변화와 자석의 온도 변화 계수를 사용하여 자석의 온도를 추정한다. 이 경우 d축, q축 자속을 정확히 계산하기 위해 권선의 온도에 따른 권선 저항 변화를 정확히 보상해야한다. 만약 전동기 권선이 헤어핀(hair pin) 타입인 경우 전동기 회전 속도에 따라서 변하는 교류 저항 또한 고려해야 한다.

본 논문에서는 중고속 운전 영역에서 자석 온도 추정을 위해 기본파 무효에너지가 사용된다. 무효 에너지는 무효 전력을 사용하여 계산되기 때문에, 고정자 저항 성분이 근원적으로 제거 된다. 따라서 제안된 방법은 자석 온도를 추정하기 위해서 고정자 권선 온도 측정을 위한

추가적인 온도 센서가 필요 없다.

또한 무효 에너지의 기본파를 사용함으로써, 인버터 비선형성이 자석 온도 추정에 미치는 영향을 최소화 하였다. 이를 검증하기 위해, 비선형성 보상 유무에 따른 추정된 자석 온도의 변화를 보였다. 비선형성 보상 유무에 따른 추정 자석 온도 변화는 축소 모델의 경우 MTPA 조건에서 0.7 ºC이다. 견인용 전동기의 경우, 전류각 80º 조건에서, 비선형성 보상 유무에 따른 추정 온도 변화는 거의 없었다.

제안된 방법은 급격한 권선 온도 변화와 자석 온도가 증가, 감소하는 상황을 모의하여, 축소 모델과 견인용 전동기에서 검증되었다. 축소 모델의 경우, MTPA 조건에서 최대 3.7 ºC 오차가 발생하고, 전기자동차 구동용 전동기의 경우 MTPA과 깊은(deep) 약자속 영역에서 최대 오차는 5 ºC 이다.

저속에서 기존 방법들은 고주파 저항 성분에서 고정자 권선 저항 성분을 제거하여 자석의 온도를 추정한다. 고정자 저항 성분을 제거하기 위해서는 고정자 권선 온도 측정을 위한 온도센서가 추가적으로 필요하다. 또한 고주파 저항은 고주파 임피던스의 위상의 영향을 크게 받기 때문에 디지털 지연으로 인한 오차가 크고, 주입 주파수가 300 Hz 미만으로 제한된다.

본 논문에서는 저속에서 고주파 인덕턴스를 사용하여 자석의 온도를 추정하는 방법을 제안한다. 고주파 인덕턴스를 사용함으로써, 권선 온도에 의한 권선 저항의 변화의 영향은 제거된다. 따라서 추가적인 온도 센서는 필요 없다.

일반적으로 전기자동차용 구동용 전동기는 동기주파수의 6배, 12배, 18배 등의 공간 고조파 성분들이 존재한다. 주입 주파수는 이 공간 고조파들보다 더 높은 영역에 존재해야 한다. 따라서 기존 고주파 저항을 사용한 방법들은 전기자동차용 전동기에 적용이 불가능하다. 하지만 제안된 방법은 주입 주파수를 공간 고조파 성분을 고려해 충분히 높일 수 있기 때문에 적용이 가능하다.

제안된 방법이 적용되었을 때 축소 모델의 경우 500 Hz 정현파가 주입되었고, 저속 MTPA 조건에서 최대 추정 오차는 2.9 ºC 이다. 전기자동차 구동용 대상 전동기의 경우, 2.5 kHz의 구형파가 주입되었고, 저속 MTPA 조건에서 최대 4 ºC의 추정 오차가 발생한다.

정지 상태에서는 저속에서 적용한 방법을 응용하여 온도를 추정한다. 기존 방법들은 저속에서의 온도 추정 방법을 정지상태에 적용 가능하다고 주장했다. 하지만 정지상태에서는 권선법과 슬롯 효과로 인해서 고주파 인덕턴스가 회전자의 위치에 따라서 변한다. 따라서 본 연구에서는 이를 고려한 온도 추정 방법을 제안하였다. 제안된 방법을 적용했을 때 축소 모델의 경우, 최대 5 ºC 이하의 추정 오차가 발생하고 대상 전동기의 경우 최대 추정 오차는 4 ºC 이다.

본 논문에서는 온도 추정기 대역폭 설정 방법을 제안하였다. 본 연구에서는 추정기의 대역폭은 1 rad/s로 설정되었다. 즉 온도 추정기는 3 초 후 자석 온도의 95 %를 추정한다. 실험을 통해서 온도 추정기는 2.9 초~3.2 초 안에 자석 온도의 95 %를 추정하는 것을 확인하였다. 하지만 대부분의 실험들이 자석의 온도가 증가나 감소하는 상태에서 자석 온도를 추정하기 때문에 정상상태 오차가 발생하고, 이 오차는 앞서 제시한 오차들에 포함되어 있다.

또한 추정 오차의 현실적 범위를 고려하여 추정에 필요한 계수들을 최적화 함으로써, 온도 추정에 사용되는 계수들의 테이블을 최소화 하였다.

본 연구를 토대로 향후 연구가 필요한 과제들은 다음과 같은 것들이 있다.

첫째는 추정된 자석 온도를 사용하여, 전동기를 제어하는 것이다. 정밀한 토크 제어와 고효율 제어를 위해서는 자석 온도에 따라서 전동기의 동작점이 바뀌어야 한다. 추정된 자석의 온도를 사용하여,

전동기의 동작점을 이동시켜준다면, 전동기의 토크 제어의 정밀도와 시스템의 효율을 증진시킬 수 있다.

둘째는 자석의 온도를 실시간으로 정확하게 추정이 가능하기 때문에, 전동기의 속도와 토크 같은 동작 영역이 확대될 수 있다. 전동기 동작 영역의 확대를 통해, 전동기와 구동 시스템 설계를 최적화할 수 있다.

셋째, 인공 신경망을 사용하여 온도 추정 방법을 최적화 할 수 있다. 인공 신경망 학습을 통해 정확하고 간단한 온도 추정 방법이 개발될 수 있다. 하지만 이를 위해서는 충분한 학습을 위한 데이터와 적절한 모델의 개발이 필요하리라 생각 된다.

넷째, 개발된 온도 측정 시스템을 사용하여, 영구자석 전동기가 아닌 유도 전동기의 온도 추정도 가능하다. 최근 전기자동차 구동을 위해 매입형 영구자석 동기기 대신 유도기를 사용하는 경우도 있고 유도기 특성 또한 회전자의 온도에 따라 변하기 때문에 회전자의 온도가 제어 정밀도와 신뢰성에 중요하다. 따라서 개발된 온도 추정 시스템을 사용하여 유도기 회전자의 온도 추정 방법을 개발할 수도 있다.

다섯째, 개발된 온도 측정 시스템을 사용하여, 영구자석 동기기에 사용된 자석 온도의 불평형을 파악하는 것이 가능할 수 있다. 자석 온도의 불평형은 공극의 방사 방향 자속 밀도의 형태를 변화시키기 때문에, 역기전력 또는 자속의 공간 고조파의 변화를 만든다. 즉, 자석 온도의 불평형이 역기전력의 특정 고조파 성분으로 나타난다. 이 고조파 변화를 관측 및 분석하여 자석 온도의 불평형을 추정할 수도 있다.

여섯째, 본 연구에서는 “전기 강판의 BH 특성이 온도에 따라서 일정하다”고 가정하였다. 하지만 실제는 전기 강판의 온도에 따라서 BH 특성도 미세하게 변하기 때문에 이를 고려한 온도 추정이 필요할 수 있다.

참고 문헌

[1] S. Constantinides, “Understanding and using reversible temperature coefficients,” in *Arnold Magnetic Techonologies,* 2009.

[2] M. Calin and E. Helerea, "Temperature influence on magnetic characteristics of NdFeB permanent magnets," 2011 7TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED TOPICS IN ELECTRICAL ENGINEERING (ATEE), Bucharest, 2011, pp. 1-6.

[3] S. Li, D. Han and B. Sarlioglu, "Impact of Temperature Variation on Fuel Economy of Electric Vehicles and Energy Saving by using Compensation Control," 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Long Beach, CA, 2018, pp. 702-707.

[4] S. Li, B. Sarlioglu, S. Jurkovic, N. R. Patel and P. Savagian, "Analysis of Temperature Effects on Performance of Interior Permanent Magnet Machines for High Variable Temperature Applications," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 5, pp. 4923-4933, Sept.-Oct. 2017.

[5] S. Li, B. Sarlioglu, S. Jurkovic, N. R. Patel and P. Savagian, "Comparative Analysis of Torque Compensation Control Algorithms of Interior Permanent Magnet Machines for Automotive Applications Considering the Effects of Temperature Variation," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 3, no. 3, pp. 668-681, Sept. 2017.

[6] A. Rabiei, T. Thiringer, M. Alatalo and E. A. Grunditz, "Improved Maximum-Torque-Per-Ampere Algorithm Accounting for Core Saturation, Cross-Coupling Effect, and Temperature for a PMSM Intended for Vehicular Applications," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 2, no. 2, pp. 150-159, June 2016.

[7] Y. Kim and S. Sul, "Torque Control Strategy of an IPMSM Considering the Flux Variation of the Permanent Magnet," 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting, New Orleans, LA, 2007, pp. 1301-1307.

[8] T. Sebastian, "Temperature effects on torque production and efficiency of PM motors using NdFeB magnets," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 2, pp. 353-357, March-April 1995.

[9] G. D. Demetriades, H. Z. d. l. Parra, E. Andersson and H. Olsson, "A real-time thermal model of a permanent-magnet synchronous motor," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 2, pp. 463-474, Feb. 2010.

[10] P. H. Mellor, D. Roberts and D. R. Turner, "Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design," in IEE Proceedings B - Electric Power Applications, vol. 138, no. 5, pp. 205-218, Sept. 1991.

[11] M. Kamiya, Y. Kawase, T. Kosaka and N. Matsui, “Temperature distribution analysis of permanent magnet in interior permanent magnet synchronous motor considering pwm carrier harmonics,” 2007 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Seoul, 2007, pp. 2023-2027.

[12] N. Simpson, R. Wrobel and P. H. Mellor, "An Accurate Mesh-Based Equivalent Circuit Approach to Thermal Modeling," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 50, no. 2, pp. 269-272, Feb. 2014.

[13] T. Huber, W. Peters and J. Böcker, "Monitoring critical temperatures in permanent magnet synchronous motors using low-order thermal models," 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), Hiroshima, 2014, pp. 1508-1515.

[14] S. Li, B. Sarlioglu, S. Jurkovic, N. Patel and P. Savagian, "Analysis of temperature effects on performance of interior permanent magnet machines," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, 2016, pp. 1-8.J. Clerk Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, 3rd ed., vol. 2.

[15] C. Kral, A. Haumer, and S. Bin Lee, "A practical thermal model for the estimation of permanent magnet and stator winding temperatures," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 455–464, 2014.

[16] D. Reigosa, D. Fernandez, T. Tanimoto, T. Kato and F. Briz, "Comparative Analysis of BEMF and Pulsating High-Frequency Current Injection Methods for PM Temperature Estimation in PMSMs," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 5, pp. 3691-3699, May 2017.

[17] J. H. Dymond, R. Ong and N. Stranges, "Instrumentation, testing, and analysis of electric machine rotor steady-state heating," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 6, pp.1661-1667, Nov/Dec 2002.

[18] M. Ganchev, H. Umschaden and H. Kappeler, "Rotor temperature distribution measuring system," IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, 2011, pp. 2006-2011.

[19] D. Fernandez, D. Reigosa, T. Tanimoto, T. Kato and F. Briz, "Wireless permanent magnet temperature & field distribution measurement system for IPMSMs," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 3996-4003.

[20] D. D. Reigosa, F. Briz, P. Garcia, J. M. Guerrero and M. W.Degner, "Magnet Temperature Estimation in Surface PM Machines Using High-Frequency Signal Injection," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 4, pp. 1468-1475, July-Aug. 2010.

[21] C. Du-Bar, J. Åström, T. Thiringer, S. Lundmark and M. Alatalo, "Design of an online temperature monitoring system for an experimental IPMSM," 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Lausanne, 2016, pp. 1533-1538.

[22]D. Park, H. Jung, H. Cho and S. Sul, "Design of Wireless Temperature Monitoring System for Measurement of Magnet Temperature of IPMSM," 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Long Beach, CA, 2018, pp. 656-661.

[23]T.A. Lipo,, " Winding Distribution in an Ideal Machine," in *Analysis of Synchronous Machines*, Taylor & Francis Group, LLC, 2012.

[24]권용철, 분수 슬롯 집중권을 가지는 매입형 영구자석 동기 전동기의 인덕턴스 분석 및 수식화, 박사 학위 논문, 서울대학교, 2017.

[25] M. A. Khan, I. Husain, R. Islam and J. Klass, "Design of experiments to address manufacturing tolerances and process variation influencing cogging torque and back EMF in the mass production of the permanent magnet synchronous motors," 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE),Raleigh, NC, 2012, pp. 3032-3039.

[26] https://www.thermocoupleinfo.com/type-k-thermocouple.htm

[27] https://www.vishay.com/docs/28762/ptsserie.pdf

[28] Haiyu Qi, S. Ganesan, Ji Wu, M. Pecht, P. Matkowski and J. Felba, "Effects of Printed Circuit Board Materials on Lead-free Interconnect Durability," Polytronic 2005 - 5th International Conference on Polymers and Adhesives in Microelectronics and Photonics, 2005, pp. 140-144.

[29] N. Takahashi, M. Morishita, D. Miyagi and M. Nakano, "Examination of Magnetic Properties of Magnetic Materials at High Temperature Using a Ring Specimen," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 2, pp. 548-551, Feb. 2010.

[30] A. Specht and J. Böcker, "Observer for the rotor temperature of IPMSM," Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010, Ohrid, 2010, pp. T4-12-T4-15.

[31] A. Specht, O. Wallscheid and J. Böcker, "Determination of rotor temperature for an interior permanent magnet synchronous machine using a precise flux observer," 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), Hiroshima, 2014, pp. 1501-1507.

[32] O. Wallscheid, A. Specht and J. Böcker, "Observing the Permanent-Magnet Temperature of Synchronous Motors Based on Electrical Fundamental Wave Model Quantities," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 5, pp. 3921-3929, May 2017.

[33] L. J. Garces, "Parameter Adaption for the Speed-Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-16, no. 2, pp. 173-178, March 1980.

[34] G. Feng, C. Lai, J. Tjong and N. C. Kar, "Noninvasive Kalman Filter Based Permanent Magnet Temperature Estimation for Permanent Magnet Synchronous Machines," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 12, pp. 10673-10682, Dec. 2018.

[35] S. Jurkovic, K. M. Rahman, J. C. Morgante and P. J. Savagian, "Induction Machine Design and Analysis for General Motors e-Assist Electrification Technology," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 1, pp. 631-639, Jan.-Feb. 2015.

[36] J.W. Choi and S. K. Sul, “A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, no. 5, pp. 1001–1008, Sep./Oct. 1995.

[37] J. W. Choi and S. K. Sul, “Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, no. 2, pp. 221–227, Mar. 1996.

[38] H. M. Ryu et al., “Compensation of voltage distortion in PWM-VSI by prediction of stator currents at switching point,” in Conf. Rec. IEEJ Annu. Meet., Apr. 1999, vol. 3, pp. 87–90.

[39] C. Silva, G. M. Asher, and M. Sumner, “Influence of dead-time compensation on rotor position estimation in surface mounted PM machines using HF voltage injection,” in Proc. IEEE Power Convers. Conf., Osaka, Japan, 2002, pp. 1279–1284.

[40] J. M. Guerrero, M. Leetmaa, F. Briz, A. Zamarron, and R. D. Lorenz, “Inverter nonlinearity effects in high-frequency signal-injection-based sensorless control methods,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no. 2, pp. 618–626, Mar./Apr. 2005.

[41] N. Urasaki, T. Senjyu, T. Kinjo, T. Funabashi, and H. Sekine, “Dead time compensation for permanent magnet synchronous motor drive taking zero-current clamp and parasitic capacitance effects into account,” Proc. Inst. Elect. Eng.—Elect. Power Appl., vol. 152, no. 4, pp. 845–853, Jul. 2005.

[42] C.H. Choi and J.K. Seok, “Compensation of zero-current clamping effects in high-frequency-signal-injection-based sensorless PM motor drives,”IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 43, no. 5, pp. 1258–1265, Sep./Oct. 2007.

[43] K. Wiedmann, F. Wallrapp, and A. Mertens, “Analysis of inverter nonlinearity effects on sensorless control for permanent magnet machine drives based on high-frequency signal injection,” in Proc. 13th EPE Conf. Appl., 2009, pp. 1–10.

[44] D. Kim, Y. Kwon, S. Sul, J. Kim and R. Yu, "Suppression of Injection Voltage Disturbance for High-Frequency Square-Wave Injection Sensorless Drive With Regulation of Induced High-Frequency Current Ripple," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 1, pp. 302-312, Jan.-Feb. 2016.

[45] D.-W. Chung and S.-K. Sul, “Analysis and compensation of current measurement error in vector-controlled AC motor drives,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 2, pp. 340–345, Mar./Apr. 1998.

[46] Seung-Ki Sul, "Practical Issues," in *Control of Electric Machine Drive Systems*, IEEE, 2011.

[47] M. Kim, S. Sul and J. Lee, "Compensation of Current Measurement Error for Current-Controlled PMSM Drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3365-3373, Sept.-Oct. 2014.

[48] M. Ganchev, C. Kral and T. Wolbank, "Compensation of speed dependency in sensorless rotor temperature estimation for permanent magnet synchronous motor," 2012 XXth International Conference on Electrical Machines, Marseille, 2012, pp. 1612-1618.

[49] M. Ganchev, C. Kral and T. Wolbank, "Hardware and software implementation of sensorless rotor temperature estimation technique for Permanent Magnet Synchronous Motor," *2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*, Bologna, 2012, pp. 1-6.

[50] M. Ganchev, C. Kral and T. Wolbank, "Sensitivity and robustness aspects of sensorless rotor temperature estimation technique for Permanent Magnet Synchronous Motor," *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Novi Sad, 2012, pp. LS3a-1.2-1-LS3a-1.2-6.

[51] M. Ganchev, C. Kral and T. Wolbank, "Sensorless rotor temperature estimation of permanent magnet synchronous motor under load conditions," *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, 2012, pp. 1999-2004.

[52] M. Ganchev, C. Kral and T. Wolbank, "Identification of sensorless rotor temperature estimation technique for Permanent Magnet Synchronous Motor," *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Sorrento, 2012, pp. 38-43.

[53] M. Ganchev, C. Kral and T. M. Wolbank, "Compensation of Speed Dependence in Sensorless Rotor Temperature Estimation for Permanent-Magnet Synchronous Motor," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2487-2495, Nov.-Dec. 2013.

[54] D. Reigosa, D. Fernandez, H. Yoshida, T. Kato and F. Briz, "Permanent magnet temperature estimation in PMSMs using pulsating high frequency current injection," *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, PA, 2014, pp. 5198-5205.

[55] D. D. Reigosa, D. Fernandez, H. Yoshida, T. Kato and F. Briz, "Permanent-Magnet Temperature Estimation in PMSMs Using Pulsating High-Frequency Current Injection," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 4, pp. 3159-3168, July-Aug. 2015.

[56] D. D. Reigosa, D. Fernandez, T. Tanimoto, T. Kato and F. Briz, "Sensitivity Analysis of High-Frequency Signal Injection-Based Temperature Estimation Methods to Machine Assembling Tolerances," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 6, pp. 4798-4805, Nov.-Dec. 2016.

[57] D. Díaz Reigosa, D. Fernandez, Z. Zhu and F. Briz, "PMSM Magnetization State Estimation Based on Stator-Reflected PM Resistance Using High-Frequency Signal Injection," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 3800-3810, Sept.-Oct. 2015.

[58] D. Fernandez, M. Martínez, D. Diaz Reigosa, J. M. Guerrero, C. Manuel Suárez Alvarez and F. Briz, "Influence of Magnetoresistance and Temperature on Permanent Magnet Condition Estimation Methods Using High-Frequency Signal Injection," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 5, pp. 4218-4226, Sept.-Oct. 2018.

[59] H. Polinder and M. J. Hoeijmakers, "Eddy-current losses in the segmented surface-mounted magnets of a PM machine," in IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 146, no. 3, pp. 261-266, May 1999.

[60] H. S. Jung, D. Park H. Kim and S. K. Sul, "Non-Invasive Magnet Temperature Estimation in IPMSM by High Frequency Pulsating Sinusoidal Voltage Injection," 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Long Beach, CA, 2018.

[61] H. Jung, D. Park, H. Kim, S. Sul and D. Berry, "Non-Invasive Magnet Temperature Estimation of IPMSM Based on High-Frequency Inductance with a Pulsating High-Frequency Voltage Signal Injection," in IEEE Transactions on Industry Applications.

[62] B. H. Bae and S. K. Sul, “A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM ac drive,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 3, pp. 802–810, May/Jun. 2003.

[63] Y. Yoon, S. Sul, S. Morimoto and K. Ide, "High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1361-1370, May-June 2011.

[64] S. Kim, J. Ha and S. Sul, "PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 5, pp. 1576-1587, Sept.-Oct. 2012.

Abstract

In this paper, the magnet temperature of interior permanent magnet synchronous machine, IPMSM, for electric vehicle traction drive, is estimated by exploiting an electrical model of IPMSM. It has been proposed that the temperature can be estimated by fundamental of reactive energy in consideration of inductance variation at high or medium operating speed and by high frequency inductance at low speed or standstill. The proposed methods have been verified through experimental tests with two motors, the small scaled motor, whose magnet temperature is directly measured by temperature sensors, and a commercial traction motor for EV.

In the proposed method at high or medium speed, stator resistance variations due to rotating speed and winding temperature are thoroughly decoupled through the concept of the reactive energy. It means that additional temperature sensors to decouple the variations are not required in the proposed method. Furthermore, accuracy of the temperature estimation is improved in consideration of not only variation of the magnet flux linkage but also that of inductance. Temperature estimation error from an inverter nonlinearity is also minimized. In the experimental results with the small scaled machine, the estimated magnet temperature varies by 0.7 ^{o}C according to whether the inverter nonlinearity is compensated or not. In the experimental results with the traction machine at a current angle, 80 ^{o}, the estimated temperature is not affected by whether the inverter nonlinearity is compensated or not. When the magnet temperature is estimated by using the proposed method in medium and high speed range, the maximum estimation error in the small scale machine is about 3.7 ^{o}C in the measured magnet temperature range from 32 ^{o}C to 78 ^{o}C and the maximum error in the traction motor is about 5 ^{o}C in the range 23 ^{o}C to 81 ^{o}C.

The proposed method at low speed or standstill is neither affected by the variations of stator resistance, because the high frequency inductance is utilized to estimate the magnet temperature. And, the injection frequency can be increased in the proposed method. Therefore, a square wave signal can be injected instead of a sinusoidal signal. This proposed method was also verified in two experimental sets. When the 500 Hz

sinusoidal signal is injected at d-axis of the small scaled motor, the maximum errors at low speed and standstill are 2.9 ^{o}C and 5 ^{o}C in the measured magnet temperature range from 22 ^{o}C to 80 ^{o}C, respectively. When the 2.5 kHz square wave is injected at d-axis of the traction motor in low speed, the estimation error is less than 5 ^{o}C. When the 600 Hz sinusoidal wave is injected at d-axis of the traction motor in stand still, the estimation error is less than 4 ^{o}C.

Through these experimental results, it has been verified that the proposed methods would accurately estimate the magnet temperature in all operation range of traction motor including standstill.

Keywords: IPMSM, Magnet temperature, temperature estimation
Student Number: 2015-30203