



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](#)

공학석사 학위 논문

맥동 전압 주입과 가상 역기전력을
이용한 매입형 영구자석 동기 전동기의
전 속도 영역 센서리스 운전

Entire Speed Range Sensorless Control for
Interior Permanent Magnet Motor
Based on Pulsating Voltage Signal Injection and
Virtual Back EMF

2023 년 2 월

서울대학교 대학원
전기·정보공학부
김 태 형

맥동 전압 주입과 가상 역기전력을
이용한 매입형 영구자석 동기 전동기의
전 속도 영역 센서리스 운전

지도 교수 설 승 기

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함
2022 년 12 월

서울대학교 대학원
전기·정보공학부
김 태 형

김태형의 공학석사 학위논문을 인준함
2022 년 12 월

위 원 장 하 정 익 (인)

부위원장 설 승 기 (인)

위 원 최 성 휘 (인)

초 록

본 논문에서는 맥동 전압 주입과 가상 역기전력을 이용한 매입형 영구자석 동기 전동기의 전 속도 영역 운전이 가능한 센서리스 제어 기법을 제안한다.

매입형 영구자석 동기 전동기의 센서리스 운전은 속도에 따라 다른 기법을 사용한다. 중/고속에서는 역기전력 신호를 통해 회전자 위치를 추정하는 역기전력 기반 센서리스 제어를, 영속 및 저속에서는 자기적 돌극성을 이용해 회전자 위치를 추정하며 이를 위해 고주파 전압을 주입하는 신호 주입 센서리스 제어를 사용한다. 따라서 이 두 알고리즘을 사용하는 경우, 전 속도 영역의 센서리스 운전을 위해서는 알고리즘을 절환하는 기법이 추가로 필요해져 시스템의 복잡도를 증가시킨다.

이러한 절환 절차를 제거하기 위해, 제안하는 알고리즘은 전류 응답 신호와 역기전력 신호를 통합한다. 수정된 전동기의 모델링을 토대로 고주파 전류 응답 신호를 포함한 가상 역기전력 신호를 이용하여 회전자 위치를 추정한다. 가상 역기전력 신호에는 회전자 위치 오차 정보가 주파수 정보와 함께 내재하고 있어, 이를 주파수별로 분리하여 신호 처리를 통해 간단한 신호로 수정한 후 회전자 위치를 추정한다. 기존 절환 알고리즘과의 이론적인 비교를 위해, 제안 알고리즘을 기존의 절환 알고리즘으로 해석하여 어떤 특징을 가지는지 분석하였다.

본 연구에서 제안하는 알고리즘은 가중치 및 절환 구간의 설정이 필요없으며 절환 절차를 거치지 않아 센서리스 알고리즘 간의 절환이 필요한 기존 방법보다 구현이 간단하다. 제안하는 알고리즘의 운전 특성은 1.7 kW 매입형 영구자석 동기 전동기에 대한 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

주요어: 영구자석 동기 전동기, 센서리스 제어, 센서리스 절환, 전 속도 영역 운전, 맥동 전압 주입, 가상 역기전력

학 번: 2021-24828

목 차

제 1장 서론.....	1
1.1 연구의 배경 및 목적.....	1
1.2 논문의 구성.....	4
제 2장 매입형 영구자석 동기 전동기의 센서리스 제어의 기본 원리	5
2.1 역기전력 기반 회전자 위치 추정 원리.....	5
2.1.1 매입형 영구자석 동기 전동기의 모델링.....	5
2.1.2 확장된 역기전력 기반 센서리스 제어	7
2.2 맥동 전압 신호 주입을 통한 회전자 위치 추정 원리.....	9
2.2.1 맥동 전압에 의한 전류 신호.....	9
2.3 위치/속도 상태 필터를 이용한 속도 및 위치 추정.....	10
제 3장 전 속도 영역 센서리스 운전에 대한 기존 연구.....	13
3.1 알고리즘 절환 기법.....	13
3.1.1 히스테리시스 형태의 제어기 절환 기법.....	13
3.1.2 가중치를 이용한 위치 추정 알고리즘 절환 기법.....	14
3.2 통합 신호 기반 위치 추정 기법	15
3.2.1 2차 확장된 역기전력 신호 기반 알고리즘.....	16
3.2.2 2차 가상 역기전력 신호 기반 알고리즘.....	17
제 4장 수정된 확장 역기전력 신호를 사용한 전 속도 영역 센서리스 알고리즘	20
4.1 제안 알고리즘 소개.....	20
4.1.1 가상 역기전력을 이용한 전동기 모델링.....	20
4.1.2 D축 맥동 전압 주입 및 통합 신호 추출.....	21
4.2 알고리즘 구현.....	24
4.2.1 필터 최소화.....	24
4.2.2 인버터 비선형성의 영향과 보상	26
4.2.3 고주파 전압 신호 주입 및 중단 절차	29
4.3 알고리즘 분석.....	30
4.3.1 기존 절환 기법의 수렴점 분석	30

4.3.2 제안 알고리즘의 수렴점 분석	35
제 5장 시뮬레이션 및 실험 결과	39
5.1 시뮬레이션 및 실험 조건	39
5.2 시뮬레이션 결과.....	41
5.2.1 시뮬레이션 구성.....	41
5.2.2 절환 속도 구간에서의 토크 제어 시뮬레이션 결과.....	43
5.2.3 절환 속도 구간에서의 속도 제어 시뮬레이션 결과.....	55
5.3 실험 결과.....	66
5.3.1 실험 세트 구성.....	66
5.3.2 절환 속도 구간에서의 토크 제어 실험 결과.....	68
5.3.3 절환 속도 구간에서의 속도 제어 실험 결과.....	75
제 6장 결론 및 향후 과제	81
6.1 결론	81
6.2 향후 과제.....	82
참고 문헌	83
Abstract.....	85

표 목차

표 5-1. 시뮬레이션에 사용된 전동기의 제정 수	39
표 5-2. 제어기 관련 제정 수 및 이득 설정	39

그림 목차

그림 2-1. 회전자 기준 좌표계 및 추정 회전자 기준 좌표계의 관계.....	6
그림 2-2. PID 형태의 위치/속도 상태 필터.....	11
그림 2-3. 역기전력 기반 센서리스 제어 전체 블록도.....	11
그림 2-4. 고주파 전압 주입을 고려한 센서리스 제어 전체 블록도.....	12
그림 3-1. 히스테리시스 형태의 알고리즘 절환 기법.....	14
그림 3-2. 추정 속도에 가중치를 두는 알고리즘 절환 기법.....	15
그림 3-3. 추정 회전자 위치 오차에 가중치를 두는 알고리즘 절환 기법	15
그림 4-1. 제안하는 센서리스 제어 전체 블록도	24
그림 4-2. 제안하는 센서리스 제어의 수정된 전체 블록도.....	25
그림 4-3. 전압 합성 오차를 얻기 위한 실험 세트	27
그림 4-4. 실험적으로 구한 대상 인버터의 δV_{xn} 및 근사한 atan 함수 ..	28
그림 4-5. 인버터 비선형성으로 인한 전압 합성 오차의 보상 방법.....	28
그림 4-6. 운전 속도에 따른 고주파 전압 주입 신호의 크기.....	29
그림 4-7. 커플링 인덕턴스 및 파라미터 오차 고려 시 위치 추정 블록도	33
그림 4-8. 수렴점 부근에서의 추정 회전자 위치	34
그림 5-1. 속도에 따른 가중치 및 주입 신호의 크기	40
그림 5-2. 참조표를 사용하여 구성한 전동기 모델	41
그림 5-3. 제어 시뮬레이션의 전체 블록도	42
그림 5-4. 절환 시작 속도(300 r/min)에서의 토크 제어	44
그림 5-5. 300 r/min 토크 제어 시 주파수별 신호 크기 비율	45
그림 5-6. 300 r/min 무부하 운전 시 추정 회전자 위치 오차.....	46
그림 5-7. 절환 구간의 중간 지점 속도(450 r/min)에서의 토크 제어.....	47
그림 5-8. 450 r/min 토크 제어 시 주파수별 신호 크기 비율	48
그림 5-9. 절환 완료 속도(600 r/min)에서의 토크 제어	49
그림 5-10. 600 r/min에서의 토크 제어 (제안 알고리즘 - 식 (4.16)으로 구현).....	50

그림 5-11. 속도 변화(0 ~ 1000 r/min) 시 토크 제어	52
그림 5-12. 속도 변화(0 ~ 1000 r/min) 시 토크 제어 (제안 알고리즘 - 식 (4.16)으로 구현).....	54
그림 5-13. 300 r/min 속도 제어 시 부하 인가.....	56
그림 5-14. 300 r/min 속도 제어 시 주파수별 신호 크기 비율	57
그림 5-15. 450 r/min 속도 제어 시 부하 인가.....	58
그림 5-16. 450 r/min 속도 제어 시 주파수별 신호 크기 비율	59
그림 5-17. 600 r/min 속도 제어 시 부하 인가.....	60
그림 5-18. 450 r/min 속도 제어 시 주파수별 신호 크기 비율	61
그림 5-19. 속도 제어를 통한 0 ~ 1000 r/min 가속 (0.5 pu 부하 인가).....	62
그림 5-20. 0 ~ 1000 r/min 정현파 속도 제어 (무부하).....	63
그림 5-21. 0 ~ 1000 r/min 정현파 속도 제어 (무부하, 공간 고조파 무시).....	65
그림 5-22. 실험 세트의 구성.....	66
그림 5-23. 전동기 - 부하기 세트 (MG 세트).....	66
그림 5-24. 제어 보드.....	67
그림 5-25. 인버터 세트.....	67
그림 5-26. 절환 시작 속도(300 r/min)에서의 토크 제어 (실험).....	69
그림 5-27. 300 r/min 무부하 운전 시 추정 회전자 위치 오차 (실험).....	70
그림 5-28. 절환 구간의 중간 지점 속도(450 r/min)에서의 토크 제어 (실험)	71
그림 5-29. 절환 완료 속도(600 r/min)에서의 토크 제어 (실험).....	72
그림 5-30. 600 r/min에서의 토크 제어 (실험, 제안 알고리즘 - 식 (4.16)으로 구현).....	73
그림 5-31. 속도 변화(0 ~ 1000 r/min) 시 토크 제어 (실험).....	74
그림 5-32. 속도 변화(0 ~ 1000 r/min) 시 토크 제어 (실험, 제안 알고리즘 - 식 (4.16)으로 구현).....	75
그림 5-33. 300 r/min 속도 제어 시 부하 인가 (실험).....	76
그림 5-34. 450 r/min 속도 제어 시 부하 인가 (실험).....	77
그림 5-35. 600 r/min 속도 제어 시 부하 인가 (실험).....	78
그림 5-36. 속도 제어를 통한 0 ~ 1000 r/min 가속 (0.5 pu 부하 인가, 실험)	

.....	79
그림 5-37. 0 ~ 1000 r/min 정현파 속도 제어 (무부하, 실험).....	80

제 1장 서론

1.1 연구의 배경 및 목적

영구자석 동기 전동기는 회전자에 있는 영구자석이 자속을 만들어 주어 유도 전동기와는 달리 별도의 여자 회로가 필요하지 않다. 이 때문에 비교적 높은 효율과 빠른 동특성을 지니며, 자속 밀도가 높은 희토류 영구자석을 사용할 경우 높은 에너지 효율 및 토크 밀도를 가지는 장점이 있어 다양한 산업 분야에서 이용되고 있다 [1]-[14].

영구자석 동기 전동기의 빠른 응답성과 고성능의 위치, 속도 및 토크 제어를 하기 위한 방법으로 자속 벡터에 정렬된 기준 좌표계를 사용하는 자속 기준 제어가 주로 사용된다. 이 제어 방법은 회전자의 위치 정보가 필수적이기에 엔코더, 레졸버 등의 위치 센서를 축에 부착하여 회전자의 위치 및 속도 정보를 추출한다. 그러나 위치 센서를 사용할 경우 부가적인 하드웨어가 필요하기 때문에 부피, 가격 및 시스템의 복잡성이 증가한다. 또한 외부의 잡음에 의해 신호의 신뢰성이 감소할 수 있고 유지 및 보수가 필요하는 등 여러 문제점이 존재한다. 이러한 문제점들을 해결하기 위해 속도 및 위치 센서를 사용하지 않고 회전자의 위치 정보를 추정하는 제어, 즉 위치 센서리스 제어에 관하여 많은 연구가 진행되어 왔다.

위치 센서리스 제어 기법은 회전자의 위치를 추정하는 방법에 따라 역기전력을 기반으로 하는 방법과 전동기의 자기적 돌극성을 기반으로 하는 방법으로 분류할 수 있다.

역기전력을 기반으로 하는 방법에서는 전압 및 전류로 나타내어지는 전동기의 수학적 모델을 이용하며, 역기전력 성분에서 포함된 회전자 위치 정보나 회전자 위치 오차 정보를 추출한다 [2]-[6]. 이 방법을 사용하기 위해서는 역기전력의 크기가 충분히 커야 하며, 역기전력 크기는 회전자의 속도에 비례하므로 중/고속 영역에서는 주로 이 방법이 사용된다. 하지만 영속 및 저속 영역에서는 역기전력의 크기가 없거나 매우 작아 회전자 위치 추정의 성능을 유지할 수 없다.

전동기의 자기적 돌극성을 이용하는 방법은 회전자의 형상이나 자속 위치 및 방향에 따른 인덕턴스의 변화를 이용한다. 이러한 돌극성을 이용하기 위해 고주파 신호를 주입하고, 이로 인한 전류 응답을 통해 회전자 위치를 추정한다 [7]-[9]. 이러한 방법을 신호 주입 센서리스 기법이라고 한다. 이 방법은 영속 및 저속에서도 회전자 위치 추정이 가능하다는 장점이 있으나, 고주파 신호를 주입해야 하기에 생기는 여러 단점이 있다. 고주파 전압을 추가로 주입하기에 추가적인 손실이 발생하며, 가용 전압이 감소하여 운전 영역이 제한된다. 이 때문에 신호 주입 센서리스 기법은 주로 영속 및 저속 영역에서 사용된다.

이렇듯 전동기의 속도에 따라 주로 사용하는 센서리스 기법이 다르므로, 전동기를 전 속도 영역에서 센서리스 운전을 하기 위해서 두 센서리스 알고리즘들을 절환하는 기법들이 연구되었다.

알고리즘의 절환 기법은 절환 형태에 따라 히스테리시스 형태 절환과 가중치를 이용한 절환으로 분류할 수 있다. 히스테리시스 형태 절환은 특정 속도에서 알고리즘의 절환이 이루어지며, 고속에서 저속과 저속에서 고속의 절환이 같은 속도에서 이루어지지 않도록 히스테리시스 대역을 설정한다 [10]-[12]. 절환하기 직전 절환할 센서리스 알고리즘의 정보들을 현재의 정보로 동기화하여 부드러운 절환이 되도록 한다. 이러한 기법은 영속/저속, 중/고속 영역마다 다른 알고리즘으로만 제어하므로 운전 상황에 맞게 최적화하여 제어기 및 상태 필터를 설계할 수 있다.

가중치를 이용한 절환은 절환 속도 구간에서 두 센서리스 알고리즘 정보들을 가중치를 통해 혼합하여 제어에 사용한다 [13]-[16]. 따라서 히스테리시스 형태 절환과는 달리, 두 센서리스 알고리즘을 모두 사용하여 제어하는 구간이 존재한다. 가중치는 주로 전동기의 속도에 따른 함수로 설정하여 부드럽게 절환되도록 하며 절환 구간 중 비교적 저속에서는 신호 주입 센서리스 기법에, 고속에서는 역기전력 기반 센서리스 기법에 가중치를 높게 한다. 가중치를 통해 혼합하는 정보로는 추정 속도, 추정 회전자 위치 및 추정 회전자 위치 오차 정보 등이 있다. 혼합하는 정보에 따라 추정하는 알고리즘의 형태가 달라지는데, 추정

속도 및 위치를 혼합하는 경우는 각 알고리즘마다 위치/속도 상태 필터가 필요하며, 추정 회전자 위치 오차를 혼합하는 경우는 통합 위치/속도 상태 필터 하나만 사용하게 된다. 따라서 회전자 위치 오차를 혼합하는 경우는 알고리즘의 구현이 비교적 간단하며, 이외의 경우는 각 알고리즘의 운전 상황에 최적화하여 상태 필터를 설계할 수 있다.

이러한 알고리즘의 절환 기법들은 안정적인 운전을 위한 가중치 함수 및 절환 구간의 설정이 필요하며, 저속과 중/고속 사이를 빈번히 오갈 경우 절환 절차로 인해 제어의 복잡도가 증가하고 제어 성능이 떨어질 수도 있다. 따라서 절환으로 인한 시스템의 복잡도를 최소화하기 위해 단일 신호를 통해 회전자 위치를 추정하여 절환을 하지 않는 통합 센서리스 제어 알고리즘이 제안되었다 [17], [18]. 본 논문은 기존에 제안된 통합 알고리즘들의 특징 및 한계점을 분석하고, 이를 해결할 수 있는 센서리스 제어 기법의 제안을 목표로 한다. 제안된 센서리스 제어 기법의 타당성을 검증하기 위해, 매입형 영구자석 동기 전동기에 대한 실험을 수행한다. 기존 절환 알고리즘과의 비교 실험을 통해 전 속도 영역에서 제안하는 센서리스 제어 기법의 적용이 가능함을 검증한다.

1.2 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다.

제 1장에서는 본 논문의 연구 배경 및 목적에 대하여 기술한다.

제 2장에서는 매입형 영구자석 동기 전동기의 센서리스 제어의 기본 원리에 대해 기술한다. 중/고속에서의 역기전력 기반 센서리스 제어와 영속 및 저속에서의 신호 주입 센서리스 제어에 대해 기술하며, 회전자의 위치를 추정하기까지의 과정을 소개한다.

제 3장에서는 전 속도 영역 운전을 위한 알고리즘 절환 기법들과 통합 센서리스 제어 알고리즘들을 소개한다. 특히, 기존에 제안된 통합 센서리스 제어 알고리즘의 특징 및 한계점을 분석하여 기술한다.

제 4장에서는 맥동 전압 주입과 가상 역기전력을 이용한 센서리스 제어 기법을 제안한다. 제안하는 알고리즘의 구현 시 유의점과 구현의 간소화 방법을 소개하며, 제안하는 알고리즘과 기존의 절환 알고리즘을 비교하여 분석한다.

제 5장에서는 제안하는 센서리스 제어 알고리즘을 시뮬레이션과 실험을 통해 검증한 결과를 서술한다.

제 6장에서는 본 논문의 연구 결과를 정리하며, 향후 연구 방향에 대해 기술하며 논문을 마무리한다.

제 2장 매입형 영구자석 동기 전동기의 센서리스 제어의 기본 원리

본 장에서는 매입형 영구자석 동기 전동기의 위치 센서리스 제어의 기본적인 원리에 대해 기술한다. 2.1절에서는 중/고속 운전 시 주로 사용하는 역기전력 기반 회전자 위치 추정 원리를 소개하며, 이러한 원리를 사용한 기법인 확장된 역기전력 기반의 제어 방법에 대해 기술한다. 2.2절에서는 저속 운전 시 주로 사용하는 맥동 전압 주입을 통한 회전자 위치 추정 원리에 대해 소개한다. 2.3절에서는 회전자 위치 오차로부터 위치/속도 상태 필터를 이용하여 회전자의 위치 및 속도를 추정하는 과정에 대해 기술한다.

2.1 역기전력 기반 회전자 위치 추정 원리

2.1.1 매입형 영구자석 동기 전동기의 모델링

위치 센서리스 제어는 회전자의 위치 정보를 추정하여 제어하는 기법이므로 회전자 위치 오차 정보가 필요하다. 이러한 오차 정보는 추정 회전자 좌표계의 역기전력 신호에 포함되어 있어 이를 기반으로 회전자의 위치 오차 정보를 얻을 수 있다.

회전자 기준 좌표계에서의 영구자석 전동기 전압 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다 [1].

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} + \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\lambda_{qs}^r \\ \lambda_{ds}^r & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

이 때 공간 고조파와 자기 포화의 영향을 무시할 수 있다면, 고정자 자속은 다음과 같이 고정자 전류에 대해 선형 함수(Linear Function)로 표현할 수 있다.

$$\lambda_{dqs}^r = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dqs}^r + \begin{bmatrix} \lambda_f \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

식 (2.2)를 식 (2.1)에 대입하면 영구자석 전동기 전압 방정식을 다음과

같이 정리할 수 있다.

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

회전자 좌표계에서는 식 (2.3)에서 볼 수 있듯이 d축의 역기전력이 0으로 나타난다. 그러나 센서리스 제어 시에는 추정된 위치 정보를 사용하는 추정 회전자 기준 좌표계의 신호를 얻게 되므로, 식 (2.3)을 추정 회전자 좌표계로 변환해야 한다. 정지 좌표계와 회전자 좌표계, 추정 회전자 좌표계는 다음과 같은 관계를 가지고 있다.

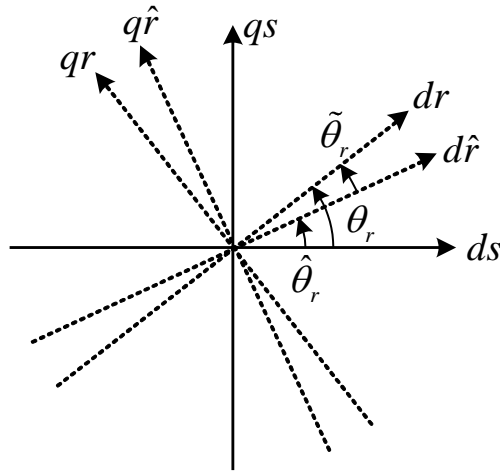


그림 2-1. 회전자 기준 좌표계 및 추정 회전자 기준 좌표계의 관계

그림 2-1에서 알 수 있듯, 본 논문에서는 회전자 위치 오차를 다음과 같이 정의한다.

$$\tilde{\theta}_r = \theta_r - \hat{\theta}_r. \quad (2.4)$$

식 (2.4)와 같은 정의를 통해 회전자 기준 좌표계 변수는 다음과 같이 추정 회전자 기준 좌표계로 변환할 수 있다.

$$\mathbf{f}_{dqs}^{\hat{r}} = \mathbf{R}(\tilde{\theta}_r) \mathbf{f}_{dqs}^r. \quad (2.5)$$

여기서,

$$\mathbf{R}(\tilde{\theta}_r) = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & -\sin \tilde{\theta}_r \\ \sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

위첨자 “ \hat{r} ”는 추정 회전자 기준 좌표계 변수임을 뜻한다. 식 (2.5)를 이용해 식 (2.3)을 추정 회전자 기준 좌표계로 변환하면 다음과 같다 [1].

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} &= R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} \\
&+ \tilde{\omega}_r \begin{bmatrix} (-L_{ds} + L_{qs}) \sin \tilde{\theta}_r \cos \tilde{\theta}_r & L_{ds} \cos^2 \tilde{\theta}_r + L_{qs} \sin^2 \tilde{\theta}_r \\ -L_{ds} \sin^2 \tilde{\theta}_r - L_{qs} \cos^2 \tilde{\theta}_r & (L_{ds} - L_{qs}) \sin \tilde{\theta}_r \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} L_{ds} \cos^2 \tilde{\theta}_r + L_{qs} \sin^2 \tilde{\theta}_r & (L_{ds} - L_{qs}) \sin \tilde{\theta}_r \cos \tilde{\theta}_r \\ (L_{ds} - L_{qs}) \sin \tilde{\theta}_r \cos \tilde{\theta}_r & L_{ds} \sin^2 \tilde{\theta}_r + L_{qs} \cos^2 \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} \\
&+ \omega_r \cdot \begin{bmatrix} (-L_{ds} + L_{qs}) \sin \tilde{\theta}_r \cos \tilde{\theta}_r & -L_{ds} \sin^2 \tilde{\theta}_r - L_{qs} \cos^2 \tilde{\theta}_r \\ L_{ds} \cos^2 \tilde{\theta}_r + L_{qs} \sin^2 \tilde{\theta}_r & (L_{ds} - L_{qs}) \sin \tilde{\theta}_r \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} \\
&+ \omega_r \lambda_f \begin{bmatrix} -\sin \tilde{\theta}_r \\ \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix}
\end{aligned} \quad (2.7)$$

매입형 영구자석 동기 전동기는 돌극성 때문에 d축과 q축의 인덕턴스가 달라 식 (2.7)과 같이 굉장히 복잡한 식이 도출된다. 이를 해결하기 위해 돌극성이 없다고 가정한 후 식을 전개하는 제어 기법이나 새로운 역기전력 개념을 정립하여 식을 전개하는 기법 등이 연구되었다 [2]-[5].

2.1.2 확장된 역기전력 기반 센서리스 제어

본 절에서는 역기전력 기반의 여러 기법들 중 확장된 역기전력(Extended back electromotive-force)을 사용하여 돌극성으로 인한 복잡한 수식을 간단하게 만드는 기법에 대해 소개한다 [3], [4]. 확장된 역기전력 기반 센서리스 제어는 전동기 모델에서 추가적인 가정을 하지 않으면서도 복잡한 수식을 간단하게 수정하여 정확한 제어를 할 수 있다는 장점을 가지기에 산업계 전반에 많이 사용되는 기법이다.

전동기의 전압 모델인 식 (2.3)을 돌극성이 없는 형태로 수정하고, 나머지 부분을 역기전력 항에 포함시키면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} &= R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{ds} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} \\
&+ \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & -L_{qs} \\ L_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \{ \lambda_f + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r \} - (L_{ds} - L_{qs}) \frac{d}{dt} i_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (2.8)
\end{aligned}$$

식 (2.8)의 역기전력 부분을 확장된 역기전력 E_{ex} 로 정의한다.

$$E_{ex} = \omega_r \left\{ \lambda_f + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r \right\} - (L_{ds} - L_{qs}) \frac{d}{dt} i_{qs}^r. \quad (2.9)$$

식 (2.9)를 이용해 식 (2.8)을 추정 회전자 좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{ds}^{\hat{r}} \\ v_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} &= R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \\ &+ \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & -L_{qs} \\ L_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \tilde{\theta}_r \\ \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} + \tilde{\omega}_r L_{ds} \begin{bmatrix} -i_{qs}^{\hat{r}} \\ i_{ds}^{\hat{r}} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

추정 속도와 실제 속도의 오차가 작다고 가정하면, 추정 회전자 좌표계에서 다음과 같이 확장된 역기전력을 구할 수 있다. 이 때, 전압은 측정할 수 없으므로 전압 지령을 사용한다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_{ds}^r \\ \hat{e}_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ds}^{\hat{r}*} \\ v_{qs}^{\hat{r}*} \end{bmatrix} - R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} - \hat{\omega}_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & -L_{qs} \\ L_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

여기서,

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_{ds}^{\hat{r}} \\ \hat{e}_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \hat{E}_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \tilde{\theta}_r \\ \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

직접 계산을 통해 확장된 역기전력을 구하는 방법 외에도 여러 역기전력 상태 필터를 사용할 수 있는 방법이 있으며, 이 경우 추정된 값은 실제 값에 필터를 거친 값과 같다 [6].

추출한 확장된 역기전력에서 회전자 위치 오차는 다음과 같이 2가지 방법으로 구할 수 있다.

$$\tilde{\theta}_r = \text{atan2}(-e_{ds}^{\hat{r}}, e_{qs}^{\hat{r}}). \quad (2.13)$$

$$\tilde{\theta}_r = \text{asin}\left(\frac{-e_{ds}^{\hat{r}}}{E_{ex}}\right). \quad (2.14)$$

식 (2.13), 식 (2.14)를 통해 얻은 회전자 위치 오차는 위치/속도 상태 필터의 입력으로 사용되며, 이를 통해 속도와 회전자 위치 정보를 얻을 수 있다.

2.2 맥동 전압 신호 주입을 통한 회전자 위치 추정 원리

2.2.1 맥동 전압에 의한 전류 신호

신호 주입 센서리스 기법은 주입하는 신호의 축과 신호의 형태에 따라 여러 가지 기법으로 분류될 수 있다. 본 논문의 제안 알고리즘에서는 추정 회전자 좌표계 d 축에 주파수가 스위칭 주파수의 절반인 구형과 맥동 전압 신호를 지령으로 주입하는 기법을 사용하므로, 여러 기법들 중 이에 대해서만 소개한다 [8]. 전압 신호를 주입할 경우, 주입 전압과 전류의 관계는 식 (2.3)과 같다. 이 때 주입하는 신호의 주파수가 매우 높을 경우, 저항으로 인한 전압 강하 성분보다 인덕턴스로 인한 전압 강하 성분이 매우 커지게 된다. 또한 저속 영역에서는 역기전력 성분이 작아 이러한 특징들을 고려하면 고주파 전압과 전류의 관계는 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{dsh}^r \\ v_{qsh}^r \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} L_{dsh} & 0 \\ 0 & L_{qsh} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dsh}^r \\ i_{qsh}^r \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

여기서 아래첨자 ‘ h ’는 고주파 성분을 의미한다. 이산 시간에서는 $n-2$ 번째 샘플링에서 계산한 전압 지령이 $n-1$ 번째 샘플부터 n 번째 샘플 사이에 인가되므로, 이를 고려하여 식 (2.15)를 이산 시간 시스템으로 나타내면 다음과 같다. 이 때, 인버터 비선형성으로 인한 전압 왜곡과 운전점의 변화가 작아 인덕턴스 변화가 거의 없다고 가정하였다.

$$\begin{bmatrix} v_{dsh}^r[n-2] \\ v_{qsh}^r[n-2] \end{bmatrix} \cdot T_s = \begin{bmatrix} L_{dsh} & 0 \\ 0 & L_{qsh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^r[n] \\ \Delta i_{qsh}^r[n] \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

여기서,

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^r[n] \\ \Delta i_{qsh}^r[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dsh}^r[n] - i_{dsh}^r[n-1] \\ i_{qsh}^r[n] - i_{qsh}^r[n-1] \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

식 (2.16)에서 T_s 는 샘플링 주기를 의미한다. 본 논문에서는 맥동 전압 지령으로 스위칭 주기의 2배마다 구형과 형태로 맥동하는 전압 신호를 사용하며, 추정 회전자 좌표계에 주입하므로 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{dsh}^{\hat{r}*}[n] \\ v_{qsh}^{\hat{r}*}[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_h \\ 0 \end{bmatrix} \cdot clk[n]. \quad (2.18)$$

여기서,

$$clk[n] = \begin{cases} 1 & (2k-1)\text{th switching period} \\ -1 & (2k)\text{th switching period} \end{cases}, \quad k=1,2,3,\dots \quad (2.19)$$

v_h 는 지령으로 넣는 전압의 진폭을 의미한다. 식 (2.18)을 통해 실제 회전자 좌표계에 주입되는 맥동 전압을 계산해 보면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{dsh}^r[n] \\ v_{qsh}^r[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_h \cos \tilde{\theta}_r \\ -v_h \sin \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \cdot clk[n]. \quad (2.20)$$

주입 전압과 전류의 관계는 식 (2.16)과 같으며 실제 회전자 좌표계의 변수를 식 (2.5)를 통해 추정 회전자 좌표계로 변환할 수 있으므로, 이 식들을 이용해 주입 전압에 대한 추정 회전자 좌표계의 전류 차분 신호를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^{\hat{r}}[n] \\ \Delta i_{qsh}^{\hat{r}}[n] \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} v_h \left(\frac{\cos^2 \tilde{\theta}_r}{L_{dsh}} + \frac{\sin^2 \tilde{\theta}_r}{L_{qsh}} \right) \\ \frac{v_h}{2} \left(\frac{-L_{dsh} + L_{qsh}}{L_{dsh} L_{qsh}} \right) \sin 2\tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \cdot clk[n-2]. \quad (2.21)$$

추정 회전자 좌표계의 q축 전류 차분 신호는 회전자 위치 오차 정보를 포함하고 있으므로, 식 (2.21)에서 회전자 위치 오차 정보를 추출하면 다음과 같다 [8].

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_r &= \text{asin} \left(\frac{L_{dsh} L_{qsh}}{-L_{dsh} + L_{qsh}} \frac{2}{v_h T_s} \Delta i_{qsh}^{\hat{r}}[n] \cdot clk[n-2] \right) / 2 \\ &\approx \frac{L_{dsh} L_{qsh}}{-L_{dsh} + L_{qsh}} \frac{1}{v_h T_s} \Delta i_{qsh}^{\hat{r}}[n] \cdot clk[n-2] \end{aligned} \quad (2.22)$$

2.3 위치/속도 상태 필터를 이용한 속도 및 위치 추정

식 (2.13), 식 (2.14), 식 (2.22)를 통해 얻은 회전자 위치 오차 정보로부터 속도 및 위치 정보를 추정하기 위해 PI 제어기, PID 제어기 등 여러 형태의 위치/속도 상태 필터를 사용한다. 본 논문에서는

위치/속도 상태 필터로 PID 제어기 형태의 필터를 사용하며, 블록도는 다음과 같다 [1].

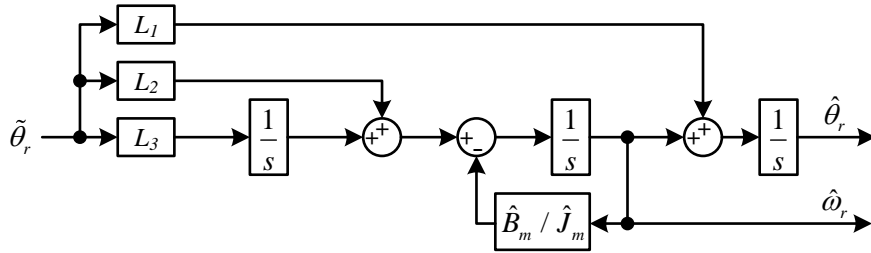


그림 2-2. PID 형태의 위치/속도 상태 필터

위치/속도 상태 필터를 통해 얻게 되는 속도 정보 $\hat{\omega}_r$ 과 위치 정보 $\hat{\theta}_r$ 은 추출한 회전자 위치 오차 정보 $\tilde{\theta}_r$ 를 0으로 만드는 방향으로 추정된다.

회전자 위치 정보를 추출하고, 위치/속도 상태 필터를 통해 속도와 위치 정보를 추정하여 제어에 사용하는 과정을 거쳐 센서리스 제어가 이루어진다. 이러한 전체 과정을 블록도로 나타내면 다음과 같다.

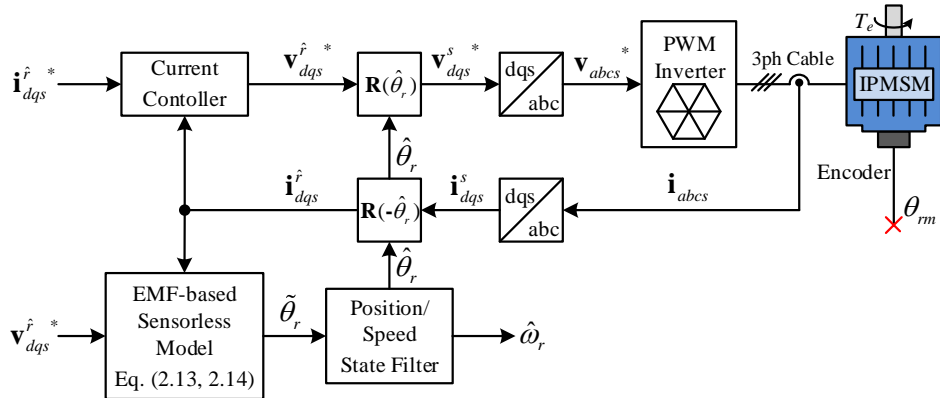


그림 2-3. 역기전력 기반 센서리스 제어 전체 블록도

맥동 전압 주입 기법을 사용하는 경우 고주파 전압으로 인한 전류가 전류 제어기로 입력되어 고주파 전압 지령을 변화시킬 수 있다. 따라서 센싱(Sensing)한 전류에 대역 차단 필터(Notch filter)를 사용하여 고주파 전류가 전류 제어기에 입력되지 않도록 해야 하며, 이를 고려한 전체 제어 블록도는 다음과 같다.

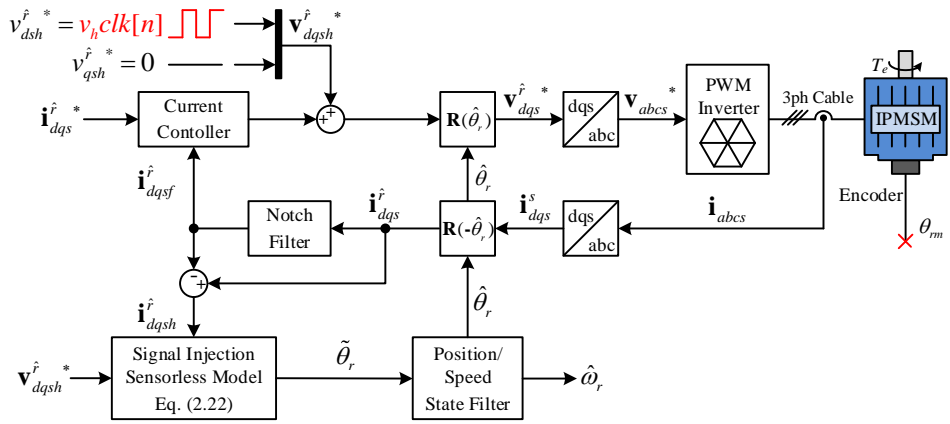


그림 2-4. 고주파 전압 주입을 고려한 센서리스 제어 전체 블록도

제 3장 전 속도 영역 센서리스 운전에 대한 기존 연구

본 장에서는 전 속도 영역 센서리스 운전에 대한 기존 연구들을 소개한다. 3.1절에서는 역기전력 기반 알고리즘과 신호 주입 알고리즘을 속도에 따라 절환하는 기법들에 대해 기술한다. 절환할 대상 신호나 절환 형태에 따라 절환 기법을 분류하고, 특징 및 한계점을 기술한다. 3.2절에서는 전류의 미분 성분과 전압 성분을 통합한 새로운 신호를 정의하여 전 속도 영역에서 절환 없이 회전자 위치를 추정하는 기법들을 소개하고 그 한계점들을 기술한다.

3.1 알고리즘 절환 기법

센서리스 알고리즘의 절환을 위해서는 두 제어 알고리즘의 공통된 부분을 절환해야 한다. 그림 2-3과 그림 2-4를 보면 회전자 위치 오차 정보부터 전류 지령까지의 부분이 같으므로, 이에 해당하는 정보들인 회전자 위치 오차, 회전자 위치, 속도 정보 등을 절환하는 기법들이 연구되었다.

3.1.1 히스테리시스 형태의 제어기 절환 기법

위치/속도 상태 필터와 전류 제어기를 센서리스 알고리즘별로 구성을 하여 상태 필터와 제어기 전체를 추정한 전동기의 속도에 따른 히스테리시스 형태로 절환하는 기법이 연구되었다 [10]-[12]. 이 때 두 제어기의 값들이 같지 않으면 히스테리시스 형태로 절환 직후 회전자 위치 추정이 제대로 되지 않을 수 있으므로 절환할 알고리즘의 위치/속도 상태 필터의 정보를 현재 알고리즘의 정보들로 동기화한 후 절환한다. 절환 방법을 순서도로 나타내면 다음과 같다.

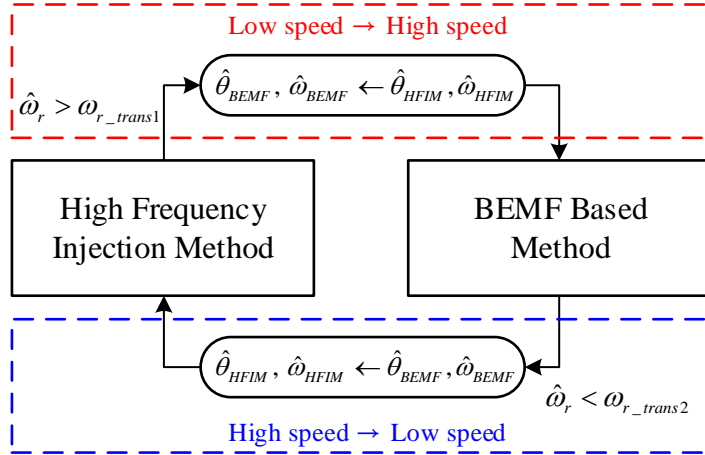


그림 3-1. 히스테리시스 형태의 알고리즘 전환 기법

그림 3-1에서 $(\hat{\theta}_{HFIM}, \hat{\omega}_{HFIM})$ 와 $(\hat{\theta}_{BEMF}, \hat{\omega}_{BEMF})$ 는 각각 신호 주입 기반 알고리즘과 역기전력 기반 알고리즘에서 추정된 회전자 위치와 속도이며, ω_{r_trans1} 과 ω_{r_trans2} 는 알고리즘이 전환되는 운전 속도이다. 참고문헌 [10]에서는 각 알고리즘의 위치/속도 상태 필터의 적분기의 값을 동기화하며, 참고문헌 [12]에서는 전류 제어기까지 알고리즘별로 구성하여 위치/속도 정보 및 전류 지령까지 동기화시킨다. 이 전환 기법을 사용하면 운전 속도에 따라 신호 주입 센서리스 알고리즘이나 역기전력 기반 알고리즘 중 하나만 사용하게 되며, 각 알고리즘별 상태 필터 및 제어기를 운전 상황에 맞게 최적화할 수 있다.

3.1.2 가중치를 이용한 위치 추정 알고리즘 전환 기법

공통 정보들을 절환할 경우 부드러운 절환을 위해 속도에 따른 가중치를 사용하는 기법들이 연구되었다 [13]-[16]. 어떤 정보를 절환할지에 따라 회전자 위치 추정 알고리즘의 형태가 달라지게 되는데, 속도 정보를 절환할 경우와 회전자 위치 오차 정보를 절환할 경우를 각각 블록도로 나타내면 다음과 같다.

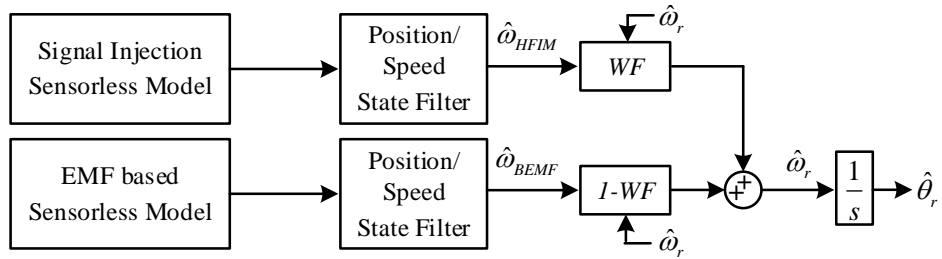


그림 3-2. 추정 속도에 가중치를 두는 알고리즘 절환 기법

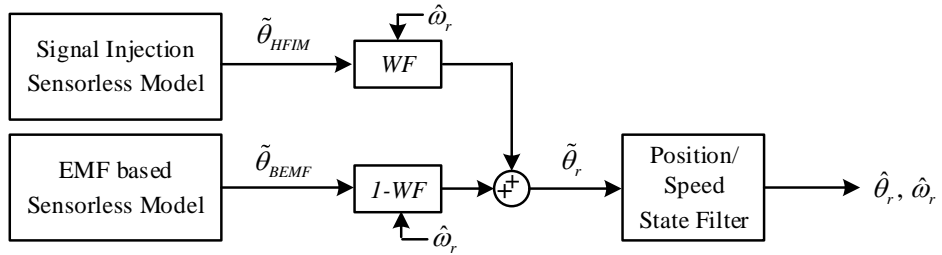


그림 3-3. 추정 회전자 위치 오차에 가중치를 두는 알고리즘 절환 기법

그림 3-2와 그림 3-3에서 WF 는 가중치를 의미하며, 속도가 증가함에 따라 역기전력 기반 알고리즘으로 얻은 정보가 커지도록 하여 저속에서는 신호 주입 기반 알고리즘으로, 고속에서는 역기전력 기반 알고리즘으로 제어하도록 한다. 이를 위해 가중치를 속도에 따른 선형 함수로 설정하거나[13]-[15], 저역/고역 통과 필터로 설정하여[16] 각 알고리즘의 운전 속도 영역을 제한한다. 따라서 구현 시 운전 상황에 맞게 절환 구간과 가중치를 미리 설정해 놓아야 한다. 그림 3-2에서 볼 수 있듯이, 속도 정보를 절환하는 경우는 각 알고리즘에 위치/속도 상태 필터가 필요하여 회전자 위치 오차 정보를 절환할 경우보다 구성의 복잡도가 증가하지만 운전 영역에 따라 상태 필터의 최적화가 가능하며, 최종 위치 정보가 속도의 적분 형태이므로 알고리즘 절환 시 생길 수 있는 계단 형태의 속도 변동에 강인하다.

3.2 통합 신호 기반 위치 추정 기법

3.1절에서 기술한 알고리즘 절환 기법들의 공통점은 각각 다른 모델로 추정된 정보들을 토대로 추가적인 절환 기법을 통해 최종 정보를 얻는다는 점이다. 따라서 히스테리시스 형태의 절환 순서도나 가중치

함수, 절환 구간 등을 미리 설정하는 것이 필요하다. 또한 전류 제어기로 고주파 전류가 입력되어 고주파 전압 지령을 변화시키지 않도록 하는 필터가 필요하다. 이러한 설정 및 구성들을 최소화하며 알고리즘의 절환 없이 전 속도 구간에서 전류 미분 성분과 전압 성분을 통합한 단일 신호를 추출하여 회전자 위치를 추정하는 기법들이 연구되었다.

3.2.1 2차 확장된 역기전력 신호 기반 알고리즘

확장된 역기전력을 나타내는 식 (2.9)에 q축 전류 신호의 미분 성분이 포함되어 있으므로, 고주파 전류 신호를 확장된 역기전력 신호에 포함될 수 있도록 추정 회전자 q축에 고주파 전압 신호를 주입하는 기법이 연구되었다 [17]. 이 기법에서는 신호의 크기를 크게 하여 회전자 위치 추정이 가능하도록 2차 확장된 역기전력 신호(Quadratic extended BEMF)를 정의하였다. 2차 확장된 역기전력 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} Q_{ds}^{\hat{r}} &= 2e_{ds}^{\hat{r}}e_{qs}^{\hat{r}} = -E_{ex}^2 \cdot \sin(2\tilde{\theta}_r) \\ Q_{qs}^{\hat{r}} &= e_{qs}^{\hat{r}2} - e_{ds}^{\hat{r}2} = E_{ex}^2 \cdot \cos(2\tilde{\theta}_r) \end{aligned} \quad (3.1)$$

$Q_{ds}^{\hat{r}}$ 와 $Q_{qs}^{\hat{r}}$ 는 각각 추정 좌표계에서 2차 확장된 역기전력을 의미한다. 2차 확장된 역기전력의 크기를 분석하기 위해 먼저 고주파 주입 전압을 나타내면 다음과 같다.

$$v_{dsh}^{\hat{r}*} = 0, \quad v_{qsh}^{\hat{r}*} = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin(n\omega_h t + \phi_n). \quad (3.2)$$

참고문헌 [17]에서는 모든 형태의 전압 주입을 고려하기 위해 푸리에 전개(Fourier expansion)를 통해 주입된 전압을 나타내었다. 식 (3.2)의 V_n 은 주파수별 신호의 크기를, ϕ_n 는 주파수별 신호의 위상을 나타낸다. 회전자 위치 오차가 작다고 가정할 경우, 식 (3.2)를 이용하여 q축 고주파 전류와 고주파 전류의 미분 성분을 나타내면 각각 식 (3.3), (3.4)와 같다.

$$i_{qsh}^{\hat{r}} = \sum_{n=1}^{\infty} |G_{ih}(jn\omega_h)| V_n \sin[n\omega_h t + \phi_n + \angle G_{ih}(jn\omega_h)]. \quad (3.3)$$

$$\frac{d}{dt}i_{qsh}^r = \sum_{n=1}^{\infty} |G_{ih}(jn\omega_h)| V_n n\omega_h \cos[n\omega_h t + \phi_n + \angle G_{ih}(jn\omega_h)]. \quad (3.4)$$

이 때 $G_{ih}(s)$ 는 고주파 전압에 대한 고주파 전류의 전달 함수를 나타낸다. 저속 정상 상태에서 기본파 전류의 미분 성분은 0으로 가정할 수 있으므로, 2차 확장된 역기전력의 크기는 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$E_{ex}^2 \approx \left\{ (L_{ds} - L_{qs}) \frac{d}{dt}i_{qsh}^r \right\}^2. \quad (3.5)$$

여기서,

$$L_{\Delta} = L_{ds} - L_{qs}. \quad (3.6)$$

식 (3.4)를 식 (3.5)에 대입하여 나타내면 다음과 같다.

$$E_{ex}^2 = \frac{(L_{ds} - L_{qs})^2}{2} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} (|G_{ih}(jn\omega_h)| V_n n\omega_h)^2 \right\} + \sum_{n=1}^{\infty} [(L_{ds} - L_{qs})^2 f_h(n\omega_h t)]. \quad (3.7)$$

식 (3.7) 우변의 첫째 항은 오프셋(offset) 값이므로, 2차 확장된 역기전력의 크기가 외란에 비해 커서 회전자 위치 오차의 추정이 가능하다. 따라서 아래와 같은 식을 통해 회전자 위치 오차를 추정할 수 있다.

$$\tilde{\theta}_r = \frac{1}{2} \text{atan2}(-Q_{ds}^f, Q_{qs}^f). \quad (3.8)$$

이 기법은 필터, 가중치 및 절환 구간들을 사용하지 않고 전 속도 영역에서 센서리스 운전이 가능하다는 장점이 있다. 그러나 토크 축에 해당하는 q축에 고주파 전압 신호를 인가하기에 토크 출력에 큰 진동이 생기게 된다. 또한 고주파 전류 신호와 고주파 전압 신호가 폐루프 전달 함수의 관계를 가지고 있어 전류 제어기의 이득 설정에 이를 고려해야 하는 어려움이 있다.

3.2.2.2차 가상 역기전력 신호 기반 알고리즘

고주파 전압 주입 시 센싱(sensing)한 전류에 필터를 사용하지 않음에서도 d축에 정현파 형태의 고주파 전압을 주입하여 토크 출력에 큰 진동 없이 회전자 위치를 추정하는 기법이 연구되었다 [18]. D축 전류

미분 성분을 역기전력에 포함시켜 오프셋(offset)을 가지는 새로운 역기전력 신호인 2차 가상 역기전력 신호(Quadratic virtual back EMF)를 정의하여 회전자 위치를 추정하였다.

D축으로 정현파 형태의 고주파 전압을 주입하는 경우, d축 고주파 전압과 d축 전류 응답을 식으로 표현하면 각각 다음과 같다.

$$v_{dsh}^{\hat{}} = v_h \sin \omega_h t. \quad (3.9)$$

$$i_{dsh}^{\hat{}} = v_h |G_{ih}(j\omega_h)| \sin(\omega_h t + \angle G_{ih}(j\omega_h)). \quad (3.10)$$

D축 전류의 미분 성분이 역기전력에 포함되도록 전동기의 전압 모델링 식 (2.3)은 아래와 같이 수정될 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} &= R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{qs} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} \\ &+ \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_{qs} \\ L_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_{ds} - L_{qs}) \frac{d}{dt} i_{ds}^r \\ \omega_r \lambda_f + (L_{ds} - L_{qs}) \omega_r i_{ds}^r \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

식 (3.11)의 우변 마지막 항인 역기전력 부분을 가상 역기전력 \mathbf{e}_{vdqs}^r 로 정의한다.

$$\mathbf{e}_{vdqs}^r = \begin{bmatrix} (L_{ds} - L_{qs}) \frac{d}{dt} i_{ds}^r \\ \omega_r \lambda_f + (L_{ds} - L_{qs}) \omega_r i_{ds}^r \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

가상 역기전력의 d축은 전류의 미분 성분이며, 가상 역기전력의 q축은 토크에 기여하는 자속 성분인 활성 자속(Active flux)으로 인한 역기전력 성분이다. 식 (3.11)을 추정 회전자 좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^{\hat{}} \\ v_{qs}^{\hat{}} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{}} \\ i_{qs}^{\hat{}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{qs} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{}} \\ i_{qs}^{\hat{}} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_{qs} \\ L_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{}} \\ i_{qs}^{\hat{}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{vds}^{\hat{}} \\ e_{vqs}^{\hat{}} \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

여기서,

$$\begin{bmatrix} e_{vds}^{\hat{}} \\ e_{vqs}^{\hat{}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{vds}^r \cos \tilde{\theta}_r - e_{vqs}^r \sin \tilde{\theta}_r \\ e_{vds}^r \sin \tilde{\theta}_r + e_{vqs}^r \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

회전자 위치 오차에 대한 오프셋(offset) 값을 만들기 위해 다음과 같이 2차 가상 역기전력을 정의한다.

$$\begin{aligned} Q_{vds}^{\hat{r}} &= 2e_{vds}^{\hat{r}} e_{vqs}^{\hat{r}} \\ Q_{vqs}^{\hat{r}} &= e_{vqs}^{\hat{r}^2} - e_{vds}^{\hat{r}^2} \end{aligned} \quad (3.15)$$

2차 가상 역기전력은 식 (3.10)을 통해 전류에 대한 식으로 나타낼 수 있으며, 식 (3.7)을 참고하면 오프셋 신호, 주입한 고주파 신호, 주입한 신호의 2배 주파수의 신호들로 구성되어 있음을 알 수 있다. D축, q축의 2차 가상 역기전력 오프셋 신호는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} Q_{vds_DC}^{\hat{r}} &= M_Q \sin 2\tilde{\theta}_r \\ Q_{vqs_DC}^{\hat{r}} &= M_Q \cos 2\tilde{\theta}_r \end{aligned} \quad (3.16)$$

여기서,

$$M_Q = \frac{(\omega_h^2 - \omega_r^2) \cdot (L_{\Delta} i_{dsh}^{\hat{r}})^2}{2} - \omega_r^2 (L_{\Delta} i_{dsh}^{\hat{r}} + \lambda_f)^2. \quad (3.17)$$

이러한 오프셋 신호를 추출하기 위해 2차 가상 역기전력의 ω_h , $2\omega_h$ 의 고주파 신호들을 SOGI 필터들을 통해 제거한다. 이를 통해 식 (3.16)과 같이 오프셋 신호를 추출한 후 atan 연산을 통해 회전자 위치 오차를 구하기 위해서는 M_Q 의 값이 항상 0보다 커야 한다. 그런데 식 (3.17)에서 우변의 2번째 항을 보면 속도가 증가할수록 음수로 커지며 M_Q 의 값을 0에 가깝게 만든다. 이를 해결하기 위해 음수로 커지는 부분의 신호만 추출하여 보상해야 하며, 이를 추출하기 위해 가상 역기전력의 고주파 신호를 SOGI 필터를 사용하여 제거해야 한다. 따라서 회전자 위치 오차를 추정을 위해서는 SOGI 필터를 d축과 q축 각각 3개씩 사용해야 한다. 해당 기법은 전류 필터, 가중치, 절환 구간을 사용하지 않고 토크 진동 없이 전 속도 영역에서 센서리스 운전을 가능하게 하지만 신호 처리에서 SOGI 필터가 다수 필요하여 구현의 복잡도가 기존 절환 방법에 비해 더욱 증가하는 단점이 있다.

제 4장 수정된 확장 역기전력 신호를 사용한 전 속도 영역 센서리스 알고리즘

본 장에서는 가상 역기전력과 d축 맥동 전압 주입을 이용해 가중치와 절환 구간 없이 전 속도 영역 운전이 가능한 센서리스 알고리즘을 제안한다. 4.1절에서는 제안 알고리즘의 전반적인 구성에 대해 기술한다. 전 속도 영역에서 센서리스 제어를 하기 위해 저속 및 고속에서 충분한 크기의 회전자 위치 오차가 포함된 신호가 필요하며, 이를 위해 가상 역기전력 개념을 사용한 전압 모델링을 사용한다. 이후 d축 맥동 전압 신호 주입을 통해 고주파 신호를 얻고, 간단한 신호 처리를 통해 주파수별 가상 역기전력을 합성하여 회전자 위치 오차 정보를 추출하는 방법을 기술한다. 4.2절에서는 소개한 알고리즘을 최적화하여 간단하게 구현하는 방법과 제안 알고리즘을 기존의 절환 알고리즘과 비교하여 분석하는 내용을 다룬다. 기존 센서리스 운전 알고리즘들의 추정 회전자 위치 오차를 사용하여 제안 알고리즘을 사용하여 추정한 회전자 위치 오차를 나타내고, 이를 통해 제안된 알고리즘이 어떤 특징을 가지는지 분석한다.

4.1 제안 알고리즘 소개

4.1.1 가상 역기전력을 이용한 전동기 모델링

전 속도 영역에서 같은 알고리즘으로 센서리스 제어를 하기 위해서는 회전자 위치 오차 정보를 포함하는 신호의 크기가 충분해야 한다. 또한, 가용 전압을 최대한 사용하기 위해서는 토크 생성을 위한 전압 외의 추가적인 신호 주입을 최소화해야 한다. 따라서 중/고속에서는 추가적인 신호 주입이 필요없는 역기전력 정보를 사용해야 하며, 저속에서는 추가 신호 주입을 통해 작아지는 역기전력 신호의 크기를 보상해야 한다. 또한 추가 신호 주입 시 토크 진동이 작도록 d축에 주입해야 한다. 이러한 조건들을 만족하기 위해 [18]에서 정의된 가상 역기전력 개념을

이용하여 수정된 전동기 모델링을 사용한다. 이렇게 수정된 전동기 모델링은 식 (3.11) ~ (3.14)와 같다. 이 때, 추정 회전자 좌표계의 가상 역기전력 신호인 식 (3.14)의 d축과 q축 신호를 보면 회전자 위치 오차가 교차되어 얽혀 있어 직접 계산하기에 어려움이 있다. 이를 해결하기 위해 식 (2.18)과 같은 구형과 형태의 맥동 전압 지령을 신호로 인가하며, 고주파 전류로 인해 고주파 전압 지령이 변화하지 않도록 대역 차단 필터(Notch filter)를 사용한다.

4.1.2 D축 맥동 전압 주입 및 통합 신호 추출

회전자 d축에 고주파 맥동 전압을 주입하며 운전할 경우, 전류는 기본파 신호와 주입 주파수를 가지는 고주파 신호 성분으로 나눌 수 있어 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{i}_{dqs}^r = \mathbf{i}_{dqsf}^r + \mathbf{i}_{dqsh}^r. \quad (4.1)$$

여기서 아래 첨자 ‘f’는 기본파 성분을, ‘h’는 고주파 성분을 의미한다. 이와 같이 가상 역기전력도 기본파 성분과 고주파 성분으로 나눌 수 있으며, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{e}_{vdqs}^r = \mathbf{e}_{vdqsf}^r + \mathbf{e}_{vdqsh}^r. \quad (4.2)$$

여기서,

$$\mathbf{e}_{vdqsf}^r = \begin{bmatrix} (L_{ds} - L_{qs}) \frac{d}{dt} i_{dsf}^r \\ \omega_r \lambda_f + \omega_r (L_{ds} - L_{qs}) i_{dsf}^r \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f + \omega_r (L_{ds} - L_{qs}) i_{dsf}^r \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

$$\mathbf{e}_{vdqsh}^r = \begin{bmatrix} (L_{ds} - L_{qs}) \frac{d}{dt} i_{dsh}^r \\ \omega_r (L_{ds} - L_{qs}) i_{dsh}^r \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} (L_{ds} - L_{qs}) \frac{d}{dt} i_{dsh}^r \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

정상 상태 시에는 회전자 좌표계의 기본파 전류는 dc 신호이므로 식 (4.3)과 같이 근사할 수 있으며, 주입하는 신호의 주파수가 매우 높을 경우 인덕턴스로 인한 전압 강하 성분이 대부분이므로 식 (4.4)와 같이 근사할 수 있다. 식 (3.14)에 식 (4.2) ~ (4.4)를 대입하여 추정 회전자 좌표계의 가상 역기전력을 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{e}_{vdqs}^{\hat{r}} = \mathbf{e}_{vdqsf}^{\hat{r}} + \mathbf{e}_{vdqsh}^{\hat{r}}. \quad (4.5)$$

여기서,

$$\mathbf{e}_{vdqsf}^{\hat{r}} = \begin{bmatrix} -\sin(\tilde{\theta}_r) e_{vqsf}^r \\ \cos(\tilde{\theta}_r) e_{vqsf}^r \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

$$\mathbf{e}_{vdqsh}^{\hat{r}} = \begin{bmatrix} \cos(\tilde{\theta}_r) e_{vdsh}^r \\ \sin(\tilde{\theta}_r) e_{vdsh}^r \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

가상 역기전력의 기본파와 고조파 성분은 식 (3.14)를 통해 계산한 가상 역기전력에 대역 차단 필터(Notch filter)를 사용하여 얻을 수 있다. 식 (4.6)과 식 (4.7)을 통해 기본파 및 고조파 성분 모두에 회전자 위치 오차 정보가 포함되어 있으나 각각 d, q축에 교차로 포함되어 있는 것을 알 수 있다. 따라서 다음과 같은 식을 통해 d, q축에 교차로 포함되어 있는 위치 정보 오차를 통합하여 추출할 수 있다.

$$\mathbf{e}_{vdqsh}^{\hat{r}} - \mathbf{J} \mathbf{e}_{vdqsf}^{\hat{r}} = (e_{vdsh}^r + e_{vqsf}^r) \begin{bmatrix} \cos(\tilde{\theta}_r) \\ \sin(\tilde{\theta}_r) \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

여기서,

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.9)$$

$$\tilde{\theta}_r = \text{atan2}(e_{vqsh}^{\hat{r}} - e_{vdsf}^{\hat{r}}, e_{vdsh}^{\hat{r}} + e_{vqsf}^{\hat{r}}). \quad (4.10)$$

식 (4.10)을 사용하여 회전자 위치 오차 정보를 추출하기 위한 조건은 식 (4.8)의 $e_{vdsh}^r + e_{vqsf}^r$ 가 0보다 충분히 커야 한다는 점이다. e_{vqsf}^r 은 실제 역기전력 성분이므로 운전 속도에 비례하는 크기를 가지며, 정방향으로 운전할 경우 e_{vqsf}^r 은 항상 0보다 큰 값을 가지게 된다. e_{vdsh}^r 은 전류의 미분 성분에 비례하므로 맥동 전압의 크기 및 형태에 따라 크기가 달라지며, 주입 신호의 맥동에 따라 부호가 변화한다. 고주파 신호에 대해서는 2.2절과 같은 방법을 사용하기 위해 먼저 이산 시간에서 식 (4.4)를 나타내면 다음과 같다. 이 때 고주파 인덕턴스와 증분 인덕턴스의 오차가 크지 않다고 가정한다.

$$\mathbf{e}_{vdqsh}^r[n] = \begin{bmatrix} (L_{ds} - L_{qs}) \frac{\Delta i_{dsh}^r[n]}{T_s} \\ \omega_r (L_{ds} - L_{qs}) i_{dsh}^r \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} (L_{ds} - L_{qs}) \Delta i_{dsh}^r[n] \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{T_s}. \quad (4.11)$$

제안 알고리즘에서는 $e_{vdsh}^r + e_{vqsf}^r$ 가 0보다 충분히 커야 한다는 조건을 만족하기 위한 방법으로 스위칭 주기의 2배마다 구형파 형태로 맥동하는 전압 신호를 맥동 전압 지령으로 사용한다. 식 (2.16)과 식 (2.20)을 통해 실제 회전 좌표계의 전류 차분 신호를 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^r[n] \\ \Delta i_{qsh}^r[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_h T_s \cos \tilde{\theta}_r}{L_{ds}} \\ \frac{-v_h T_s \sin \tilde{\theta}_r}{L_{qs}} \end{bmatrix} \cdot clk[n-2]. \quad (4.12)$$

식 (4.12)를 식 (4.11)에 대입하면 다음과 같다.

$$\mathbf{e}_{vdqsh}^r[n] \approx \begin{bmatrix} \frac{(L_{ds} - L_{qs}) v_h \cos \tilde{\theta}_r}{L_{ds}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot clk[n-2]. \quad (4.13)$$

매입형 영구자석 동기 전동기의 경우 통상 정격 운전 조건 범위 내에서는 d축 인덕턴스가 q축 인덕턴스보다 작으므로, $L_{ds} - L_{qs}$ 는 항상 음수이다. 인덕턴스의 크기 차이와 맥동으로 인한 부호의 변화를 고려하기 위해 \mathbf{E}_{vdqsh}^r 를 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{E}_{vdqsh}^r[n] = \begin{bmatrix} E_{vdsh}^r[n] \\ E_{vqsh}^r[n] \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} e_{vdsh}^r[n] \\ e_{vqsh}^r[n] \end{bmatrix} \cdot clk[n-2]. \quad (4.14)$$

식 (4.14)의 $E_{vdsh}^r[n]$ 은 맥동에 의한 부호의 변화가 없고 정격 운전점 내에서는 항상 양수이다. 이 때문에 $E_{vdsh}^r + e_{vqsf}^r$ 는 항상 0보다 크며 E_{vdsh}^r 의 크기는 v_h 에 비례하므로 고주파 전압 신호를 주입한다면 저속에서도 $E_{vdsh}^r + e_{vqsf}^r$ 가 충분한 크기를 가질 수 있다. 따라서 \mathbf{e}_{vdqsh}^r 를 \mathbf{E}_{vdqsh}^r 로 교체하여 식 (4.10)을 수정하면 다음과 같으며, 이를 통해 회전자 위치 오차 정보를 추출할 수 있다.

$$\tilde{\theta}_r = \text{atan2}(E_{vqsh}^{\hat{r}} - e_{vdsf}^{\hat{r}}, E_{vdsh}^{\hat{r}} + e_{vqsf}^{\hat{r}}). \quad (4.15)$$

제안하는 센서리스 운전 알고리즘의 전체 블록도는 다음과 같다.

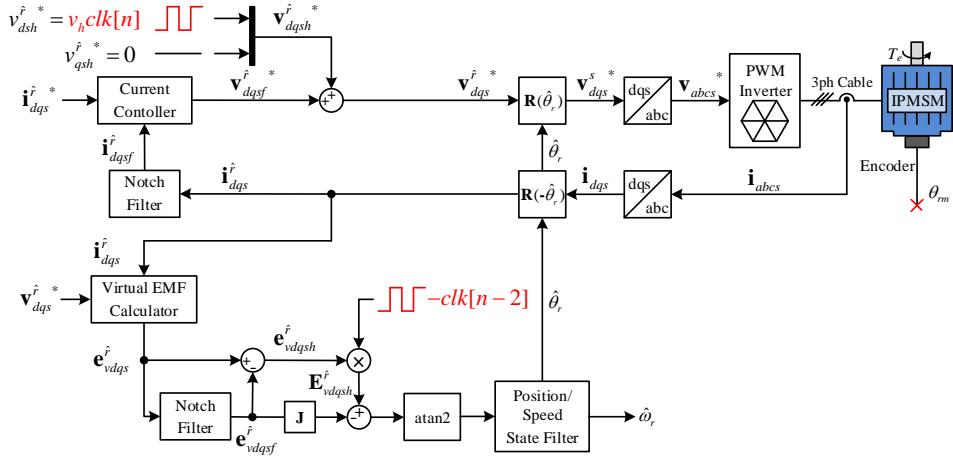


그림 4-1. 제안하는 센서리스 제어 전체 블록도

4.2 알고리즘 구현

4.2.1 필터 최소화

그림 4-1의 블록도를 살펴보면 대역 차단 필터(Notch filter)가 각각 센싱된 전류 및 가상 역기전력에 사용되고 있다. 이러한 필터는 시지연(Time delay)을 발생시키고 제어 연산에 부담이 될 수 있으므로 필터의 개수를 최소화하는 것이 좋다. 식 (3.13)에서 전동기의 전압 방정식은 서로 다른 주파수의 간섭이 없음을 알 수 있으므로, 가상 역기전력의 기본파 및 고주파를 얻는 방법을 필터를 쓰지 않고 주파수별로 계산하는 방법으로 구현할 수 있다. 이를 통해 전류 제어기에 사용하는 대역 차단 필터(Notch filter)로 기본파 및 고주파 전류를 얻을 수 있으며, 전압의 경우 각 주파수의 지령값을 알고 있으므로 이러한 구현 방법이 가능하다.

이를 위해 식 (3.13)을 통해 주파수별로 가상 역기전력을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_{vdsf}^r \\ \hat{e}_{vqsf}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dsf}^{r*} \\ v_{qsf}^{r*} \end{bmatrix} - R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{dsf}^r \\ i_{qsf}^r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{L}_{qs} & 0 \\ 0 & \hat{L}_{qs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dsf}^r \\ i_{qsf}^r \end{bmatrix} - \hat{\omega}_r \begin{bmatrix} 0 & -\hat{L}_{qs} \\ \hat{L}_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dsf}^r \\ i_{qsf}^r \end{bmatrix}. \quad (4.16)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_{vdsh}^r \\ \hat{e}_{vqsh}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dsh}^{r*} \\ v_{qsh}^{r*} \end{bmatrix} - R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{dsh}^r \\ i_{qsh}^r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{L}_{qs} & 0 \\ 0 & \hat{L}_{qs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dsh}^r \\ i_{qsh}^r \end{bmatrix} - \hat{\omega}_r \begin{bmatrix} 0 & -\hat{L}_{qs} \\ \hat{L}_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dsh}^r \\ i_{qsh}^r \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

이 때, 식 (4.3)을 통해 정상 상태 시 기본과 가상 역기전력은 기본과 확장된 역기전력과 같게 근사됨을 알 수 있다. 따라서 기본과 가상 역기전력을 구하는 식 (4.16)은 다음과 같이 기본과 확장된 역기전력을 구하는 식 (4.18)로 대체해도 수렴점은 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_{vdsf}^{\hat{r}} \\ \hat{e}_{vqsf}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dsf}^{\hat{r}*} \\ v_{qsf}^{\hat{r}*} \end{bmatrix} - R_s \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_{dsf}^{\hat{r}} \\ \hat{i}_{qsf}^{\hat{r}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{L}_{ds} & 0 \\ 0 & \hat{L}_{ds} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dsf}^{\hat{r}} \\ \hat{i}_{qsf}^{\hat{r}} \end{bmatrix} - \hat{\omega}_r \begin{bmatrix} 0 & -\hat{L}_{qs} \\ \hat{L}_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dsf}^{\hat{r}} \\ \hat{i}_{qsf}^{\hat{r}} \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

고속 운전 시에는 고주파 전압 주입을 중단하고 역기전력 기반 알고리즘으로만 운전하게 되는데, 정상 상태 시 기본과 전류 미분 성분은 0으로 근사되므로 이론적으로 수렴점은 같다. 그러나 식 (4.18)을 사용하면 고주파 전압 주입을 중단할 경우 확장된 역기전력 기반 알고리즘과 수식상으로 완벽히 같아지므로, 정상 상태뿐 아니라 동특성까지 같아지게 된다. 또한 실제로는 모터의 비이상성에 의해 정상 상태 시에도 수렴점이 6n고조파(n = 1,2,3...) 형태로 진동하게 되어 이를 고려하면 식 (4.16)이 아닌 식 (4.18)로 대체하는 것이 좋다. 이와 관련하여 5장의 시뮬레이션 및 실험에서 파형을 통해 자세히 설명한다.

계산된 주파수별 가상 역기전력을 식 (4.17)과 식 (4.18)에 대입하여 회전자 위치 오차를 추출한다. 위 방법을 통해 필터 개수를 최소화하도록 그림 4.1의 블록도를 수정하면 다음과 같다.

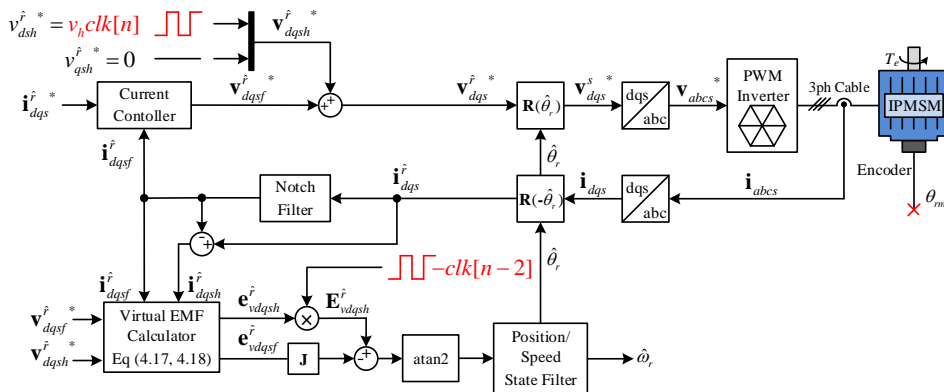


그림 4.2. 제안하는 센서리스 제어의 수정된 전체 블록도

4.2.2 인버터 비선형성의 영향과 보상

이상적인 인버터는 지령 전압을 정확하게 합성하여 전동기에 인가하는 것이 가능하나, 실제 인버터의 경우 데드 타임(Dead time), 기생 커패시턴스(Parasitic capacitance), 턴 온(Turn on), 턴 오프(Turn off)에 의한 시지연의 차이, 그리고 반도체 소자의 전압 강하 등의 영향으로 인해 정확한 지령 전압을 합성하지 못하여 전압 합성 오차가 발생한다 [19]-[21]. 회전자 위치 오차를 추정할 때 지령 전압이 정확히 합성된다고 가정하므로, 이러한 전압 합성 오차는 위치 추정 오차를 발생시키는 요인이 된다.

인버터 비선형성으로 인한 전압 합성 오차를 정확히 모델링하여 계산하기 위해서는 상술한 요인들과 스위칭 순간의 전류의 방향 및 크기를 고려해야 한다고 알려져 있다 [21]. 그러나 상술한 요인들은 고정된 값을 가지는 것이 아닌 온도, 전압, 전류에 따라 변하는 값들이다. 따라서 해당 모델링을 통해 매번 전압 합성 오차를 계산하여 보상하기에는 어려움이 따른다. 이렇듯 모든 요인을 고려한 정확한 모델링은 불가능하더라도, 데드 타임으로 인한 전압 합성 오차와 전류 도통으로 인한 전압 강하를 비교적 정확하게 상 전류에 관한 함수로 표현할 수 있다고 알려져 있다 [22], [23]. 이를 이용하여 본 논문에서는 샘플링 구간에서 합성되는 평균 전압과 전압 지령 오차를 실험적으로 얻어 비선형 전압 강하 부분을 atan 함수로 근사하여 나타낸다.

전압 합성 오차를 얻기 위한 실험 세트는 다음과 같이 구성한다.

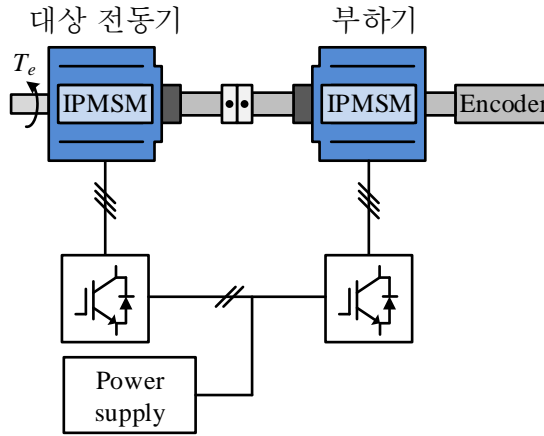


그림 4-3. 전압 합성 오차를 얻기 위한 실험 세트

실험은 부하기를 사용하여 대상 전동기의 전기각이 각각 -30° , -150° , 90° 되도록 고정시킨 후 d축 전류를 변화시키고 q축 전류는 0 전류로 제어한다.

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix}. \quad (4.19)$$

식 (4.19)를 통해 각각의 경우 (a,b), (a,c), (b,c) 상에 직류 전류가 흐르며 c, b, a 상에는 0 전류가 흐르는 것을 알 수 있다. 따라서 각 상에 인가되는 전압을 계산할 수 있으며, 이 값과 전류 제어 시 지령 전압을 추출한 후 비교하면 샘플링 구간의 평균 합성 전압 오차를 계산할 수 있다. 대상 인버터에 대해 실험적으로 구한 각 상의 평균 합성 전압 오차 및 근사한 atan 함수를 상전류에 대해 도시하면 다음과 같다. 이 때 스위칭 주파수는 10 kHz이며 데드 타임은 $3 \mu\text{s}$ 로 설정하였으며 실험에 사용한 대상 인버터는 Mitsubishi 社의 PM150RL1A120이다.

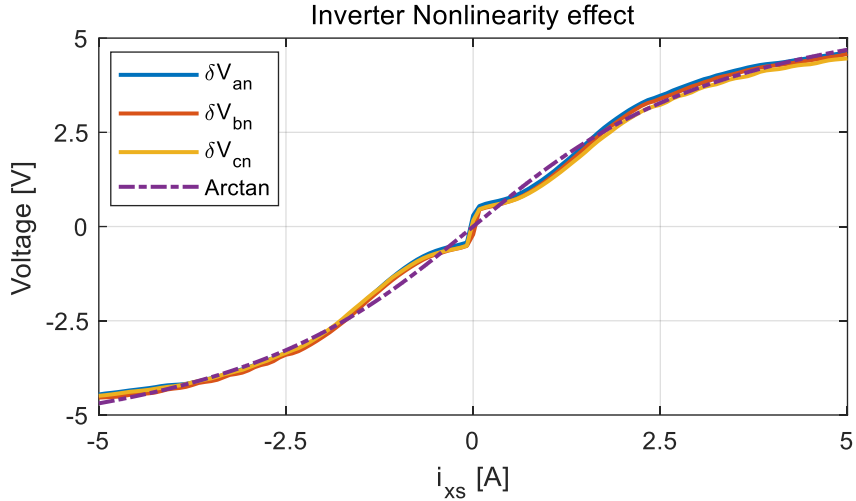


그림 4-4. 실험적으로 구한 대상 인버터의 δV_{xn} 및 근사한 atan 함수

$$\delta V_{xn} = \frac{2}{\pi} V_{sat} \operatorname{atan}(K_{atan} i_{xs}). \quad (4.20)$$

식 (4.20)은 근사한 atan 함수를 수식으로 나타낸 식이며, V_{sat} 과 K_{atan} 값은 Mathworks 社의 Matlab 프로그램을 사용하여 추출하였다. 그림 4-4와 같이 상전류에 대해 전압 합성 오차를 atan 함수로 근사할 수 있으므로, 이를 이용해 전압 지령을 인가 시 전압 합성 오차를 계산 후 보상하면 인버터의 비선형성으로 인한 영향을 줄일 수 있다. 상술한 보상 방법을 블록도로 나타내면 다음과 같다.

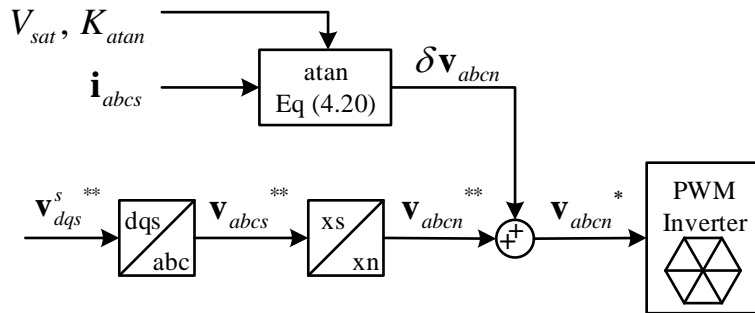


그림 4-5. 인버터 비선형성으로 인한 전압 합성 오차의 보상 방법

그림 4-5에서 \mathbf{v}_{dqs}^s **는 전류 제어기의 출력인 전압 지령을 의미한다. 이를 상전압 \mathbf{v}_{abc}^s ** 을 거쳐 \mathbf{v}_{abc}^n **로 변환 후 식 (4.20)을 통해 계산된 전압 합성 오차를 \mathbf{v}_{abc}^n ** 에 더하는 형태로 보상하여 인버터에 입력할 지령인 \mathbf{v}_{abc}^* 를 계산한다. 이를 통해 인버터 비선형성으로 인한 영향을

최소화하여 인버터에서 합성되는 전압이 \mathbf{v}_{dqs}^{s**} 와 거의 같게 할 수 있다. 그러나 이 방법은 근사를 이용한 방법이며, 실제 스위칭 시의 전류가 아닌 샘플링된 상전류에 대한 정보를 보상해 주므로 인버터 비선형성으로 인한 영향을 완전히 제거하기에는 어려움이 있다. 따라서 실제 전압 합성 오차가 정확히 보상이 되지 않을 수 있으며, 이는 특히 작은 전류 변화에도 전압 합성 오차가 급변하는 0 전류 부근에서 이러한 단점이 두드러진다. 따라서 이러한 0 전류 부근의 전압 합성 오차를 줄이기 위해 고주파 전압 지령을 인가할 때 충분히 큰 크기의 전압을 인가하여야 한다. 본 논문에서는 직류단 전압의 0.1 pu를 고주파 전압의 크기로 결정하였다.

4.2.3 고주파 전압 신호 주입 및 중단 절차

기존 알고리즘 절환의 경우 절환이 모두 완료된 후 고주파 전압 신호 주입을 중단한다. 이 때 특정 속도에서 주입을 바로 중단할 경우 해당 속도 부근에서 운전 시 고주파 전압의 주입과 중단이 반복되는 채터링(Chattering) 문제가 생길 수 있으며, 이는 전류에 원치 않는 고주파 진동을 발생시키는 요인이 될 수 있다. 이렇듯 신호 주입을 속도에 따라 변화시켜야 할 경우 고주파 전압 신호를 속도에 따른 히스테리시스 형태로 주입하거나 [10], 속도에 따라 선형적으로 변화시키는 방법이 권장된다 [24], [25]. 상술한 방법들을 사용해 속도에 따라 주입하는 고주파 전압의 크기를 도시하면 각각 다음과 같다.

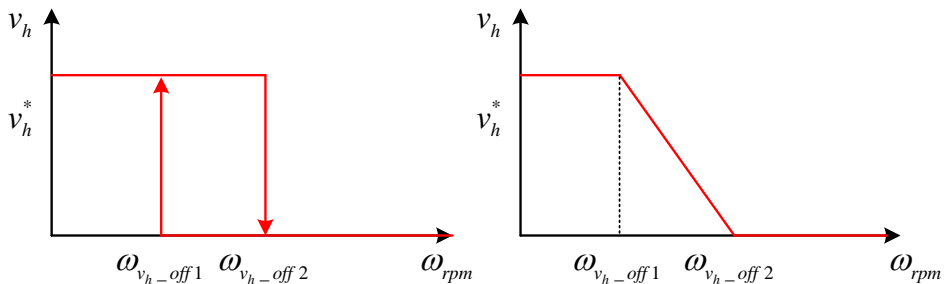


그림 4-6. 운전 속도에 따른 고주파 전압 주입 신호의 크기

(가) 히스테리시스 형태 (나) 선형적으로 변화

그림 4-6(가)에서 볼 수 있듯이 히스테리시스 형태는 저속에서 고속으로 운전 시 ω_{v_h-off2} 에서 고주파 전압 신호 주입이 중단되며, 고속에서 저속으로 운전 시 ω_{v_h-off1} 에서 고주파 전압 신호 주입을 시작한다. 절환 구간에서는 신호 주입 센서리스 알고리즘을 사용해야 하기 때문에 두 방법 모두 ω_{v_h-off1} 는 역기전력 기반 센서리스 운전으로 절환이 완료되는 속도보다 같거나 커야 한다.

제안 알고리즘을 사용하는 경우, 전 속도 영역에서 고주파 전류의 차분 신호 성분을 회전자 위치 오차 추정을 위해 사용하기 때문에 고주파 전압 주입 중단 시 유의해야 한다. 4.2절에서 기술하였듯이 영전류 근처에서는 전압 합성 오차가 급변하므로 인버터 비선형성 보상을 정확히 할 수 없어 원하는 지령을 합성하기 어려우며, 이는 회전자 위치 오차 추정에도 영향을 준다. 이 때문에 그림 4-6(나)의 ω_{v_h-off2} 부근과 같이 작은 크기의 지령을 주는 구간이 있다면 이 구간에서는 회전자 위치 오차의 추정 오차의 정확도 유지에 어려움이 생기게 된다. 따라서 본 논문에서는 제안 알고리즘을 사용할 경우 그림 4-6(가)와 같이 고주파 전압 주입 신호를 주입한다.

4.3 알고리즘 분석

4.3.1 기존 절환 기법의 수렴점 분석

기존 알고리즘 절환 기법인 추정 회전자 위치 오차들에 가중치를 두어 혼합하는 기법과 제안 알고리즘을 비교하기 위해, 기존 기법을 먼저 수식으로 나타낸다. 위치/속도 상태 필터를 사용한 센서리스 제어 시 운전점은 위치/속도 상태 필터의 입력, 즉 회전자 위치 오차가 0이 되도록 수렴하므로 전동기가 이상적이며 제정수를 정확히 아는 경우에는 신호 주입 센서리스 제어와 역기전력 기반 센서리스 제어의 수렴점이 같아야 한다. 그러나 실제로는 자속의 포화와 커플링 인덕턴스(Coupling inductance)의 영향으로 인해 두 수렴점 사이에 약간의 오차가 존재할 수

있다. 따라서 본 논문에서는 각 알고리즘의 회전자 위치 오차를 구별하기 위해 신호 주입 센서리스 제어 알고리즘을 통해 얻은 회전자 위치 오차는 $\tilde{\theta}_{r_SI}$, 역기전력 기반 센서리스 제어 알고리즘을 통해 얻은 회전자 위치 오차는 $\tilde{\theta}_{r_MB}$ 로 정의한다. 이 두 회전자 위치 오차는 식 (2.14)와 식 (2.22)를 통해 구할 수 있으나, 이 식들은 커플링 인덕턴스 및 실제 파라미터와 추정 파라미터 사이의 오차에 의한 영향을 무시하였으므로 이들을 고려하면 보다 정확한 회전자 위치 오차를 구할 수 있다. 신호 주입 센서리스 제어와 확장된 역기전력 기반 센서리스 제어 시 파라미터 오차가 있을 때 각각의 실제 회전자 위치 오차는 다음과 같다고 알려져 있다 [5], [26].

$$\tilde{\theta}_{r_SI} = \frac{1}{2} \text{atan2}(L_{dqh}, (\frac{L_{qsh} - L_{dsh}}{2})). \quad (4.21)$$

$$\tilde{\theta}_{r_MB} = \sin^{-1} \left(\frac{\delta v_{ds}^r + i_{ds}^r \delta R_s - \hat{\omega}_r i_{qs}^r \delta L_{qs}}{\omega_r \lambda_f + \omega_r (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r} \right). \quad (4.22)$$

여기서,

$$\delta v_{ds}^r = v_{ds}^{r*} - v_{ds}^r, \quad \delta R_s = R_s - \hat{R}_s, \quad \delta L_{qs} = L_{qs} - \hat{L}_{qs}. \quad (4.23)$$

식 (4.21)은 신호 주입 센서리스 제어로만 운전할 경우의 회전자 위치 오차이며, 식 (4.22)는 역기전력 기반 센서리스 제어로만 운전할 경우의 회전자 위치 오차이다. 두 알고리즘을 모두 사용하는 절환 구간에서는 위치/속도 상태 필터에 입력되는 값이 0이 되도록 회전자 위치 오차가 정해지게 되므로, 각 알고리즘에서 출력되어 위치/속도 상태 필터로 입력되는 값들을 통해 회전자 위치 오차를 구할 수 있다. 먼저 신호 주입 센서리스 제어에서 출력되는 값을 구하기 위해서는 추정 회전자 좌표계의 q축 전류 차분 신호를 알아야 한다. 이는 식 (2.21)에서 구한 바 있으나, 커플링 인덕턴스가 고려되지 않았다. 커플링 인덕턴스를 고려한 고주파 전압 및 전류의 관계를 이산 시간에서 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{dsh}^r[n-2] \\ v_{qsh}^r[n-2] \end{bmatrix} \cdot T_s = \begin{bmatrix} L_{dsh} & L_{dqh} \\ L_{qdh} & L_{qsh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^r[n] \\ \Delta i_{qsh}^r[n] \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

식 (4.24)에서 L_{dqh} 와 L_{qdh} 는 커플링 인덕턴스를 나타내며 두 값은 가역정리에 의해 같다고 가정할 수 있다. 2장에서와 마찬가지로 맥동하는 구형파 전압 지령을 주입하면 추정 회전자 좌표계의 q축 전류 차분 신호는 다음과 같이 구할 수 있다 [26]. 이 때 전압 맥동에 의한 전류 부호가 달라져서 이를 고려해 주어야 하지만, 분석의 편의를 위해 전압이 양의 값으로 인가될 때만을 기술하였다.

$$\Delta i_{qsh}^{\hat{}} = \frac{v_h T_s}{L_{dsh} L_{qsh} - L_{dqh}^2} \left(\frac{L_{qsh} - L_{dsh}}{2} \sin 2\tilde{\theta}_r - L_{dqh} \cos 2\tilde{\theta}_r \right). \quad (4.25)$$

신호 주입 알고리즘에서 추출하는 값은 식 (2.22)이지만 추정 파라미터 및 커플링 인덕턴스를 고려하면 다음과 같이 수정된다.

$$\hat{\theta}_{r_SI} = \frac{\hat{L}_{dsh} \hat{L}_{qsh}}{L_{dsh} L_{qsh} - L_{dqh}^2} \left(\frac{1 - L_{dsh} + L_{qsh}}{2 - \hat{L}_{dsh} + \hat{L}_{qsh}} \sin 2\tilde{\theta}_r - \frac{L_{dqh}}{-\hat{L}_{dsh} + \hat{L}_{qsh}} \cos 2\tilde{\theta}_r \right). \quad (4.26)$$

식 (4.26)은 신호 주입 알고리즘에서 추정된 회전자 위치 오차 정보이며, $\hat{\theta}_{r_SI}$ 로 정의하였다. 실제 회전자 위치 오차가 아니므로 추정치임을 나타내는 ‘^’를 사용하였다. 다음으로, 확장된 역기전력 기반 센서리스 제어에서 추출되는 값을 구하기 위해 확장 역기전력을 이용해 기술한 전동기 전압 모델인 식 (2.10)을 추정 파라미터를 사용하여 수정하면 다음과 같다. 이 때 인덕턴스의 영향만을 보기 위해 인버터 비선형성으로 인한 전압 오차와 저항의 오차는 굉장히 작다고 가정하였다. 또한 정상 상태임을 가정하여 추정 회전자 좌표계의 전류의 미분항을 0으로 근사하였으며, 추정 속도와 실제 속도의 오차가 굉장히 작다고 가정하였다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{ds}^{\hat{}} \\ v_{qs}^{\hat{}} \end{bmatrix} &= R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{}} \\ i_{qs}^{\hat{}} \end{bmatrix} + \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\hat{L}_{qs} \\ \hat{L}_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{}} \\ i_{qs}^{\hat{}} \end{bmatrix} \\ &+ \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\delta L_{qs} \\ \delta L_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{}} \\ i_{qs}^{\hat{}} \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \tilde{\theta}_r \\ \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.27)$$

식 (2.11)을 사용하여 확장 역기전력을 추출하지만, 추정된 파라미터를 사용하는 것을 고려하여 확장 역기전력을 다음과 같이 수정해야 한다. 이 때 정상 상태임을 가정하여 추정 회전자 좌표계의 전류의 미분항을

0으로 근사하였다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_{ds}^{\hat{r}} \\ \hat{e}_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ds}^{\hat{r}*} \\ v_{qs}^{\hat{r}*} \end{bmatrix} - R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} - \hat{\omega}_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\hat{L}_{qs} \\ \hat{L}_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix}. \quad (4.28)$$

식 (4.27)과 식 (4.28)을 통해 추정된 확장 역기전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_{ds}^{\hat{r}} \\ \hat{e}_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \hat{\omega}_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\delta L_{qs} \\ \delta L_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \tilde{\theta}_r \\ \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix}. \quad (4.29)$$

확장 역기전력 기반 알고리즘에서 추출하는 회전자 오차는 식 (2.14)를 이용하여 구하므로, 식 (4.29)를 식 (2.14)에 대입하면 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_{r_MB} = \text{asin}\left(\frac{\hat{\omega}_r \delta L_{qs} i_{qs}^{\hat{r}} + E_{ex} \sin \tilde{\theta}_r}{E_{ex}}\right) \approx \frac{\hat{\omega}_r \delta L_{qs} i_{qs}^{\hat{r}} + E_{ex} \sin \tilde{\theta}_r}{E_{ex}}. \quad (4.30)$$

식 (4.30)은 확장 역기전력 기반 알고리즘에서 추정한 회전자 위치 오차 정보이며, $\hat{\theta}_{r_MB}$ 로 정의하였다. 실제 회전자 위치 오차가 아니므로 추정치임을 나타내는 ‘^’를 사용하였다. 가중치를 사용하여 위치/속도 상태 필터에 입력되는 최종 회전자 위치 오차 $\tilde{\theta}_{r_cal}$ 을 구하면 다음과 같다.

$$\tilde{\theta}_{r_cal} = WF \times \hat{\theta}_{r_SI} + (1-WF) \times \hat{\theta}_{r_MB} \quad (0 \leq WF \leq 1). \quad (4.31)$$

커플링 인덕턴스 및 파라미터 오차를 고려할 경우 센서리스 알고리즘 및 위치/속도 상태 필터를 통해 회전자 위치를 추정하는 부분의 블록도는 다음과 같다.

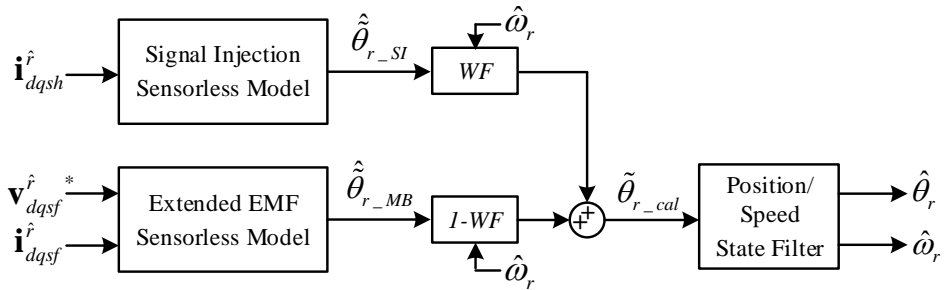


그림 4-7. 커플링 인덕턴스 및 파라미터 오차 고려 시 위치 추정 블록도

절환 구간에서 운전할 경우 $\tilde{\theta}_{r_cal}$ 가 0이 되도록 제어한다. 식 (4.26)과 식 (4.30)을 식 (4.31)에 대입하여 $\tilde{\theta}_{r_cal}$ 가 0이 되는 수렴점에서의 관계를

나타내면 다음과 같다.

$$WF \times \left\{ \frac{\hat{L}_{dsh} \hat{L}_{qsh}}{L_{dsh} L_{qsh} - L_{dqh}^2} \left(\frac{1 - L_{dsh} + L_{qsh}}{2 - \hat{L}_{dsh} + \hat{L}_{qsh}} \sin 2\tilde{\theta}_r - \frac{L_{dqh}}{-\hat{L}_{dsh} + \hat{L}_{qsh}} \cos 2\tilde{\theta}_r \right) \right\} + (1 - WF) \times \left(\frac{\hat{\omega}_r \delta L_{qs} \dot{i}_{qs}^r + E_{ex} \sin \tilde{\theta}_r}{E_{ex}} \right) = 0 \quad (4.32)$$

식 (4.32)를 살펴보면 WF 가 0이 되면 확장 역기전력 기반 센서리스 제어만 수행하며 회전자 위치 오차는 식 (4.22)를 따라가고, WF 가 1이 되면 신호 주입 센서리스 제어만 수행하며 회전자 위치 오차는 식 (4.21)을 따라가는 것을 확인할 수 있다. 식 (4.32)를 통해 $\tilde{\theta}_r$ 에 대해 근을 구하면 실제 회전자 위치 오차를 구할 수 있으나, 식이 복잡하여 근을 구하기는 쉽지 않아, 회전자 위치 오차의 특성을 $\hat{\theta}_{r_SI}$ 와 $\hat{\theta}_{r_MB}$ 를 사용하여 정성적으로 분석한다. 위치/속도 상태 필터를 사용한 센서리스 제어는 음성 피드백을 가지기 때문에 두 센서리스 제어가 모두 안정할 경우 회전자 위치가 각 알고리즘의 수렴점보다 크다면 $\hat{\theta}_{r_SI}$ 과 $\hat{\theta}_{r_MB}$ 가 양수이며, 수렴점보다 작을 경우 음수의 값을 가지게 된다. 따라서 각 알고리즘의 안정한 수렴점 부근에서 $\hat{\theta}_{r_SI}$ 와 $\hat{\theta}_{r_MB}$ 는 다음과 같은 궤형을 가진다.

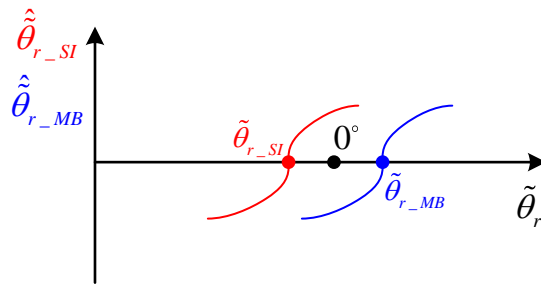


그림 4-8. 수렴점 부근에서의 추정 회전자 위치

두 수렴점 $\tilde{\theta}_{r_SI}$ 과 $\tilde{\theta}_{r_MB}$ 의 크기 및 부호는 $L_{dsh}, L_{qsh}, L_{dqh}, \delta L_{qs}$ 에 따라 결정되며, 그림 4-8의 경우 한 예로써 $\tilde{\theta}_{r_SI}$ 와 $\tilde{\theta}_{r_MB}$ 를 각각 음수와 양수로 도시하였지만, 이 외에도 3가지 경우가 더 있다. 그림 4-8을 통해 식 (4.32)를 만족하는 $\tilde{\theta}_{r_cal}$ 는 $\tilde{\theta}_{r_SI}$ 과 $\tilde{\theta}_{r_MB}$ 사이에만 존재한다는 것을

알 수 있으며, 속도에 따라 가중치가 달라지므로 속도가 변함에 따라 두 알고리즘의 수렴점 사이에서 최종 수렴점이 변한다는 것을 알 수 있다. 따라서 두 알고리즘의 안정한 수렴점이 존재한다면, 비록 수렴점이 실제 회전자 위치와 오차가 있을 수 있지만 절환 구간에서도 안정한 수렴점이 존재한다.

4.3.2 제한 알고리즘의 수렴점 분석

제한 알고리즘의 경우 주파수별 가상 역기전력을 각각 구하여 회전자 위치 오차를 추정한다. 가상 역기전력을 이용한 전동기의 전압 방정식 모델인 식 (3.13)에서 커플링 인덕턴스 및 추정 파라미터를 고려하여 식을 수정하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{ds}^{\hat{r}} \\ v_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} &= R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{L}_{qsh} & 0 \\ 0 & \hat{L}_{qsh} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \hat{\omega}_r \begin{bmatrix} 0 & -\hat{L}_{qs} \\ \hat{L}_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} e_{vds}^{\hat{r}} \\ e_{vqs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta L_{qsh} & 0 \\ 0 & \delta L_{qsh} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \hat{\omega}_r \begin{bmatrix} 0 & -\delta L_{qs} \\ \delta L_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix}. \quad (4.33) \\ &+ L_{dqh} \cdot \begin{bmatrix} -\sin 2\tilde{\theta}_r & \cos 2\tilde{\theta}_r \\ \cos 2\tilde{\theta}_r & \sin 2\tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

식 (4.33)에서 기본파만을 나타내면 다음과 같으며, 이 때 정상 상태를 가정하여 기본파의 경우 전류의 미분 항은 0으로 근사하였다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{ds}^{\hat{r}} \\ v_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} &= R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \hat{\omega}_r \begin{bmatrix} 0 & -\hat{L}_{qsf} \\ \hat{L}_{qsf} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} e_{vdsf}^{\hat{r}} \\ e_{vqsf}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \hat{\omega}_r \begin{bmatrix} 0 & -\delta L_{qs} \\ \delta L_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix}. \quad (4.34) \end{aligned}$$

기본파 가상 역기전력은 식 (4.16)을 통해 구하므로, 식 (4.34)와 식 (4.16)을 통해 추정된 기본파 가상 역기전력은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_{vdsf}^{\hat{r}} \\ \hat{e}_{vqsf}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{vdsf}^{\hat{r}} \\ e_{vqsf}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \hat{\omega}_r \begin{bmatrix} 0 & -\delta L_{qs} \\ \delta L_{qs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{\hat{r}} \\ i_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix}. \quad (4.35)$$

식 (4.33)에서 고주파만을 나타내면 다음과 같다. 이 때 주입하는 신호의 주파수가 매우 높을 경우 인덕턴스로 인한 전압 강하 성분이

대부분이므로 이를 고려하여 근사하였다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{ds}^{\hat{r}} \\ v_{qs}^{\hat{r}} \end{bmatrix} &\approx \begin{bmatrix} \hat{L}_{qsh} & 0 \\ 0 & \hat{L}_{qsh} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dsh}^{\hat{r}} \\ i_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{vdsh}^{\hat{r}} \\ e_{vqsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta L_{qsh} & 0 \\ 0 & \delta L_{qsh} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dsh}^{\hat{r}} \\ i_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \\ &+ L_{dqh} \cdot \begin{bmatrix} -\sin 2\tilde{\theta}_r & \cos 2\tilde{\theta}_r \\ \cos 2\tilde{\theta}_r & \sin 2\tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dsh}^{\hat{r}} \\ i_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.36)$$

고주파 가상 역기전력은 식 (4.17)을 통해 구하므로, 식 (4.36)과 식 (4.17)을 통해 추정된 고주파 가상 역기전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{e}_{vdsh}^{\hat{r}} \\ \hat{e}_{vqsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e_{vdsh}^{\hat{r}} \\ e_{vqsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta L_{qsh} & 0 \\ 0 & \delta L_{qsh} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dsh}^{\hat{r}} \\ i_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \\ &+ L_{dqh} \cdot \begin{bmatrix} -\sin 2\tilde{\theta}_r & \cos 2\tilde{\theta}_r \\ \cos 2\tilde{\theta}_r & \sin 2\tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dsh}^{\hat{r}} \\ i_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.37)$$

식 (4.37)을 식 (4.14)에 대입하여 $\mathbf{E}_{vdqsh}^{\hat{r}}$ 를 구하면 다음과 같다. 이 때 분석의 편의를 위해 주입 전압이 양수일 때만 기술하였다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{E}_{vdsh}^{\hat{r}} \\ \hat{E}_{vqsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} &\approx -\begin{bmatrix} e_{vdsh}^{\hat{r}} \\ e_{vqsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta L_{qsh} & 0 \\ 0 & \delta L_{qsh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^{\hat{r}} \\ \Delta i_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \frac{1}{T_s} \\ &- L_{dqh} \cdot \begin{bmatrix} -\sin 2\tilde{\theta}_r & \cos 2\tilde{\theta}_r \\ \cos 2\tilde{\theta}_r & \sin 2\tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^{\hat{r}} \\ \Delta i_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \frac{1}{T_s}. \end{aligned} \quad (4.38)$$

제안 알고리즘의 수렴점은 식 (4.15)를 통해 $\hat{E}_{vqsh}^{\hat{r}} - \hat{e}_{vdsf}^{\hat{r}}$ 이 0이 되는 운전점이라는 것을 알 수 있으며, 식 (4.35)와 식 (4.38)을 이에 대입하면 수렴점에서의 관계식은 다음과 같다.

$$-e_{vdsf}^{\hat{r}} + \hat{\omega}_r \delta L_{qs} i_{qsf}^{\hat{r}} - e_{vqsh}^{\hat{r}} - \frac{\delta L_{qsh} \Delta i_{qsh}^{\hat{r}}}{T_s} - \frac{L_{dqh} \{ \cos 2\tilde{\theta}_r \Delta i_{dsh}^{\hat{r}} + \sin 2\tilde{\theta}_r \Delta i_{qsh}^{\hat{r}} \}}{T_s} = 0. \quad (4.39)$$

이 때, 추정 회전자 좌표계 전류의 차분값은 다음과 같이 계산할 수 있다 [26].

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^{\hat{r}}[n] \\ \Delta i_{qsh}^{\hat{r}}[n] \end{bmatrix} = \frac{v_h T_s}{L_{dsh} L_{qsh} - L_{dqh}^2} \left\{ \begin{bmatrix} L_{dsh} \sin^2 \tilde{\theta}_r + L_{qsh} \cos^2 \tilde{\theta}_r \\ (-L_{dsh} + L_{qsh}) \frac{\sin 2\tilde{\theta}_r}{2} \end{bmatrix} + L_{dqh} \cdot \begin{bmatrix} \sin 2\tilde{\theta}_r \\ -\cos 2\tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \right\}. \quad (4.40)$$

식 (4.40)을 식 (4.39)에 대입하고, 추정 회전자 좌표계 가상 역기전력을 실제 회전자 좌표계 가상 역기전력을 사용하여 수정한 후 식을 정리하면 다음과 같다. 이 때 정상 상태를 가정하면 기본파 전류의

미분값을 0으로 근사할 수 있으며, 이 때 e_{qsf}^r 와 E_{ex} 의 값이 같으므로 e_{qsf}^r 를 E_{ex} 로 교체하여 나타내었다.

$$E_{ex} \sin(\tilde{\theta}_r) + \hat{\omega}_r \delta L_{qs} i_{qsf}^r - \frac{v_h \hat{L}_{qsh} (L_{dsh} - L_{qsh}) \sin 2\tilde{\theta}_r}{L_{dsh} L_{qsh} - L_{dqh}^2} - \frac{v_h \hat{L}_{qsh} L_{dqh} \cos 2\tilde{\theta}_r}{L_{dsh} L_{qsh} - L_{dqh}^2} = 0. \quad (4.41)$$

식 (4.41)과 식 (4.32)를 비교하기 위해 식 (4.41)을 식 (4.32)와 같은 형태로 수정하면 다음과 같다.

$$\frac{v_h (-\hat{L}_{dsh} + \hat{L}_{qsh})}{\hat{L}_{dsh}} \left\{ \frac{\hat{L}_{dsh} \hat{L}_{qsh}}{L_{dsh} L_{qsh} - L_{dqh}^2} \left(\frac{1 - L_{dsh} + L_{qsh}}{2 - \hat{L}_{dsh} + \hat{L}_{qsh}} \sin 2\tilde{\theta}_r - \frac{L_{dqh}}{-\hat{L}_{dsh} + \hat{L}_{qsh}} \cos 2\tilde{\theta}_r \right) \right\} + E_{ex} \left(\frac{\hat{\omega}_r \delta L_{qs} i_{qsf}^r + E_{ex} \sin(\tilde{\theta}_r)}{E_{ex}} \right) = 0 \quad (4.42)$$

$$\frac{v_h (-\hat{L}_{dsh} + \hat{L}_{qsh})}{\hat{L}_{dsh}} \hat{\theta}_{r_SI} + E_{ex} \hat{\theta}_{r_MB} = 0. \quad (4.43)$$

식 (4.43)은 $\hat{\theta}_{r_SI}$ 와 $\hat{\theta}_{r_MB}$ 를 사용하여 식 (4.42)를 간단히 한 식이다. 식 (4.43)에서 $v_h (-\hat{L}_{dsh} + \hat{L}_{qsh}) / \hat{L}_{dsh}$ 는 파라미터가 정확할 경우 고주파 가상 역기전력의 크기이며, 정상 상태에서 E_{ex} 는 기본파 가상 역기전력의 크기이다. 식 (4.43)과 식 (4.32)를 비교해 보면 고주파 가상 역기전력의 크기와 기본파 가상 역기전력의 크기가 절환 구간에서의 가중치 역할을 하는 것을 볼 수 있다. 속도가 낮을 경우 고주파 가상 역기전력의 크기에 비해 기본파 가상 역기전력의 크기가 매우 작기 때문에 $\hat{\theta}_{r_SI}$ 의 가중치가 1에 가까우며, 속도가 올라갈수록 $\hat{\theta}_{r_MB}$ 의 가중치가 커지게 된다. 또한 주입 신호의 크기를 줄일 경우 $\hat{\theta}_{r_SI}$ 의 가중치가 줄어들며 최종적으로는 $\hat{\theta}_{r_MB}$ 만 사용하여 역기전력 기반 센서리스 제어만으로 운전하게 된다.

기존의 절환 기법은 절환하기 위한 가중치 함수를 만들어야 하고, 절환이 완료되기 전까지는 주입하는 전압 신호를 유지해야 하여 절환이 끝난 후에 신호 주입을 중지해야 한다. 그러나 제안하는 알고리즘은 주입 전압과 역기전력의 크기 비율에 따라 가중치가 정해지므로 가중치 함수를 만들 필요가 없다. 또한 절환의 완료와 신호 주입을 중지하는

절차가 동시에 이루어지기 때문에 기존의 절환 기법에 비해 구현 및 절차가 더 간단하다. 두 알고리즘의 회전자 위치 추정 성능 면에서는 큰 차이가 없으며, 기존 절환 기법에서 가중치를 고주파 전압 신호와 역기전력 신호 간의 크기 비율에 대한 함수로 구현한다면 제안 알고리즘과 정상 상태에서의 추정 성능은 동일할 것으로 보인다. 주입 신호 또한 같은 주파수와 크기를 가지는 전압 신호를 주입하므로 인버터의 스위칭 손실 면에서도 큰 차이가 없다.

제 5장 시뮬레이션 및 실험 결과

5.1 시뮬레이션 및 실험 조건

시뮬레이션과 실험에 사용할 대상 전동기의 정보는 다음과 같다.

표 5-1. 시뮬레이션에 사용된 전동기의 제정 수

극 수	8
상저항 (R_s)	0.803 [Ω]
동기 d축 인덕턴스 (L_{ds})	3.243 [mH]
동기 q축 인덕턴스 (L_{qs})	8.065 [mH]
역기전력 상수 (λ_f)	0.0806 [$V \cdot s$]
직류단 전압 (V_{dc})	300 [V]
정격 출력	1.7 [kW]
정격 전류	5.2 [Arms]
기저 속도	4000 [r/min]

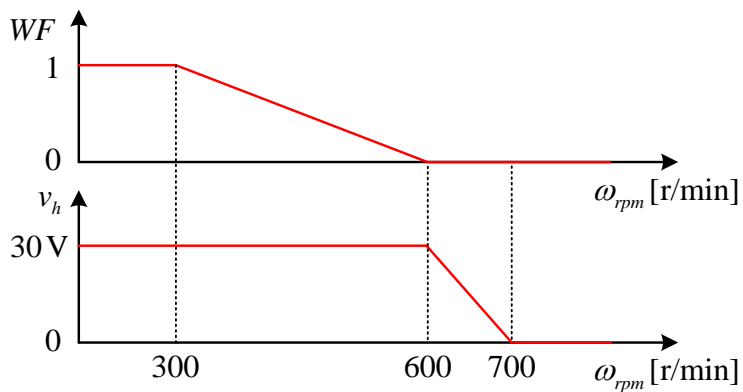
제어 관련 제정 수 및 이득은 다음과 같다.

표 5-2. 제어기 관련 제정 수 및 이득 설정

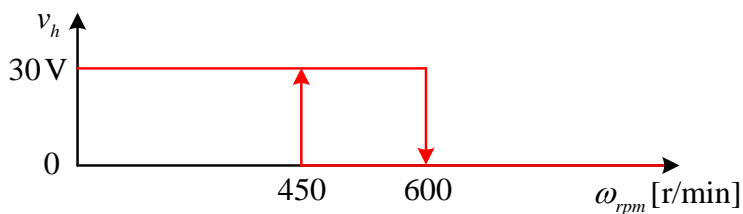
전류 제어 대역폭	200 [Hz]
속도 제어 대역폭	5 [Hz]
센서리스 위치/속도 상태 필터 대역폭	17 [Hz]
스위칭 주파수	10 [kHz]
샘플링 주파수	20 [kHz]
고주파 주입 전압	30 [V]
주입 전압 주파수	5 [kHz]

4.1절에서 기술하였듯, 본 논문에서는 스위칭 주기의 2배인 5 kHz 맥동 전압 신호를 주입한다. 고주파 전압 신호의 크기는 직류단 전압의 0.1 pu인 30 V로 설정하였다. 신호 주입 센서리스 제어 알고리즘과 역기전력 기반 알고리즘 간 절환 구간의 시작 속도는 통상 기저 속도의 0.1 pu 부근으로 설정하며 절환이 완료되는 속도는 통상 절환 시작 속도의 2배로 설정한다 [27], [28]. 본 논문에서는 기저 속도의 0.1 pu인 400 r/min이 절환 구간에 포함되며 절환 완료 속도가 절환 시작 속도의 2배가 되도록 300 r/min ~ 600 r/min을 절환 구간으로 설정하였으며, 이 구간에서 회전자 위치 오차에 대한 선형 가중치를 가지도록 하여 그림

3-3과 같은 기존 절환 알고리즘을 구현하여 제안 알고리즘과 비교하였다. 또한 600 r/min에서 700 r/min 사이에서 선형으로 신호 주입의 크기를 변화하여 700 r/min에서는 신호 주입이 완전히 중단되도록 설정하였다. 제안 알고리즘은 4.2절에서 기술하였듯 속도에 따른 히스테리시스 형태로 고주파 전압 신호를 주입하였으며, 절환 완료 시점을 기존 절환과 동일하게 하기 위해 신호 주입이 중단되는 속도를 600 r/min으로 설정하였다. 신호를 다시 주입하는 속도는 450 r/min으로 설정하여 기존 절환 알고리즘의 절환 구간 내에서 신호가 주입되도록 하였다. 본 논문의 시뮬레이션과 실험에서 설정한 속도에 따른 기존 절환 알고리즘의 가중치 및 주입 신호의 크기와 제안 알고리즘의 주입 신호의 크기를 그림으로 도시하면 다음과 같다.



(가)



(나)

그림 5-1. 속도에 따른 가중치 및 주입 신호의 크기
(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

5.2 시뮬레이션 결과

5.2.1 시뮬레이션 구성

본 논문에서는 대상 전동기에 대한 유한 요소 해석을 수행하여 얻은 자속 맵(flux map)을 사용하여 고정밀 시뮬레이션 모델(High fidelity simulation model)로 시뮬레이션을 구성하였다. 자속 맵은 dq축 자속과 회전자 위치에 따른 고정자 dq축 전류에 대한 정보를 담고 있으며 이를 참조표 형태로 만들어 시뮬레이션을 구성한다. 또한 이 참조표를 사용하여 토크 정보 또한 고정자 전류와 회전자 위치에 따른 참조표로 나타낼 수 있다. 이러한 관계들을 식으로 나타내면 다음과 같으며, Table은 참조표를 뜻한다.

$$i_{ds}^r = \text{Table}(\lambda_{ds}^r, \lambda_{qs}^r, \theta_r). \quad (5.1)$$

$$i_{qs}^r = \text{Table}(\lambda_{ds}^r, \lambda_{qs}^r, \theta_r). \quad (5.2)$$

$$T_e = \text{Table}(i_{ds}^r, i_{qs}^r, \theta_r). \quad (5.3)$$

이를 통해 전동기 모델을 구현한 블록도는 다음과 같다.

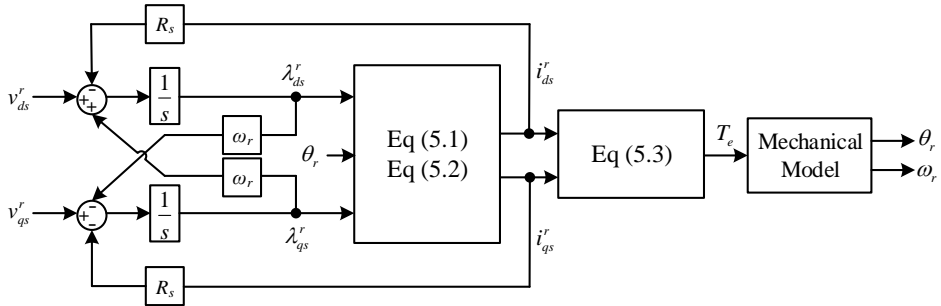


그림 5-2. 참조표를 사용하여 구성한 전동기 모델

그림 5-2와 같이 전동기 모델을 구성하면 자기 포화로 인한 인덕턴스의 비선형성과 전동기의 공간 고조파로 인한 비이상성을 참조표를 통해 고려할 수 있어 고정 인덕턴스를 사용하여 이상적인 전동기 모델을 구성하는 것보다 더 정밀하게 시뮬레이션을 수행할 수 있다.

그러나 실제 전동기는 온도에 따른 저항과 인덕턴스의 변화, 철심의 이력 곡선, 주파수에 따른 표피 효과 등이 존재한다. 이러한 요인들

때문에 나타나는 비이상성은 본 시뮬레이션을 통해 고려되지 않았으며, 모든 운전점에서 고정자 저항은 상수로 설정하였다. 또한 인버터의 경우 이상적인 인버터를 통해 전압 합성 지령을 정확하게 합성할 수 있다고 가정하여 인버터의 비선형성은 본 시뮬레이션에서 고려되지 않았다. 제어 시스템을 포함한 전동기 제어 시뮬레이션의 전체 블록도는 다음과 같다.

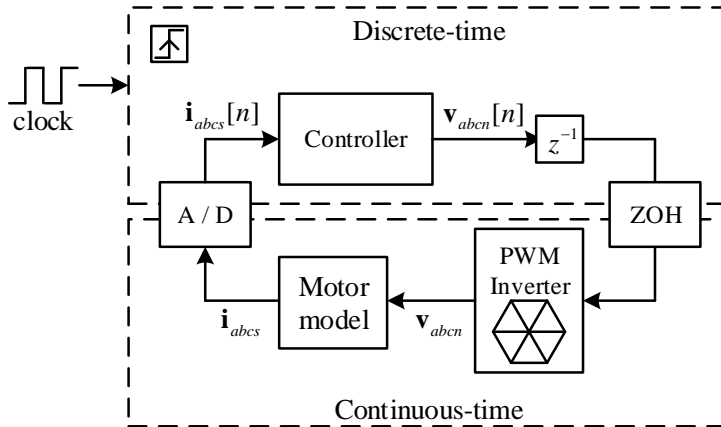


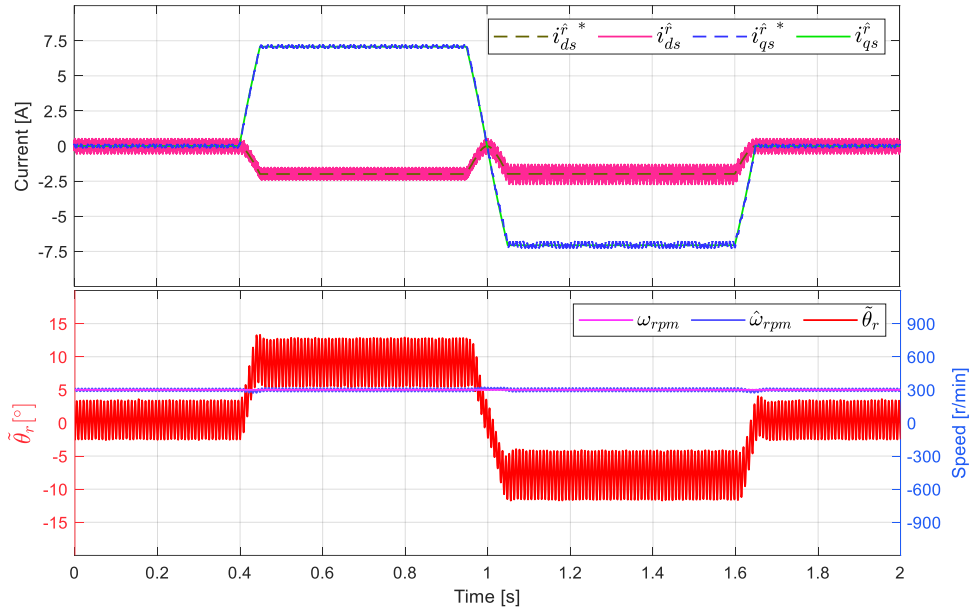
그림 5-3. 제어 시뮬레이션의 전체 블록도

그림 5-3의 Motor model 부분에 그림 5-2의 전동기 모델이 들어가 있다. 본 논문에서는 그림 5-3를 Mathworks 社의 Simulink 프로그램을 이용하여 시뮬레이션을 구현하고 알고리즘을 검증하였다.

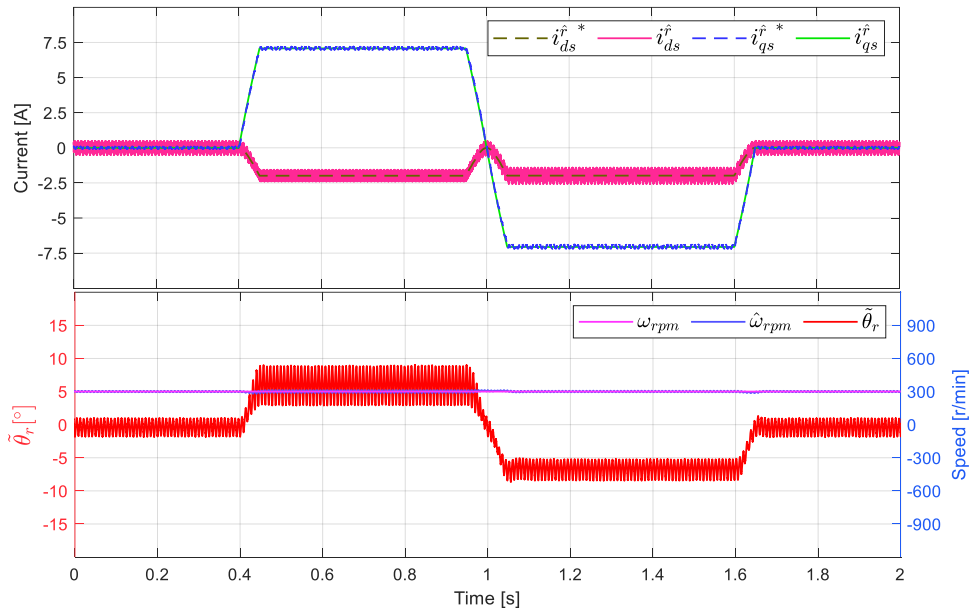
5.2.2 절환 속도 구간에서의 토크 제어 시뮬레이션 결과

본 항에서는 부하기로 대상 전동기의 속도를 제어하며 대상 전동기에 토크 지령을 인가하는 시뮬레이션을 수행하였으며, 기존 절환 알고리즘과 제안 알고리즘의 결과를 비교하여 토크 제어 시 제안 알고리즘의 특성을 검증하였다.

먼저 부하기에 의해 대상 전동기의 속도를 절환 구간의 특정 속도 지점에서 일정하게 유지하며 토크 지령을 인가하는 시뮬레이션을 수행하였다. 토크 지령으로는 정격 토크인 3.8 Nm를 20 pu/s로 인가하였으며, 정 토크와 역 토크를 차례로 인가하였으며, 전류 지령은 지령 토크에 따른 MTPA 운전점을 지령으로 인가하였다. 대상 전동기의 속도는 300 r/min, 450 r/min, 600 r/min으로 유지하였으며, 이는 각각 절환 구간의 시작, 중간, 끝의 속도 지점에 해당한다. 각각의 속도에서 모두 토크 지령을 상술한 바와 같이 인가하였다.



(가)



(나)

그림 5-4. 절환 시작 속도(300 r/min)에서의 토크 제어

(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-4(가)는 300 r/min에서 기존 절환 알고리즘으로 토크 제어 시의

결과를 나타낸다. 300 r/min에서 신호 주입 센서리스 제어의 가중치는 1이므로 역기전력 기반 센서리스 제어로 얻는 정보는 사용되지 않는다. 따라서 신호 주입 센서리스 제어를 하고 있다고 보아도 무방하다.

그림 5-4(나)는 300 r/min에서 제안 알고리즘으로 토크 제어 시의 결과를 나타낸다. 4.3절에서 기술하였듯, 제안 알고리즘을 가중치의 관점에서 보면 300 r/min의 속도에 해당하는 기본파 가상 역기전력의 크기와 고주파 가상 역기전력의 크기 비율을 가중치로 해석할 수 있어 절환이 진행 중인 것으로 볼 수 있다. 전체 가상 역기전력에 대한 고주파 및 기본파 가상 역기전력 크기의 비율을 도시하면 다음과 같다.

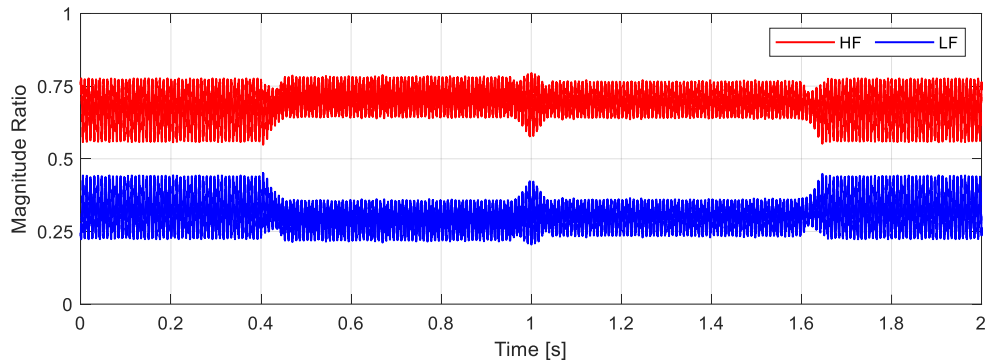
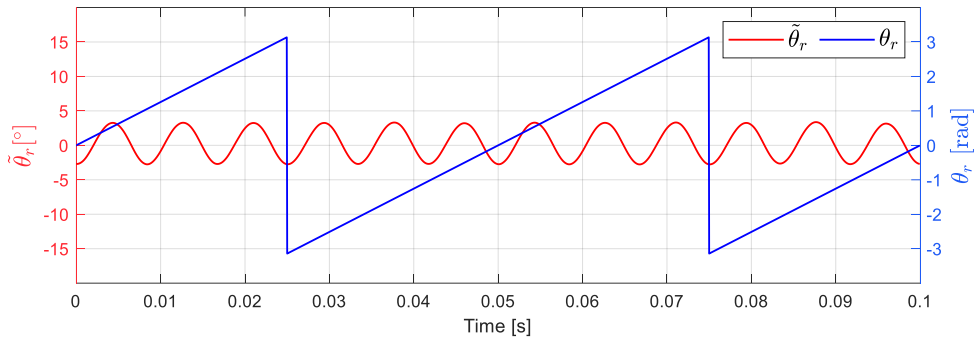
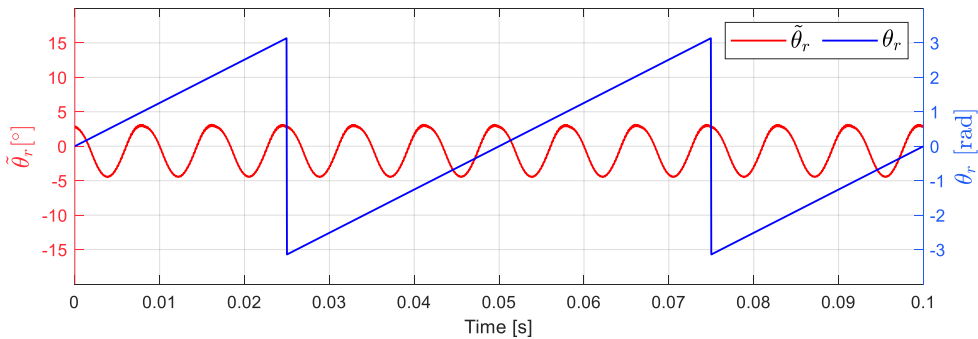


그림 5-5. 300 r/min 토크 제어 시 주파수별 신호 크기 비율

그림 5-5에서 HF는 고주파 가상 역기전력을, LF는 기본파 가상 역기전력을 의미한다. 그림 5-5를 통해 제안하는 알고리즘은 300 r/min 운전에서 신호 주입 센서리스 제어의 가중치가 약 0.65로 설정된 것으로 해석할 수 있다. 그림 5-4에서 추정 회전자 위치 오차가 진동하는 것을 볼 수 있는데, 이는 전동기의 인덕턴스 성분이 6고조파의 형태로 변화하기 때문인 것으로 알려져 있다 [29]. 또한 제안 알고리즘에서 이러한 진동이 비교적 작은 것을 볼 수 있는데, 이는 신호 주입 알고리즘의 수렴점이 진동하는 위상과 역기전력 기반 알고리즘의 수렴점이 진동하는 위상을 통해 해석할 수 있다. 검증을 위해 300 r/min 무부하에서 신호 주입 센서리스 운전과 역기전력 기반 센서리스 운전 시뮬레이션을 수행한 경우의 회전자 위치 오차를 나타내면 다음과 같다.



(가)

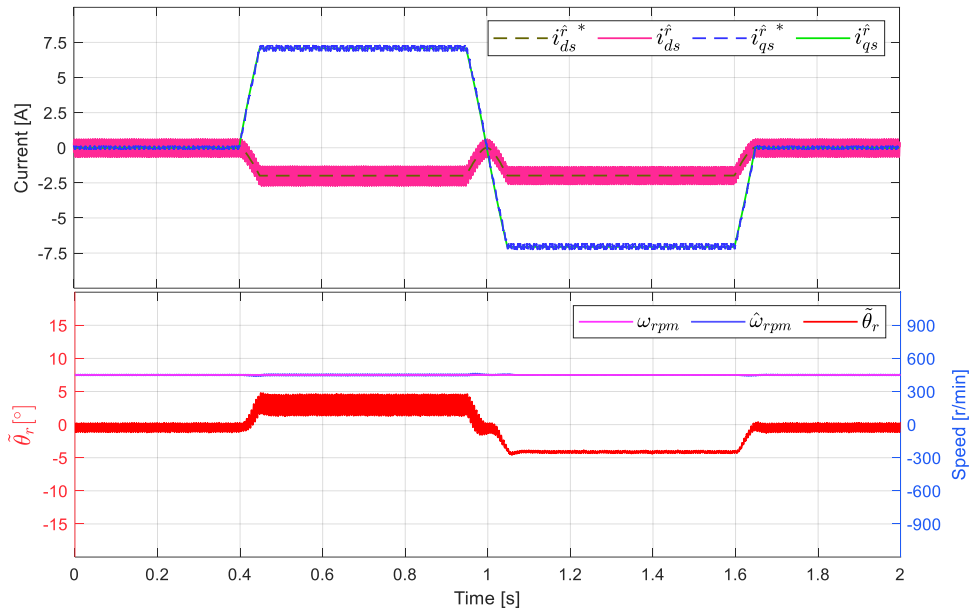


(나)

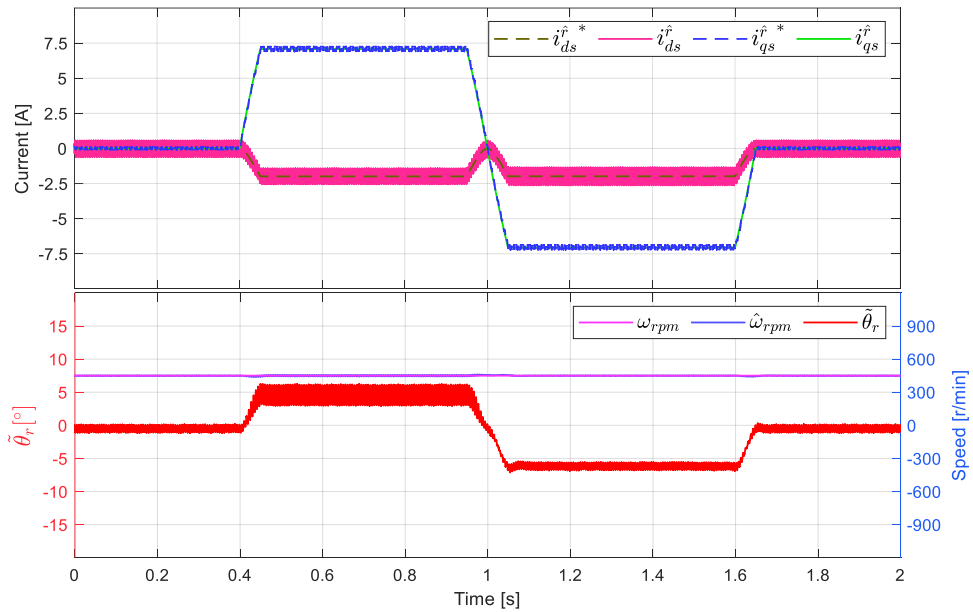
그림 5-6. 300 r/min 무부하 운전 시 추정 회전자 위치 오차

(가) 신호 주입 기반 센서리스 제어 (나) 역기전력 기반 센서리스 제어

그림 5-6(가)와 (나)를 비교해 보면 대상 전동기를 각각의 알고리즘으로 300r/min 무부하 운전했을 경우 추정 회전자 위치 오차의 위상이 반대임을 알 수 있다. 이 때문에 300 r/min에서 운전하는 경우, 두 알고리즘의 정보를 모두 사용하는 제안 알고리즘은 이러한 6고조파 진동이 서로 상쇄되어 작아지게 되지만 신호 주입 기반 알고리즘의 정보만 사용하는 기존 알고리즘은 그림 5-6(가)의 6고조파 진동이 그대로 나타나게 된다. 이는 그림 5-4(가)와 (나)의 0 ~ 0.4초의 무부하 운전 시 회전자 위치 오차 진동 크기의 차이를 통해 알 수 있다. 이러한 회전자 위치 오차의 진동은 운전점에 따른 포화 정도와 커플링 인덕턴스에 따라 달라지게 된다. 따라서, 절환 구간의 회전자 위치 오차 진동은 전동기 특성과 운전점 및 가중치에 따라 변화하므로 상기한 분석은 파형에 대한 해석일 뿐이며 해당 특성에 대한 기존 방법과 제안 방법의 장단점을 논하기에는 어려움이 있다.



(가)



(나)

그림 5-7. 절환 구간의 중간 지점 속도(450 r/min)에서의 토크 제어

(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-7(가)는 450 r/min에서 기존 절환 알고리즘으로 토크 제어 시의 결과를 나타낸다. 450 r/min에서 신호 주입 센서리스 제어의 가중치는 0.5이므로 신호 주입 센서리스 제어와 역기전력 기반 센서리스 제어에서 각각 얻은 회전자 위치 오차 정보가 같은 비율로 사용된다.

그림 5-7(나)는 450 r/min에서 제안 알고리즘으로 토크 제어 시의 결과를 나타낸다. 제안 알고리즘을 가중치의 관점에서 보면 450 r/min의 속도에서의 고주파 가상 역기전력의 크기와 기본파 가상 역기전력의 크기의 비율로 가중치가 정해지는 것으로 해석할 수 있다. 전체 가상 역기전력에 대한 고주파 및 기본파 가상 역기전력 크기의 비율을 도시하면 다음과 같다.

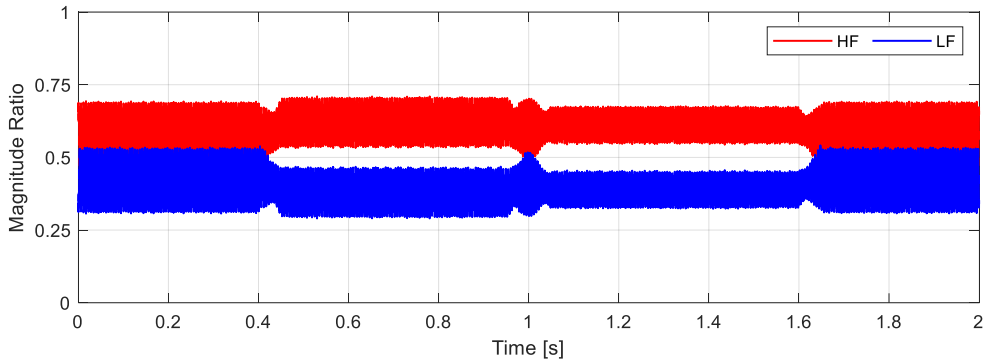
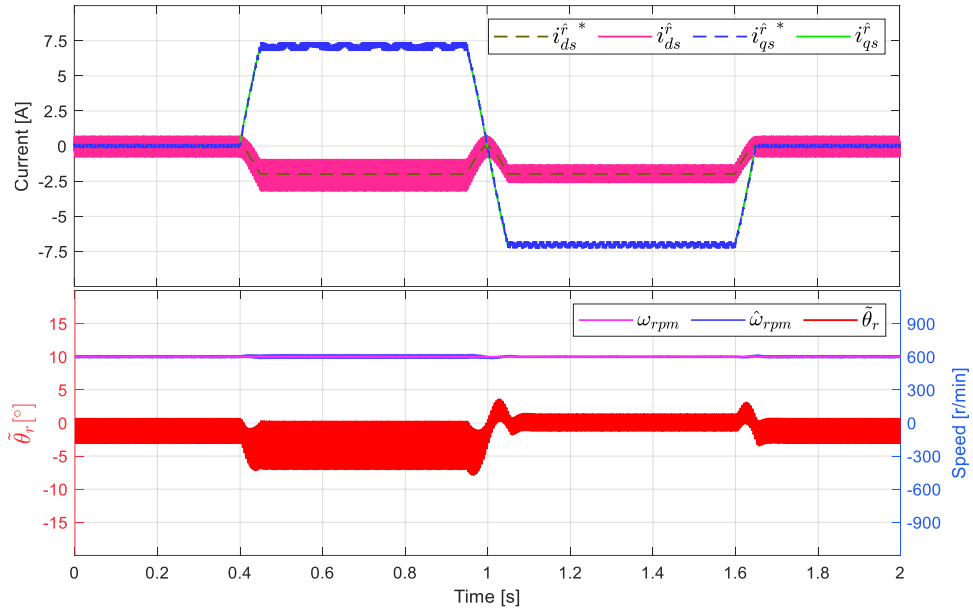
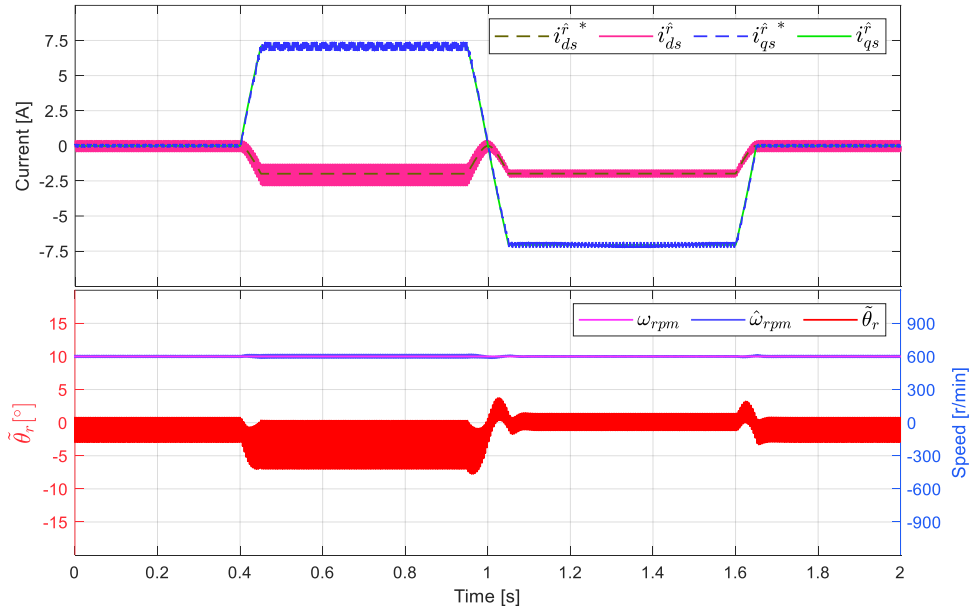


그림 5-8. 450 r/min 토크 제어 시 주파수별 신호 크기 비율

그림 5-8을 통해 제안하는 알고리즘은 450 r/min 운전에서 신호 주입 센서리스 제어의 가중치가 약 0.6으로 설정된 상태로 절환되고 있는 것으로 해석할 수 있다. 기존 절환 알고리즘과 제안 알고리즘의 가중치가 비슷하므로, 정상 상태에서 추정 회전자 위치 오차의 진동 크기 차이가 300 r/min에 비해 작은 것을 확인할 수 있다.



(가)



(나)

그림 5-9. 절환 완료 속도(600 r/min)에서의 토크 제어

(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-9(가)는 600 r/min에서 기존 절환 알고리즘으로 토크 제어 시의 결과를 나타낸다. 600 r/min에서 신호 주입 센서리스 제어의 가중치는 0이므로 역기전력 기반 센서리스 알고리즘에서 얻은 회전자 위치 오차 정보만 사용되고 있다.

그림 5-9(나)는 600 r/min에서 제안 알고리즘으로 토크 제어 시의 결과를 나타낸다. 고주파 신호는 그림 5-1(나)와 같이 주입되고 있으므로 신호 주입이 중단되어 제안 알고리즘 또한 600 r/min에서 역기전력 기반 센서리스 제어로 절환이 완료된 상태이다. 따라서 두 알고리즘 모두 역기전력 기반 센서리스 제어만으로 운전되고 있어 파형이 같아야 하며, 이는 그림 5-9(가)와 (나)를 통해 검증할 수 있다.

이 때 제안 방법을 기본과 확장 역기전력을 나타내는 식 (4.18)이 아닌, 기본과 가상 역기전력을 나타내는 식 (4.16)으로 구현하면 다음과 같은 파형을 얻을 수 있다.

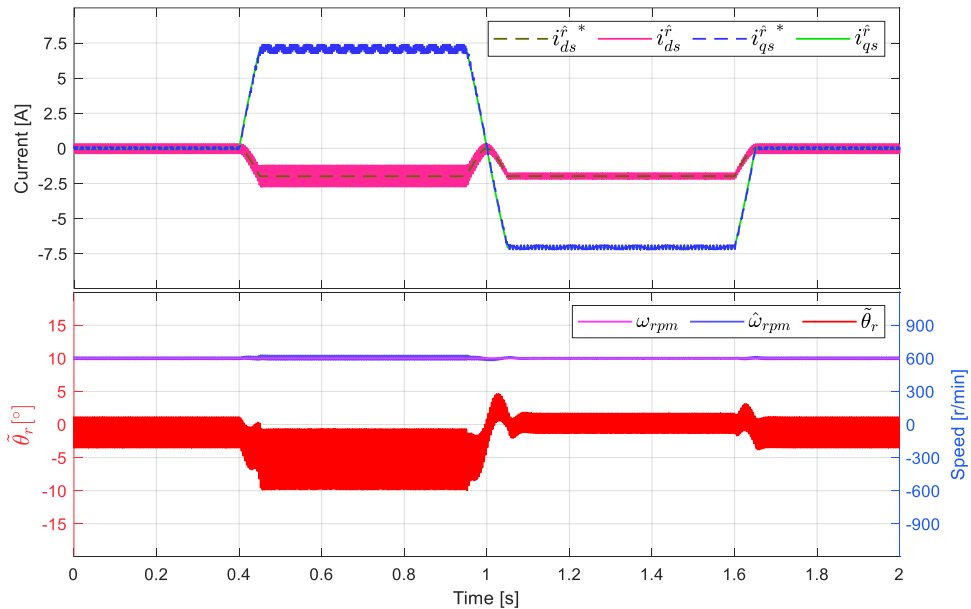
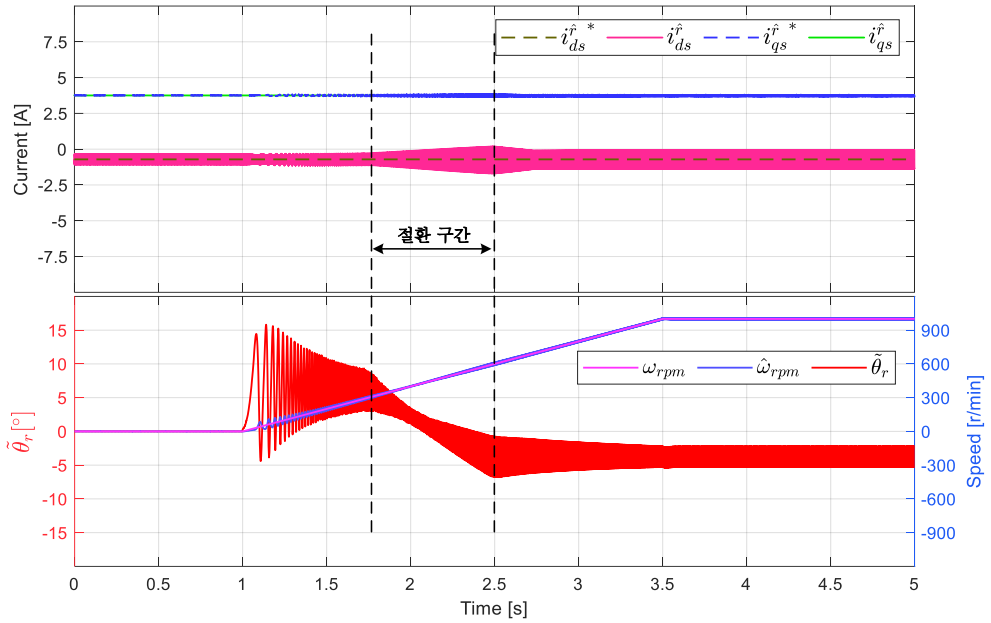


그림 5-10. 600 r/min에서의 토크 제어 (제안 알고리즘 - 식 (4.16)으로 구현)

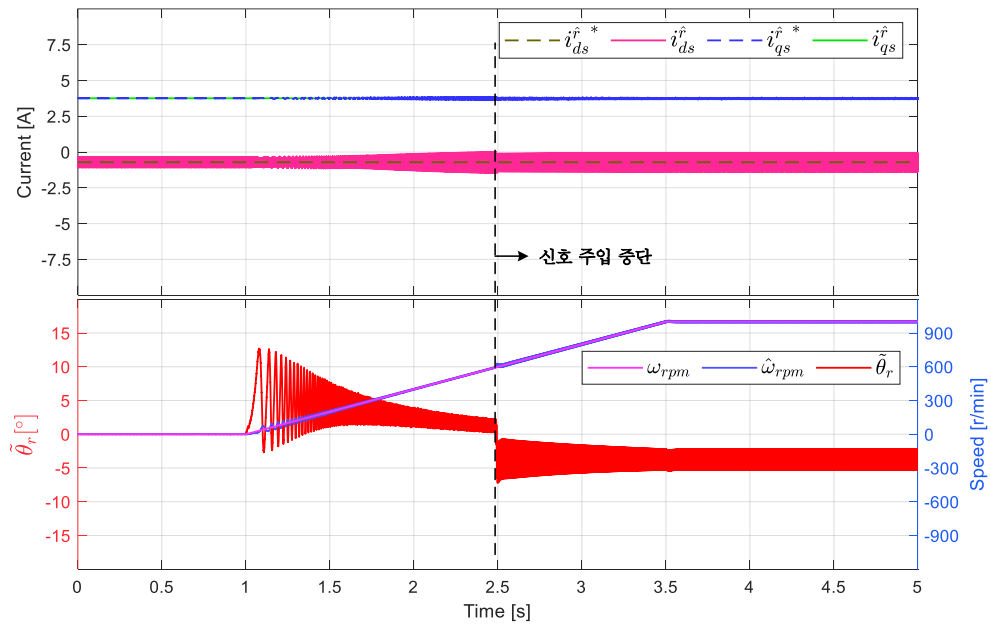
그림 5-9(가)와 그림 5-10을 비교하면 그림 5-10의 회전자 위치 오차 진동이 비교적 더 큰 것을 알 수 있다. 수식에서는 정상 상태를 가정하여 전류의 미분 성분을 0으로 가정하였으나 실제로는 회전자 오차의 진동 때문에 전류의 미분 성분이 남아 있으며, 가상 역기전력은 d축에 이러한 전류 미분 성분이 존재하여 이러한 진동 및 오차를

야기하게 되는 것으로 분석된다.

다음은 부하기로 0 r/min에서 1000 r/min까지 선형으로 가속하며 대상 전동기에서 토크 제어를 수행한 시뮬레이션 결과이다. 가속하는 동안 대상 전동기의 토크 지령은 정격 토크의 0.5 pu인 1.9 Nm를 정 토크로 인가하였으며, 토크 지령에 따른 MTPA 운전점을 전류 지령으로 인가하며 속도 가변 시에도 안정적인 토크 제어가 되는지 검증하였다.



(가)



(나)

그림 5-11. 속도 변화(0~1000 r/min) 시 토크 제어
(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-11(가)는 기존 절환 알고리즘으로 제어 시의 결과를 나타낸다. 0 ~ 300 r/min 구간에서는 신호 주입 센서리스 제어로 운전되며 약 5 ~ 6°의 회전자 위치 오차 오프셋(offset)을 가지는 것을 볼 수 있다. 절환이 완료되는 600 r/min부터는 역기전력 기반 센서리스 제어로 운전되며 약 -4°의 회전자 위치 오차 오프셋을 가지는 것을 볼 수 있다. 이는 4.3절에서 기술하였듯 제어 시에는 고정 파라미터를 사용하며 커플링 인덕턴스를 0으로 가정하지만, 실제 운전에서는 자속의 포화로 인한 파라미터의 변화와 커플링 인덕턴스에 대한 영향이 있어 두 알고리즘의 수렴점에 오차가 있는 것으로 분석된다. 절환 구간에서는 각 알고리즘의 회전자 위치 오차 정보가 선형 가중치를 가지며 혼합되기 때문에 회전자 위치 오차 오프셋이 5 ~ 6°에서 -4°로 변화하는 것을 볼 수 있다.

그림 5-11(나)는 제안 알고리즘으로 제어 시의 결과를 나타낸다. 신호 주입이 중단되는 600 r/min 이하의 속도까지는 신호 주입 센서리스 제어와 역기전력 기반 센서리스 제어를 모두 사용하여 운전을 하며, 600 r/min 이상의 속도부터는 역기전력 기반 센서리스 제어로만 운전한다. 제안 알고리즘 또한 600 r/min까지는 회전자 위치 오차 오프셋이 5 ~ 6°에서 점점 작아지는 것을 볼 수 있다. 그러나 운전 속도가 600 r/min을 통과함과 동시에 신호 주입이 중단되며 절환이 완료되며 해당 속도 지점에서 회전자 위치 오차가 계단 형태로 약 5° 변화하는 것을 볼 수 있다. 그림 5-11(가)와 (나)에서 볼 수 있듯이 600 r/min 이상의 속도부터는 회전자 위치 오차의 파형이 같으며, 이는 두 알고리즘 모두 절환이 완료된 후에는 역기전력 기반 제어로 운전되기 때문이다.

이 때 식 (4.16)으로 제안 방법을 구현할 경우 다음과 같은 파형을 얻을 수 있다.

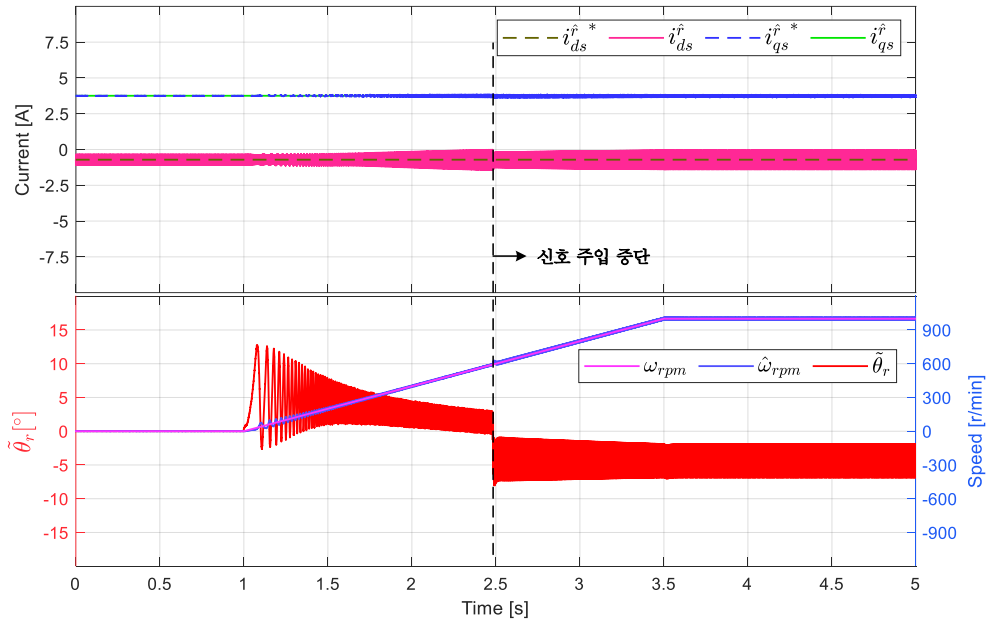


그림 5-12. 속도 변화(0~1000 r/min) 시 토크 제어
(제안 알고리즘 - 식 (4.16)으로 구현)

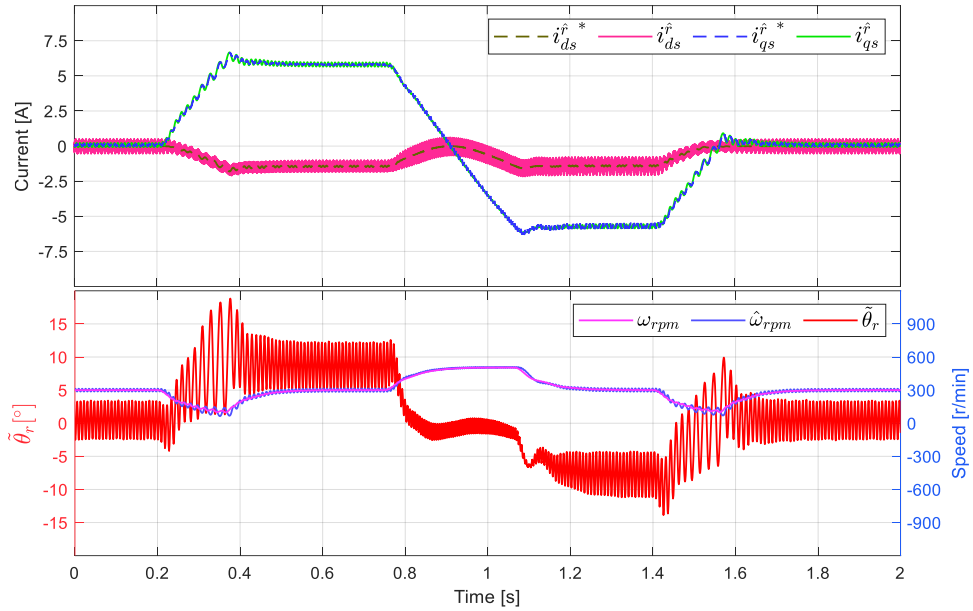
그림 5-12와 그림 5-11(가)를 비교하면 600 r/min 이후 역기전력 기반 알고리즘으로 운전되는 구간에서 그림 5-12의 회전자 위치 오차 진동이 큰 것을 볼 수 있다. 이는 상기한 대로 회전자 위치의 진동에 의해 정상 상태에서 전류의 미분 성분이 0이 아니기 때문으로 분석된다. 이를 통해 구현 시 식 (4.18)의 사용의 정당성을 시뮬레이션으로 검증하였다.

그림 5-4, 그림 5-7, 그림 5-9, 그림 5-11의 (가)와 (나)의 비교를 통해 제안 알고리즘이 기존 알고리즘과 같이 큰 문제 없이 절환 속도 구간을 포함한 모든 속도에서 안정적인 제어가 가능함을 검증할 수 있다.

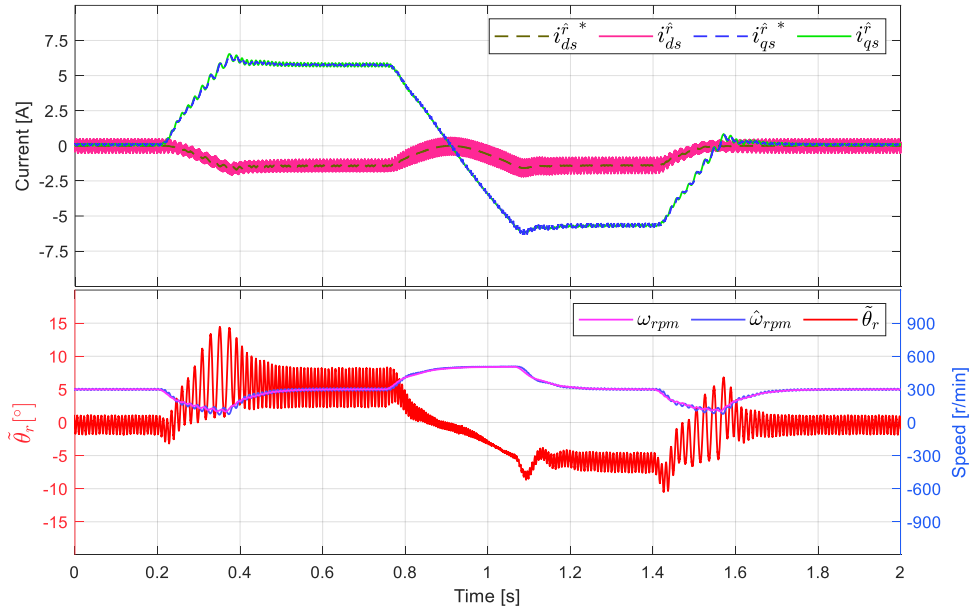
5.2.3 절환 속도 구간에서의 속도 제어 시뮬레이션 결과

본 항에서는 대상 전동기로 속도 제어를 하며 부하기에서 토크를 인가하는 시뮬레이션을 수행하였으며, 기존 절환 알고리즘과 제안 알고리즘의 결과를 비교하여 속도 제어 시 제안 알고리즘의 특성을 검증하였다.

먼저 대상 전동기로 속도를 절환 구간의 특정 속도 지점으로 일정하게 제어하며 부하기로 토크 지령을 인가하는 시뮬레이션을 수행하였다. 토크 지령으로는 정격 토크의 약 75%인 3 Nm를 5 pu/s로 인가하였으며, 정 토크와 역 토크를 차례로 인가하였다. 대상 전동기의 속도는 300 r/min, 450 r/min, 600 r/min으로 제어하였으며, 이는 각각 절환 구간의 시작, 중간, 끝의 속도 지점에 해당한다. 각각의 속도에서 모두 토크 지령을 상술한 바와 같이 인가하였다.



(가)



(나)

그림 5-13. 300 r/min 속도 제어 시 부하 인가
 (가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-13(가)는 기존 절환 알고리즘으로 300 r/min 속도 제어 시의 결과를 나타낸다. 부하기에서 정 토크를 인가하여 속도가 변화된 후 다시 300 r/min으로 제어하기까지의 구간은 속도가 300 r/min보다 느리므로 신호 주입 센서리스만 사용된다. 부하기에서 인가하는 토크가 정 토크에서 역 토크로 변화하는 구간은 절환 구간인 300 ~ 600 r/min 구간에서 운전되어 신호 주입 센서리스와 역기전력 기반 센서리스 제어의 회전자 위치 오차 정보가 모두 사용된다.

그림 5-13(나)는 제안하는 알고리즘으로 300 r/min 속도 제어 시의 결과를 나타낸다. 정 토크, 역 토크 인가로 인해 속도가 변화하는 과도 상태에서도 제어가 안정적으로 되는 것을 볼 수 있다. 신호 주입을 중단하는 속도인 600 r/min보다 운전 속도가 작으므로, 고주파와 기본파 가상 역기전력의 크기 비율에 따라 정해진 가중치로 두 센서리스 제어의 회전자 위치 오차 정보를 사용하는 것으로 해석할 수 있다. 전체 가상 역기전력에 대한 고주파 및 기본파 가상 역기전력의 크기 비율을 도시하면 다음과 같다.

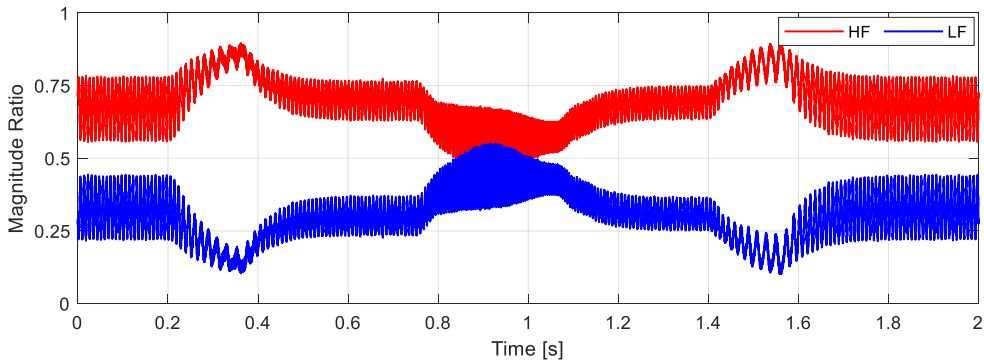
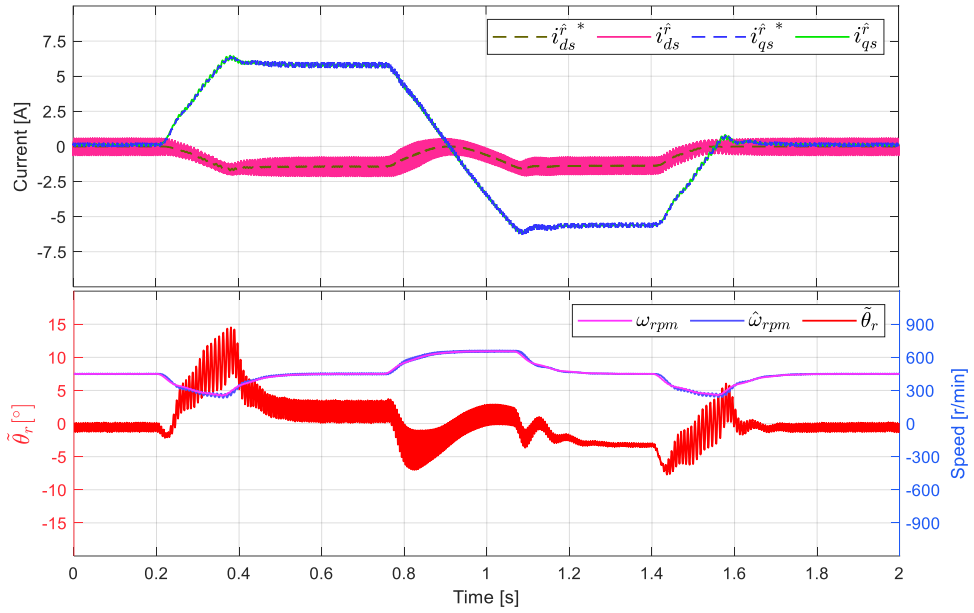
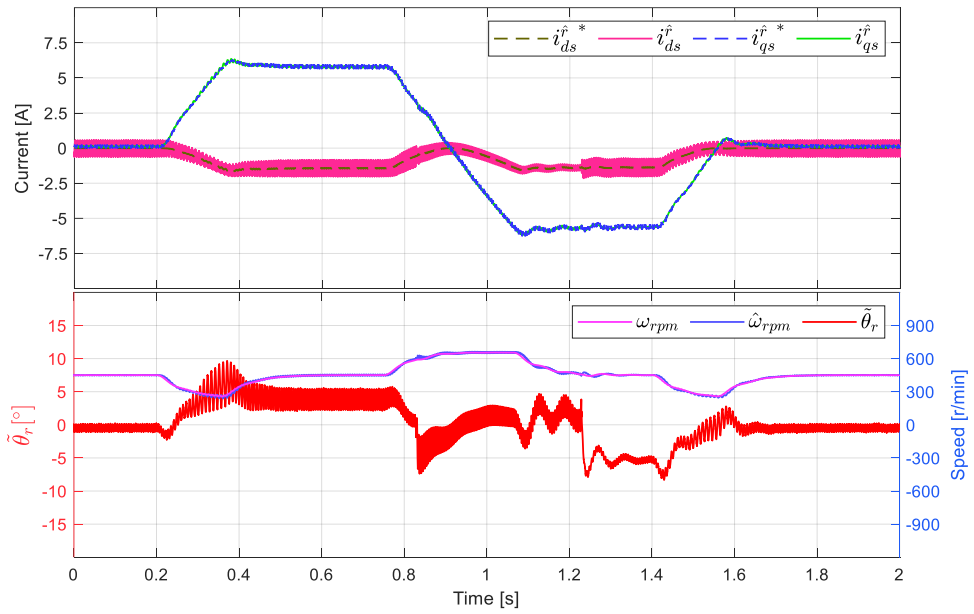


그림 5-14. 300 r/min 속도 제어 시 주파수별 신호 크기 비율

그림 5-14를 통해 신호 주입의 크기는 변하지 않지만 속도가 변화함에 따라 역기전력의 크기가 변화하고, 이에 따라 신호 크기의 비율이 달라져 가중치가 자동으로 결정되는 것을 볼 수 있다.



(가)



(나)

그림 5-15. 450 r/min 속도 제어 시 부하 인가
(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-15(가)는 기존 절환 알고리즘으로 450 r/min 속도 제어 시의 결과를 나타낸다. 인가하는 토크를 증가시키는 구간이나 역 토크를 제거하는 구간에서는 300 r/min 보다 속도가 느려 신호 주입 센서리스 제어로 운전하며, 정 토크에서 역 토크로 변화시키는 구간에서는 속도가 600 r/min 이상까지 도달하여 역기전력 기반 센서리스 제어로 운전한다. 이외의 속도 구간은 모두 절환 구간으로 두 알고리즘의 회전자 위치 오차 정보가 모두 사용된다.

그림 5-15(나)는 제안하는 알고리즘으로 450 r/min 속도 제어 시의 결과를 나타낸다. 그림 5-15(가)와는 달리, 인가하는 토크의 변화로 인해 속도가 변화하며 신호 주입이 중단되었다가 다시 시작되는 구간이 존재한다. 약 0.83초에서 부하 토크의 변화로 인해 추정 속도가 600 r/min에 도달하여 신호 주입이 중단되고, 역기전력 기반 알고리즘만으로 운전하게 된다. 약 1.22초에서 신호가 켜지는 속도 지점인 450 r/min에 도달하여 신호 주입이 다시 시작되고, 신호 주입 및 역기전력 기반 알고리즘의 회전자 위치 오차 정보를 모두 사용하게 된다. 이 때문에 신호 주입이 중단되고 시작되는 속도 지점에서 회전자 위치 오차가 계단 형태로 변화한 후 수렴하지만, 큰 문제 없이 안정적으로 제어되는 것을 확인할 수 있다. 전체 가상 역기전력에 대한 고주파 및 기본파 가상 역기전력 크기의 비율을 도시하면 다음과 같다.

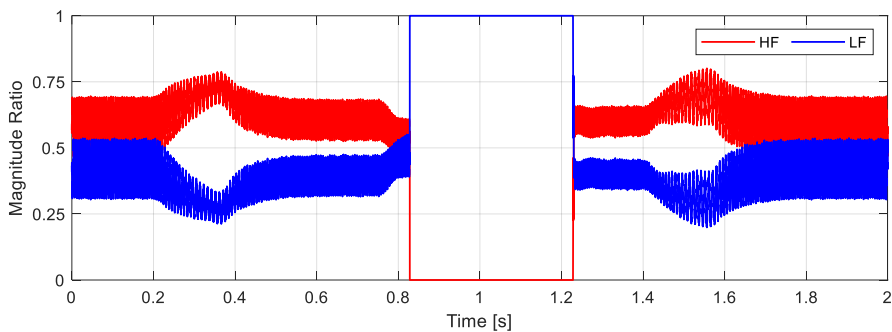
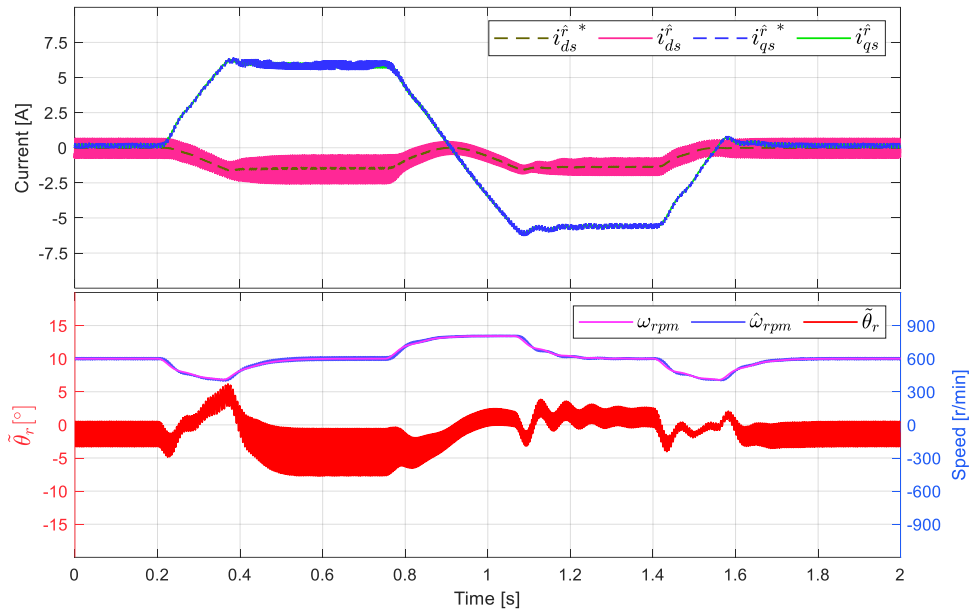
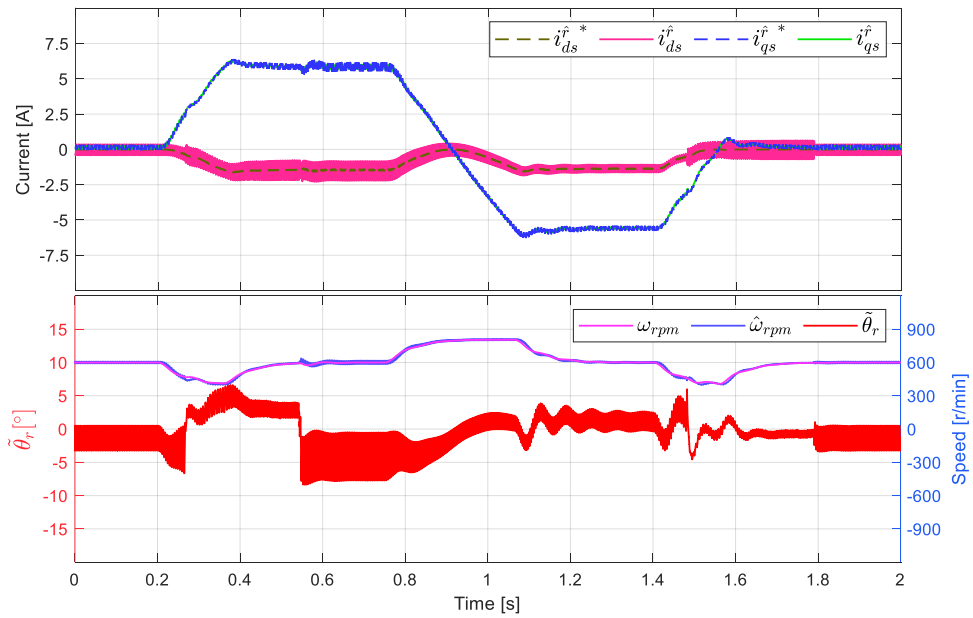


그림 5-16. 450 r/min 속도 제어 시 주파수별 신호 크기 비율

그림 5-16에서 볼 수 있듯이 신호 주입 시에는 두 신호의 크기의 비율로 가중치가 결정되나, 신호 주입이 중단되면서 가중치가 계단 형태로 변화한다.



(가)



(나)

그림 5-17. 600 r/min 속도 제어 시 부하 인가
 (가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-17(가)는 기존 절환 알고리즘으로 600 r/min 속도 제어 시의 결과를 나타낸다. 인가하는 토크를 증가시키는 구간이나 역 토크를 제거하는 구간에서는 속도가 감소하여 절환 구간에서 운전하게 된다. 이외의 속도 구간은 모두 600 r/min 이상이므로, 역기전력 기반 센서리스 제어로만 운전한다.

그림 5-17(나)는 제안하는 알고리즘으로 600 r/min 속도 제어 시의 결과를 나타낸다. 부하 토크가 증가하여 속도가 감소하는 구간에서 신호가 켜지는 속도 지점인 450 r/min에 도달하여 신호 주입이 시작되고, 다시 정상 상태로 제어되며 600 r/min에 도달하여 신호 주입이 중단된다. 이에 따라 회전자 위치 오차도 계단 형태로 변화한 후 수렴하지만, 큰 문제 없이 안정적으로 제어되는 것을 확인할 수 있다. 전체 가상 역기전력에 대한 각각의 주파수에 대한 신호 크기 비율을 도시하면 다음과 같다.

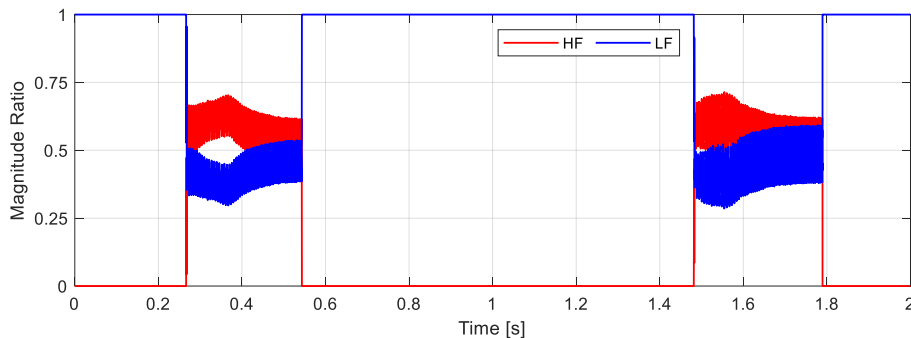
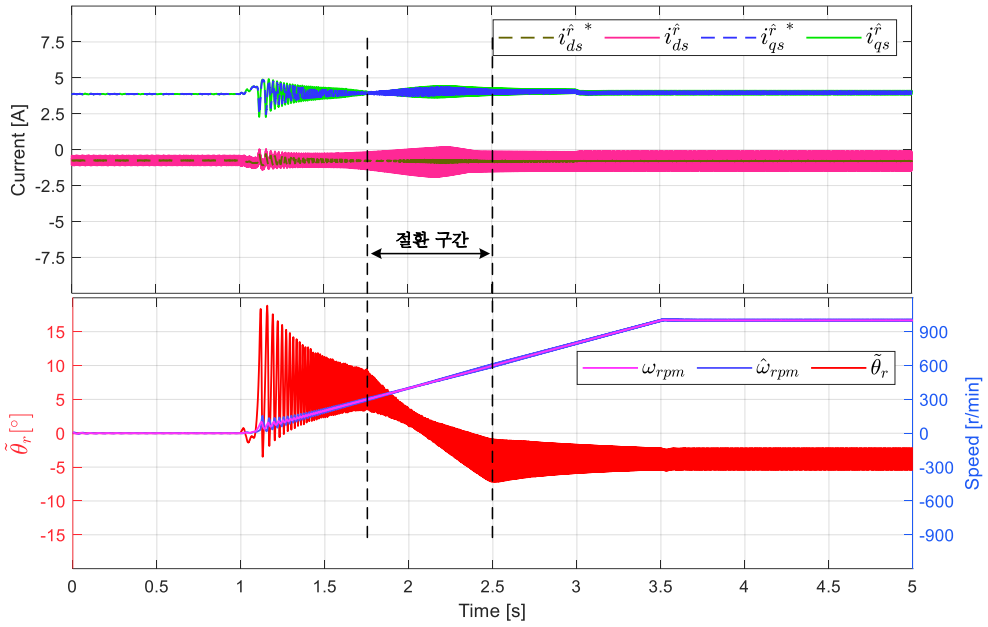


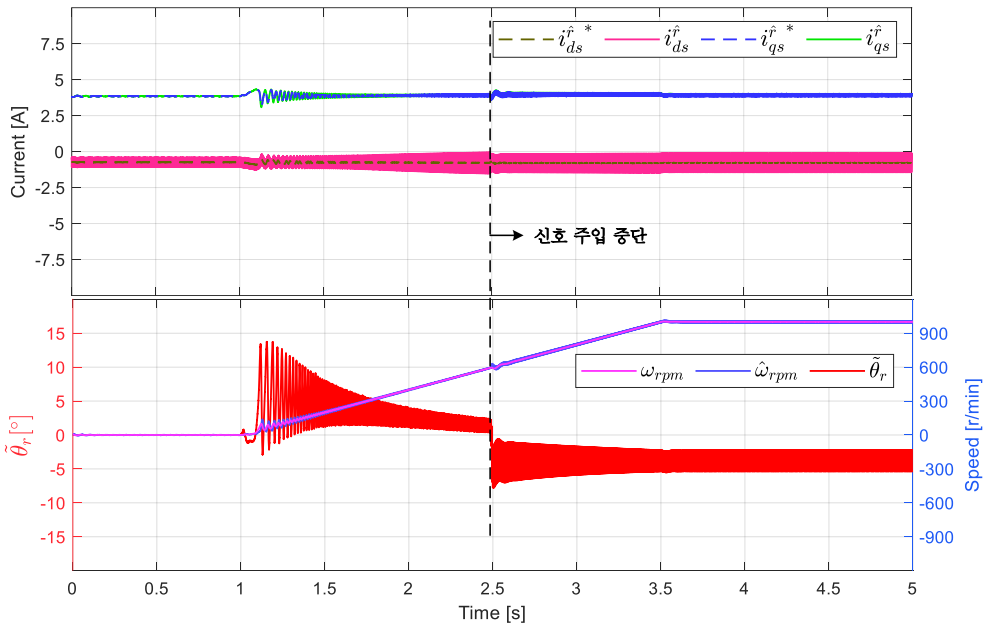
그림 5-18. 450 r/min 속도 제어 시 주파수별 신호 크기 비율

그림 5-18에서 볼 수 있듯이 신호 주입의 시작 및 중단 시 가중치가 계단 형태로 변하며 신호 주입 센서리스 제어의 회전자 위치 오차 정보가 사용되며, 신호 주입이 중단됨과 동시에 역기전력 기반 센서리스 제어로만 운전한다.

다음은 부하기로 정격 토크의 0.5 pu인 1.9 Nm을 정 토크로 인가하며 대상 전동기로 속도 제어를 통해 0 r/min에서 1000 r/min까지 가속하는 시뮬레이션을 수행하였다. 또한 무부하 상태에서 가감속 시의 속도 제어 특성을 검증하기 위해 속도 지령으로 0 ~ 1000 r/min의 진폭을 가지며 0.2 Hz로 진동하는 정현파를 인가하였다.



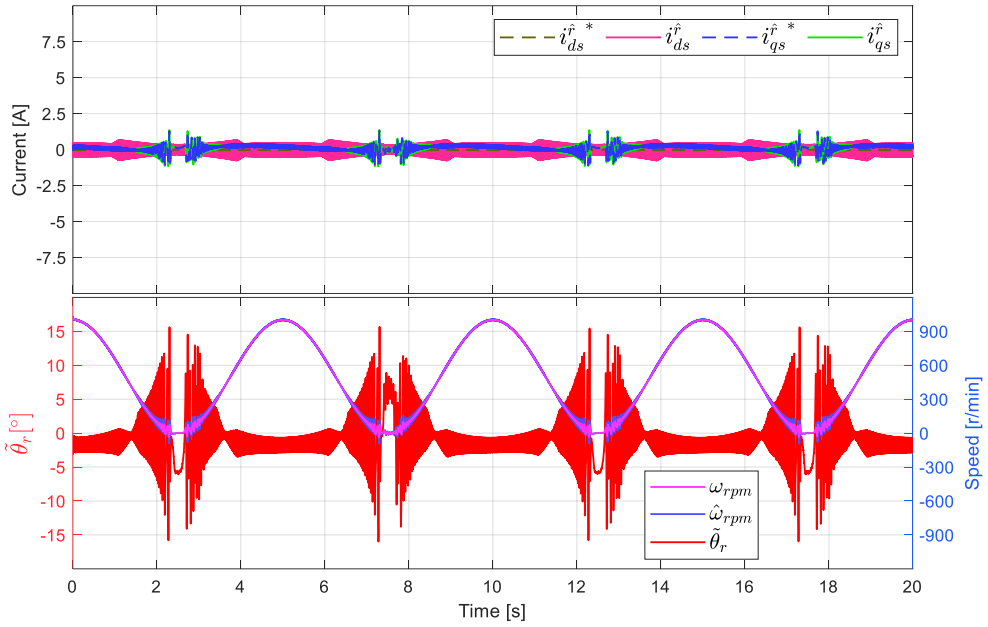
(가)



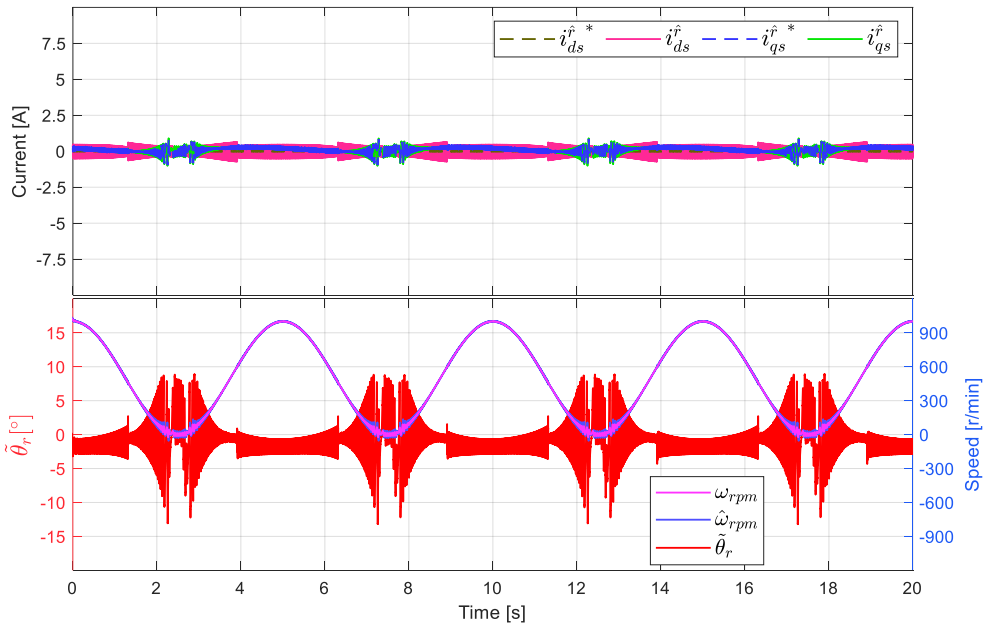
(나)

그림 5-19. 속도 제어를 통한 0~1000 r/min 가속 (0.5 pu 부하 인가)

(가) 기존 정밀 알고리즘 (나) 제안 알고리즘



(가)



(나)

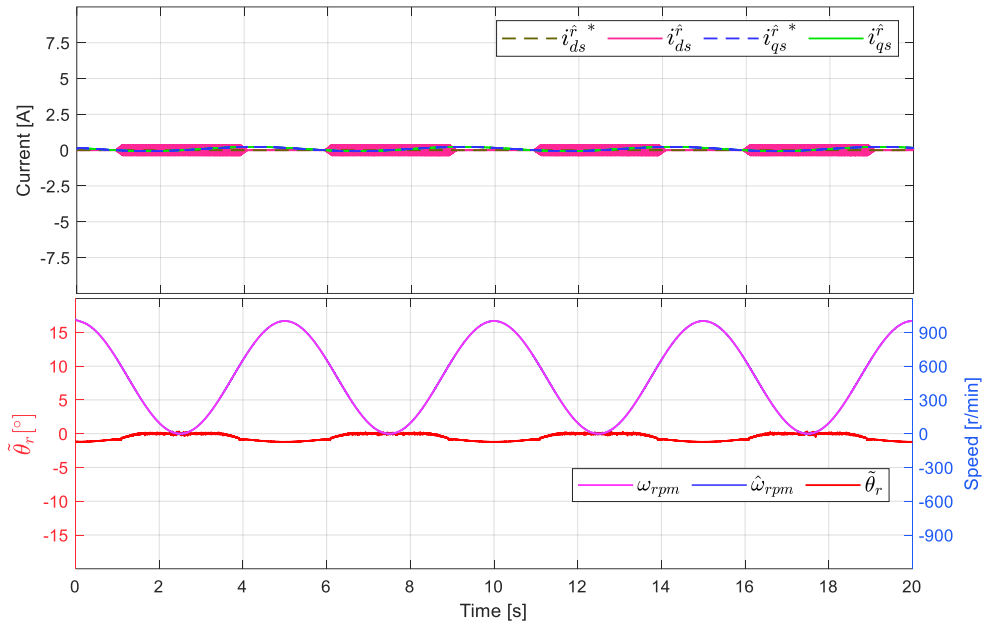
그림 5-20. 0 ~ 1000 r/min 정현파 속도 제어 (무부하)

(가) 기존 질환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

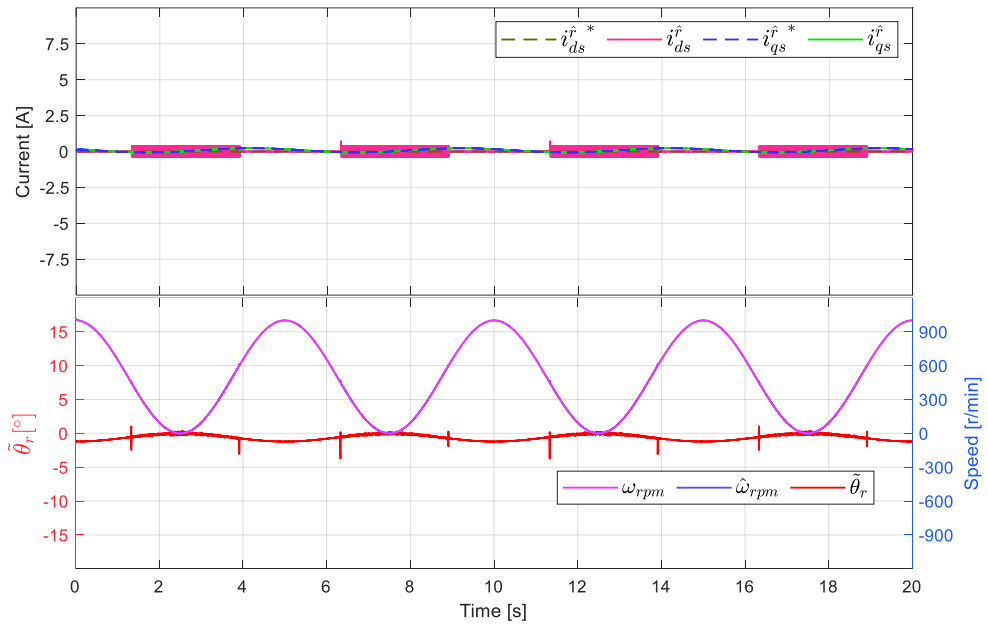
그림 5-19(가)는 기존 절환 알고리즘으로 제어 시의 결과를 나타낸다. 가속 시작 시의 전류 지령 외에는 그림 5-11(가)와 거의 동일한 파형으로, 절환 구간에서 회전자 위치 오프셋이 선형적으로 변화하는 것을 볼 수 있다.

그림 5-19(나)는 제안 알고리즘으로 제어 시의 결과를 나타낸다. 이 또한 가속 시작 시의 전류 지령 외에는 그림 5-11(나)와 거의 동일하며, 신호 주입 중단 시 회전자 위치 오차가 계단 형태로 변화하며 속도가 약간 흔들리지만 문제 없이 안정적으로 제어됨을 볼 수 있다. 이를 통해 제안 알고리즘을 사용하여 속도 제어 시 가속 상황에서도 안정적으로 제어됨을 확인할 수 있다.

그림 5-20(가)와 (나)는 무부하 시 0 ~ 1000 r/min의 진폭을 가지며 0.2 Hz로 진동하는 정현파로 속도 제어를 수행한 것으로, 각각 기존 절환 알고리즘과 제안 알고리즘으로 제어한 결과를 나타낸다. 무부하 시 회전자 위치 오차가 0°이며 진동의 크기만 속도에 따라 변하는 것을 볼 수 있다. 그림 5-20(나)를 (가)와 비교해 보면 가속 및 감속에서 신호 주입이 시작되거나 중단될 때 회전자 위치 오차가 계단 형태로 변하지만 큰 문제 없이 안정하게 제어됨을 확인할 수 있다. 또한 0속 및 0속과 가까운 속도 영역에서 회전자 위치 오차가 크게 진동하는 것은 앞서 기술한 바와 같이 전동기 자체의 6고조파 특성 때문인 것으로 생각된다. 이를 검증하기 위해 공간 고조파를 평균내어 무시한 전동기 모델로 같은 시뮬레이션을 수행하였으며, 결과는 그림 5-21과 같다. 기존 절환 알고리즘과 제안 알고리즘 모두 회전자 위치 오차의 진동이 거의 없으며, 두 알고리즘의 차이는 기존 절환 알고리즘과는 달리 제안 알고리즘의 경우 고주파 전압 신호의 on/off 시 회전자 위치 오차가 순간적으로 변화하는 것뿐임을 볼 수 있다.



(가)



(나)

그림 5-21. 0 ~ 1000 r/min 정현파 속도 제어 (무부하, 공간 고조파 무시)

(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

이를 통해 무부하 시 전 속도 구간에서 제안 알고리즘의 토크 제어 및 속도 제어가 안정적임을 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

5.3 실험 결과

5.3.1 실험 세트 구성

본 논문에서 제안한 알고리즘을 실험을 통해 검증하기 위해 그림 5-22와 같은 실험 세트를 구성하였다.

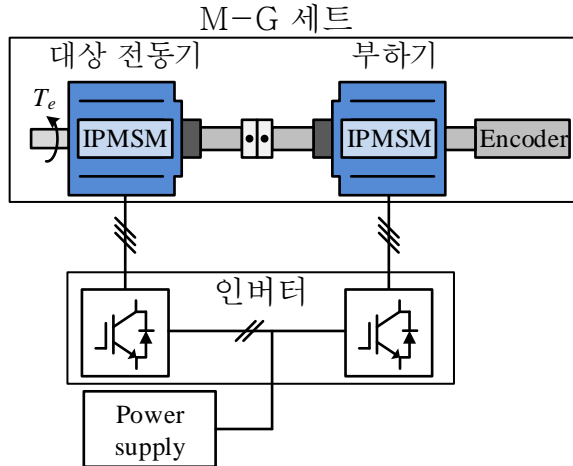


그림 5-22. 실험 세트의 구성.

전동기를 일정한 속도로 제어하거나 일정한 부하를 넣기 위해 부하기를 연결하여 그림 5-23과 같은 M-G 세트를 구성하였으며, 두 전동기는 같은 직류단을 공유하는 그림 5-25의 인버터(Inverter) 2대로 각각 제어한다. 실험에 사용한 전동기는 시뮬레이션에서 사용한 전동기와 같으며, 전동기 제정 수 및 제어기의 이득은 표 5-1과 표 5-2와 같다. 그림 5-24의 제어 보드는 Texas Instrumentns 社의 디지털 신호 처리 장치인 TMS320F28377을 기반으로 제작되었다.

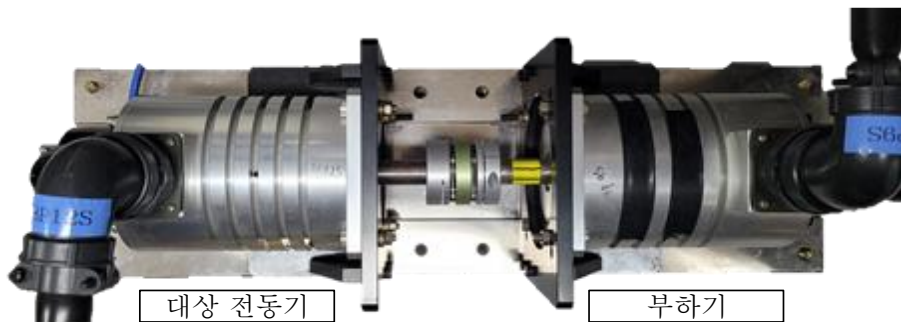


그림 5-23. 전동기 - 부하기 세트 (MG 세트)



그림 5-24. 제어 보드

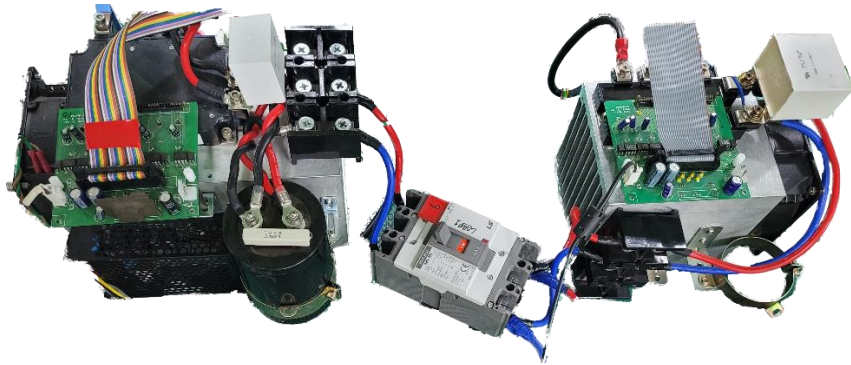
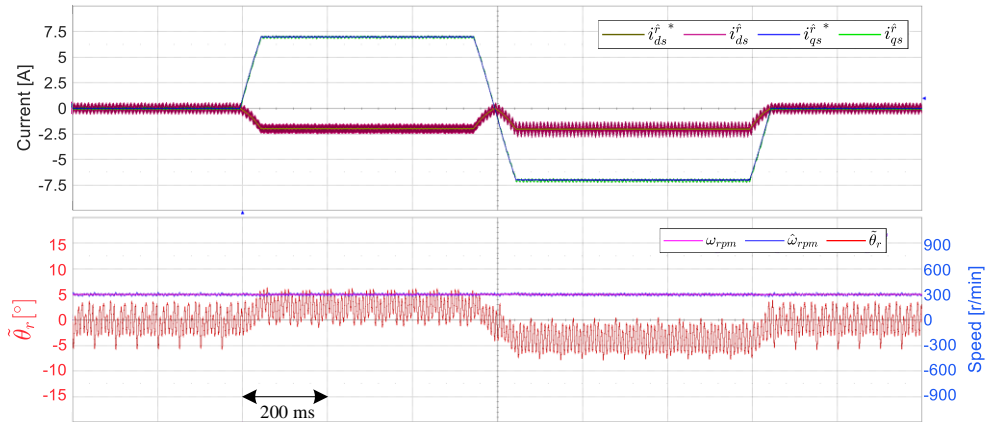


그림 5-25. 인버터 세트

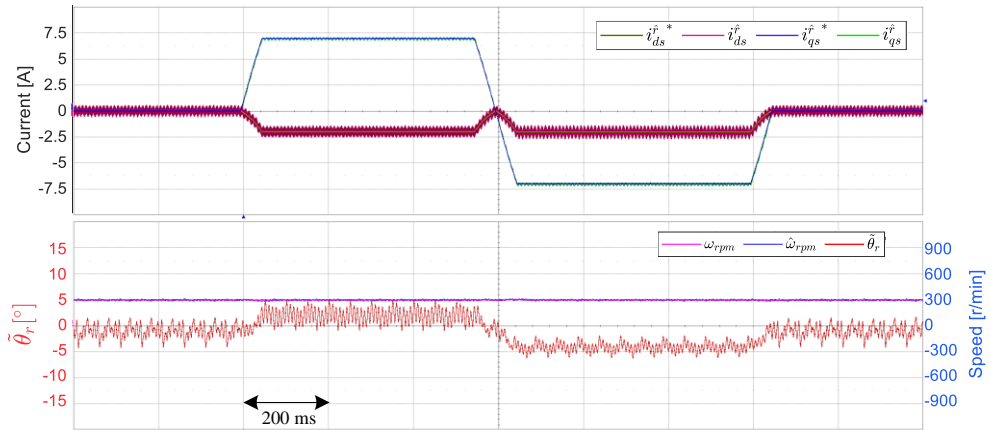
5.3.2 절환 속도 구간에서의 토크 제어 실험 결과

본 항에서는 제안 알고리즘의 토크 제어 특성을 검증하기 위해 부하기에 의해 전동기의 속도를 제어하며 대상 전동기에 토크 지령을 인가하였다.

토크 지령으로는 정격 토크인 3.8 Nm를 20 pu/s로 인가하였으며, 정 토크와 역 토크를 차례로 인가하였다. 전류 지령은 지령 토크에 따른 MTPA 운전점을 지령으로 인가하였다. 대상 전동기의 속도는 300 r/min, 450 r/min, 600 r/min으로 유지하였으며, 이는 각각 절환 구간의 시작, 중간, 끝의 속도 지점에 해당한다. 각각의 속도에서 모두 토크 지령을 상술한 바와 같이 인가하였다. 실제 회전자 위치 정보는 위치 센서인 엔코더를 사용하여 측정하였으며, 회전자 위치 오차는 식 (2.4)와 같이 실제 위치와 센서리스 알고리즘을 통해 추정된 위치의 차로 계산하였다.



(가)



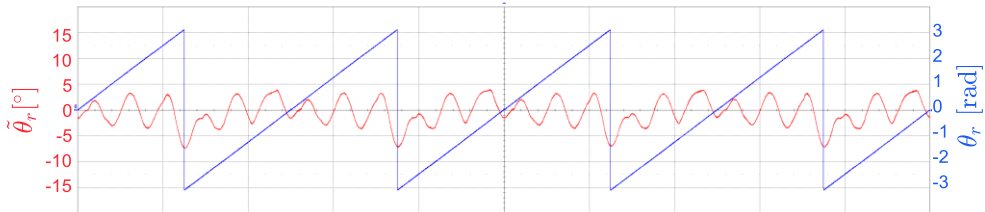
(나)

그림 5-26. 절환 시작 속도(300 r/min)에서의 토크 제어 (실험)

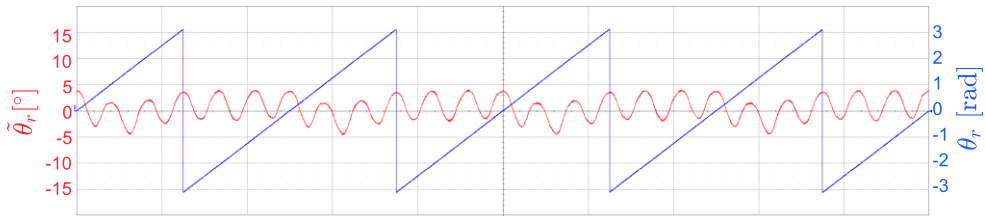
(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-26(가)와 (나)를 비교해 보면 절환 시작 속도인 300 r/min에서 제안 알고리즘으로 안정적인 토크 제어가 되는 것을 확인할 수 있다. 또한 시뮬레이션 과형인 그림 5-4와 같이 정 토크 인가 시 회전자 위치 오차가 양으로 증가하며, 역 토크 인가 시 회전자 위치 오차가 음으로 증가하는 양상을 볼 수 있어 시뮬레이션과 실험이 잘 맞는 것을 확인할 수 있다. 그러나 회전자 위치 오차의 크기는 시뮬레이션과 실험에서 차이가 있는데, 이는 시뮬레이션에서 고려하지 않았던 인버터 비선형성이 회전자 위치 오차에 영향을 미치는 것으로 알려져 있다 [21]. 또한, 제작 공차로 인한 FEA 데이터와 실제 전동기 사이의 커플링

인덕턴스 크기 오차도 영향을 미쳤을 것으로 추정된다. 회전자 위치 오차 진동의 크기의 차이 또한 시뮬레이션 파형과 비슷한 양상을 볼 수 있다. 시뮬레이션을 통해 분석한 것을 실험으로 검증하기 위해 신호 주입 기반 알고리즘과 역기전력 기반 알고리즘으로 각각 300 r/min 무부하 운전한 결과 회전자 위치 오차는 다음과 같다.



(가)

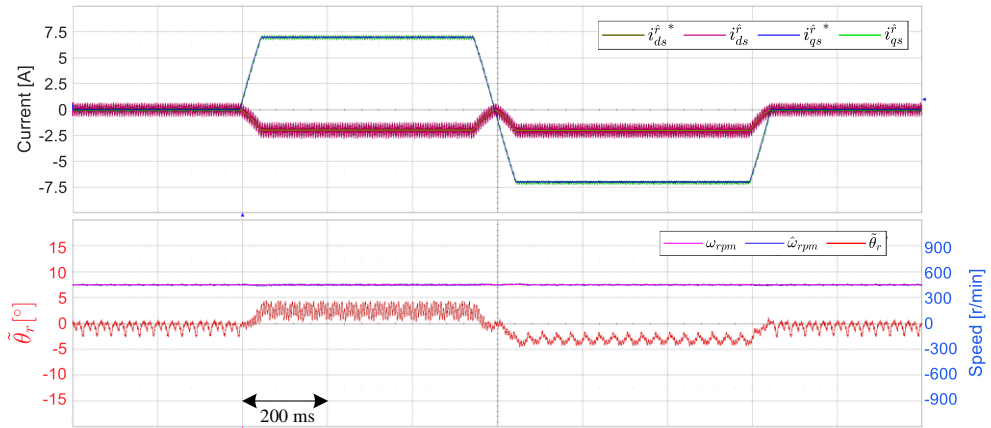


(나)

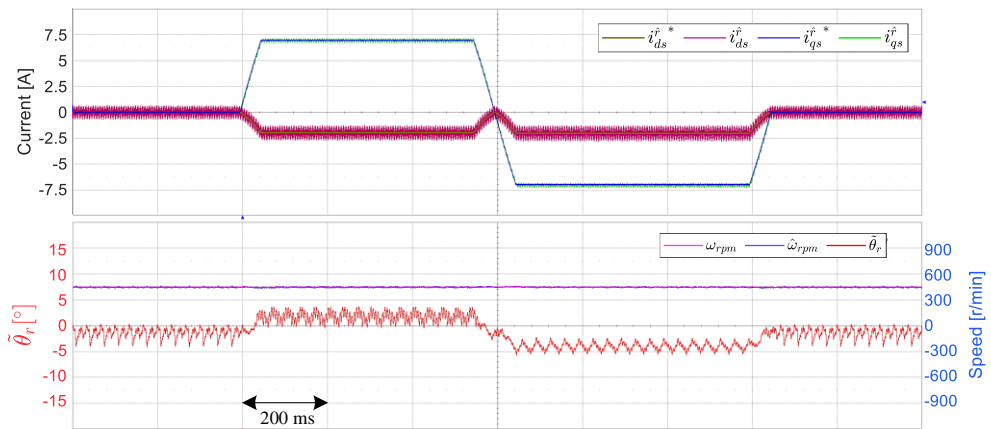
그림 5-27. 300 r/min 무부하 운전 시 추정 회전자 위치 오차 (실험)

(가) 신호 주입 기반 센서리스 제어 (나) 역기전력 기반 센서리스 제어

그림 5-27의 파형을 보면 시뮬레이션 파형인 그림 5-6과 같이 무부하 300 r/min 운전에서 두 알고리즘의 추정 회전자 위치 오차의 위상이 서로 반대임을 확인할 수 있다. 이 때문에 대상 전동기의 300 r/min 운전 시 두 정보를 모두 사용하는 제안 알고리즘의 경우 신호 주입 알고리즘만 사용하는 경우에 비해 회전자 위치 오차의 진동이 작아지게 되며, 이는 그림 5-26의 0~0.4 s 파형을 통해 확인할 수 있다.



(가)

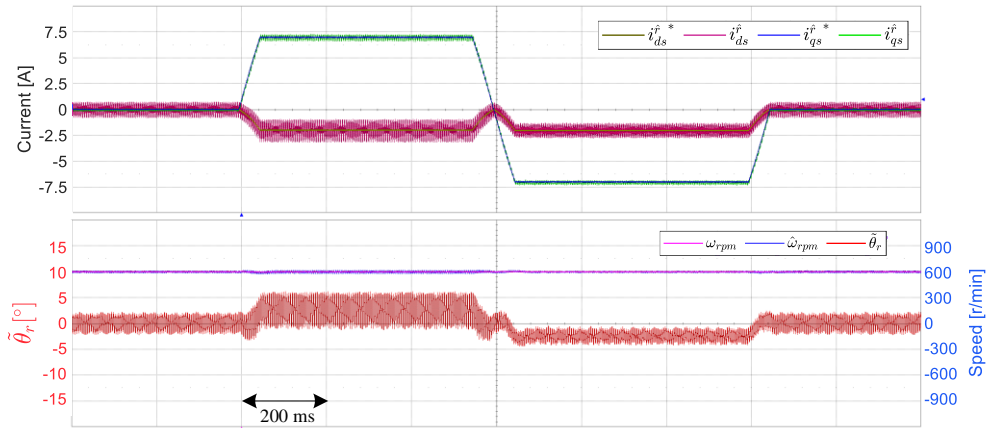


(나)

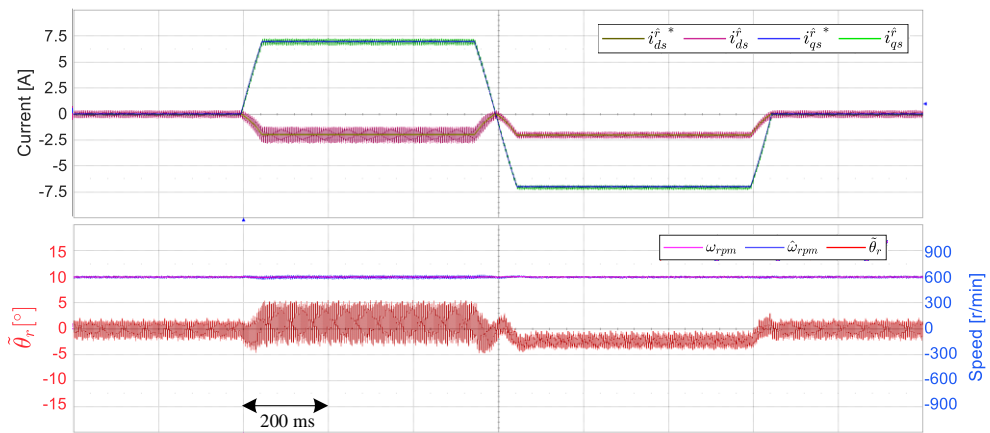
그림 5-28. 절환 구간의 중간 지점 속도(450 r/min)에서의 토크 제어 (실험)

(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-28(가)와 (나)를 비교해 보면 절환 구간의 중간 지점 속도인 450 r/min에서 제안 알고리즘으로 안정적인 토크 제어가 되는 것을 확인할 수 있다. 시뮬레이션 파형인 그림 5-7과 비교해 보면 추정 회전자 오차의 오프셋의 크기는 비슷한 것을 볼 수 있어 시뮬레이션과 실험이 잘 맞는 것을 확인할 수 있다.



(가)



(나)

그림 5-29. 절환 완료 속도(600 r/min)에서의 토크 제어 (실험)

(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-29(가)와 (나)를 비교해 보면 파형이 거의 비슷한 것을 확인할 수 있다. 이는 600 r/min은 절환이 완료되어 그림 5-29(가)와 (나) 모두 역기전력 기반 센서리스 제어만으로 운전이 되기 때문이다. 시뮬레이션 파형인 그림 5-9과 비교해 보면 추정 회전자 오차의 파형 또한 비슷한 것을 볼 수 있어 시뮬레이션과 실험이 잘 맞는 것을 확인할 수 있다.

식 (4.18)을 이용한 구현에 대한 정당성을 실험을 통해 검증하기 위해 식 (4.16)을 사용하여 제안 알고리즘을 구현하였을 경우 600 r/min에서 토크 제어를 수행한 결과를 나타내면 다음과 같다.

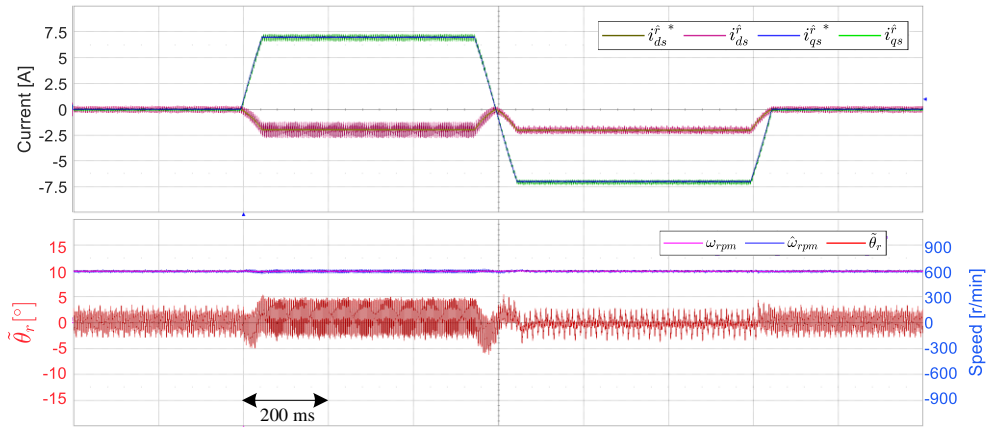
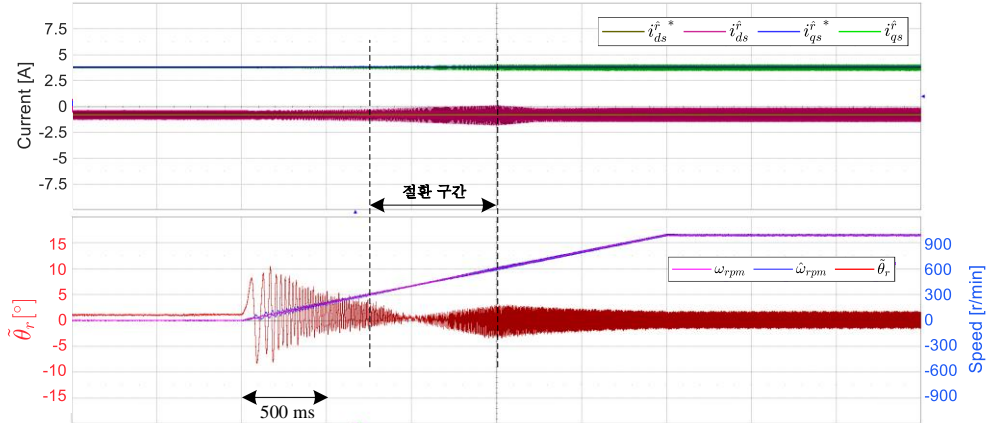


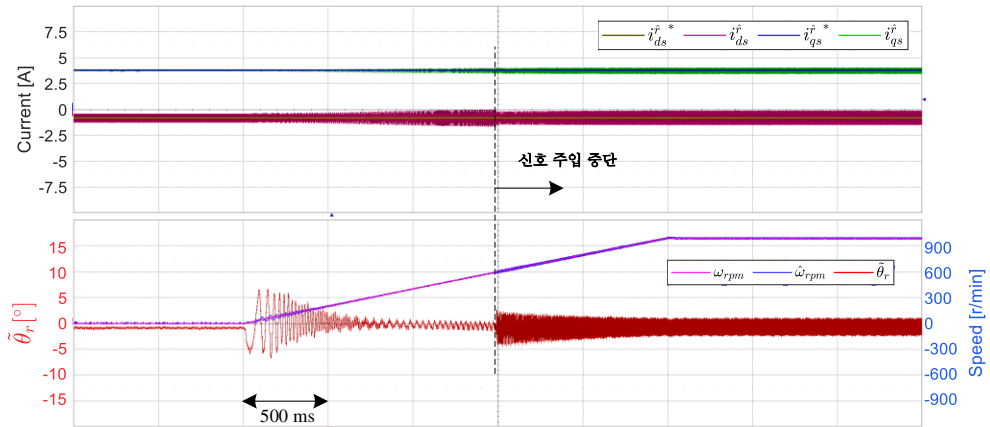
그림 5-30. 600 r/min에서의 토크 제어
(실험, 제안 알고리즘 - 식 (4.16)으로 구현)

그림 5-30과 그림 5-29(가)를 비교하면 그림 5-30의 파형에서 회전자 오차의 진동이 더 큰 것을 볼 수 있다. 이는 시뮬레이션의 결과와 일치하며, 상기한 분석과 같이 가상 역기전력의 경우 기본파 전류 미분 성분이 d축에 존재하여 수렴점의 진동이 커지고 확장 역기전력 기반 알고리즘과 특성이 달라지게 되는 것으로 추정된다.

다음은 부하기로 0 r/min에서 1000 r/min까지 선형으로 가속하며 대상 전동기에서 토크 제어를 수행한 실험 결과이다. 가속하는 동안 대상 전동기의 토크 지령은 정격 토크의 0.5 pu인 1.9 Nm을 정 토크로 인가하였으며, 토크 지령에 따른 MTPA 운전점을 전류 지령으로 인가하였다.



(가)



(나)

그림 5-31. 속도 변화(0 ~ 1000 r/min) 시 토크 제어 (실험)

(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-31(가)는 기존 절환 알고리즘으로 가속 시 토크 제어를 수행한 결과이며, 그림 5-31(나)는 제안 알고리즘으로 가속 시 토크 제어를 수행한 결과이다. 그림 5-31(가)와 (나)를 비교해 보면 절환 구간에서 회전자 위치 오차의 차이를 볼 수 있으며, 이는 시뮬레이션 파형인 그림 5-11과 같은 양상의 결과임을 확인할 수 있다. 시뮬레이션 파형에 비해

추정 회전자 위치 오차의 오프셋이 작아 절환 구간에서 오프셋이 변화하는 것은 잘 보이지 않지만, 진동의 크기가 가중치에 따라 변화하는 것을 볼 수 있다. 또한 제안 알고리즘의 경우 600 r/min을 통과함과 동시에 역기전력 기반 제어로만 운전되며 기존 절환 알고리즘의 파형과 같아지는 것을 확인할 수 있다.

식 (4.18)을 이용한 구현에 대한 정당성을 실험을 통해 검증하기 위해 식 (4.16)을 사용하여 제안 알고리즘을 구현하였을 경우 가속 시 토크 제어를 수행한 결과를 나타내면 다음과 같다.

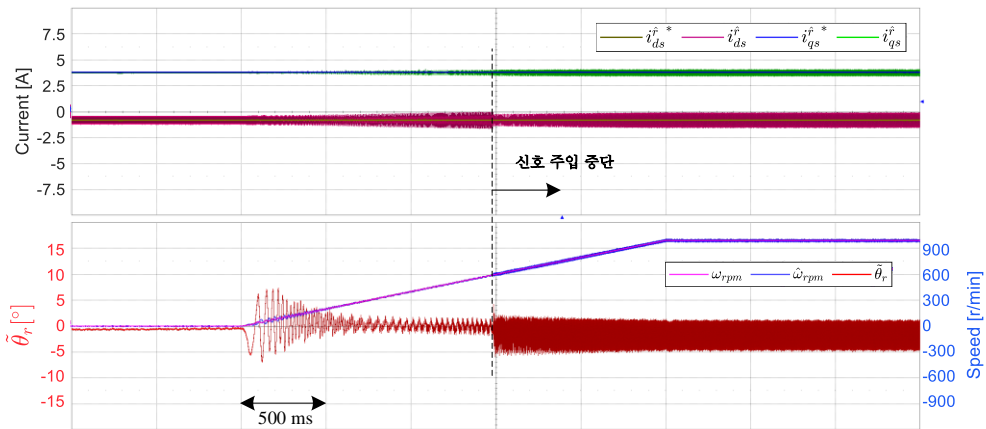


그림 5-32. 속도 변화(0~1000 r/min) 시 토크 제어
(실험, 제안 알고리즘 - 식 (4.16)으로 구현)

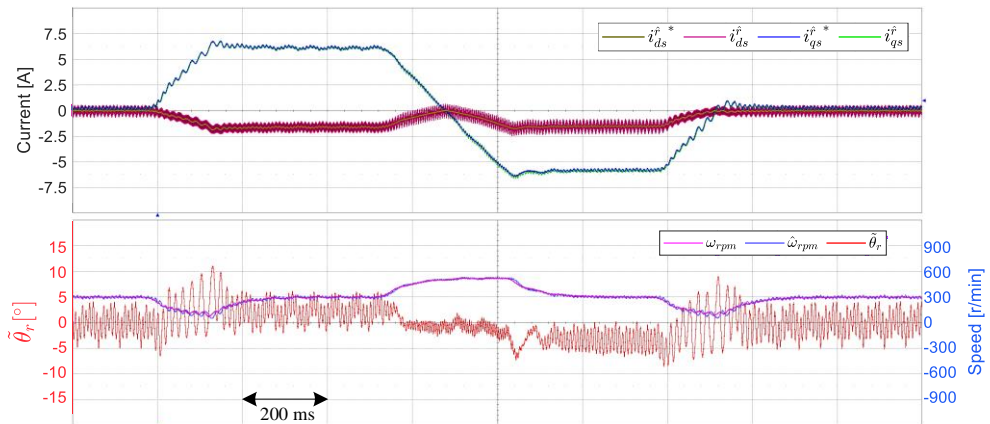
그림 5-32와 그림 5-31(가)를 비교하면 600 r/min 이후 그림 5-32의 회전자 오차 진동의 크기가 더 큰 것을 볼 수 있다. 이는 시뮬레이션의 결과와 부합하며, 확장된 역기전력 기반으로 절환된 후 같은 특성을 가지기 위해서는 식 (4.18)을 사용하여 구현해야 함을 실험을 통해 검증하였다.

그림 5-26, 그림 5-28, 그림 5-29, 그림 5-31을 통해 전 속도 구간에서 제안 알고리즘으로 제어가 안정하다는 것을 실험으로 검증하였다.

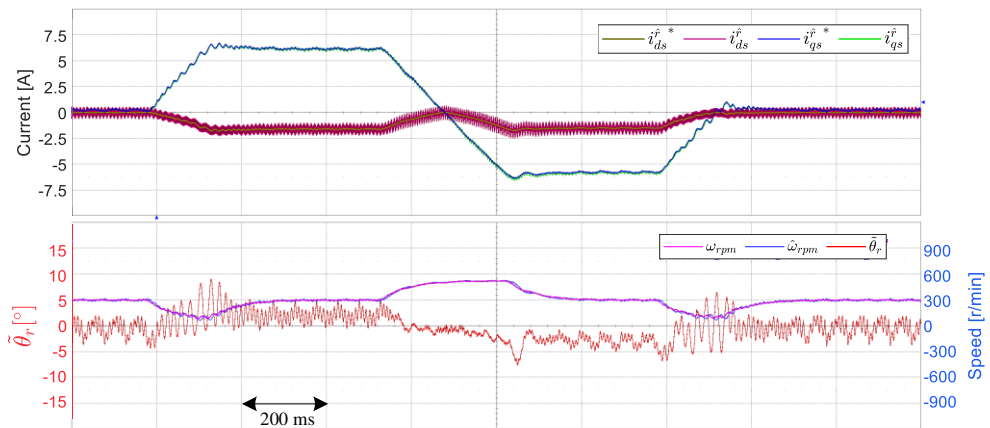
5.3.3 절환 속도 구간에서의 속도 제어 실험 결과

본 항에서는 대상 전동기로 속도 제어를 하며 부하에서 토크를 인가하는 실험을 수행하였으며, 기존 절환 알고리즘과 제안 알고리즘의 결과를 비교하여 속도 제어 시 제안 알고리즘의 특성을 실험으로

검증하였다. 먼저 대상 전동기로 속도를 절환 구간의 특정 속도 지점으로 일정하게 제어하며 부하기로 토크 지령을 인가하였다. 토크 지령으로는 정격 토크의 약 75%인 3 Nm를 5 pu/s로 인가하였으며, 정 토크와 역 토크를 차례로 인가하였다. 대상 전동기의 속도는 300 r/min, 450 r/min, 600 r/min으로 제어하였으며, 이는 각각 절환 구간의 시작, 중간, 끝의 속도 지점에 해당한다. 각각의 속도에서 모두 토크 지령을 상술한 바와 같이 인가하였다.



(가)



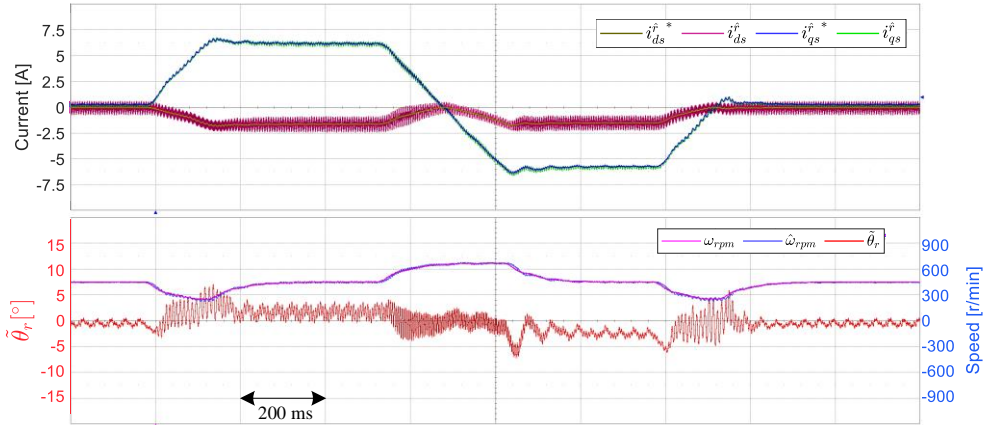
(나)

그림 5-33. 300 r/min 속도 제어 시 부하 인가 (실험)

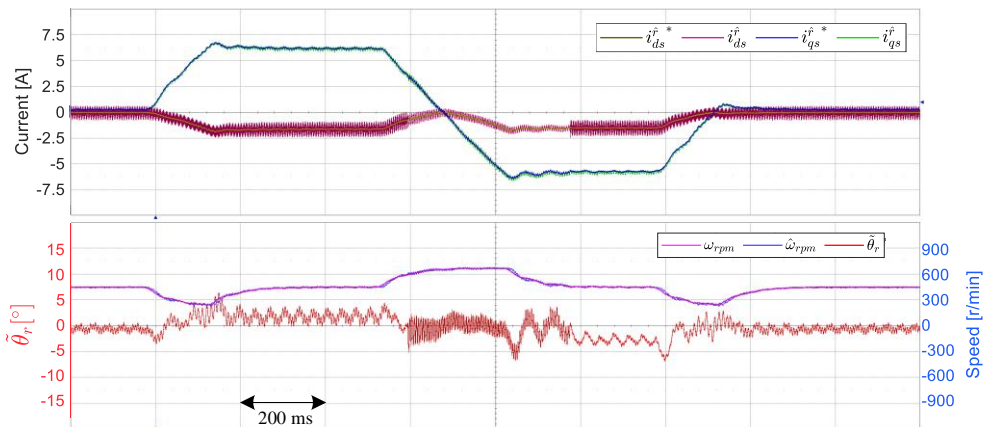
(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-33(가)와 (나)를 비교해 보면 300 r/min 속도 제어 시 부하가 인가되어도 제안 알고리즘으로 안정적인 운전이 가능함을 알 수 있다. 또한 시뮬레이션 파형인 그림 5-13과 같이 정 토크 인가 시 회전자 위치

오차가 양으로 증가하며, 역 토크 인가 시 회전자 위치 오차가 음으로 증가하는 양상을 볼 수 있으며 속도가 변화하는 구간에서도 추정 회전자 오차의 진동 크기 외에는 시뮬레이션과 실험이 잘 맞는 것을 확인할 수 있다.



(가)



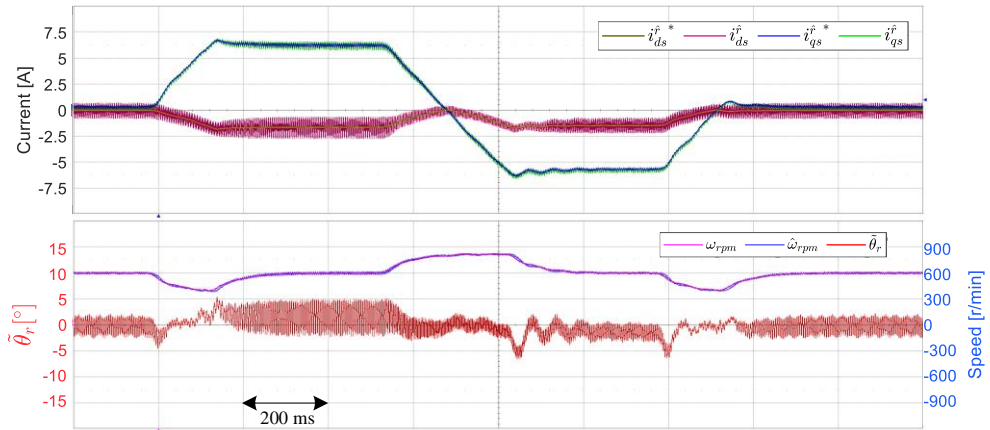
(나)

그림 5-34. 450 r/min 속도 제어 시 부하 인가 (실험)

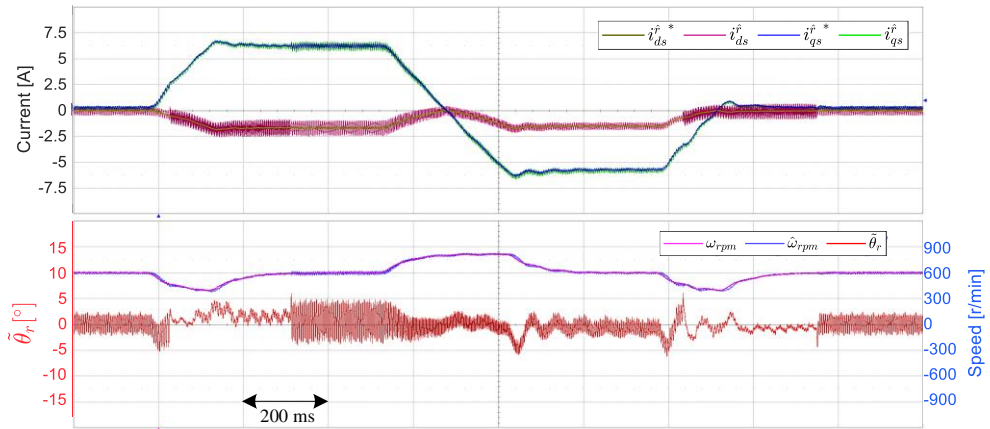
(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-34(가)와 (나)를 비교해 보면 450 r/min 속도 제어 시 부하가 인가되어도 제안 알고리즘으로 안정적인 운전이 가능함을 알 수 있다. 시뮬레이션 파형인 그림 5-15와 비교해 보면 전류 파형 및 추정 회전자 오차 파형이 비슷한 양상임을 볼 수 있다. 제안 알고리즘의 경우 부하 토크가 작아지며 속도가 증가하는 구간에서 600 r/min을 통과함과 동시에 신호 주입이 중단되며 역기전력 기반 센서리스 제어만으로 운전되는

것을 확인할 수 있다.



(가)



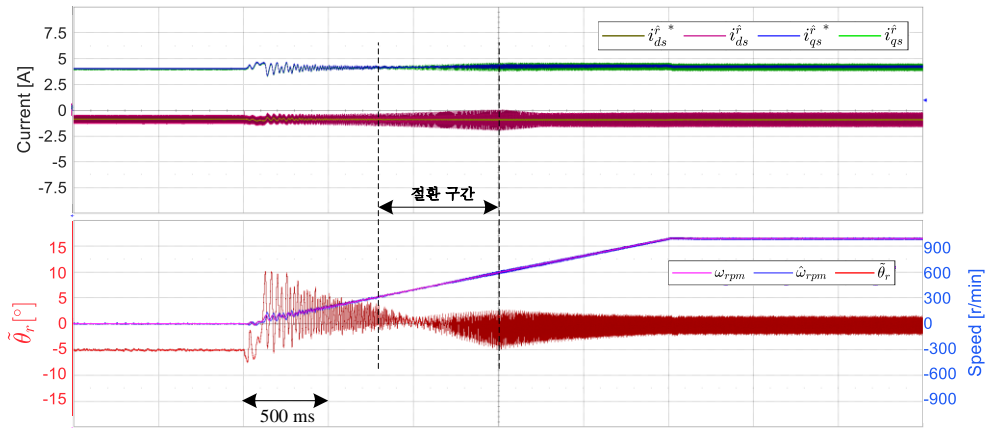
(나)

그림 5-35. 600 r/min 속도 제어 시 부하 인가 (실험)

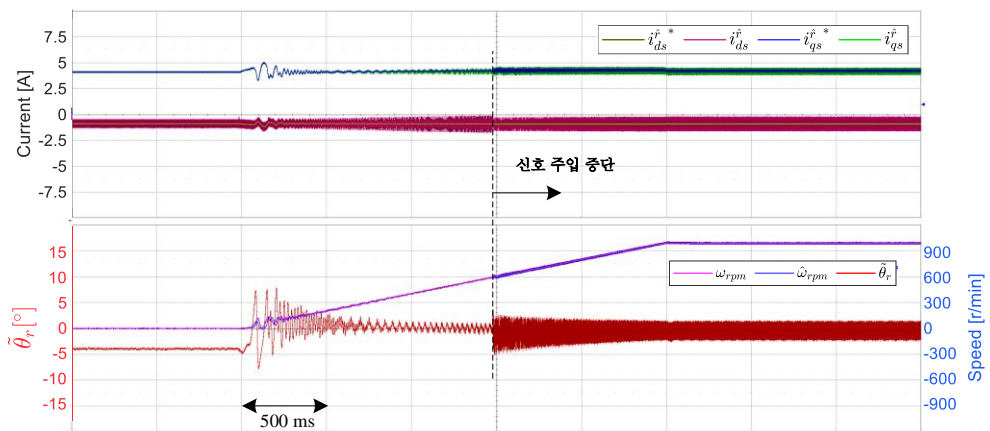
(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-35(가)와 (나)를 비교해 보면 600 r/min 속도 제어 시 부하가 인가되어도 제안 알고리즘으로 안정적인 운전이 가능함을 알 수 있다. 시뮬레이션 파형인 그림 5-17과 비교해 보면 전류 파형 및 추정 회전자 오차 파형이 비슷한 양상임을 볼 수 있다. 토크 인가 시 속도가 감소하여 450 r/min을 통과함과 동시에 신호 주입이 시작되고, 다시 정상 상태로 돌아오며 600 r/min을 통과함과 동시에 신호 주입이 중단된다. 이 과정은 추정 회전자 위치 오차의 변화를 통해 알 수 있으며, 추정 회전자 위치 오차가 계단 형태로 변화하지만 안정적으로 제어되는 것을 확인할 수 있다.

다음은 제안 알고리즘으로 가속 시 속도 제어의 특성을 검증하기 위해 정격 토크의 0.5 pu인 1.9 Nm를 정 토크로 인가하며 대상 전동기로 속도 제어를 통해 0 r/min에서 1000 r/min까지 가속하였다.



(가)



(나)

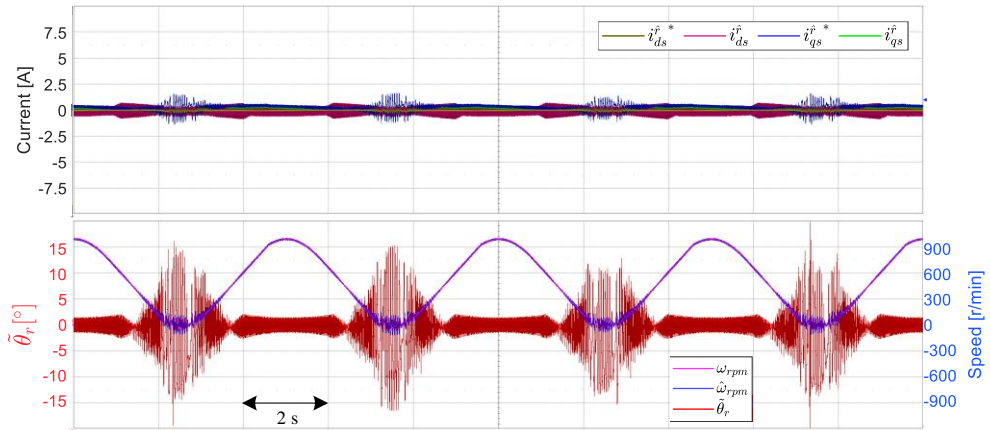
그림 5-36. 속도 제어를 통한 0~1000 r/min 가속 (0.5 pu 부하 인가, 실험)

(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

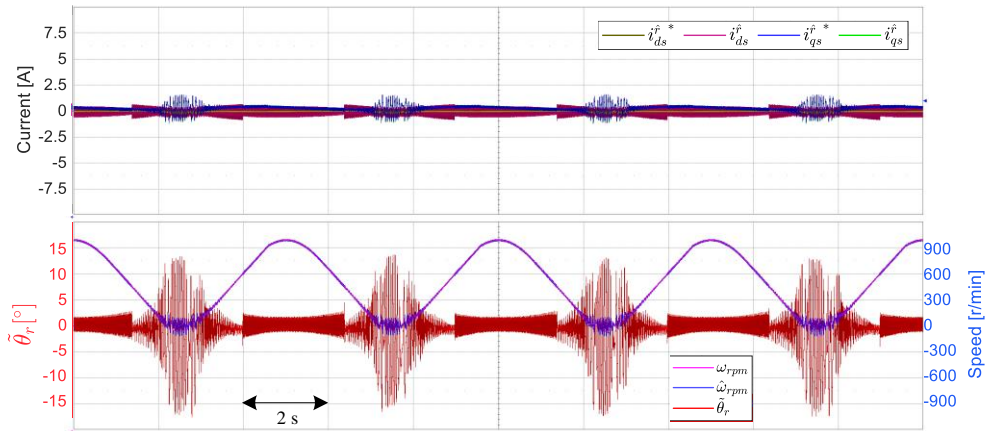
그림 5-36(가)는 기존 절환 알고리즘으로 속도 제어를 통해 가속한 결과이며, 그림 5-36(나)는 제안 알고리즘으로 속도 제어를 통해 가속한 결과이다. 그림 5-36(가)와 (나)를 비교해 보면 절환 구간에서 회전자 위치 오차의 차이를 볼 수 있으며, 이는 시뮬레이션 파형인 그림 5-19와 같은 양상의 결과임을 확인할 수 있다.

다음은 제안 알고리즘의 무부하 상태에서 가감속 시의 속도 제어 특성을 검증하기 위해 속도 지령으로 0~1000 r/min의 진폭을 가지며 0.2

Hz로 진동하는 정현파를 인가하였다.



(가)



(나)

그림 5-37. 0 ~ 1000 r/min 정현파 속도 제어 (무부하, 실험)

(가) 기존 절환 알고리즘 (나) 제안 알고리즘

그림 5-37(가)는 기존 절환 알고리즘으로 정현파 속도 제어를 수행한 결과이며, 그림 5-37(나)는 제안 알고리즘으로 정현파 속도 제어를 수행한 결과이다. 시뮬레이션 파형인 그림 5-20과 같은 양상의 결과임을 확인할 수 있다. 0속 무부하의 경우 속도 제어는 잘 되지만 두 알고리즘 모두 추정 회전자 위치 오차의 진동이 시변하는 것을 볼 수 있는데, 이는 기본파 전류의 크기가 0이어서 인버터의 비선형성으로 인한 고주파 전압 신호의 오차, 전동기 6고조파 및 외란 등의 영향이 크게 보이는 것으로 추정된다. 그림 5-33 ~ 그림 5-37을 통해 전 속도 구간에서 제안 알고리즘으로 안정적인 속도 제어가 가능한 것을 실험으로 검증하였다.

제 6장 결론 및 향후 과제

6.1 결론

본 논문에서는 고주파 맥동 전압 주입과 가상 역기전력을 이용하여 알고리즘의 절환 없이 전 속도 영역 운전이 가능한 센서리스 제어 기법을 제안하였다.

영속 및 저속에서는 고주파 맥동 전압으로 인한 전류 응답을 통해 회전자 위치를 추정하며, 중/고속에서는 전동기의 수학적 모델링을 통해 얻은 역기전력 신호를 기반으로 회전자 위치를 추정한다. 이러한 두 알고리즘을 통합하기 위해, 고주파 전류 응답을 역기전력 신호에 포함하는 가상 역기전력을 사용하여 전동기의 모델링을 수정하였다.

가상 역기전력 신호에는 회전자 위치 오차에 대한 정보가 포함된 기본파와 고주파 신호가 내재하고 있다. 이를 기본파와 고주파로 가상 역기전력 신호를 분리한 후 회전자 위치 오차를 간단히 추출할 수 있도록 신호를 수정하였다. 이 때 기존의 절환 기법을 사용하는 경우에 비해 추가적인 필터를 사용하지 않도록, 가상 역기전력 신호를 주파수별로 추정하는 방법을 사용하여 구현을 간소화하였다. 또한 중/고속 운전 시 정상 상태에서 확장된 역기전력 기반의 알고리즘과 동일한 특성을 가질 수 있도록 기본파는 확장된 역기전력을, 고주파는 가상 역기전력을 사용하도록 수정하였다.

이를 통해 기존 절환 알고리즘에 비해 가중치, 절환 구간의 설정과 절환 절차를 사용하지 않는 센서리스 제어 기법을 구성하였다. 이론적인 분석을 통해 제안하는 알고리즘은 기존의 절환 알고리즘으로 해석하였을 때 기본파 역기전력과 가상 역기전력의 크기에 따라 가중치가 자동으로 정해지는 형태임을 보였다.

제안된 센서리스 제어 기법은 1.7 kW 매입형 영구자석 동기 전동기를 대상으로 시뮬레이션 및 실험을 통해 안정적인 운전이 가능함이 검증되었다.

6.2 향후 과제

본 논문에서 제안하는 알고리즘을 사용할 경우, 알고리즘의 절환을 사용하는 기존의 운전과 비교하여 필터의 개수는 같으나 가중치, 절환 구간 및 절환 절차가 필요가 없다. 따라서 시스템의 복잡도가 감소하여 구현에 드는 시간과 노력을 감소시킬 수 있다. 그러나 신호 주입을 중단하는 과정으로 히스테리시스 형태에 대해서만 고려하였으며, 이 때문에 신호 주입의 중단 시 회전자 위치 오차가 순간 변화할 수 있다. 만약 회전자 위치 오차의 보상 기법이나 제안 알고리즘을 사용하였을 때 고주파 전압 주입을 히스테리시스 형태로 중단하지 않으면서도 회전자 위치 추정의 성능에 영향이 없는 기법이 제안된다면, 간단하면서도 보다 우수한 성능을 보이는 전 속도 영역 센서리스 운전이 가능해질 것이다. 또한, 본 논문에서 제안하는 알고리즘을 사용하여도 저속에서는 추가적인 신호가 필요하다. 만약 신호 주입의 중단이 가능한 최소 운전 속도를 이론적으로 분석하고 실험적으로 증명할 수 있다면, 전 속도 영역 센서리스 제어 시 추가적인 신호로 인한 소음 및 손실을 최소화할 수 있을 것이다.

참고 문헌

- [1] S. K. Sul, Control of Electric Machine Drive Systems, Wiley, 2011.
- [2] N. Matsui, "Sensorless PM brushless DC motor drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 300-308, April 1996, doi: 10.1109/41.491354.
- [3] Zhiqian Chen, M. Tomita, S. Ichikawa, S. Doki and S. Okuma, "Sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor by estimation of an extended electromotive force," *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy* (Cat. No.00CH37129), 2000, pp. 1814-1819 vol.3, doi: 10.1109/IAS.2000.882126.
- [4] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 4, pp. 1054-1061, July-Aug. 2002, doi: 10.1109/TIA.2002.800777.
- [5] Y. Lee, Y. Kwon and S. Sul, "Comparison of rotor position estimation performance in fundamental-model-based sensorless control of PMSM," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 5624-5633, doi: 10.1109/ECCE.2015.7310451.
- [6] Lee, Gwang-Un and Ha, Jung-Ik, "Evaluation of Back-EMF Estimators for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors," *Journal of Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 604-614, Jul. 2012.
- [7] Jung-Ik Ha and S. -K. Sul, "Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 45-51, Jan.-Feb. 1999, doi: 10.1109/28.740844.
- [8] Y. -D. Yoon, S. -K. Sul, S. Morimoto and K. Ide, "High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1361-1370, May-June 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2126552.
- [9] S. Kim, J. -I. Ha and S. -K. Sul, "PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 5, pp. 1576-1587, Sept.-Oct. 2012, doi: 10.1109/TIA.2012.2210175.
- [10] 하정익, "고주파 신호 주입을 이용한 속도 및 위치 검출기가 없는 교류 전동기의 제어", 박사 학위 논문, 서울대학교, 2001.
- [11] E. Trancho et al., "A novel PMSM hybrid sensorless control strategy for EV applications based on PLL and HFI," *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 6669-6674, doi: 10.1109/IECON.2016.7793330.
- [12] W. T. Villet, M. J. Kamper, P. Landsmann and R. Kennel, "Hybrid position sensorless vector control of a reluctance synchronous machine through the entire speed range," *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2012, pp. LS4b-1.1-1-LS4b-1.1-7, doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397450.
- [13] A. Yousefi-Talouki, P. Pescetto, G. Pellegrino and I. Boldea, "Combined Active Flux and High-Frequency Injection Methods for Sensorless Direct-Flux Vector Control of Synchronous Reluctance Machines," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 2447-2457, March 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2697209.
- [14] G. Foo and M. F. Rahman, "Sensorless Sliding-Mode MTPA Control of an IPM Synchronous Motor Drive Using a Sliding-Mode Observer and HF Signal Injection," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1270-1278, April 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2030820.
- [15] J. Hong, S. Jung and K. Nam, "An incorporation method of sensorless algorithms: Signal injection and back EMF based methods," *The 2010 International Power*

- Electronics Conference - ECCE ASIA -, 2010, pp. 2743-2747, doi: 10.1109/IPEC.2010.5543188.
- [16] K. Ide, Jung-Ik Ha, M. Sawamura, H. Iura and Y. Yamamoto, "High frequency injection method improved by flux observer for sensorless control of an induction motor," *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579)*, 2002, pp. 516-521 vol.2, doi: 10.1109/PCC.2002.997884.
- [17] D. Xiao et al., "Universal Full-Speed Sensorless Control Scheme for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 4723-4737, April 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3023140.
- [18] S. Dong, M. Zhou, X. You and C. Wang, "A Sensorless Control Strategy of Injecting HF Voltage Into d-Axis for IPMSM in Full Speed Range," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 11, pp. 13587-13597, Nov. 2022.
- [19] 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, pp.618-626, Apr. 2005.
- [20] L. M. Gong and Z. Q. Zhu, "A Novel Method for Compensating Inverter Nonlinearity Effects in Carrier Signal Injection-Based Sensorless Control From Positive-Sequence Carrier Current Distortion", *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol.47, pp.1283-1292, May/Jun. 2011.
- [21] 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", *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, Oct. 2009.
- [22] Y. Park and S. -K. Sul, "A Novel Method Utilizing Trapezoidal Voltage to Compensate for Inverter Nonlinearity," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 12, pp. 4837-4846, Dec. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2192451.
- [23] G. Pellegrino, R. I. Bojoi, P. Guglielmi and F. Cupertino, "Accurate Inverter Error Compensation and Related Self-Commissioning Scheme in Sensorless Induction Motor Drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 5, pp. 1970-1978, Sept.-Oct. 2010, doi: 10.1109/TIA.2010.2057395.
- [24] M. Seilmeier and B. Piepenbreier, "Sensorless Control of PMSM for the Whole Speed Range Using Two-Degree-of-Freedom Current Control and HF Test Current Injection for Low-Speed Range," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 8, pp. 4394-4403, Aug. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2353215.
- [25] 장지훈, "영구자석 동기전동기 센서리스 제어의 운전 영역 확장에 관한 연구", 박사 학위 논문, 서울대학교, 2006.
- [26] Y. -C. Kwon, J. Lee and S. -K. Sul, "Extending Operational Limit of IPMSM in Signal-Injection Sensorless Control by Manipulation of Convergence Point," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 2, pp. 1574-1586, March-April 2019, doi: 10.1109/TIA.2018.2882483.
- [27] S. -C. Yang and Y. -L. Hsu, "Full Speed Region Sensorless Drive of Permanent-Magnet Machine Combining Saliency-Based and Back-EMF-Based Drive," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 1092-1101, Feb. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2612175.
- [28] O. Wallmark and L. Harnefors, "Sensorless Control of Salient PMSM Drives in the Transition Region," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1179-1187, June 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.878315.
- [29] 황채은, "반송과에 기반한 신호 주입 센서리스 운전에서 위치 추정 오차에 대한 분석", 석사 학위 논문, 서울대학교, 2018.

Abstract

Entire Speed Range Sensorless Control for Interior Permanent Magnet Sensorless Motor Based on Pulsating Voltage Signal Injection and Virtual Back EMF

Taehyeong Kim

Electrical and Computer Engineering

The Graduate School

Seoul National University

This paper proposes an entire speed range sensorless control method of an interior permanent-magnet synchronous motor (IPMSM) using pulsating voltage injection and virtual back electromotive force (BEMF).

Sensorless control of IPMSM uses different method depending on the speed. At medium/high speed, BEMF-based sensorless control is used to estimate the rotor position through BEMF signal, and at zero/low speed, signal injection sensorless control that injects high frequency voltage signal to estimates the rotor position using magnetic saliency is used. Therefore, when these two algorithms are used, entire speed range sensorless control requires additional switching algorithm method, increasing the complexity of the system.

The proposed algorithm integrates the current response signal and BEMF signal to eliminate this switching procedure. The rotor position is estimated using virtual BEMF signal including the high frequency current response signal based on modified modeling of motor. Since the rotor position error information is inherent in the virtual BEMF signal along with frequency information, the rotor position is estimated by separating virtual BEMF signal by frequency and modified into a simple signal through signal processing. The proposed method is interpreted as the existing switching algorithm and analyzed for comparison with existing switching algorithm.

The proposed algorithm in this research is simpler to implement than the existing method that requires switching sensorless algorithm, since it does not require the setting of weighting factors, switching speed range and switching procedure. The

proposed algorithm are verified by simulation and experimental results with 1.7 kW IPMSM.

Keywords: IPMSM, sensorless control, sensorless transition, entire speed range control, pulsating voltage injection, virtual BEMF

Student Number: 2021-24828