



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학박사 학위 논문

이중 삼상 전동기 인버터 시스템의  
비이상적 특성에 강인한  
스위칭 주파수  
신호 주입 센서리스 제어

Switching Frequency Signal-Injection Sensorless Control  
Robust to Non-Ideal Characteristics of Inverter System for  
Dual Three-Phase Motor

2021 년 8 월

서울대학교 대학원  
전기·정보공학부  
이 윤 로

이중 삼상 전동기 인버터 시스템의  
비이상적 특성에 강인한  
스위칭 주파수  
신호 주입 센서리스 제어

지도 교수 설 승 기

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함  
2021 년 8 월

서울대학교 대학원  
전기·정보공학부  
이 윤 로

이윤로의 공학박사 학위논문을 인준함  
2021 년 8 월

위 원 장 하 정 익

부위원장 설 승 기

위 원 한 승 용

위 원 이 교 범

위 원 윤 영 두

## 초 록

이중 삼상 전동기(dual three-phase motor)는 고정자 권선이 두 개의 삼상 권선으로 이루어진 구조의 전동기를 의미하며, 해당 두 권선의 중성단은 독립적으로 존재한다. 또한 두 삼상 권선의 입력 단자에는 각각 인버터가 연결되어 있으며, 두 인버터는 독립적으로 전압을 합성할 수 있다. 해당 전동기 구동 시스템은 내결함성(fault tolerant)이 구비된다는 장점을 갖는다. 추가적으로, 전동기 구동 시스템에서 배터리를 전력 공급원으로 사용하는 경우, 같은 배터리 전압을 사용하면서 시스템의 용량을 늘리고자 할 때, 사용할 수 있는 한 가지 방안이 이중 삼상 전동기이다. 배터리 전압을 유지시키면 배터리 직렬 셀(cell) 수를 증가시키지 않을 수 있고, 이는 배터리 충방전 관리 및 안정성 측면에서 유리하다.

한편, 전동기의 토크 제어, 속도 제어, 서보(servo) 제어 등에 있어 회전자 위치 정보는 상당히 중요하기 때문에, 전동기 구동 시스템에는 엔코더나 레졸버와 같은 회전자 위치 측정 장비가 구성 되어있는 것이 일반적이다. 이때, 시스템의 제작 비용 절감을 위해 해당 측정 장비를 부착하지 않는 상황, 혹은 해당 측정 장비의 고장 상황에 대비하여 연구 및 개발된 기술이 위치 센서리스 알고리즘이다. 해당 알고리즘은 전동기의 특성을 이용하여 회전자의 위치를 추정하는 기술로, 전동기 구동 시스템의 신뢰성 및 비용을 개선할 수 있다. 센서리스 기술은 중·저속 이상에서 사용되는 모델 기반 센서리스와 정지 및 극저속에서 사용되는 신호 주입 센서리스로 구분된다.

신호 주입 센서리스는, 뛰어난 위치 추정 성능을 갖추었음에도 불구하고, 소음(acoustic noise)을 유발하기 때문에 일부 산업 분야에서 적용이 꺼려지고 있다. 소음 측면에서 바라볼 때, 주입 되는 신호의 주파수가 높을수록 유리하며, 인버터로 합성할 수 있는 전압의 가장 높은 주파수는 해당 인버터의 스위칭 주파수(switching frequency)와 동일하다. 한편, 실제로 신호 주입 센서리스에 사용되는 주파수는, 스위칭 주파수에 비해 반 스위칭(half switching frequency) 주파수가

선호되는데, 이는 전자가 후자에 비해 인버터 시스템의 비이상적인 특성으로부터 발생하는 외란에 취약한 특성을 갖기 때문이다.

본 논문에서는 스위칭 주파수 주입 센서리스 제어를 이중 삼상 전동기의 두 삼상 권선에 비대칭적으로 적용한 뒤, 두 삼상 권선에서 발생하는 위치 신호를 평균내어 사용함으로써, 외란에 취약하다는 단점을 보완한 스위칭 주파수 주입 센서리스 알고리즘을 제안하고자 한다.

그를 위한 첫 번째 단계로, 일반적인 단일 삼상 전동기(single three-phase motor)에서 스위칭 주파수 주입 센서리스 제어를 구현하였을 때 발생하는 위치 추정 오차를, 전기각 한 주기의 배수 고조파들로 구분하여 분석한다. 위치 추정 오차의 고조파들 중 가장 우세한 성분은 1,2,3,6 고조파들로 꼽을 수 있는데, 기존의 문헌들에 따르면, 2 고조파는 삼상 입력의 제정수 불균형 혹은 전류 측정 스케일(scale) 오차, 3 고조파는 인버터의 데드타임 구간에서 발생하는 전압 합성 오차, 6 고조파는 전동기의 공간 고조파로 인한 인덕턴스 변화에 기인한다고 알려져있다. 그러나 1 고조파에 대한 원인 규명이 명확하지 않았었는데, 본 논문에서 해당 고조파의 원인에 대하여 상세하게 분석하고 규명한다.

다음으로, 이중 삼상 전동기에서 스위칭 주파수 주입을 두 삼상 권선에 대하여 비대칭적으로 구현할 때, 해당 주입 방식이 어떤 조건을 만족할 때 앞에서 언급한 위치 추정 오차의 고조파들 중, 1 고조파와 3 고조파를 상쇄할 수 있는지 분석한다. 해당 분석을 기반으로 인버터 시스템의 비이상적 특성에 강인한 스위칭 주파수 신호 주입 센서리스 기법을 제안한다.

마지막으로, 이중 삼상 전동기 구동 시스템에서 두 인버터가 직류단 캐패시터를 공유하고 있는 경우, 인터리빙 기법을 통하여 캐패시터의 교류 맥동(ripple) 전류를 줄여 캐패시터의 발열 특성을 개선할 수 있는데, 앞서 제안한 비대칭 신호 주입 센서리스 기법과 병행 할 수 있는 새로운 인터리빙 기법을 제안한다.

본 논문에서는, 컴퓨터 시뮬레이션, 유한 요소 해석 및 실험 등의 여러가지 절차를 거쳐 분석 내용 및 제안 사항들에 대하여 타당성 및 실효성을 검증하였다.

주요어: 이중 삼상 전동기, 신호 주입 센서리스 제어, 스위칭 주파수 신호 주입, 위치 추정 오차, 전류 측정 잡음, 인버터 전압 합성 오차, 인터리빙 기법.

학 번: 2017-39313

# 목 차

제 1 장.	서 론 .....	1
1.1.	연구의 배경 .....	1
1.2.	연구의 목적 .....	8
1.3.	논문의 구성 .....	9
제 2 장.	구형과 주입 센서리스의 기본 원리 .....	1 0
2.1.	구형과 전압 주입에 따른 전류 응답 .....	1 1
2.1.1.	여러 가지 좌표계의 정의 .....	1 1
2.1.2.	고주파 인덕턴스 .....	1 3
2.1.3.	전류 응답의 수식화 .....	1 5
2.2.	전체 제어기 구성 .....	1 8
2.2.1.	위치 및 속도 관측기 [45].....	2 0
2.2.2.	대역 차단 필터 [47].....	2 1
2.2.3.	전류 제어기 [48].....	2 3
제 3 장.	구형과 주입 센서리스의 고조파 분석 .....	2 5
3.1.	1 고조파의 원인 분석 .....	2 8
3.1.1.	폐 루프 홀(Hall) 효과 전류 측정기.....	2 9
3.1.2.	홀 효과 전류 측정기의 누설 전류 경로 모델링.....	3 2
3.1.3.	전류 측정 잡음이 유도하는 1 고조파 .....	3 8
3.2.	2 고조파의 원인 분석 .....	4 1
3.3.	3 고조파의 원인 분석 .....	4 1
3.3.1.	데드타임으로 인한 전압 왜곡 .....	4 2
3.3.2.	구형과 주입 센서리스에서의 스위칭 시점 전류.....	4 8
3.3.3.	인버터의 전압 오차가 유도하는 3 고조파 .....	5 1
3.4.	6 고조파의 원인 분석 .....	5 5
3.4.1.	전동기의 공간 고조파 .....	5 5
3.4.2.	전동기의 공간 고조파가 유도하는 6 고조파.....	5 9
제 4 장.	비대칭 신호 주입 센서리스 운전 .....	6 2
4.1.	비대칭 신호 주입 센서리스 기법 제안 .....	6 3

4.1.1.	1 고조파 상쇄 과정 .....	6 3
4.1.2.	3 고조파 상쇄 과정 .....	7 6
4.1.3.	위상 천이 운전과 캐리어 천이 운전 .....	9 1
4.2.	이중 삼상 전동기 모델링 .....	9 3
4.2.1.	이중 삼상 전동기의 인덕턴스 모델링 .....	9 5
4.2.2.	비대칭 신호 주입의 적용 .....	1 0 0
제 5 장.	이중 삼상 전동기의 인터리빙 운전 .....	1 0 6
5.1.	인터리빙 기법 제안 .....	1 0 8
5.1.1.	직류단 전류의 정의 .....	1 0 8
5.1.2.	기존의 인터리빙 기법 .....	1 1 4
5.1.3.	영상분 전압 조작을 통한 인터리빙 기법 제안 1 1 8	
5.1.4.	비대칭 신호 주입에 제안된 인터리빙 기법 적용 1 2 9	
5.2.	베어링 전류에 대한 고찰 .....	1 4 0
5.2.1.	전동기의 베어링 전류 .....	1 4 1
5.2.2.	제안된 기법에서의 베어링 전류 .....	1 4 3
제 6 장.	실험 결과 .....	1 4 6
6.1.	인버터 시스템의 특성 측정 .....	1 4 6
6.1.1.	전류 측정기의 측정 잡음 .....	1 4 8
6.1.2.	전류 측정기의 측정 잡음이 미치는 영향 .....	1 6 3
6.1.3.	여러 가지 전류 측정기들의 전류 측정 잡음 ..	1 6 8
6.1.4.	인버터의 전압 합성 오차 .....	1 7 1
6.2.	구형파 전압 주입 실험 결과 .....	1 7 5
6.2.1.	위치 추정 오차의 홀수 고조파 상쇄 조건 검증 1 7 8	
6.2.2.	20 V 구형파 전압 주입.....	1 9 1
6.2.3.	10 V 구형파 전압 주입.....	2 0 0
6.3.	제안된 인터리빙 기법의 효과 검증 .....	2 1 0



6.3.1.	제안된 인터리빙 기법의 위치 추정 성능 검증	2 1 0
6.3.2.	직류단 전류의 계산 및 비교 .....	2 2 7
제 7 장.	결 론 .....	2 3 6
7.1.	연구 결과 .....	2 3 6
7.2.	향후 과제 .....	2 3 9
참고 문헌.....		2 4 2
Abstract .....		2 4 7

## 표 목차

표 3-1. 인버터 및 센서리스 제어 관련 제정수.....	4 7
표 4-1. FEA의 최대 매쉬 설정 .....	9 7
표 5-1. 전동기 및 센서리스 제어 관련 제정수.....	1 3 0

## 그림 목차

그림 1-1. 이중 삼상 전동기의 구동 시스템.....	1
그림 1-2. 30°의 위상 차이를 갖고 구성된 이중 삼상 전동기 [4] (a) 단면도, (b) 위상도.....	2
그림 1-3. 동상으로 구성된 이중 삼상 전동기 (a) 단면도, (b) 위상도.....	2
그림 2-1. 여러 가지 좌표계의 정의 (a) 정지 좌표계, (b) 회전자 좌표계, (c) 추정 회전자 좌표계 .....	1 1
그림 2-2. 아홉 가지 강자성 물질의 B-H 곡선.....	1 3
그림 2-3. 전체 제어기 블록도.....	1 9
그림 2-4. 위치 및 속도 관측기.....	2 0
그림 2-5. 이동 평균 필터.....	2 2
그림 2-6. 이동 평균 필터의 보드선도 (a) 크기 (b) 위상.....	2 2
그림 2-7. 상태 궤환 전류 제어기.....	2 3
그림 3-1. $\phi_\Delta = -1^\circ$ 일 때 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT.....	2 6
그림 3-2. 실제 센서리스에서의 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT .....	2 6
그림 3-3. 자기장 방향에 따른 홀 전압 (a) B = 0, (b) B > 0, (c) B < 0 .....	2 9
그림 3-4. 폐 루프 홀 효과 전류 측정기의 개념도.....	3 0
그림 3-5. 폐 루프 홀 효과 전류 측정기의 등가회로.....	3 1
그림 3-6. 개방된 인버터의 출력단에 설치된 전류 측정기.....	3 2
그림 3-7. 인버터, 전류 측정기, 샤프트 사이의 기생 캐패시턴스.....	3 3
그림 3-8. 전류 측정기 내의 기생 캐패시턴스 모델링.....	3 3
그림 3-9. 간소화 된 기생 캐패시턴스 모델링.....	3 4
그림 3-10. 인버터 시스템과 전류 측정기 사이의 기생 캐패시턴스 최종 등가 회로.....	3 5
그림 3-11. 인버터 출력 전압의 변화에 따른 누설 전류 경로 (a) 기생 캐패시터 충전, (b) $C_{p,core1}$ 및 $C_{cs}$ 방전 .....	3 6
그림 3-12. 기생 캐패시턴스를 통한 누설 전류를 고려하였을 때, (a) 측정 저항 양단 전압, (b) ADC로 읽은 전류.....	3 8

그림 3-13. (a) a, b, c 상의 전류 측정 잡음 및 (b) 신호 처리 .....	3 9
그림 3-14. 전류 측정 잡음으로 인한 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT .....	4 0
그림 3-15. 인버터 x상 레그의 기생 캐패시턴스 .....	4 2
그림 3-16. x 상 전류가 양수 일 때의 온 시퀀스 .....	4 3
그림 3-17. x 상 전류가 음수 일 때의 온 시퀀스 .....	4 3
그림 3-18. 온 시퀀스의 전압 오차 .....	4 5
그림 3-19. x 상 전류가 양수 일 때의 오프 시퀀스 .....	4 6
그림 3-20. x 상 전류가 음수 일 때의 오프 시퀀스 .....	4 6
그림 3-21. 오프 시퀀스의 전압 오차 .....	4 6
그림 3-22. 스위칭 시점 전류에 따른 전압 오차 .....	4 7
그림 3-23. 회전자 위치 전기각 $200^\circ$ 고정, 삼상 전압 지령 및 전류 (a) 영전류 제어, (b) q축 전류 1 A 제어 .....	4 9
그림 3-24. 영전류 제어, 회전자 위치에 따른 $i_{xs\_sw}$ (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스 .....	5 0
그림 3-25. q축 전류 1A 제어, 회전자 위치에 따른 $i_{xs\_sw}$ (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스 .....	5 0
그림 3-26. 영전류 제어, 회전자의 위치에 따른 $\delta v_{xt}$ (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스 .....	5 1
그림 3-27. 영전류 제어, 회전자의 위치에 따른 회전자 좌표계 $\delta v_{xs}^r$ (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스 .....	5 1
그림 3-28. 영전류 제어, 회전자의 위치에 따른 $\delta v_{xsh}^r$ .....	5 2
그림 3-29. 영전류 제어, 데드타임 구간 전압 오차로 인한 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT .....	5 3
그림 3-30. q축 전류 1A 제어, 회전자의 위치에 따른 삼상 전압 오차 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스 .....	5 3
그림 3-31. q축 전류 1 A 제어, 회전자의 위치에 따른 회전자 좌표계 $\delta v_{xs}^r$ (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스 .....	5 4
그림 3-32. q축 전류 1 A 제어, 회전자의 위치에 따른 $\delta v_{xsh}^r$ .....	5 4

그림 3-33. q축 전류 1 A 제어, 데드타임 구간 전압 오차로 인한 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT.....	5 5
그림 3-34. 8극 12슬롯 전동기 단면도.....	5 6
그림 3-35. 여섯 가지 회전자 위치에서의 d축 쇄교자속 (mWb·t).....	5 6
그림 3-36. 여섯 가지 회전자 위치에서의 q축 쇄교자속 (mWb·t).....	5 7
그림 3-37. 여섯 가지 회전자 위치에서의 $L_{dh}$ (mH).....	5 7
그림 3-38. 여섯 가지 회전자 위치에서의 $L_{dqh}$ (mH).....	5 8
그림 3-39. 여섯 가지 회전자 위치에서의 $L_{qh}$ (mH).....	5 8
그림 3-40. 여섯 가지 회전자 위치에서의 $I_{\Delta}$ (mA).....	5 9
그림 3-41. 여섯 가지 회전자 위치에서의 $\phi_{\Delta}$ (°).....	5 9
그림 3-42. 영전류 제어 시 전동기의 공간 고조파로 인한 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT.....	6 0
그림 3-43. q축 전류 1 p.u. 제어 시 전동기의 공간 고조파로 인한 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT.....	6 0
그림 4-1. 온 시퀀스, 극 전압 지령에 따른 측정 저항 양단 전압 (a) $v_{xn}^* = -100$ V, (b) $v_{xn}^* = 0$ V, (c) $v_{xn}^* = 100$ V.....	6 4
그림 4-2. 오프 시퀀스, 극 전압 지령에 따른 측정 저항 양단 전압 (a) $v_{xn}^* = -100$ V, (b) $v_{xn}^* = 0$ V, (c) $v_{xn}^* = 100$ V.....	6 4
그림 4-3. 극전압 지령에 따른 전류 측정 잡음.....	6 5
그림 4-4. 영전류 제어, 0 r/min에서 인버터1의 극 전압 지령.....	6 6
그림 4-5. 영전류 제어, 0 r/min에서 인버터1의 차분 신호.....	6 7
그림 4-6. 영전류 제어, 0 r/min에서 전류 측정 잡음으로 인한.....	6 8
그림 4-7. 영전류 제어, 0 r/min에서 인버터2의 극 전압 지령.....	6 8
그림 4-8. 영전류 제어, 0 r/min에서 인버터2의 차분 신호.....	6 9
그림 4-9. 영전류 제어, 0 r/min에서 두 q축 차분 신호의 평균.....	7 1
그림 4-10. 영전류 제어, 0 r/min에서 두 전류 측정 잡음을 평균 내었을 때 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT.....	7 1
그림 4-11. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 인버터1의 극 전압 지령 (a)	

온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스 .....	7 2
그림 4-12. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 인버터1의 차분 신호 (a) 삼상 좌표계, (b) 회전자 좌표계 .....	7 2
그림 4-13. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 전류 측정 잡음으로 인한 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT.....	7 3
그림 4-14. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 인버터2의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	7 3
그림 4-15. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 인버터2의 차분 신호 (a) 삼상 좌표계, (b) 회전자 좌표계 .....	7 4
그림 4-16. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 두 q축 차분 신호의 평균 .....	7 5
그림 4-17. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 두 전류 측정 잡음을 평균 내었을 때 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT.....	7 5
그림 4-18. 온 시퀀스, $v_{an}^* = 40$ V, $v_{bn}^* = 20$ V, $v_{cn}^* = -60$ V일 때,.....	7 7
그림 4-19. 온 시퀀스, $v_{an}^* = -40$ V, $v_{bn}^* = -20$ V, $v_{cn}^* = 60$ V일 때,.....	7 7
그림 4-20. 오프 시퀀스, $v_{an}^* = -40$ V, $v_{bn}^* = -20$ V, $v_{cn}^* = 60$ V일 때,.....	7 8
그림 4-21. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터1의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	7 9
그림 4-22. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터2의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	8 0
그림 4-23. 1000 r/min에서 상 역기전력 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	8 0
그림 4-24. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터1의 (a) 피크 시점 상 전류, (b) 밸리 시점 상 전류.....	8 1
그림 4-25. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터2의 (a) 피크 시점 상 전류, (b) 밸리 시점 상 전류.....	8 1
그림 4-26. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터1의 스위칭 시점 전류 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	8 3
그림 4-27. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터2의 스위칭 시점 전류 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	8 3

그림 4-28. (재) 스위칭 시점 전류에 따른 전압 오차.....	8 4
그림 4-29. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터1의 $\delta v_{xm}$ (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	8 4
그림 4-30. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터2의 $\delta v_{xm}$ (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	8 5
그림 4-31. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터1의 $\delta v_{xs}^r$ (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	8 6
그림 4-32. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터2의 $\delta v_{xs}^r$ (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	8 6
그림 4-33. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 $\delta v_{xsh}^r$ (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	8 7
그림 4-34. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터1의 데드타임 구간 전압 오차로 인한 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT	8 8
그림 4-35. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터2의 데드타임 구간 전압 오차로 인한 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT	8 8
그림 4-36. 클락 신호를 고려한 인버터1과 인버터2의 $\delta v_{xsh}^r$ 평균 .....	8 9
그림 4-37. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 두 가지 전압 오차를 평균 내었을 때 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 및 (b) DFT.....	8 9
그림 4-38. 기존 PWM 시(case0) 캐리어, 극 전압 지령, 상 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	9 2
그림 4-39. 위상 천이 시(case1) 캐리어, 극 전압 지령, 상 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	9 2
그림 4-40. 캐리어 천이 시(case2) 캐리어, 극 전압 지령, 상 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	9 2
그림 4-41. 단일 삼상으로 구성된 8 극 12 슬롯 전동기.....	9 3
그림 4-42. 이중 삼상으로 구성된 8 극 12 슬롯 전동기.....	9 4
그림 4-43. FEA 모델의 매쉬 구성 .....	9 6

그림 4-44. FEA 코어 물질의 B-H 커브 설정 .....	9 7
그림 4-45. 영전류 지점에서, 회전자 위치에 따른 $L_{dqh}$ .....	9 8
그림 4-46. 영전류 지점에서, 회전자 위치에 따른 $S_{dqh}$ .....	9 9
그림 4-47. 영전류 지점에서, 회전자 위치에 따른 $M_{dqh}$ .....	9 9
그림 4-48. 복원된 $L_{dqh}$ (a) $\theta_r$ 에 따른 인덕턴스, (b) DFT.....	9 9
그림 4-49. case1에서, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 파형.....	1 0 4
그림 4-50. case1에서, 두 삼상 권선 사이의 상호 인덕턴스로 발생하는 .....	1 0 4
그림 4-51. case2에서, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 파형 (FEA 기반)....	1 0 4
그림 5-1. 직류단 기생 인덕턴스를 고려한 이중 삼상 전동기 구동 시스템.....	1 0 6
그림 5-2. 직류단 전류 (a) 유효 전압 벡터, (b) 영전압 벡터.....	1 0 9
그림 5-3. SVPWM의 극 전압 지령 (a) MI = 0.5, (b) MI = 1.....	1 1 0
그림 5-4. MI = 0.5, $\theta_v = 30^\circ$ 일 때,.....	1 1 1
그림 5-5. MI = 1, $\theta_v = 30^\circ$ 일 때,.....	1 1 1
그림 5-6. $\theta_v$ 및 역률에 따른 상 전류 파형 .....	1 1 2
그림 5-7. MI = 0.5, pf = 0.9에서 (a) 직류단 전류, (b) DFT .....	1 1 3
그림 5-8. MI = 0.5, pf = 0에서 (a) 직류단 전류, (b) DFT .....	1 1 3
그림 5-9. MI = 0.5, pf = -0.9에서 (a) 직류단 전류, (b) DFT .....	1 1 3
그림 5-10. 90° 캐리어 천이, MI = 0.5일 때,.....	1 1 4
그림 5-11. pf = 0.9, MI = 0.25에서 직류단 전류 (a) w/o, (b) with 인터리빙 .....	1 1 5
그림 5-12. pf = 0.9, MI = 0.5에서 직류단 전류 (a) w/o, (b) with 인터리빙 .....	1 1 5
그림 5-13. pf = 0.9, MI = 0.75에서 직류단 전류 (a) w/o, (b) with 인터리빙 .....	1 1 5
그림 5-14. pf = 0.1, 0.5, 0.9일 때, MI에 따른 $i_{ac}$ 의 실효값.....	1 1 6
그림 5-15. 180° 캐리어 천이, MI = 0.25일 때,.....	1 1 8
그림 5-16. 180° 캐리어 천이, MI = 0.25, $v_{sn}^* = -v_{min}$ 일 때,.....	1 1 9

그림 5-17. 180° 캐리어 전이, $MI = 0.25$ , $v_{sn}^* = -v_{max} + V_{dc}/2$ 일 때,.....	1	2	0
그림 5-18. 순시 상 전압 파형 (a) $v_{sn}^* = -v_{min}$ , (b) $v_{sn}^* = -v_{max} + V_{dc}/2$ .....	1	2	0
그림 5-19. 순시 상 전류 파형 (a) $v_{sn}^* = -v_{min}$ , (b) $v_{sn}^* = -v_{max} + V_{dc}/2$ .....	1	2	1
그림 5-20. 순시 상 전류와 평균 상 전류의 차이 (a) $v_{sn}^* = -v_{min}$ , (b) $v_{sn}^* = -v_{max} + V_{dc}/2$ .....	1	2	1
그림 5-21. 인버터의 전압 육각형.....	1	2	3
그림 5-22. 영상분 전압 지령에 대한 순서도.....	1	2	4
그림 5-23. $MI = 0.25$ 일 때, 제안된 PWM 기법에서.....	1	2	5
그림 5-24. $MI = 0.25$ 일 때, 제안된 PWM 기법에서 $\theta_v = 30^-$ 일 때,..	1	2	5
그림 5-25. $MI = 0.25$ 일 때, 제안된 PWM 기법에서 $\theta_v = 30^+$ 일 때,..	1	2	6
그림 5-26. $MI = 0.6$ 일 때, 제안된 PWM 기법에서.....	1	2	6
그림 5-27. $MI = 0.6$ 일 때, 제안된 PWM 기법에서 $\theta_v = 30^-$ 일 때,....	1	2	7
그림 5-28. $MI = 0.6$ 일 때, 제안된 PWM 기법에서 $\theta_v = 30^+$ 일 때,....	1	2	7
그림 5-29. $MI = 0.539$ 일 때, 제안된 PWM 기법에서.....	1	2	8
그림 5-30. $pf = 0.1, 0.5, 0.9$ 일 때, $MI$ 에 따른 $i_{ac}$ 의 실효값.....	1	2	8
그림 5-31. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 0 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시 (a) $v_{xnA}$ , (b) $v_{xnB}$ .....	1	3	0
그림 5-32. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 0 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시,.....	1	3	1
그림 5-33. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 0 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시 직류단 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	1	3	2
그림 5-34. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 0 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시 (a) 두 직류단 전류의 합, (b) DFT.....	1	3	2
그림 5-35. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 0 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 SVPWM 적용 시 직류단 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	1	3	3
그림 5-36. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 0 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 SVPWM 적용 시 (a) 두 직류단 전류의 합, (b) DFT.....	1	3	3
그림 5-37. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 1000 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시 (a) $v_{xnA}$ , (b) $v_{xnB}$ .....	1	3	4



그림 5-38. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 1000 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시,.....	1 3 5
그림 5-39. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 1000 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시 직류단 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	1 3 5
그림 5-40. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 1000 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시 (a) 두 직류단 전류의 합, (b) DFT.....	1 3 6
그림 5-41. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 1000 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 SVPWM 적용 시 직류단 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	1 3 7
그림 5-42. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 1000 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 SVPWM 적용 시 (a) 두 직류단 전류의 합, (b) DFT.....	1 3 7
그림 5-43. 토크 등고선 및 MTPA 궤적.....	1 3 8
그림 5-44. MTPA 운전 시 토크에 따른 (a) 회전 속도 별 MI, (b) 역률 .....	1 3 9
그림 5-45. MTPA 운전 및 비대칭 신호 주입에서 회전 속도 별 $i_{ac}$ 의 실효값 (a) SVPWM, (b) 제안된 인터리빙 기법 적용.....	1 3 9
그림 5-46. 영상분 전류 경로 [34].....	1 4 1
그림 5-47. 영상분 전압과 베어링 전압의 관계 [34].....	1 4 2
그림 5-48. 방전 가공에 의한 베어링 레이스 파손 [33].....	1 4 2
그림 5-49. 베어링 전류 감소를 위한 이중 삼상 권선의 결선 구조 [35] .....	1 4 3
그림 5-50. 베어링 전류 감소를 위한 두 인버터의 출력 선간 전압 [35] .....	1 4 3
그림 5-51. 180° 캐리어 천이에서 극 전압 지령이 0 V일 때,.....	1 4 4
그림 6-1. 이중 삼상 전동기 구동을 위한 인버터 구성 (a) 인버터1, (b) 인버터2, (c) 네 개의 전류 측정기.....	1 4 6
그림 6-2. LA 55-P/SP1 사진.....	1 4 8
그림 6-3. $C_{p.coil1} + C_{p.coil2}$ 의 보드 선도 (a) 크기 및 (b) 위상.....	1 4 9
그림 6-4. $C_{p.core1} + C_{p.core2}$ 의 보드 선도 (a) 크기 및 (b) 위상.....	1 4 9
그림 6-5. $L_{coil}$ 의 보드 선도 (a) 크기 및 (b) 위상.....	1 4 9

그림 6-6. 중속 전류원 양단에서 측정되는 R-C 직렬 등가 회로 (a) 캐패시턴스( $C_{cs}$ ), (b) 저항.....	1 5 0
그림 6-7. LA 55-P/SP1에 대한 시험 보드 (a) 전면 (b) 후면 .....	1 5 0
그림 6-8. LA 55-P/SP1에 대한 실험 세트 구성 .....	1 5 1
그림 6-9. 전원 공급을 차단한 LA 55-P/SP1에 대한 실험결과 게이트 저항 (a) 2.2 $\Omega$ , (b) 3 $\Omega$ , (c) 5 $\Omega$ , (d) 10 $\Omega$ .....	1 5 4
그림 6-10. 전원을 공급한 LA 55-P/SP1에 대한 실험결과 게이트 저항 (a) 2.2 $\Omega$ , (b) 3 $\Omega$ , (c) 5 $\Omega$ , (d) 10 $\Omega$ .....	1 5 7
그림 6-11. LA 55-P/SP1의 전류 측정 잡음 ADC 결과 게이트 저항 (a) 2.2 $\Omega$ , (b) 3 $\Omega$ , (c) 5 $\Omega$ , (d) 10 $\Omega$ .....	1 5 9
그림 6-12. 인버터 시스템 내부의 네 개의 전류 측정기의 측정 잡음 (a) 인버터1 a 상, (b) 인버터1 b 상, (c) 인버터2 a 상, (d) 인버터2 b 상 .....	1 6 0
그림 6-13. 온 시퀀스의 (a) $v_{xn}^* = -70$ V일 때, (b) 이상적인 스위칭 시점 및 실제 스위칭 시점 .....	1 6 1
그림 6-14. 오프 시퀀스의 (a) $v_{xn}^* = 70$ V일 때, (b) 이상적인 스위칭 시점 및 실제 스위칭 시점 .....	1 6 2
그림 6-15. Mitsubishi 社の PS21A79에 대한 데이터 시트 [54].....	1 6 3
그림 6-16. 인버터가 스위칭 하지 않을 때, 전류 측정 결과.....	1 6 3
그림 6-17. 인버터가 영전압 스위칭할 때, 전류 측정 결과.....	1 6 4
그림 6-18. 인버터가 영전압 스위칭할 때, 전류 측정 결과 축소 파형 .....	1 6 5
그림 6-19. 스위칭 주파수 대역 상 전류의 차분 신호.....	1 6 5
그림 6-20. 회전자 위치에 따른, 스위칭 주파수 대역 상 전류의 차분 신호.....	1 6 6
그림 6-21. 회전자 위치에 따른, 스위칭 주파수 대역d, q축 전류의 차분 신호.....	1 6 6
그림 6-22. 회전자 위치에 따른, 인버터1과 인버터2의 $i_{sig}$ .....	1 6 7
그림 6-23. 제안된 기법에서의 인버터1과 인버터2의 $i_{sig}$ .....	1 6 7

그림 6-24. 직류단 전압이 150 V일 때 발생한 전류 측정 잡음 (a) LA 55-P/SP1, (b) EL50P1, (c) CSNP661 .....	1 6 8
그림 6-25. 직류단 전압이 300 V일 때 발생한 전류 측정 잡음 (a) LA 55-P/SP1, (b) EL50P1, (c) CSNP661 .....	1 6 9
그림 6-26. LA 55-P/SP1의 전류 측정 잡음으로부터 환산된 위치 추정 오차 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ , (b) DFT.....	1 6 9
그림 6-27. EL50P1의 전류 측정 잡음으로부터 환산된 위치 추정 오차 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ , (b) DFT .....	1 7 0
그림 6-28. CSNP661의 전류 측정 잡음으로부터 환산된 위치 추정 오차 (a) $\theta_r$ 에 따른 $\tilde{\theta}_{r,est}$ , (b) DFT.....	1 7 0
그림 6-29. 상 전류에 따른 극 전압 지령 (a) 인버터1, (b) 인버터2..	1 7 2
그림 6-30. 상 전류에 따른 전압 오차 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	1 7 2
그림 6-31. 상 전류에 따른 전압 오차 확대 파형 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	1 7 3
그림 6-32. (a) 소자 종류 별 전류에 따른 전압 강하, (b) 데드타임 구간 내의 전압 오차.....	1 7 4
그림 6-33. 이론적으로 구해지는 상 전류에 따른 전압 오차.....	1 7 4
그림 6-34. 이중 삼상 전동기 M-G 세트 구성 (a) 8 극 12 슬롯 이중 삼상 전동기, (b) 토크 측정기, (c) 부하기.....	1 7 5
그림 6-35. 실험을 통해 구한 MTPA 궤적 .....	1 7 6
그림 6-36. 1000 r/min에서 측정된 이중 삼상 전동기의 상 역기전력 (a) 인버터1, (b) 인버터2 .....	1 7 8
그림 6-37. case0에서 인버터1의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	1 7 9
그림 6-38. case0에서 인버터2의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	1 7 9
그림 6-39. case1에서 인버터1의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	1 8 0
그림 6-40. case1에서 인버터2의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프	

시퀀스.....	1 8 0
그림 6-41. case2에서 인버터1의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	1 8 1
그림 6-42. case2에서 인버터2의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	1 8 1
그림 6-43. case0에서 인버터1의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	1 8 2
그림 6-44. case0에서 인버터2의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	1 8 2
그림 6-45. case1에서 인버터1의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	1 8 3
그림 6-46. case1에서 인버터2의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	1 8 3
그림 6-47. case2에서 인버터1의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	1 8 4
그림 6-48. case2에서 인버터2의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	1 8 4
그림 6-49. case0에서 인버터1의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	1 8 5
그림 6-50. case0에서 인버터2의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	1 8 5
그림 6-51. case1에서 인버터1의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	1 8 6
그림 6-52. case1에서 인버터2의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	1 8 6
그림 6-53. case2에서 인버터1의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	1 8 7
그림 6-54. case2에서 인버터2의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	1 8 7

그림 6-55. case0에서 인버터1의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	1 8 8
그림 6-56. case0에서 인버터2의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	1 8 8
그림 6-57. case1에서 인버터1의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	1 8 9
그림 6-58. case1에서 인버터2의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	1 8 9
그림 6-59. case2에서 인버터1의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	1 9 0
그림 6-60. case2에서 인버터2의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	1 9 0
그림 6-61. 150 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시, case0에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	1 9 2
그림 6-62. 1000 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시, case0에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	1 9 2
그림 6-63. 150 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시, case1에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	1 9 3
그림 6-64. 1000 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시, case1에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	1 9 3
그림 6-65. 150 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시, case2에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	1 9 4
그림 6-66. 1000 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시, case2에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	1 9 4
그림 6-67. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2 .....	1 9 5
그림 6-68. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2 .....	1 9 5
그림 6-69. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, $i_{sig}$ 의	

DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2 .....	1 9 6
그림 6-70. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2 .....	1 9 6
그림 6-71. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2.....	1 9 7
그림 6-72. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2.....	1 9 8
그림 6-73. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2.....	1 9 8
그림 6-74. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2.....	1 9 9
그림 6-75. 150 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시, case0에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	2 0 1
그림 6-76. 1000 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시, case0에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	2 0 1
그림 6-77. 150 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시, case1에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	2 0 2
그림 6-78. 1000 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시, case1에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	2 0 2
그림 6-79. 150 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시, case2에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	2 0 3
그림 6-80. 1000 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시, case2에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	2 0 3
그림 6-81. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2 .....	2 0 4
그림 6-82. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2 .....	2 0 4

그림 6-83. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2 .....	2 0 5
그림 6-84. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2 .....	2 0 5
그림 6-85. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2.....	2 0 6
그림 6-86. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2.....	2 0 7
그림 6-87. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2.....	2 0 7
그림 6-88. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2.....	2 0 8
그림 6-89. 150 r/min, 10 V 구형파 전압 주입 및 case0의 위치 추정 알고리즘 수행 시, 토크 지령을 0 pu에서 1 pu로 변동.....	2 0 9
그림 6-90. 150 r/min, 10 V 구형파 전압 주입 및 case2의 위치 추정 알고리즘 수행 시, 토크 지령을 0 pu에서 1 pu로 변동.....	2 0 9
그림 6-91. case3에서 인버터1의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	2 1 1
그림 6-92. case3에서 인버터2의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	2 1 1
그림 6-93. case3에서 인버터1의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	2 1 2
그림 6-94. case3에서 인버터2의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	2 1 2
그림 6-95. case3에서 인버터1의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스.....	2 1 3
그림 6-96. case3에서 인버터2의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프	

시퀀스.....	2 1 3
그림 6-97. case3에서 인버터1의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	2 1 4
그림 6-98. case3에서 인버터2의 샘플링 시점 전류 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점.....	2 1 4
그림 6-99. 150 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시, case3에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	2 1 5
그림 6-100. 1000 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시, case3에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	2 1 5
그림 6-101. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3 .....	2 1 6
그림 6-102. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3 .....	2 1 6
그림 6-103. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3 .....	2 1 7
그림 6-104. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3 .....	2 1 7
그림 6-105. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3.....	2 1 8
그림 6-106. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3.....	2 1 9
그림 6-107. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3.....	2 1 9
그림 6-108. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3.....	2 2 0



그림 6-109. 150 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시, case3에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	2 2 1
그림 6-110. 1000 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시, case3에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu.....	2 2 1
그림 6-111. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3 .....	2 2 2
그림 6-112. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3 .....	2 2 2
그림 6-113. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3 .....	2 2 3
그림 6-114. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른 $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3 .....	2 2 3
그림 6-115. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3.....	2 2 4
그림 6-116. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3.....	2 2 5
그림 6-117. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3.....	2 2 5
그림 6-118. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3.....	2 2 6
그림 6-119. 150 r/min, 10 V 구형파 전압 주입 및 case3의 위치 추정 알고리즘 수행 시, 토크 지령을 0 pu에서 1 pu로 변동.....	2 2 7
그림 6-120. 150 r/min, 20 V 구형파 전압 주입 및 case2의 위치 추정 알고리즘 수행 시 전류 크기에 따른 a상 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	2 2 9

그림 6-121. 150 r/min, 20 V 구형파 전압 주입 및 case3의 위치 추정 알고리즘 수행 시 전류 크기에 따른 a상 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	2 2 9
그림 6-122. 1000 r/min, 20 V 구형파 전압 주입 및 case2의 위치 추정 알고리즘 수행 시 전류 크기에 따른 a상 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	2 3 0
그림 6-123. 1000 r/min, 20 V 구형파 전압 주입 및 case3의 위치 추정 알고리즘 수행 시 전류 크기에 따른 a상 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2.....	2 3 0
그림 6-124. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어, 20 V 구형파 전압 주입 및 case2의 위치 추정 알고리즘 수행 시, 인버터2의 a, b 상 전류 및 인버터1, 인버터2의 극 전압.....	2 3 1
그림 6-125. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어, 20 V 구형파 전압 주입 및 case2의 위치 추정 알고리즘 수행 시 직류단 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2, (c) 두 인버터의 합.....	2 3 2
그림 6-126. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어, 20 V 구형파 전압 주입 및 case2의 위치 추정 알고리즘 수행 시 직류단 전류 확대 파형 (a) 인버터1, (b) 인버터2, (c) 두 인버터의 합.....	2 3 2
그림 6-127. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어, 20 V 구형파 전압 주입 및 case3의 위치 추정 알고리즘 수행 시 직류단 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2, (c) 두 인버터의 합.....	2 3 3
그림 6-128. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어, 20 V 구형파 전압 주입 및 case3의 위치 추정 알고리즘 수행 시 직류단 전류 확대 파형 (a) 인버터1, (b) 인버터2, (c) 두 인버터의 합.....	2 3 3
그림 6-129. 20 V 구형파 전압 주입 및 위치 추정 알고리즘 수행 시 직류단 전류의 직류 성분 (a) case2, (b) case3.....	2 3 5
그림 6-130. 20 V 구형파 전압 주입 및 위치 추정 알고리즘 수행 시 직류단 전류의 교류 성분의 실효값 (a) case2, (b) case3.....	2 3 5

# 제 1 장. 서 론

## 1.1. 연구의 배경

이중 삼상 전동기(dual three-phase motor)란, 전동기의 고정자 권선이 두 개의 삼상 권선으로 이루어진 전동기를 지칭하며, 두 삼상 권선의 중성단은 독립적으로 존재한다. 이때, 두 삼상 권선에는 각각 인버터를 연결하여 두 삼상 권선에 흐르는 전류를 독립적으로 제어하는데, 해당 인버터 시스템에 대한 예시 그림이 그림 1-1에 제시되어있다.

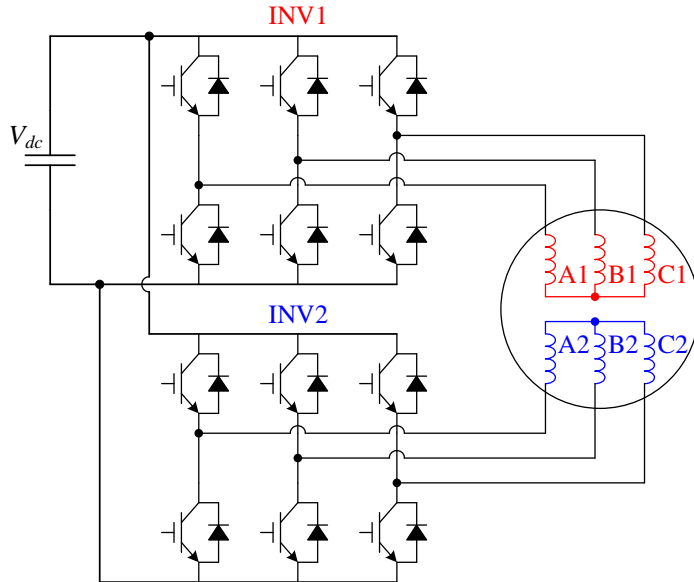


그림 1-1. 이중 삼상 전동기의 구동 시스템

해당 전동기 시스템의 가장 대표적인 장점은 내결함성(fault tolerant)이다 [1] - [3]. 그림 1-1에서 볼 수 있듯이, 두 삼상 시스템이 중복성(duality)를 갖기 때문에, 두 인버터 중 한 대나, 두 삼상 권선 중 한 쪽 권선에 문제가 발생하더라도, 남은 한 쪽으로 최소한의 운전이 가능하다. 이에 따라 전기 자동차의 견인 전동기나 전자 조향 장치(electric power steering: EPS)와 같이 신뢰성이 중요한 분야에서 주로 연구 및 개발이 진행되고 있다.

참고로 해당 전동기 토폴로지(topology)는, 전기 자동차 시스템 같이 배터리를 전력 공급원으로 사용하는 시스템에서, 배터리 전압을 증대

시키지 않고 시스템의 용량을 늘리고 싶을 때 채택할 수 있는 한 가지 방안이다. 통상 배터리 전압의 크기는 배터리의 직렬 셀(cell) 수와 비례 관계를 가지므로, 직렬 셀 수를 적게 구성하는 것이 배터리 충방전 관리 및 배터리 안전성 측면에서 유리하다.

다음으로, 이중 삼상 전동기의 두 삼상 권선 사이의 전기각(electrical angle) 기준 위상 관계는 크게 두 가지로 정리할 수 있는데, 한 가지는 그림 1-2와 같이 30°의 위상 차이를 갖고 구성하는 방식이고, 다른 한 가지는 그림 1-3과 같이 동상(in-phase)으로 구성하는 방식이다. 해당 그림들에 대해, (a)에는 예시 전동기들의 단면도가 제시되어 있고, (b)에는 두 삼상 권선의 위상도(phase diagram)가 제시되어 있다.

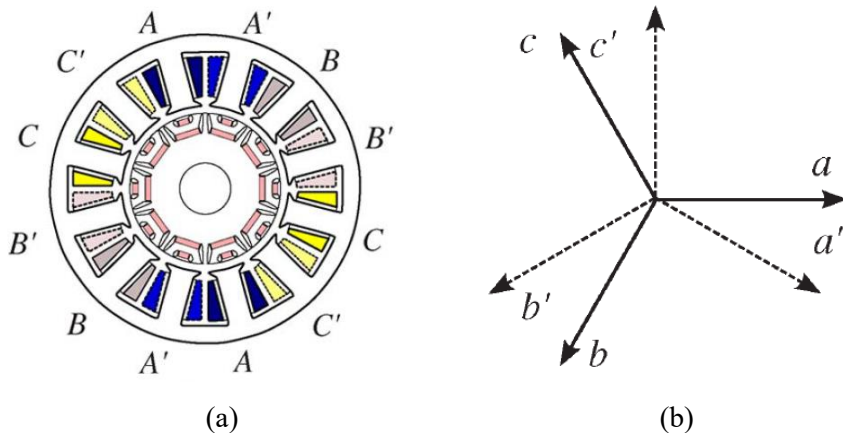


그림 1-2. 30°의 위상 차이를 갖고 구성된 이중 삼상 전동기 [4]  
(a) 단면도, (b) 위상도

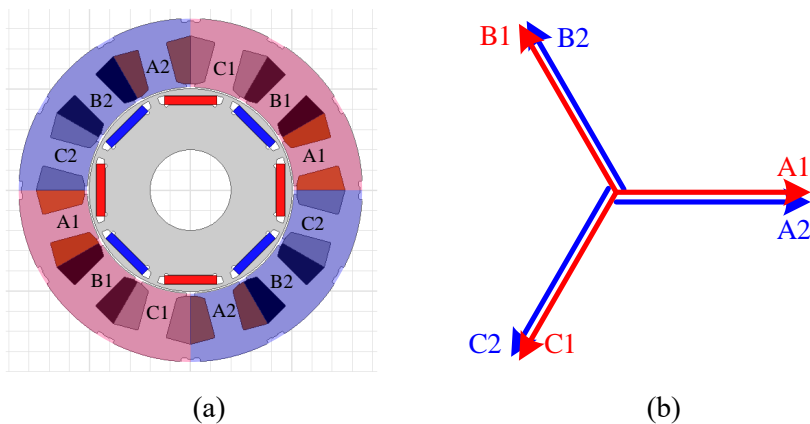


그림 1-3. 동상으로 구성된 이중 삼상 전동기  
(a) 단면도, (b) 위상도

각 구성 방식의 특징에 대해 살펴보면, 먼저 그림 1-2 방식의 가장 큰 장점은 전동기의 6 고조파 토크 리플(torque ripple)의 상쇄이다 [4] - [5]. 해당 방식의 제한점으로는, 전동기의 극 수와 슬롯 수의 관계가 특정 조건을 만족할 때만 해당 결선이 가능하다는 것이 있다. 또한, 해당 결선 방식에서는, 두 삼상 권선 사이의 상호 인덕턴스(mutual-inductance)가 크다는 특징이 있다. 한편, 두 삼상 권선의 전기적 위상이  $30^\circ$  차이를 갖기 때문에, 공간 고조파(spatial harmonics)에 의해 변동하는 각 삼상 권선의 d, q축 자기 인덕턴스(self-inductance)는 순시적으로 다르다. 이에 따라, 과도 상태(transient)에서 두 삼상 권선의 d, q축 전류 응답이 다르고, 또한 정상 상태에서도 두 d, q축 전류의 6 고조파 리플이 서로 다르게 발생한다. 본 논문의 4.2.1절에서 수식화를 통해 설명하겠지만, 두 삼상 권선의 d, q축 전류가 순시적으로 다르면, 두 권선 사이의 상호 인덕턴스가 전류 제어에 영향을 미치기 때문에, 해당 이중 삼상 권선 구조에서는 별도의 디커플링(dcoupling) 제어가 필요하다 [6] - [8].

한편, 그림 1-3 방식의 특징은 그림 1-2와는 반대로, 6 고조파의 토크 리플이 상쇄되지 않는다는 단점과, 슬롯의 숫자가 3의 짝수 배수이면 구성이 가능하다는 점, 그리고 두 삼상 권선이 동상이기 때문에 해당 권선들에서 보이는 d, q축 인덕턴스는 순시적으로 같고 디커플링 제어가 필요하지 않다는 장점이 있다. 또한 두 삼상 권선 사이에 상호 인덕턴스가 존재하지만, 그림 1-2 방식에 비하면 작은 수준이다. 참고 문헌 [5]에 제시된 예시에 따르면, 같은 10 극 12 슬롯 전동기의 철심 구조에 대해,  $30^\circ$ 의 위상 차이를 갖고 이중 삼상 권선을 결선 하였을 경우, 두 삼상 권선에 대하여 자기 인덕턴스 대비 상호 인덕턴스의 비율이 45.0%로 분석되었다. 반면 동상으로 결선 하였을 경우 해당 비율이 8.4%로 나타난다는 분석 결과가 제시되어있다.

다음으로, 토크 제어, 속도 제어 혹은 서보(servo) 시스템에 사용되는 전동기에는 일반적으로 회전자의 위치 정보를 제공하는 장비가 부착되어있다. 해당 장비의 종류에는 홀 효과(Hall effect) 기반의 위치 측정기, 엔코더(encoder), 레졸버(resolver) 등이 있다. 이때, 견인용 전동기 시스템과 같이 높은 신뢰성을 요구하는 시스템에서는, 회전자 위치 측정 장비의 고장 상황에서도 전동기가 최소한의 작동을 하도록 요구된다. 또, 저가(low-end) 시스템에서는 시스템 제작 비용의 절감을 위해 회전자 위치 측정 장비 자체가 부착되어있지 않을 수 있다. 위와 같은 상황들에서, 시스템의 신뢰성을 높이거나 비용 절감을 위해 연구 및 개발되어온 기술이 위치 센서리스(sensorless) 제어 알고리즘이다. 해당 알고리즘은 위치 측정을 위한 별도의 장비 없이 전동기의 고유 특성을 기반으로 회전자의 위치를 추정하는 기술이며, 산업용 전동기에 전반적으로 적용되고있다.

센서리스 제어 알고리즘은 크게 두 가지 기술로 분류되는데, 첫 번째로는 회전자의 속도가 중·저속 이상 일 때 사용되는 모델 기반 센서리스(model-based sensorless) 알고리즘이다 [9] - [12]. 해당 기법은 전동기의 역기전력의 크기가 충분한 상황에서 사용이 가능하기 때문에 회전자가 정지해 있거나, 회전 속도가 극저속인 구간에서는 사용이 어렵다. 이에 따라, 정지 상태부터 저속 까지의 구간에서 사용되는 다른 한 가지의 센서리스 기법이 신호 주입 센서리스(signal-injection sensorless) 알고리즘이다 [13] - [22].

신호 주입 센서리스는 특정 교류 전압 신호를 주입하였을 때 발생하는 전류의 응답 특성을 관측하며 회전자의 위치를 추정하는 기법이다. 특히 해당 전류 응답은 회전자의 자기적 돌극성(magnetic saliency)에 기반하여 위치 정보로 해석되기 때문에, d축 인덕턴스와 q축 인덕턴스의 차이가 큰 매입형 영구자석 동기 전동기(interior permanent magnet synchronous motor: IPMSM)가 해당 센서리스 기법의 주된 적용 대상이다.

한편, 신호 주입 센서리스 알고리즘의 실행에 의해 발생하는 전류 응답이 전동기의 토크에 미치는 영향이 미미하도록, 주입하는 전압

신호의 주파수를 운전 주파수 대역에 비해 상당히 높게 설정하는 것이 일반적이다. 이때, 인버터 기반 시스템을 통해 합성할 수 있는 전압의 가장 높은 주파수는, 해당 인버터의 스위칭 주파수(**switching frequency**)와 동일하다. 반면, 주입 전압의 주파수로는, 최대값인 스위칭 주파수에 비해 반 스위칭 주파수(**half switching frequency**)가 선호된다. 그에 대한 이유는 반 스위칭 주파수 주입 센서리스가 스위칭 주파수 주입 센서리스에 비해, 인버터 및 전동기의 비이상적인(**non-ideal**) 요인으로 인해 발생하는 위치 추정 알고리즘의 외란(**distortion**)에 더 강인하기 때문이다 [22].

반면, 신호 주입 센서리스는 정확한 위치 추정 성능을 갖고 있음에도 불구하고 특정 분야에서는 그의 적용이 꺼려지는데, 가장 큰 이유 중 한 가지가 바로 가청 소음(**acoustic noise**)이다. 해당 사항에 대한 해결책으로 많은 관심을 받고 있는 것이 스위칭 주파수 주입 센서리스이다. Infineon社에서 2020년 9월에 발표한 자료에 따르면 [23], 600 V 이상의 내압을 갖는 소자로 구성된 인버터에 대하여, 100 kW 이하 수준에서 사용되는 범용 인버터는 일반적으로 4 ~ 8 kHz의 스위칭 주파수를 갖고, 100 kW 이상에서 사용되는 범용 인버터는 2 ~ 4kHz 수준의 스위칭 주파수를 갖는다고 한다. 또한 서보 전동기 구동 목적의 인버터는 최대 16 kHz 정도의 스위칭 주파수를 갖는다고 한다. 향후, SiC 반도체를 사용하는 인버터의 스위칭 주파수가 20 kHz를 넘게 된다면, 스위칭 주파수 주입 센서리스 알고리즘 수행 시 발생하는 소음이 인간의 가청 주파수 범위를 넘게 되므로, 신호 주입 센서리스의 적용 가능 분야의 종류가 증가할 것으로 예상된다.

한편, 스위칭 주파수 주입 센서리스 알고리즘은 반 스위칭 주파수 주입 센서리스에 비해 상대적으로 외란에 대한 민감도가 높다고 언급하였는데, 본 논문에서는 스위칭 주파수 주입 센서리스 제어를 이중 삼상 전동기에서 구현 함으로써, 해당 약점을 보완할 수 있는 가능성에 대하여 서술해보고자 한다.

먼저, 그림 1-1과 같이 이중 삼상 전동기의 두 삼상 권선에는

독립적으로 전압 합성이 가능한 인버터가 각각 연결되어 있다. 이에 따라, 두 삼상 권선에는 스위칭 주파수의 전압 신호를 비대칭적으로 주입할 수 있다. 이때, 해당 비대칭 신호가 특정 조건을 만족하는 방식으로 주입된다면, 각 삼상 권선에서 발생하는 전류 응답을 평균내어 위치 정보로 해석할 때, 회전자 위치 추정 알고리즘에서 발생하는 외란을 상쇄할 수 있다는 점을 발견하였다. 본 논문에서는 해당 사항에 착안하여 이중 삼상 전동기의 비대칭 신호 주입 센서리스 기법을 제안하고자 한다. 참고로,  $30^\circ$ 의 위상 차이를 갖고 구성된 이중 삼상 전동기에 비대칭 신호 주입을 구현할 때, 디커플링 제어로 인해 발생하는 전압 지령의 양상을 추가로 고려해줘야하기 때문에, 본 논문에서는 그림 1-3과 같이 동상으로 구성된 이중 삼상 전동기의 경우로 연구의 내용을 제한하여 진행한다.

다음으로, 그림 1-1과 같이, 두 대의 인버터가 하나의 직류단 캐패시터를 공유하는 경우, 해당 캐패시터에 흐르는 교류 전류의 실효값을 줄이기 위해 PWM 캐리어 인터리빙(carrier interleaving)에 대한 많은 연구들이 진행되어왔다 [24] - [30]. 해당 캐패시터 전류는 캐패시터 내부의 등가 직렬 저항(equivalent series resistance: ESR)에서 발생하는 발열량과 직접적인 연관이 있기 때문에, 해당 전류의 저감은 캐패시터의 크기를 감소시킬 수 있는 요인이 되며, 결과적으로 시스템의 비용을 줄일 수 있다. 이때, 역률이 높은 운전에서 SVPWM(space vector pulse width modulation)을 진행하는 경우, [24]에 제시된  $90^\circ$  캐리어 인터리빙의 전류 저감 효과가 가장 좋다.

해당 운전 기법에서는, 한 인버터가 유효 전압 벡터를 합성하는 시점에, 다른 인버터는 상 전류(phase current) 측정을 위해 전류를 샘플링(sampling) 하고 있다. 상호 인덕턴스가 무시할 수 없는 크기로 존재하는 이중 삼상 전동기 시스템의 경우, 해당 상황은 전류 측정에 잡음(noise)을 유발한다. 이때, 신호 주입 센서리스 알고리즘은 전류 측정 가능 범위 대비 작은 전류 응답을 사용하기 때문에, 작은 측정 잡음으로도 회전자 위치 추정에 큰 오차가 발생할 수 있다. 따라서, 이중



삼상 전동기의 스위칭 주파수 주입 센서리스에 적용할 수 있는 새로운 인터리빙 기법이 필요하다.

마지막으로, 두 인버터가 각각 삼상 권선에 유기하는 영상분 전압(zero sequence voltage)의 전압 변동(dv/dt)으로 인해, 전동기의 베어링(bearing)에 존재하는 기생 캐패시턴스(parastic capacitance)에 전하가 주기적으로 충전 및 방전되는 현상이 발생한다 [31] - [34]. 이는 베어링에 방전 가공(electrical discharge machining: EDM)을 유발하며, 해당 현상이 장시간 지속되면 베어링의 파괴로 이어진다. 이에 따라, 본 논문에서 제안되는 기법에서 발생하는 영상분 전압의 양상에 대한 고찰 또한 필요하다.

## 1.2. 연구의 목적

본 논문의 연구 목적은 크게 세 가지로 분류할 수 있다. 첫 번째로, 일반적인 단일 삼상 전동기(single three-phase motor)에 대한 스위칭 주파수 주입 센서리스에서 발생하는 위치 추정 오차를, 전기각 한 주기에 대한 고조파의 형태로 살펴보고 그 원인을 분석한다. 기존의 연구에서도 유사한 분석을 시도한 논문들이 있다 [22], [38] - [43]. 해당 논문들에 제시된 실험 결과에는 1, 2, 3, 6 고조파의 위치 추정 오차가 우세하게 나타나는데, 해당 논문들을 종합적으로 살펴보았을 때, 2, 3, 6 고조파의 원인 분석은 진행되어있지만 1 고조파에 대한 원인 분석은 진행되어있지 않다. 본 논문에서는, 스위칭 주파수 주입 센서리스 운전에서 발생하는 1 고조파의 위치 추정 오차에 대한 근본적인 원인을 분석하고자 한다. 또한 해당 분석에 대한 이론적, 실험적 근거를 제시한다.

두 번째로, 스위칭 주파수 주입 센서리스를 이중 삼상 전동기의 두 삼상 권선에 비대칭적으로 적용함과 동시에, 각 삼상 권선에서 발생하는 전류 응답을 평균내어 회전자의 위치 정보를 얻는 상황을 가정한다. 이때, 주입되는 비대칭 신호가 어떤 조건을 만족할 때, 위치 추정 오차의 홀수 고조파 성분들이 서로 상쇄되어 감소하는지 분석한다. 또한, 해당 분석을 기반으로 비대칭 신호 주입 센서리스 기법을 제안한다. 다음으로, 해당 기법의 실행 상황에서 두 삼상 권선 사이의 상호 인덕턴스로 인해 문제가 발생하지 않는지 검토한 뒤, 제안된 비대칭 신호 주입 센서리스 기법의 성능을 실험을 통해 검증한다.

세 번째로, 직류단 캐패시터에 흐르는 교류 전류의 실효값을 감소시키기 위해 새로운 인터리빙 기법을 제안한다. 이때, 제안되는 인터리빙 기법은, 앞서 제안한 비대칭 신호 주입의 구현과 상충되지 않아야한다. 그에 대한 결과로, 비대칭 신호 주입 센서리스 알고리즘을 수행하는 동시에, 직류단 전류의 교류 성분이 제안된 인터리빙 기법을 통해 감소하는지 실험적으로 검증한다. 추가적으로, 제안된 방법들에서 발생하는 영상분 전압 및 베어링 전류에 대해 [31] - [37]을 기반으로 짧게 평가해본다.

### 1.3. 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성된다.

제 1장에서는 본 논문의 연구 배경 및 목적에 대해 논의한다.

제 2장에서는 연구를 진행하기 위해 필요한, 여러가지 좌표계의 정의, 신호 주입 센서리스 알고리즘의 기본 원리, 위치 및 속도 관측기, 대역 차단 필터 및 전류 제어기에 대한 기본적인 설명을 진행한다.

제 3장에서는 스위칭 주파수 주입 센서리스 알고리즘에서 발생하는 위치 추정 오차의 여러가지 발생 원인들에 대해 다룬다. 특히, 위치 추정 오차의 1 고조파 성분에 대해서는 새로운 분석을 제안하며, 2, 3, 6 고조파들에 대해서는 참조 문헌의 내용들에 대한 소개를 진행한다.

제 4장에서는 제 3장에서 진행한 분석을 기반으로, 위치 추정 오차의 홀수 고조파를 상쇄할 수 있는, 스위칭 주파수의 비대칭 신호 주입 센서리스 기법을 제안한다. 이때, 이중 삼상 전동기의 두 삼상 권선 사이의 상호 인덕턴스가 센서리스 제어에 미치는 영향을 분석한다.

제 5장에서는 제 4장에서 제안한 비대칭 신호 주입 센서리스와 병행할 수 있는 새로운 인터리빙 기법을 제안하며, 참조 문헌들을 기반으로 제안된 방법의 영상분 전압 및 베어링 전류에 대해 짧게 논의한다.

제 6장에서는 앞 장들에서 제안된 분석에 대한 타당성 및 제안된 방법들의 성능에 대하여 실험적인 검증을 진행한다.

제 7장에서는 본 논문의 연구 내용을 정리하고 향후 연구에 대하여 언급하며 본 논문을 마무리한다.

## 제 2 장. 구형과 주입 센서리스의 기본 원리

신호 주입 센서리스 제어 기법은 회전자의 전기각 위치를 추정하는 여러 가지 방법들 중 한 가지로, 최근 30년간 활발한 연구 및 개발이 진행되어 왔다 [13] - [22]. 해당 기법은 고정자 권선에 고주파 전압을 주입함에 따라 유도되는 전류의 응답이, 주입 각과 실제 회전자 위치의 관계에 따라 변동하는 특성을 이용한다. 이 특성은 전동기의 돌극성에 의해 발생하기 때문에, 매입형 영구자석 동기 전동기(interior permanent magnet synchronous motor: IPMSM)나 동기형 릴럭턴스 전동기(synchronous reluctance motor: SynRM)와 같이 돌극성이 큰 전동기일수록 신호 주입 센서리스 제어 알고리즘의 적용에 유리하다. 이때, 주입되는 고주파 전압은 같은 주파수의 전류 맥동을 유발하는데, 이는 토크의 맥동으로 이어진다. 따라서, 토크 맥동의 크기를 줄이기 위해 추정된 동기 좌표계의 d축에 고주파 전압을 주입하는 것이 일반적이다.

신호 주입 센서리스에서 고주파 전압의 파형은 크게 정현파(sine-wave)와 구형파(square-wave)로 나뉘며, 유도된 전류 응답으로부터 회전자의 위치 정보를 구해내는 것에도 여러 가지 방법이 존재한다 [13] - [22]. 본 논문에서는, 구형파 전압을 주입하고 그로 인해 유도 되는 전류의 차분(differential)을 이용하여 회전자의 위치를 추정하는 방식 [13] - [18]에 대하여 논하고자 한다. 이후로 본 논문에서 언급 되는 구형파 주입 센서리스 제어는 해당 방법을 지칭하는 것이다. 구형파 주입 센서리스 제어는 전류 응답으로부터 회전자의 위치 정보를 구해내는 신호 처리 과정에 저역 통과 필터(low pass filter: LPF)가 사용되지 않기 때문에 동특성이 빠르다는 장점이 있다.

본 장의 2.1절에서는, 본 논문에서 사용할 여러 가지 좌표계들에 대한 정의가 이루어지고, 고주파 인덕턴스에 대한 설명 및 그를 바탕으로한 전류 응답의 수식화가 이루어진다. 이와 더불어 전류 응답으로부터 회전자의 위치 정보를 구해내는 신호 처리 방법이 다루어진다. 다음으로 2.2절에서는 얻어진 위치 정보를 기반으로 회전자의 전기각 위치 및

회전 속도를 추정하는 관측기에 대한 소개가 이루어진다. 마지막으로 고주파 전류를 필터링(filtering) 해주는 대역 저지 필터(band-stop filter) 및 전류 제어를 포함한 전체 제어기의 구조에 대한 소개를 진행한다.

## 2.1. 구형과 전압 주입에 따른 전류 응답

### 2.1.1. 여러 가지 좌표계의 정의

본 논문에서는 그림 1-1에 도시되어있는 세 가지 직교 좌표계(cartesian coordinate)를 사용하는데, 각 그림은 (a) 정지 좌표계(stationary reference frame: SRF), (b) 회전자 좌표계(rotor reference frame: RRF), (c) 추정 회전자 좌표계(estimated rotor reference frame: ERRF)를 나타낸다.

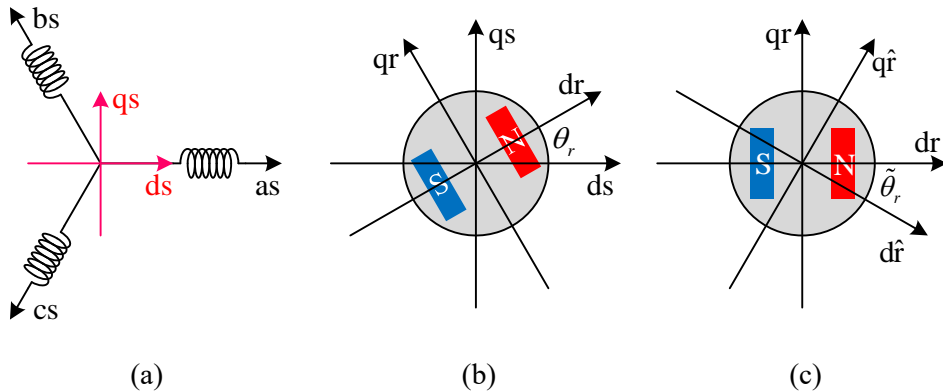


그림 2-1. 여러 가지 좌표계의 정의

(a) 정지 좌표계, (b) 회전자 좌표계, (c) 추정 회전자 좌표계

먼저 직교 좌표계에서 표현되는 전압, 전류, 쇄교자속 등의 벡터들은 (2.1)의 좌변과 같이 굵은 글씨체의 벡터 변수로 표현이 가능하다. 이때, 수식 내의 ‘ $\mathbf{x}$ ’와 ‘ $x$ ’는 전압에 대해 ‘ $\mathbf{v}$ ’와 ‘ $v$ ’, 전류에 대해 ‘ $\mathbf{i}$ ’와 ‘ $i$ ’, 쇄교자속에 대해 ‘ $\lambda$ ’와 ‘ $\lambda$ ’로 대체된다. 윗첨자 ‘e’는 해당 벡터가 소속된 좌표계를 표현하며, 정지 좌표계에서는 ‘s’, 회전자 좌표계에서는 ‘r’, 추정 회전자 좌표계에서는 ‘ $\hat{r}$ ’로 대체된다.

$$\mathbf{x}_{dq}^e = \begin{bmatrix} x_d^e \\ x_q^e \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

다음으로 그림 1-1의 (a)에는 삼상(three-phase) abc 좌표계와 정지

좌표계의 관계가 표현되어있는데, 그림에서 볼 수 있듯 삼상 좌표계의 a상과 정지 좌표계의 d축은 일치한다. 영상분(zero-sequence)을 제외하면, 삼상 좌표계와 정지 좌표계의 관계는 (2.2)로 표현된다.

$$\mathbf{x}_{dq}^s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a^s \\ x_b^s \\ x_c^s \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

그림 1-1의 (b)는 매입형 영구자석 동기 전동기의 회전자를 예시로 회전자 좌표계를 표현하고 있다. 그림에서 볼 수 있듯, 회전자 좌표계의 d축은 영구자석의 N극에서 발생하는 자속의 방향과 일치하도록 정의된다. 이는 무부하 상황에서 역기전력이 모두 q축에만 존재하도록 함이다. 또한 정지 좌표계와 회전자 좌표계 사이의 각을  $\theta_r$ 로 정의한다. 회전 변환 행렬 (2.3)을 사용하여 정지 좌표계와 회전자 좌표계의 관계를 (2.4)와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{R}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

$$\mathbf{x}_{dq}^r = \mathbf{R}(-\theta_r) \mathbf{x}_{dq}^s. \quad (2.4)$$

마지막으로, 그림 1-1의 (c)에서 표현된 추정 회전자 좌표계는, 센서리스 제어 시, 위치 추정 알고리즘이 추정하고 있는 회전자의 위치를 나타내는 좌표계이고, 정지 좌표계를 기준으로 추정 회전자 좌표계의 위치를  $\hat{\theta}_r$ 로 정의 한다. 또한 실제 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계 사이의 각  $\tilde{\theta}_r$ 를 (2.5)와 같이 정의한다. 해당 변수를 사용하여, 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계의 관계를 (2.6)와 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{\theta}_r \triangleq \theta_r - \hat{\theta}_r. \quad (2.5)$$

$$\mathbf{x}_{dq}^r = \mathbf{R}(\tilde{\theta}_r) \mathbf{x}_{dq}^r. \quad (2.6)$$

### 2.1.2. 고주파 인덕턴스

아홉 가지 강자성(ferromagnetic) 물질의 B-H 곡선(B-H curve)이 그림 2-2에 나타나있다 [44]. 그림에서 제시된 강자성 물질들은 자계의 세기(magnetic field intensity, H)가 강해짐에 따라 자기 포화(magnetic saturation)가 일어나 투자율(permeability,  $\mu$ )이 감소한다. 그림의 2번 곡선에서 볼 수 있듯이, 전동기의 코어 물질(core material)로 자주 사용되는 규소강(silicon steel)에서도 같은 성질이 발현된다. 이에 따라 대부분의 전동기에서, 무부하 운전 영역을 제외한 전반적인 운전 영역에서 정적 인덕턴스(static inductance)와 동적 인덕턴스(dynamic inductance)는 다른 값을 갖는다. 두 인덕턴스의 정의는 각각 (2.7)과 (2.8)과 같고, 인덕턴스를 기반으로 하는 임의의 수식 전개에서 정적 인덕턴스와 동적 인덕턴스는 선별적으로 사용되어야 한다.

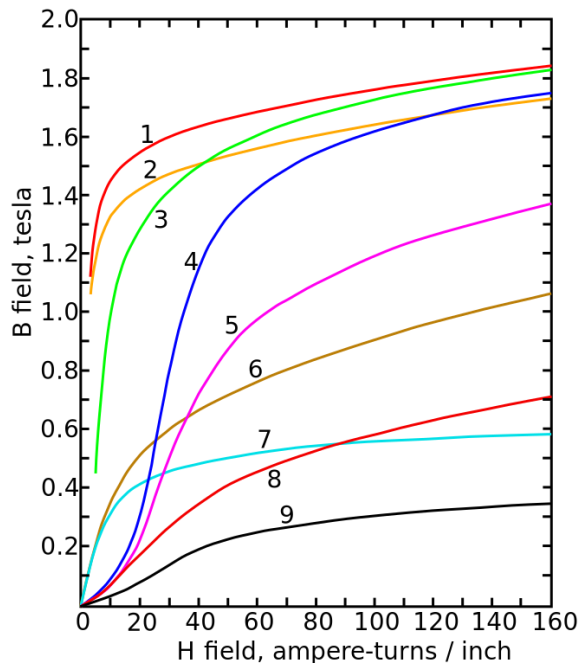


그림 2-2. 아홉 가지 강자성 물질의 B-H 곡선

- ① 강철 (standard steel), ② 규소강 (silicon steel), ③ 연강 (soft steel),
- ④ 텅스텐 강철 (tungsten steel), ⑤ 자석강 (magnet steel),
- ⑥ 주철 (cast iron), ⑦ 니켈 99% (nickel), ⑧ 캐스트 코발트 (cast cobalt),
- ⑨ 자철석 (magnetite,  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ )

먼저, 정적 인덕턴스는 전동기의 기본 주파수 대역(fundamental frequency band)에서 나타나는 인덕턴스이다. 식 (2.7)의  $\lambda_f$  를 영구자석의 쇄교자속이라고 할 때, 고정자 권선의 쇄교자속인  $\lambda_{dqs}^r$  에서  $[\lambda_f \ 0]^T$  를 뺀 값의 d, q 성분을 각각 d, q 전류로 나누어줌에 따라 정적 인덕턴스가 계산된다. 일반적으로 명목 인덕턴스(nominal inductance)는 정격 전류 운전점에서의 정적 인덕턴스를 의미한다.

$$\lambda_{dqs}^r = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{i}_{dqs}^r + \begin{bmatrix} \lambda_f \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

다음으로 동적 인덕턴스는 (2.8)에서 볼 수 있듯, 회전자 좌표계에서, 고정자 권선의 쇄교자속을 전류로 편미분한 야코비언 행렬(Jacobian matrix) 형태로 정의된다.

$$\frac{\partial \lambda_{dqs}^r}{\partial \mathbf{i}_{dqs}^r} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_{ds}^r}{\partial i_{ds}^r} & \frac{\partial \lambda_{ds}^r}{\partial i_{qs}^r} \\ \frac{\partial \lambda_{qs}^r}{\partial i_{ds}^r} & \frac{\partial \lambda_{qs}^r}{\partial i_{qs}^r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh} & L_{dqh} \\ L_{qdh} & L_{qh} \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

회전자 좌표계의 전류가 충분히 작은 쪽으로 변할 때, 해당 전류의 변화량으로 인한 쇄교자속의 변화량에는 동적 인덕턴스의 특성이 반영된다. 예를 들어, 회전자 좌표계에서 임의의 교류 전압이 전동기의 고정자 권선에 인가될 때, 주파수가 높을수록 인덕턴스의 임피던스가 크기 때문에 유도되는 교류 전류의 진폭은 작아진다. 이때 해당 전류가 충분히 작은 진폭을 갖는다면, 전압과 전류의 관계에는 동적 인덕턴스가 작용한다. 이를 신호 주입 센서리스 제어의 상황에 대입할 수 있다. 고주파 주입 전압과 유도 전류 사이의 관계에 작용하는 인덕턴스를 고주파 인덕턴스라고 명명했을 때, 유도 전류의 진폭이 충분히 작다는 가정 하에 고주파 인덕턴스는 동적 인덕턴스로 근사될 수 있다.



### 2.1.3. 전류 응답의 수식화

이번 절에서는 앞에서 정의한 좌표계들과 고주파 인덕턴스를 사용하여, 구형파 주입 센서리스에서 고주파 전압으로 인해 유도되는 전류 응답을, 디지털 제어기의 샘플링(sampling) 시점 단위로 수식화 한다. 최종적으로 샘플링 시점마다 측정된 유도 전류를 사용하여 위치 추정 알고리즘에 사용될 신호를 어떻게 구하는지 정리한다.

먼저, 구형파 주입 센서리스의 전압 지령은 (2.9)와 같다.

$$\mathbf{v}_{dqsh}^r * [n] = \begin{bmatrix} v_{inj}^* [n] \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_h \cdot clk [n] \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{R}(\tilde{\theta}_r) \cdot \mathbf{v}_{dqsh}^r [n+1]. \quad (2.9)$$

위 식에서 윗 첨자 '\*'는 해당 변수가 지령임을 의미한다. 또한 아랫첨자 'h'는 해당 변수가 주입 주파수 대역의 변수임을 뜻하는 표시로, 기본 주파수 대역과 분리하여 생각하기 위함이다. 참고로 기본 주파수 대역은 아랫첨자 'f'로 표현한다. 실제 회전자 좌표계의 위치를 모르기 때문에, 구형파 전압은 추정 회전자 좌표계의 d축에 주입되며 구형파 전압은 계수  $V_h$ 와  $clk[n]$ 의 곱으로 계산된다.  $clk[n]$ 은 선정된 주입 주파수로 -1과 1을 반복하는 신호이다. 참고로 주입 주파수를 스위칭 주파수와 같게 설정 하려면 반드시 더블 샘플링(double sampling)이 이루어져야한다. 한편 q축 전압 지령은 0으로 유지된다. 마지막으로, 인버터를 통해 합성되는 주입 전압을 실제 회전자 좌표계로 변환하면 (2.9)의 우변 처럼 정리된다. 이 때, PWM 지령은 1 샘플링 주기 뒤에 합성되기 시작하기 때문에 그 시점을  $n+1$ 로 표현할 수 있다.

다음으로, 임의의 샘플링 시점 전류와 그 이전 시점 전류 사이의 차분  $\Delta \mathbf{i}_{dqsh}^r$  을 (2.10)과 같이 정의할 때, 주입된 고주파 전압으로 인해 유도되는 전류의 응답은 고주파 인덕턴스와 함께 (2.11)과 같이 정리된다. 해당 수식에 표현된 대로,  $n$  샘플링 시점에서 합성되기 시작하는 전압이 유도하는 전류의 차분은  $n+1$  샘플링 시점에서 측정된다.

$$\Delta \mathbf{i}_{dqsh}^r [n] = \mathbf{i}_{dqsh}^r [n] - \mathbf{i}_{dqsh}^r [n-1]. \quad (2.10)$$

$$\mathbf{v}_{dqsh}^r[n] = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} L_{dh} & L_{dqh} \\ L_{qdh} & L_{qh} \end{bmatrix} \cdot \Delta \mathbf{i}_{dqsh}^r[n+1]. \quad (2.11)$$

다음으로, (2.9)와 (2.11)의 연립을 통해  $n$  샘플링 시점의  $\Delta \mathbf{i}_{dqsh}^r$  은 두 샘플링 전 시점의  $clk$  신호와 더불어 (2.12)와 같이 표현된다.

$$\Delta \mathbf{i}_{dqsh}^r[n] = \frac{V_h T_s}{L_{dh} L_{qh} - L_{dqh}^2} \begin{bmatrix} L_{qh} \cos(\tilde{\theta}_r) + L_{dqh} \sin(\tilde{\theta}_r) \\ -L_{dh} \sin(\tilde{\theta}_r) - L_{dqh} \cos(\tilde{\theta}_r) \end{bmatrix} \cdot clk[n-2]. \quad (2.12)$$

이때 실제 회전자 좌표계는 알지 못하기 때문에, 각 샘플링 시점에서 측정된 전류의 차분은 추정 회전자 좌표계로 변환되어  $\Delta \mathbf{i}_{dqsh}^r$  로 표현된다. 해당 변수는 (2.6)의 회전변환을 통해 (2.13)처럼 정리된다. (2.13)의  $I_\Sigma$ ,  $I_\Delta$ ,  $\phi_\Delta$  는 (2.14), (2.15), (2.16)와 같이 정리되며, 그들의 내부 변수인  $\Sigma L_h$  와  $\Delta L_h$  는 (2.17)과 (2.18)로 정의된다.

$$\Delta \mathbf{i}_{dqsh}^r[n] = \mathbf{R}(\tilde{\theta}_r) \cdot \Delta \mathbf{i}_{dqsh}^r[n] = \begin{bmatrix} I_\Sigma + I_\Delta \cos(2\tilde{\theta}_r - 2\phi_\Delta) \\ I_\Delta \sin(2\tilde{\theta}_r - 2\phi_\Delta) \end{bmatrix} \cdot clk[n-2]. \quad (2.13)$$

$$I_\Sigma = \frac{V_h T_s \Sigma L_h}{L_{dh} L_{qh} - L_{dqh}^2}. \quad (2.14)$$

$$I_\Delta = \frac{V_h T_s \sqrt{L_{dqh}^2 + \Delta L_h^2}}{L_{dh} L_{qh} - L_{dqh}^2}. \quad (2.15)$$

$$\phi_\Delta = \frac{1}{2} \text{atan} 2(L_{dqh}, -\Delta L_h). \quad (2.16)$$

$$\Sigma L_h \triangleq \frac{L_{dh} + L_{qh}}{2}. \quad (2.17)$$

$$\Delta L_h \triangleq \frac{L_{dh} - L_{qh}}{2}. \quad (2.18)$$

센서리스 알고리즘에서 위치 추정을 성공적으로 한다는 것은 실제 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계의 위상차인  $\tilde{\theta}_r$  가  $0^\circ$ 로 수렴하는 것을 의미한다. 식 (2.13)의 q축 성분인  $\Delta i_{qsh}^r$  는  $\phi_\Delta$  가 매우 작을 때,  $\tilde{\theta}_r \approx 0^\circ$  에서 0이 되는 특성을 갖는다. 따라서 (2.13)에서 d축 신호는

제외하고 q축 전류 응답만을 이용하여 위치 추정에 사용할 신호를 (2.19)와 같이 구성한다.

$$i_{sig} \triangleq \Delta i_{qsh}^r \cdot clk[n-2] = I_{\Delta} \cdot \sin(2\tilde{\theta}_r - 2\phi_{\Delta}). \quad (2.19)$$

위 수식에서  $i_{sig}$ 는  $\Delta i_{qsh}^r$ 와 두 샘플링 전 시점의  $clk$  신호의 곱을 통해 연산된다. 신호 처리 수식화의 최종 단계로,  $\tilde{\theta}_r$ 의 추정 값인  $\tilde{\theta}_{r,est}$ 를 (2.20)과 같이  $i_{sig}$ 를  $2 \cdot I_{\Delta 0}$ 로 나누어 구한다. 여기서  $I_{\Delta 0}$ 는, (2.15)에서 정의된  $I_{\Delta}$ 의 수식에 고주파 인덕턴스 대신 명목 인덕턴스를 대입하여 구한 값으로, 고주파 인덕턴스는 전류 운전점 및 회전자의 위치에 따라 순시적으로 바뀌기 때문에 실제  $I_{\Delta}$  대신  $I_{\Delta 0}$ 를 사용하여 신호 처리를 진행한다.

$$\tilde{\theta}_{r,est}[n] = \frac{1}{2} \cdot \frac{i_{sig}}{I_{\Delta 0}} \approx \frac{1}{2} \sin(2\tilde{\theta}_r - 2\phi_{\Delta}) \approx \tilde{\theta}_r - \phi_{\Delta}. \quad (2.20)$$

$\tilde{\theta}_{r,est}$ 는  $\tilde{\theta}_r \approx \phi_{\Delta}$ 일 때, 선형 근사(linear approximation)되어  $\tilde{\theta}_r - \phi_{\Delta}$ 와 유사한 값을 갖는다.  $\tilde{\theta}_{r,est}$ 는 다음 절에서 소개되는 회전자의 위치 및 속도 관측기의 입력으로 사용된다. 해당 관측기는  $\tilde{\theta}_{r,est}$ 가  $0^\circ$ 가 되도록 추정 회전자 좌표계를 제어하며, 최종적으로  $\tilde{\theta}_r = \phi_{\Delta}$ 이 만족하는 지점으로 수렴한다.  $\phi_{\Delta}$ 는 일반적으로 작은 값을 갖도록 기대되지만, 전류 운전점에 따라 큰 값을 갖는 경우가 발생한다.  $\phi_{\Delta}$ 는 위치 추정 오차로 환산되기 때문에,  $\phi_{\Delta}$ 에 의한 오차를 보상하고자 하는 연구들이 많이 진행되어왔다 [17], [18]. 하지만 본 논문에서는 이러한 오차는 고려하지 않도록 한다. 만약 오차가 무시할 수 없을 만큼 크다면, [17], [18]에서 제시된 제어 기법을 추가로 적용할 수 있다.

## 2.2. 전체 제어기 구성

본 절에서는 앞서 수식화한 위치 정보 신호를 사용하여, 위치 추정 알고리즘 및 전류 제어에 대한 전체 제어기 구성에 대하여 소개한다. 가장 먼저 전체 제어기 블록도는 그림 2-3과 같다. 그림에서 볼 수 있듯이, 전동기의 엔코더(encoder)나 레졸버(resolver)로부터 위치정보를 받지 않는 시스템으로 구성되었으며, 구형과 주입 센서리스 알고리즘을 통해 추정한 회전자의 위치 정보만으로 전동기를 제어한다.

다음으로, 제어기를 구성하고있는 여러 블록들 중 세 가지 블록, 위치 및 속도 관측기(position & speed observer), 대역 차단 필터(band stop filter, notch filter), 전류 제어기(current controller)에 대한 구체적 설명을 진행한다.

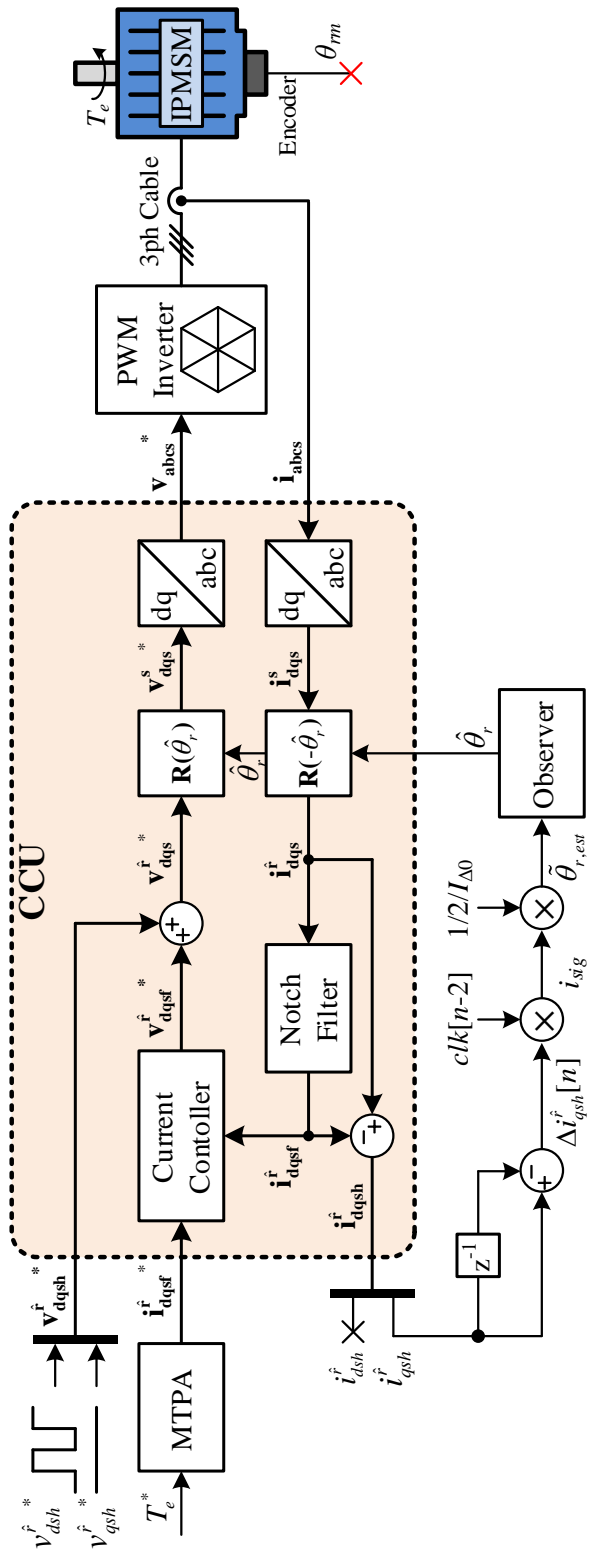


그림 2-3. 전체 제어기 블록도

### 2.2.1. 위치 및 속도 관측기 [45]

가장 먼저, 구형과 주입 후 신호 처리의 결과인  $\tilde{\theta}_{r,est}$ 로부터 회전자의 위치 및 속도를 추정하는 관측기에 대한 설명을 진행한다. 전동기의 상태 방정식(state equation)은 (2.21)과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \theta_{rm} \\ \omega_{rm} \\ T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_{rm} \\ \omega_{rm} \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} T_e. \quad (2.21)$$

위 식에서의  $\theta_{rm}$  과  $\omega_{rm}$  은 각각 회전자의 기계각 위치 및 기계각 속도이며,  $T_L$ 와  $T_e$ 는 각각 부하 토크 및 전동기가 발생시키는 토크이다. 다음으로,  $B$ 와  $J$ 는 각각 마찰 계수 및 관성 모멘트를 뜻한다.

이에 대하여 회전자 위치에 대한 전차원 관측기(full-order observer)를 (2.22)의 형태로 (2.23)과 같이 구성할 수 있다. 수식에서의 ‘ $\hat{\cdot}$ ’는 추정치를 의미하고, ‘ $\sim$ ’는 추정 오차, ‘ $\cdot$ ’는 미분을 뜻한다.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{L} \cdot (y - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}). \quad (2.22)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{rm} \\ \hat{\omega}_{rm} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{\hat{B}}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{rm} \\ \hat{\omega}_{rm} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{bmatrix} \left( \theta_{rm} - [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{rm} \\ \hat{\omega}_{rm} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} \right). \quad (2.23)$$

이득(gain) 벡터의 성분인  $L_1, L_2, L_3$ 는 원하는 동특성에 맞추어 선정할 수 있다. 기계각으로 수식화 된 (2.23)의 관측기를 전기각으로 환산하여, 본문에서 사용된 관측기의 블록도를 그림 2-4와 같이 표현할 수 있다.

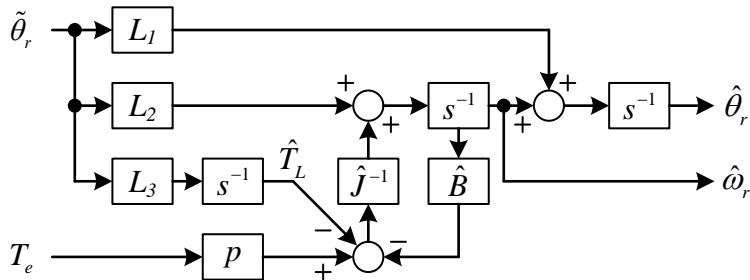


그림 2-4. 위치 및 속도 관측기

위 관측기는  $\tilde{\theta}_r$  와  $T_e$ 를 입력으로 하여  $\hat{\theta}_r$  과  $\hat{\omega}_r$  을 출력하는데, 이때 신호 처리를 통해 구한  $\tilde{\theta}_{r,est}$  를  $\tilde{\theta}_r$  에 대입하여 사용한다.  $T_e$ 는 측정된 기본파 전류와 (2.7)을 통해 구해진 쇄교자속의 외적(cross product)을 통해 계산하여 넣어주는데, 기계각에서 전기각으로 환산됨에 따라 회전자의 극 쌍수(pole pair number) ‘ $p$ ’를 곱해주어야 한다. 블록도에 사용된  $s^{-1}$ 은 적분기를 의미한다.

제정수 오차가 없다는 가정 하에 관측기의 상태 방정식은 (2.24)의 형태로 표현될 수 있으며, 이 식의 특성 방정식을 (2.25)와 같이 풀어 쓸 수 있다. 위치 관측기의 상태 변수 벡터  $\mathbf{x}$ 가 3차원이기 때문에 해당 특성 방정식은 세 개의 근을 갖는데, 세 근의 실수부가 모두 음수이며  $-\sigma$  보다 작다면,  $\tilde{\mathbf{x}}$  의 모든 성분은  $\tilde{\mathbf{x}}(0)e^{-\sigma t}$  보다 빠른 속도로 0에 수렴하는 것이 보장된다 [46].

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{LC})\tilde{\mathbf{x}}. \quad (2.24)$$

$$\det[s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{LC})] = s^3 + \frac{L_1 J + B}{J} s^2 + \frac{L_2 J + L_1 B}{J} s - \frac{L_3}{J} = 0. \quad (2.25)$$

### 2.2.2. 대역 차단 필터 [47]

서론에서 언급된 바와 같이, 본 논문에서는 스위칭 주파수의 구형과 전압 주입을 통해 구현되는 센서리스 기법을 주된 내용으로 다룬다. 이에 따라 측정된 전류에는 기본 주파수 대역 성분과 스위칭 주파수 대역 성분이 섞여있는데, 대역 차단 필터(band stop filter)를 사용하여 각각의 주파수를 분리시키는 것이 중요하다. 앞서 말했듯이 스위칭 주파수의 구형과 전압 주입을 위해서는 반드시 더블 샘플링을 사용해야하는데, 이는 스위칭 주파수가 제어기의 나이퀴스트 주파수(Nyquist frequency)와 일치하는 것을 의미한다. 나이퀴스트 주파수의 대역 차단 필터를 간단하게 설계하는 방법은 그림 2-5와 같은 2 탭(tap)의 이동 평균 필터(moving average filter)를 사용하는 것이다 [47].

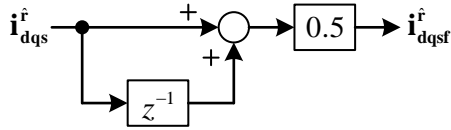


그림 2-5. 이동 평균 필터

20 kHz의 샘플링 주파수를 갖는 시스템에서 해당 필터를 구성하였을 때, 보드 선도(Bode plot)를 그림 2-6과 같이 (a) 크기와 (b) 위상에 대해 그릴 수 있다. 그림에서 볼 수 있듯이, 나이퀴스트 주파수인 10 kHz에서 크기가 -324.3 dB를 가지므로 해당 주파수를 완전히 차단한다고 할 수 있다.

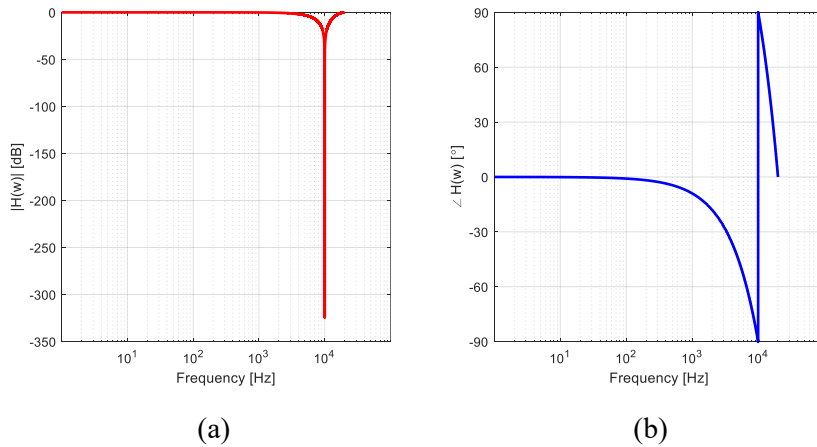


그림 2-6. 이동 평균 필터의 보드선도 (a) 크기 (b) 위상

결과적으로 샘플된 전류  $i_{dqs}^r$ 로부터 해당 필터를 사용하여 기본 주파수 대역 성분  $i_{dqsf}^r$ 를 추출하고, (2.26)을 통해 스위칭 주파수 대역 성분  $i_{dqsh}^r$ 를 구할 수 있다.  $i_{dqsf}^r$ 는 토크 제어를 위한 기본파 전류제어에 사용되고,  $i_{dqsh}^r$ 는 위치 추정 신호를 만드는데 사용된다.

$$i_{dqsh}^r = i_{dqs}^r - i_{dqsf}^r \quad (2.26)$$



### 2.2.3. 전류 제어기 [48]

신호 주입 센서리스가 수행되는 저속 영역에서는, 전동기의 토크 제어를 위하여 단위 전류 당 최대 토크(maximum torque per ampere: MTPA) 운전이 수행된다. 본 논문에서는 해당 운전을 참조표(look-up table)를 통해 구성한다. MTPA 운전을 위해서 그림 2-3의 왼쪽 상단에 표시된 것과 같이, 토크 지령으로부터 전류 지령을 만든다. 생성된 전류 지령을 합성하기 위해, 전동기의 전류 제어기로 가장 많이 사용되는 제어기는 상태 궤환 전류 제어기(state feedback current controller)와 복소수 벡터 전류 제어기(complex vector current controller)가 있다 [48]. 본 논문에서는 두 제어기 중 상태 궤환 전류 제어기를 선택하였으며, 해당 제어기의 블록도는 그림 2-7과 같다.

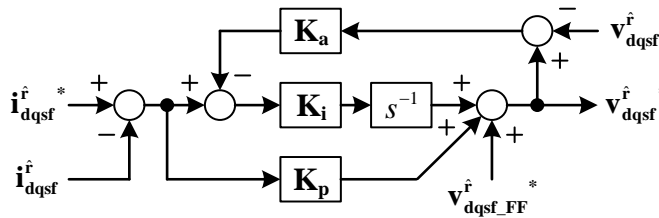


그림 2-7. 상태 궤환 전류 제어기

위 제어기는 비례-적분(proportional-integral: PI) 제어기 구조로 구성되었으며, 적분기는 디지털화 될 때 backward Euler 방식으로 구성된다. 입력은 대역 차단 필터를 통해 구해진 기본 주파수 대역 전류와 MTPA 전류 지령이며, 출력은 인버터 전압 지령이다. 전류 제어기의 대역폭(bandwidth)을  $\omega_{cc}$  로 지칭할 때, 비례 이득과 적분 이득은 명목 인덕턴스와 고정자 권선 저항  $R_s$ 를 통해 (2.27)과 (2.28)로 선정된다.

$$\mathbf{K}_p = \omega_{cc} \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

$$\mathbf{K}_i = \omega_{cc} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}. \quad (2.28)$$

전류 제어기의 전향(feedforward) 보상은 위치 및 속도 관측기의 출력인 추정 회전자 속도와 함께 (2.29)로 정리된다.

$$\mathbf{v}_{dqsf\_FF}^{\dot{r}*} = \hat{\omega}_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dqsf}^{\dot{r}} + \begin{bmatrix} \lambda_f \\ 0 \end{bmatrix} \right\}. \quad (2.29)$$

이는 비례-적분 제어기의 출력에 더해지며, 전류 제어기의 출력 전압,  $\mathbf{v}_{dqsf}^{\dot{r}*}$ 가 된다. 인버터가  $\mathbf{v}_{dqsf}^{\dot{r}*}$ 를 완벽히 합성하고 제정수 오차가 없다면, 전류 제어기의 전달함수는 (2.30)과 같이  $\omega_{cc}$ 가 차단 주파수(cut-off frequency)인 1차 저역 통과 필터(low pass filter)로 정리된다.

$$\mathbf{i}_{dqs}^r(s) = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \cdot \mathbf{i}_{dqs}^{\dot{r}*}(s). \quad (2.30)$$

그림 2-3에서 볼 수 있듯이, 전류 제어기의 출력 전압과 센서리스 알고리즘의 구형과 전압이 더해져 최종 전압 지령인  $\mathbf{v}_{dqs}^{\dot{r}*}$ 가 계산된다. 신호 주입 센서리스 알고리즘이 수행되는 저속 구간에서는 전동기의 역기전력이 크지 않기 때문에, 정상 상태(steady state)에서  $\mathbf{v}_{dqs}^{\dot{r}*}$ 가 인버터의 전압 합성 가능 영역을 벗어나지 않는다. 하지만 과도 상태(transient state)에서는  $\mathbf{v}_{dqs}^{\dot{r}*}$ 가 전압 합성 가능 영역을 벗어날 수 있고, 본 논문에서는 그러한 상황에서 최소 거리 과변조(minimum distance overmodulation)가 수행되도록 설정하였다 [49].

결과적으로 과변조가 발생하면, 인버터가 전압 지령을 제대로 합성하지 못함에 따라 전류 제어기의 적분기에 오차가 제한 없이 쌓이게 된다. 그러한 현상을 적분기의 와인드업(windup)이라고 정의하며, 이는 제어기의 응답 속도가 느려지게 만들고 심한 경우 제어기의 발산을 유발한다 [45]. 이를 방지하기 위해서는 그림 2-7과 같은 안티 와인드업(anti-windup)의 구성이 필요하다. 안티 와인드업 구현의 첫번째 단계로 이전 샘플링 시점에서 과변조로 인해 발생한 전압 오차를 저장한다. 다음 단계로 해당 전압 오차에 안티 와인드업 이득 ( $\mathbf{K}_a = \mathbf{K}_p^{-1}$ )을 곱하고, 이를 전류 제어기의 적분기 입력에서 빼준다. 이를 통해 안티 와인드업 구성이 완료된다.

### 제 3 장. 구형과 주입 센서리스의 고조파 분석

본 장에서는 스위칭 주파수의 구형과 주입 센서리스에서 발생하는 위치 추정 오차에 대하여 다룬다. 이와 더불어 제 1장에서 언급했던, 반스위칭 주파수 주입 센서리스에 비하여 스위칭 주파수 주입 센서리스에서 발생하는 위치 추정 오차가 더 큰 이유를 부가적으로 설명한다.

임의의 신호 주입 센서리스에 대한 성능을 평가할 때, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 위치 추정 오차가 얼마나 발생하는지는 매우 중요한 지표이다. 이는 주입된 전압과 유도된 전류 응답으로부터  $\tilde{\theta}_{r,est}$  를 만들어 내는 2.1.2절의 신호 처리부의 특성과,  $\tilde{\theta}_{r,est}$  로부터  $\hat{\theta}_r$  를 출력하는 2.2.1절의 위치 관측기의 특성에 영향을 받는다. 본 장에서는 위치 관측기의 영향을 제외하고, 순수 신호 처리부의 특성만을 확인하기 위하여 다음과 같은 상황의 결과를 센서리스의 평가 지표로 제시한다 [22].

우선, 회전자 위치를 정확하게 아는 상황에서 추정 회전자 좌표계를 실제 회전자 좌표계와 일치 시킨 후, 즉  $\tilde{\theta}_r = 0^\circ$  인 상황에서 고주파 전압 주입 및 신호 처리를 진행한다. 이때 2.1.2절에 제시된 이론을 바탕으로 해당 상황의 결과를 표현하면,  $\tilde{\theta}_{r,est}$  는 (2.20)에 의하여 회전자의 위치와 관계 없이 (2.16)에 제시된  $-\phi_\Delta$  로 구해질 것이다. 이를 그림으로 표현하면 아래의 그림 3-1과 같다. 그림에서  $\phi_\Delta$  는  $-1^\circ$  인 것으로 가정하였고, 그림 3-1의 (b)는 (a)의  $\tilde{\theta}_{r,est}$  을  $\theta_r$  의 한 주기를 기준으로 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transformation : DFT)을 진행한 결과이다. 이러한 일련의 진행 상황을 신호 주입 센서리스의 고조파 특성 분석(harmonic characteristics analysis)이라고 명명한다.

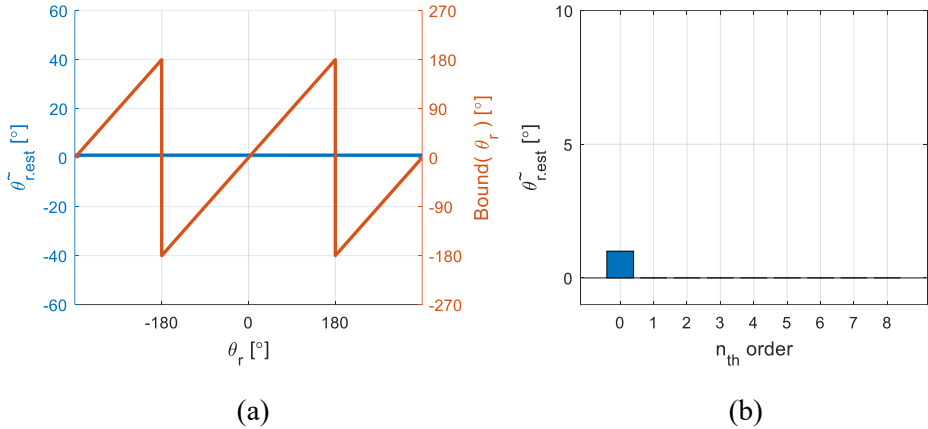


그림 3-1.  $\phi_{\Delta} = -1^{\circ}$  일 때 (a)  $\theta_r$  에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

위의 상황에서, 추정 회전자 좌표계와 실제 회전자 좌표계를 일치시켰기 때문에 실제  $\tilde{\theta}_r$  는  $0^{\circ}$  이지만, 신호 처리 결과  $\tilde{\theta}_r$  의 추정 값인  $\tilde{\theta}_{r,est}$  는  $-\phi_{\Delta}$  로 계산된다. 이러한 상황에서 위치 추정기를 작동 시킨다면, 해당 현상이 위치 추정 오차에 고스란히 반영되기 때문에,  $-\phi_{\Delta}$  가  $0^{\circ}$  에 가까울수록 위치 추정 알고리즘이 안정적인 것은 쉽게 예상할 수 있다.

한편, 실제 전동기 구동 시스템에서 고조파 특성 분석을 진행하는 경우,  $\theta_r$  에 따라 변동하는  $\tilde{\theta}_{r,est}$  의 값에는 상당한 고조파들이 섞이게 된다. 그에 대한 예시 파형으로 그림 3-2를 도시하였다.

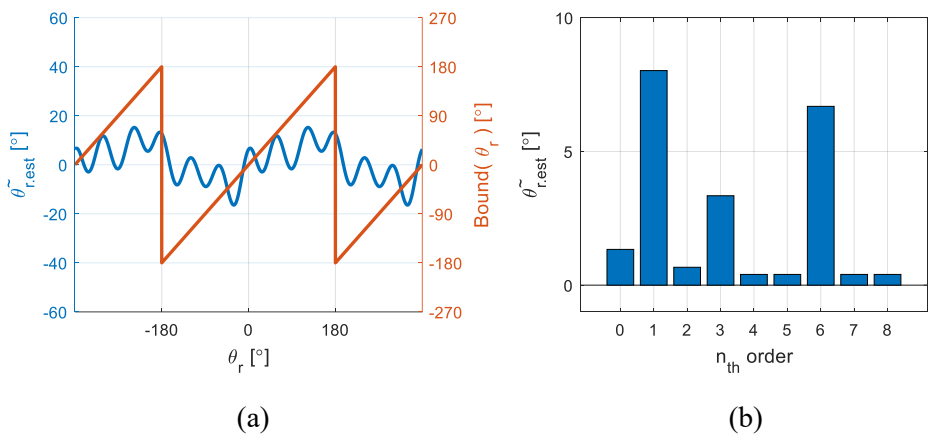


그림 3-2. 실제 센서리스에서의 (a)  $\theta_r$  에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

일반적으로 위치 추정 알고리즘에서 나타나는 위치 추정 오차의 구성 성분들 중, 주파수가 높은 성분일수록 기계 시스템의 시상수(time

constant)에 의해 필터링이 잘 되기 때문에 위치 추정 알고리즘의 안정성에 미치는 영향은 상대적으로 적다. 하지만 신호 주입 센서리스가 사용되는 주된 속도 영역이 정지 및 극저속임을 고려하면, 높은 차수의 고조파들 역시 알고리즘의 안정성에 나쁜 영향을 미친다고 할 수 있다. 정상 상태에서는 해당 고조파들이 토크 맥동을 발생 시키는 정도로 그치지만, 토크 지령이 급격히 변동하는 과도상태나 특정 왜란이 들어왔을 때는 위치 추정 오차로 인하여 위치 추정 알고리즘 자체가 발산하기도 한다. 따라서 임의의 신호 주입 센서리스에 대하여 고조파 특성 분석을 진행하였을 때, 전반적인 고조파들의 크기가 작은 것이 중요하고, 이왕이면 차수가 낮은 고조파들의 크기가 작을 수록 좋다.

본 장에서는 스위칭 주파수의 구형과 주입 센서리스에 대하여 고조파 특성 분석을 진행할 때,  $\tilde{\theta}_{r,est}$ 에 나타나는 여러가지 고조파들 중 1, 2, 3, 6 고조파에 대한 원인 분석을 진행한다. 특히, 1 고조파에 대한 원인 분석은 본 논문의 제안 사항이기 때문에 자세히 다룬다. 다음으로 2, 3, 6 고조파에 대한 원인은 기존 문헌들에 상세히 다루어져 있지만 [22], [38] - [43], 본 논문의 제 4장에서 1, 3 고조파를 완화 하는 센서리스 기법을 제안하기 때문에 3 고조파에 대해서는 자세히 다루도록 한다. 나머지 2, 6고조파에 대한 원인은 기존 문헌을 참고하여 간략한 소개만 진행하도록 한다.

가장 먼저 3.1절에서는 1 고조파의 원인 분석을 위해 홀 효과(Hall effect) 기반의 전류 측정기 내부에 존재하는 기생 캐패시턴스(capacitance)를 모델링한다. 다음으로 해당 기생 캐패시턴스가 전류 측정기의 출력에 유기하는 신호 잡음(noise)에 대하여 분석한다. 최종적으로 해당 현상이 고조파 특성 분석에서 1 고조파로 환산되는 과정에 대하여 설명한다.

3.2절에서는 2 고조파의 원인 분석을 간략하게 진행한다. 전류 센서의 스케일 오차나 비대칭 제정수와 같이, 전동기 구동 시스템의 비대칭성이 어떤 방식으로 위치 오차를 유발하는지 간략하게 다루며, 상세 분석은 기존 문헌 제시로 대체한다.

3.3절에서는 3 고조파의 원인 분석으로 데드타임(dead time)에 의해 발생하는 인버터 출력 전압의 왜곡 현상에 대하여 설명하고, 이 현상이 3 고조파로 환산되는 과정에 대하여 설명한다.

3.4절에서는 6 고조파의 원인 분석으로 전동기의 공간 고조파(spatial harmonics)에 대한 간단한 설명을 진행하고, 해당 현상이 6 고조파로 환산되는 과정을 간략히 설명한다. 이때, 본 논문의 실험 대상 전동기에서 실험적으로 추출한 고조파 인덕턴스를 예시로 사용한다.

### 3.1. 1 고조파의 원인 분석

신호 주입 센서리스의 고조파 특성 분석에서 나타나는  $\tilde{\theta}_{r,est}$  의 1 고조파에 대하여 여러 가지 발생 원인이 있을 수 있으나 본 논문에서는 해당 원인을, 홀 효과 전류 측정기가 a, b, c 상 중 임의의 두 상에만 제공되어있는 시스템에서 규명한다. 일반적인 삼상 전동기 구동 시스템에서는 기본 주파수 대역의 영상분 전류가 거의 없고, 인버터가 만드는 영상분 전압의 변화량(dv/dt)으로 인해 발생하는 영상분 전류 역시 금방 감쇠(damping)되어 매우 짧은 시간 동안만 존재하기 때문에 영상분 전류는 측정되는 전류에 영향을 주지 않는다. 따라서 세 상 중 두 상의 전류만 측정하여도 전류 제어는 문제 없이 수행할 수 있기 때문에 많은 삼상 전동기 구동 시스템에서는 이상(two-phase) 전류 측정 방식을 사용한다. 하지만 스위칭 주파수의 구형파 주입 센서리스를 해당 시스템에서 구현한 뒤, 고조파 특성 분석을 진행하면  $\tilde{\theta}_{r,est}$  에 1 고조파가 발생한다. 본 절에서는 그 발생 과정을 이해하고자 한다.

### 3.1.1. 페 루프 홀(Hall) 효과 전류 측정기

홀 효과란, 도체에 흐르고 있는 전자들이 외부에서 제공되는 자기장에 의해 로렌츠 힘(Lorentz force)을 받으면, 전류의 수직 방향으로 도체의 양단에 전압이 유기되는 현상을 말한다 [50]. 이때 외부에서 제공되는 자기장의 크기 및 방향에 따라 전자들이 받는 로렌츠 힘의 크기 및 방향 역시 달라지고, 그로 인해 발생하는 홀 전압(Hall voltage)의 크기 및 부호가 바뀌게 된다. 홀 전압은 (3.1)과 같이 표현될 수 있다.

$$V_H \propto \mathbf{I} \times \mathbf{B}. \quad (3.1)$$

위 수식의 예시로 도체에 일정한 전류가 흐르는 상황에서, 외부 자기장의 방향과 홀 전압의 부호 사이의 관계를 세 가지로 나누어 그림 3-3에 도시하였다. 각각 (a) 외부에서 제공되는 자기장이 없을 때, (b) 외부 자기장이 도체로 들어가는 방향일 때, (c) 외부 자기장이 도체에서 나오는 방향일 때 상황을 묘사한다.

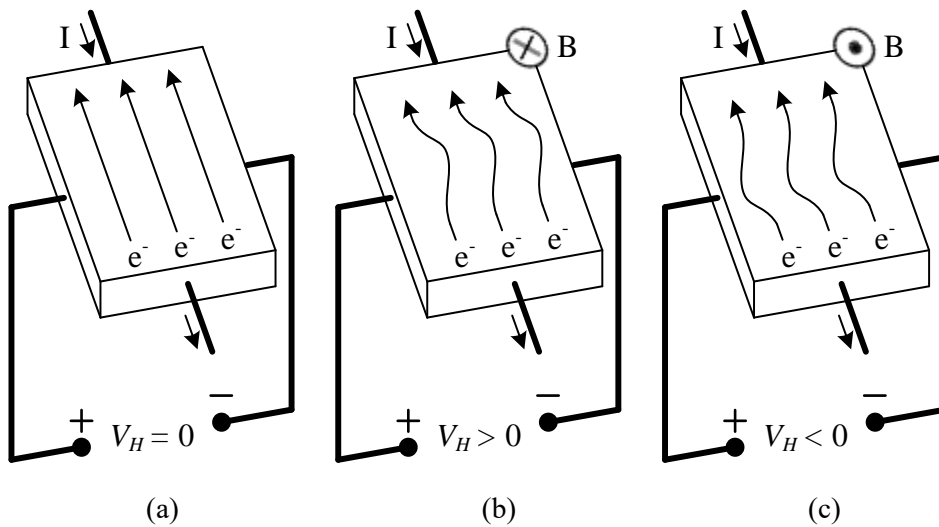


그림 3-3. 자기장 방향에 따른 홀 전압 (a)  $B = 0$ , (b)  $B > 0$ , (c)  $B < 0$

홀 효과를 사용하여 전류를 측정하는 방식에는 개 루프(open-loop) 방식과 페 루프(closed-loop) 방식이 있는데 [51], [52], 페 루프 전류 측정기의 개념도는 아래의 그림 3-4와 같이 표현될 수 있다.

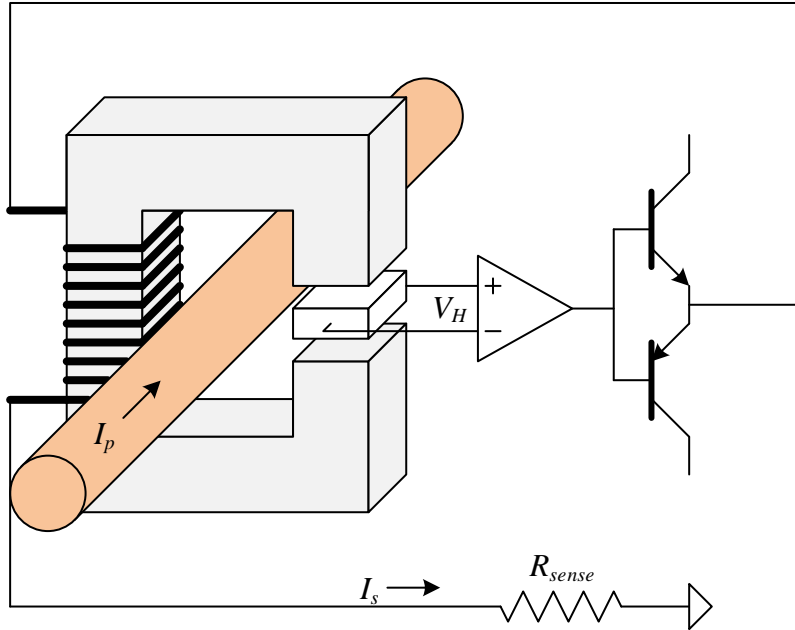


그림 3-4. 페 루프 홀 효과 전류 측정기의 개념도

위 그림에서  $I_p$ 는 측정 하고자 하는 전류를 지칭하는 변수이고, 해당 전류가 흐르고 있는 도체가 C-형상의 코어 내부를 통과 한다. 이때  $I_p$ 는 코어에 자기장을 유도하며, 코어의 공극(air-gap)에 위치한 측정 장치에 자기장이 투과한다. 해당 장치는 홀 효과를 이용하여 (3.1)에 해당하는 홀 전압을 출력하고, 이는 차동 증폭기(differential amplifier)의 입력으로 전달된다. 차동 증폭기의 출력 전압은 2개의 BJT(bipolar junction transistor)로 구성된 푸시-풀(push-pull) 회로의 에미터(emitter) 전압을 제어한다. 이때 푸시-풀 회로를 구성하고 있는 pnp-BJT와 npn-BJT는 모두 활성 영역(active region)에서 동작하기 때문에 종속 전류원으로 근사할 수 있다 [53]. 최종적으로, 홀 전압으로부터 푸시-풀 회로의 출력 전류까지의 시간 영역(time domain) 전달함수를  $h(t)$ 라고 하였을 때, 페 루프 홀 효과 전류 측정기는 그림 3-5와 같은 등가회로로 나타낼 수 있다.



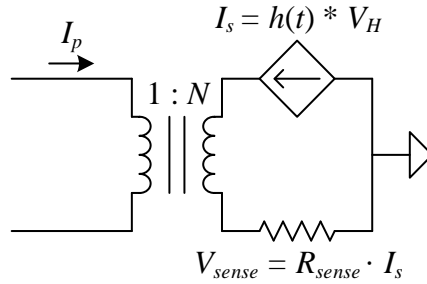


그림 3-5. 폐 루프 홀 효과 전류 측정기의 등가회로

위 그림에서 종속 전류원이 만드는 전류  $I_s$ 는 C-형상의 코어에 감겨진 권선(winding)에 흐르게 된다. 해당 권선의 턴 수를  $N$ 이라고 하였을 때,  $N$ 은 일반적으로 1000에서 5000 사이의 값을 갖는다 [51]. 권선에 흐르는  $I_s$ 는 코어에 자기장을 형성하는데,  $I_p$ 와  $I_s$ 가 코어에 만드는 자기장은 서로 중첩되고, 결과적으로 홀 측정기에서 측정된  $V_H$ 가 0 V가 되도록  $I_s$ 가 차동 증폭기에 의해 제어된다. 누설 성분을 무시한다면  $I_p$ 와  $I_s$ 의 비율은  $N : 1$ 이다.  $I_s$ 는 측정 저항(sensing resistor),  $R_{sense}$ 에 흐르게 되며 저항 양단 전압  $V_{sense}$ 를 알고 있을 때, 최종적으로  $I_p$ 를 (3.2)와 같이 구할 수 있다.

$$I_p = N \cdot \frac{V_{sense}}{R_{sense}} . \quad (3.2)$$

폐 루프 홀 효과 전류 측정기의 가장 큰 장점은 코어에 유기되는 자기장이 항상 0에 가깝게 제어되기 때문에, 코어가 포화되지 않아 전류 측정의 정확도와 선형성이 보장된다는 것이다. 또한 다른 전류 측정 방식과 비교하였을 때, 션트 저항(shunt resistor)을 이용한 전류 측정과 대조적으로, 전류 측정부와 측정 대상의 도체가 전기적으로 절연되어있기 때문에 설치가 간편하다는 장점을 가진다. 또한 로고스키 코일(Rogowskii coil)에 비해서는 직류 전류를 측정할 수 있다는 장점을 가진다. 하지만 다른 측정기들에 비해 가격이 높다는 단점이 있기 때문에 고급(high-end) 어플리케이션에서 주로 사용된다.

### 3.1.2. 홀 효과 전류 측정기의 누설 전류 경로 모델링

홀 효과 전류 측정기에는 누설 전류가 흐르는데 이것은 전류 측정 결과에 잡음(noise)을 발생시킨다. 본 절에서는 홀 효과 전류 측정기가 인버터 시스템에 사용되었을 때, 측정기 내부의 누설 전류 경로를 모델링하여 해당 현상에 대하여 규명하고자 한다.

먼저 홀 효과 전류 측정기가 인버터 시스템에 사용되어 임의의 상 출력 전류를 측정하려고 설치되어 있는 상황을 그림 3-6과 같이 표현할 수 있다. 이때 누설 전류에 대해 규명하고자 하기 때문에, 출력 단을 개방(open)하여 이상적으로는 인버터 출력 전류가 흐르지 않는 상황을 상정한다. 그림에서의  $x$  상은 a, b, c 상 중 임의의 상을 지칭한다.

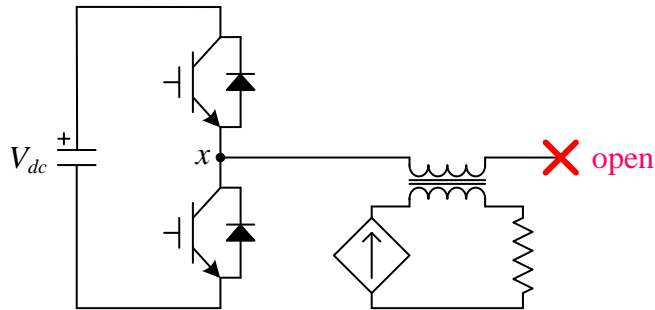


그림 3-6. 개방된 인버터의 출력단에 설치된 전류 측정기

위 그림에서 볼 수 있듯이, 인버터  $x$  상 레그(leg)가 스위칭을 하더라도  $x$  상의 출력단이 개방되어있기 때문에 전류는 흐를 수 없고, 이에 따라 전류 측정기의 측정 저항 양단에는 어떤 전압도 나타나지 않아야 한다. 하지만 실제 시스템에서는 그림 3-7과 같이 인버터와 샤시(chassis) 사이에, 그리고 전류 센서의 접지단과 샤시 사이에도 기생 캐패시턴스(parastic capacitance)가 존재한다. 이러한 기생 캐패시턴스를  $C_{p.inv}$ 와  $C_{p.sense}$ 로 정의한다. 참고로 샤시는 대지와 단락(short)되어있다.

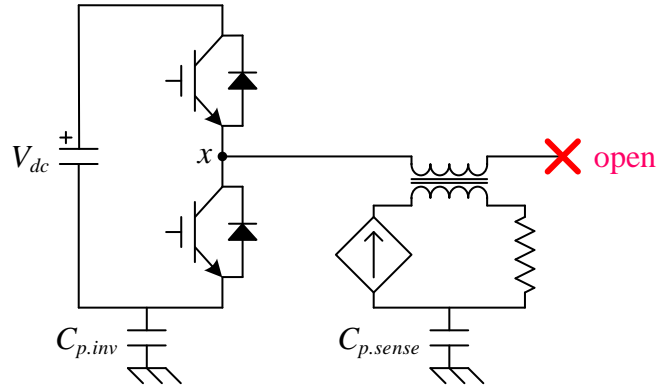


그림 3-7. 인버터, 전류 측정기, 샤시 사이의 기생 캐패시턴스

본 논문의 실험 세트에서  $C_{p.inv}$ 는  $0.5 \mu\text{F}$ ,  $C_{p.sense}$ 는  $18 \text{ nF}$  정도로 측정되었으며, 해당 값들은 Fluke 社의 휴대용 멀티미터(multi-meter)를 사용하여 측정한 값들이다.

다음으로 홀 효과 전류 측정기 내부의 기생 캐패시턴스를 모델링 한다.  $1 : N$  변압기의 두 권선 중, 1 차측으로 모델링 된 인버터 출력 도선과 2 차측으로 모델링 된 전류 측정기의 권선 사이의 기생 캐패시턴스에 대한 묘사를 그림 3-8과 같이 할 수 있다.

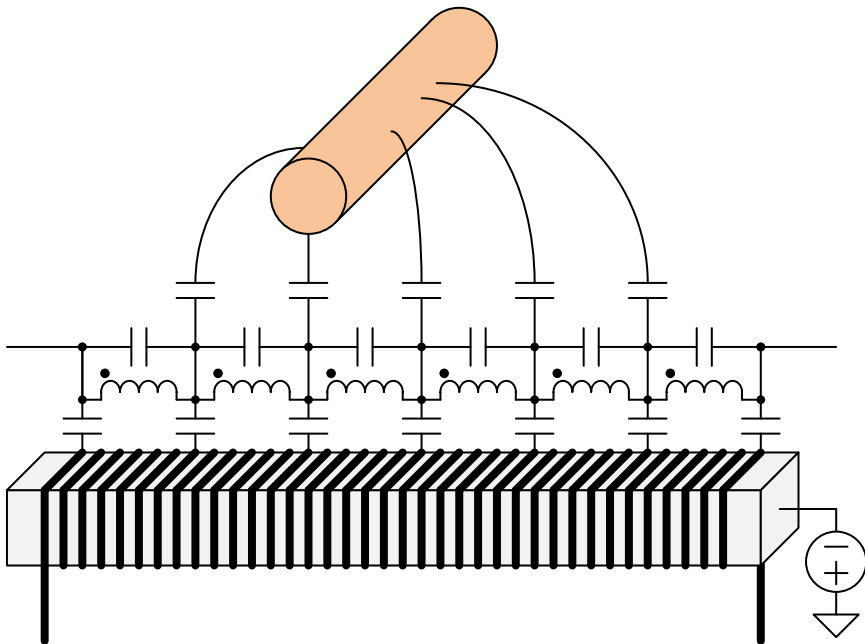


그림 3-8. 전류 측정기 내의 기생 캐패시턴스 모델링

위 그림에서 볼 수 있듯이, 1 차측 도선과 2 차측 권선 사이의 캐패시턴스 외에도 2 차측 권선 내에 자체적으로 기생 캐패시턴스가

존재한다. 특히 2 차측 권선이  $N$  턴으로 코어를 감싸고 있기 때문에, 그들 사이에는 상대적으로 큰 기생 캐패시턴스가 존재한다. 마지막으로, 본문에서 사용하는 LEM 社の LA 55-P/SP1이라는 제품의 코어는 전류 측정기의 접지단과 직류 전압원으로 연결되어있다. 위의 복잡한 회로를 축약하면 그림 3-9와 같이 간소화 할 수 있다. 이때 기생 캐패시턴스로 흐르는 누설 전류를 주로 살펴볼 것이기 때문에, 코어와 접지단 사이의 전압원은 중첩(superposition) 이론을 통해 생략하였다.

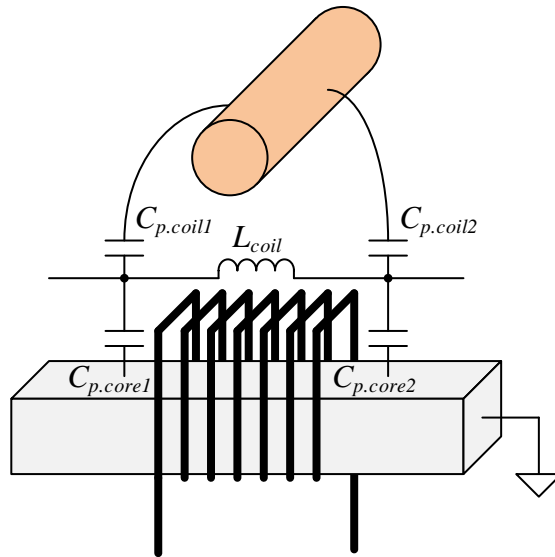


그림 3-9. 간소화 된 기생 캐패시턴스 모델링

위 그림에서 2 차측 권선의 인덕턴스를  $L_{coil}$ 로, 1 차측 도선과 2 차측 권선 사이의 기생 캐패시턴스를  $C_{p.coil1}$ 과  $C_{p.coil2}$ 로, 2 차측 권선과 코어 사이의 기생 캐패시턴스를  $C_{p.core1}$ 과  $C_{p.core2}$ 로 정의하였다. 제 6장에서 다뤄질 임피던스 분석기(impedance analyzer)의 측정 결과, 각 기생 캐패시턴스들의 단위는 수 pF으로, 2 차측 권선의 인덕턴스는 100 mH 수준으로 측정되었다. 위 회로를 그림 3-7과 병합하면 그림 3-10과 같이 나타낼 수 있다. 그림에 표현하였듯이, 1 차측 도선과 2 차측 권선의 공간적 위치가 바뀔에 따라 각 제정수들은 변동한다.

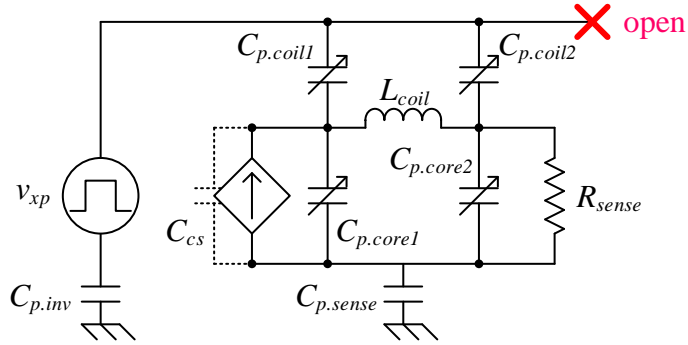
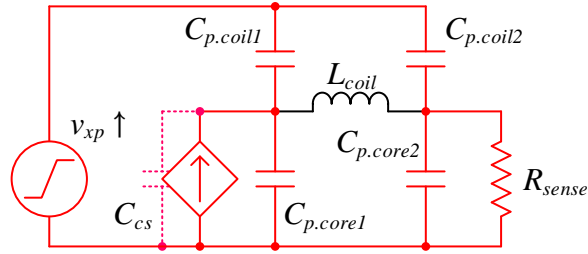


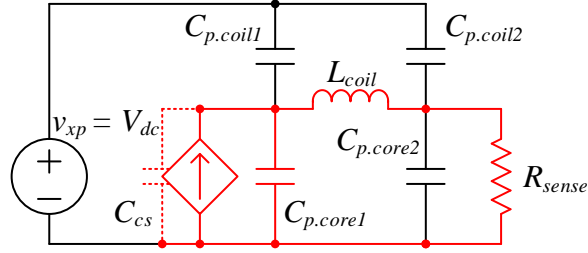
그림 3-10. 인버터 시스템과 전류 측정기 사이의  
기생 캐패시턴스 최종 등가 회로

본 논문의 실험 세트에서 측정된 제정수들을 기반으로, 위의 등가회로에서  $C_{p.inv}$ 와  $C_{p.sense}$ 는  $C_{p.coil1}$ 과  $C_{p.coil2}$ 에 비해 1000배 이상 크기 때문에 무시할 수 있다. 또한, 위 회로의 종속 전류원 양단에 병렬 캐패시턴스  $C_{cs}$ 를 추가하였는데, 이는 종속 전류원 회로 내부의 여러 캐패시턴스들을 통합하여 나타낸 것이다. 다음으로, 인버터 출력단 전압인  $v_{xp}$ 가 변동할 때 그의 변화량  $dv/dt$ 로 인해 여러 기생 캐패시턴스들을 따라 누설 전류가 흐르게 된다. 이때, 누설 전류가 흐르는 매커니즘(mechanism)은 그림 3-11과 같이 두 단계로 구분하여 설명할 수 있고, 그 첫 번째인 (a)에서는 인버터의 온 시퀀스(on-sequence)에서 발생하는 극 전압의  $dv/dt$ 로 인해 흐르는 누설 전류의 경로를 표현하였다. 또한 두 번째인 (b)에서는 인버터의 극 전압 상승 구간(rising time)이 끝나고 해당 전압이  $V_{dc}$ 로 고정된 상황에서 발생하는 누설전류의 경로를 표현하였다.

우선, 본 논문의 실험에서는 미쯔비시 社의 ‘PS21A79’를 인버터 모듈로 사용하였는데, 해당 모듈의 데이터 시트[54]를 기반으로  $v_{xp}$ 가 0 V에서 직류단 전압인 300 V까지 증가하는데 걸리는 시간은 400 ns이다. 그림 3-11(a)는 그 400 ns 동안의 누설 전류 경로를 표시한 그림이다. 그림에서 볼 수 있듯이 100 mH 수준인  $L_{coil}$ 로 흐르는 누설 전류는 매우 작아 무시할 수 있다. 다음으로, 해당 그림에서 볼 수 있는 누설 전류의 경로에는  $C_{p.coil1}$ 을 통하는 경로와  $C_{p.coil2}$ 를 통하는 경로가 있다.



(a)



(b)

그림 3-11. 인버터 출력 전압의 변화에 따른 누설 전류 경로

(a) 기생 캐패시터 충전, (b)  $C_{p.core1}$  및  $C_{cs}$  방전

먼저  $C_{p.coil1}$ 을 통하는 경로에 대하여, 종속 전류원이 동작하지 않는 상황을 가정하면, 기생 캐패시턴스들의 분압비를 통해 각 캐패시턴스 양단의 전압이 결정된다. 이때, 종속 전류원 양단의 전압을  $V_{cs}$ 로 지칭할 때  $v_{xp}$ 와 해당 전압 사이의 전달함수는 (3.3)과 같다.

$$\frac{V_{cs}(s)}{V_{xp}(s)} = \frac{C_{p.coil1}}{C_{p.coil1} + C_{p.core1} + C_{cs}} \quad (3.3)$$

해당 상황은 전류 측정기에 전원 공급을 차단함에 따라 종속 전류원이 동작하지 않는 상황을 모의한 뒤,  $v_{xp}$ 와  $V_{cs}$  사이의 관계를 측정하여 검증할 수 있었으며, 제 6장에 해당 실험 결과들이 제시되어있다. 반면, 전류 측정기에 전원을 공급한 상황에서는, 종속 전류원 회로가 반응함에 따라  $V_{cs}$ 의 양상이 바뀌게 된다. 해당 상황에 대한 정확한 분석을 위해서는 종속 전류원 회로에 대한 상세 분석이 필요하지만, 해당 회로는 제조사나 제품마다 상이할 것이 예상되며, 본 논문의 주된 주제와는 연관성이 떨어지기 때문에 생략하도록 한다.

다음으로  $C_{p.coil2}$ 를 통하는 경로에서는,  $v_{xp}$ 와 측정 저항의 양단 전압  $V_{sense}$  사이의 전달 함수를 (3.4)와 같이 정의할 수 있다. 해당 수식에서  $R_{sense}(C_{p.coil2}+C_{p.core2})$ 는 충분히 작기 때문에 해당 전달함수는  $sR_{sense}C_{p.coil2}$ 로 근사가 가능하고, 이는  $v_{xp}$ 의 기울기와  $V_{sense}$ 가 비례하는 것을 의미한다. 즉,  $v_{xp}$ 의 상승 구간이 끝나고 기울기가 0이 되면, 해당 경로로 누설 전류가 더 이상 흐르지 않는다는 뜻이다.

$$\begin{aligned} \frac{V_{sense}(s)}{V_{xp}(s)} &= R_{sense} \frac{I_{sense}(s)}{V_{xp}(s)} \\ &= \underbrace{sR_{sense}C_{p.coil2}}_{\text{Differentiator}} \cdot \frac{1}{s + \underbrace{\frac{1}{R_{sense}(C_{p.coil2} + C_{p.core2})}}_{\text{LPF}}} \approx sR_{sense}C_{p.coil2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

앞서 서술한대로,  $v_{xp}$ 의 상승 구간이 마무리 된 상태에서  $R_{sense}$ 의 양단 전압은 0 V지만,  $C_{p.core1}$  및  $C_{p.cs}$ 의 양단 전압은 극 전압의 상승 구간에서 충전되어 있다. 해당 캐패시터스에 충전되어있는 전하가 방전되면서 그림 3-11(b)의 경로로 누설 전류가 흐르게 된다. 이때  $L_{coil}$ 에 흐르는 전류가 코어에 자기장을 유도하고 홀 전압을 만든다. 종속 전류원은 해당 홀 전압을 0으로 만들기 위해, 그림 3-5에 제시된 특정 전달함수에 따라 전류를 만든다. 해당 전류가 흐르는 경로에는 R-L-C 회로(resistor-inductor-capacitor circuit)가 구성되어있기 때문에 공진 및 감쇠 현상이 발생한다. 또한, 해당 전류가  $R_{sense}$ 에 흐르면서  $V_{sense}$ 를 만들고, 이는 전류 측정 잡음의 원인이 된다.

일련의 과정에서 나타나는  $v_{xp}$ 와  $V_{sense}$ 의 관계를 그림 3-12(a)와 같이 나타낼 수 있다. 그림 3-11은 온 시퀀스만을 다룬 것인데, 오프 시퀀스(off-sequence)에서는 해당 현상이 반대로 일어나고, 그림 3-12(a)에는 그것이 반영되었다. 그림에서 검은 점선으로 나타난 시점은 더블(double) 샘플링을 수행하고 있을 때의 샘플링 시점이며, 그때 ADC(analog to digital conversion)를 통해 읽어들이는  $V_{sense}$ 로부터 (3.2)를 통해 환산된 인버터 출력 전류는 그림 3-12(b)와 같이 표현된다. 지금까지의

상황을 정리해보면, 해당 전류는 그림 3-7과 같이 출력 단이 개방된 상황에서 인버터의 스위칭에 의하여 발생된 누설 전류가 측정된 것이고, 이는 부하로 넘어가는 전류가 아닌 순수한 전류 측정의 잡음으로 생각할 수 있다. 해당 잡음의 주파수는 인버터의 스위칭 주파수와 일치한다.

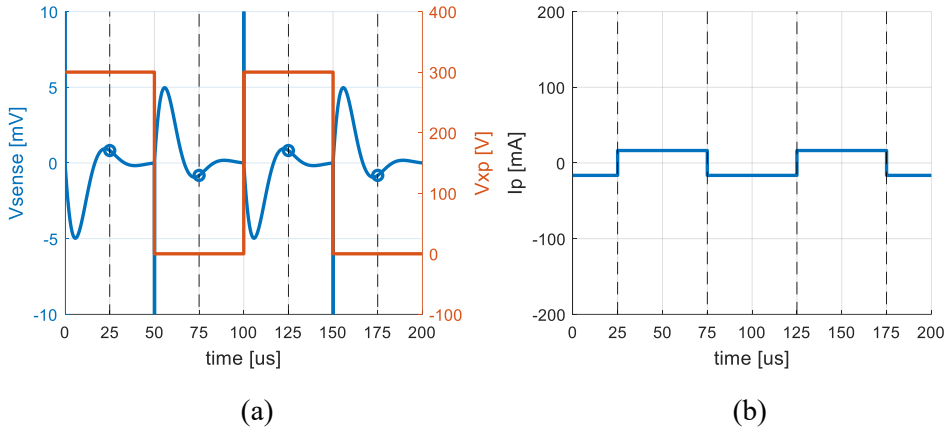


그림 3-12. 기생 캐패시턴스를 통한 누설 전류를 고려하였을 때,  
(a) 측정 저항 양단 전압, (b) ADC로 읽은 전류

### 3.1.3. 전류 측정 잡음이 유도하는 1 고조파

본 절에서는 스위칭 주파수의 신호 주입 센서리스에서 이상(two-phase) 전류 측정을 하는 경우, 1 고조파의 위치 추정 오차가 발생하는 과정에 대하여 서술한다. 주입 주파수가 스위칭 주파수가 아니거나, 홀 효과 전류 측정기로 이상 전류 측정을 하지 않는 경우는 본 절의 서술이 적용되지 않는다. 다만, 이중 삼상 전동기 구동 시스템에 이상 측정을 도입할 경우 전류 측정기가 4개 필요하고, 삼상 측정을 도입할 경우 전류 측정기가 6개 필요하므로, 일반적인 운전 상황만을 고려한다면 이상 측정이 비용적 측면에서 유리하다.

우선, 고주파 전압 주입이 실행 되지 않는 상태에서, 인버터의 출력단이 대상 전동기와 연결되어있고, 세 상의 출력 전압이 모두 영전압(zero voltage)인 상황을 가정한다. SVPWM(space vector PWM)을 기준으로, a, b, c 상 각각의 출력 전압은 그림 3-12(a)의  $v_{xp}$ 와 같은 파형으로 나타난다. 이때, 세 상 중 a, b 상에만 홀 효과 전류 측정기가



설치되어있는 경우, 인버터의 스위칭으로 인하여 a, b 상 측정 전류에는 그림 3-12(b)와 같은 잡음이 발생한다. 다음으로, c 상 전류는 (3.5)와 같이 a, b 상 측정 전류를 통해 계산된다.

$$i_{cs} = -i_{as} - i_{bs}. \quad (3.5)$$

최종적으로, 전류 측정기의 누설 전류로 인하여 a, b 상에서 측정되는 잡음과, (3.5)로 인해 계산 되는 c 상 전류의 잡음 성분은 그림 3-13(a)와 같이 표현된다.

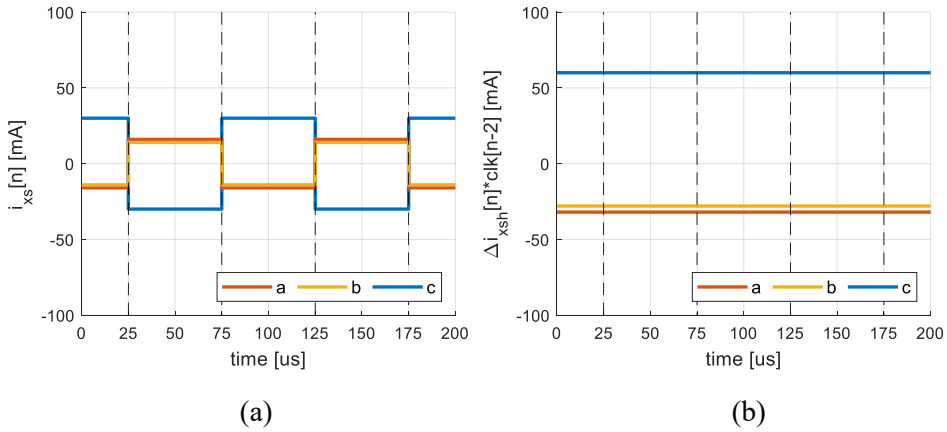


그림 3-13. (a) a, b, c 상의 전류 측정 잡음 및 (b) 신호 처리

고주파 전압을 주입하지 않았지만 측정된 전류에 스위칭 주파수의 잡음이 발생하였고, 이때 해당 전류에 대하여 위치 추정 알고리즘의 신호 처리 과정을 대입해본다. 먼저 2.2.2절의 대역 차단 필터를 이용하여 스위칭 주파수 대역의 전류만 추출해야하는데, 공교롭게 그림 3-13(a)의 샘플링 된 각 상 전류들에는 스위칭 주파수 대역 성분만이 존재한다. 추출된 스위칭 주파수 대역 상 전류를  $i_{xsh}$ 로 정의 할 때, 고주파 상 전류의 차분은 (3.6)와 같이 정의할 수 있다. 해당 변수를 사용하여 (2.19)를 다시 전개 하면 (3.7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta i_{xsh}[n] = i_{xsh}[n] - i_{xsh}[n-1]. \quad (3.6)$$

$$i_{sig} = \Delta i_{qsh}^{\hat{r}} \cdot \text{clk}[n-2] \\ = [0 \quad 1] \cdot \mathbf{R}(-\hat{\theta}_r) \cdot \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_{ash}[n] \\ \Delta i_{bsh}[n] \\ \Delta i_{csh}[n] \end{bmatrix} \cdot \text{clk}[n-2]. \quad (3.7)$$

위 수식에서  $[\Delta i_{ash}[n] \ \Delta i_{bsh}[n] \ \Delta i_{csh}[n]]^T \cdot clk[n-2]$  를 그래프로 나타내면 그림 3-13(b)와 같다. 이때 해당 성분은 회전자의 위치와 무관한 값이기 때문에, 임의의 회전자 위치에 대하여 일정한 값을 갖는다. 즉, 해당 성분들은 회전자 좌표계의 한 주기에 대하여 dc 성분으로 나타난다. 식 (3.7)의 연산 결과 출력되는  $i_{sig}$ 를 (2.20)에 대입하면  $\tilde{\theta}_{r,est}$  를 구할 수 있는데, 해당 수식의  $I_{\Delta 0}$  는 (2.15)에 명목 인덕턴스를 대입하여 구할 수 있다. 해당 수식에 사용된 제정수들로  $L_{ds} = 3.27 \text{ mH}$ ,  $L_{dqs} = 0 \text{ mH}$ ,  $L_{qs} = 8.08 \text{ mH}$ ,  $V_h = 40 \text{ V}$ ,  $T_s = 50 \text{ } \mu\text{s}$ 로 선정하였다. 위와 같이 실제로 고주파 전압을 주입 하지 않는 상황에서 고조파 특성 분석을 실행하면,  $\tilde{\theta}_{r,est}$  는 1 고조파를 갖게 되고 이를 그림 3-14와 같이 나타낼 수 있다.

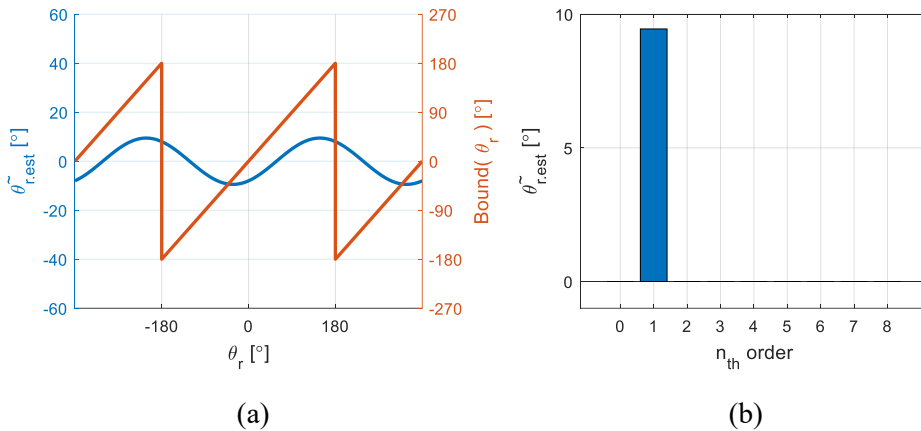


그림 3-14. 전류 측정 잡음으로 인한 (a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

위의 그래프가 갖는 의미에 대하여, 고주파 전압 주입을 실제로 하지 않았음에도 불구하고 전류 측정 잡음으로 인하여  $\tilde{\theta}_{r,est}$  의 1 고조파가 기저에 생성된다는 것을 의미한다.

한편, 해당 고조파가 반 스위칭 주파수의 신호 주입 센서리스에서 형성 되지 않는 이유는, 스위칭 주파수로 발생하는 전류 측정 잡음이 반 스위칭 주파수의 대역 통과 필터에 의하여 모두 차단 되기 때문이다.

### 3.2. 2 고조파의 원인 분석

삼상 전동기 구동 시스템에서 신호 주입 센서리스 제어를 구현할 때 이상 혹은 삼상 전류 측정은 필수적인데, 사용된 전류 측정기의 종류와는 관계 없이 전류 측정기들 사이에 스케일(scale) 차이가 있다면, 이는 신호 주입 센서리스의 고조파 특성 분석에서 2 고조파를 유발한다 [38]. 또한 전동기 a, b, c 상의 고주파 인덕턴스에 불균형이 존재한다면, 이 역시 2 고조파를 유발한다 [39].

하지만 본 논문에서는 해당 사항들을 고려하지 않는다. 본 논문에서 사용한 실험 세트에는 해당 사항들로 인한 2 고조파 발생량이 적으며, 본 논문의 제안 사항에도 2 고조파에 대한 대책이 포함되어있지 않기 때문이다.

### 3.3. 3 고조파의 원인 분석

인버터를 구성하는 임의의 레그에 대하여, 윗 상 소자와 아랫 상 소자가 동시에 켜져있으면 직류단 양단을 매우 작은 저항으로 단락시킨 것과 같고, 이는 단락 사고로 이어질 위험이 있다 [45]. 이러한 현상을 방지하기 위해 인버터 레그의 스위칭 시 데드타임은 필수적이다. 데드타임(dead time)이란, 인버터 레그의 윗 상 소자와 아랫 상 소자가 동시에 켜지는 상황을 막기 위해, 스위칭 상태가 절환되는 온 시퀀스나 오프 시퀀스에, 윗상과 아랫상 스위칭 소자에 대하여 두 게이트 드라이버(gate driver)가 동시에 오프(off) 신호를 인가하는 시간을 의미한다. 데드타임은 스위칭 소자의 상승 구간 및 하강 구간(falling time)에 맞추어 설정하기 때문에, 일반적으로 용량이 큰 시스템일수록 데드타임이 길다.

데드타임 구간에서는 윗상 소자와 아랫상 소자가 모두 오프(off) 되어있기 때문에, 기생 캐패시턴스가 존재하는 실제 인버터에서는 레그 출력 전압이 양자화(quantization) 되지 않고 복잡한 양상을 지닌다. 본 절에서는 데드타임 내에서 발생하는 전압 왜곡 양상에 대해 소개하고, 이 현상이 어떤 방식으로 위치 추정 오차에 3 고조파로 환산되는지에

대하여 설명한다. 3.1절에서 전류 측정기 내부의 기생 캐패시턴스로 인해 발생하는 위치 추정 오차의 1 고조파에 대해 다루었다면, 본 절에서는 인버터 내부의 기생 캐패시턴스로 인해 나타나는 3 고조파에 대하여 다룬다. 본 내용은 기존 문헌에 많이 언급된 내용이지만 [15], [22], [40], [43], 본 논문의 제 4장에서, 해당 3 고조파를 완화하기 위한 새로운 기법을 제안하기 때문에 상세하게 다루고자 한다.

### 3.3.1. 데드타임으로 인한 전압 왜곡

인버터의 기생 캐패시턴스로 인한 데드타임내의 전압 왜곡에 대해 분석하기 위해, 해당 기생 캐패시턴스에 대한 모델링을  $x$  상에 대하여 그림 1-1와 같이 할 수 있다 [15], [16].

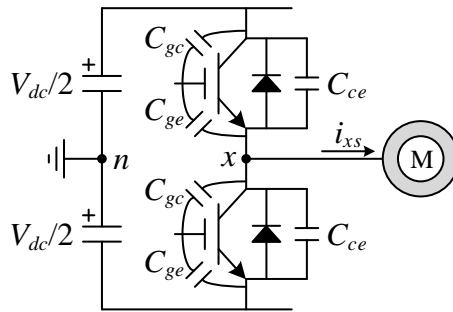


그림 3-15. 인버터  $x$ 상 레그의 기생 캐패시턴스

먼저 인버터 직류단의 중성점을 ‘ $n$ ’으로 명명하고,  $x$  상 레그의 출력 전압을  $v_{xn}$ 으로 정의한다. 또한 레그의 출력 전류는  $i_{xs}$ 라고 정의 한다. 두 소자에 각각 기생 캐패시턴스가 존재하는데, 각 소자의  $C_{ge}$  양단 전압은 각 게이트 드라이버가 강하게 고정시키고 있기 때문에, 기생 캐패시터로 작용할 수 있는 것은  $C_{gc}$ 와  $C_{ce}$ 이다. 이 둘을 병렬하여 아웃풋 캐패시턴스(output capacitance)를 (3.8)과 같이 정의한다.

$$C_o = C_{ce} + C_{gc}. \quad (3.8)$$

다음으로, 인버터 레그의 윗 상 소자는 켜져있고 아랫 상 소자는 꺼져있는 상태를 하이(high) 상태, 그 반대인 상황을 로우(low) 상태로 정의한다. 앞서 언급했듯이 데드타임은 윗 상 소자, 아랫 상 소자 모두 꺼져 있는 상태이다. 두 소자 중, 켜진 소자의 양단 전압은 소자 자체의

전압 강하를 무시하고 0 V로 가정한다. 이와 더불어 데드타임이 시작되는 시점의  $i_{xs}$ 를 스위칭 시점 전류  $i_{xs\_sw}$ 라고 정의하고, 레그 출력단에 충분한 크기의 인덕턴스가 연결되어있어서 데드타임 동안은  $i_{xs}$ 가  $i_{xs\_sw}$ 로 유지 된다고 가정한다.

온 시퀀스는 로우 상태 - 데드타임 - 하이 상태 세 단계로 진행되며, 이때  $i_{xs}$ 의 경로는 해당 전류의 방향과 크기에 따라서 그림 3-16, 그림 3-17과 같이 표현할 수 있다. 해당 그림들에서 각 소자의 양단에는 (3.8)의  $C_o$ 가 병렬 연결되어있다.

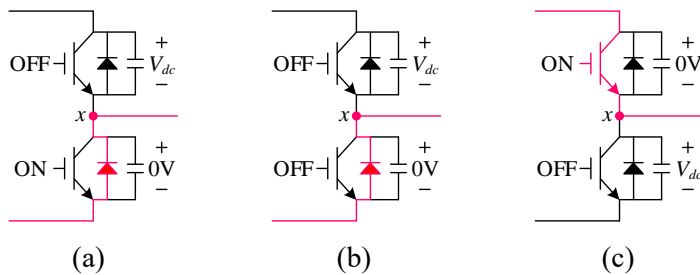


그림 3-16. x 상 전류가 양수 일 때의 온 시퀀스

(a) 로우 상태, (b) 데드타임, (c) 하이 상태

먼저  $i_{xs}$ 가 양수인 경우, 로우 상태에서는 그림 3-16(a)와 같이 아랫상의 환류 다이오드가 도통됨에 따라  $v_{xn}$ 은  $-V_{dc}/2$ 이다. 이후 그림 3-16(b)에서 데드타임이 시작되어도 동일한 환류 다이오드를 통해 전류가 흐르기 때문에  $v_{xn}$ 은 변함이 없다가, 그림 3-16(c)에서 하이 상태로 변동함에 따라 윗 상 소자의 게이트 드라이버가 윗 상  $C_o$ 를 빠르게 방전시키고, 아랫상  $C_o$ 를 충전하면서  $v_{xn}$ 은  $V_{dc}/2$ 로 바뀐다.

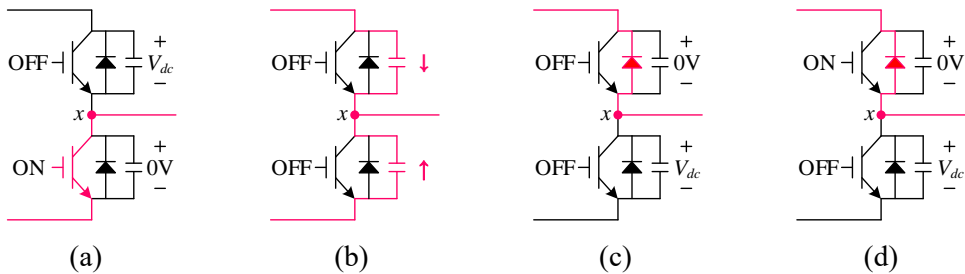


그림 3-17. x 상 전류가 음수 일 때의 온 시퀀스

(a) 로우 상태, (b) 데드타임1, (c) 데드타임2, (d) 하이 상태

한편  $i_{xs}$ 가 음수인 경우, 로우 상태에서 그림 3-17(a)와 같이 전류가 아랫 상 스위칭 소자를 통해 흐르며  $v_{xn}$ 은  $-V_{dc}/2$ 이다. 다음으로 데드타임이 시작되면, 이상적으로는 전류 방향에 따라 윗 상의 환류 다이오드가 바로 도통되어야 하지만, 게이트 드라이버가 해당 다이오드 양단의 전하를 방전시켜주지 않으므로 다이오드에는 역방향 전압이 걸려있고 바로 도통될 수 없다. 따라서 그림 3-17(b)와 같이  $i_{xs}$ 가 윗 상 및 아랫 상의  $C_o$ 를 각각 방전 및 충전시키는 경로로 흐르게 된다. 앞서 언급했듯이 이때의  $i_{xs}$ 는  $i_{xs\_sw}$ 로 유지되는 것을 가정하였고,  $v_{xn}$ 은  $V_{dc}/2$ 보다 작은 범위 내에서 다음과 같다.

$$v_{xn} = -\frac{V_{dc}}{2} - \frac{1}{2C_o} \int_0^t i_{xs}(\tau) d\tau \approx -\frac{V_{dc}}{2} - \frac{1}{2C_o} \cdot i_{xs\_sw} \cdot t. \quad (3.9)$$

위의 수식에서,  $v_{xn}$ 이 증가하다가  $V_{dc}$ 와 같아진 시점에서  $C_o$ 들은 더 이상 충전이나 방전 되지 않고, 그 시점에서 아직 데드타임이 끝나지 않았다면, 레그의 상태는 그림 3-17(c)로 넘어간다. 이 기준이 되는  $i_{xs\_sw}$ 의 크기를  $-i_c$ 로 정의하며,  $i_c$ 는 (3.10)와 같다. 해당 수식에서의  $T_d$ 는 데드타임의 시간을 의미한다.

$$i_c = \frac{2V_{dc}C_o}{T_d}. \quad (3.10)$$

$i_{xs\_sw}$ 가 음수이지만  $-i_c$ 보다 큰 값을 갖는다면, 데드타임 동안 그림 3-17(b)의 상태를 유지하다가 데드타임이 끝나면 바로 그림 3-17(d)의 상태가 된다. 반면  $i_{xs\_sw}$ 가  $-i_c$ 보다 작은 값을 갖는다면, 데드타임 동안 그림 3-17(b)와 그림 3-17(c)의 과정을 거치고, 데드타임이 끝나면 그림 3-17(d)의 상태가 된다. 위의 내용을 기반으로,  $i_{xs\_sw}$ 의 세 가지 범위에서  $v_{xn}$ 을 그림 3-18과 같이 표현할 수 있다. 해당 그림에는 데드타임을 고려하지 않은 이상적인  $v_{xn}$ 이 파란 선으로 묘사되었고, 데드타임 구간에서  $C_o$ 로 인한 전압 왜곡이 고려된  $v_{xn}$ 이 빨간 선으로 묘사되었다.

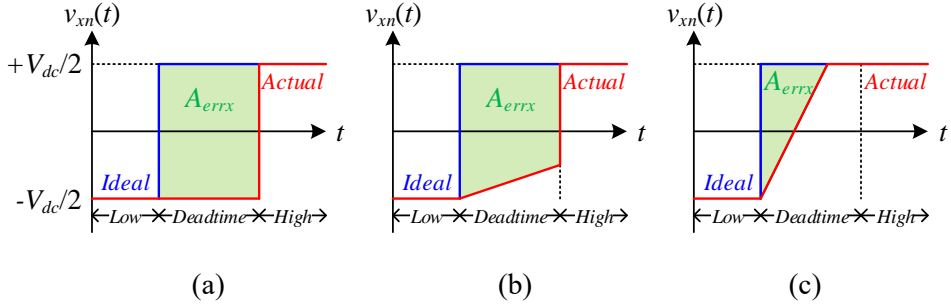


그림 3-18. 온 시퀀스의 전압 오차

(a)  $i_{xs\_sw} \geq 0$ , (b)  $0 > i_{xs\_sw} \geq -i_c$ , (c)  $-i_c > i_{xs\_sw}$

위 그림에서 이상적인  $v_{xn}$ 과 실제  $v_{xn}$ 의 차이를 의미하는  $A_{errx}$ 에 대하여 (3.11)과 같은 정의가 이루어진다.

$$A_{errx} = \int_{T_{d.start}}^{T_{d.end}} \{v_{xn.Ideal}(t) - v_{xn.Actual}(t)\} dt \quad (3.11)$$

더블 샘플링을 기준으로 샘플링 주기가  $T_s$ 라고 하였을 때, 온 시퀀스에서 발생하는 전압 오차는  $A_{errx}/T_s$ 와 같이 정의할 수 있고, 이를  $i_{xs\_sw}$ 의 구간 별로 (3.12)과 같이 표현할 수 있다.

$$\delta v_{xn\_on} = \begin{cases} \frac{T_d}{T_s} V_{dc} & (i_{xs\_sw} \geq 0) \\ \frac{T_d}{T_s} \left( V_{dc} + \frac{T_d}{4C_o} i_{xs\_sw} \right) & (0 > i_{xs\_sw} \geq -i_c) \\ -\frac{1}{T_s} \left( \frac{C_o V_{dc}^2}{i_{xs\_sw}} \right) & (-i_c > i_{xs\_sw}) \end{cases} \quad (3.12)$$

다음으로 오프 시퀀스는 하이 상태 - 데드타임 - 로우 상태 세 단계로 진행되며,  $i_{xs}$ 의 경로는 해당 전류의 방향과 크기에 따라서 그림 3-19, 그림 3-20과 같이 표현할 수 있다. 각 경로에 대한 자세한 설명은 온 시퀀스와 유사하므로 생략하고, 그림 3-19(b)에서 위 상과 아랫 상의  $C_o$ 가 각각 충전 및 방전 됨에 따라  $v_{xn}$ 는  $-V_{dc}/2$  보다 큰 범위 내에서 (3.13)와 같다.

$$v_{xn} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{1}{2C_o} \int_0^t i_{xs}(\tau) d\tau \approx \frac{V_{dc}}{2} - \frac{1}{2C_o} \cdot i_{xs\_sw} \cdot t. \quad (3.13)$$

다음으로  $i_{xs\_sw}$ 의 세 가지 범위에서  $v_{xn}$ 을 그림 3-21과 같이 나타낼 수 있고, 오프 시퀀스의 전압 오차를 (3.14)과 같이 표현할 수 있다.

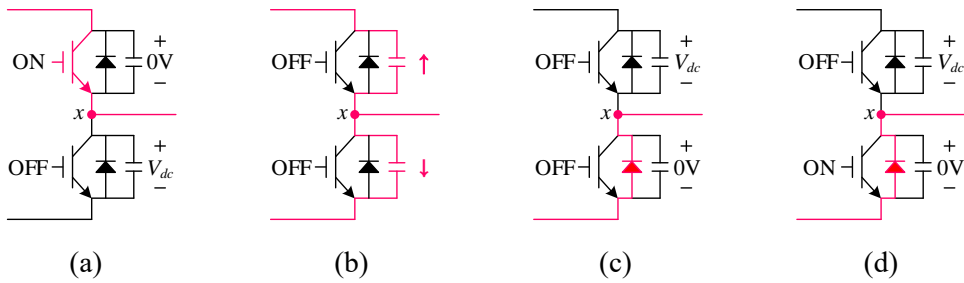


그림 3-19.  $x$  상 전류가 양수 일 때의 오프 시퀀스

(a) 하이 상태, (b) 데드타임1, (c) 데드타임2, (d) 로우 상태

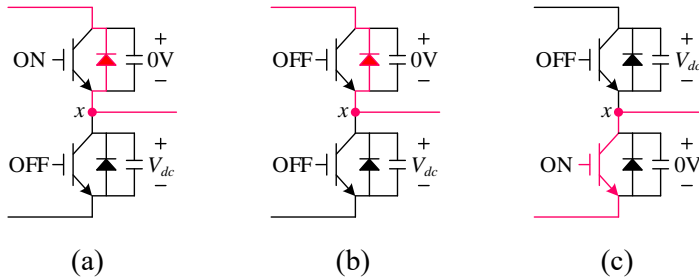


그림 3-20.  $x$  상 전류가 음수 일 때의 오프 시퀀스

(a) 하이 상태, (b) 데드타임, (c) 로우 상태

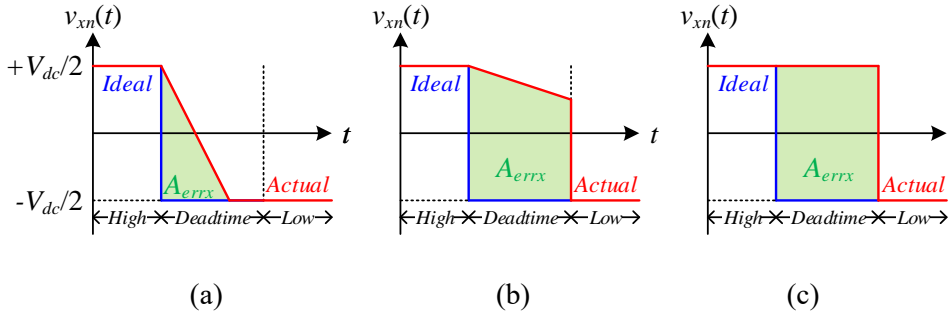


그림 3-21. 오프 시퀀스의 전압 오차

(a)  $i_{xs\_sw} \geq i_c$ , (b)  $i_c > i_{xs\_sw} \geq 0$ , (c)  $0 > i_{xs\_sw}$



$$\delta v_{x_{n\_off}} = \begin{cases} -\frac{1}{T_s} \left( \frac{C_o V_{dc}^2}{i_{x_{s\_sw}}} \right) & (i_{x_{s\_sw}} \geq i_c) \\ -\frac{T_d}{T_s} \left( V_{dc} - \frac{T_d}{4C_o} i_{x_{s\_sw}} \right) & (i_c > i_{x_{s\_sw}} \geq 0) \\ -\frac{T_d}{T_s} V_{dc} & (0 > i_{x_{s\_sw}}) \end{cases} \quad (3.14)$$

최종적으로 (3.12)과 (3.14)을 정리하여,  $i_{x_{s\_sw}}$ 에 따른 온 시퀀스 전압 오차 및 오프 시퀀스 전압 오차를 그림 3-22와 같이 표현할 수 있고, 둘의 평균은 해당 그림의 노란 선으로 도시하였다. 해당 그림에 사용된 제정수는 표 3-1과 같다.

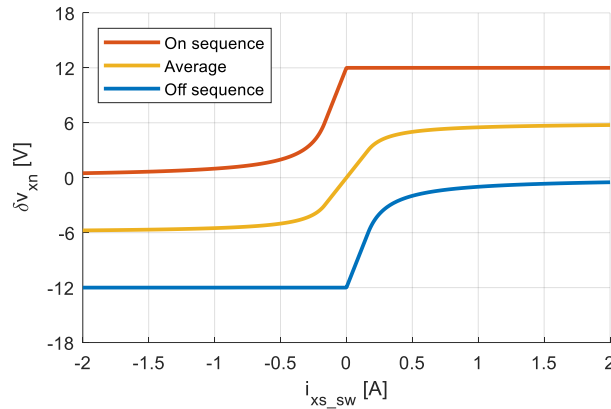


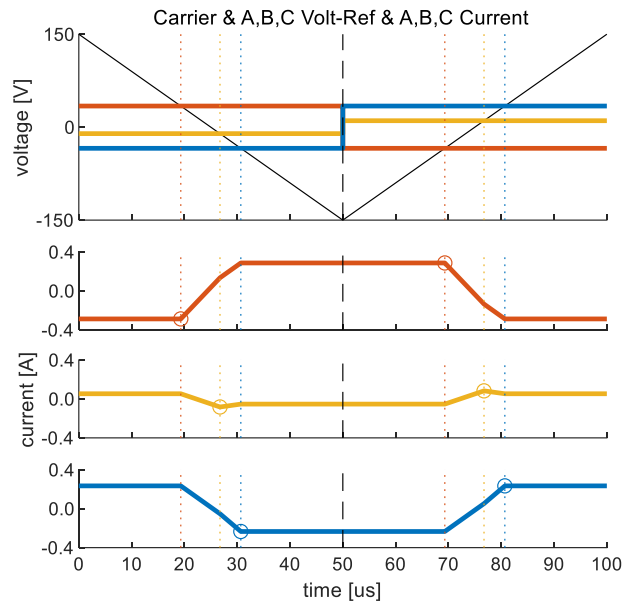
그림 3-22. 스위칭 시점 전류에 따른 전압 오차

$f_{sw}$	10 kHz	$\lambda_f$	80 mWbt
$T_s$	50 $\mu$ s	$L_{dh}$	3.27 mH
$T_d$	2 $\mu$ s	$L_{dqh}$	0 mH
$V_{dc}$	300 V	$L_{qh}$	8.08 mH
$C_o$	550 pF	$I_{s\_Rated}$	5.2 A <sub>rms</sub>
$V_h$	40 V		

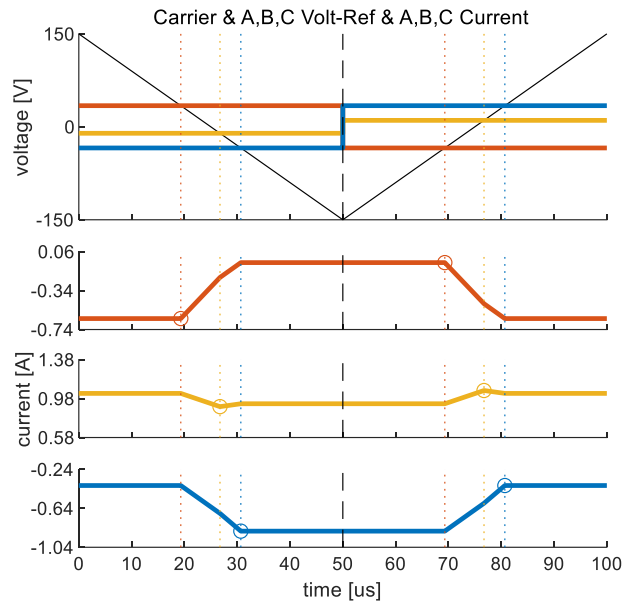
표 3-1. 인버터 및 센서리스 제어 관련 제정수

### 3.3.2. 구형과 주입 센서리스에서의 스위칭 시점 전류

스위칭 주파수의 구형과 주입 센서리스를 실행할 때, 앞 절에서 설명한  $\delta v_{xn}$  이 어떤 식으로 발생하는지를 알기 위해서는 우선  $i_{xs\_sw}$ 에 대하여 분석해야 한다. 고조파 특성 분석 상황을 가정하여 실제 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계는 일치시켰으며, 영전류(zero current) 제어와 q축 전류를 1 A로 제어하고 있는 두 가지 상황을 선정하였다. 두 가지 상황에서 구형과 전압 주입을 실행 하였을 때, PWM 캐리어(carrier)와 각 상의 전압 지령 및 전류에 대한 파형을 표 3-1의 제정수를 사용하여 그림 3-23과 같이 나타내었다. 구형과 전압 지령 (2.9)에서  $clk[n]$ 에 대하여, 온 시퀀스에서는 1, 오프 시퀀스에서는 -1을 갖도록 설정하였다. 권선의 저항은 무시하였고, 각  $i_{xs}$  파형 위에  $i_{xs\_sw}$ 를 'O' 표시 하였다. 각 파형의 빨간색은 a상, 노란색은 b상, 파란색은 c상을 의미한다.



(a)



(b)

그림 3-23. 회전자 위치 전기각  $200^\circ$  고정, 삼상 전압 지령 및 전류

(a) 영전류 제어, (b) q축 전류 1 A 제어

위의 두 그림에서  $0 \sim 50 \mu\text{s}$ 는 캐리어가 하강하는 구간으로 온 시퀀스,  $50 \sim 100 \mu\text{s}$ 는 캐리어가 상승하는 구간으로 오프 시퀀스이다. 또한 역기전력에 의한 효과를 배제하기 위하여 회전자는 정지한 것을 가정하였고, 회전자의 위치는 임의로 전기각  $200^\circ$ 를 선정하였다. 이에 따라 그림 3-23(a)와 (b)의 전압 지령에는 기본 주파수 대역의 성분이 없고 고주파 주입 전압만이 있기 때문에, 두 상황의 전압 지령 파형은 완전히 일치한다. 결과적으로 두 상황의  $i_{xs}$  개형 역시 완전히 일치하고, 스위칭 주기 평균 값만 변동한 형태를 지닌다. 이때, 그림 3-23(a)에서 온 시퀀스의  $i_{xs\_sw}$ 는 모두 음수, 오프 시퀀스에서는 모두 양수인 점을 확인할 수 있다.

위의 내용을 바탕으로, 영전류 제어 및 q축 전류 1 A 제어 상황에 대하여, 회전자의 위치를  $-180^\circ$ 에서  $180^\circ$ 까지 바뀌가며 온 시퀀스와 오프 시퀀스의  $i_{xs\_sw}$ 를 표시하면 각각 그림 3-24와 그림 3-25로 나타낼 수 있다.

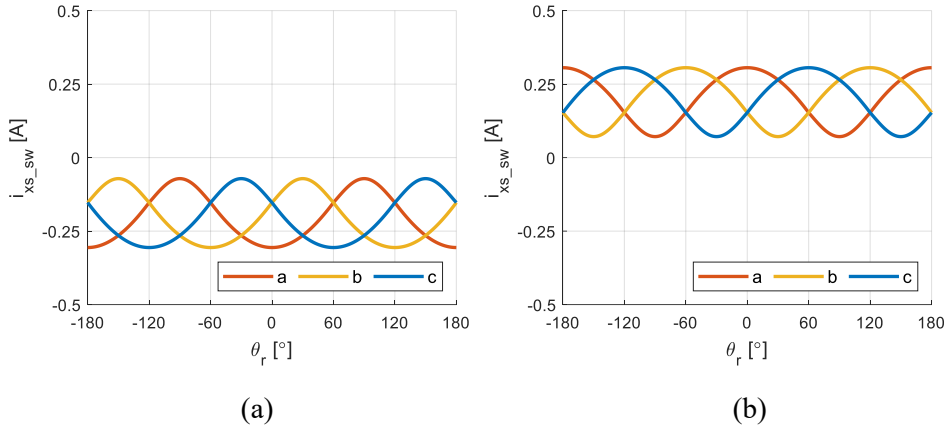


그림 3-24. 영전류 제어, 회전자 위치에 따른  $i_{xs\_sw}$

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

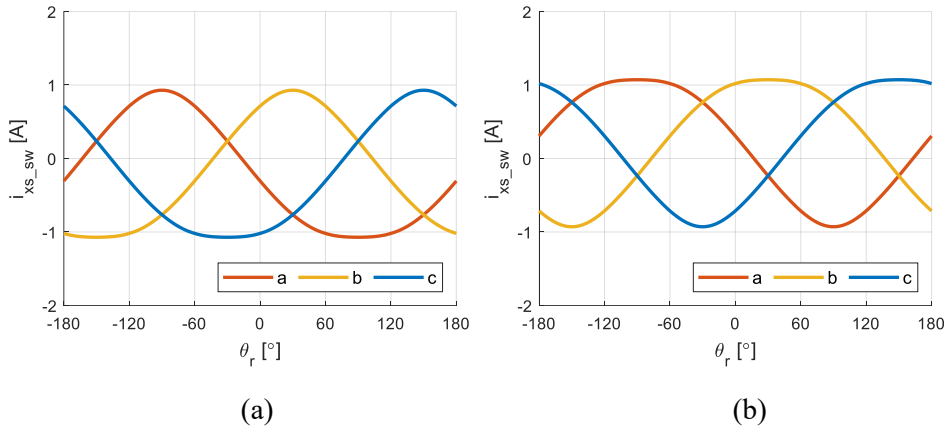


그림 3-25. q축 전류 1A 제어, 회전자 위치에 따른  $i_{xs\_sw}$

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

그림 3-24에서 볼 수 있듯이, 영전류 제어 상황에서 스위칭 주파수의 구형파 전압을 주입하면,  $i_{xs\_sw}$ 가 온 시퀀스와 오프 시퀀스에서 각각 역상분 2 고조파의 형태로 나타난다. 또한, 온 시퀀스와 오프 시퀀스의 역상분 2 고조파는 서로 정반대의 위상을 갖는다. 이때 그림 3-24(a), (b)의  $i_{xs\_sw}$  파형들에 각각 q축 전류 1 A에 해당하는 삼상 전류를 더하면 그림 3-25(a), (b)와 일치한다. 이때 그림 3-25의 파형들에서 기본 주파수 대역 전류가 우세해짐에 따라, 해당 파형들은 정상분 1 고조파에 약간의 역상분 2 고조파가 섞인 개형으로 나타난다.

### 3.3.3. 인버터의 전압 오차가 유도하는 3 고조파

앞 절에서 분석한  $i_{xs\_sw}$ 를 토대로, 본 절에서는 테드타임 구간에서 발생하는  $\delta v_{xn}$ 가 어떤 양상으로 유기되는지 살펴본다. 먼저 영전류 제어 상황의 그림 3-24를 그림 3-22에 대입하여  $\delta v_{xn}$ 로 환산하면 그림 3-26과 같다.

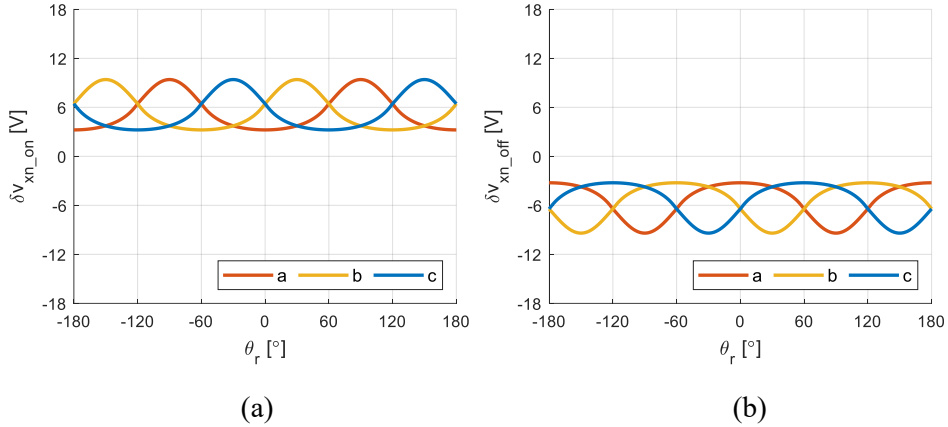


그림 3-26. 영전류 제어, 회전자의 위치에 따른  $\delta v_{xn}$

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

$i_{xs\_sw}$ 가 역상분 2 고조파의 개형을 갖기 때문에, 환산된  $\delta v_{xn}$  역시 역상분 2 고조파의 개형을 갖는다. 해당 파형들을 회전자 좌표계로 환산하면 그림 3-27과 같다.

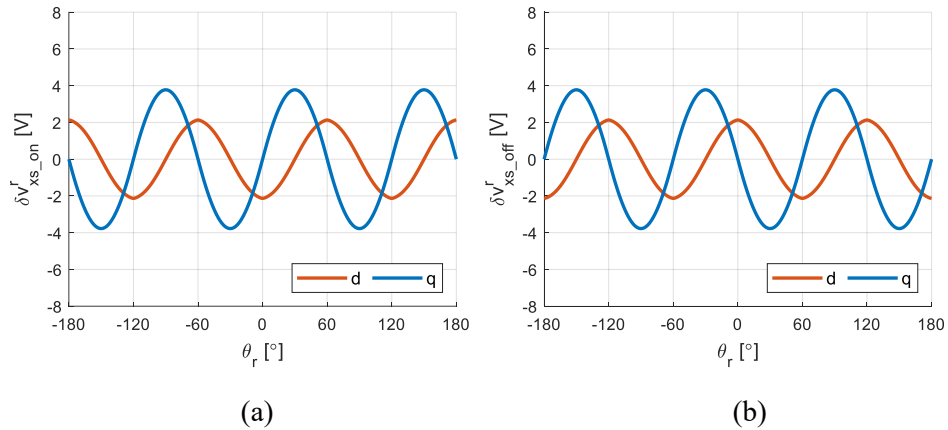


그림 3-27. 영전류 제어, 회전자의 위치에 따른 회전자 좌표계  $\delta v_{xs}^r$

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

삼상 좌표계에서 역상분 2 고조파인  $\delta v_{xn}$  을 회전자 좌표계로 변환함에 따라 3 고조파의  $\delta v_{xs}^r$  가 나타난다. 이때 여전히 온 시퀀스와 오프 시퀀스의 파형들은 서로 정반대의 위상을 지닌다.

이때 온 시퀀스와 오프 시퀀스의  $\delta v_{xs}^r$  성분 중, 공통적으로 갖는 전압 오차분은 dc 성분으로 나타나고, 이는 센서리스 고주파 전류 응답에 오차를 유발하지 않는다. 이에 따라  $\delta v_{xsh}^r$  라는 변수를 (3.15)와 같이 새로 정의하여, 온 시퀀스와 오프 시퀀스의 전압 오차 평균 값을 제거해준다.

$$\begin{aligned} \delta v_{xsh}^r &= \delta v_{xs\_on}^r - \frac{\delta v_{xs\_on}^r + \delta v_{xs\_off}^r}{2} \\ &= \frac{1}{2}(\delta v_{xs\_on}^r - \delta v_{xs\_off}^r) \end{aligned} \quad (3.15)$$

온 시퀀스에서는  $\delta v_{xsh}^r$  가, 오프 시퀀스에서는  $-\delta v_{xsh}^r$  가 고주파 전류 응답에 오차를 유발한다고 할 수 있고, 해당 변수는 회전자의 위치에 따라 그림 3-28과 같이 표현된다.

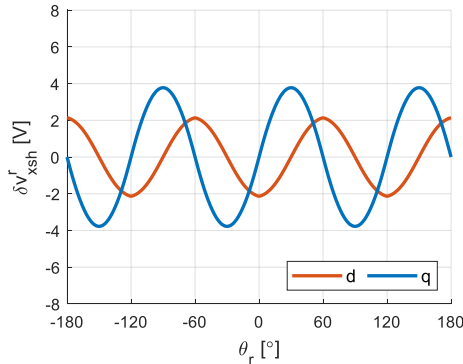


그림 3-28. 영전류 제어, 회전자의 위치에 따른  $\delta v_{xsh}^r$

영전류 제어 상황에서는, 온 시퀀스와 오프 시퀀스의 전압 오차 평균 값이 매우 작아 그림 3-27(a)와 그림 3-28의 차이가 거의 없다.

표 3-1에 따라  $L_{dqh}$ 가 없는 상황이고, 실제 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계를 일치시킨 상태이므로,  $\delta v_{dsh}^r$  는 q축 전류 응답에 영향을 줄 수 없다. 식 (2.11) ~ (2.20)에 의해, 그림 3-28의  $\delta v_{qsh}^r$  가 발생시키는  $\tilde{\theta}_{r,est}$  를 계산하면 그림 3-29와 같이 3 고조파로 나타난다.

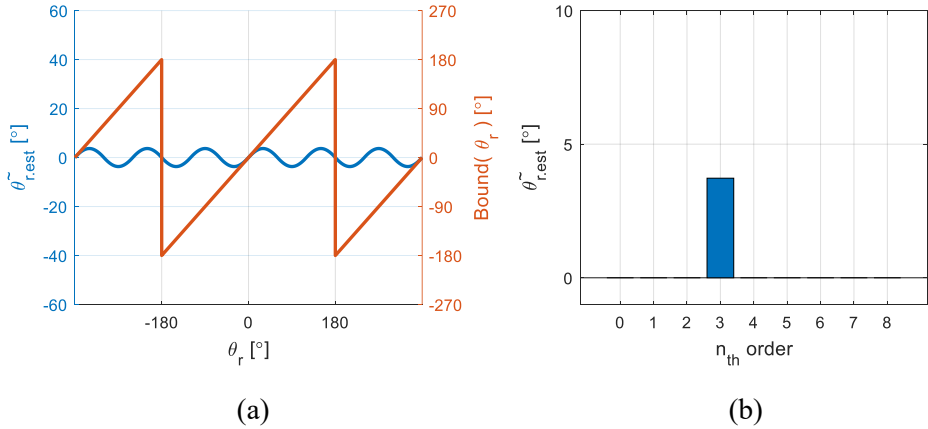


그림 3-29. 영전류 제어, 데드타임 구간 전압 오차로 인한

(a)  $\theta_r$  에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

다음으로, q축 전류 1A 제어 상황의 그림 3-25를 그림 3-22에 대입하여  $\delta v_{,m}$  로 환산하면 그림 3-30과 같다.

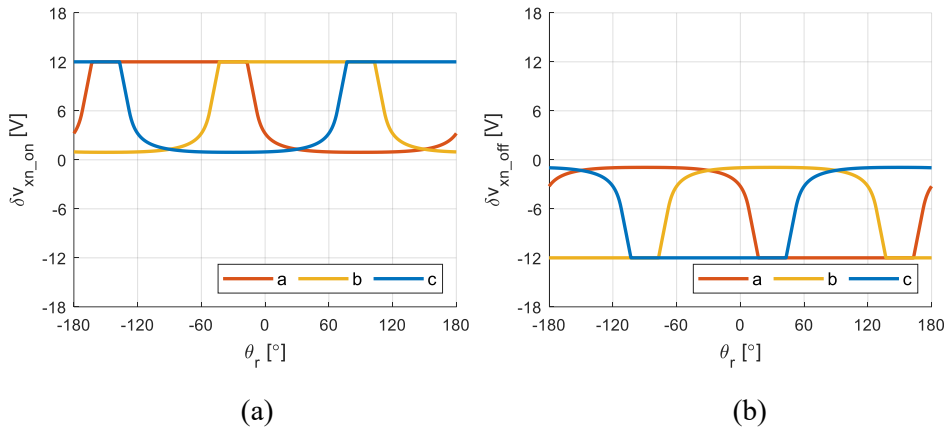


그림 3-30. q축 전류 1A 제어, 회전자의 위치에 따른 삼상 전압 오차

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

그림 3-25에서 온 시퀀스와 오프 시퀀스의  $i_{xs,sw}$ 에서 동일 위상의 정상분 1 고조파가 우세하였기 때문에, 환산된  $\delta v_{,m}$  에서도 동일한 위상의 정상분 1 고조파 성분이 우세하다. 해당 파형들을 회전자 좌표계로 환산하면 그림 3-31과 같다.

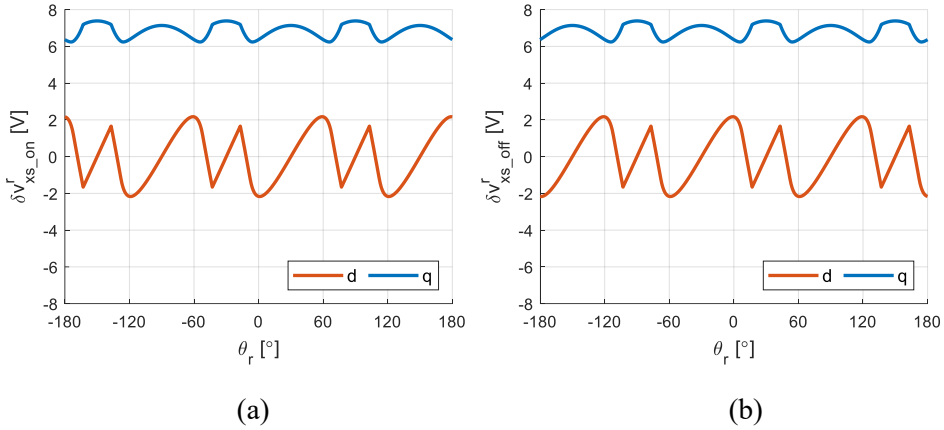


그림 3-31. q축 전류 1A 제어, 회전자의 위치에 따른 회전자 좌표계  $\delta v_{xs}^r$

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

좌표 변환의 결과로 도출된  $\delta v_{xs\_on}^r$  과  $\delta v_{xs\_off}^r$  에는 공통된 성분이 많기 때문에 (3.15)를 거쳐  $\delta v_{xsh}^r$  를 추출하면 그림 3-32와 같다.

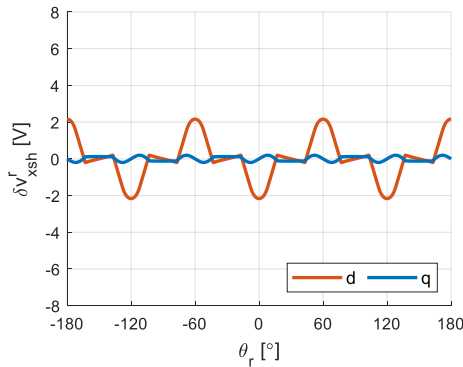


그림 3-32. q축 전류 1A 제어, 회전자의 위치에 따른  $\delta v_{xsh}^r$

위 그림에서  $\delta v_{qsh}^r$  가 그림 3-28의  $\delta v_{qsh}^r$  에 비하여 확연히 작은 것을 확인할 수 있다. 다음으로, 그림 3-32의  $\delta v_{qsh}^r$  가 발생시키는  $\tilde{\theta}_{r.est}$  를 계산하면 그림 3-33과 같이 미세한 3 고조파로 나타난다.

최종적으로, 스위칭 주파수의 구형파 전압 주입은  $i_{xs\_sw}$ 에 역상분 2 고조파 성분을 유도하고, 이는 다시 회전자 좌표계 상에서 3 고조파의 전압 오차로 환산 된다. 이는 3 고조파의 위치 추정 오차로 환산 된다. 하지만 기본 주파수 대역의 전류가 커짐에 따라  $i_{xs\_sw}$ 에서 역상분 2 고조파가 차지하는 비중은 작아지고, 따라서 발생하는 3 고조파 위치



추정 오차는 줄어든다.

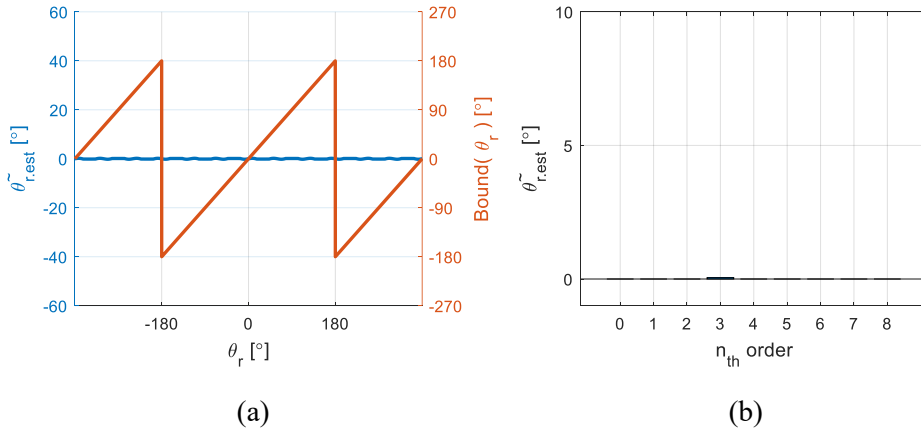


그림 3-33. q축 전류 1A 제어, 데드타임 구간 전압 오차로 인한

(a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

### 3.4. 6 고조파의 원인 분석

본 절에서는 전동기의 인덕턴스 특성으로 인해 발생하는 위치 추정의 6 고조파 오차에 대하여 간략하게 설명하며, 본 논문에서 사용된 전동기의 FEA(Finite Element Analysis) 결과를 예시로 사용한다.

#### 3.4.1. 전동기의 공간 고조파

대부분의 대칭 삼상 전동기는 공간 고조파(spatial harmonics)로 인하여 회전자의 위치에 따라 자기적 특성이 전기각 주기의 6 고조파로 변동한다 [55]. 그림 3-34는 본 논문의 실험에 사용되는 8극 12슬롯 전동기의 단면도이며 정격 전력은 1.7kW, 정격 전류는 5.2 A<sub>rms</sub>이다.

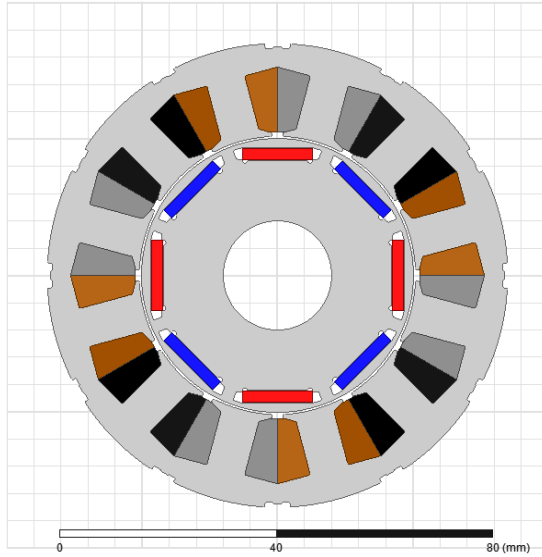


그림 3-34. 8극 12슬롯 전동기 단면도

위 전동기에 대한 FEA 해석 결과는 전기각  $60^\circ$  간격으로 반복되므로, 그림 3-35 ~ 그림 3-41의 등고선들은 상단의 왼쪽부터 순서대로 회전자 위치가  $0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 50^\circ$ 에 고정되어있을 때, 회전자 좌표계의 d축 및 q축 전류에 따라서 나타나는 어떤 변수들의 값이다. 각 등고선 위에 표시된 빨간 점선은 정격 전류 범위를 나타낸다. 가장 먼저, d축과 q축 쇠교자속은 그림 3-35, 그림 3-36과 같다.

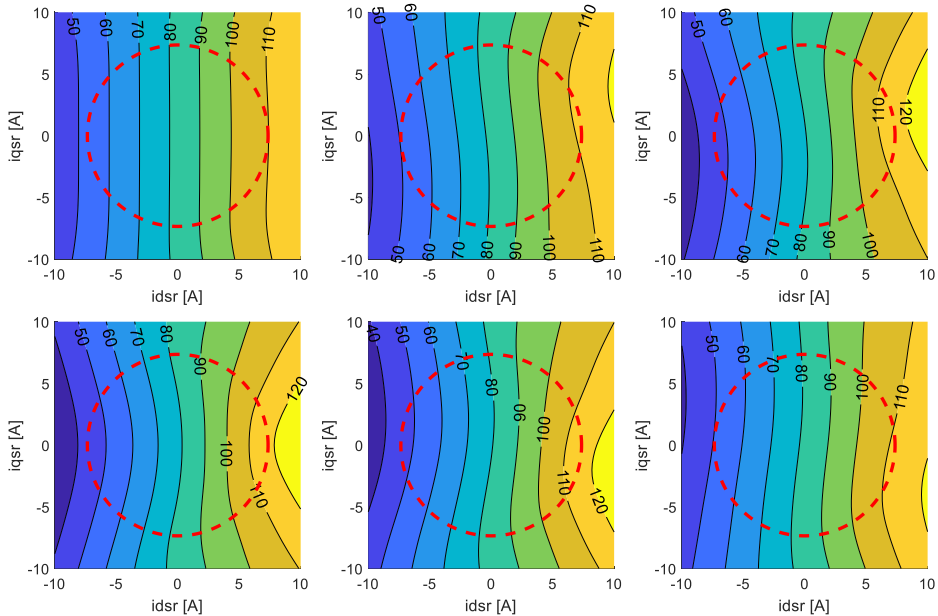


그림 3-35. 여섯 가지 회전자 위치에서의 d축 쇠교자속 ( $mWb \cdot t$ )

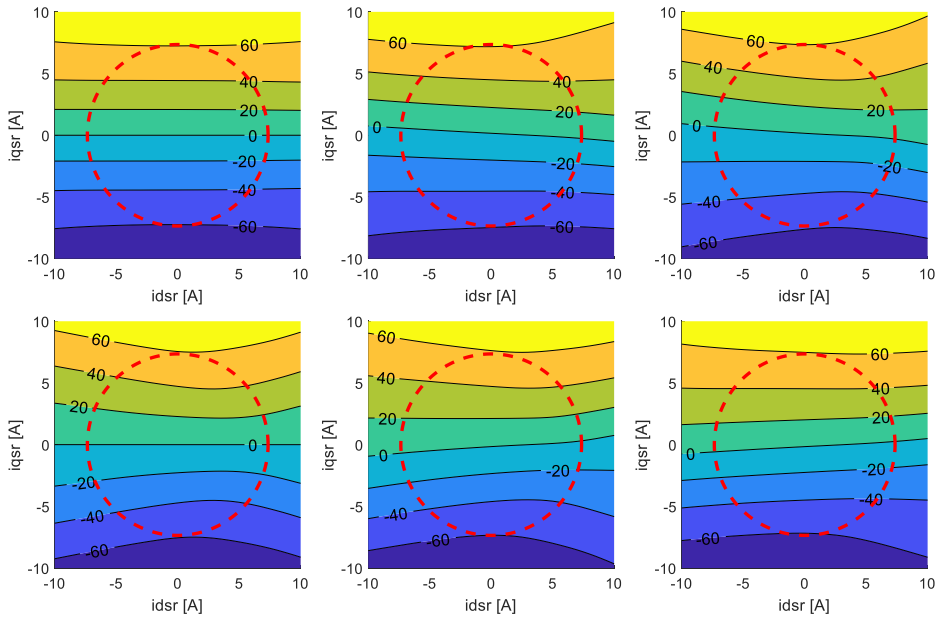


그림 3-36. 여섯 가지 회전자 위치에서의 q축 쇄교자속 ( $mWb \cdot t$ )

다음으로, 위의 두 가지 쇄교자속들을 기반으로 (2.8)을 통해 고주파 인덕턴스들을 그림 3-37, 그림 3-38, 그림 3-39와 같이 나타낼 수 있다.

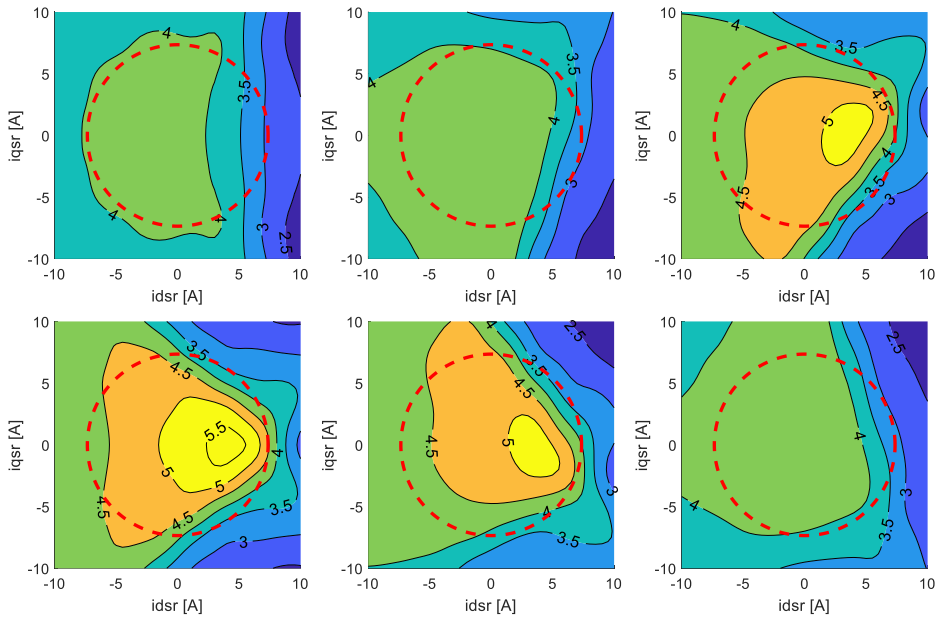


그림 3-37. 여섯 가지 회전자 위치에서의  $L_{dh}$  (mH)

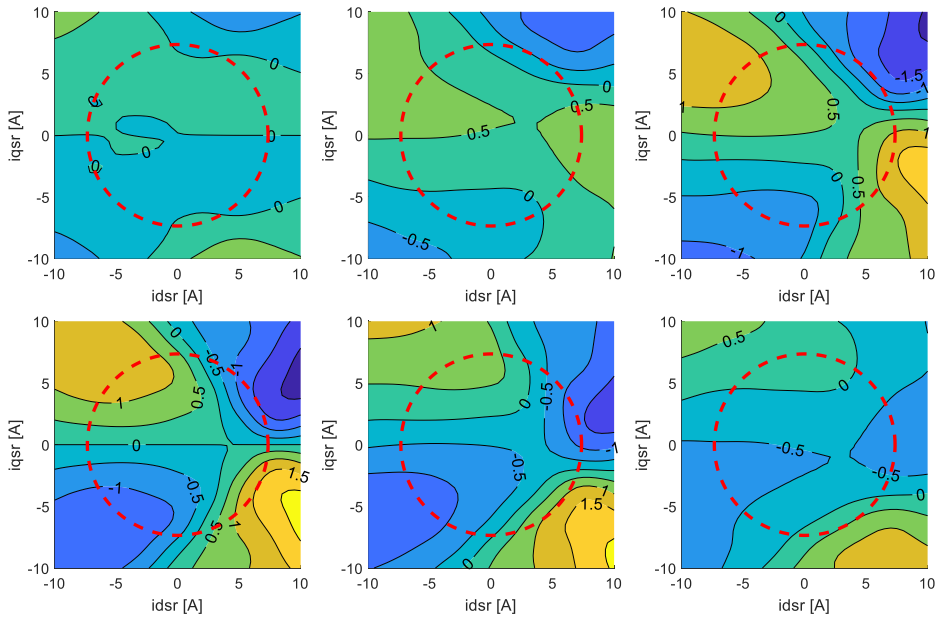


그림 3-38. 여섯 가지 회전자 위치에서의  $L_{dqh}$  (mH)

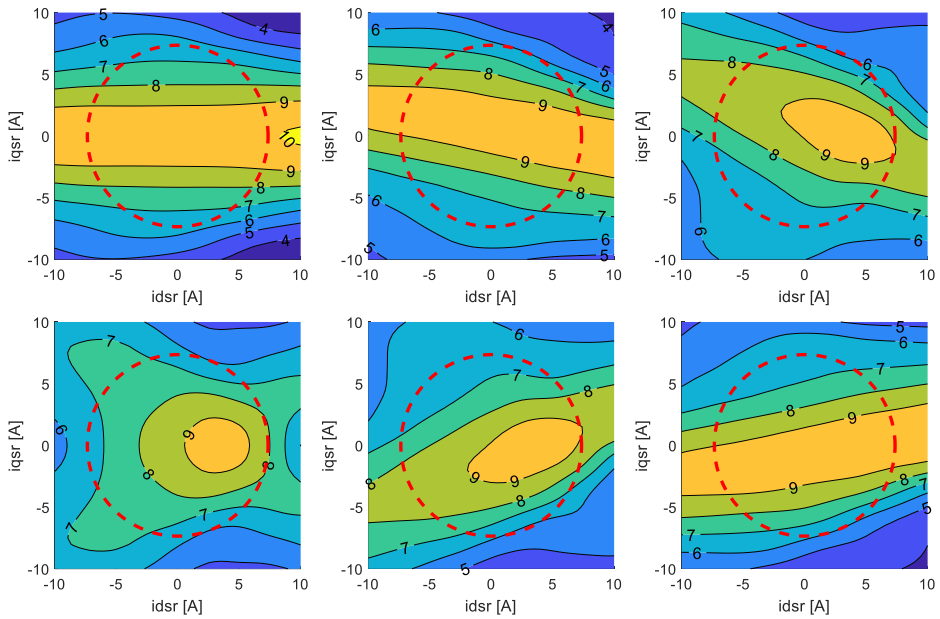


그림 3-39. 여섯 가지 회전자 위치에서의  $L_{qh}$  (mH)

3.4.2. 전동기의 공간 고조파가 유도하는 6 고조파  
 앞 절에서 도식한 고주파 인덕턴스들을 기반으로 (2.15)와 (2.16)의  
 연산을 통해  $I_{\Delta}$ 와  $\phi_{\Delta}$ 의 그림을 그려보면 다음과 같다.

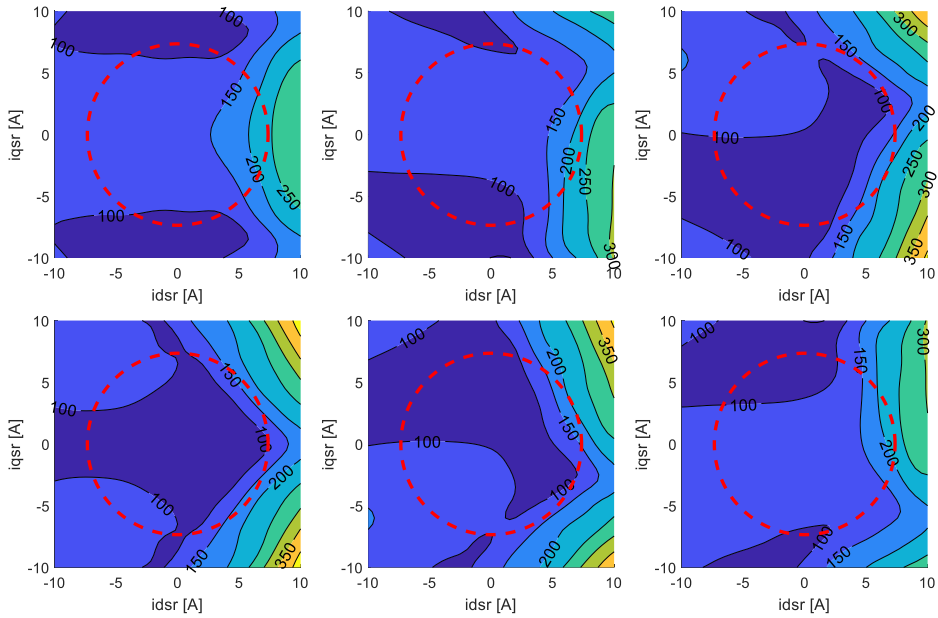


그림 3-40. 여섯 가지 회전자 위치에서의  $I_{\Delta}$  (mA)

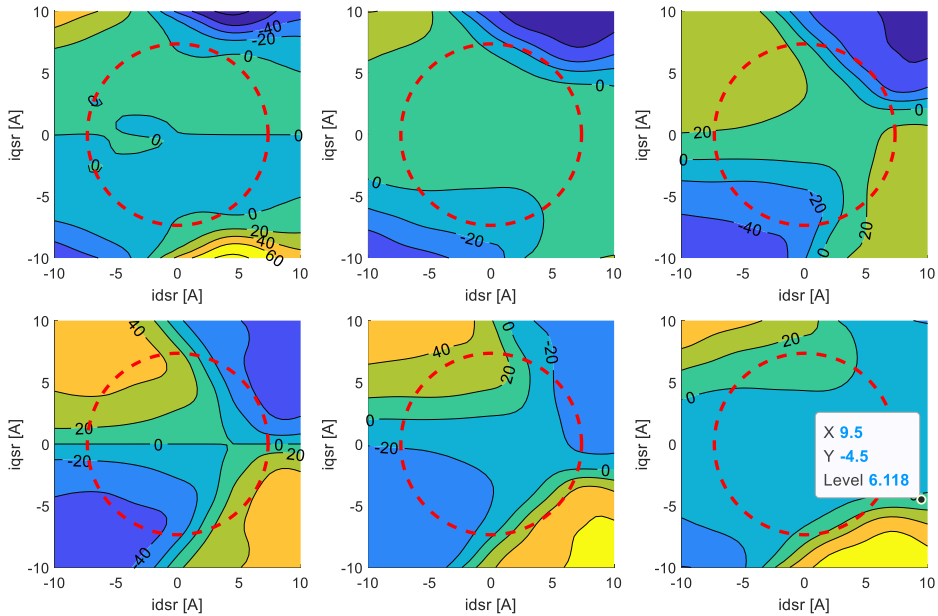


그림 3-41. 여섯 가지 회전자 위치에서의  $\phi_{\Delta}$  (°)

위의 인덕턴스와 관련된 변수들을 가지고, 고조파 특성 분석 결과를

계산해보면 다음과 같다. 먼저 (2.19)와 (2.20)을 변형하여 (3.16)와 같은 수식으로  $\tilde{\theta}_{r,est}$ 를 표현할 수 있는데, 해당 수식은  $\tilde{\theta}_r = 0^\circ$ 임을 반영하였다.

$$\tilde{\theta}_{r,est} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_\Delta}{I_{\Delta 0}} \cdot \sin(2\tilde{\theta}_r - 2\phi_\Delta) = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_\Delta}{I_{\Delta 0}} \cdot \sin(-2\phi_\Delta). \quad (3.16)$$

다음으로,  $I_{\Delta 0}$ 의 계산에는 그림 3-34에 도시된 전동기의 명목 인덕턴스를 사용하여,  $L_{ds} = 3.27$  mH,  $L_{dqs} = 0$  mH,  $L_{qs} = 8.08$  mH,  $V_h = 40$  V,  $T_s = 50$   $\mu$ s로 선정하였다.

다음으로, d축 전류와 q축 전류가 모두 0 A인 전류 운전점에서 회전자의 위치를  $0^\circ \sim 360^\circ$ 로 변경하며  $I_\Delta$ 와  $\phi_\Delta$ 를 FEA의 결과로부터 추출한다. 해당 변수들을 (3.16)에 대입하여  $\tilde{\theta}_{r,est}$ 를 계산하면, 고조파 특성 분석 결과가 그림 3-42와 같이 나타난다. 또다른 예시로 d축 전류는 0 A, q축 전류는 7.35 A(1 p.u.)인 운전점에서 고조파 특성 분석 결과를 계산하면 그림 3-43과 같이 나타난다.

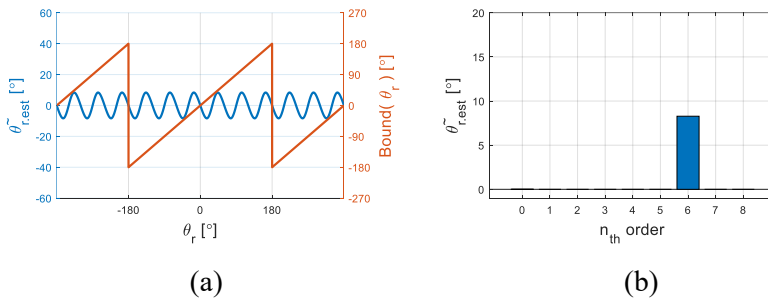


그림 3-42. 영전류 제어 시 전동기의 공간 고조파로 인한

(a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

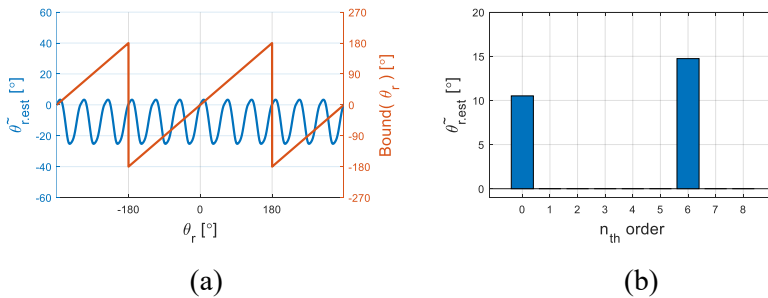


그림 3-43. q축 전류 1 p.u. 제어 시 전동기의 공간 고조파로 인한

(a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

최종적으로, 전동기의 공간 고조파 특성은 위치 추정 오차에 dc 오차 및 6고조파 오차를 발생시키고, 그 크기는 전류 운전점에 따라 다르게 나타난다. 해당 위치 추정 오차를 참조표를 통해 보상하는 많은 연구들이 있었는데 [17] - [18], 본 논문에서는 해당 사항을 고려하지 않는다.

## 제 4 장. 비대칭 신호 주입 센서리스 운전

앞 장에서는 스위칭 주파수의 구형파 주입 센서리스에서 발생하는 위치 추정 오차의 고조파 양상을 분석하였다. 본 장에서는 이중 삼상 전동기에서 스위칭 주파수의 구형파 주입 센서리스를 실행할 때, 앞 장의 위치 추정 오차 원인 분석을 기반으로, 1 고조파와 3 고조파 오차를 완화할 수 있는 방법을 제안한다.

우선, 이중 삼상 전동기에서는 두 개의 중성점으로 분리된 두 가지 삼상 권선에 대하여 독립적으로 단자 전압(terminal voltage)을 인가할 수 있다. 이에 따라 두 삼상 권선에 서로 다른 고주파 전압을 인가할 수 있다. 4.1절에서는 두 삼상 권선에 고주파 전압을 비대칭으로 인가할 때, 즉 인버터1에서는 온 시퀀스에  $-V_h$ , 오프 시퀀스에  $+V_h$ 를 합성하고, 인버터2에서는 온 시퀀스에  $+V_h$ , 오프 시퀀스에  $-V_h$ 를 합성할 때, 각 인버터에서 측정되는 두 가지 위치 신호 사이의 관계에 대하여 규명한다. 다음으로, 두 가지 위치 신호에 개별적으로 존재하는 고조파들이, 두 신호를 평균 내었을 때 서로 상쇄되는 현상에 대하여 분석한다. 마지막으로 해당 비대칭 전압 주입 방식을 구현하는 두 가지 방법을 제시한다.

참고로, 해당 방식을 통해 6 고조파를 완화 혹은 상쇄하는 것은 어렵다. 3.4절에서 설명했듯이 6 고조파에는 전동기의 고주파 인덕턴스 특성이 담겨 있는데, 그 자체가 위치 신호를 만드는 요인이다. 즉, 비대칭 전압 주입 및 신호처리를 통해 해당 고조파를 상쇄할 수는 있지만, 해당 행위는 위치 신호 자체를 상쇄한다는 의미를 내포하기 때문에, [17] - [18]과 같이 참조표를 이용하지 않는 이상 6 고조파를 완화하기는 쉽지 않다.

다음으로, 4.2절에서는 본 논문의 실험 대상 이중 삼상 전동기에 대하여, 두 삼상 간의 상호 인덕턴스(mutual inductance)를 수식적으로 모델링한다. 이를 유한 요소 해석(finite element analysis: FEA)의 결과와 맞추어보고 해당 모델링의 타당성을 검증한다. 다음으로 4.1절에서



제시한 두 가지 기법을 해당 모델에 대입하여 문제점이 없는지 확인한다.

#### 4.1. 비대칭 신호 주입 센서리스 기법 제안

본 장에서 다루는 비대칭 신호 주입은 인버터1에서는 온 시퀀스에  $-V_h$ , 오프 시퀀스에  $+V_h$ 를 합성하고, 인버터2에서는 온 시퀀스에  $+V_h$ , 오프 시퀀스에  $-V_h$ 를 합성하는 상황을 의미한다.

##### 4.1.1. 1 고조파 상쇄 과정

인버터 직류단 전압의 중간 전위를 'n'으로 지칭하였을 때, 극 전압(pole voltage)을  $v_{xn}$ 으로 정의하고, 그 지령을  $v_{xn}^*$ 로 정의한다. 이때 온 시퀀스와 오프 시퀀스에서  $v_{xn}^*$ 에 따라 발생하는 측정 저항의 양단 전압 양상은, 그림 3-12(a)를 참고하여, 그림 4-1, 그림 4-2와 같이 표현할 수 있다. 이때 ADC를 통해 샘플링 되는 시점이 각 그림들 위에 검은색 점선으로 표현되어있다.

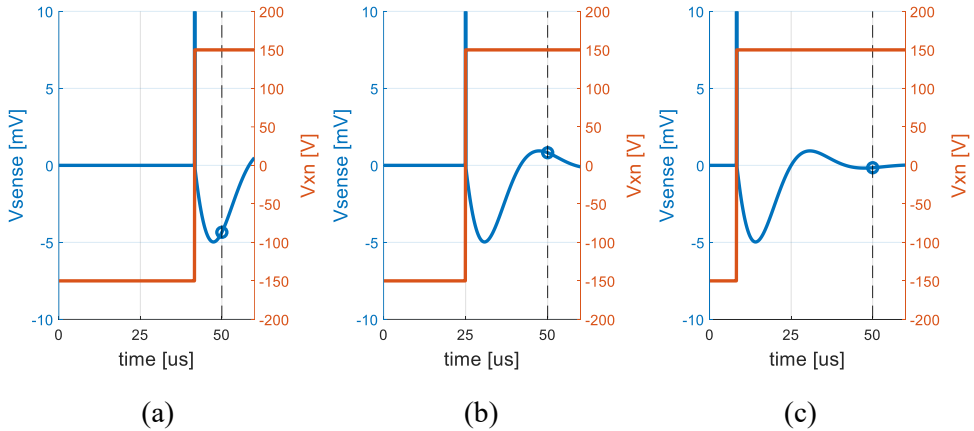


그림 4-1. 온 시퀀스, 극 전압 지령에 따른 측정 저항 양단 전압

(a)  $v_{xn}^* = -100 \text{ V}$ , (b)  $v_{xn}^* = 0 \text{ V}$ , (c)  $v_{xn}^* = 100 \text{ V}$

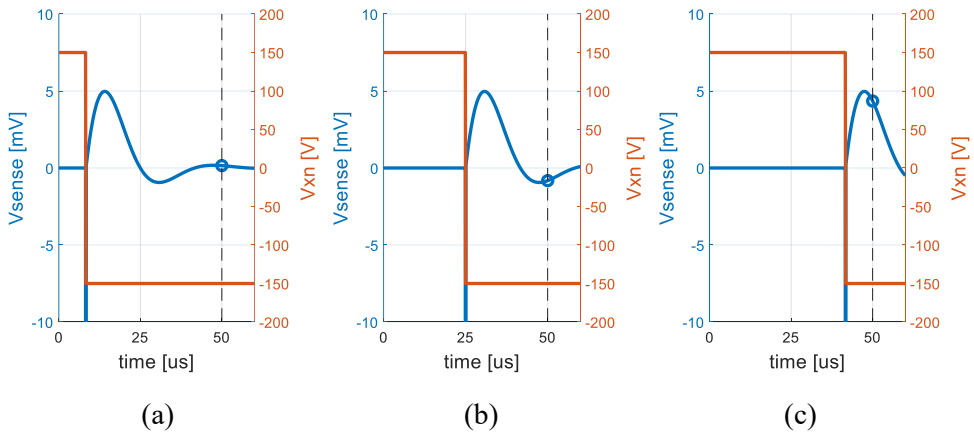


그림 4-2. 오프 시퀀스, 극 전압 지령에 따른 측정 저항 양단 전압

(a)  $v_{xn}^* = -100 \text{ V}$ , (b)  $v_{xn}^* = 0 \text{ V}$ , (c)  $v_{xn}^* = 100 \text{ V}$

위의 두 그림에서 볼 수 있듯이, 측정 저항 양단 전압의 파형은 스위칭 시점과 스위칭 시  $dv/dt$ 의 부호에 따라 결정된다. 이때, 해당 파형은 홀 효과 전류 측정기의 종류, 측정 저항의 크기, 1 차측 권선의 턴 수 등에 따라 다르게 나타나는데, 파형의 크기나 공진 주파수, 공진의 감쇠 양상 등이 변한다.

본 논문에서는 이중 삼상 전동기 구동 시스템에서, 두 삼상 권선의 영상분 전류를 무시하고 인버터1의 a, b 상 전류 및 인버터2의 a, b 상 전류에 대하여, 총 4 개의 전류 측정기를 사용하는 상황을 선정하는데, 이때 네 측정기의 잡음 특성이 모두 동일하다고 가정한다. 다음으로, 온 시퀀스와 오프 시퀀스에서 극 전압 지령에 따라 발생하는 측정 저항

양단 전압으로부터, (3.2)를 통해 환산되는 전류 측정 잡음은 그림 4-3과 같이 표현된다.

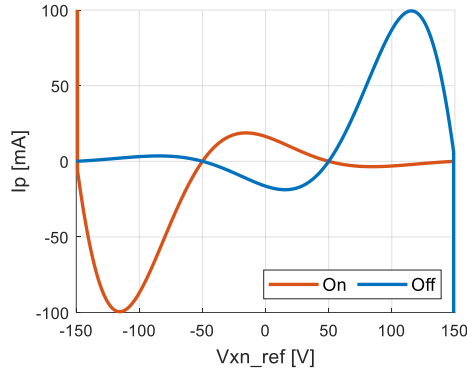


그림 4-3. 극전압 지령에 따른 전류 측정 잡음

3.1.1절에서 기술되었듯이, 위 그림의 전류 측정 잡음은 인버터의 출력단이 개방되어 실제 전동기와는 연결되지 않은 상태에서, 오로지 전류 측정기의 기생 캐패시턴스로 흐르는 누설 전류로 인해 측정되는 잡음이다. 위 그림에서 온 시퀀스와 오프 시퀀스의 전류 측정 잡음은 원점 대칭 형태를 이루는데, 이는 (4.1)과 같이 표현할 수 있다.

$$I_{p\_on}(v_{xn}^*) = -I_{p\_off}(-v_{xn}^*). \quad (4.1)$$

다음으로, 2.2.3절의 상태 전환 전류 제어기가 정상 상태에 도달하면, 인버터가 합성하는 기본 주파수 대역 전압은 (4.2)와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dqsf}^r = \omega_r \begin{bmatrix} -L_{qs} i_{qsf}^r \\ L_{ds} i_{dsf}^r \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_f \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

또한 고조파 특성 분석을 위하여 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계를 일치 시키면, 주입되는 구형파 전압의 지령은 (4.3)과 같이 회전자 좌표계에서 표현될 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dqsh}^r = \begin{bmatrix} V_h \cdot clk[n] \\ 0 \end{bmatrix} \rightarrow clk1[n] = -clk2[n]. \quad (4.3)$$

위의 수식의 클락 신호에 대하여, 인버터1의 클락 신호인  $clk1[n]$ 은 온 시퀀스에서 +1, 오프 시퀀스에서 -1을 갖도록 설정한다. 인버터2의 클락 신호인  $clk2[n]$ 는  $clk1[n]$ 과 반대 부호를 갖는다. 이때, n 샘플링 시점에

생성된 전압 지령은,  $n+1$  샘플링 시점에 인버터에서 합성된다. 따라서, 인버터1에 대하여  $n$  샘플링 시점이 온 시퀀스라고 가정하면,  $clk1[n]$ 은 +1이고, 해당 시점에 인버터1이 실제로 합성하고 있는 전압은  $V_h \cdot clk1[n-1] = -V_h$ 가 된다.

다음으로, 회전자가 정지한 전동기에 대해 영전류 제어를 수행하는 상황에서,  $V_h = 40$  V를 주입을 할 때, 회전자 위치에 따라 인버터1이 합성하는 극 전압 지령을 온 시퀀스와 오프 시퀀스에 대하여 그림 4-4와 같이 나타낼 수 있다. 해당 그림에서는 SVPWM을 실행하고 있는 상황이다 [49]. 추후의 내용 서술을 위하여, 그림 4-4(a)의 각 상 극 전압 지령을  $v_{xnA}^*(\theta_r)$ , 그림 4-4(b)의 각 상 극 전압 지령을  $v_{xnB}^*(\theta_r)$ 로 지칭한다.

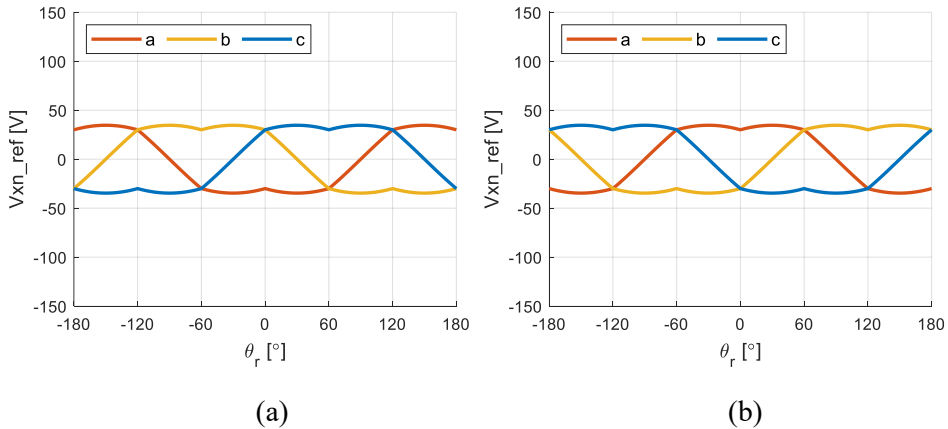


그림 4-4. 영전류 제어, 0 r/min에서 인버터1의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

위의 그림에서,  $v_{xnA}^*(\theta_r)$ 와  $v_{xnB}^*(\theta_r)$ 의 파형은 모두 반파 대칭(half-wave symmetry)이므로 짝수 고조파가 없고 홀수 고조파로만 이루어져있다 [56]. 이에 따라  $v_{xnA}^*(\theta_r)$ 와  $v_{xnB}^*(\theta_r)$ 는 모두 (4.4)를 만족한다.

$$v_{xn}^*(\theta_r) = -v_{xn}^*(\theta_r + 180^\circ). \quad (4.4)$$

다음으로  $n-1$  번째 샘플링 시점에서 온 시퀀스가 수행 중이라고 하였을 때,  $v_{xnA}^*(\theta_r)$ 와  $v_{xnB}^*(\theta_r)$ 를 각각 그림 4-3에 대입하여, 전류 측정 잡음의 차분 신호를 아래와 같은 수식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
& \Delta i_{xsh}[n] \cdot clk1[n-2] \\
&= \left\{ I_{p\_on}(v_{xn}[n-1]) - I_{p\_off}(v_{xn}[n-2]) \right\} \cdot clk1[n-2]. \quad (4.5) \\
&= -I_{p\_on}(v_{xnA}^*(\theta_r)) + I_{p\_off}(v_{xnB}^*(\theta_r))
\end{aligned}$$

반대로  $n-1$  번째 샘플링 시점에서 오프 시퀀스가 수행 중이었다면,  $v_{xn}[n-1]$ 은  $v_{xnB}^*(\theta_r)$  이고,  $v_{xn}[n-2]$ 는  $v_{xnA}^*(\theta_r)$  이다. 이때 전류 측정 잡음의 차분 신호는 (4.6)과 같은데, (4.5)와 (4.6)에서  $clk1$ 의 부호가 반대이므로 결과가 같다. 즉 해당 차분 신호는 온/오프 시퀀스와 관계 없이 같은 값을 갖는다.

$$\begin{aligned}
& \Delta i_{xsh}[n] \cdot clk1[n-2] \\
&= \left\{ I_{p\_off}(v_{xn}[n-1]) - I_{p\_on}(v_{xn}[n-2]) \right\} \cdot clk1[n-2]. \quad (4.6) \\
&= -I_{p\_on}(v_{xnA}^*(\theta_r)) + I_{p\_off}(v_{xnB}^*(\theta_r))
\end{aligned}$$

위 수식을 통해 계산된 각 상의 차분 신호를 그림 4-5(a)와 같이 표현할 수 있다. 식 (3.7)을 기반으로 해당 차분 신호를 좌표 변환하면 회전자 좌표계에서 그림 4-5(b)와 같이 표현할 수 있다. 이때 q축 파형은 (2.19)의  $i_{sig}$ 와 동일하다.

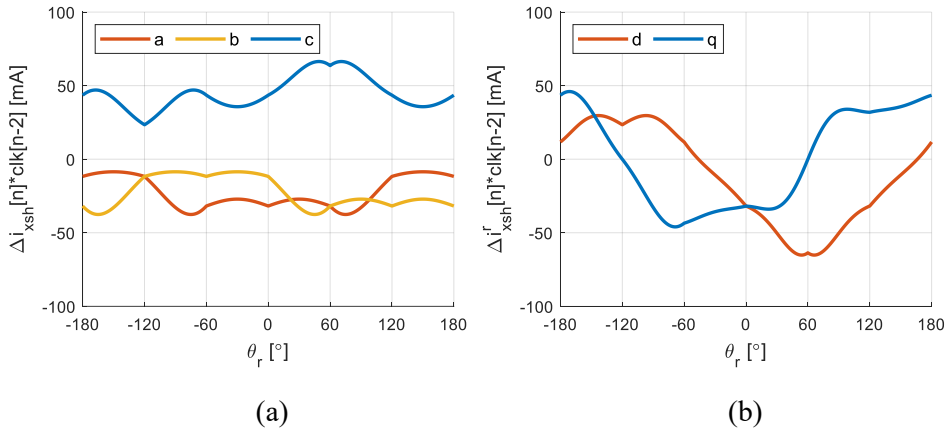


그림 4-5. 영전류 제어, 0 r/min에서 인버터1의 차분 신호  
(a) 삼상 좌표계, (b) 회전자 좌표계

식 (2.20)에 따라  $i_{sig}$ 를  $I_{\Delta 0}$ 로 나누면  $\tilde{\theta}_{r,est}$ 로 환산되고,  $I_{\Delta 0}$ 의 계산에는 표 3-1의 제정수들을 그대로 사용하였다. 이를 그림 4-6과 같이 나타낼 수 있다. 3.1절에서 서술하였듯이, 해당 위치 추정 오차에는 1 고조파가

우세한 양상을 확인할 수 있다.

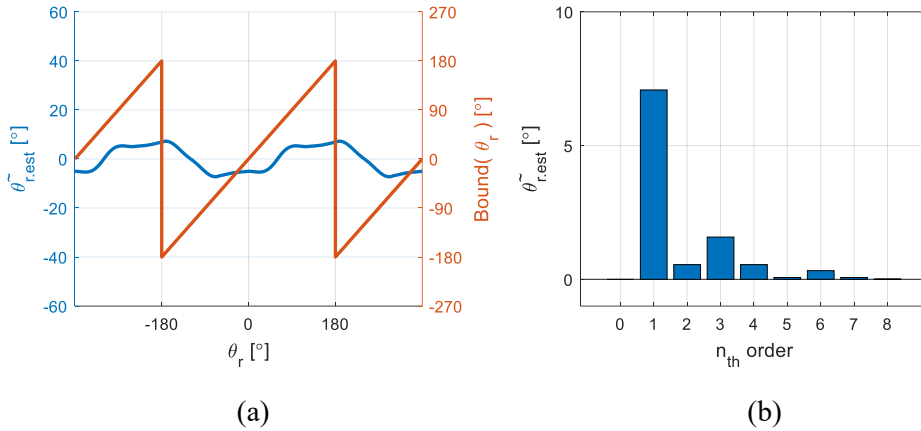


그림 4-6. 영전류 제어, 0 r/min에서 전류 측정 잡음으로 인한

(a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

다음으로, 같은 상황에서 인버터2가 합성하는 극 전압 지령은 (4.3)에 따라 그림 4-7과 같다. 그림 4-4와 비교하였을 때, 온 시퀀스에서  $v_{xnB}^*(\theta_r)$ 를 합성하고 오프 시퀀스에서  $v_{xnA}^*(\theta_r)$ 를 합성하는 형태이다.

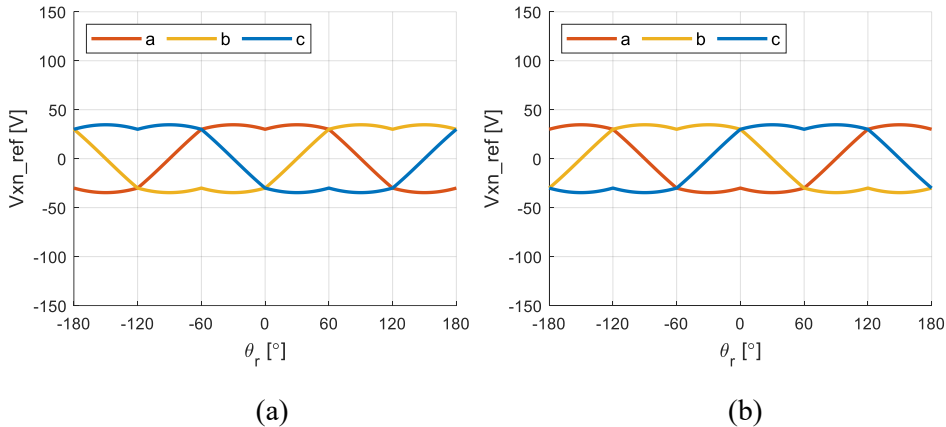


그림 4-7. 영전류 제어, 0 r/min에서 인버터2의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

$n$  번째 샘플링 시점에서 오프 시퀀스임을 가정하고 구한 차분 신호는 (4.7)과 같이 계산된다. 마찬가지로,  $n$  번째 샘플링 시점이 온 시퀀스인지 오프 시퀀스인지와는 관계없이 같은 수식이 도출된다.

$$\begin{aligned}
& \Delta i_{xsh}[n] \cdot clk2[n-2] \\
&= \left\{ I_{p\_on}(v_{xn}[n-1]) - I_{p\_off}(v_{xn}[n-2]) \right\} \cdot clk2[n-2]. \quad (4.7) \\
&= I_{p\_on}(v_{xnB}^*(\theta_r)) - I_{p\_off}^*(v_{xnA}(\theta_r))
\end{aligned}$$

인버터1에서와 마찬가지로, 해당 차분 신호를 삼상 좌표계와 회전자 좌표계로 표현하면 그림 4-8과 같이 도시할 수 있다. 이때, (4.7)을 (4.1)과 결합하여 (4.8)과 같이 변형할 수 있다.

$$\begin{aligned}
& \Delta i_{xsh}[n] \cdot clk2[n-2] \\
&= -I_{p\_off}(-v_{xnB}^*(\theta_r)) + I_{p\_on}(-v_{xnA}^*(\theta_r)). \quad (4.8)
\end{aligned}$$

또한 (4.8)을 (4.4)와 결합하여 (4.9)와 같이 추가 변형할 수 있다.

$$\begin{aligned}
& \Delta i_{xsh}[n] \cdot clk2[n-2] \\
&= I_{p\_on}(v_{xnA}^*(\theta_r + 180^\circ)) - I_{p\_off}^*(v_{xnB}(\theta_r + 180^\circ)). \quad (4.9)
\end{aligned}$$

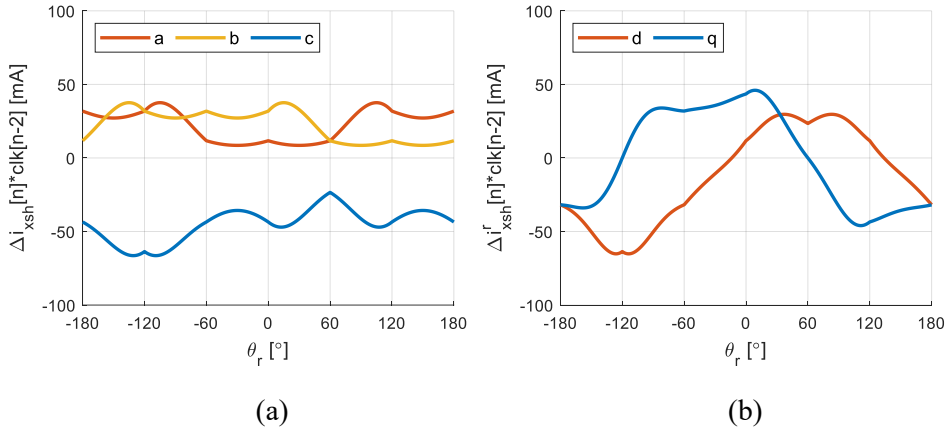


그림 4-8. 영전류 제어, 0 r/min에서 인버터2의 차분 신호

(a) 삼상 좌표계, (b) 회전자 좌표계

다음으로, 인버터1의 차분 신호 (4.5)와, 인버터2의 차분 신호 (4.9)를 비교해본다. (4.5)의 수식을  $f(\theta_r)$ 로 표현했을 때, (4.9)는  $-f(\theta_r + 180^\circ)$ 로 표현되는 것을 확인할 수 있다. 해당 사항은, 그림 4-5(a)의 a, b, c 상과형을  $180^\circ$ 만큼 위상 이동 한 뒤, 부호를 뒤집으면 그림 4-8(a)와 정확히 일치하는 것을 통해 확인할 수 있다. 이때, 인버터1의 a, b, c 상 차분 신호를 회전자 좌표계로 좌표 변환하는 수식은 (4.10)과 같고, 인버터2에 대해서는 (4.11)과 같다. 두 식에서  $\mathbf{T}_{abc}$ 는 (4.12)와 같다. 결과적으로, 두

인버터의 회전자 좌표계 차분 신호는 (4.13)과 같은 관계를 갖는다. 식 (4.13)의 검증은 그림 4-5(b)와 그림 4-8(b)의 비교를 통해 가능하다.

$$\begin{bmatrix} f_{d1}^r(\theta_r) \\ f_{q1}^r(\theta_r) \end{bmatrix} = \mathbf{R}(-\theta_r) \mathbf{T}_{abc} \begin{bmatrix} f_a(\theta_r) \\ f_b(\theta_r) \\ f_c(\theta_r) \end{bmatrix}. \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_{d2}^r(\theta_r) \\ f_{q2}^r(\theta_r) \end{bmatrix} &= \mathbf{R}(-\theta_r) \mathbf{T}_{abc} \begin{bmatrix} -f_a(\theta_r + 180^\circ) \\ -f_b(\theta_r + 180^\circ) \\ -f_c(\theta_r + 180^\circ) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{R}(-\theta_r - 180^\circ) \mathbf{T}_{abc} \begin{bmatrix} f_a(\theta_r + 180^\circ) \\ f_b(\theta_r + 180^\circ) \\ f_c(\theta_r + 180^\circ) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{T}_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} f_{d1}^r(\theta_r + 180^\circ) \\ f_{q1}^r(\theta_r + 180^\circ) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{d2}^r(\theta_r) \\ f_{q2}^r(\theta_r) \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

해당 수식을 통하여, 인버터1의 q축 신호와 인버터2의 q축 신호를 평균내었을 때, 홀수 고조파는 모두 상쇄되고, dc 성분 및 짝수 고조파는 그대로 남는 것을 예상할 수 있다. 이를 나타낸 것이 그림 4-9이다. 위치 추정에 사용되는 것은 q축 신호이므로, d축 신호를 제외하고 해당 신호만 도시하였다. 해당 파형은 그림 4-5(b)의 q축 파형과 그림 4-8(b)의 q축 파형을 평균낸 것이다. 해당 신호를 사용하여  $\tilde{\theta}_{r,est}$  를 계산하면 그림 4-10과 같고, 해당 그림과 그림 4-6을 비교함에 따라 위치 추정 오차의 1 고조파를 포함한 모든 홀수 차수의 고조파가 상쇄된 것을 확인할 수 있다.



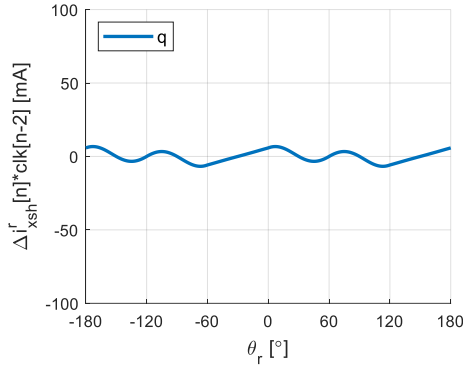


그림 4-9. 영전류 제어, 0 r/min에서 두 q축 차분 신호의 평균

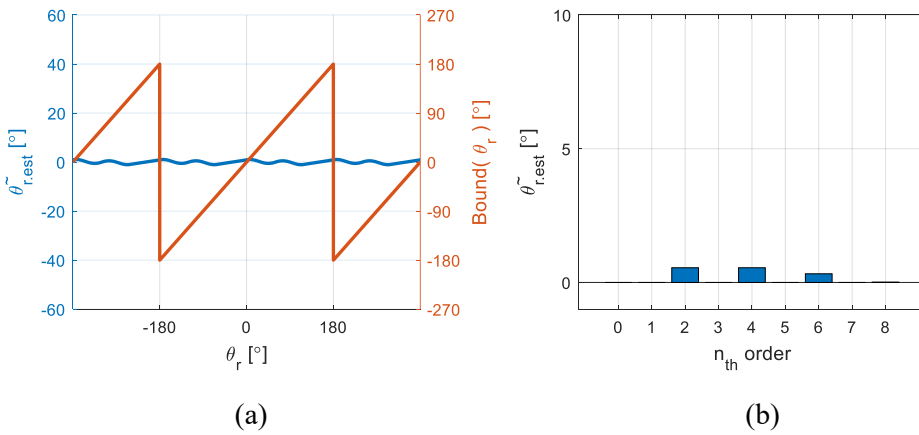


그림 4-10. 영전류 제어, 0 r/min에서 두 전류 측정 잡음을 평균 내었을 때

(a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

다음으로, 위에서 서술된 위치 추정 오차의 홀수 고조파 상쇄 과정이, 다른 조건에서도 성립하는지 살펴본다. 위와 마찬가지로 고조파 특성 분석을 위해 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계를 일치시켰다. 선정된 조건은 q축 전류를 1 p.u.(5.2 A<sub>rms</sub>)로 제어하고, 회전자의 회전 속도는 1000 r/min인 상황이다. 해당 속도는 기저 속도인 4500 r/min의 22% 수준이다. 기타 제정수는 표 3-1에 제시 되어있고, 극 쌍 수는 4이다. 결과적으로 (4.2)에 정의된 기본 주파수 대역 전압의 d, q축 성분은 각각  $v_{dsrf}^r = -24.7V$ ,  $v_{qsrf}^r = 33.5V$  으로 계산된다. 이때, 주입 전압  $V_h$ 는 위와 같이 40 V로 설정하였을 때, 온 시퀀스와 오프 시퀀스의 인버터1의 극 전압 지령은 그림 4-11과 같이 표현할 수 있다. 마찬가지로 SVPWM을 가정하였다.

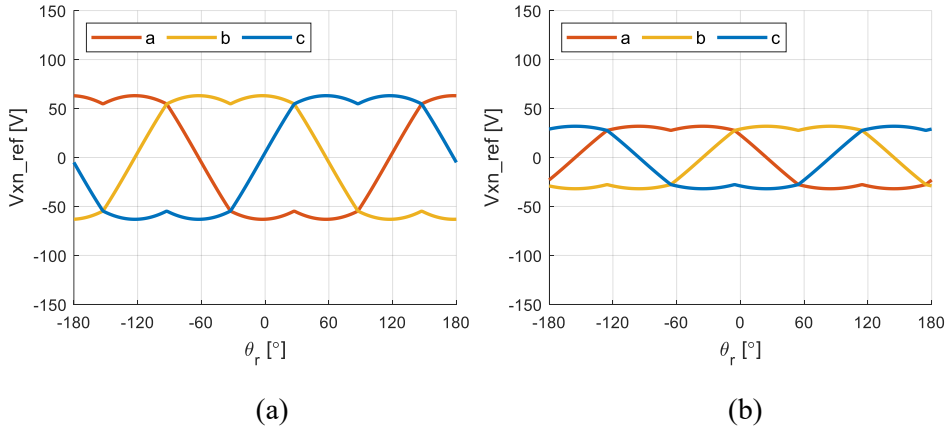


그림 4-11. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 인버터1의 극 전압 지령  
(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

위 그림에서 온 시퀀스의 극 전압 지령을  $v_{xnC}^*(\theta_r)$ 로, 오프 시퀀스의 극 전압 지령을  $v_{xnD}^*(\theta_r)$ 로 지칭한다.  $v_{xnC}^*(\theta_r)$ 와  $v_{xnD}^*(\theta_r)$ 는 각각 반파 대칭을 만족하기 때문에 홀수 고조파로만 구성되는 것을 알 수 있고, 이는 (4.4)를 만족 시킨다.

다음으로, 위의 극 전압 지령을 합성함에 따라 발생하는 전류 측정 잡음의 차분 신호를 그림 4-12와 같이 나타낼 수 있다. 그림 4-12(b)의 q축 차분 신호를 사용하여 위치 추정 오차로 환산하면 그림 4-13과 같다.

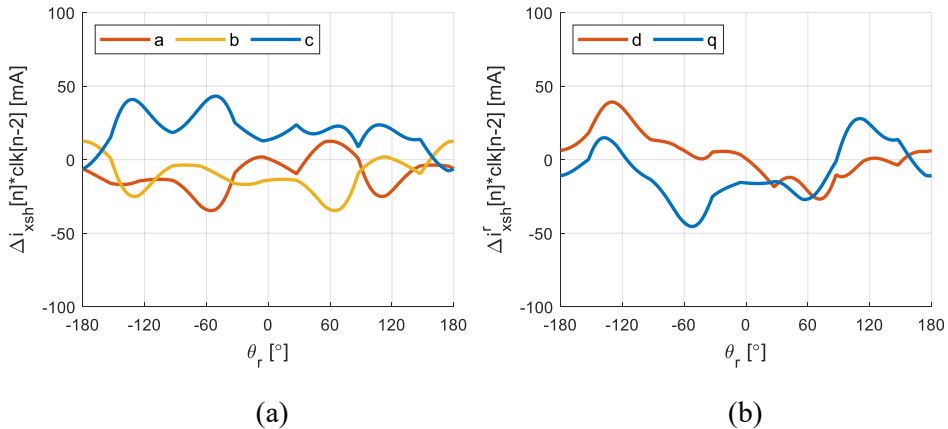


그림 4-12. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 인버터1의 차분 신호  
(a) 삼상 좌표계, (b) 회전자 좌표계

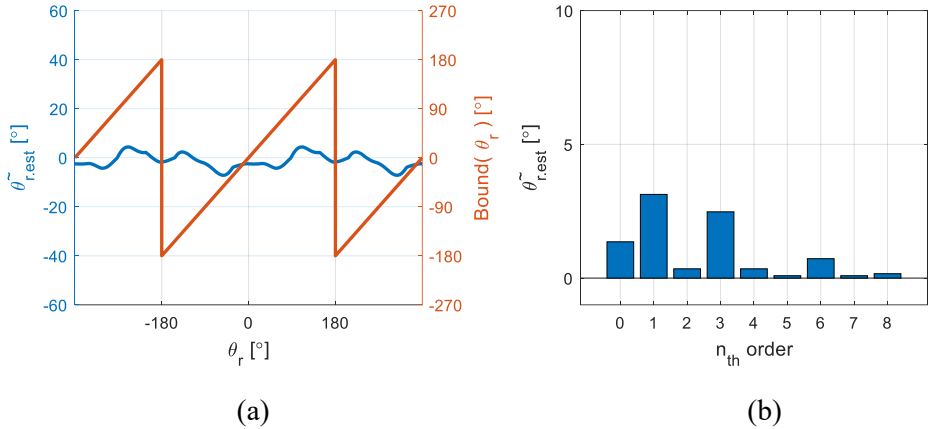


그림 4-13. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 전류 측정 잡음으로 인한

(a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

위 그림을 보면, 그림 4-6 대비 고조파 양상이 달라진 것을 확인할 수 있다. 하지만, 여전히 1 고조파가 가장 크며, 다른 홀수 고조파들 역시 존재하는 것을 확인할 수 있다.

다음으로 인버터2의 극 전압 지령은 인버터1과 반대로 온 시퀀스에서  $v_{xnD}^*(\theta_r)$ , 오프 시퀀스에서  $v_{xnC}^*(\theta_r)$ 로 인가된다. 해당 상황을 그림 4-14와 같이 표현할 수 있다. 다음으로 해당 극 전압 지령을 합성함에 따라 발생하는 전류 측정 잡음의 차분 신호는 그림 4-15와 같이 표현할 수 있다.

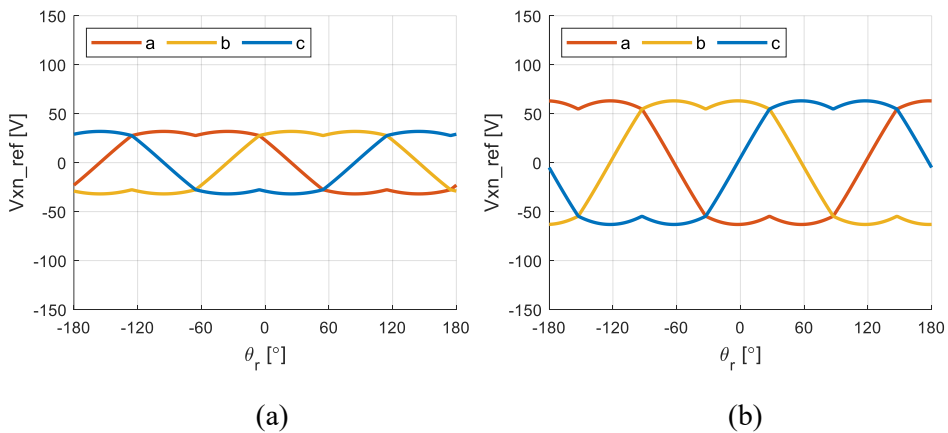


그림 4-14. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 인버터2의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

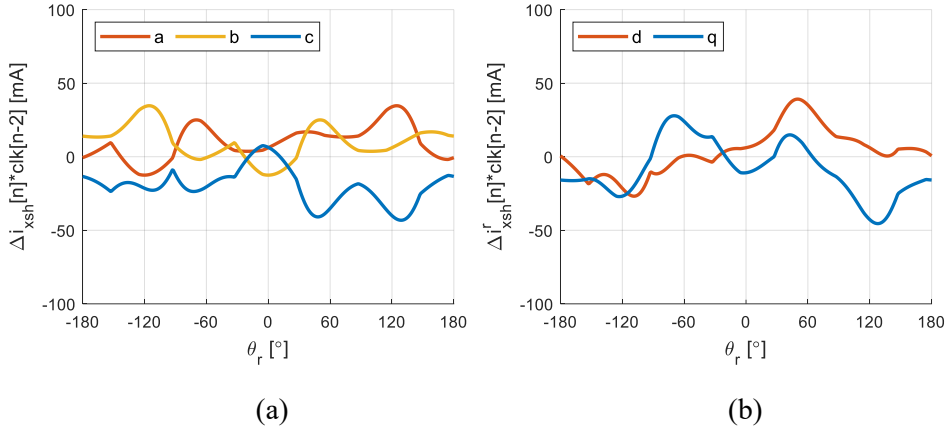


그림 4-15. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 인버터2의 차분 신호

(a) 삼상 좌표계, (b) 회전자 좌표계

앞서 언급했듯이,  $v_{xmC}^*(\theta_r)$ 와  $v_{xmD}^*(\theta_r)$ 는 모두 (4.4)를 만족시키기 때문에, 인버터1의 상 별 차분 신호를  $f(\theta_r)$ 로 표현했을 때, 인버터2의 상 별 차분 신호는  $-f(\theta_r + 180^\circ)$ 로 표현된다. 그에 따라, 그림 4-12(a)의 a, b, c 상 파형을 180°만큼 위상 이동 한 뒤, 부호를 뒤집으면 그림 4-15(a)와 정확히 일치하는 것을 확인할 수 있다. 그 결과, (4.13)에 따라 인버터1의 q축 차분 신호와 인버터2의 q축 차분 신호는 180°의 위상 차를 갖고, 그림 4-12(b)와 그림 4-15(b)의 비교를 통해 해당 사항을 확인할 수 있다.

최종적으로, 두 신호의 평균을 그림 4-16과 같이 표현할 수 있으며, 해당 평균 신호를 사용하여  $\tilde{\theta}_{r,est}$ 를 계산하면 그림 4-17과 같이 나타낼 수 있다. 해당 그림을 그림 4-13와 비교하였을 때, 위치 추정 오차의 1 고조파를 비롯한 홀수 고조파들이 모두 상쇄되어있는 것을 확인할 수 있다.

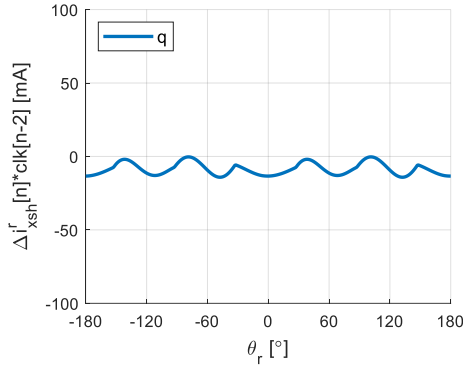


그림 4-16. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 두 q축 차분 신호의 평균

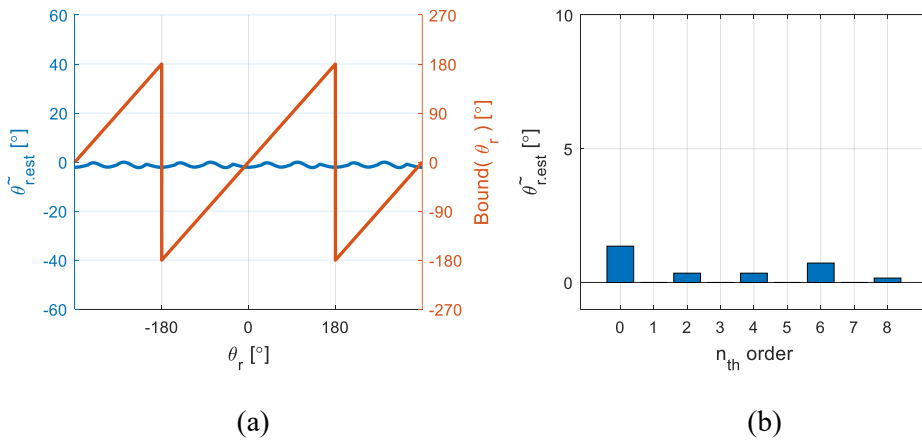


그림 4-17. q축 전류 1 p.u. 제어, 1000 r/min에서 두 전류 측정 잡음을

평균 내었을 때 (a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

마지막으로 본 절의 내용을 다시 정리하자면, 홀 효과 전류 측정기의 잡음으로 인하여 위치 추정 오차에 여러 가지 고조파가 발생하는데 그 중 1 고조파가 가장 우세하다. 이때, 첫째로 온 시퀀스와 오프 시퀀스에서 발생하는 ‘극전압 지령에 따른 전류 측정 잡음’이 그림 4-3과 같이 원점 대칭을 이루고, 둘째로 온 시퀀스와 오프 시퀀스의 극 전압 지령이 홀수 고조파로만 이루어져있다면, 비대칭 신호 주입을 통해 위치 추정 오차에서 발생하는 1 고조파를 비롯한 모든 홀수 차수의 고조파를 상쇄 시킬 수 있다.

본 절에서는 해당 과정을 SVPWM에서만 검증하였지만, SPWM (sinusoidal PWM), 30°DPWM(30 degree discontinuous PWM), 60°DPWM에 대해서도 모두 성립한다. 해당 변조 기법들의 옵셋(offset) 전압들이 모두

홀수 고조파로만 이루어져있기 때문이다. 다만, 120°DPWM에서는 옵션 전압에 짝수 고조파가 섞여 있기 때문에 본 절의 내용이 온전히 적용되지는 않는다 [49].

#### 4.1.2. 3 고조파 상쇄 과정

본 절에서는 데드타임 구간의 전압 오차로 인한 위치 추정 오차가 비대칭 신호 주입을 할 때 상쇄되는 과정에 대하여 설명한다. 우선 캐리어의 피크(peak) 시점 상 전류를  $i_{xs\_pk}$ , 캐리어의 밸리(valley) 시점 상 전류를  $i_{xs\_vl}$ 이라고 정의한다. 이때  $i_{xs\_pk}$ 는 온 시퀀스 시작 시점의 상 전류,  $i_{xs\_vl}$ 는 오프 시퀀스 시작 시점의 상 전류로도 해석된다. 다음으로, 온 시퀀스 구간 내의 순시 상 전류를  $i_{xs\_on}$ , 오프 시퀀스 구간 내의 순시 상 전류를  $i_{xs\_off}$ 라고 하면, 두 변수를 각각 (4.14), (4.15)와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{i}_{abcs\_on}(t) = \mathbf{i}_{abcs\_pk} + \Gamma_{abch} \int_0^t \{ \mathbf{v}_{abcs\_on}(\tau) - \mathbf{e}_{abcs\_on}(\tau) \} d\tau. \quad (4.14)$$

$$\mathbf{i}_{abcs\_off}(t) = \mathbf{i}_{abcs\_vl} + \Gamma_{abch} \int_0^t \{ \mathbf{v}_{abcs\_off}(\tau) - \mathbf{e}_{abcs\_off}(\tau) \} d\tau. \quad (4.15)$$

위의 두 수식에서  $0 \leq t \leq T_s$  이고,  $v_{xs}$ 는 인버터의 출력 상 전압,  $e_{xs}$ 는 전동기의 상 역기전력을 의미하며, 각 변수들의 아랫첨자 ‘\_on’과 ‘\_off’는 각각 온 시퀀스와 오프 시퀀스의 변수임을 의미한다. 다음으로,  $\Gamma_{abch}$ 는 3 행 3 열로 구성된 고주파 상 인덕턴스 행렬의 역행렬을 의미하며 (4.16)과 같이 정의된다. 해당 수식에서의  $\mathbf{T}_{dq}$ 는 (4.17)과 같이 정의되며,  $\mathbf{L}_{dqh}$ 가 상수 행렬이라면,  $\Gamma_{abch}$ 는  $\theta_r$ 의 2 고조파로 변동한다.

$$\Gamma_{abch} = \mathbf{T}_{dq} \mathbf{R}(\theta_r) \mathbf{L}_{dqh}^{-1} \mathbf{R}(-\theta_r) \mathbf{T}_{abc}. \quad (4.16)$$

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

다음으로,  $v_{xn}^*$ 에 따른 온 시퀀스와 오프 시퀀스에서의 순시 극 전압  $v_{xn}(t)$  및 순시 상 전압  $v_{xs}(t)$ 는 다음과 같이 그림 4-18, 그림 4-19, 그림 4-20 세 가지 경우로 표현할 수 있다. 우선 세 경우의 극 전압 지령으로, 그림

4-18에서는  $v_{an}^* = 40 \text{ V}$ ,  $v_{bn}^* = 20 \text{ V}$ ,  $v_{cn}^* = -60 \text{ V}$ 이고, 그림 4-19와 그림 4-20에서는  $v_{an}^* = -40 \text{ V}$ ,  $v_{bn}^* = -20 \text{ V}$ ,  $v_{cn}^* = 60 \text{ V}$ 으로 선정되었다. 또한 그림 4-18과 그림 4-19는 온 시퀀스, 그림 4-20은 오프 시퀀스이며, 각 그림의 (a)에는 검은색 실선으로 캐리어가 표현되어있다. 다음으로 해당 캐리어와 극 전압 지령을 비교하여 출력되는 순시 극 전압이 각 그림의 (b)와 같이 나타난다. 그에 따라 구해지는 상 전압은 각 그림의 (c)에 표현되었다 [57].

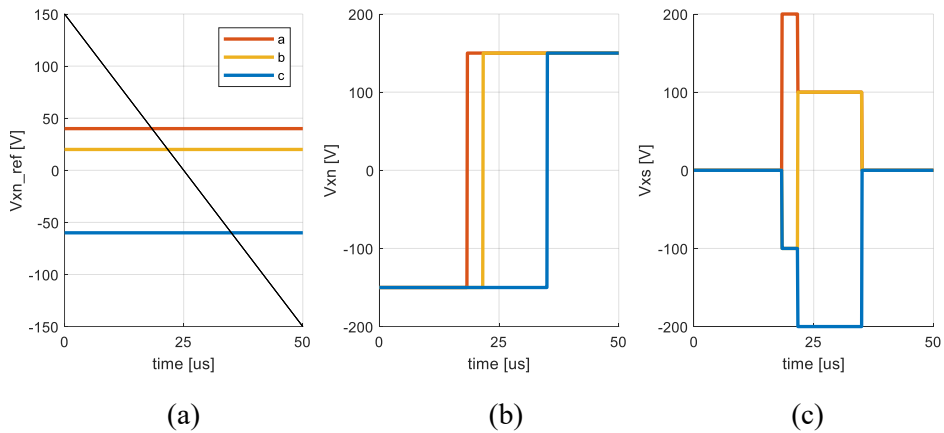


그림 4-18. 온 시퀀스,  $v_{an}^* = 40 \text{ V}$ ,  $v_{bn}^* = 20 \text{ V}$ ,  $v_{cn}^* = -60 \text{ V}$ 일 때,

(a)  $v_{xn}^*$ , (b)  $v_{xn}(t)$ , (c)  $v_{xs}(t)$

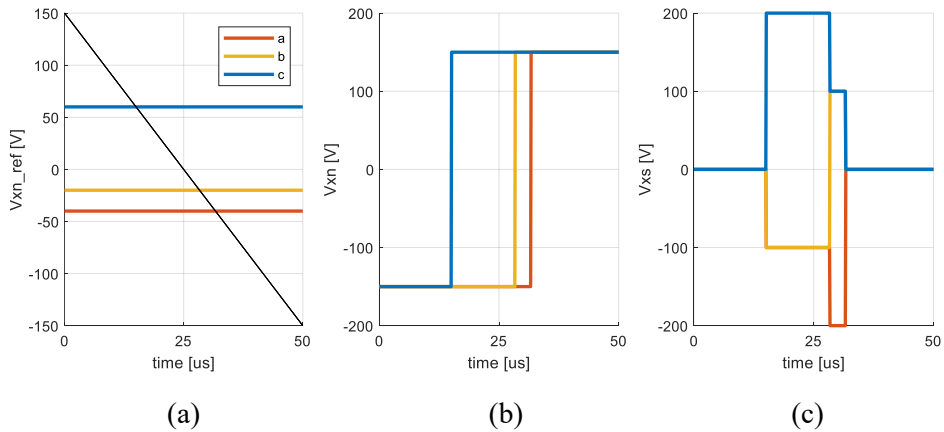


그림 4-19. 온 시퀀스,  $v_{an}^* = -40 \text{ V}$ ,  $v_{bn}^* = -20 \text{ V}$ ,  $v_{cn}^* = 60 \text{ V}$ 일 때,

(a)  $v_{xn}^*$ , (b)  $v_{xn}(t)$ , (c)  $v_{xs}(t)$

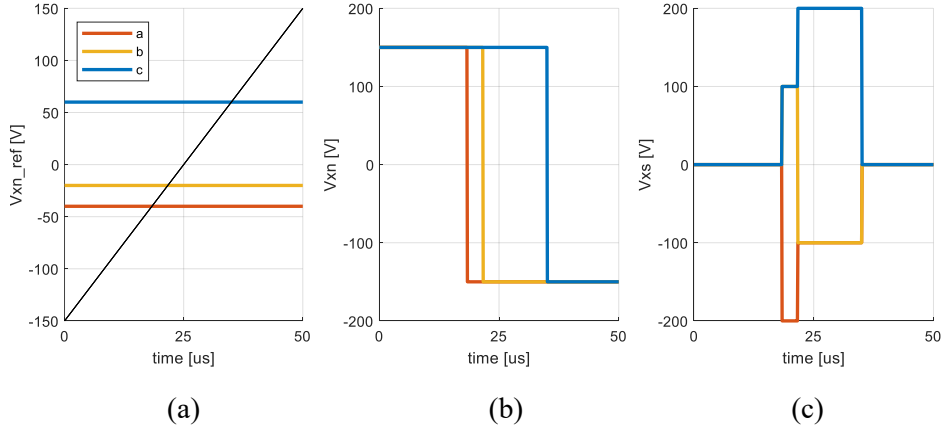


그림 4-20. 오프 시퀀스,  $v_{an}^* = -40 \text{ V}$ ,  $v_{bn}^* = -20 \text{ V}$ ,  $v_{cn}^* = 60 \text{ V}$ 일 때,  
(a)  $v_{xn}^*$ , (b)  $v_{xn}(t)$ , (c)  $v_{xs}(t)$

먼저 그림 4-18과 그림 4-19를 비교하였을 때, 극 전압 지령과 순시 상전압 사이의 관계는 (4.18)과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{v}_{abcn\_on1}^* = -\mathbf{v}_{abcn\_on2}^* \rightarrow \mathbf{v}_{abc\_on1}(t) \neq -\mathbf{v}_{abc\_on2}(t). \quad (4.18)$$

다음으로 그림 4-18과 그림 4-20를 비교하였을 때, 극 전압 지령과 순시 상전압 사이의 관계는 (4.19)와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{v}_{abcn\_on}^* = -\mathbf{v}_{abcn\_off}^* \rightarrow \mathbf{v}_{abc\_on}(t) = -\mathbf{v}_{abc\_off}(t). \quad (4.19)$$

뿐만 아니라,  $\mathbf{v}_{abcn\_on}^* = -\mathbf{v}_{abcn\_off}^*$ 가 성립할 때, 온 시퀀스의 각 상 스위칭 시점과 오프 시퀀스의 각 상 스위칭 시점이 모두 일치 하는 것을 그림 4-18(b)와 그림 4-20(b)의 비교를 통해 확인할 수 있다.

위의 내용을 바탕으로, (4.14)의  $\mathbf{\Gamma}_{abch}$  와 (4.15)의  $\mathbf{\Gamma}_{abch}$  가 일치하는 상황에서는 (4.20)의 관계가 성립한다.

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{v}_{abcn\_on}^* = -\mathbf{v}_{abcn\_off}^* \\ \mathbf{i}_{abc\_pk} = -\mathbf{i}_{abc\_vl} \\ \mathbf{e}_{abc\_on}(t) = -\mathbf{e}_{abc\_off}(t) \end{array} \right\} \rightarrow \mathbf{i}_{abc\_on}(t) = -\mathbf{i}_{abc\_off}(t). \quad (4.20)$$

이때, 온 시퀀스와 오프 시퀀스의 각 상 스위칭 시점이 일치하기 때문에, 각 상의 스위칭 시점 전류는 (4.21)과 같은 관계를 갖는다.

$$\mathbf{i}_{xs\_sw\_on} = -\mathbf{i}_{xs\_sw\_off}. \quad (4.21)$$



위의 내용을 기반으로 스위칭 주파수의 구형파 전압 주입 상황을 분석해본다. 우선, 3.3절에서 소개했듯이, 데드타임 구간의 전압 오차로 나타나는 위치 추정 오차는 영전류 상황에서 가장 심하고, 전류가 커짐에 따라 작아진다. 따라서 d축 전류는 0 A, q축 전류는 0.1 A로 제어 상황을 선정한다. 또한 역기전력을 고려하기 위해 회전자가 1000 r/min으로 회전하고 있는 상황을 가정하였다. 각종 제정수는 앞 절과 같게 설정하고, 인버터1과 인버터2에 대하여, (4.20)의  $v_{xn}^*$ ,  $e_{xs}$ ,  $i_{xs\_pk}$ ,  $i_{xs\_vl}$  및 (4.21)의  $i_{xs\_sw}$ 에 대한 파형들을 순서대로 구해본다. 가장 먼저, (4.2)에 정의된 기본 주파수 대역 전압의 d, q축 성분은 각각  $v_{dsrf}^r = -0.3385V$ ,  $v_{qsrf}^r = 33.51V$  으로 계산된다. 이에  $V_h = 40V$ 로 하여 (4.3)을 추가하면, 비대칭 신호 주입 상황을 고려하여 인버터1의 극 전압 지령을 그림 4-21, 인버터2의 극 전압 지령을 그림 4-22와 같이 표현할 수 있다.

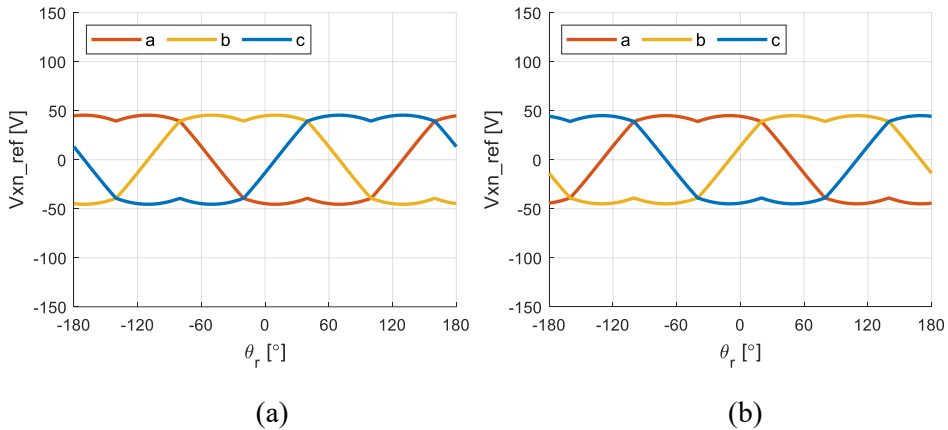


그림 4-21. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터1의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

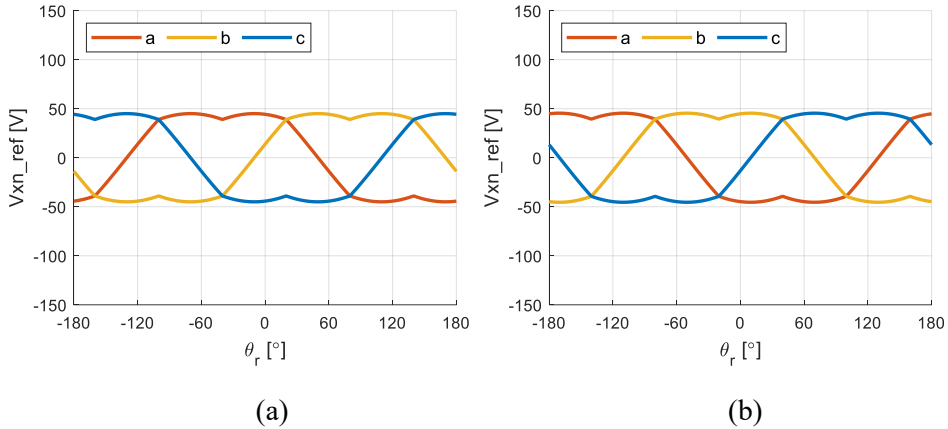


그림 4-22. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서  
인버터2의 극 전압 지령 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

위의 두 그림에서 그림 4-21(a)와 그림 4-22(b), 그림 4-21(b)와 그림 4-22(a)가 서로 일치하는 것을 확인할 수 있다.

다음으로, 1000 r/min에서 영구 자석으로 인한 역기전력을 고조파가 없는 정현파라고 하였을 때, 그의 크기는 33.51 V이다. 또한 스위칭 주파수가 기본 주파수에 비해 충분히 크기 때문에, 온/오프 시퀀스 구간 내의 역기전력의 변동이 없다고 가정하여 상 역기전력을 그림 4-23과 같이 회전자 위치에 따른 함수로 나타낼 수 있다. 그림에서 볼 수 있듯이, 인버터1과 인버터2에서 감지되는 역기전력은 같으며, 온 시퀀스와 오프 시퀀스에서 감지되는 역기전력이 거의 비슷하다고 가정하여, 온/오프 시퀀스 별로 나누어 도시하지는 않았다.

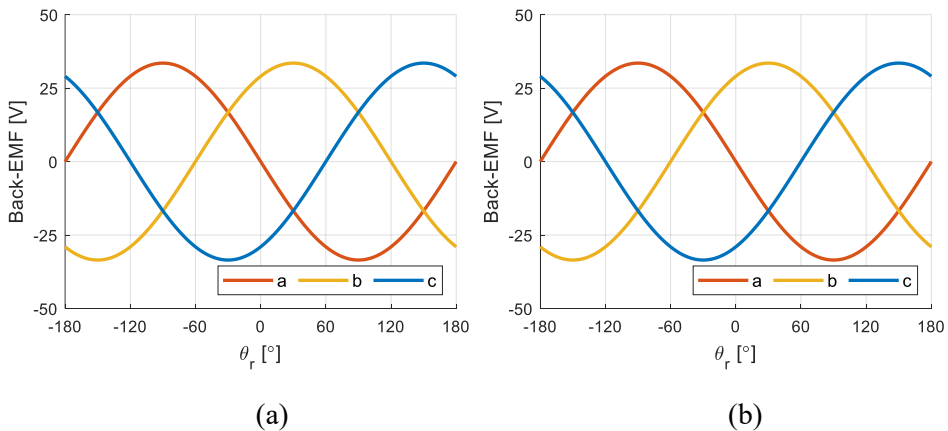


그림 4-23. 1000 r/min에서 상 역기전력 (a) 인버터1, (b) 인버터2

다음으로, 극 전압 지령의 합성 및 역기전력의 작용을 통해 유도되는 인버터1과 인버터2의  $i_{xs\_pk}$ 와  $i_{xs\_vl}$ 를 그림 4-24 및 그림 4-25와 같이 표현할 수 있다. d축 전류는 0A, q축 전류는 0.1A로 제어되는 상황이므로,  $i_{xs\_pk}$ 와  $i_{xs\_vl}$ 의 평균값은 회전자 좌표계로 좌표 변환 시 d, q축 전류가 각각 0 A와 0.1 A로 구해진다. 또한, 그림 4-24 (a)와 그림 4-25(b), 그림 4-24(b)와 그림 4-25(a)가 서로 일치하는 것을 확인할 수 있다. 이 현상에 대하여, 역기전력이 같은 상태에서, 온 시퀀스 전압 지령과 오프 시퀀스 전압 지령을 서로 교체하면,  $i_{xs\_pk}$ 와  $i_{xs\_vl}$ 도 교체되는 것을 확인할 수 있다.

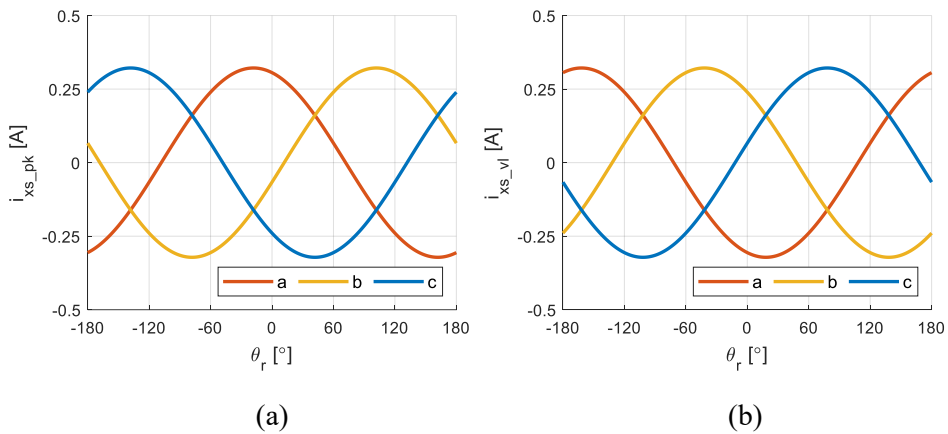


그림 4-24. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터1의 (a) 피크 시점 상 전류, (b) 밸리 시점 상 전류

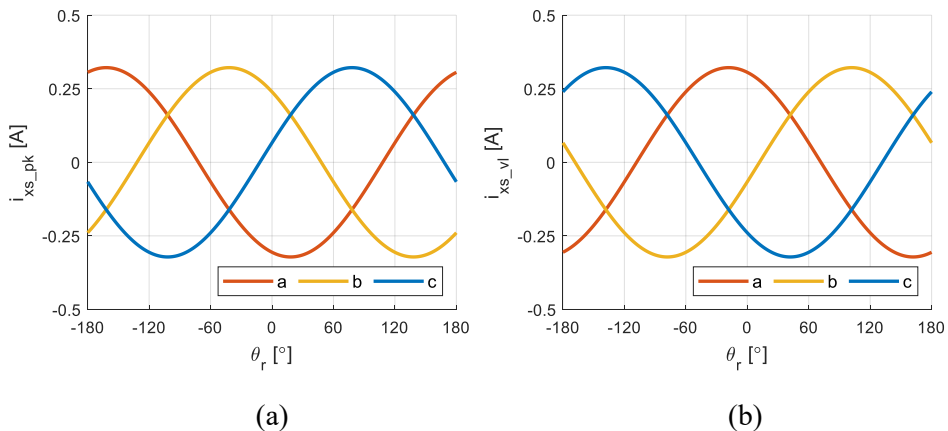


그림 4-25. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터2의 (a) 피크 시점 상 전류, (b) 밸리 시점 상 전류

위의 두 그림에 대한 참고 사항으로, 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계가 일치함에 따라, 스위칭 주파수의 구형파 전압 주입으로 인하여 유도되는 고주파 전류는 (2.12)에 의해 d축에만 유도되기 때문에, q축의 기본파 전류 벡터와 고주파 전류 벡터는 수직 방향으로 형성된다. 이에 따라 두 그림의 (a)와 (b)는 서로 크기는 같고 위상은 다르다.

위의 파형들과 함께 (4.20)을 다시 살펴보도록 한다. 우선, 극 전압 지령, 피크 시점 상 전류, 밸리 시점 상 전류, 역기전력이 모두 짝수 고조파를 포함하지 않기 때문에, 각 변수들은  $f(\theta_r) = -f(\theta_r + 180^\circ)$  를 만족한다. 이에 따라 (4.22)가 성립하며, 1과 2를 바꾸어도 성립한다.

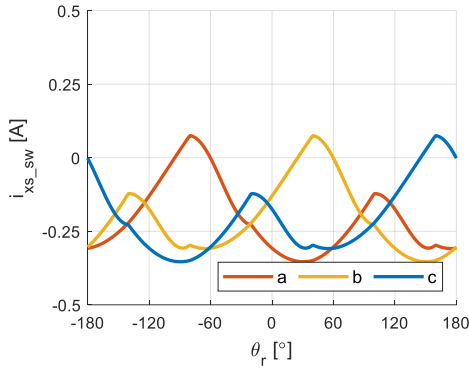
$$\left. \begin{aligned} \mathbf{v}_{abc\_on1}^*(\theta_r) &= -\mathbf{v}_{abc\_off2}^*(\theta_r + 180^\circ) \\ \mathbf{i}_{abc\_pk1} &= -\mathbf{i}_{abc\_vl2}(\theta_r + 180^\circ) \\ \mathbf{e}_{abc\_on1}(\theta_r) &= -\mathbf{e}_{abc\_off2}(\theta_r + 180^\circ) \end{aligned} \right\}. \quad (4.22)$$

다음으로, 상 인덕턴스의 역행렬을 뜻하는 (4.14), (4.15)의  $\mathbf{\Gamma}_{abc}$  는, 임의의  $\theta_r$  에 대하여,  $\theta_r$  과  $\theta_r + 180^\circ$  에서 같은 값을 갖는다 [55]. 이에 따라 (4.20)에 (4.22)를 대입하여, (4.23)과 (4.24)가 성립함을 증명할 수 있다.

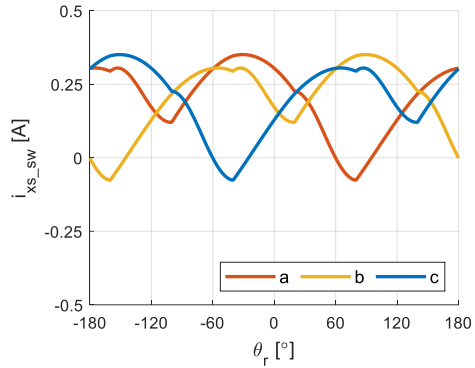
$$i_{xs\_sw\_on1}(\theta_r) = -i_{xs\_sw\_off2}(\theta_r + 180^\circ). \quad (4.23)$$

$$i_{xs\_sw\_on2}(\theta_r) = -i_{xs\_sw\_off1}(\theta_r + 180^\circ). \quad (4.24)$$

그림 4-21 ~ 그림 4-25로부터 유도되는 인버터1과 인버터2의 스위칭 시점 전류는 그림 4-26과 그림 4-27로 나타낼 수 있고, 앞서 증명한 내용대로 두 그림에서 (4.23)과 (4.24)의 관계가 성립하는 것을 볼 수 있다. 뒤에서 서술될 내용을 위하여, 그림 4-26(a)의 파형을  $i_{xs\_swA}(\theta_r)$ , 그림 4-26(b)의 파형을  $i_{xs\_swB}(\theta_r)$ 로 지칭하면, 그림 4-27(a)는  $-i_{xs\_swB}(\theta_r + 180^\circ)$ 로, 그림 4-27(b)는  $-i_{xs\_swA}(\theta_r + 180^\circ)$ 로 표현된다.

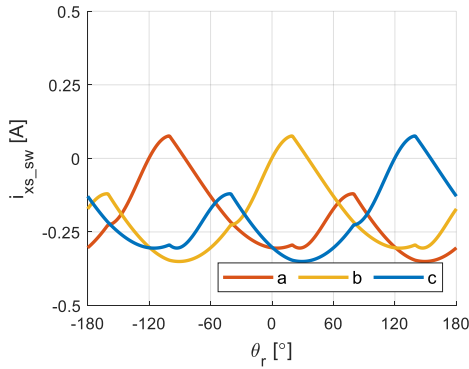


(a)

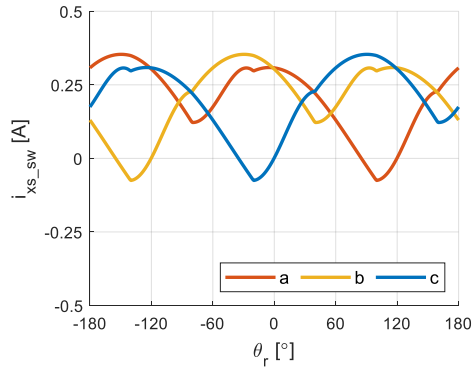


(b)

그림 4-26. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터1의 스위칭 시점 전류 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



(a)



(b)

그림 4-27. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터2의 스위칭 시점 전류 (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

다음으로, 앞에서 정리된 스위칭 시점 전류로부터 계산되는 데드타임 구간 내의 전압 오차에 대해 분석해본다. 먼저, 3.3절에서 소개된 스위칭 시점에 따른 인버터 레그 출력 전압의 오차 성분을 온/오프 시퀀스로 나누어 그림 4-28에 다시 도시하였다.

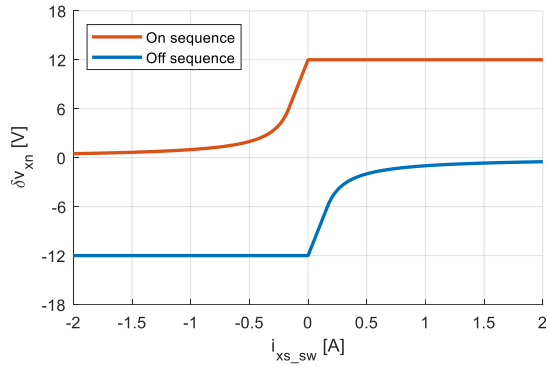


그림 4-28. (재) 스위칭 시점 전류에 따른 전압 오차

위의 그림에서 확인할 수 있듯이, 온/오프 시퀀스의 두 과정은 원점 대칭을 이루며 (4.25)와 같이 표현할 수 있다.

$$\delta v_{xn\_on}(i_{xs\_sw}) = -\delta v_{xn\_off}(-i_{xs\_sw}). \quad (4.25)$$

다음으로, 스위칭 시점 전류를 나타낸 그림 4-26과 그림 4-27을 그림 4-28에 대입하면, 인버터1과 인버터2의 온/오프 시퀀스에서 발생하는 전압 오차를 그림 4-29와 그림 4-30으로 도출할 수 있다.

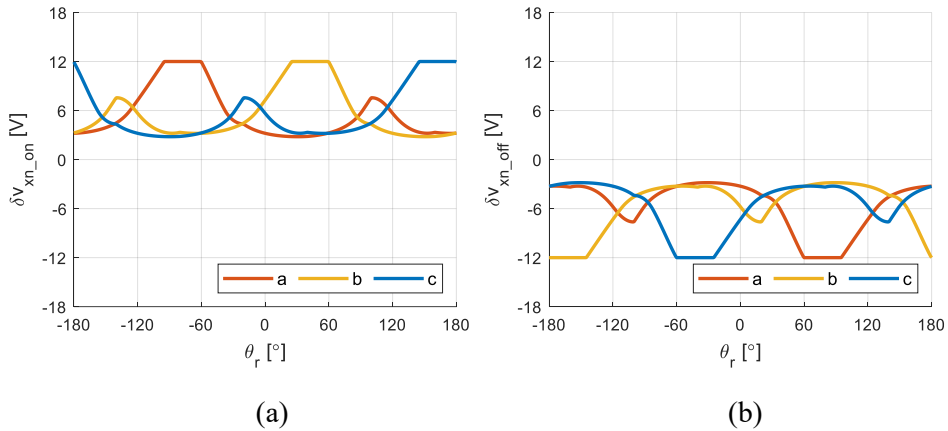


그림 4-29. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터1의

$\delta v_{xn}$  (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

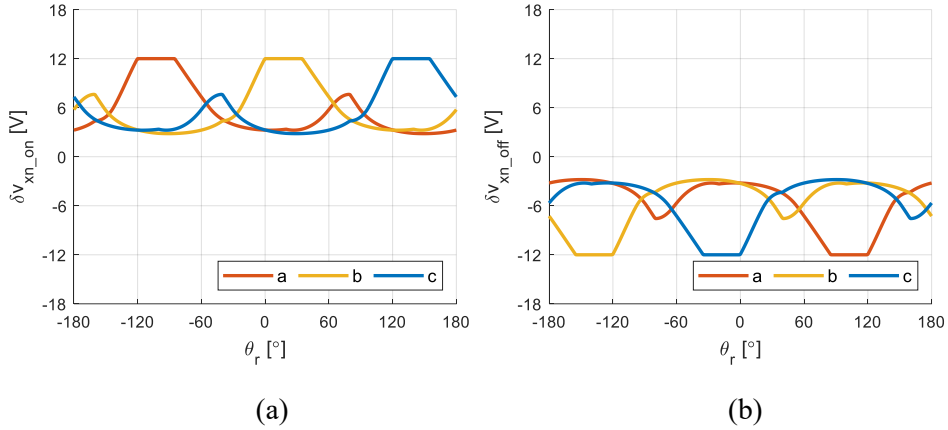


그림 4-30. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서  
인버터2의  $\delta v_{xn}$  (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

위의 두 그림에서 인버터1의 온 시퀀스 전압 오차를  $\delta v_{xn\_on}(i_{xs\_swA}(\theta_r))$ , 인버터1의 오프 시퀀스 전압 오차를  $\delta v_{xn\_off}(i_{xs\_swB}(\theta_r))$  로 표현할 수 있다. 또한 인버터2의 온 시퀀스 전압 오차를  $\delta v_{xn\_on}(-i_{xs\_swB}(\theta_r+180^\circ))$ , 인버터2의 오프 시퀀스 전압 오차를  $\delta v_{xn\_off}(-i_{xs\_swA}(\theta_r+180^\circ))$  로 표현할 수 있다. 이때, 인버터2의 전압 오차에 대하여 (4.25)의 관계를 사용하여 온 시퀀스 전압 오차를  $-\delta v_{xn\_off}(i_{xs\_swB}(\theta_r+180^\circ))$  로, 오프 시퀀스 전압 오차를  $-\delta v_{xn\_on}(i_{xs\_swA}(\theta_r+180^\circ))$  로 변형할 수 있다. 결과적으로, 그림 4-29(a)와 그림 4-30(b) 및 그림 4-29(b)와 그림 4-30(a)는 각각  $f(\theta_r)$  과  $-f(\theta_r+180^\circ)$  의 관계를 갖고, 그로 인하여 (4.13)의 관계를 만족한다. 그를 바탕으로 두 인버터의 온/오프 시퀀스 전압 오차를 회전자 좌표계로 좌표 변환하여 나타내면 그림 4-31 및 그림 4-32와 같다. 즉, 그림 4-31(a)를  $g(\theta_r)$ , 그림 4-31(b)를  $h(\theta_r)$  로 표현하면, 그림 4-32(a)는  $h(\theta_r+180^\circ)$ , 그림 4-32(b)는  $g(\theta_r+180^\circ)$  로 표현 가능하다.

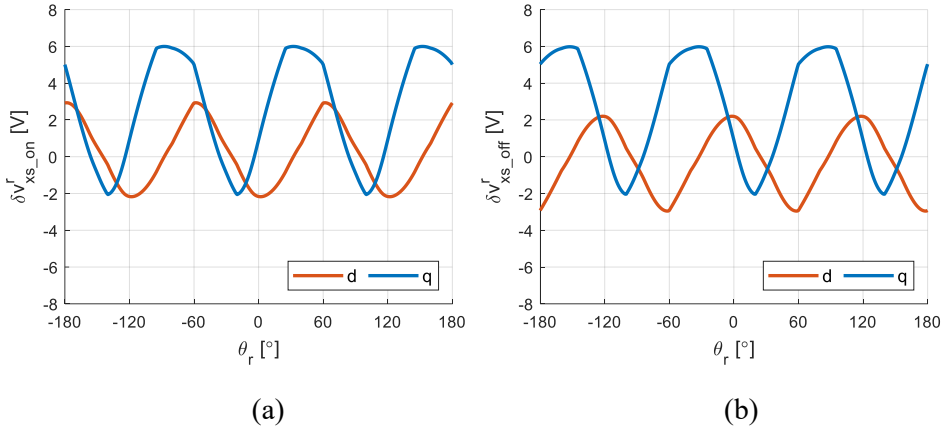


그림 4-31. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서  
인버터1의  $\delta v_{xs}^r$  (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

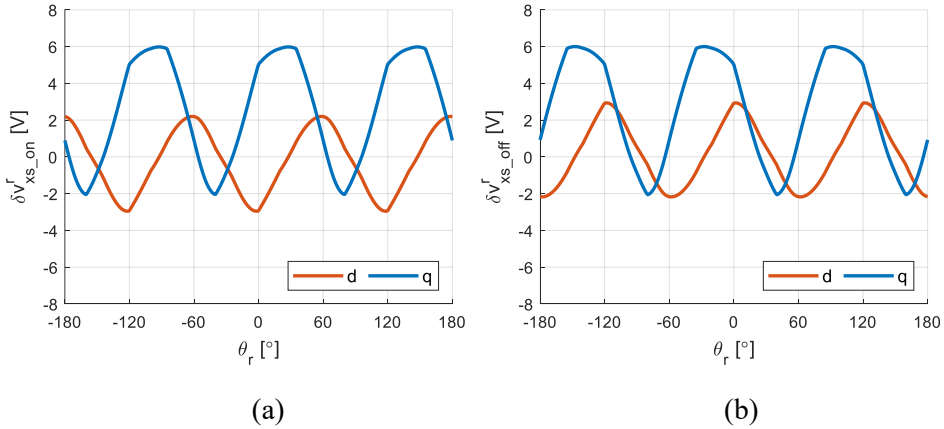


그림 4-32. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서  
인버터2의  $\delta v_{xs}^r$  (a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

3.3절에서 서술하였듯이, 온 시퀀스와 오프 시퀀스에 공통적으로 나타나는 전압 오차는 dc 성분으로 작용하여 고주파 전류를 유도하지 않는다. 그에 따라 온 시퀀스 전압 오차로부터 온/오프 시퀀스 전압 오차의 평균 값을 제거한 (3.15)의  $\delta v_{xsh}^r$  를 각 인버터 별로 그려보면 그림 4-33과 같다. 이때, (3.15)에 따라 그림 4-33(a)를  $\frac{1}{2}\{g(\theta_r)-h(\theta_r)\}$  로 표현한다면, 그림 4-33(b)는  $\frac{1}{2}\{-g(\theta_r+180^\circ)+h(\theta_r+180^\circ)\}$  로 표현되기 때문에, 두 그림은 그림 4-33(a)의 부호를 뒤집고 180°의 위상을 이동시키면 그림 4-33(b)와 일치하는 것을 확인할 수 있다.



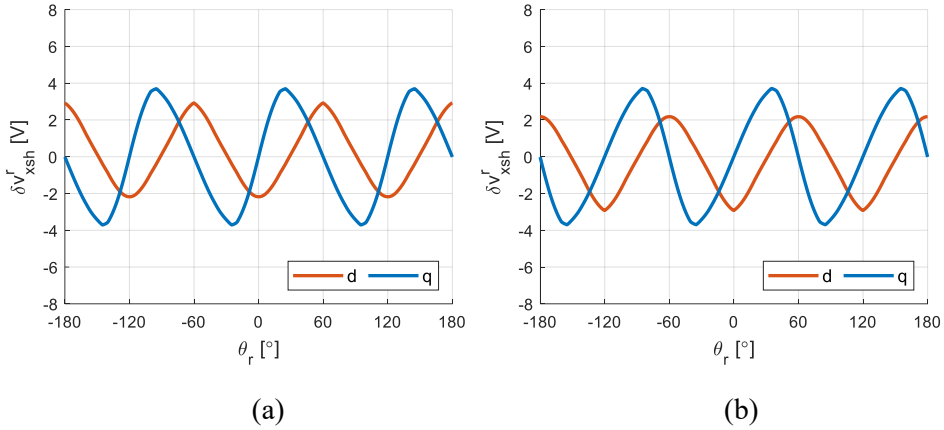


그림 4-33. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서  $\delta v_{xsh}^r$

(a) 인버터1, (b) 인버터2

위의 그림에 표현된 두 인버터의  $\delta v_{xsh}^r$  를 (2.11) ~ (2.20)에 대입하여, 위치 추정 오차  $\tilde{\theta}_{r,est}$  를 계산하면 그림 4-34 및 그림 4-35와 같이 나타낼 수 있다. 이때,  $\delta v_{xsh}^r$  는 온 시퀀스를 기준으로 계산되는 전압 오차인데, 인버터1에서는 온 시퀀스에 클락 신호가 +1의 값을 갖고, 인버터2에서는 온 시퀀스에 클락 신호가 -1의 값을 갖는다. 이에 따라 인버터1과 인버터2의  $\tilde{\theta}_{r,est}$  는  $\frac{1}{2}k\{g(\theta_r)-h(\theta_r)\}$  와  $\frac{1}{2}k\{g(\theta_r+180^\circ)-h(\theta_r+180^\circ)\}$  로 각각 표현될 수 있고, 이는 그림 4-34(a)와 그림 4-35(b)에 표현된  $\tilde{\theta}_{r,est}$  가 서로 180°의 위상 차이를 갖는 것으로 확인할 수 있다. 또한 각 파형의 고조파 양상을 보면, 3 고조파가 우세하며 약간의 6 고조파도 존재한다.

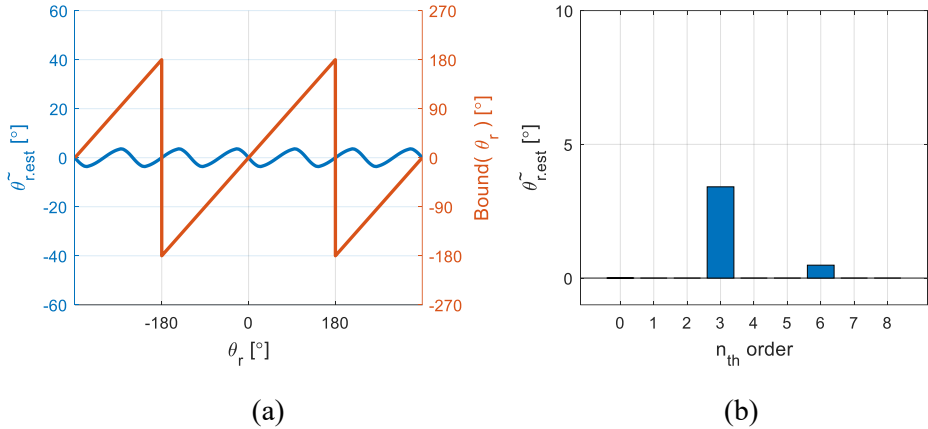


그림 4-34. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터1의 데드타임 구간 전압 오차로 인한 (a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

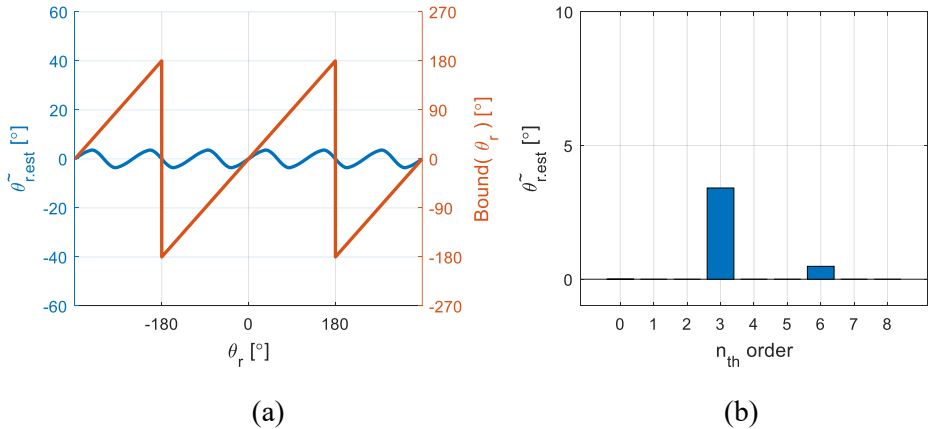


그림 4-35. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 인버터2의 데드타임 구간 전압 오차로 인한 (a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

다음으로, 클락 신호를 고려하여, 인버터1의  $\delta v_{xsh}^r$ 와 인버터2의  $-\delta v_{xsh}^r$ 을  $\frac{1}{2}\{g(\theta_r)-h(\theta_r)\}$ 와  $\frac{1}{2}\{g(\theta_r+180^\circ)-h(\theta_r+180^\circ)\}$ 의 꼴로 나타낼 수 있는데, 두 전압 오차를 평균내면 각 전압의 홀수 고조파는 서로 상쇄되고, 짝수 고조파는 그대로 남을 것을 예상할 수 있다. 해당 평균 전압을 그림 4-36과 같이 도시할 수 있으며, 이를 통해 계산되는 위치 추정 오차는 그림 4-37과 같이 표현할 수 있다. 결론적으로, 해당 그림과 그림 4-34 및 그림 4-35를 비교해보면,  $\tilde{\theta}_{r,est}$ 의 홀수 고조파는 모두 상쇄되고 짝수 고조파는 그대로 남아있는 것을 확인할 수 있다.

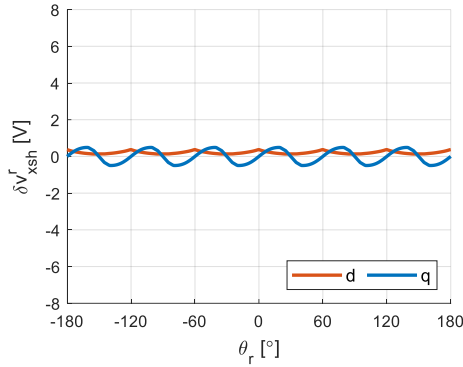


그림 4-36. 클락 신호를 고려한 인버터1과 인버터2의  $\delta v_{xsh}^r$  평균

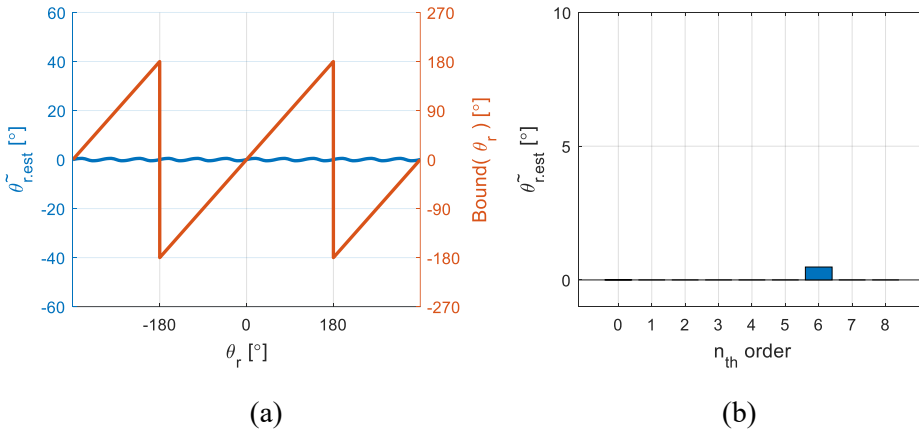


그림 4-37. d축 전류 0 A, q축 전류 0.1 A 제어 시, 1000 r/min에서 두 가지 전압 오차를 평균 내었을 때 (a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

본 절의 내용을 다시 정리하자면, 데드타임 구간에서 발생하는 전압 오차로 인하여 위치 추정 오차에 고조파가 발생하는데 그 중 3 고조파가 가장 우세하다. 이때, 첫째로 온 시퀀스와 오프 시퀀스에서 발생하는 ‘스위칭 시점 전류에 따른 전압 오차’가 그림 4-28 과 같이 원점 대칭을 이루고, 둘째로 온 시퀀스와 오프 시퀀스의 극 전압 지령 및 상 역기전력, 피크 시점 상 전류, 밸리 시점 상 전류가 (4.22)와 그 역의 관계를 만족한다면, 위치 추정 오차에서 발생하는 3 고조파를 비롯한 모든 홀수 차수의 고조파를 비대칭 신호 주입을 통해 상쇄 시킬 수 있다. 이때, 두 번째 조건에서 극 전압 지령은 직접적으로 제어 가능한 변수이고, 상 역기전력은 앞서 언급하였듯이 홀수 고조파로만 구성되는 것이 일반적이기 때문에 (4.22)를 만족한다고 볼 수 있다. 그러나 피크

및 밸리 시점 상 전류가 (4.22)를 만족하도록 유도되는지에 대해서는 재고해볼 필요가 있다.

우선 (4.22)의 세 가지 등식들이 모두 만족하는 상황을 가정해보면 (4.23)과 (4.24)가 성립한다. 이에 따라 인버터1의 온/오프 시퀀스의 각 상 전압 오차를  $f(\theta_r)$ 로 표현하면, 인버터2의 오프/온 시퀀스 각 상 전압 오차는  $f(\theta_r+180^\circ)$ 로 표현 가능하다. 이때, 전동기의 전류를 유도하는 전압을 크게 세 가지로 구분할 수 있는데, 이는 전동기의 역기전력, 인버터의 극 전압 지령, 그리고 인버터의 전압 합성 오차이다. 해당 전압들에 대하여, 인버터1의 온/오프 시퀀스와 인버터2의 오프/온 시퀀스에서 발생하는 세 가지 전압은 모두  $f(\theta_r)$ 와  $f(\theta_r+180^\circ)$ 의 관계가 성립한다고 할 수 있다. 그 결과 세 가지 전압이 유도하는 전류 역시 정상 상태에서는 (4.22)를 만족할 것을 예상할 수 있다.

결론적으로, (4.22)의 세 가지 등식들 중, 극 전압 지령과 역기전력에 대한 두 가지 등식만 만족한다면, 상 전류에 대한 등식 역시 정상 상태에서는 만족될 것이 예상된다. 이 점은 제 6장의 많은 실험 결과들을 통해 검증된다.

### 4.1.3. 위상 천이 운전과 캐리어 천이 운전

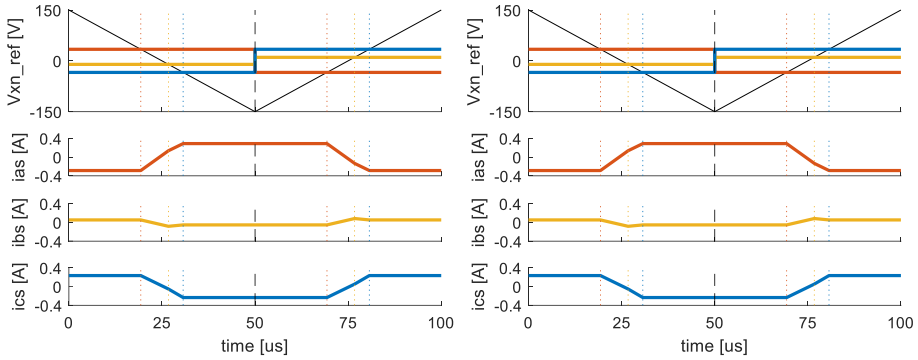
본 절에서는 비대칭 신호 주입을 실행하는 두 가지 방법에 대하여 제안한다. 앞서 언급했듯이, 비대칭 신호 주입은 인버터1에서는 온 시퀀스에  $-V_h$ , 오프 시퀀스에  $+V_h$ 를 합성하고, 인버터2에서는 온 시퀀스에  $+V_h$ , 오프 시퀀스에  $-V_h$ 를 합성하는 상황을 의미한다. 해당 상황은 위상 천이(phase shift) 또는 캐리어 천이(carrier shift)의 두 가지 방법을 통해 구현될 수 있다.

우선 위상 천이의 경우, 인버터1의 온/오프 시퀀스와 인버터2의 온/오프 시퀀스를 동기(synchronize)시켜서 캐리어를 인가하는 한편, 각 인버터의 구형과 전압 지령의 클락 신호를 반대로 주는 것을 의미한다. 이는 인버터1과 인버터2의 구형과 전압 지령 사이에  $180^\circ$ 의 위상 차이가 존재함을 의미한다.

반면, 캐리어 천이의 경우, 각 인버터의 구형과 전압 지령의 클락 신호는 일치시키는 한편, 인버터1과 인버터2에 대하여 한쪽이 온 시퀀스일 때 다른 한쪽은 오프 시퀀스가 되도록 캐리어를 인가하는 방법이다. 두 가지 캐리어 사이에는  $180^\circ$ 의 위상 차이가 존재한다.

다음으로, 언급한 위상 천이 및 캐리어 천이를 그림으로 표현해본다. 우선 비교 대상으로 인버터1과 인버터2에 같은 구형과 전압 지령 및 같은 캐리어를 인가하는 경우를 그림 4-38과 같이 도시한다. 위상 천이는 그림 4-39으로, 캐리어 천이는 그림 4-40과 같이 표현할 수 있다. 각 그림들에서 설정된 상황에 따라, 캐리어, 극 전압 지령, 상 전류를 표현하였으며,  $V_h = 40 \text{ V}$ , 회전자는  $\theta_r = 200^\circ$ 에 고정되어있는 상황을 선정하였다. 기타 제정수는 표 3-1을 따른다. SVPWM을 가정하여 온/오프 시퀀스 각 구간의 가운데에 유효 전압 벡터가 위치하며, 각 파형의 빨강은 a 상, 노랑은 b상, 파랑은 c상을 의미한다.

마지막으로, 다음 절에서의 서술을 위하여, 그림 4-38을 case0, 그림 4-39를 case1, 그림 4-40을 case2로 지칭한다.

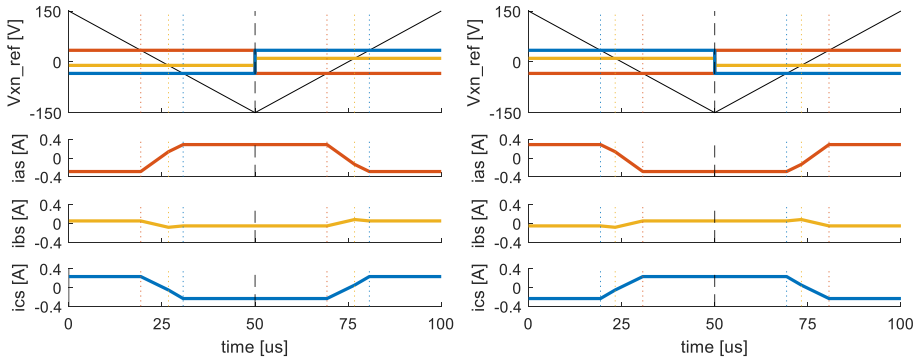


(a)

(b)

그림 4-38. 기존 PWM 시(case0) 캐리어, 극 전압 지령, 상 전류

(a) 인버터1, (b) 인버터2

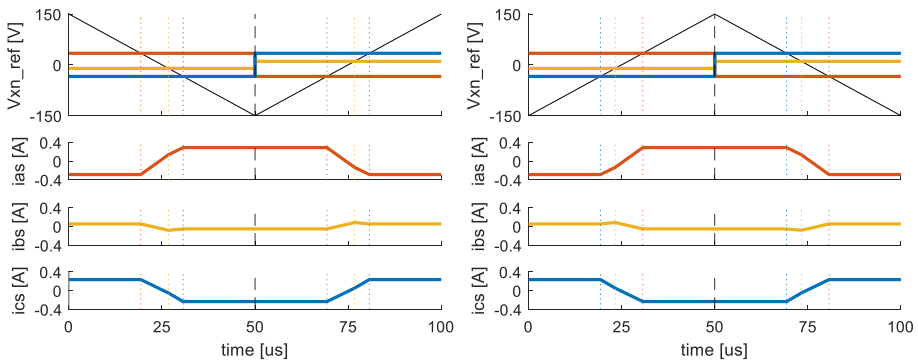


(a)

(b)

그림 4-39. 위상 천이 시(case1) 캐리어, 극 전압 지령, 상 전류

(a) 인버터1, (b) 인버터2



(a)

(b)

그림 4-40. 캐리어 천이 시(case2) 캐리어, 극 전압 지령, 상 전류

(a) 인버터1, (b) 인버터2

## 4.2. 이중 삼상 전동기 모델링

본 절에서는 앞서 정의된 비대칭 신호 주입을 이중 삼상 전동기에 적용해본다. 우선, 그림 3-34에서 제시되었던 8 극 12 슬롯 전동기에 대하여, 각 권선 별로 상을 지정하여 그림 4-41과 같이 나타낼 수 있다. 이때 a 상 권선이 4개, b 상 권선이 4개, c 상 권선이 4개 존재하며 하는데, 해당 그림에서는 각 상의 권선들을 4 직렬의 형태로 연결하고 중성점은 1개로 하여 단일 삼상(single three-phase)의 형태로 구성하였다.

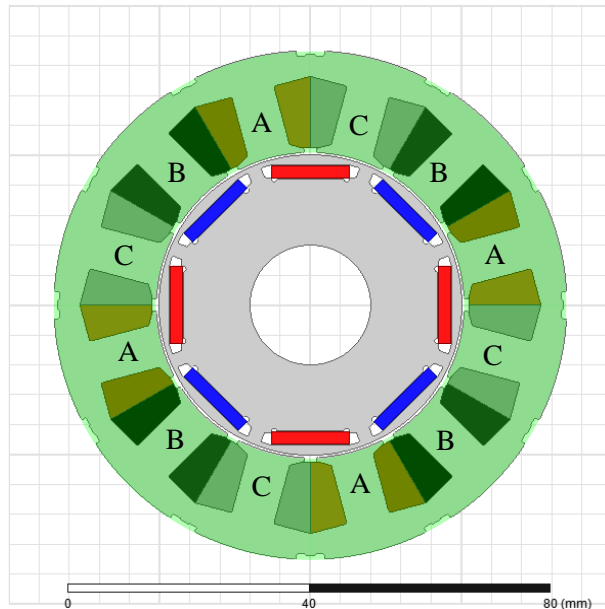


그림 4-41. 단일 삼상으로 구성된 8 극 12 슬롯 전동기

위 전동기의 권선 구성 방식은 치 집중권(tooth concentrated winding)이다. 해당 방식은 집중권(concentrated winding), 단절권(short pitch winding), 전절권(full pitch winding)에 비하여 제작이 간편하고, 기자력이 크고 점적률(space factor)이 높지만, 공간 고조파 역시 가장 크다 [58] - [60].

다음으로, 해당 전동기의 4 직렬로 연결된 각 삼상 권선을 2 개의 2 직렬로 나누고, 중성점을 2개로 구성하여 이중 삼상 전동기로 형태를 변경할 수 있다. 이때 두 삼상 권선에 흐르는 전류의 운전점이 서로 다르더라도, 전동기의 축(shaft)이 방사 방향 힘(radial force)을 받지 않도록 구성하는 것이 중요하다. 축이 방사 방향 힘을 받으면 베어링(bearing)에 손상을 줄 수 있기 때문이다 [4].

해당 사항을 고려하여 8 극 12 슬롯 전동기를 이중 삼상 권선으로 구성하면 그림 4-42와 같이 나타낼 수 있다. 전동기 단면도의 중심을 기준으로 1 사분면과 3 사분면에 존재하는 삼상 권선을 2 직렬로 연결하여 A1, B1, C1으로 명명하고, 2 사분면과 4 사분면에 존재하는 삼상 권선을 2 직렬로 연결하여 A2, B2, C2로 명명한다. 이때 두 삼상 권선에 다른 전류가 흐르더라도, 각 삼상 권선에 흐르는 전류는 방사 방향 힘을 만들 수 없다.

이때, 두 삼상 권선의 전기적 위상은 동상(in phase)이며, A1, B1, C1은 인버터1에 연결되고, A2, B2, C2는 인버터2에 연결된다. 이에 따라 인버터1과 인버터2에서 감지되는 전동기의 역기전력 및 인덕턴스는 서로 같다.

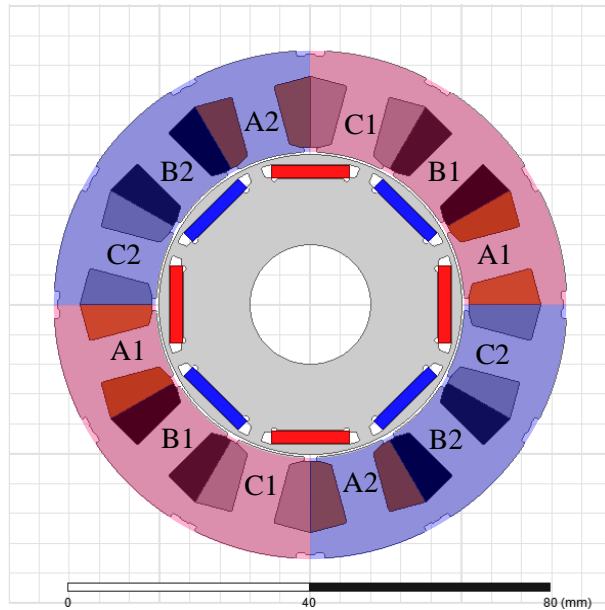


그림 4-42. 이중 삼상으로 구성된 8 극 12 슬롯 전동기

다음 절에서 위의 이중 삼상 전동기에 대하여 고주파 인덕턴스를 모델링하고, 모델링 된 인덕턴스를 기반으로 4.1.3절에서 제안된 두 가지 비대칭 신호 주입 기법을 적용해보도록 한다.



#### 4.2.1. 이중 삼상 전동기의 인덕턴스 모델링

먼저, 단일 삼상 전동기의 회전자 좌표계 쇄교 자속을 표현한 (2.7)을 벡터 수식으로 (4.26)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\lambda_{dqs}^r = \mathbf{L}_{dqs} \mathbf{i}_{dqs}^r + \lambda_f. \quad (4.26)$$

위 수식의  $\lambda_{dqs}^r$  은 회전자의 위치 및 전류 운전점에 따라 변동하는 값으로 그림 3-35와 그림 3-36에 제시되어있다.

다음으로, 이중 삼상 전동기의 A1, B1, C1에 유도되는 회전자 좌표계 쇄교 자속 및 전류를  $\lambda_{dqs1}^r$  과  $\mathbf{i}_{dqs1}^r$  이라고 정의하고, A2, B2, C2에 유도되는 회전자 좌표계 쇄교 자속 및 전류를  $\lambda_{dqs2}^r$  과  $\mathbf{i}_{dqs2}^r$  라고 정의하면, 인덕턴스 수식은 (4.27)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dqs1}^r \\ \lambda_{dqs2}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{dqs} & \mathbf{M}_{dqs} \\ \mathbf{M}_{dqs} & \mathbf{S}_{dqs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dqs1}^r \\ \mathbf{i}_{dqs2}^r \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \lambda_f \\ \lambda_f \end{bmatrix}. \quad (4.27)$$

위 수식에서  $\mathbf{S}_{dqs}$ 와  $\mathbf{M}_{dqs}$ 는 각각 2 행 2 열로 이루어져있고,  $\mathbf{S}_{dqs}$ 는 자기 인덕턴스(self-inductance),  $\mathbf{M}_{dqs}$ 는 상호 인덕턴스(mutual-inductance)를 의미한다. 식 (4.26)과 (4.27)에 대하여,  $\mathbf{i}_{dqs}^r = \mathbf{i}_{dqs1}^r = \mathbf{i}_{dqs2}^r$  가 성립할 때 자기적 특성 상  $\lambda_{dqs}^r = \lambda_{dqs1}^r + \lambda_{dqs2}^r$  임이 성립하여야 하므로, 자기 인덕턴스 행렬은 (4.28)과 같이 정리된다.

$$\mathbf{S}_{dqs} = \frac{1}{2} \mathbf{L}_{dqs} - \mathbf{M}_{dqs}. \quad (4.28)$$

위의 수식을 (4.27)에 대입하여 이중 삼상 전동기의 인덕턴스 수식을 (4.29)와 같이 다시 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dqs1}^r \\ \lambda_{dqs2}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \mathbf{L}_{dqs} - \mathbf{M}_{dqs} & \mathbf{M}_{dqs} \\ \mathbf{M}_{dqs} & \frac{1}{2} \mathbf{L}_{dqs} - \mathbf{M}_{dqs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dqs1}^r \\ \mathbf{i}_{dqs2}^r \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \lambda_f \\ \lambda_f \end{bmatrix}. \quad (4.29)$$

또, 위의 인덕턴스 행렬을 (4.30)과 같이 2 개의 행렬로 분리시켜 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dqs1}^r \\ \lambda_{dqs2}^r \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dqs} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_{dqs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dqs1}^r \\ \mathbf{i}_{dqs2}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{dqs} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{M}_{dqs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dqs2}^r - \mathbf{i}_{dqs1}^r \\ \mathbf{i}_{dqs1}^r - \mathbf{i}_{dqs2}^r \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \lambda_f \\ \lambda_f \end{bmatrix}. \quad (4.30)$$

위 수식에서, 두 삼상 권선의 전류에 차이가 없다면,  $\mathbf{i}_{dqs1}^r = \mathbf{i}_{dqs2}^r$  이므로  $\mathbf{M}_{dqs}$ 가 쇄교 자속에 영향을 미치지 않는다는 특징을 확인할 수 있다.

앞에서 정리된 단일 삼상 전동기 및 이중 삼상 전동기 인덕턴스들은 정적 인덕턴스에 해당한다. 이때, (2.8)에 정의된 단일 삼상 전동기의 동적 인덕턴스,  $\mathbf{L}_{dqh}$ 와 마찬가지로, 이중 삼상 전동기의 동적 인덕턴스를 (4.31)과 (4.32)처럼 정의할 수 있다.

$$\mathbf{S}_{dqh} = \frac{\partial \lambda_{dqs2}^r}{\partial \mathbf{i}_{dqs2}^r} = \frac{\partial \lambda_{dqs1}^r}{\partial \mathbf{i}_{dqs1}^r} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_{ds1}^r}{\partial i_{ds1}^r} & \frac{\partial \lambda_{ds1}^r}{\partial i_{qs1}^r} \\ \frac{\partial \lambda_{qs1}^r}{\partial i_{ds1}^r} & \frac{\partial \lambda_{qs1}^r}{\partial i_{qs1}^r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{dh} & S_{dqh} \\ S_{qdh} & S_{qh} \end{bmatrix}. \quad (4.31)$$

$$\mathbf{M}_{dqh} = \frac{\partial \lambda_{dqs1}^r}{\partial \mathbf{i}_{dqs2}^r} = \frac{\partial \lambda_{dqs2}^r}{\partial \mathbf{i}_{dqs1}^r} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_{ds2}^r}{\partial i_{ds1}^r} & \frac{\partial \lambda_{ds2}^r}{\partial i_{qs1}^r} \\ \frac{\partial \lambda_{qs2}^r}{\partial i_{ds1}^r} & \frac{\partial \lambda_{qs2}^r}{\partial i_{qs1}^r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{dh} & M_{dqh} \\ M_{qdh} & M_{qh} \end{bmatrix}. \quad (4.32)$$

이에 대하여 정적 인덕턴스들에 대한 서술을 그대로 적용하여, 동적 인덕턴스들의 관계를 (4.33)과 같이 정의할 수 있다.

$$\mathbf{S}_{dqh} = \frac{1}{2} \mathbf{L}_{dqh} - \mathbf{M}_{dqh}. \quad (4.33)$$

해당 수식의 타당성을 검증하기 위하여, 그림 4-41과 그림 4-42에 제시된 두 전동기에 대한 FEA 결과를 살펴보도록 한다.

먼저 FEA의 상세 조건들에 대하여 설명한다. 우선, FEA는 180° 반복 모델을 사용하였으며, 그의 매쉬 구성은 그림 4-43와 같다.

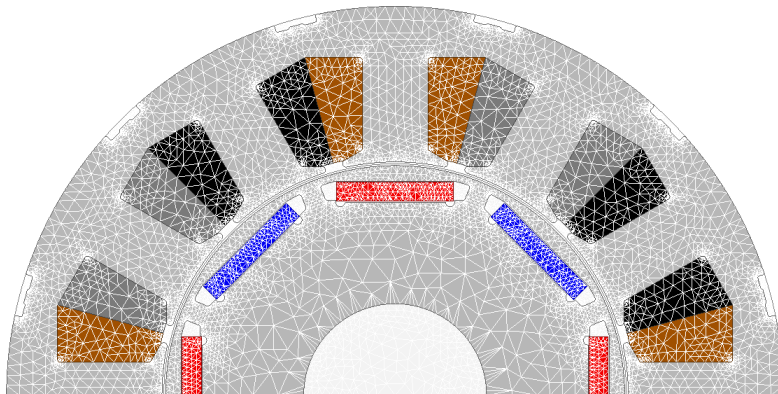


그림 4-43. FEA 모델의 매쉬 구성

	영구 자석	권선	고정자
최대 매쉬	500 개	500 개	1000 개
	회전자	밴드(Band)	전 영역
최대 매쉬	1000 개	1000 개	1000 개

표 4-1. FEA의 최대 매쉬 설정

각 구성 요소별 최대 매쉬 수의 설정은 표 4-1과 같다. FEA 모델에서 영구 자석은 NEOMAX-39SH로 설정하였는데, 해당 자석 물질의 상대 투자율(relative permeability)은 1.05, 보자력(coercivity)은 -964929 A/m이다. 또한, 고정자 및 회전자를 이루는 코어 물질의 B-H 커브는 그림 4-44와 같으며, 적층(lamination) 계수는 0.975로 설정하였다.

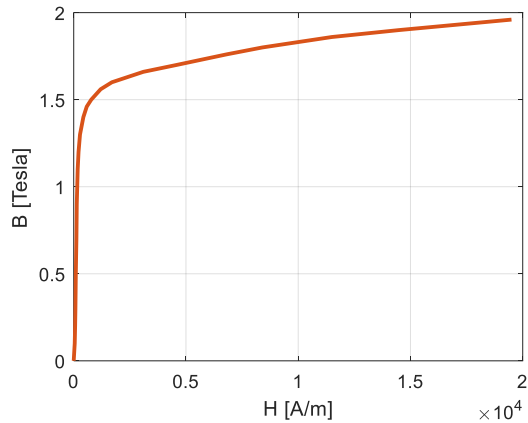


그림 4-44. FEA 코어 물질의 B-H 커브 설정

다음으로, FEA 시뮬레이션 과정에 대한 설명을 제시한다. 먼저, 단일 삼상 전동기에 대하여, 회전자를 임의의 위치에 고정된 상태에서, 전류의 변화에 따라 나타나는 쇄교 자속의 변화량을 측정한다. 그때, (2.8)을 통해 동적 인덕턴스를 계산한다. 전기각 기준  $0^\circ \sim 360^\circ$  사이에서 측정된  $\mathbf{L}_{dqs}$ 가 그림 4-45에 제시되어있다. 해당 FEA 과정은 두 가지 단계로 이루어져있는데, 첫째로  $\mathbf{i}_{dqs}^r : (i_{ds}^r, i_{qs}^r)$  를  $(-0.5A, 0A)$  에서  $(0.5A, 0A)$  로 변동시킴에 따라 발생하는  $\lambda_{dqs}^r$  의 변화량으로부터  $L_{dh}$ 와  $L_{dqh}$ 를 계산한다. 둘째로 전류 운전점을  $(0A, -0.5A)$  에서  $(0A, 0.5A)$  로 변동시킴에 따라 발생하는  $\lambda_{dqs}^r$  의 변화량으로부터  $L_{qdh}$ 와  $L_{qh}$ 를 계산하였다.  $L_{dqh}$ 와  $L_{qdh}$ 는

일치하기 때문에 해당 그림에서  $L_{dqh}$ 만 도시하였다. 그림에서 볼 수 있듯이, 각 인덕턴스 값들은 dc와 6 고조파의 성분들로 구성되었으며,  $L_{dqh}$ 에는 dc 값이 없는 것을 확인할 수 있다.

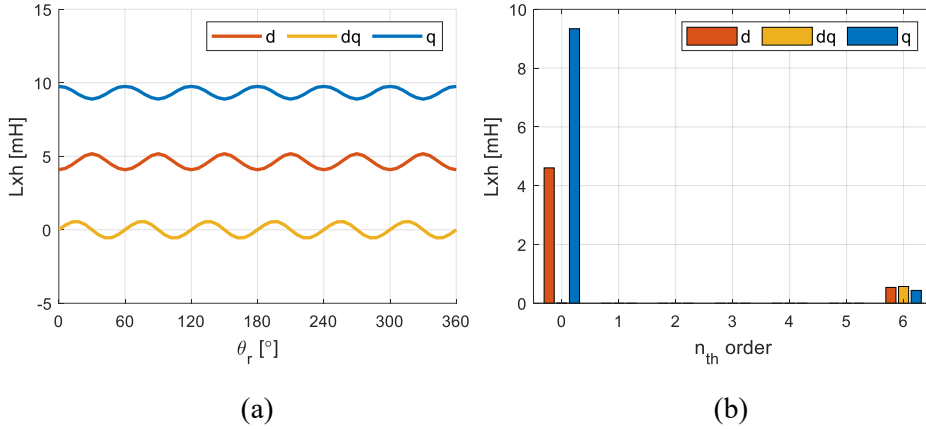


그림 4-45. 영전류 지점에서, 회전자 위치에 따른  $L_{dqh}$

(a)  $\theta_r$ 에 따른 인덕턴스, (b) DFT

다음으로 이중 삼상 전동기에 대하여, A2, B2, C2 권선의 전류를  $\mathbf{i}_{dq s2}^r : (i_{ds2}^r, i_{qs2}^r) = (0A, 0A)$  와 같이 고정시킨 상태에서,  $\mathbf{i}_{dq s1}^r : (i_{ds1}^r, i_{qs1}^r)$  를  $(-0.5A, 0A)$  에서  $(0.5A, 0A)$  로 변동시킴에 따라 발생하는  $\lambda_{dq s1}^r$  및  $\lambda_{dq s2}^r$  의 변화량으로부터  $S_{dh}$ ,  $S_{dqh}$ ,  $M_{dh}$ ,  $M_{dqh}$ 를 계산한다. 다음 단계로,  $\mathbf{i}_{dq s1}^r : (i_{ds1}^r, i_{qs1}^r)$  를  $(0A, -0.5A)$  에서  $(0A, 0.5A)$  로 변동시킴에 따라 발생하는  $\lambda_{dq s1}^r$  및  $\lambda_{dq s2}^r$  의 변화량으로부터  $S_{qdh}$ ,  $S_{qh}$ ,  $M_{qdh}$ ,  $M_{qh}$ 를 계산한다. 해당 인덕턴스들의 FEA 결과를 그림 4-46와 그림 4-47에 도시하였다.  $\mathbf{S}_{dqh}$ 와  $\mathbf{M}_{dqh}$ 의 파형에서 볼 수 있듯이, dc와 6 고조파로만 이루어져있던  $L_{dqh}$ 와 달리, 2, 4고조파가 추가되었다. 이때,  $\mathbf{M}_{dqh}$ 는  $\mathbf{S}_{dqh}$ 에 비해 상당히 작은 것을 확인할 수 있는데, 이는 해당 전동기에서 두 삼상 권선 사이의 상호 인덕턴스가, 각각의 자기 인덕턴스에 비해 상대적으로 작다는 것으로 해석된다.

마지막으로,  $\mathbf{S}_{dqh}$ 와  $\mathbf{M}_{dqh}$ 를 (4.33)에 대입하여  $L_{dqh}$ 를 역산해내면 그림 4-48과 같은데, 이는 그림 4-45과 정확히 일치한다. 이에 따라 (4.33)이 성립하는 것을 확인할 수 있다.

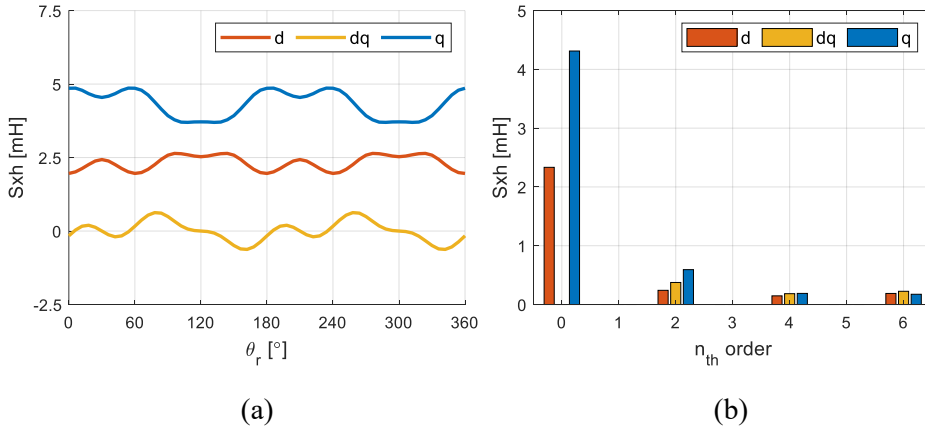


그림 4-46. 영전류 지점에서, 회전자 위치에 따른  $S_{dqh}$

(a)  $\theta_r$ 에 따른 인덕턴스, (b) DFT

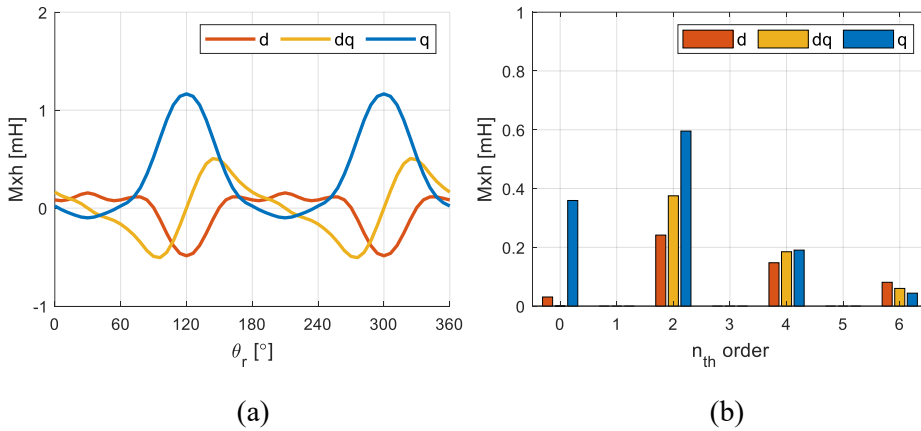


그림 4-47. 영전류 지점에서, 회전자 위치에 따른  $M_{dqh}$

(a)  $\theta_r$ 에 따른 인덕턴스, (b) DFT

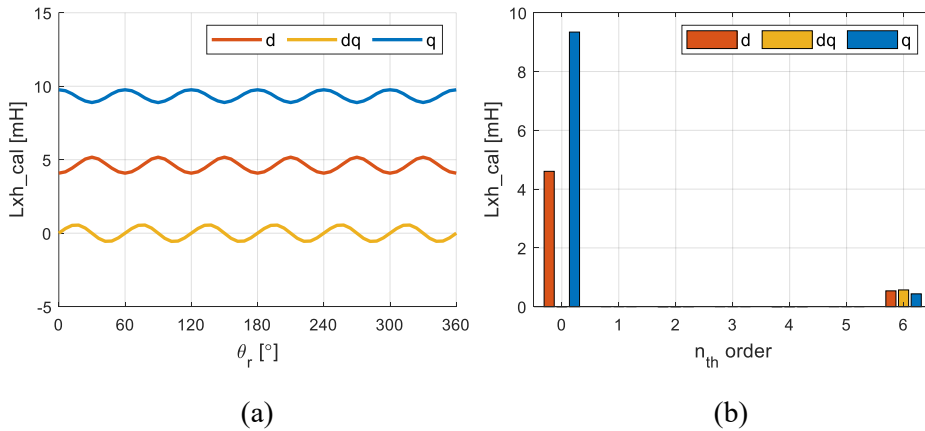


그림 4-48. 복원된  $L_{dqh}$  (a)  $\theta_r$ 에 따른 인덕턴스, (b) DFT

#### 4.2.2. 비대칭 신호 주입의 적용

앞 절에서 모델링 된 이중 삼상 전동기의 인덕턴스 수식들을 기반으로, 비대칭 신호 주입을 적용해보도록 한다. 우선 전동기 단자에 인가되는 고주파 전압이 샘플링 시간 동안 일정하게 유지될 때, 그로 인해 발생하는 쇄교 자속의 변화량은 회로의 저항을 무시했을 때 (4.34)와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dqsh1}^r \\ \mathbf{v}_{dqsh2}^r \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{dqsh1}^r \\ \Delta \lambda_{dqsh2}^r \end{bmatrix}. \quad (4.34)$$

이때 쇄교 자속의 변화량과 전류의 변화량 사이의 관계는, 앞절에서 정의된 동적 인덕턴스들을 사용하여 (4.35)와 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{dqsh1}^r \\ \Delta \lambda_{dqsh2}^r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{dqh} & \mathbf{M}_{dqh} \\ \mathbf{M}_{dqh} & \mathbf{S}_{dqh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{dqsh1}^r \\ \Delta \mathbf{i}_{dqsh2}^r \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \mathbf{L}_{dqh} - \mathbf{M}_{dqh} & \mathbf{M}_{dqh} \\ \mathbf{M}_{dqh} & \frac{1}{2} \mathbf{L}_{dqh} - \mathbf{M}_{dqh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{dqsh1}^r \\ \Delta \mathbf{i}_{dqsh2}^r \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.35)$$

위의 (4.34)와 (4.35)를 결합하여, 이중 삼상 전동기에 주입되는 고주파 전압에 따라 유도되는 고주파 전류의 변화량은 (4.36)과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{dqsh1}^r \\ \Delta \mathbf{i}_{dqsh2}^r \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \mathbf{L}_{dqh} - \mathbf{M}_{dqh} & \mathbf{M}_{dqh} \\ \mathbf{M}_{dqh} & \frac{1}{2} \mathbf{L}_{dqh} - \mathbf{M}_{dqh} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dqsh1}^r \\ \mathbf{v}_{dqsh2}^r \end{bmatrix}. \quad (4.36)$$

해당 수식에서 전동기에 인가되는 고주파 전압은 (4.37)과 같이 표현할 수 있으며, 4.1.3절에서 정의된대로 case0과 case2의 경우  $clk1$ 과  $clk2$ 는 동기되어  $n$  샘플링 시점에  $-1$ ,  $n-1$  샘플링 시점에  $+1$ 의 값을 갖는다. 반면, case1의 경우  $clk1$ 과  $clk2$ 가 반대로 인가되어  $clk1$ 이  $n$ 과  $n-1$  샘플링 시점에서  $-1$ 과  $+1$ 의 값을 갖을 때,  $clk2$ 는  $+1$ 과  $-1$ 의 값을 갖는다. 이때, 실제 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계가 일치하여, 구형파 주입 전압이 정확히 회전자 좌표계의 d축에 인가하는 상황을 가정한다. 이에 따라 해당 수식에서 좌표계를 나타내는 윗 첨자가 ‘r’로 설정되어있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{dqsh1}^r \\ \mathbf{V}_{dqsh2}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_h \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot clk1[n-1] + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_h \\ 0 \end{bmatrix} \cdot clk2[n-1]. \quad (4.37)$$

다음으로, (4.37)의 우변의 첫 항에 대하여, 클락 신호가 +1일 때 전압 주입으로 인해 발생하는 전류의 변화량은 (4.38)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \\ \Delta i_3 \\ \Delta i_4 \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \mathbf{L}_{dqh} - \mathbf{M}_{dqh} & \mathbf{M}_{dqh} \\ \mathbf{M}_{dqh} & \frac{1}{2} \mathbf{L}_{dqh} - \mathbf{M}_{dqh} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_h \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.38)$$

이때, 해당 수식의 동적 인덕턴스 행렬이 4 차원이기 때문에, 해당 행렬의 역행렬은 굉장히 복잡한 수식으로 유도된다. 이때 수식의 간편화를 위하여  $\mathbf{L}_{dqh}$ 의 대각(diagonal) 성분인  $L_{dqh}$ 를 상수 0으로 두면 해당 수식은 상대적으로 간단하게 풀린다. 그 결과, q축 전류의 변화량을 위치 추정 알고리즘에 사용하기 때문에  $\Delta i_2$ 와  $\Delta i_4$ 만 선별하여 (4.39)와 같이 간단한 형태로 표현할 수 있다. 해당 수식은  $L_{dqh}$ 를 무시했으므로 정확한 전류 변화량을 표현하지는 않지만,  $L_{dqh}$ 가  $\mathbf{L}_{dqh}$ 의 다른 성분들에 비해 매우 작기 때문에, 경향을 확인하는 용도로는 사용할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_2 \\ \Delta i_4 \end{bmatrix} = \frac{4T_s M_{dqh} V_h}{L_{dh} L_{qh} - 4L_{dh} M_{qh} - 4L_{qh} M_{dh} + 16M_{dh} M_{qh} - 16M_{dqh}^2} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}. \quad (4.39)$$

다음으로, (4.37)의 우변의 두 번째 항에 대하여, 클락 신호가 +1일 때 전압 주입으로 인해 발생하는 전류의 변화량은 (4.40)과 같이 표현될 수 있다. 마찬가지로,  $L_{dqh}$ 를 상수 0으로 두었을 때, 해당 수식의  $\Delta i_6$ 와  $\Delta i_8$ 을 선별하여 (4.41)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_5 \\ \Delta i_6 \\ \Delta i_7 \\ \Delta i_8 \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \mathbf{L}_{dqh} - \mathbf{M}_{dqh} & \mathbf{M}_{dqh} \\ \mathbf{M}_{dqh} & \frac{1}{2} \mathbf{L}_{dqh} - \mathbf{M}_{dqh} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_h \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.40)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_6 \\ \Delta i_8 \end{bmatrix} = \frac{4T_s M_{dqh} V_h}{L_{dh} L_{qh} - 4L_{dh} M_{qh} - 4L_{qh} M_{dh} + 16M_{dh} M_{qh} - 16M_{dqh}^2} \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (4.41)$$

결론적으로, (4.36)에 (4.37)를 대입하였을 때 도출되는 q축 전류 변화량의 수식은 (4.42)와 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{qsh1}^r \\ \Delta i_{qsh2}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta i_2 \\ \Delta i_4 \end{bmatrix} \cdot clk1[n-1] + \begin{bmatrix} \Delta i_6 \\ \Delta i_8 \end{bmatrix} \cdot clk2[n-1]. \quad (4.42)$$

이때, case0과 case2에서는  $clk1$ 과  $clk2$ 가 동기되어 항상 같은 부호를 갖기 때문에, (4.42)는 (4.43)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{qsh1}^r \\ \Delta i_{qsh2}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.43)$$

비대칭 신호 주입에서는 발생하는 두 q축 전류 차분 신호를 평균내어 사용하는데, 그 결과 위치 추정에 사용되는  $i_{sig}$ 는 (4.44)와 같이 0으로 유도된다. 앞서 가정했듯이, 실제 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계가 일치된 상황이므로, 본 상황에서는 어떠한 문제도 발생하지 않는다. 따라서 이에 대해서는 더 이상 서술을 진행하지 않는다.

$$i_{sig} = \frac{1}{2} \{ \Delta i_{qsh1}^r \cdot clk1[n-2] + \Delta i_{qsh2}^r \cdot clk2[n-2] \} = 0. \quad (4.44)$$

다음으로 case1에서는  $clk1$ 과  $clk2$ 가 항상 반대 부호를 갖기 때문에, (4.42)는 (4.45)와 같이 정리된다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{qsh1}^r \\ \Delta i_{qsh2}^r \end{bmatrix} = \frac{4T_s M_{dqh} V_h \cdot \{ clk1[n-1] - clk2[n-1] \}}{L_{dh} L_{qh} - 4L_{dh} M_{qh} - 4L_{qh} M_{dh} + 16M_{dh} M_{qh} - 16M_{dqh}^2} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}. \quad (4.45)$$

위 수식과 같이 발생하게 되는 두 q축 전류 차분 신호를 평균 내었을 때, 위치 추정에 사용되는  $i_{sig}$ 는 (4.46)과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} i_{sig} &= \frac{1}{2} \{ \Delta i_{qsh1}^r \cdot clk1[n-2] + \Delta i_{qsh2}^r \cdot clk2[n-2] \} \\ &= \frac{1}{2} \cdot \{ \Delta i_{qsh1}^r - \Delta i_{qsh2}^r \} \cdot clk1[n-2] \\ &= \frac{4T_s M_{dqh} V_h \cdot \{ clk1[n-1] - clk2[n-1] \} \cdot clk1[n-2]}{L_{dh} L_{qh} - 4L_{dh} M_{qh} - 4L_{qh} M_{dh} + 16M_{dh} M_{qh} - 16M_{dqh}^2} \\ &= \frac{8T_s M_{dqh} V_h}{L_{dh} L_{qh} - 4L_{dh} M_{qh} - 4L_{qh} M_{dh} + 16M_{dh} M_{qh} - 16M_{dqh}^2} \end{aligned} \quad (4.46)$$



그림 4-45 ~ 그림 4-47를 참조하였을 때, (4.46)의 분모는  $L_{dh}$ 와  $L_{qh}$ 가 우세하게 작용하여, 회전자의 위치에 따라 크게 변하지 않을 것으로 기대된다. 즉,  $i_{sig}$  파형의 형태에는 분자의  $M_{dqh}$ 가 상당히 중요하게 작용할 것으로 예상된다. 앞서 말했듯이, 실제 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계가 일치된 상황이기 때문에,  $i_{sig}$ 는 0이 나와야 정상인 상황이다.

다음으로, 그림 4-45 ~ 그림 4-47에서 구했던 FEA 결과를 기반으로, case1에서 발생하는  $i_{sig}$ 를 계산해본다. 먼저 해당 동적 인덕턴스들은 영전류 근처에서 측정된 인덕턴스들이기 때문에, 영전류 제어 상황을 가정한다. 또한, 제 3장과 제 4장의 이전 절들에서는, 표 3-1에 제시된 단일 삼상 전동기의 제정수를 사용하여 구형파 전압을 40 V로 사용해 왔는데, 지금부터는 이중 삼상 전동기에 대해서는 구형파 전압을 20 V로 선정한다. 이는  $L_{dqh}$ 에 비해  $S_{dqh}$ 가 절반정도의 크기를 갖기 때문에 비슷한 고조파 전류를 발생시키기 위함이다.

그림 4-45 ~ 그림 4-47의 인덕턴스들을 (4.36)에 직접 넣고 역행렬을 계산하여  $i_{sig}$ 를 구하면, 그림 4-49(a)와 같이 상당히 큰 값을 갖는다. 해당 그림에서는 (4.39) ~ (4.46)의 전개에서 무시하였던  $L_{dqh}$ 가 고려되어 있다.

한편, 수식 전개의 결과였던 (4.46)에 FEA를 통해 구한 동적 인덕턴스들을 대입하면 그림 4-49(b)와 같이 표현된다. 해당 파형은 그림 4-47(a)의  $M_{dqh}$ 와 비슷한 양상을 가지며, 그림 4-49(a)와도 어느정도 유사한 파형을 갖는다.

다음으로, 그림 4-49(a)의  $i_{sig}$ 를 사용하여, case1에서 발생하는 위치 추정 오차를 그림 4-50과 같이 나타낼 수 있다. 해당 파형은 상당한 2, 4 등의 짝수 고조파들로 구성되며, 이는  $M_{dqh}$ 가 갖고 있는 2, 4 고조파들로부터 발생한 것이라고 할 수 있다. 그림 4-50(a)에서 볼 수 있듯이, 위치 추정 오차가 최대 40°까지 발생하는데 이는 위치 추정 알고리즘에 심각한 악영향을 줄 수 있다.

마지막으로, 그림 4-49(a)와 같이, FEA를 통해 구한 동적 인덕턴스들을 기반으로 case2의  $i_{sig}$ 를 구하면 그림 4-51와 같이 상대적으로 작은 크기의 6 고조파 신호가 발생하며, 그의 원인은  $L_{dqh}$ 의 6 고조파이다.

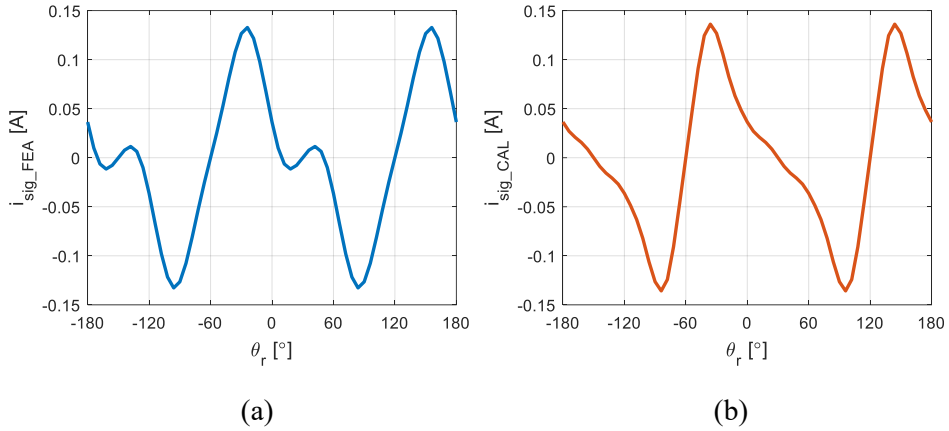


그림 4-49. case1에서, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 파형

(a) FEA 기반, (b) 수식 기반

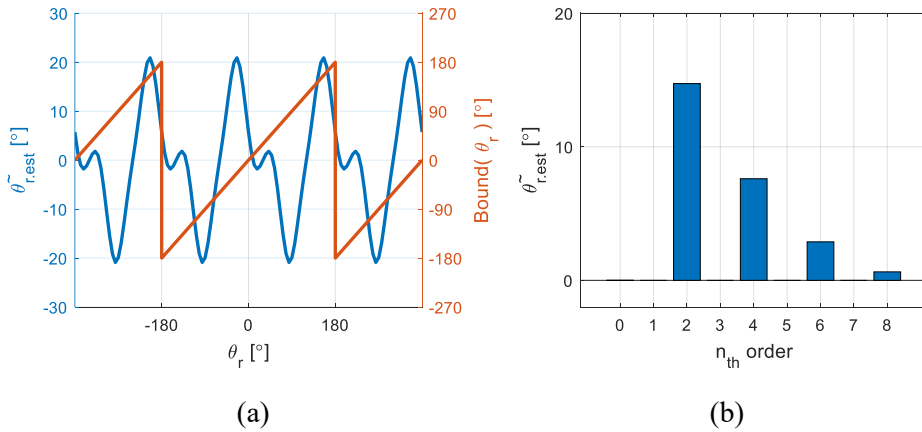


그림 4-50. case1에서, 두 삼상 권선 사이의 상호 인덕턴스로 발생하는

(a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$  및 (b) DFT

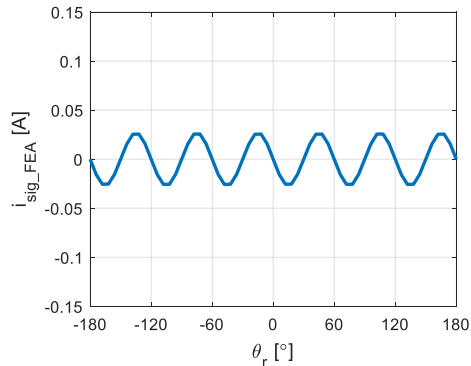


그림 4-51. case2에서, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 파형 (FEA 기반)

본 논문에서 사용한 8 극 12 슬롯 전동기의 경우, [4], [5]에서 제시된 이중 삼상 전동기들에 비해,  $L_{dqh}$  대비  $M_{dqh}$ 가 작은 전동기에 해당하는데,  $M_{dqh}$ 의 비율이 클수록 case1에서 발생하는 오차가 커질 것을 예상할 수 있다.

본 장의 내용을 정리하자면, 4.1.1절에서 분석한 전류 측정 잡음으로부터 발생하는 위치 추정 오차의 1 고조파, 그리고 4.1.2절에서 분석한 데드타임 구간의 전압 오차로부터 발생하는 위치 추정 오차의 3고조파가 case1과 case2에서 모두 상쇄된다. 하지만, case1에서는 두 삼상 권선 사이의 상호 인덕턴스로 인하여 위치 추정 오차에 상당한 크기의 2, 4 고조파가 발생한다. 이 현상의 원인은, case1에서 각 샘플링 구간 별로 인버터1과 인버터2가 서로 다른 고주파 전압을 합성하고 있는 것으로 유추된다. 반대의 예시로, case0에서는 인버터1과 인버터2가 합성하는 전압이 순시적으로 같기 때문에, 두 인버터의 출력 전류도 순시적으로 같고, (4.30)에 따라 상호 인덕턴스가 작용할 수 없다. case2에서는, 순시적으로는 인버터1과 인버터2가 합성하는 전압이 다르기 때문에 상호 인덕턴스가 작용할 수 있다. 하지만, 매 샘플링 구간마다 인버터1과 인버터2가 합성하는 평균 전압은 일치하기 때문에, 해당 상호 인덕턴스가 샘플링 시점에서 측정되는 전류에는 영향을 미치지 않는 것이다. 그 결과, case2에서도 (4.43)과 같이 상호 인덕턴스로 인해 발생하는 전류의 차분 신호가 존재하지 않는다. 이와 같은 결과를 바탕으로, 본 연구에서는 case2의 캐리어 천이 운전을 통한 비대칭 신호 주입 기법을 제안한다.

## 제 5 장. 이중 삼상 전동기의 인터리빙 운전

인터리빙(interleaving) 기법이란, 한 시스템 내에 스위칭 소자 기반의 모듈(module)들이 중복성(redundancy)을 가지고 구성되었을 때 각 모듈에 인가되는 캐리어를 천이(shift)하는 방법으로, 등가 스위칭 주파수를 올려 시스템 내의 인덕터나 캐패시터와 같은 수동 소자(passive component)의 크기를 줄이기 위해 사용된다 [26], [28], [29]. 이는 시스템 설계 비용 및 크기 절감에 직접적인 영향을 준다. 본 논문에서 사용된 이중 삼상 전동기의 구동 시스템은 그림 5-1과 같은데, 해당 그림에서 인버터1과 인버터2가 중복성을 갖고 구성되어 있으므로 해당 시스템에 인터리빙을 적용할 수 있다. 본 장에서는 해당 시스템에 대한 기존 인터리빙 기법을 분석하고, 제 4장에서 제안된 비대칭 신호 주입 기법과 동시에 적용이 가능한 새로운 인터리빙 기법을 제안한다.

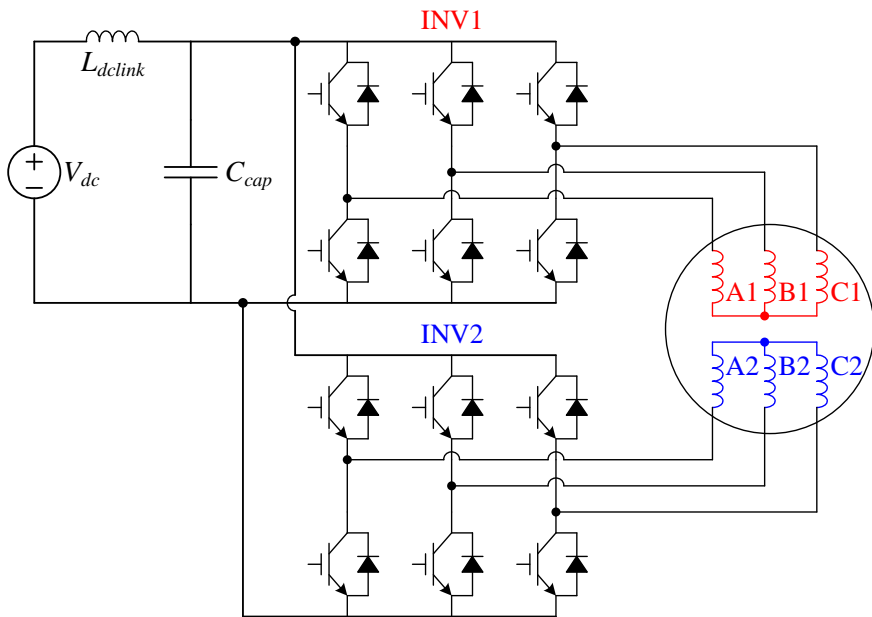


그림 5-1. 직류단 기생 인덕턴스를 고려한  
이중 삼상 전동기 구동 시스템

먼저, 위 그림에서 볼 수 있듯이, 전력 공급원인 직류 전압원과 두 인버터의 직류단 사이에는 기생 인덕턴스(parastic inductance)가 존재한다. 이에 따라 인버터에 안정적인 직류 전압을 공급하기 위하여 인버터의

직류단에 캐패시터가 필수적으로 연결된다. 이때 직류단에 흐르는 전류는 직류 전류와 교류 전류로 구성되는데, 우선 직류 전류에 대하여, 기생 인덕턴스의 임피던스는 없는 반면 직류단 캐패시터의 임피던스는 무한대로 존재한다. 이에 따라 정상 상태에서 해당 직류 전류는 직류 전압원을 통해서만 흐른다고 할 수 있다.

한편, 직류단 전류의 구성 성분 중 교류 전류는 스위칭 주파수의 배수 주파수로만 구성되기 때문에, 이에 작용하는 기생 인덕턴스의 임피던스는 상당히 크다. 따라서 해당 교류 전류는 대부분 직류단 캐패시터로 흐르게 된다. 해당 캐패시터에 전류가 흐를 때 ESR(equivalent series resistance)로 인하여 열이 발생하기 때문에, 캐패시터에 흐르는 전류를 줄이는 것은 직류단 캐패시터의 발열량을 줄이는 것으로 연결된다. 이는 해당 캐패시터의 부피 및 가격을 절감할 수 있는 요인으로 작용한다. 그림 5-1에서 볼 수 있듯이, 인버터1과 인버터2는 직류단 캐패시터를 공유하고있는데, 인터리빙 기법의 적용으로 해당 캐패시터에 흐르는 전류를 줄일 수 있다.

본 장의 5.1절에서는, 기존의 인터리빙 기법이 직류단 캐패시터에 흐르는 전류를 줄이는 과정에 대하여 상세히 설명한다. 다음으로, 해당 기법이 제 4장에서 제안된 비대칭 신호 주입 기법과 병행될 수 없는 이유에 대하여 설명한다. 마지막으로 비대칭 신호 주입에 알맞은 새로운 인터리빙 기법을 제안한다. 5.2절에서는 [31] - [37]을 기반으로 영상분 전압과 베어링(bearing) 전류 사이의 관계를 정의하고, 제안된 인터리빙 기법에서 발생하는 베어링 전류에 대하여 간략하게 분석한다.

## 5.1. 인터리빙 기법 제안

### 5.1.1. 직류단 전류의 정의

본 절에서는 인터리빙에 효과에 대한 분석을 진행하기에 앞서, 직류단 전류에 대한 정의 및 수식화를 진행한다. 우선 앞서 말한것과 같이, 인버터의 직류단 전류는 직류 성분과 교류 성분으로 구분할 수 있는데, 이는 (5.1)과 같이 표현될 수 있다.

$$I_{dlink} = I_{dc} + i_{ac}. \quad (5.1)$$

다음으로, 인버터의 스위칭 함수(switching function)를 (5.2)와 같이 인버터의 극 전압을 사용하여 나타낼 수 있는데, 이때 스위칭 함수는 인버터 레그의 스위칭 상태에 따라 -1 혹은 +1의 값을 갖는다.

$$s_{xn} = \frac{2}{V_{dc}} \cdot v_{xn}. \quad (5.2)$$

이에 따라 직류단 전류는 스위칭 함수와 상 전류의 내적(dot product)을 통해 (5.3)과 같이 표현된다 [28].

$$\begin{aligned} I_{dlink} &= \frac{1}{2} \{ s_{an} i_{as} + s_{bn} i_{bs} + s_{cn} i_{cs} \} \\ &= \frac{1}{2} [s_{an} \quad s_{bn} \quad s_{cn}] \cdot I_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \phi_i) \\ \cos(\theta_r + \phi_i - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_r + \phi_i + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.3)$$

위의 수식에서, 상 전류의 크기  $I_m$ 은 직류단 전류의 크기에만 영향을 주고, 직류단 전류의 고조파 양상에는 영향을 주지 않는다. 그에 따라 [24], [25]에서는 직류단 전류를 변조지수(modulation index: MI)와 역률(power factor)에 따른 함수로 분석하는데, 본 장에서도 부하 상황과 관계 없이 논리 전개를 하기 위하여 MI와 역률에 따른 직류단 전류를 살펴본다.

다음으로, 인버터가 유효전압 벡터와 영전압 벡터를 합성할 때 발생하는 직류단 전류를 그림 5-2와 같이 표현할 수 있다. 해당 그림에 직류단 전류에 대한 수식 (5.1)을 표현하였다. 그림 5-2(a)에서 유효 전압 벡터를 합성할 때는 직류단 전류가 흐르는 반면, 그림 5-2(b)에서 영전압

벡터를 합성할 때는 직류단 전류가 흐르지 않는다. 영전압 벡터를 합성할 때 각 상의 스위칭 함수는 모두 +1 혹은 -1을 갖는데, 삼상 전류의 합은 0이기 때문에 (5.3)을 통해 도출되는 직류단 전류 역시 0이다.

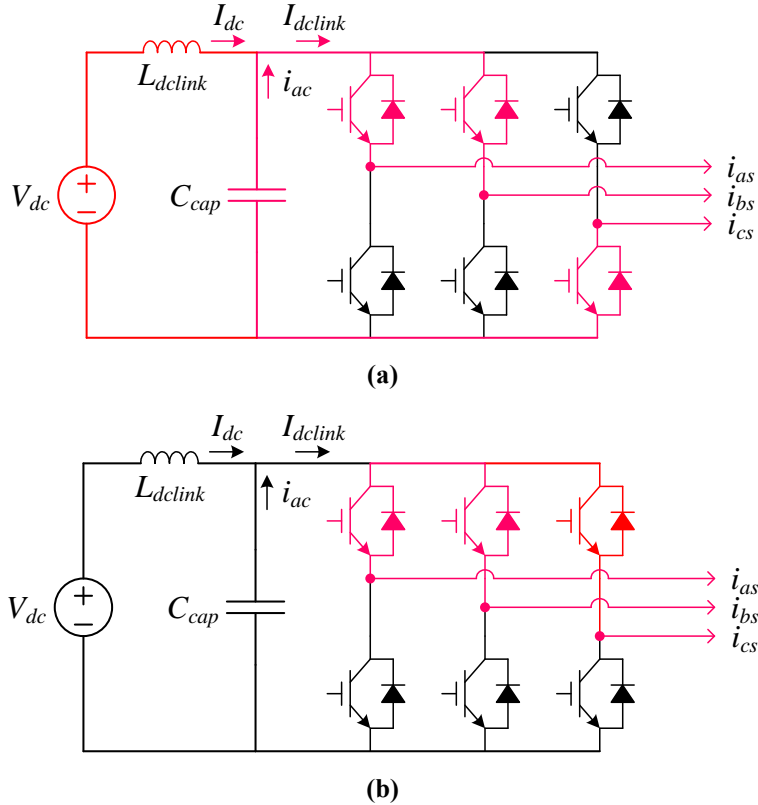


그림 5-2. 직류단 전류 (a) 유효 전압 벡터, (b) 영전압 벡터

다음으로 인버터의 극 전압 지령을 (5.4)와 같이 표현할 수 있는데, 해당 수식에서 영상분 전압 지령  $v_{sn}^*$ 은 PWM 방법에 따라 결정된다.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{an}^* \\ v_{bn}^* \\ v_{cn}^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_{as}^* \\ v_{bs}^* \\ v_{cs}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sn}^* \\ v_{sn}^* \\ v_{sn}^* \end{bmatrix} \\
 &= V_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \phi_v) \\ \cos(\theta_r + \phi_v - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_r + \phi_v + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sn}^* \\ v_{sn}^* \\ v_{sn}^* \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

식 (5.3)과 (5.4)에서  $\phi_i$  와  $\phi_v$  는 회전자 좌표계에서 정의되는 전류각과 전압각인데, 뒤의 서술을 위하여 고정자 좌표계에서의 전류각과

전압각을 (5.5)와 (5.6)과 같이 정의한다.

$$\theta_i = \theta_r + \phi_i. \quad (5.5)$$

$$\theta_v = \theta_r + \phi_v. \quad (5.6)$$

다음으로, (5.4)에서 SVPWM에 해당하는 영상분 전압 지령은 (5.7)과 같다. 해당 수식 내의  $v_{max}$ 와  $v_{min}$ 의 정의는 각각 (5.8)과 (5.9)를 따른다.

$$v_{sn}^* = -\frac{1}{2}(v_{max} + v_{min}). \quad (5.7)$$

$$v_{max} = \max(v_{as}^*, v_{bs}^*, v_{cs}^*). \quad (5.8)$$

$$v_{min} = \min(v_{as}^*, v_{bs}^*, v_{cs}^*). \quad (5.9)$$

본 논문에서는 SVPWM을 기준으로 MI를 따지는데, 이에 따라 (5.4)의  $V_m$ 이  $V_{dc}/\sqrt{3}$  일 때 MI가 1이다. MI가 0.5일 때와 1일 때,  $\theta_v$ 에 따른 극 전압 지령을 각각 그림 5-3에 도시하였다.  $V_{dc}$ 는 150 V로 선정하였다. 또한 해당 그림들에서  $\theta_v$ 가 30°일 때 각 극 전압 지령의 파형 위에 ‘O’ 표시를 해두었다.

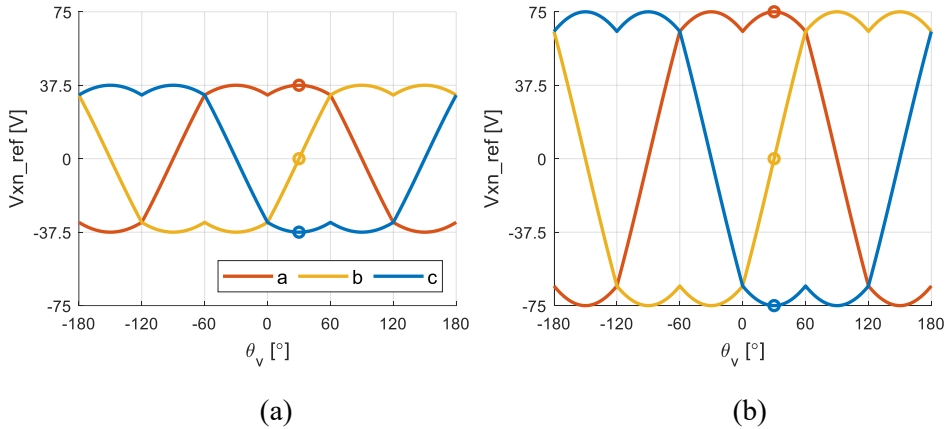


그림 5-3. SVPWM의 극 전압 지령 (a) MI = 0.5, (b) MI = 1

위의 두 그림에서 볼 수 있듯이, SVPWM에서  $\theta_v = 60 \cdot n + 30^\circ$ 에서  $v_{max}$ 는 최대가 되고  $v_{min}$ 은 최소가 된다. 즉, 해당 전압각에서 유효 전압 벡터 구간의 길이가 가장 길다고도 할 수 있다.

$\theta_v = 60 \cdot n + 30^\circ$ 일 때 MI가 0.5면  $v_{max}$ 는  $+V_{dc}/4$ ,  $v_{min}$ 은  $-V_{dc}/4$ 이다. 또한 이 경우 MI가 1이면  $v_{max}$ 는  $+V_{dc}/2$ ,  $v_{min}$ 은  $-V_{dc}/2$ 이다. 이 두 상황에서,



인버터의 캐리어 및 각 상 별 극전압 지령, 스위칭 함수를 그림 5-4, 그림 5-5 처럼 나타낼 수 있다.

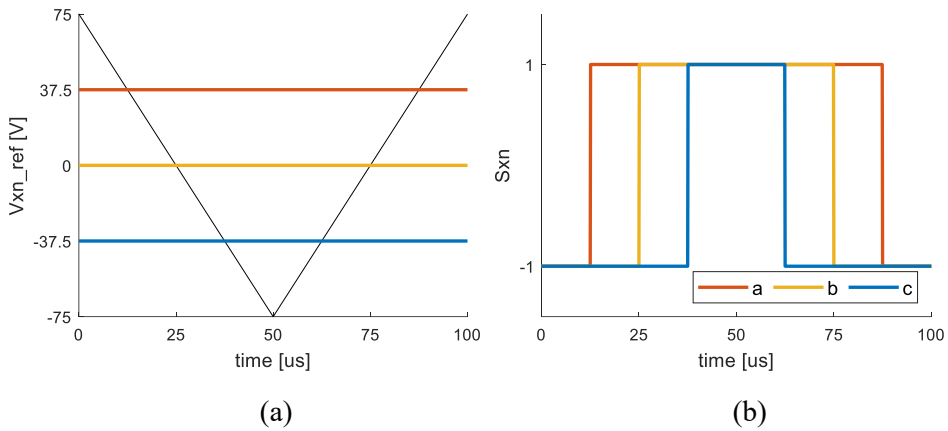


그림 5-4.  $MI = 0.5$ ,  $\theta_v = 30^\circ$  일 때,  
 (a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

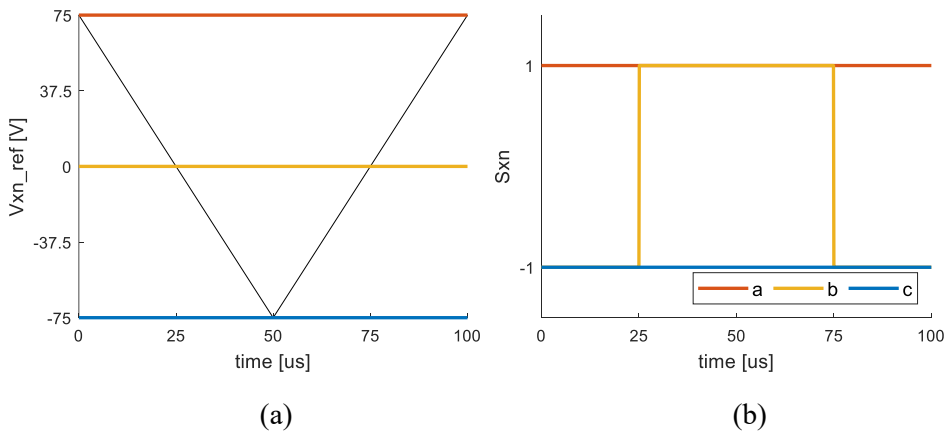


그림 5-5.  $MI = 1$ ,  $\theta_v = 30^\circ$  일 때,  
 (a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

그림 5-4(b)에서, 각 상의 스위칭 함수가 모두 +1이거나 -1로 인가되는 세 구간,  $0 \sim 12.5 \mu s$ ,  $37.5 \sim 62.5 \mu s$ ,  $87.5 \sim 100 \mu s$ 에서는 직류단 전류가 흐르지 않을 것을 예상할 수 있다. 한편 그림 5-5에서는 영전압 벡터 인가 구간이 없기 때문에, 항상 직류단 전류가 흐를것으로 예상할 수 있다. 이에 따라  $MI$ 를 0.5로 고정하였을 때, 상 전류에 따른 직류단 전류의 양상을 살펴보도록 한다.

우선 (5.3)에서 언급하였듯이,  $MI$ 와 역률에 따른 직류단 전류를

살펴본다. 먼저 역률(power factor: pf)과 역률 각(power factor angle)의 정의를 (5.10)과 (5.11)과 같이 할 수 있다.

$$\text{pf} = \cos(\theta_{pf}). \quad (5.10)$$

$$\theta_{pf} = \theta_v - \theta_i = \phi_v - \phi_i. \quad (5.11)$$

역률이 0.9, 0, -0.9일 때 환산되는 역률 각은, 부하가 지상(lagging)임을 가정하여 각각  $\theta_{pf} = 25.8^\circ$ ,  $\theta_{pf} = 90^\circ$ ,  $\theta_{pf} = 154.2^\circ$  와 같다.  $I_m$ 을 5 A로 고정시킨 상태에서 각 역률 별로,  $\theta_v$ 에 따른 전류 그래프는 그림 5-6과 같다.  $\theta_v$ 가  $30^\circ$ 일 때의 각 상 전류에 대해 ‘O’ 표시를 하였다.

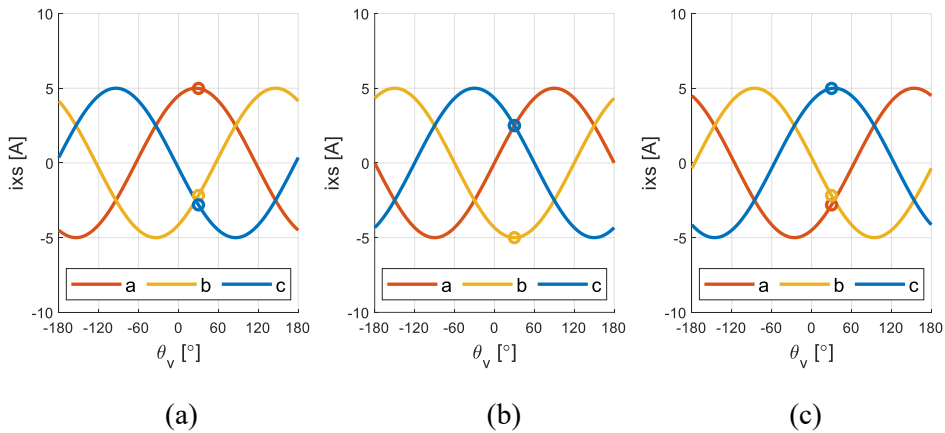


그림 5-6.  $\theta_v$  및 역률에 따른 상 전류 파형

(a) pf = 0.9, (b) pf = 0, (c) pf = -0.9

다음으로, 그림 5-4(b)에 제시된 스위칭 함수와 그림 5-6에 제시된 상 전류를 (5.3)에 대입하였을 때, 각 조건에서 구해지는 직류단 전류는 그림 5-7, 그림 5-8, 그림 5-9와 같이 표현된다. 그림 5-4(b)의 영전압 벡터 인가 구간 동안, 각 직류단 전류가 0 A인 것을 세 그림의 (a)에서 확인할 수 있다. 또한 각  $I_{dlink}$  파형의 DFT를 (b)에 제시하였는데, DFT를 통해 분리한  $I_{dc}$ 와  $i_{ac}$ 의 실효값(root-mean-square: rms)을 우측 상단에 표시하였다. 이때, 그림 5-7(b)와 그림 5-9(b)가 일치하는 것을 확인할 수 있고, 각 상황에서의 유효 전력(active power)은 (5.12)를 만족한다.

$$P = \frac{3}{2} \cdot \left( \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \text{MI} \right) \cdot I_m \cdot \text{pf} = V_{dc} \cdot I_{dc}. \quad (5.12)$$

그림 5-8(b)에서는 역률이 0임에 따라 유효 전력이 없기 때문에,  $I_{dc}$ 의 실효값이 0A인 것을 확인할 수 있다.

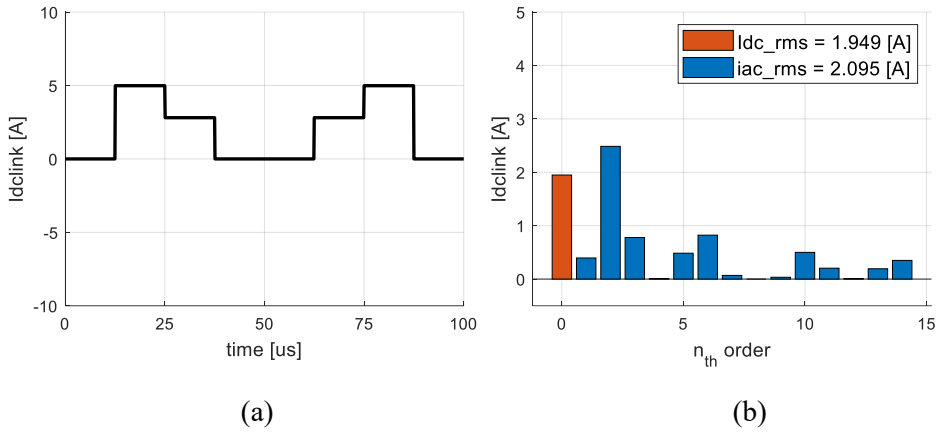


그림 5-7. MI = 0.5, pf = 0.9에서 (a) 직류단 전류, (b) DFT

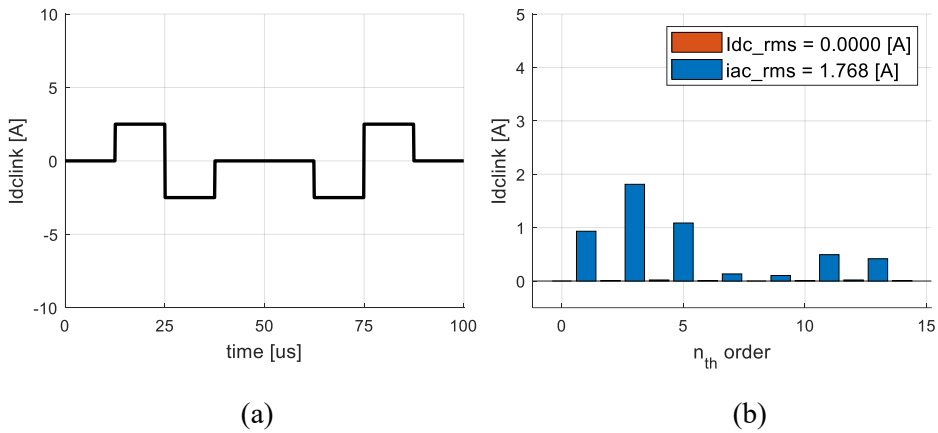


그림 5-8. MI = 0.5, pf = 0에서 (a) 직류단 전류, (b) DFT

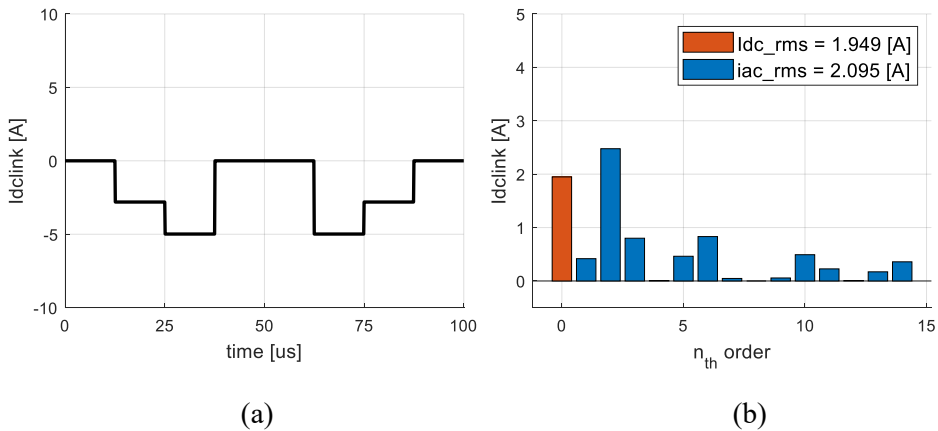


그림 5-9. MI = 0.5, pf = -0.9에서 (a) 직류단 전류, (b) DFT

### 5.1.2. 기존의 인터리빙 기법

본 절에서는, 직류단 전류의 구성 성분 중  $i_{ac}$ 의 실효값을 감소시키기 위한 기존 인터리빙 기법의 원리에 대하여 소개한다 [24] - [30]. 해당 기법은 그림 5-1과 같이 두 대의 인버터가 직류단 캐패시터를 공유하고 있을 때, 두 인버터에 인가되는 캐리어의 위상을  $90^\circ$  천이 하여 구현하는데, 유효 전압 벡터의 인가 구간이 매 샘플링 구간의 가운데에 정렬되어있는 SVPWM에서 가장 효율이 좋다. 해당 기법에 대한 구체적인 설명을 위해,  $MI = 0.5$ ,  $\theta_v$  가  $30^\circ$ 인 상황에서 두 인버터의 캐리어를  $90^\circ$  천이한 상황을 그림 5-10과 같이 표현할 수 있다.

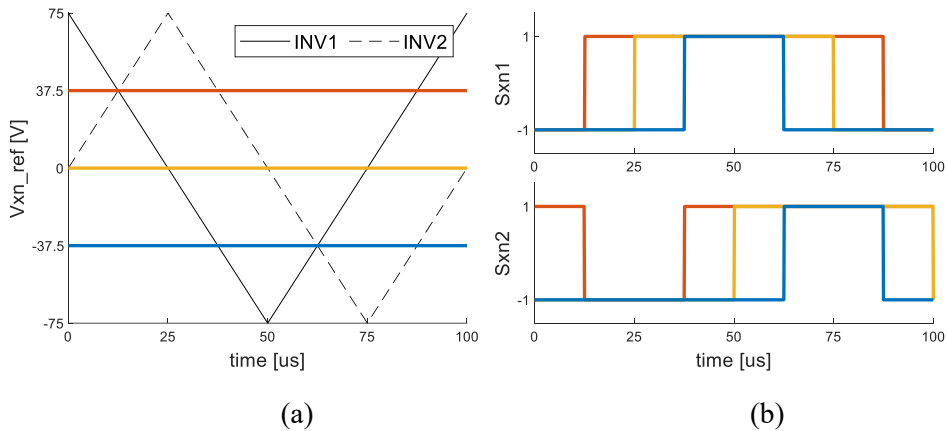
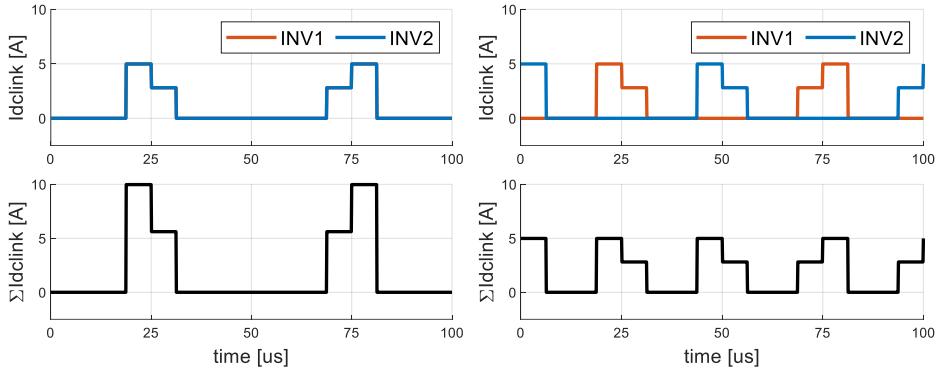


그림 5-10.  $90^\circ$  캐리어 천이,  $MI = 0.5$ 일 때,  
 (a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

그림 5-10(b)에서 인버터1의 유효 전압 벡터 구간에서 인버터2는 영전압 벡터를 합성하고 있고, 인버터2가 유효 전압 벡터를 합성하고 있을 때는 인버터1은 영전압 벡터를 합성하고 있다. 즉, SVPWM에서  $90^\circ$  캐리어 천이는 유효 전압 벡터가 출력되는 시점을 최대한 분산시켜 주고, 그에 따라 두 인버터가 직류단으로부터 전류를 공급받는 시점을 분산시킨다.

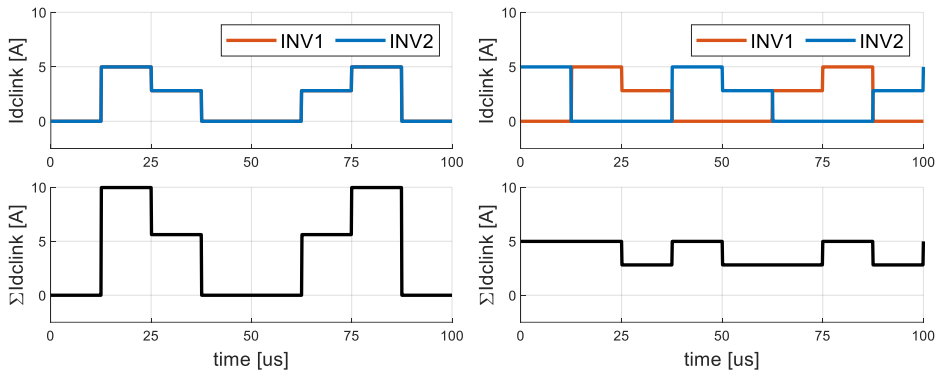
해당 내용에 대한 예시로, 역률을 0.9로 고정하고,  $MI$ 를 0.25, 0.5, 0.75로 변경할 때, 인터리빙의 유무에 따른 직류단 전류 양상을 각각 그림 5-11, 그림 5-12, 그림 5-13과 같이 표현할 수 있다. 해당 그림들에서  $\Sigma I_{dlink}$  는, 두 인버터의 직류단 전류의 합을 의미한다. 두 인버터가 직류단을 공유하고있는 상황에서, 최종적으로 직류단에 흐르는 전류는  $\Sigma I_{dlink}$  이다.



(a)

(b)

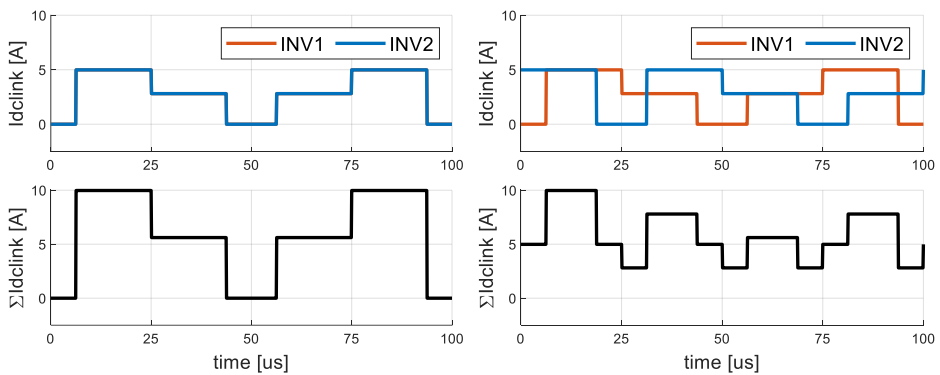
그림 5-11.  $pf = 0.9$ ,  $MI = 0.25$ 에서 직류단 전류 (a) w/o, (b) with 인터리빙



(a)

(b)

그림 5-12.  $pf = 0.9$ ,  $MI = 0.5$ 에서 직류단 전류 (a) w/o, (b) with 인터리빙



(a)

(b)

그림 5-13.  $pf = 0.9$ ,  $MI = 0.75$ 에서 직류단 전류 (a) w/o, (b) with 인터리빙

위의 세 그림 중 MI가 0.5일 때, 인버터1과 인버터2의 영전압 벡터 구간과 유효 전압 벡터 구간이 서로 정확히 맞물리면서, 교류 성분의 감소 효과가 가장 강력하게 나타나는 것으로 보인다. 다음으로, MI가 0.5보다 커질 때, 인버터1과 인버터2의 유효 전압 벡터 인가 구간이 겹침에 따라 교류 성분이 다시 증가하는 것을 볼 수 있다.

최종적으로 역률이 0.1, 0.5, 0.9일 때, MI에 따른  $i_{ac}$ 의 실효값을 인터리빙의 유무에 따라 그림 5-14와 같이 나타낼 수 있다.

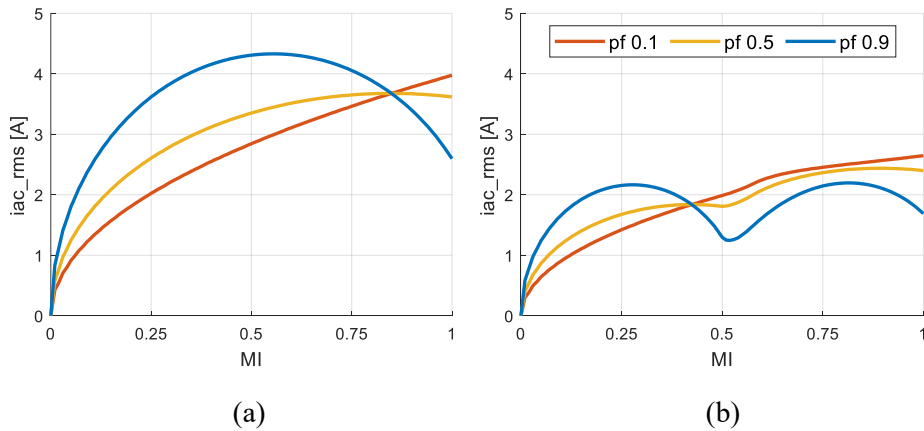


그림 5-14. pf = 0.1, 0.5, 0.9일 때, MI에 따른  $i_{ac}$ 의 실효값

(a) w/o 인터리빙 (b) with 인터리빙

위 그림의 (a)와 (b)의 비교를 통하여, 역률이 클수록 인터리빙으로 인한  $i_{ac}$ 의 실효값 감소 현상이 뚜렷하게 보이지만, 역률이 작더라도  $i_{ac}$ 의 실효값은 확연히 감소 한다. 또한 신호 주입 센서리스 알고리즘이 수행되는 저속 영역에서는 MI가 0.25 이하 수준일 것으로 기대되고, 대상 전동기가 영구자석 동기 전동기이기 때문에 역률은 좋을 것으로 기대된다. 그에 따라 그림 5-14의 역률 0.9에 해당하는 파형에서, MI가 0.25 이하인 영역을 비교해보면, 인터리빙을 할 때와 안 할때, 50% 이상의  $i_{ac}$ 의 실효값 감소를 확인할 수 있다.

한편, 지금까지 설명한 기존의 인터리빙 기법은 제 4장에서 제안된 case2의 비대칭 신호 주입 기법에는 접목시킬 수 없는데, 그 이유를 세 가지로 분류하여 설명할 수 있다.

첫 번째 이유로, 그림 5-10에서 캐리어와 유효 전압 벡터 인가 시점을

비교해보면, 기존 인터리빙 기법에서는 한쪽 인버터의 캐리어가 피크나 밸리 시점에 위치하였을 때, 다른 한쪽의 인버터는 유효 전압 벡터를 인가하고 있다. 일반적인 인버터 시스템에서는 캐리어의 피크 및 밸리 시점에 전류 측정기의 출력 값을 샘플링하여 ADC를 진행한다. 이는 즉, 한쪽 인버터에서 전류를 샘플링 할 때, 다른 한쪽의 인버터에서 유효 전압 벡터를 합성하는 것을 의미한다. 이때, 4.2절에서 정의했던 두 삼상 권선 사이의 상호 인덕턴스를 고려하면, 한쪽 인버터의 유효 전압 벡터 인가는 다른 한쪽 인버터의 전류 측정에 오차를 야기한다. 해당 현상은 두 삼상 권선 사이의 상호 인덕턴스가 클수록 두드러진다. 이때, 신호 주입 센서리스에서는 q축 전류의 차분 신호를 보며 회전자의 위치를 추종하기 때문에, 해당 전류 측정 오차는 위치 추정 오차로 이어진다.

두 번째 이유로, 4.2절에서 설명했듯이 case0이나 case2의 경우, 두 인버터가 매 샘플링 구간마다 합성하는 평균 전압이 같기 때문에, 샘플링 시점의 전류에는 상호 인덕턴스가 작용하지 못한다. 그로 인해 case1과 달리 위치 추정 오차에 2, 4 고조파가 발생하지 않는 것을 확인할 수 있었다. 반면 기존의 인터리빙 기법의 경우, 각 샘플링 시점이 서로 엇갈려서 존재하기 때문에, 두 인버터의 평균 전압을 매 샘플링 구간마다 같게 맞추기가 매우 어렵다. 예를 들어 인버터1의 샘플링 구간(그림 5-10의 0 ~ 50  $\mu\text{s}$  혹은 50 ~ 100  $\mu\text{s}$ ) 동안 합성되는 인버터1의 평균 전압과 인버터2의 평균 전압이 같아야하며, 동시에 인버터2의 샘플링 구간(그림 5-10의 25 ~ 75  $\mu\text{s}$  혹은 75 ~ 125  $\mu\text{s}$ ) 동안 합성되는 인버터1의 평균 전압과 인버터2의 평균 전압이 같아야 한다. 두 조건을 동시에 만족시키는 것은 매우 어려운 일이기 때문에, case1에서 나타났던 위치 추정 오차의 2, 4 고조파가 발생할 것으로 예상된다.

마지막 이유로, 앞 장의 분석 결과로 제안된 case2에서는 180° 천이된 캐리어를 사용하는데, 이는 90° 천이된 캐리어를 사용하는 기존의 인터리빙 기법과 상충된다.

위의 세 가지 요인으로 인하여, 기존의 인터리빙 기법은 제 4장에서 제시한 비대칭 신호 주입 기법과는 병행할 수 없다.

### 5.1.3. 영상분 전압 조작을 통한 인터리빙 기법 제안

본 절에서는, 비대칭 신호 주입 기법에 접목할 수 있는 새로운 인터리빙 기법을 제안한다. 우선 case2와 같이  $180^\circ$  천이된 캐리어를 사용하는 상황에서, SPWM을 시행하고 있을 때의 캐리어, 극 전압 지령 및 스위칭 함수는 그림 5-15와 같다. SPWM이기 때문에 각 상의 영상분 전압 지령은 모두 0이다. 또한  $\theta_v$ 는  $30^\circ$ 이며  $MI = 0.25$ 이다. 그림에서 볼 수 있듯이, 인버터1과 인버터2의 유효 전압 벡터 인가 구간이 완전히 일치한다.

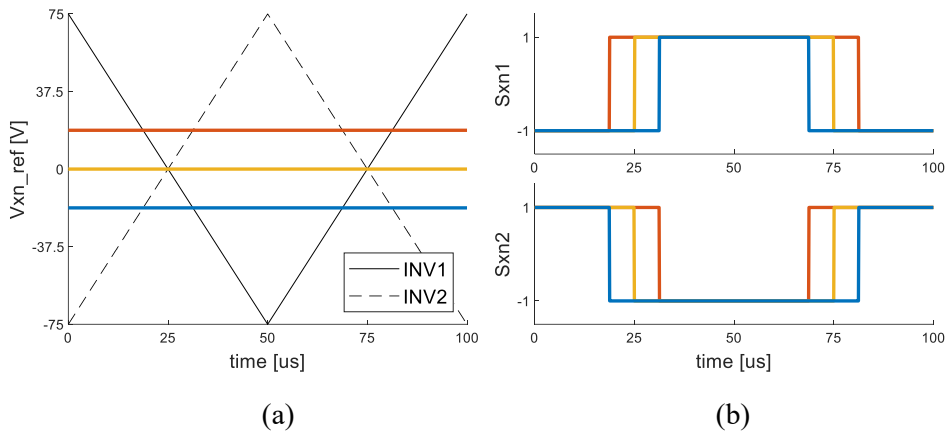


그림 5-15.  $180^\circ$  캐리어 천이,  $MI = 0.25$ 일 때,  
 (a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

앞 절에서 제시된 기존 인터리빙의 예시들을 살펴보면, 인터리빙의 의미는 결국 두 인버터의 유효 전압 벡터 인가 구간을 분산시킴에 따라 직류단 전류가 흐르는 구간을 분산시키는 것이다. 이에 따라  $180^\circ$  천이된 캐리어를 사용할 때,  $v_{max} - v_{min} < V_{dc}/2$ 인 상황에서는 (5.13)과 (5.14) 중 한 조건을 만족한다면 두 인버터의 유효 전압 벡터 인가 구간이 겹치지 않는 것이 보장된다.  $v_{max} - v_{min} > V_{dc}/2$ 인 상황에 대해서는 뒤에서 설명한다.

$$v_{\min} + v_{sn}^* \geq 0. \quad (5.13)$$

$$v_{\max} + v_{sn}^* \leq 0. \quad (5.14)$$

이때 영상분 전압 지령을 조절하여 (5.13)을 만족시키는 여러가지 방법 중, 극 전압 지령치가 최소인 조건은 (5.15)와 같다. 마찬가지로 (5.14)를 만족시키는 최소 조건은 (5.16)과 같다.



$$v_{sn}^* = -v_{min} \quad (5.15)$$

$$v_{sn}^* = -v_{max} \quad (5.16)$$

반면, (5.13)과 (5.14)를 만족시키며, 삼상의 극 전압 지령이 과변조에 걸리지 않는 최대 조건은 각각 (5.17)과 (5.18)이다. 이는 DPWM의 영상분 전압 지령과도 일치한다.

$$v_{sn}^* = -v_{max} + \frac{V_{dc}}{2} \quad (5.17)$$

$$v_{sn}^* = -v_{min} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (5.18)$$

위 내용에 대한 예시로, 그림 5-15(a)에 제시된 극 전압 지령에 영상분 전압 지령을 추가해보도록 한다. 해당 그림은  $v_{max} - v_{min} < V_{dc}/2$ 를 만족하는데, 영상분 전압 지령으로 (5.15)를 적용한 것을 그림 5-16에, (5.17)을 적용한 것을 그림 5-17에 도시하였다. 영상분 전압 지령을 더해준 결과, 그림 5-16(a)에서  $v_{min} + v_{sn}^* = 0$ 인 것을 확인할 수 있고, 그림 5-17(a)에서  $v_{max} + v_{sn}^* = V_{dc}/2$ 인 것을 확인할 수 있다.

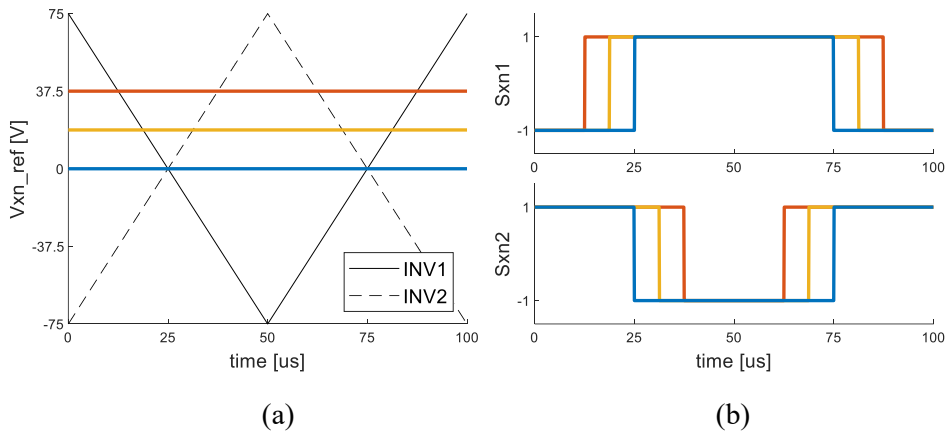


그림 5-16.  $180^\circ$  캐리어 천이,  $MI = 0.25$ ,  $v_{sn}^* = -v_{min}$ 일 때,

(a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

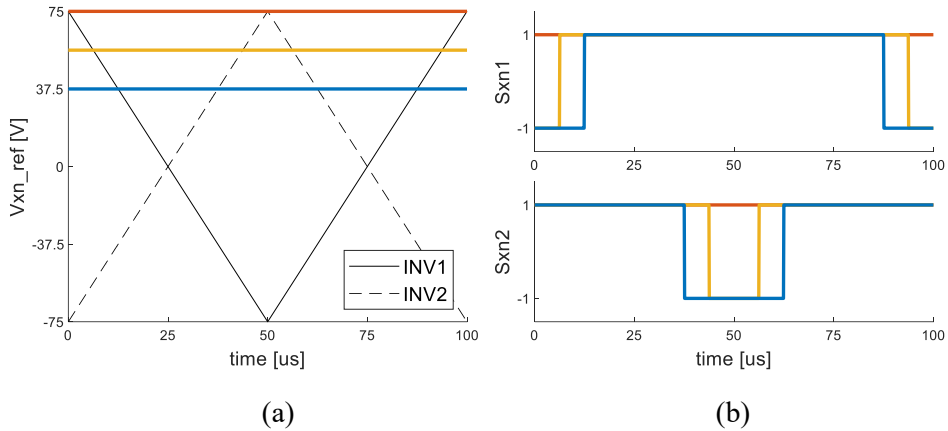


그림 5-17.  $180^\circ$  캐리어 천이,  $MI = 0.25$ ,  $v_{sn}^* = -v_{max} + V_{dc}/2$  일 때,

(a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

위 두 그림의 (b)를 보면, 인버터1과 인버터2의 유효 전압 벡터의 인가 구간이 겹치지 않는 것을 확인할 수 있다. 이에 따라, 두 상황에서의 직류단 전류의 고조파 양상은 다르지만,  $I_{dc}$ 와  $i_{ac}$ 의 실효값은 모두 같을 것을 예상할 수 있다.

다음으로, 위의 두 상황에서 발생하는 상 전류의 리플(ripple)을 비교해보고자 한다. 우선, 그림 5-16(b)와 그림 5-17(b)에 제시된 인버터1의 스위칭 함수로부터, a 상의 상 전압  $v_{as1}$ 을 계산하여 각각 도시하면 그림 5-18과 같다.

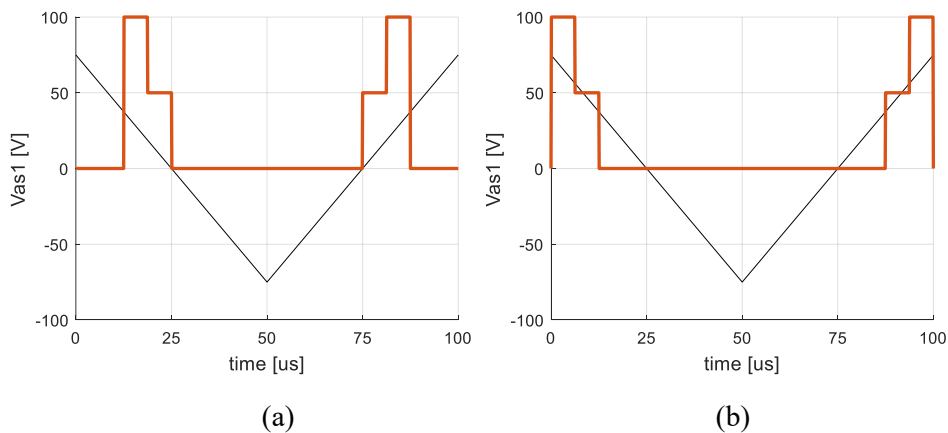


그림 5-18. 순시 상 전압 파형 (a)  $v_{sn}^* = -v_{min}$ , (b)  $v_{sn}^* = -v_{max} + V_{dc}/2$

모든 상호 인덕턴스는 잠시 무시하고, 해당 상의 자기 인덕턴스로 5 mH가 있는 상황을 가정하여, 그림 5-18의 상 전압으로부터 유도되는 상 전류는 그림 5-19와 같이 표현할 수 있다.

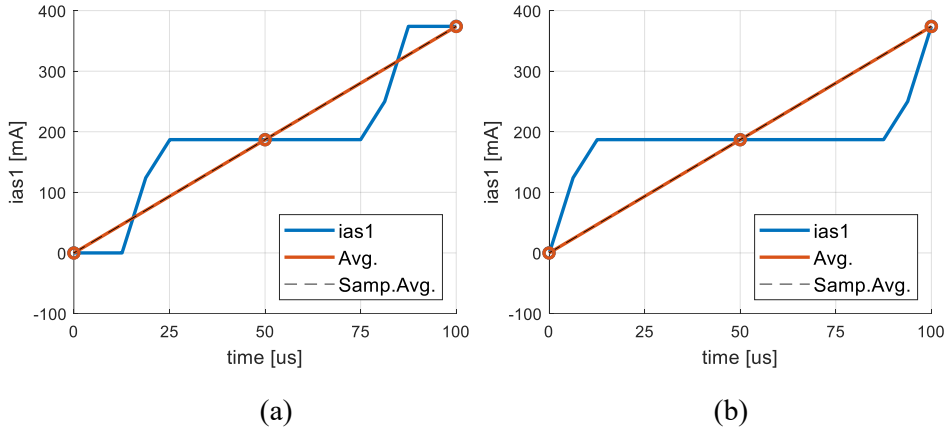


그림 5-19. 순시 상 전류 파형 (a)  $v_{sn}^* = -v_{min}$ , (b)  $v_{sn}^* = -v_{max} + V_{dc}/2$

그림 5-16(a)와 그림 5-17(a)에 제시된 극 전압 지령을 인버터가 합성할 때, 각 샘플링 구간에서 합성하는 평균 전압이 같기 때문에, 그림 5-19의 (a)와 (b)에서  $0 \mu s$ ,  $50 \mu s$ ,  $100 \mu s$ 에 샘플되는 전류는 같다. 또한 두 그림에서 각각 평균 전류 측정이 잘 되는 것을 확인할 수 있다. 하지만 두 경우의 순시 전류에는 차이가 존재하는데, 이는 그림 5-20과 같이 평균 전류와 순시 전류의 차이로 표현할 수 있다. 해당 그림은 곧 상 전류의 리플 성분을 의미한다.

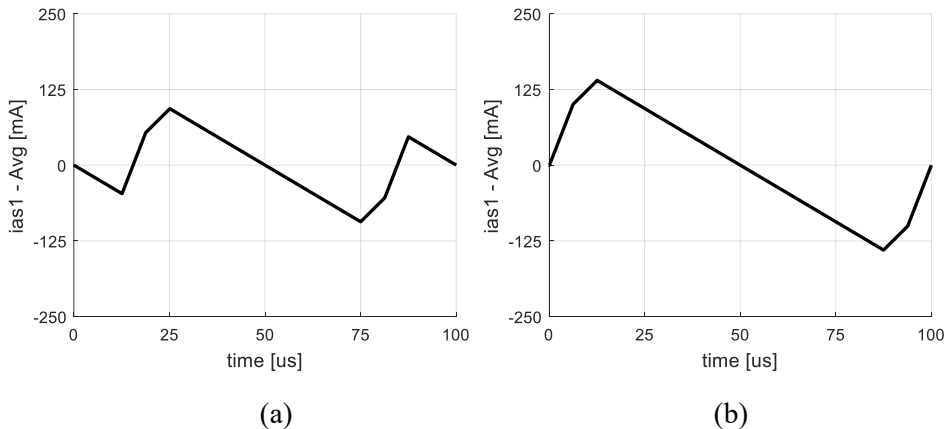


그림 5-20. 순시 상 전류와 평균 상 전류의 차이

(a)  $v_{sn}^* = -v_{min}$ , (b)  $v_{sn}^* = -v_{max} + V_{dc}/2$

그림 5-20의 (a)와 (b)를 비교하였을 때, (b)의 전류 리플이 (a)의 전류 리플에 비해 확연히 큰 것을 확인할 수 있다. 결론적으로, 온 시퀀스와 오프 시퀀스의 유효 전압 벡터 인가 구간을 최대한 균등하게 배치하는 것이 상 전류의 리플 측면에서 유리하다. 참고로 해당 사항을 최대한

반영한 PWM 방식이 SVPWM이다. SVPWM이 전류 THD 측면에서는 가장 좋다.

위의 서술을 정리해보자면,  $180^\circ$  천이된 캐리어를 사용할 때  $v_{max} - v_{min} < V_{dc}/2$ 인 상황에서는 (5.13)과 (5.14) 중 한 조건을 만족하면, 두 인버터의 유효 전압 벡터 인가 구간은 완전히 분리된다. 이때 영상분 전압 지령의 조작을 통하여 해당 두 조건을 만족시킬 수 있는데, (5.13)에 대한 최소 조건은 (5.15), 최대 조건은 (5.17)이다. 두 조건에서 직류단 전류의 교류 성분인  $i_{ac}$ 의 실효값은 같은 반면, 상 전류의 리플은 (5.15)에서 더 적다. 최종적으로 (5.13)을 만족시키고자 할때는 (5.15)를, (5.14)를 만족시키고자 할때는 (5.16)을 선택하고자 한다.

한편,  $v_{max} - v_{min} > V_{dc}/2$ 인 상황에서는, (5.15)는  $v_{max} + v_{sn}^*$ 가  $V_{dc}/2$ 보다 크게 만들고, (5.16)은  $v_{min} + v_{sn}^*$ 가  $-V_{dc}/2$ 보다 작아지게 만드는데, 그 결과 과변조가 발생한다. 해당 상황에서 과변조가 발생하지 않는 범위 내에서 영상분 전압 지령을 조작하는 경우, 인버터1과 인버터2의 유효 전압 벡터 인가 구간은 겹칠 수 밖에 없다. 이때 (5.17)과 (5.18)은 해당 겹치는 구간의 길이를 최소화 하면서도 과변조를 유도하지 않는다. 또한  $v_{max} - v_{min} = V_{dc}/2$ 라는 경계 조건에서 (5.15)와 (5.17), 그리고 (5.16)과 (5.18)은 각각 같은 값을 갖기 때문에 연속성도 보장된다. 최종적으로,  $v_{max} - v_{min} > V_{dc}/2$ 인 상황에서 (5.13)을 만족시키고자 할때는 (5.17)을, (5.14)를 만족시키고자 할때는 (5.18)을 선택하고자 한다.

다음으로, 위의 내용에 대한 구체화 및 도식화를 통해 인터리빙 기법을 제안해보고자 한다. 먼저, 4.1.1절과 4.1.2절에서 언급했듯이, 홀 전류 측정기의 측정 오차로 유발되는 위치 추정 오차의 1 고조파, 그리고 인버터의 기생 캐패시턴스로 인해 발생하는 위치 추정 오차의 3 고조파를 상쇄하기 위해서, 각 상의 극전압 지령은 모두 전기각 주기의 홀수 고조파로만 이루어져야한다.

우선,  $v_{max} - v_{min} > V_{dc}/2$ 인 상황에서의 영상분 전압 지령을 (5.17)과 (5.18)로 선택하였는데, 해당 영상분 전압 지령은 DPWM의 그것과 일치한다. DPWM을 수행하는 방식은 여러가지 있는데, 본 논문에서는 그 중

[49]에 제시된 60°DPWM을 선택한다. 그에 따라  $v_{max} - v_{min} > V_{dc}/2$ 인 상황에서는 60°DPWM을 수행하고, 그때의 영상분 전압 지령을 다음 문단과 같이 정리할 수 있다.

인버터가 합성할 수 있는 전압 영역을 나타내는 전압 육각형을 [49], 그림 5-21과 같이 여섯개의 섹터로 분리할 수 있는데, 빨간색으로 칠해진 섹터들을 S1, 파란색으로 칠해진 섹터들을 S2로 지칭한다. 이때 섹터 별 영상분 전압 지령에 대하여, S1에서는 (5.13)을 만족시키고자 하고, S2에서는 (5.14)를 만족시키고자 한다. 그에 따라  $v_{max} - v_{min} > V_{dc}/2$ 인 상황에서는 자연스럽게 S1에서는 (5.17)이, S2에서는 (5.18)이 선택된다. 해당 결과는 60°DPWM과 동일하다.

다음으로,  $v_{max} - v_{min} < V_{dc}/2$ 인 상황에 대하여, 앞 문단과 마찬가지로 S1에서는 (5.13)을 만족시키고자 하고, S2에서는 (5.14)를 만족시키고자 한다. 그 결과 영상분 전압 지령으로 S1에서는 (5.15)를, S2에서는 (5.16)을 선택하게 된다.

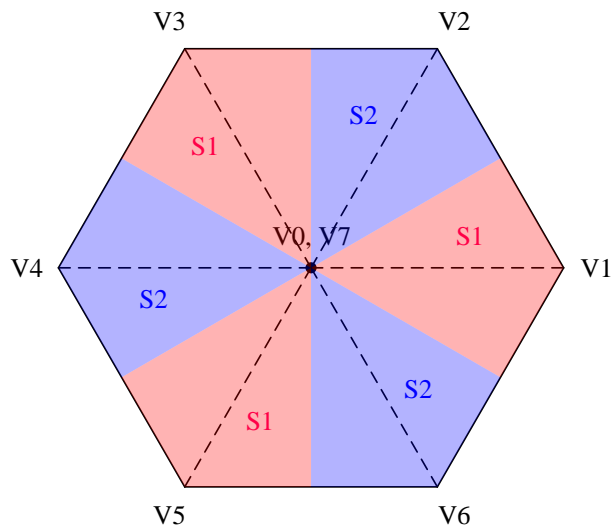


그림 5-21. 인버터의 전압 육각형

전기각 한 주기 당  $\theta_v$ 가 위치하는 섹터는 S1 - S2 - S1 - S2 - S1 - S2의 순서로 나타나기 때문에, 영상분 전압 지령이 3 고조파를 기반으로 구성될 것을 예상할 수 있다. 이때, S1에서는  $|V_{max}| > |V_{min}|$ 가 성립하고, S2에서는  $|V_{min}| > |V_{max}|$ 가 성립하는데, 해당 성질을 기반으로 영상분

전압 지령에 대한 순서도를 그리면, 그림 5-22와 같이 나타낼 수 있다.

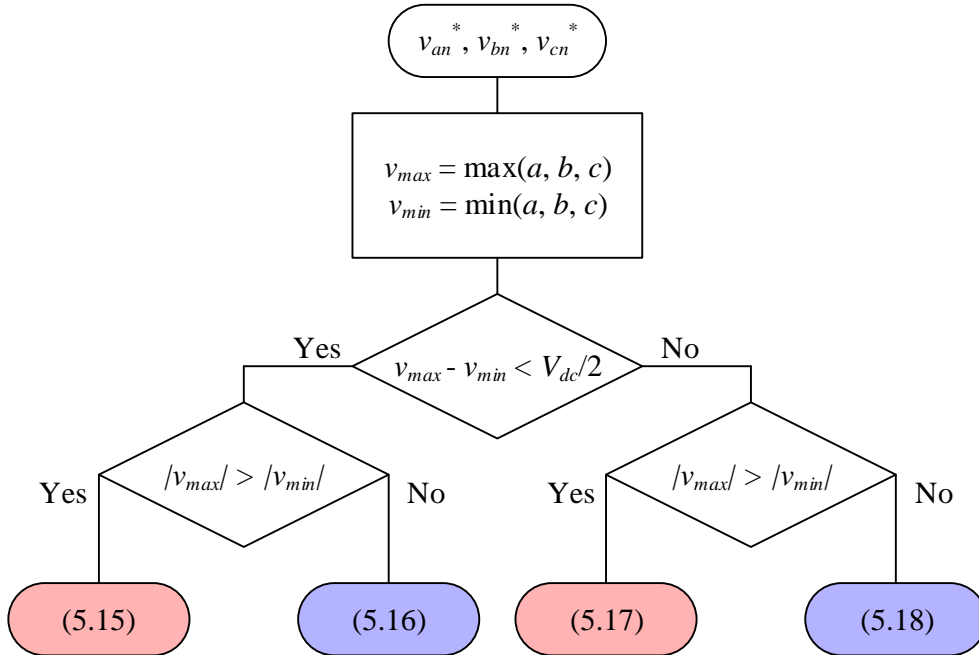


그림 5-22. 영상분 전압 지령에 대한 순서도

위의 영상분 전압 지령을 기반으로 PWM을 구현하면, SVPWM과 같은 MI 구간을 확보하면서도 전체 MI 구간에서 인버터1과 인버터2의 유효 전압 벡터 인가 구간을 최대한 분산 시킴에 따라, 기존의 인터리빙 기법과 유사한 효과를 얻을 수 있다.

다음으로, 위에서 제안된 PWM 기법에 대한 여러 가지 예시 파형들을 제시해보도록 한다. 우선,  $MI < 0.5$ 일 때는 모든  $\theta_v$ 에 대하여  $v_{max} - v_{min} < V_{dc}/2$ 가 만족되며,  $MI > 0.5773$ 일 때는 모든  $\theta_v$ 에 대하여  $v_{max} - v_{min} > V_{dc}/2$ 가 만족된다. 그에 따라,  $MI = 0.25$ 일 때의  $\theta_v$ 에 따른 극 전압 지령 및 영상분 전압 지령을 그림 5-23과 같이 표현할 수 있다. 그림 5-23(a)에서 볼 수 있듯이, S1에 해당하는  $\theta_v$ 에서는  $v_{min} + v_{sn}^*$ 가 0으로, S2에 해당하는  $\theta_v$ 에서는  $v_{max} + v_{sn}^*$ 가 0으로 설정 되었다. 그림 5-23(b)에 도시된 영상분 전압은 3 고조파를 기반으로 구성되며, 반파 대칭을 만족하기 때문에 해당 파형은 전기각 주파수의 3의 홀수 배수 고조파들로만 구성된다.

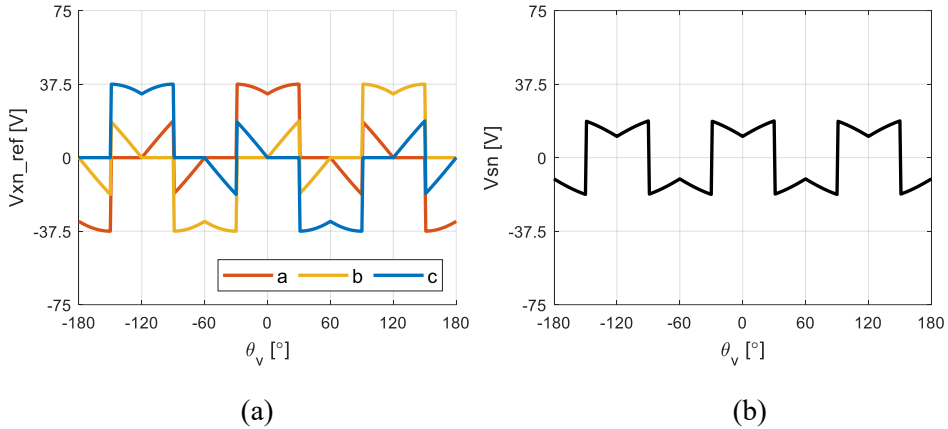


그림 5-23. MI = 0.25일 때, 제안된 PWM 기법에서

(a) 극 전압 지령, (b) 영상분 전압 지령

다음으로,  $\theta_v = 30^\circ$ 에서 S1과 S2의 경계가 존재하는데, 그에 따라  $\theta_v$ 가  $30^\circ$ 일 때를 그림 5-24로,  $30^\circ$ 일 때를 그림 5-25로 나타낼 수 있다. 각 파형에서 빨강은 a 상, 노랑은 b 상, 파랑은 c 상을 의미한다. 해당 그림들에서 볼 수 있듯이, 인버터1과 인버터2의 유효 전압 벡터 인가 구간이 겹치지 않고, 상전류의 리플을 최소화 하기 위해 해당 유효 전압 벡터 인가 구간들이 최대한 균등하게 분산되어있다.

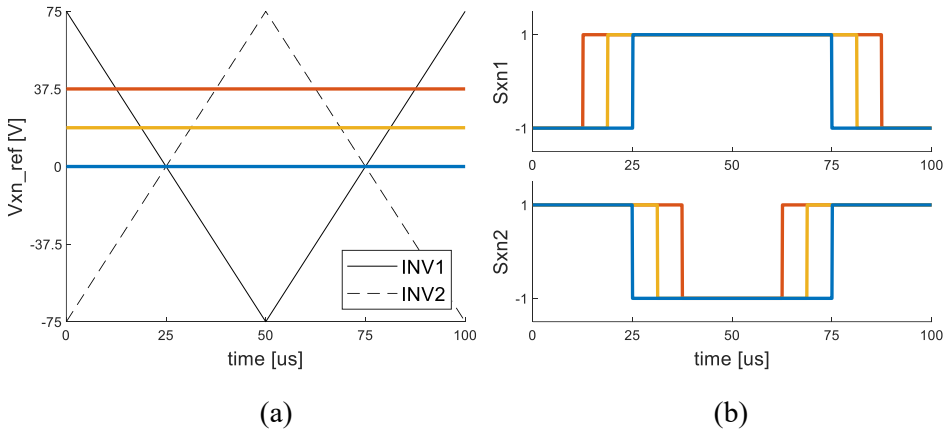


그림 5-24. MI = 0.25일 때, 제안된 PWM 기법에서  $\theta_v = 30^\circ$ 일 때,

(a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

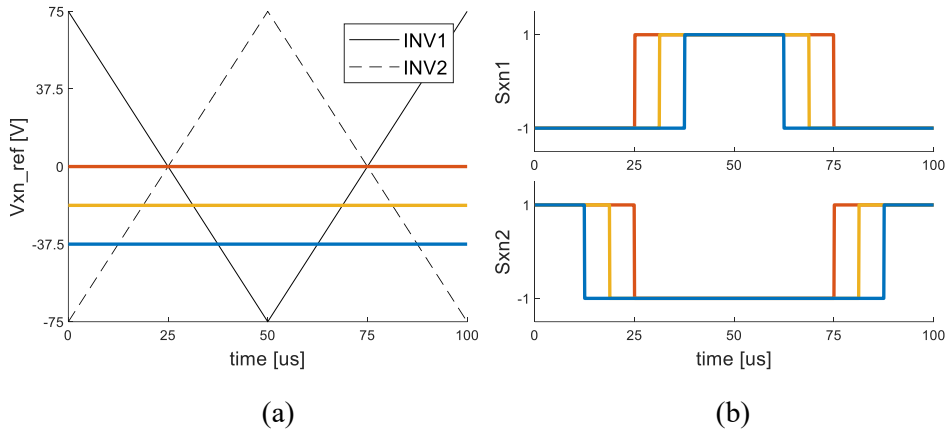


그림 5-25. MI = 0.25일 때, 제안된 PWM 기법에서  $\theta_v = 30^+$  일 때,

(a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

다음으로, MI = 0.6일 때의  $\theta_v$  에 따른 극 전압 지령 및 영상분 전압 지령을 그림 5-26과 같이 나타낼 수 있다. 그림 5-26(a)에서 각 상의 극 전압 지령은 60°DPWM과 일치하며, 그림 5-26(b)에 도시된 영상분 전압은 반파 대칭이기 때문에 전기각 주파수의 3의 홀수 배수 고조파들로만 구성된다.

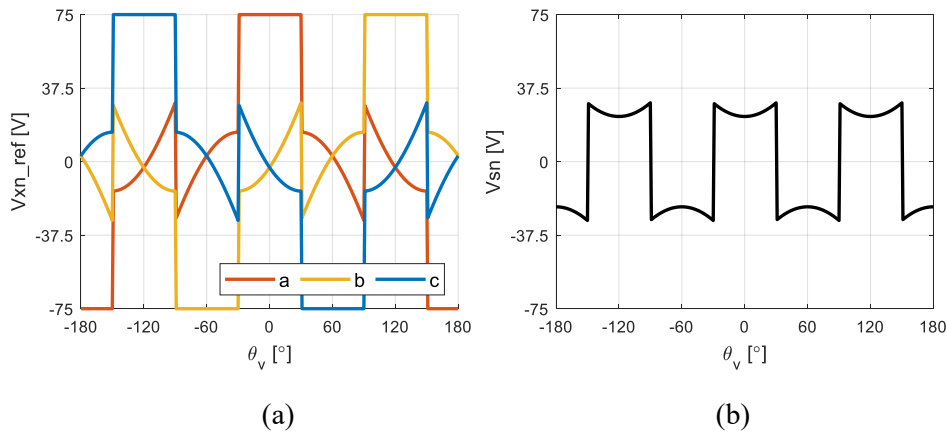


그림 5-26. MI = 0.6일 때, 제안된 PWM 기법에서

(a) 극 전압 지령, (b) 영상분 전압 지령

다음으로,  $\theta_v$  가  $30^-$ 일 때를 그림 5-27로,  $30^+$ 일 때를 그림 5-28로 나타낼 수 있다. 각 파형에서 빨강은 a 상, 노랑은 b 상, 파랑은 c 상을 의미한다. 해당 그림들에서 볼 수 있듯이, 인버터1과 인버터2의 유효 전압 벡터 인가 구간이 겹치기는 하지만, 겹치는 구간의 길이가 최소화



되어있다.

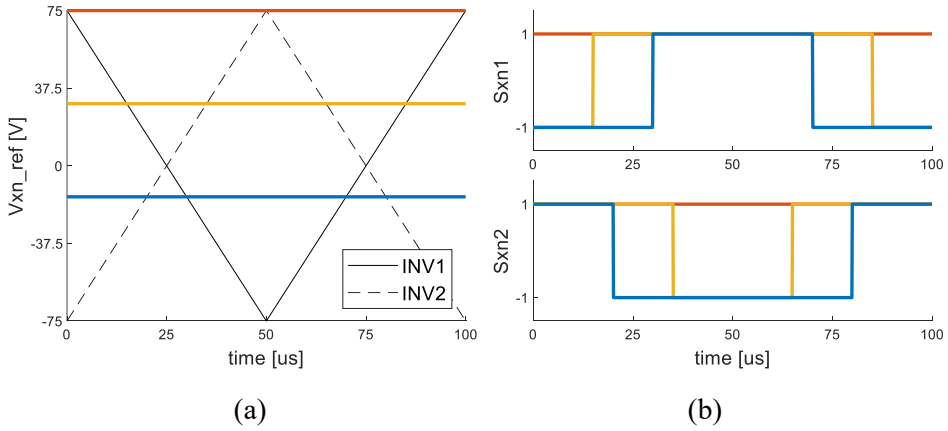


그림 5-27. MI = 0.6일 때, 제안된 PWM 기법에서  $\theta_v = 30^-$  일 때,

(a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

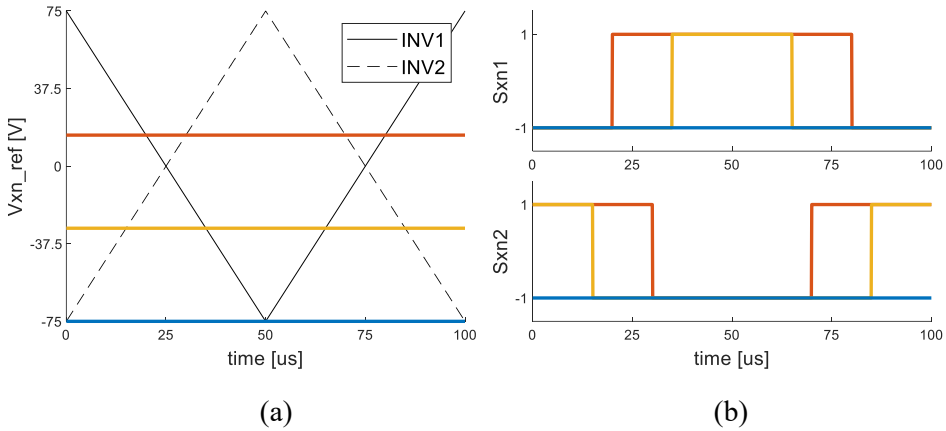


그림 5-28. MI = 0.6일 때, 제안된 PWM 기법에서  $\theta_v = 30^+$  일 때,

(a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

참고로 MI가 0.5와 0.5773의 사이 값을 가질 때, 일부  $\theta_v$ 에 대해  $v_{max} - v_{min} < V_{dc}/2$ 가 성립하고, 나머지  $\theta_v$ 에 대해서는  $v_{max} - v_{min} > V_{dc}/2$ 가 성립한다. 그에 따라, MI = 0.539일 때  $\theta_v$ 에 따른 극 전압 지령 및 영상분 전압 지령을 그림 5-29와 같이 표현할 수 있다. 그림 5-29(a)에서 S1과 S2 사이의 섹터 변환이 이루어지는 지점들을 제외하면, 모든  $\theta_v$ 에서 각 극 지령 전압이 연속적인 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 5-29(b)에서 영상분 전압 지령이 반파 대칭을 만족하므로, 전기각 주파수의 3의 홀수 배수 고조파들로만 구성된다.

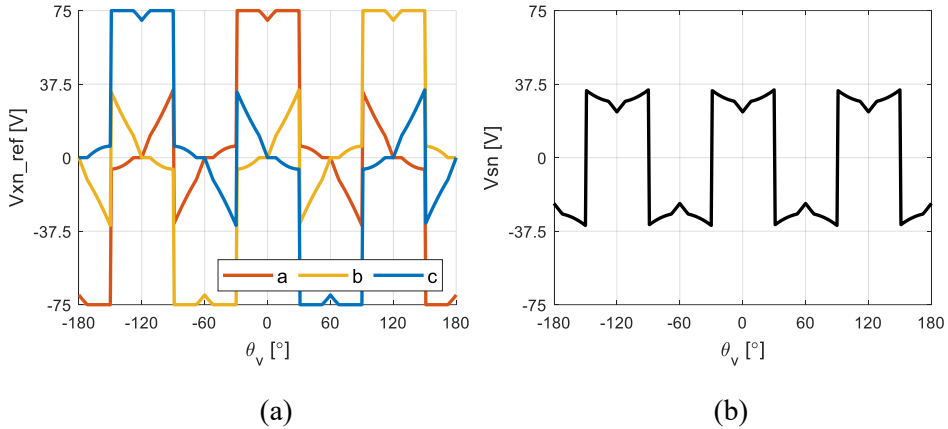


그림 5-29. MI = 0.539일 때, 제안된 PWM 기법에서

(a) 극 전압 지령, (b) 영상분 전압 지령

최종적으로, 각 상 전압 지령을 정현파로 가정하였을 때, 제안된 PWM 기법에서는 모든 MI에 대해 영상분 전압 지령이 홀수 고조파들로만 구성된다. 그에 따라 극 전압 지령 역시 홀수 고조파들로만 구성된다. 이는 4.1절에서 제시한 위치 추정 오차의 고조파 상쇄 조건을 만족한다.

다음으로, 180° 캐리어 천이를 사용하고 있을 때, 일반적인 SVPWM을 사용할 때와 제안된 PWM 기법을 사용할 때, 직류단 전류의 교류 성분에 대한 실효값을 세 가지 역률에 대하여 MI의 함수로 나타내면 그림 5-30과 같다.

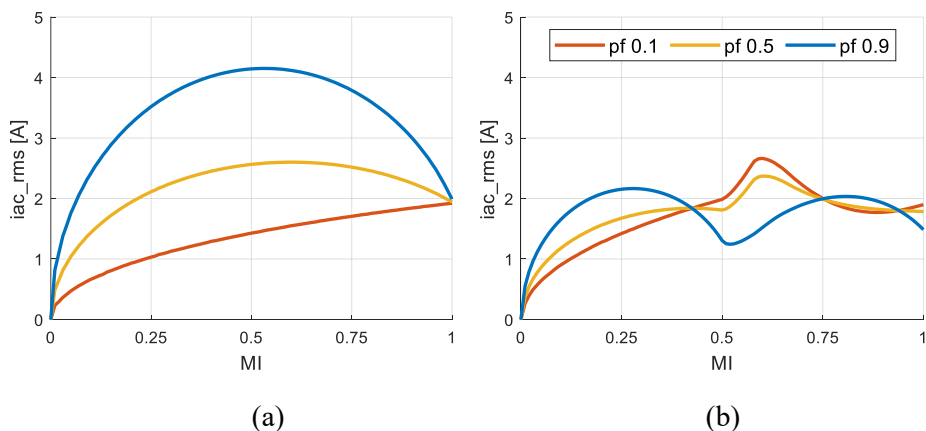


그림 5-30. pf = 0.1, 0.5, 0.9일 때, MI에 따른  $i_{ac}$ 의 실효값

180° 캐리어 천이에서 (a) SVPWM, (b) 제안된 PWM 기법

위의 그림 5-30과 기존 인터리빙 기법에 대한 그림 5-14를 비교해보도록 한다. 먼저 그림 5-14(a), 그림 5-14(b), 그림 5-30(a)는 모두

같은 극 전압 지령을 합성하는 상황이며, 캐리어의 위상 천이 각도는 각각  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ 이다. 세 파형을 비교하였을 때, 모든 역률에 대하여 그림 5-14(a)의  $i_{ac}$  실효값이 가장 큰 것을 확인할 수 있다. 한편, 역률이 0.9일 때는 그림 5-14(b)의  $i_{ac}$ 가 가장 작지만, 역률이 0.1일 때는 그림 5-30(a)의  $i_{ac}$ 가 가장 작은 것을 확인할 수 있다. 이는 즉, 유효 전력이 적게 발생할수록,  $90^\circ$  캐리어 천이보다  $180^\circ$  캐리어 천이가 더 유리하다는 것을 의미한다.

다음으로 기존 인터리빙 기법을 표현한 그림 5-14(b)와, 제안된 PWM 기법을 표현한 그림 5-30(b)를 비교해보도록 한다.  $MI < 0.5$  구간에서는 모든 역률에 대하여 두 그래프가 정확히 일치한다. 두 기법에서 스위칭 시점이 다르기 때문에 직류단 전류의 고조파 양상은 다르지만 해당 전류의 실효값은 같다. 즉, 기존 인터리빙 기법과 제안된 PWM 기법의 직류단 전류의 교류 성분 감소 효과는 비슷하다고 할 수 있다. 반면  $MI > 0.5$ 일 때 두 그림은 다른 양상을 갖지만, 큰 차이를 보이지는 않는다.

마지막으로, 비대칭 신호 주입 상황인 case2와 접목할 수 있는 것은 그림 5-30(a)와 그림 5-30(b)이기 때문에 두 파형을 비교해본다. 신호 주입 센서리스 운전은 MTPA 상황에서만 적용되기 때문에 역률이 대체로 0.9 근처로 유지된다. 두 그림에서 역률 0.9에 해당하는 파형을 비교해보면, 모든 MI에 대하여 제안된 PWM 기법의  $i_{ac}$  실효값이 더 작은 것을 확인할 수 있다.

#### 5.1.4. 비대칭 신호 주입에 제안된 인터리빙 기법 적용

앞 절에서 인터리빙 효과를 위해 제안된 PWM 기법을, 비대칭 신호 주입 기법에 적용해보도록한다. 우선, 이중 삼상 권선 전동기의 신호 주입 센서리스 상황 모의에 사용할 제정수들은 표 5-1과 같다. 해당 표의 인덕턴스 및 영구자석의 쇄교 자속 값들은 표 3-1에 제시된 그것들에 비해 절반 값을 갖는다. 그에 따라 직류단 전압 및 구형파 주입 전압 역시 절반으로 설정 되었다. 반면에 같은 운전 조건을 유지하기 위해 정격 전류의 크기와 정격 속도는 같다. 또한 권선 저항은

무시하였다.

$V_{dc}$	150 V	$L_{dh}$	1.635 mH
$V_h$	20 V	$L_{dqh}$	0 mH
$I_{s\_Rated}$	5.2 A <sub>rms</sub>	$L_{qh}$	4.04 mH
$\omega_{rpm\_Rated}$	4500 r/min	$\lambda_f$	40 mWbt

표 5-1. 전동기 및 센서리스 제어 관련 제정수

첫 번째 모의 조건으로, 회전자의 회전 속도가 0 r/min인 상황에서, 두 삼상 권선의 q축에 각각 1 p.u. 전류를 제어하는 상황을 가정한다. 회전 속도가 0 r/min이기 때문에 기본 주파수 대역의 전압은 0 V이다. 해당 상황에서 위치 추정이 완벽하다는 가정 하에 실제 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계를 일치 시킨 뒤, 구형과 전압 주입을 실행한다. 추정 회전자 좌표계의 d축에  $-V_h$ 를 인가할 때와  $+V_h$ 를 인가 할 때, 회전자의 위치에 따라 발생하는 극 전압 지령을 각각 그림 5-31의 (a)와 (b)로 표현할 수 있다. 앞 절들과 달리, 해당 그림의 가로 축은  $\theta_r$ 가 아닌  $\theta_v$ 인 것을 유의해야한다.

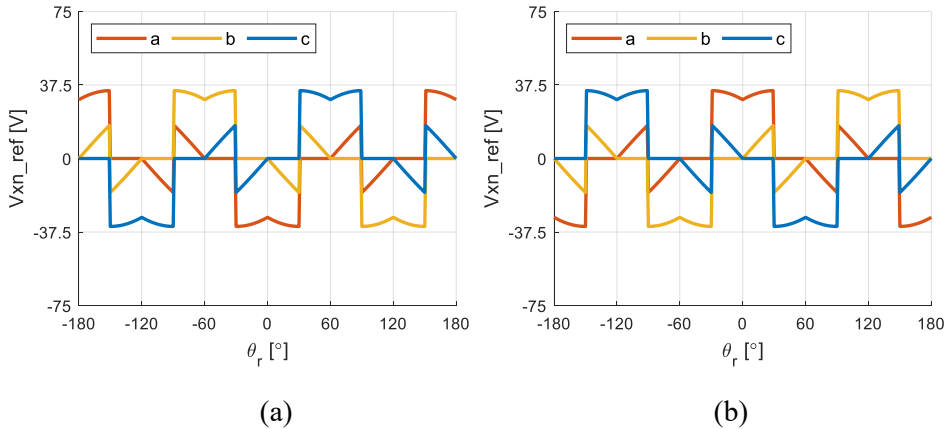


그림 5-31. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 0 r/min에서  
비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시 (a)  $v_{xnA}$ , (b)  $v_{xnB}$

위의 그림에서 그림 5-31(a)의 극 전압 지령을  $v_{xnA}$ , 그림 5-31(b)의 극 전압 지령을  $v_{xnB}$ 로 지칭하였을 때, 인버터1의 온 시퀀스에서는  $v_{xnA}$ , 오프 시퀀스에서는  $v_{xnB}$ 를 극 전압 지령으로 사용한다. 반대로, 인버터2의 온 시퀀스에서는  $v_{xnB}$ , 오프 시퀀스에서는  $v_{xnA}$ 를 극 전압 지령으로 사용한다.

그러한 상황에서  $\theta_r$  이  $20^\circ$ 일 때, 인버터1과 인버터2의 극 전압 지령 및 스위칭 함수를 그림 5-32와 같이 표현할 수 있다.

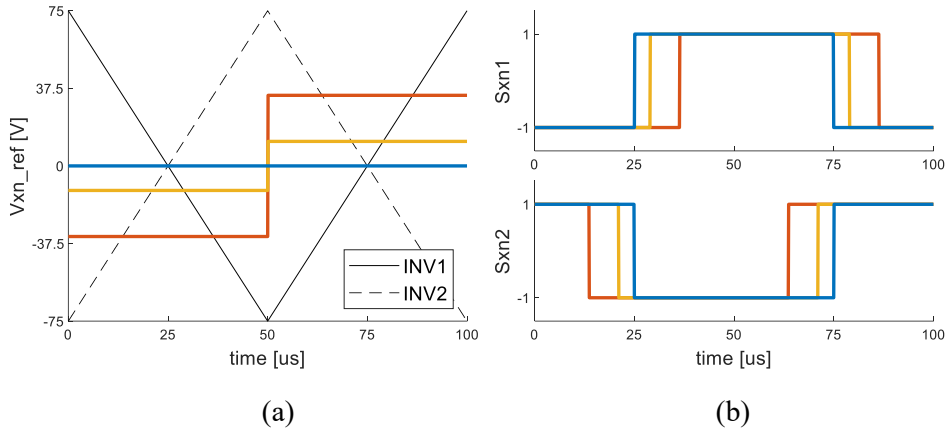


그림 5-32. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 0 r/min에서  
비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시,  
(a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

가장 먼저, 그림 5-32(b)에서 인버터1과 인버터2의 유효 전압 벡터 인가 구간이 겹치지 않는 것을 확인 할 수 있다. 다음으로, 고주파 전압 주입으로 인해 발생하는 전류는 기본 주파수 대역 전류에 비해 상당히 작은 비율로 존재하기 때문에 무시한다. 그 결과, 그림 5-32(b)의 두 스위칭 함수를 (5.3)에 대입하여 인버터1과 인버터2의 직류단 전류를 계산할 수 있고, 이는 그림 5-33으로 표현 가능하다.

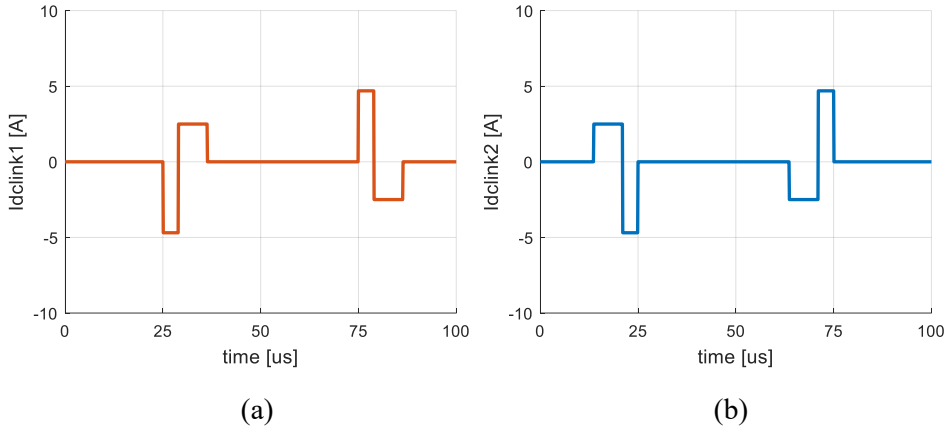


그림 5-33. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 0 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시 직류단 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2

전동기의 부하 상황이 q축 전류 1p.u. 및 0 r/min이므로, 유효 전력은 0이다. 그에 따라 두 인버터의 직류단 전류에서 직류 성분은 0이어야 한다. 이때, 두 직류단 전류의 합 및 DFT는 그림 5-34와 같다.

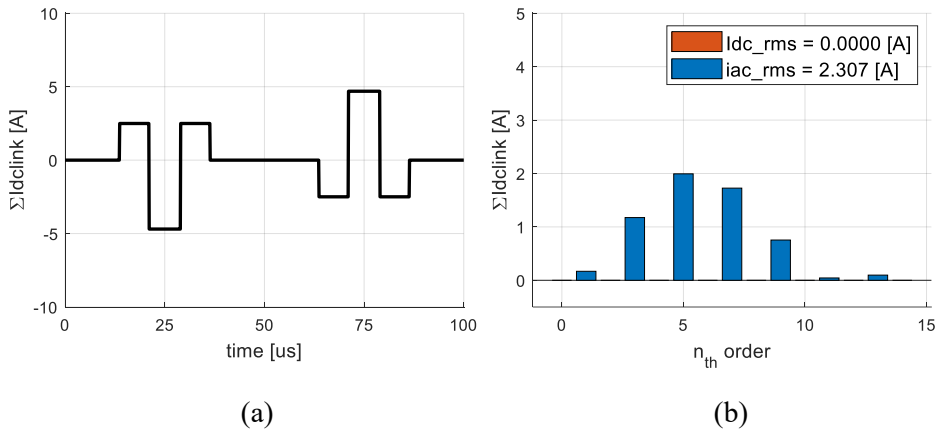


그림 5-34. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 0 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시 (a) 두 직류단 전류의 합, (b) DFT

그림 5-34(b)의 DFT 결과, 직류 성분은 0 A로 계산된 한편, 교류 성분은 상당히 존재하는 것을 확인할 수 있다.

위의 부하 상황에서, 제안된 인터리빙 기법의 효과를 확인하기 위해, 같은 부하 조건 및 비대칭 신호 주입 상황에서 인터리빙 기법을 제외하여 보도록 한다. 이때 SVPWM을 적용하는데, 이는 각 인버터의 유효 전압 벡터 인가 구간을 매 샘플링 구간의 정 가운데로 정렬한다. 그에 따라 두 인버터의 직류단 전류를 표현한 그림 5-33은 그림 5-35로

수정된다. 그 결과 두 직류단 전류의 합은 그림 5-36과 같이 나타낼 수 있다. 해당 그림에서 볼 수 있듯이, 직류단 전류의 직류 성분은 0 A로 유지된다. 반면, 교류 성분의 실효값은 그림 5-34에 비해 더 적은 것을 볼 수 있다. 이는 즉, 유효 전력이 0인 무부하 상황에서는 제안된 인터리빙 기법이 큰 효과를 주지 못함을 의미한다.

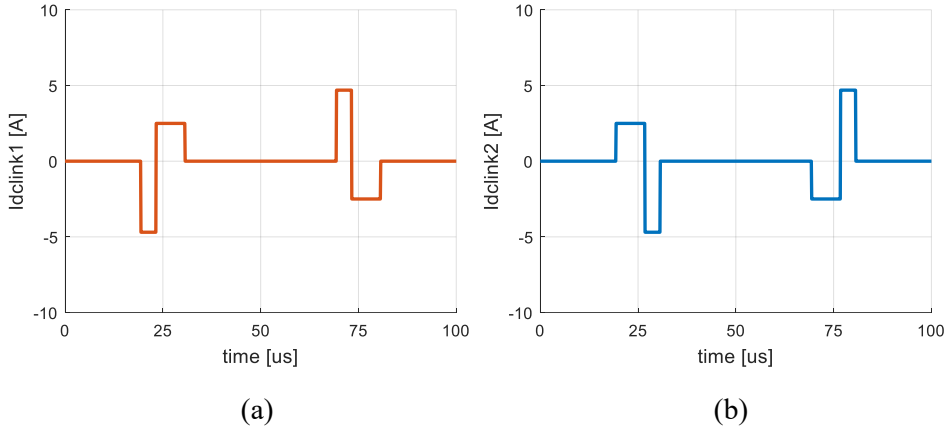


그림 5-35. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 0 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 SVPWM 적용 시 직류단 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2

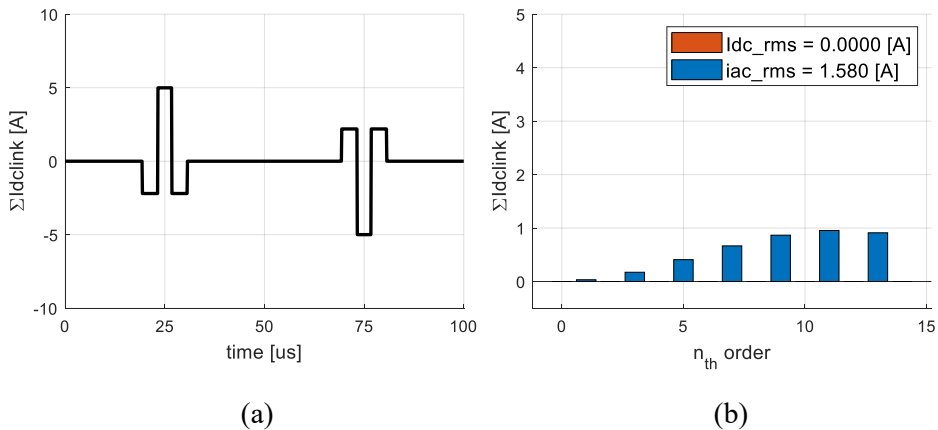


그림 5-36. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 0 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 SVPWM 적용 시 (a) 두 직류단 전류의 합, (b) DFT

두 번째 모의 조건으로 q축 전류를 1 p.u.로, 회전자의 회전 속도를 정격의 22.2% 수준인 1000 r/min으로 선정하였다. 이때 기본 주파수 대역 전압은, d축과 q축에 대해 각각  $v_{ds}^r = -12.35V$  와  $v_{qs}^r = 16.76V$  로 계산된다. 이때, 역률은 0.805로 계산 되며, MTPA 궤적 위의 운전점이

아니어서 상대적으로 역률이 낮다고 할 수 있다. 앞의 예시와 마찬가지로, 실제 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계를 일치 시킨 뒤, 추정 회전자 좌표계의 d축에  $-V_h$ 를 인가할 때와  $+V_h$ 를 인가 할 때, 회전자의 위치에 따라 발생하는 극 전압 지령을 각각 그림 5-37의 (a)와 (b)로 표현할 수 있다.

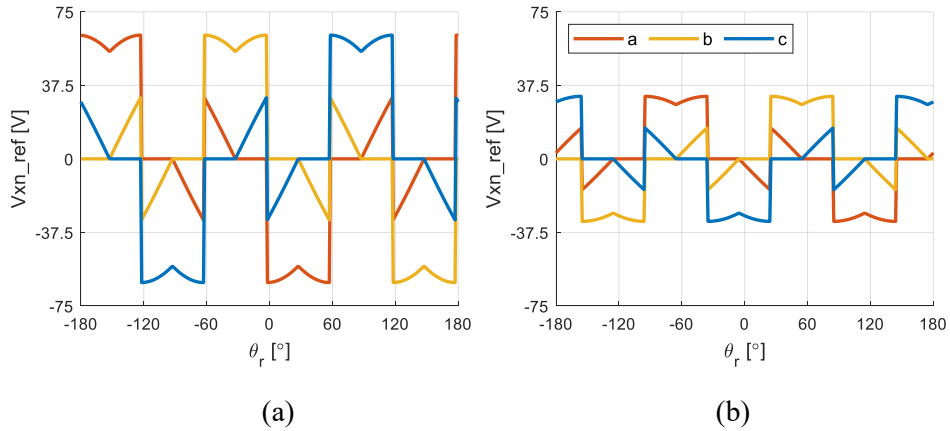


그림 5-37. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 1000 r/min에서  
비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시 (a)  $v_{xnA}$ , (b)  $v_{xnB}$

위의 그림에서 그림 5-37(a)의 극 전압 지령을  $v_{xnA}$ , 그림 5-37(b)의 극 전압 지령을  $v_{xnB}$ 로 지칭하였을 때, 앞의 예시와 마찬가지로, 인버터1의 온/오프 시퀀스에는  $v_{xnA}/v_{xnB}$ 를, 인버터2의 온/오프 시퀀스에는  $v_{xnB}/v_{xnA}$ 를 합성한다. 그러한 상황에서  $\theta_r$ 이  $20^\circ$ 일 때, 인버터1과 인버터2의 극 전압 지령 및 스위칭 함수를 그림 5-38과 같이 표현할 수 있다.



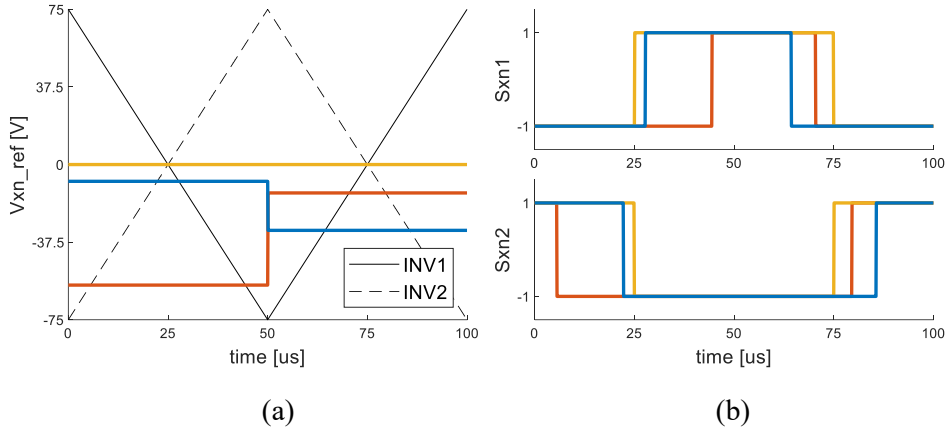


그림 5-38. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 1000 r/min에서  
비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시,  
(a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

위 그림에서  $v_{max} - v_{min} < V_{dc}/2$ 가 성립하기 때문에, 두 인버터의 유효 전압 벡터 인가 구간은 겹치지 않는다. 그림 5-38(b)의 두 스위칭 함수를 (5.3)에 대입하여 인버터1과 인버터2의 직류단 전류를 계산할 수 있고, 이는 그림 5-39로 표현 가능하다. 해당 그림에 제시된 인버터1과 인버터2의 직류단 전류의 합과 그의 DFT를 그림 5-40에서 도시하였으며, DFT 결과로 구해진  $I_{dc}$ 는 (5.12)에 제시된 유효 전력 관계 수식을 만족한다.

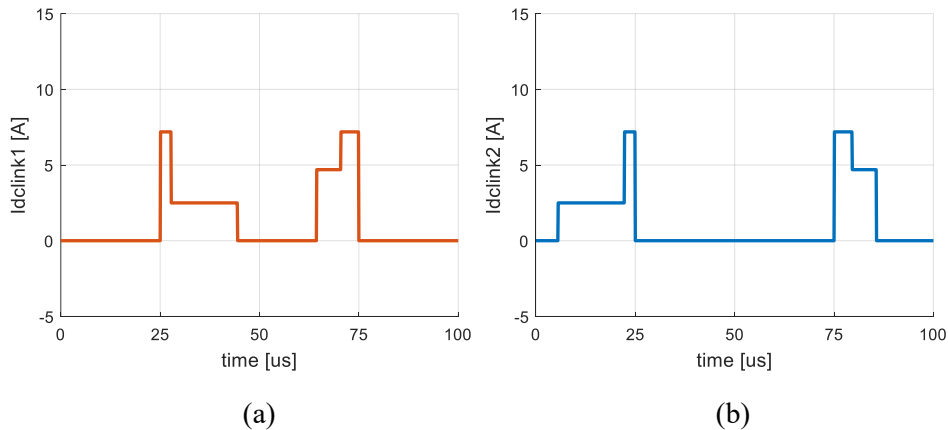


그림 5-39. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 1000 r/min에서 비대칭 신호 주입 및  
인터리빙 수행 시 직류단 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2

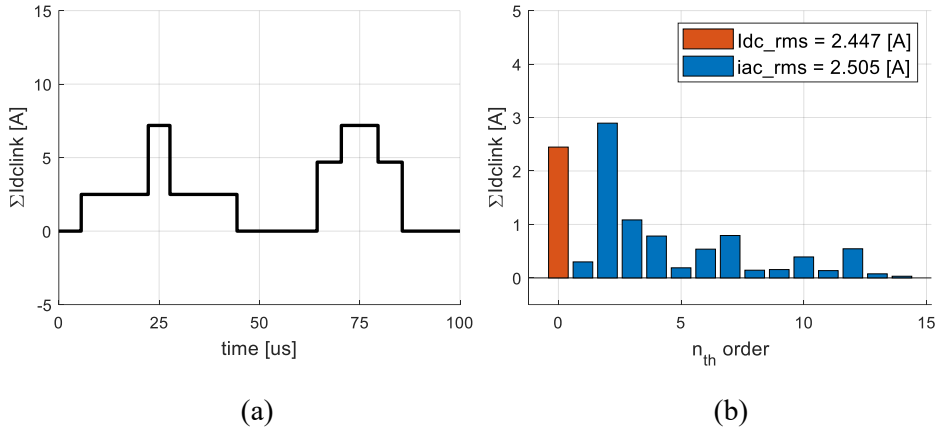


그림 5-40. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 1000 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 인터리빙 수행 시 (a) 두 직류단 전류의 합, (b) DFT

위의 부하 상황에서도 마찬가지로, 제안된 인터리빙 기법의 효과를 확인하기 위해, 같은 부하 조건 및 비대칭 신호 주입 상황에서 인터리빙 기법을 제외하여 보도록 한다. 이때 SVPWM을 적용하고, 그에 따라 두 인버터의 직류단 전류를 표현한 그림 5-39는 그림 5-41로 수정된다. 그 결과 두 직류단 전류의 합은 그림 5-42와 같이 나타낼 수 있다. 부하 상황이 같기 때문에, 그림 5-42(b)의  $I_{dc}$ 는 그림 5-40(b)의 그것과 같은 값을 갖는다. 한편, 그림 5-40(b)와 그림 5-42(b)의 비교를 통하여,  $i_{ac}$ 의 실효값은 제안된 기법에 의하여 감소한 것을 확인할 수 있다. 이는 즉, 전동기에 제공하는 유효 전력이 커질수록, 제안된 인터리빙 기법이 주는 효과가 증대되는 것을 의미한다.

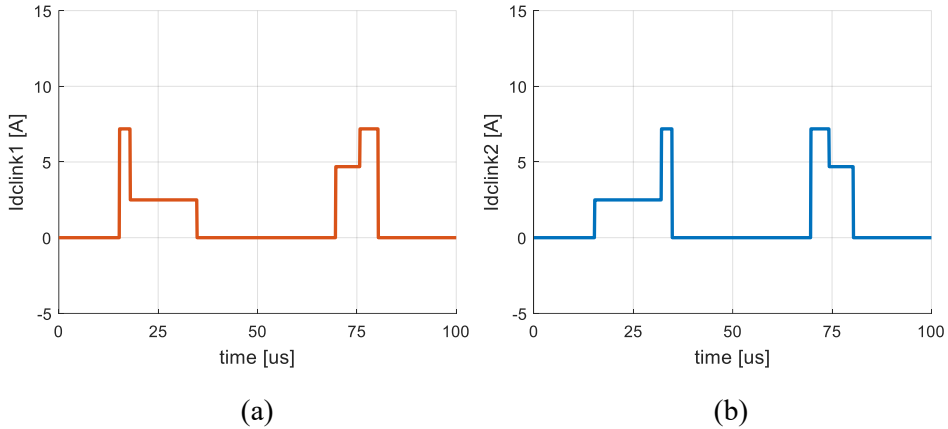


그림 5-41. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 1000 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 SVPWM 적용 시 직류단 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2

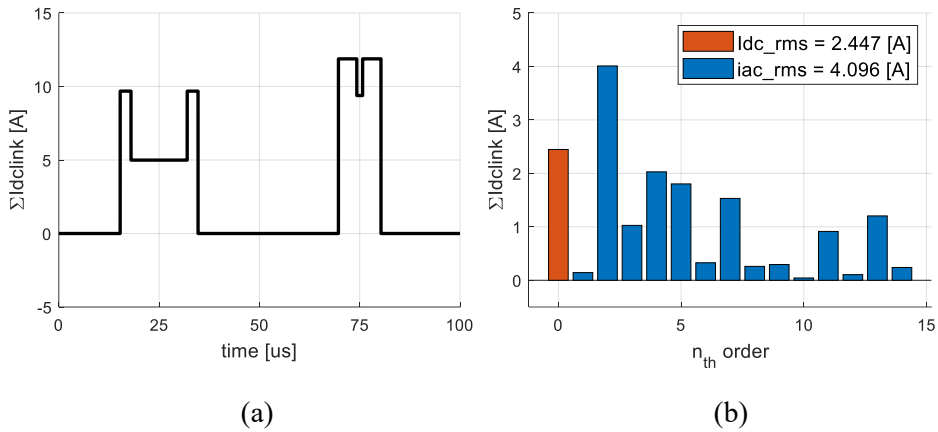


그림 5-42. d축 전류 0 A, q축 전류 1 p.u., 1000 r/min에서 비대칭 신호 주입 및 SVPWM 적용 시 (a) 두 직류단 전류의 합, (b) DFT

제안 기법에 대한 참고 사항으로, 그림 5-31은 스위칭 주파수의 구형파 전압 주입 상황이기 때문에, 인버터1과 인버터2 각각에서 온/오프 시퀀스에 다른 극 전압 지령을 합성한다. 이때 온/오프 시퀀스의 유효 전압 벡터 인가 구간이 SVPWM에서와 같이 샘플링 구간의 정가운데에 정렬 되어 있다면, 평균 전류 측정에는 오차가 발생하지 않는다. 하지만 제안된 기법에서는 영상분 전압 지령의 조작으로 인하여 유효 전압 벡터가 샘플링 구간의 가운데에 정렬되지 않고, 그로 인해 평균 전류 측정에 오차가 발생한다. 이때 해당 측정 오차는 스위칭 주파수 대역 성분이기 때문에 크기가 기본 주파수 대역 성분에 비해 상대적으로 작을 뿐더러, 인버터1과 인버터2에서 발생하는 해당 측정

오차가 항상 같은 크기 및 반대 부호를 갖고 형성되기 때문에, 두 오차는 상쇄된다고 볼 수 있다.

다음으로, 위의 두 예시에서 진행한 분석을, MTPA 궤적 위에 존재하는 전류 운전점들에 대하여 진행해보도록 한다. 신호 주입 센서리스는 정지 혹은 저속 영역에서만 사용되기 때문에, 전반적인 운전점들이 MTPA 궤적 위에만 존재한다. 이에 따라, 표 3-1에 제시된 고주파 인덕턴스를 정적 인덕턴스와 같게 두고, 전동기의 회전자 좌표계  $d, q$ 축 전류 운전점에 따른 토크 등고선을 그리면 그림 5-43과 같다. 해당 등고선 위에 MTPA 궤적을 빨간색 실선으로 표시하였고, 정격 전류 범위를 노란색 점선으로 표시하였다.

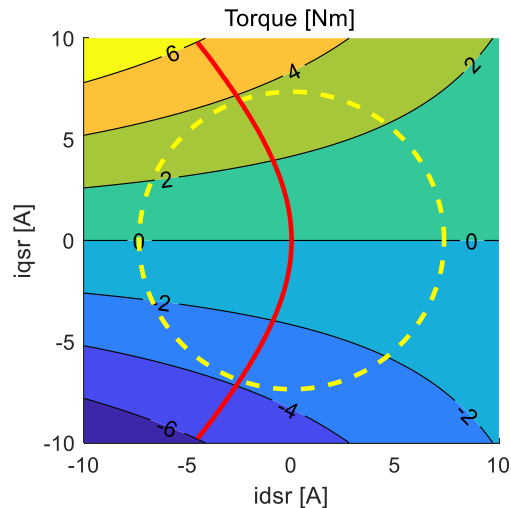


그림 5-43. 토크 등고선 및 MTPA 궤적

다음으로, MTPA 궤적을 따라 토크가 0 p.u.에서 1 p.u.로 증가할 때, 기본 주파수 대역 전압 지령의 MI를 0 r/min, 500 r/min, 1000 r/min에서 각각 도시하면 그림 5-44(a)와 같다. 또한, 권선 저항을 무시하였기 때문에 역률은 속도와 무관한 값을 갖는데, 이를 그림 5-44(b)와 같이 표현할 수 있다.

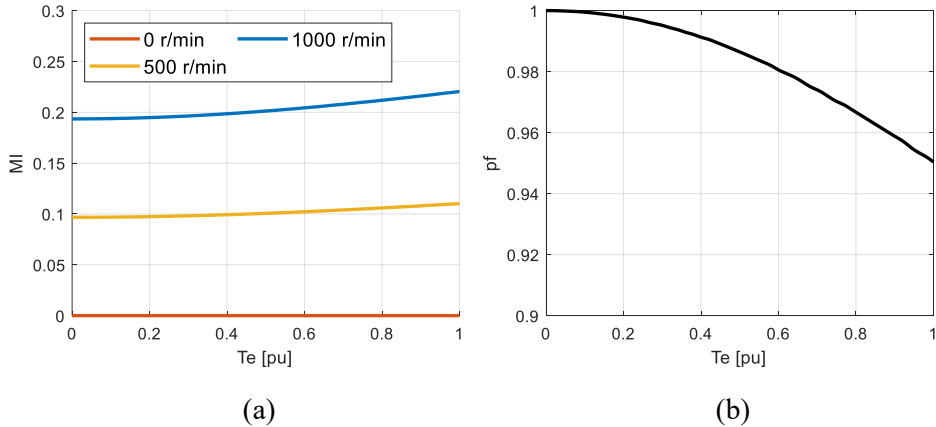


그림 5-44. MTPA 운전 시 토크에 따른 (a) 회전 속도 별 MI, (b) 역률

그림 5-44(a)에서, 1000 r/min은 기저속도인 4500 r/min의 22%정도에 해당하기 때문에, 토크가 1 p.u.일 때 MI가 0.22정도로 나타난다. 다른 속도에 대해서도 마찬가지이다. 또한, 위 그림에서 볼 수 있듯이, 토크가 0 p.u.에서 1 p.u.로 증가하더라도 MI와 역률은 크게 변하지 않는다.

다음으로, MTPA 궤적 위에서 비대칭 신호를 주입할 때, 직류단 전류의 교류 성분인  $i_{ac}$ 의 실효값을 구해보도록 한다. 우선, 대조군으로써 비대칭 신호 주입을 SVPWM과 접목한 경우를 그림 5-45(a)에 도시하였다. 다음으로, 비대칭 신호 주입과 본 장에서 제안된 인터리빙 기법을 접목한 경우는 그림 5-45(b)와 같이 나타낼 수 있다.

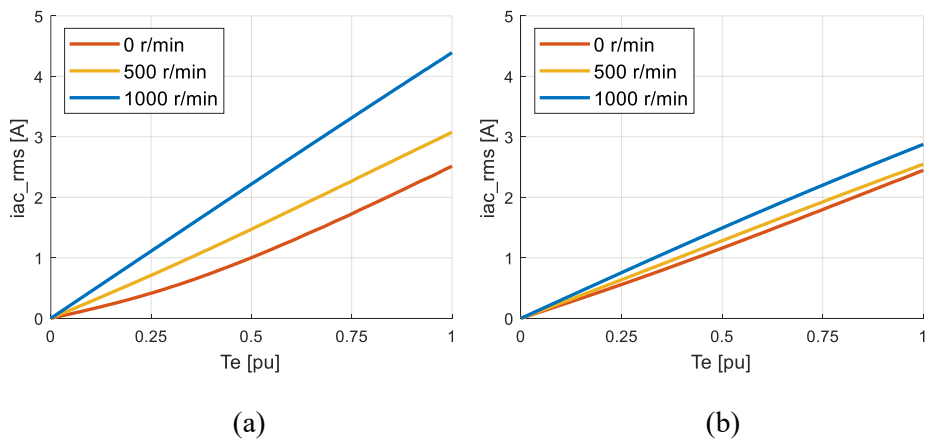


그림 5-45. MTPA 운전 및 비대칭 신호 주입에서 회전 속도 별  $i_{ac}$ 의 실효값 (a) SVPWM, (b) 제안된 인터리빙 기법 적용

그림 5-45(a)와 그림 5-45(b)를 비교해보면, 0 r/min의 저토크 구간에서는 오히려 제안된 기법의  $i_{ac}$  실효값이 약간 더 크게 나왔다. 이는 앞서 언급한대로, 유효 전력이 적을수록 제안된 인터리빙의 효과가 안 좋은 것을 통해 설명 된다. 하지만 속도가 높아질수록, 토크가 커질수록 유효 전력이 증가하며, 제안된 기법의 효과가 입증된다.

## 5.2. 베어링 전류에 대한 고찰

본 절에서는 [31] - [37]를 기반으로, 본 논문에서 제안된 기법들의 베어링 전류에 대한 정성적인 고찰을 진행한다. 우선, 두 인버터가 각각 삼상 권선에 유기하는 영상분 전압의 전압 변동( $dv/dt$ )으로 인해, 전동기의 베어링(bearing)에 존재하는 기생 캐패시턴스(parastic capacitance)에 전하가 주기적으로 충전 및 방전되는 현상이 발생한다. 이는 베어링에 방전 가공(electrical discharge machining: EDM)을 유발하며, 해당 현상이 장시간 지속되면 베어링의 파괴로 이어진다. 이에 따라, 제 4장과 5장에서 제안되는 기법에서 발생하는 영상분 전압의 양상에 대한 고찰이 필요하다.

### 5.2.1. 전동기의 베어링 전류

먼저, [34]에 제안된 전동기의 영상분 전류의 경로는 그림 5-46과 같다.

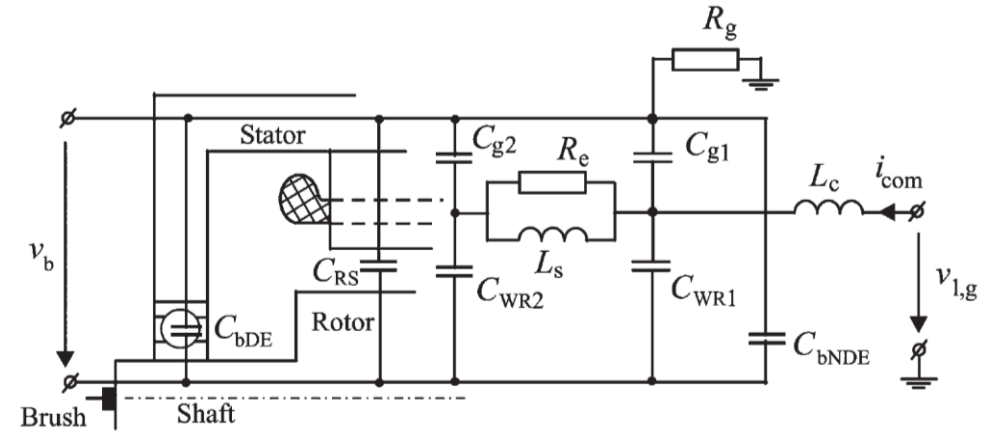


그림 5-46. 영상분 전류 경로 [34]

위 그림에서 볼 수 있듯이, 전동기의 영상분 전류는 기생 캐패시턴스들을 통해 흐르며, 해당 경로를 크게 두 가지로 분류할 수 있다. 첫 번째 경로는, 고정자 권선과 전동기 외함 사이의 캐패시턴스  $C_g$ 를 통한 경로이다. 두 번째 경로는, 고정자 권선과 회전자 사이의 캐패시턴스  $C_{WR}$ 을 통한 경로이다. 이 두 번째 경로는  $C_{bDE}$ ,  $C_{RS}$ ,  $C_{bNDE}$ 를 통하는 세 가지 경로로 세분화 되는데, 이 중  $C_{bDE}$ 는 전동기 베어링의 캐패시턴스를 의미한다. 해당 캐패시턴스에 흐르게 되는 영상분 전류를 베어링 전류라고 지칭한다.

이때, 베어링 캐패시턴스 양단에 걸리는 전압과 인버터 출력의 영상분 전압의 관계를 규명할 수 있는데, [34]에 제시된 시스템 계수(bearing voltage ratio: BVR)를 통해 두 전압은 비례하는 것으로 근사할 수 있다. 그에 대한 예시로, 해당 참조 논문의 실험 결과 파형을 그림 5-47에 제시하였다. 해당 그림의 위 파형은, 각 상의 극 전압이고, 아래 파형은 전동기의 축(shaft)과 외함 사이의 전위차를 측정된 파형으로, 베어링 캐패시턴스 양단에 인가되는 전압이다. 베어링 전류는 해당 전압의  $dv/dt$ 로 인한 임펄스(impulse) 형식의 전류라고 할 수 있다.

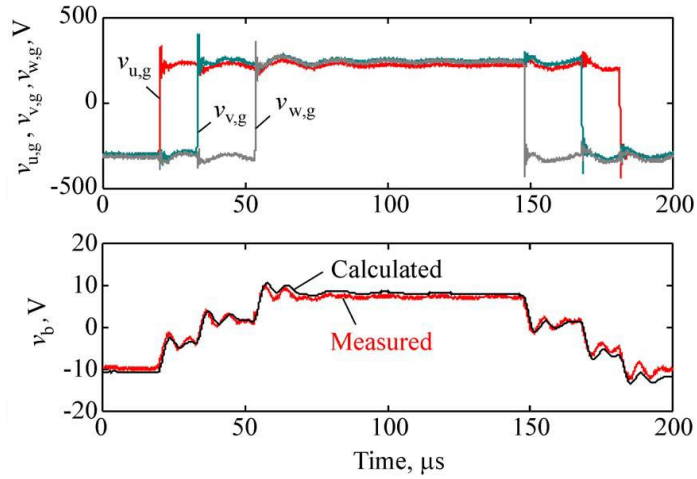


그림 5-47. 영상분 전압과 베어링 전압의 관계 [34]

베어링 전류로 인하여 베어링 캐패시턴스가 주기적으로 충전 및 방전되고, 이에 따라 방전 가공 현상이 유발된다. 이 현상이 장시간 누적되면, 그림 5-48과 같이 베어링 볼(bearing ball)이 굴러다니는 베어링 레이스(bearing race)가 파괴되는 현상이 나타난다 [33]. 해당 현상을 약화시키기 위하여, 베어링을 통해 흐르는 영상분 전압 및 베어링 전류를 줄이는 것이 중요하다.

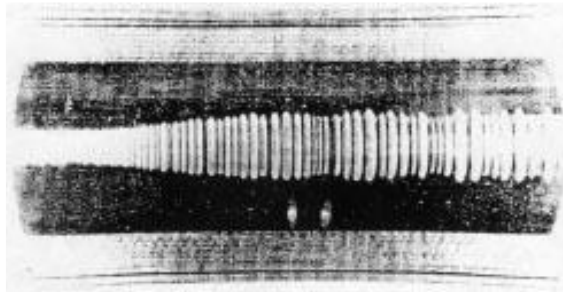


그림 5-48. 방전 가공에 의한 베어링 레이스 파손 [33]



### 5.2.2. 제안된 기법에서의 베어링 전류

다음으로, [35]에서는 이중 삼상 전동기의 베어링 전류를 감소 시키는 방법을 제안하고 있다. 먼저, 해당 논문에서는 이중 삼상 권선의 결선을 그림 5-49와 같이 구성하였다.

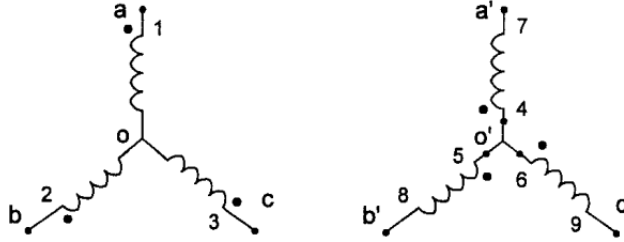


그림 5-49. 베어링 전류 감소를 위한 이중 삼상 권선의 결선 구조 [35]

위 그림에서 볼 수 있듯이, 두 삼상 권선은 서로 반대 방향으로 감겨있기 때문에, 역기전력이 전기각 기준  $180^\circ$ 의 위상 차이를 갖고 형성된다. 그에 따라, 두 인버터에 인가 되는 극 전압 지령 역시  $180^\circ$ 의 위상 차이를 갖는데, 이는 같은 크기와 반대 부호를 갖는 관계라고도 할 수 있다. 즉,  $v_{xn1}^* = -v_{xn2}^*$ 의 관계를 가진다. 이때, 두 인버터의 캐리어를  $180^\circ$  천이하여 사용한다면, 인버터1 x상의 모든 온/오프 스위칭 시점, 인버터2 x상의 모든 오프/온 스위칭 시점과 일치한다. 해당 상황에서 측정되는 두 인버터의 출력 선간 전압을 그림 5-50와 같이 표현할 수 있다. 결과적으로, 두 인버터가 각 삼상 권선에 인가하는 영상분 전압은 매 순간 같은 크기와 반대 부호를 갖게된다.

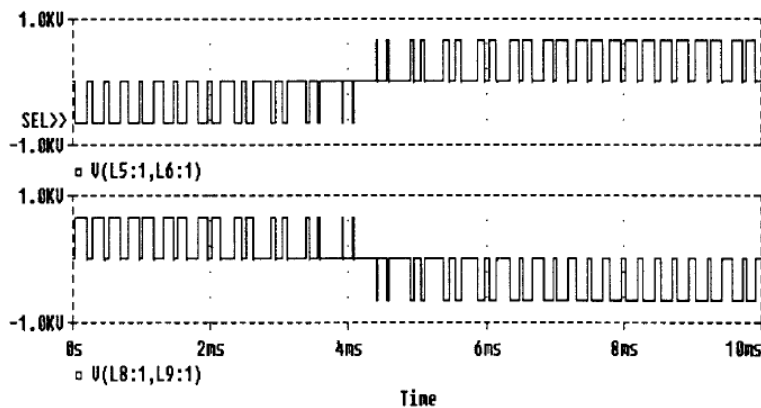


그림 5-50. 베어링 전류 감소를 위한 두 인버터의 출력 선간 전압 [35]

결론적으로, 두 삼상 권선의 영상분 전압이 만드는 베어링 전류가 상쇄된다. 해당 실험 결과는 해당 참고 논문에 제시되어있다.

위의 내용을 근거로, 제 4장에서 제안한 비대칭 신호 주입 센서리스 기법 중 case2와, 제 5장에서 제안한 인터리빙 기법에 대해 살펴본다. 우선, 두 인버터에는 총 6개의 레그가 존재하며, 스위칭 주기마다 각 레그는 온 스위칭과 오프 스위칭을 한번 씩 수행한다. 이에 따라 한 스위칭 주기 내에서는 총 12번의 스위칭이 발생하는데, 12번의 스위칭 시점이 전부 겹치지 않는다면, 영상분 전압의  $dv/dt$ 로 인한 임펄스 형식의 베어링 전류 또한 12번 흐른다고 할 수 있다. 제 4장에서 제안된 case2에서 발생하는 베어링 전류의 양상이 그와 같다.

다음으로, 제안 기법에서는 앞에서 제시한 참조 논문[35]와 마찬가지로  $180^\circ$  캐리어 전이를 사용하고 있는데, 매 샘플링 구간 별로 인버터1과 인버터2의 극 전압 지령을 같게 인가한다. 해당 상황에서  $v_{xn1}^* = -v_{xn2}^*$ 를 만족시키는 방법은,  $v_{xn1}^* = -v_{xn2}^* = 0$ 가 유일하다. 이때, 제안된 인터리빙 기법에서는 그림 5-22에 따라,  $MI < 0.5$ 인 상황에서 항상 한 상의 극 전압 지령을  $0\text{ V}$ 로 인가한다. 해당 상을 x 상이라고 지칭할 때, 인버터1과 인버터2의 x 상 스위칭 함수는 그림 5-51과 같다.

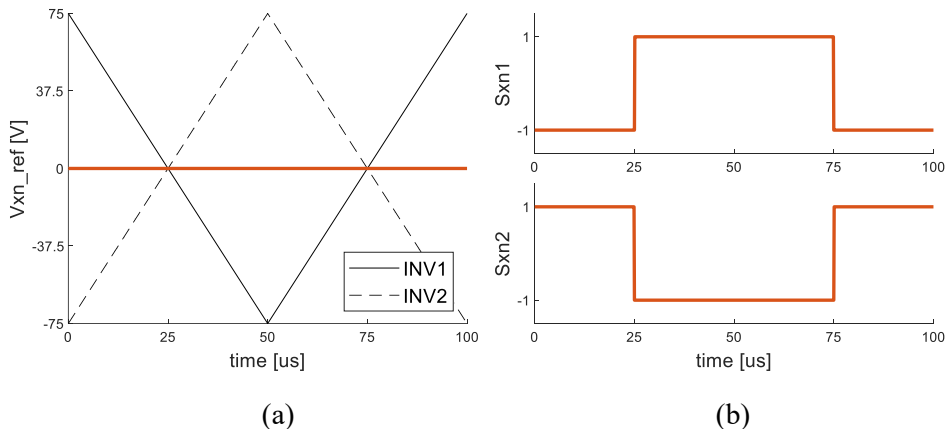


그림 5-51.  $180^\circ$  캐리어 전이에서 극 전압 지령이  $0\text{ V}$ 일 때,  
(a) 캐리어 및 극 전압 지령, (b) 스위칭 함수

위의 그림에서 볼 수 있듯이,  $x$  상의 극 전압 지령이 0일 때, 인버터1의 온/오프 시점과 인버터2의 오프/온 시점이 일치한다. 즉, 스위칭 주기마다 발생하는 총 12번의 베어링 전류 중 4번은 상쇄된다. 다시 말해, 본 장에서 제안한 인터리빙 기법은,  $MI < 0.5$ 인 상황에서 베어링 전류를 2/3 수준으로 감소시킬 수 있다. 한편,  $MI > 0.5773$ 인 상황에서는 60°DPWM이 실행되어 임의의 한 상 레그는 스위칭을 하지 않으므로, 마찬가지로 베어링 전류를 2/3 수준으로 감소시킬 수 있다.

## 제 6 장. 실험 결과

본 장에서는, 제 3 ~ 5장에서 분석 및 제안된 내용들에 대한 실험을 통한 검증 결과들을 제시한다. 먼저 6.1절에서는 제 3장의 내용들에 대해 다룬다. 구체적으로, 실험에서 사용된 인버터 시스템 내의 전류 측정기에 대한 측정 잡음, 그리고 인버터의 전압 합성 오차에 대한 측정 결과를 다룬다. 다음으로 6.2절에서는 제 4장의 내용들에 대하여 다룬다. 즉, 해당 장에 제시된 세 가지 구형파 전압 주입 기법, case0, case1, case2을 각각 구현하고, 해당 상황들에서 측정된 여러가지 파형들을 제시하고 이들을 비교한다. 마지막으로 6.3절에서는 제 5장의 내용들에 대하여 다루며, 해당 장에서 제안된 인터리빙 기법의 효과를 검증한다.

### 6.1. 인버터 시스템의 특성 측정

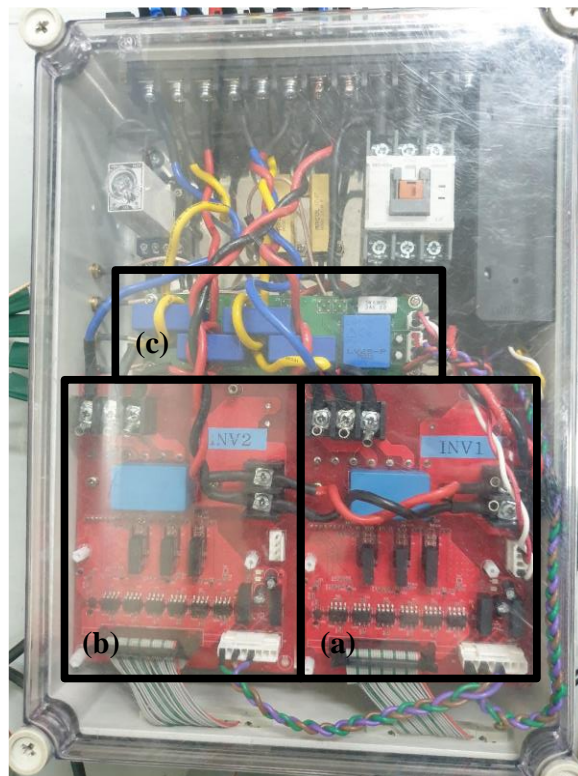


그림 6-1. 이중 삼상 전동기 구동을 위한 인버터 구성  
(a) 인버터1, (b) 인버터2, (c) 네 개의 전류 측정기

먼저, 본 논문의 실험에서 사용된 이중 삼상 전동기 구동용 인버터가 그림 6-1에 제시되어있다. 위의 그림에 해당 인버터의 세 가지 주요 구성 요소들을 검정 실선으로 구분하였다. 먼저 그림의 (a)와 (b)는 독립적으로 동작하는 두 대의 인버터이며, 각각 Mitsubishi社의 식스팩(six-pack) 인버터 모듈 ‘PS21A79’을 사용하여 구성하였다. 해당 모듈의 최대 직류단 전압은 600 V, 최대 전류는 50 A이다. 참고로, 실험에서 사용한 전동기의 정격 전류는 5.2 A<sub>rms</sub>이며, 직류단 전압을 150 V로 선정하였다. 또한 두 인버터의 직류단은 전선을 통해 단락되어 있지만, 스너버 캐패시터는 개별적으로 인버터 마다 따로 구비되어있다.

다음으로 (c)에는, 인버터1과 인버터2의 출력 전류를 측정하는 부분이며, 총 네 개의 전류 측정기로 구성되어있다. 해당 전류 측정기들은 모두 LEM社의 ‘LA 55-P/SP1’을 사용하였으며, 해당 제품의 최대 측정 가능 범위는  $\pm 100$  A, 변환 비율은 1 : 2000이며 대역폭은 -1 dB 기준 200 kHz이다. 이때, 두 인버터의 a, b 상 출력단에 연결된 전선들을 각각 전류 측정기에 통과시키는데, 각 전선을 전류 측정기에 한번씩 감았기 때문에 실제 변환 비율은 1 : 1000으로 환산된다. 실험에서 사용된 측정 저항은 215.37  $\Omega$ 이고 ADC 전압 범위가  $\pm 7.5$  V이기 때문에, 최종적으로 환산되는 측정 가능 범위는  $\pm 34.82$  A이다. 또한 16 비트 ADC를 사용하기 때문에, 디지털 시스템에서 인식되는 전류 측정 결과는 한 비트 당 1.06 mA이다. 이는 전동기 정격 전류의 0.014% 수준으로 충분한 분해능을 갖추었다고 할 수 있다.

### 6.1.1. 전류 측정기의 측정 잡음

본 절에서는 3.1절에서 설명했던, 전류 측정기의 측정 잡음 매커니즘에 대한 실험 검증 결과를 제시한다. 우선, 본 실험에서 사용된 LA 55-P/SP1의 외함 및 내용물의 사진을 그림 6-2에 제시하였다.

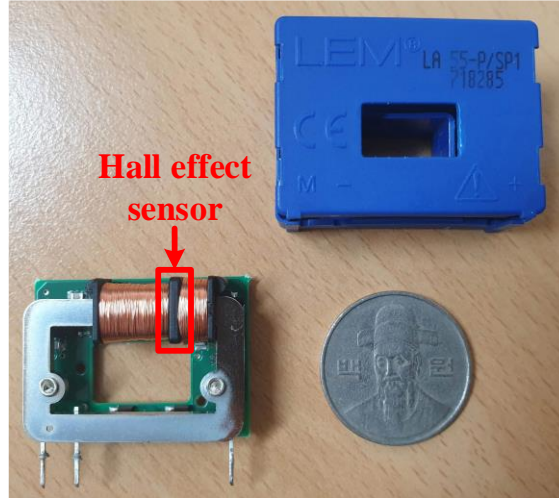


그림 6-2. LA 55-P/SP1 사진

위의 그림 중 LA 55-P/SP1의 내용물에 해당하는 부분을 보면, 전류 측정기가 은색의 코어 물질과 검정색 보빈(bobbin), 그리고 2000턴으로 추정되는 권선으로 구성되어 있음을 확인할 수 있다. 그림에 빨간 직사각형으로 표시해 둔, 보빈의 가운데 부분 내부에는 코어의 공극(air gap)이 존재하며, 해당 공극에 홀 효과 측정기가 존재하는 것을 분해를 통해 직접 확인하였다. 해당 홀 효과 측정기는 PCB(printed circuit board)에 납땜 되어있는데, 해당 PCB에는 전류 측정기의 동작을 위한 회로들이 구성 되어있다.

본 논문의 제 3장에서, 기생 캐패시턴스들을 포함한 전류 측정기의 등가 회로 모델링을 그림 3-10에 제시하였다. 해당 등가 회로의 구성 요소들에 대하여 임피던스 분석기(impedance analyzer)를 통한 측정을 진행하였다. 측정 대상은 LA 55-P/SP1이며 1 차측 도선은 그림 6-1의 실험 세트와 마찬가지로  $6 \text{ mm}^2$  전선을 2 턴 감아서 구성하였다. 이때, 1 차측 도선과 2 차측 권선 사이의 기생 캐패시턴스( $C_{p.coil1} + C_{p.coil2}$ )는 그림 6-3에, 2 차측 권선과 코어 사이의 기생 캐패시턴스( $C_{p.core1} + C_{p.core2}$ )는

그림 6-4에, 2 차측 권선의 인덕턴스( $L_{coil}$ )는 그림 6-5에 측정 결과를 보드 선도로 도시하였다. 그 결과, 100 kHz 이하의 주파수 대역에서  $C_{p.coil1} + C_{p.coil2}$ 는 3.7 pF,  $C_{p.core1} + C_{p.core2}$ 는 7.5 pF,  $L_{coil}$ 은 100 mH 수준으로 측정되었다.

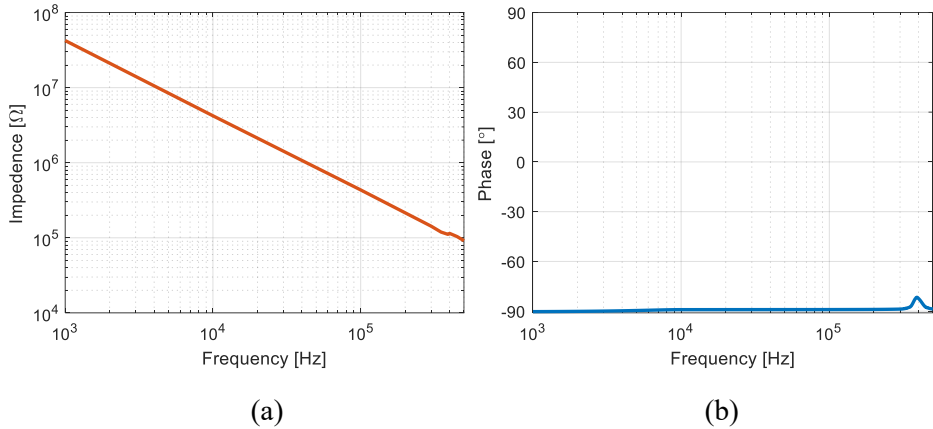


그림 6-3.  $C_{p.coil1} + C_{p.coil2}$ 의 보드 선도 (a) 크기 및 (b) 위상

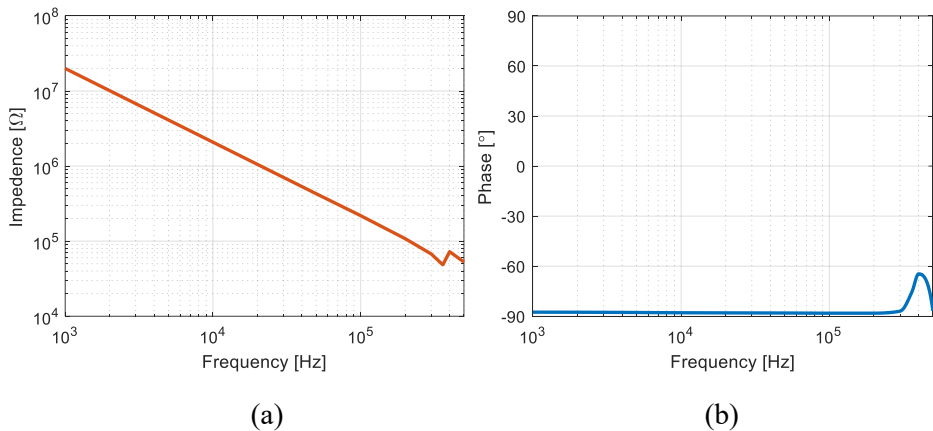


그림 6-4.  $C_{p.core1} + C_{p.core2}$ 의 보드 선도 (a) 크기 및 (b) 위상

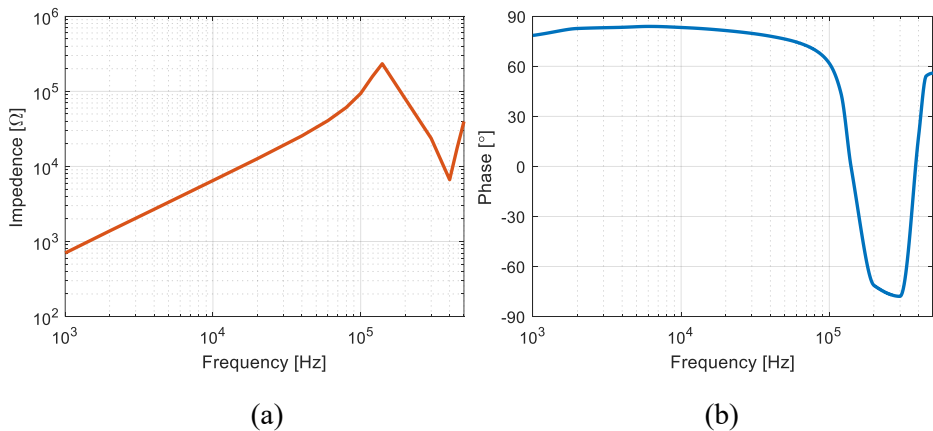


그림 6-5.  $L_{coil}$ 의 보드 선도 (a) 크기 및 (b) 위상

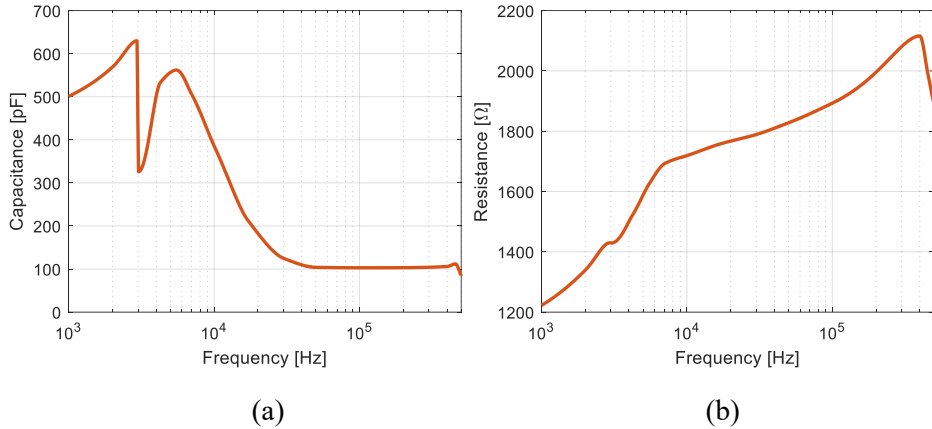
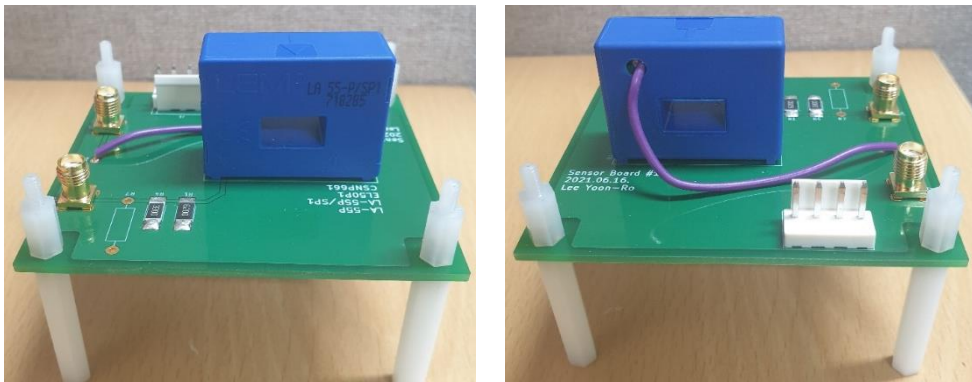


그림 6-6. 종속 전류원 양단에서 측정되는 R-C 직렬 등가 회로

(a) 캐패시턴스( $C_s$ ), (b) 저항

또한, 전류 측정기 내의 PCB에 구성된 종속 전류원 양단에 대하여, R-C 직렬 등가회로를 가정하여 캐패시턴스와 저항을 측정한 결과는 그림 6-6과 같다. 이때, 측정된 캐패시턴스는 그림 3-10의  $C_s$ 에 해당하며, 30 kHz 이상의 주파수에서 캐패시턴스는 100 pF 수준의 값을 갖는다. 저항은 1 ~ 2 k $\Omega$  수준으로 측정되었는데, 종속 전류원 회로는 여러 반도체 소자들로 구성되었기 때문에 순수한 저항으로는 볼 수 없다.

다음으로, 그림 3-11을 통해 설명했던 누설 전류의 매커니즘에 대한 증명을 위한 실험을 제시한다. 먼저 LA 55-P/SP1에 대한 정밀한 측정을 위하여 아래 그림 6-7과 같은 시험 보드를 제작하였다. 해당 보드에는 LA 55-P/SP1 외에 측정 저항( $R_{sense}$ ), 전원 공급용 커패터, SMA 커넥터 2개가 탑재되어있다.



(a)

(b)

그림 6-7. LA 55-P/SP1에 대한 시험 보드 (a) 전면 (b) 후면



보드의 각 구성 요소에 대한 설명으로, 가장 먼저  $R_{sense}$ 는 실제 전동기 구동 시스템에서 사용하는 값과 같은  $215.37\ \Omega$ 으로 선정하였다. 다음으로 그림 6-7(b)의 가장 앞에 위치한 4 핀 커넥터가 전류 측정기에 대한 전원 공급용 커넥터인데, 뒤에 제시되는 실험에서 전원 공급의 유무를 통제변인으로 사용한다. 마지막으로 두 SMA 커넥터를 SMA1과 SMA2로 지칭하였을 때, SMA1은  $R_{sense}$ 의 양단에, SMA2는 전류 측정기 내부의 종속 전류원 양단에 연결하였다. 이때, 종속 전류원의 출력 노드(node)를 전류 측정기 외부로 도출시키기 위해, 그림 6-7(b)에서 볼 수 있듯이 외함에 구멍을 뚫었고, 그 구멍을 통과하는 전선의 한 쪽 끝을 해당 노드에 납땜하였다. SMA1에 유기되는 전압은 측정 저항 양단 전압인  $V_{sense}$ 이고, SMA2에 유기되는 전압은 종속 전류원 양단 전압인  $V_{cs}$ 이다. SMA1은 SMA-BNC 동축 케이블을 이용하여 오실로스코프(oscilloscope)의 입력 단자에 직접 연결하였으며, SMA2는 10 : 1 시그널 프로브(signal probe)를 통하여 오실로스코프에 연결하였다.

다음으로 전류 측정기의 누설 전류 측정을 위한  $dv/dt$ 를 인가하기 위해, 그림 6-8과 같은 실험 세트를 구성하였다.

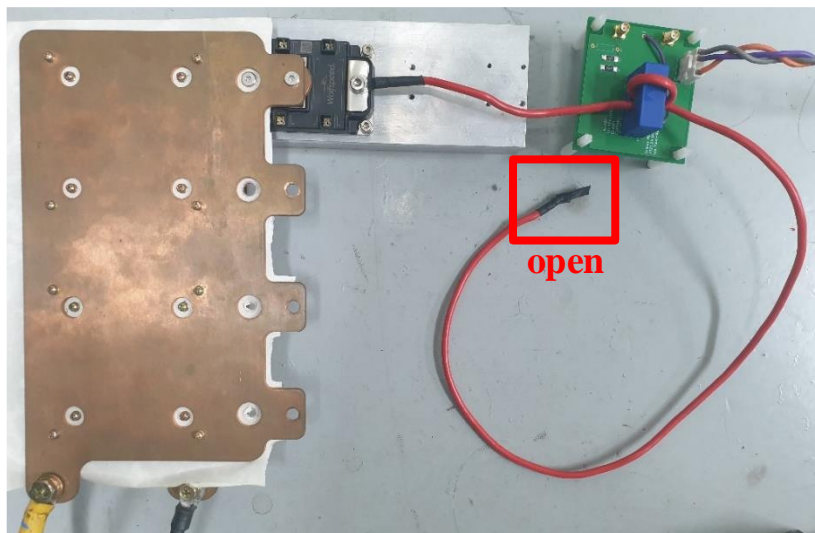


그림 6-8. LA 55-P/SP1에 대한 실험 세트 구성

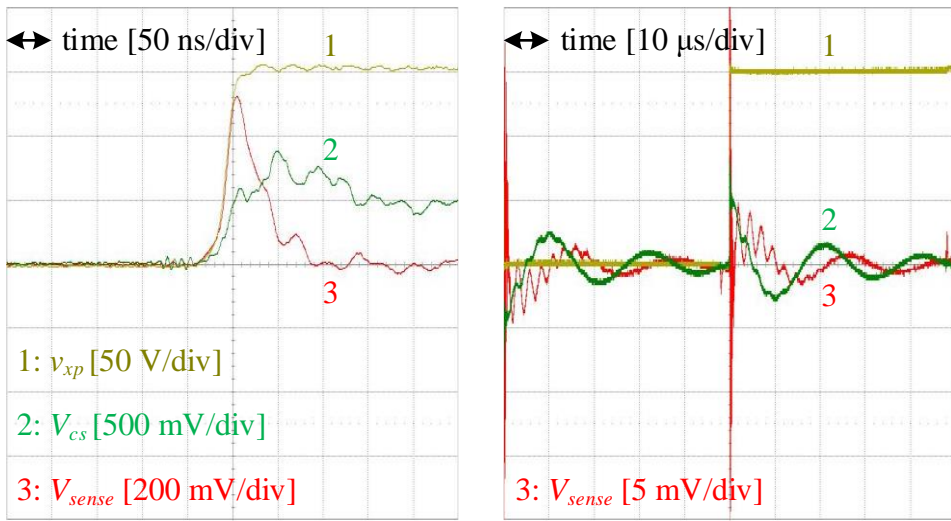
해당 실험 세트에서 인버터 역할로는 Cree 社의 SiC(Silicon Carbide) MOSFET으로 구성된 하프 브리지 모듈(half bridge module) CAB425M12XM3을 사용하였으며, 게이트 드라이버는 Cree 社에서 제공하는 제품을 사용하였다. 또한, 직류단 전압은 150 V로 선정하였다. 해당 모듈의 출력단에 빨간 전선을 연결하여 그림 6-7의 전류 측정기를 2 턴 감은 뒤, 반대편 끝은 개방시켰다. 이에 따라, 해당 전선에는 전류가 흐를 수 없기 때문에 이상적인 전류 측정기라면 측정 저항 양단의 전압은 항상 0 V여야 한다. 하지만 앞서 설명한대로, 누설 전류로 인해 측정 저항의 양단에는 전압이 유기 된다.

그림 6-8의 실험 세트에서는 LA 55-P/SP1의 시험 보드에 전원 공급을 차단한 상황과 전원을 공급한 상황, 두 가지 상황에서 실험을 진행한다. 먼저 전원 공급을 차단한 상태에서, 하프 브리지 모듈을 10 kHz의 하프 듀티(half-duty)로 스위칭하는 상황을 구현한다. 해당 상황에서 게이트 저항을 2.2  $\Omega$ , 3  $\Omega$ , 5  $\Omega$ , 10  $\Omega$  네 가지로 사용하여, 극 전압( $v_{xp}$ )의 dv/dt에 따라 발생하는  $V_{cs}$ 와  $V_{sense}$ 의 양상을 측정한 결과를 그림 6-9와 같이 나타낼 수 있다. 해당 파형들에서 하프 브리지 모듈의 극 전압은 차동 전압 프로브(differential voltage probe)를 사용하여 측정하였으며, 오실로스코프의 내부 측정 회로와 계통 접지 사이의 기생 캐패시턴스를 최소화 하기 위해 오실로스코프의 전원선에서 계통 접지도 제거하였다. 또한, 정확한 측정을 위해 오실로스코프의 모든 채널에 대하여 디스큐(deskew) 작업을 진행하였다. 게이트 저항의 크기에 따라 분류된 그림 6-9의 (a) ~ (d)에 대하여, 왼쪽 파형들은 극 전압 상승 구간을 확대한 파형, 오른쪽 파형들은 스위칭 주파수의 한 주기 전체를 도시한 파형이며,  $V_{sense}$ 의 측정 스케일이 서로 40배 차이 나는 것을 유념해야 한다. 또한, 왼쪽 파형들의 누설 전류 경로는 그림 3-11(a), 오른쪽 파형들의 누설 전류 경로는 그림 3-11(b)라고 할 수 있다.

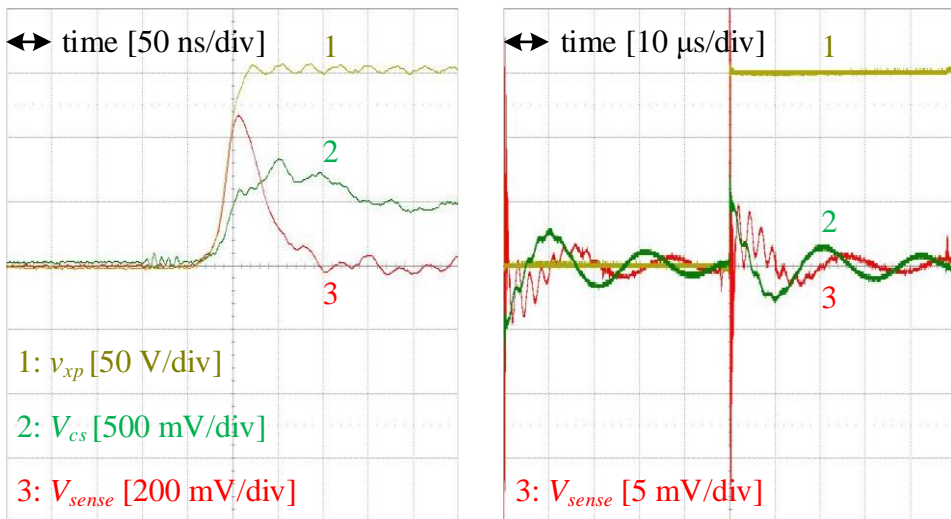
먼저, 그림 6-9의 왼쪽 파형들에 대한 고찰을 진행해보자. 그림 6-9에서는 전류 측정기의 전원 공급을 차단하였기 때문에, 해당 측정기 내부의 종속 전류원은 동작하지 않고 하이 임피던스(high-impedance)

상태를 유지한다. 즉, 그림 3-11(a)의 등가 회로를 구성하고있는 종속 전류원의 양단이 단순히 캐패시턴스  $C_{cs}$ 로 보인다는 것을 의미하며, 극 전압의 상승 구간에서  $v_{xp}$ 와  $V_{cs}$  사이에는 (3.3)의 관계가 성립한다. 반면, 극 전압 상승 구간에서  $v_{xp}$ 와  $V_{sense}$  사이의 관계는 전류 측정기의 전원 공급 여부와는 상관 없이 (3.4)의 관계가 성립한다.

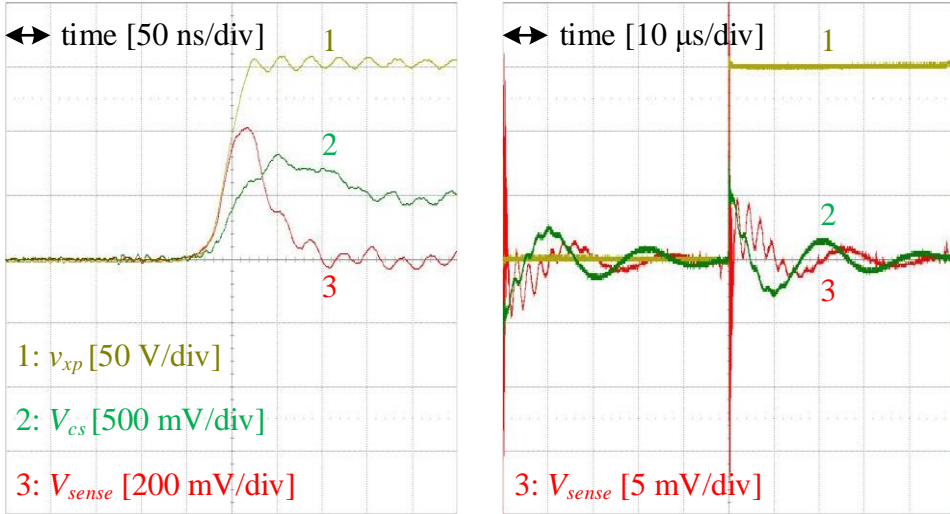
그림 6-9에서 게이트 저항 값이 커짐에 따라  $v_{xp}$ 의 상승 구간  $dv/dt$ 가 작아지는 것을 볼 수 있는데, 해당 현상을 통해 (3.3)과 (3.4)의 타당성을 검증해보도록 한다.



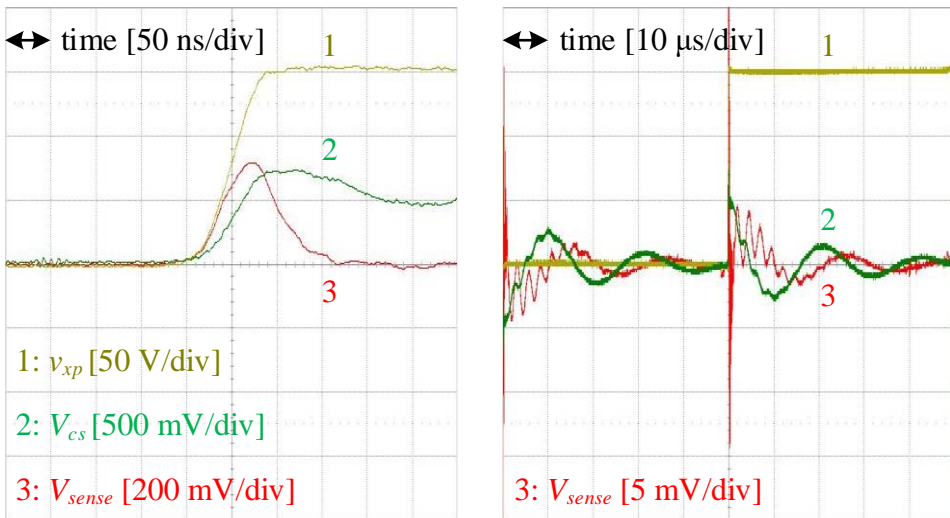
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 6-9. 전원 공급을 차단한 LA 55-P/SP1에 대한 실험결과  
 게이트 저항 (a) 2.2 Ω, (b) 3 Ω, (c) 5 Ω, (d) 10 Ω

먼저 (3.3)에서 언급하였듯이  $V_{sense}$ 는  $v_{xp}$ 의 미분 값에 비례하기 때문에, 극 전압 상승 구간의  $dv/dt$ 가 감소함에 따라  $V_{sense}$ 의 최대값도 함께 감소하는 것을 확인할 수 있다. 또한  $v_{xp}$ 가 150 V의 정상 상태에 도달한 뒤,  $V_{sense}$ 가 0 V로 떨어지는 것 역시 확인할 수 있다. 한편, (3.4)에서 언급하였듯이, 극 전압의 상승 구간에서  $V_{cs}$ 는  $v_{xp}$ 에 대하여 캐패시턴스의 분압비로 비례하는 값을 갖기 때문에, 극 전압 상승 구간의  $dv/dt$ 가

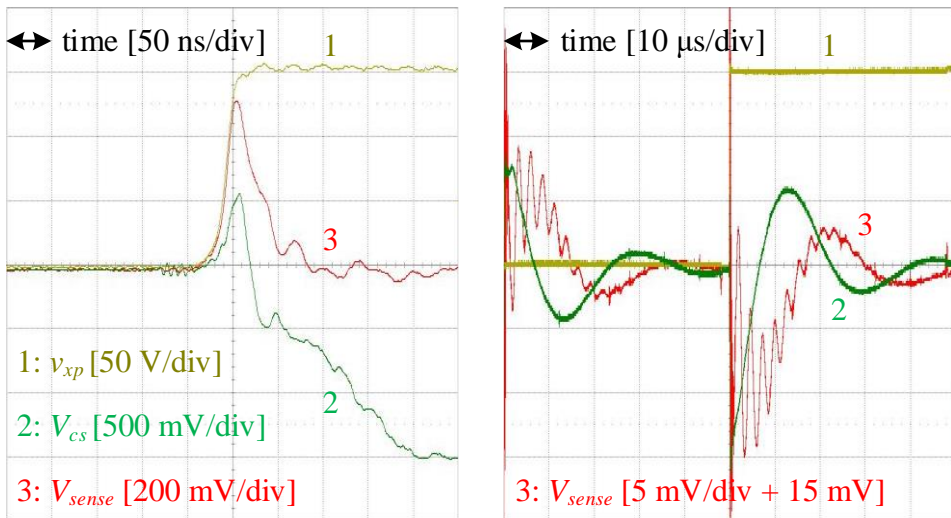
감소함에 따라  $V_{cs}$ 의 기울기도 함께 감소한다. 하지만  $dv/dt$ 와 관계 없이  $v_{xp}$ 의 최종값은 모두 150 V로 일정하기 때문에, 최종적으로 충전되는  $V_{cs}$ 는 모두 비슷하다. 각 파형들에 (3.3)과 (3.4)를 대입하여, 1 차측 도선과 2 차측 권선 사이의 기생 캐패시턴스  $C_{p.coil1}$ 과  $C_{p.coil2}$ 의 값을 근사적으로 계산할 수 있다. (3.3)의  $C_{cs}$ 는 그림 6-6의 측정 결과인 104 pF을 사용하였고  $C_{p.core1}$ 은 무시하였으며, 그 결과  $C_{p.coil1}$ 과  $C_{p.coil2}$ 는 각각 0.5 pF과 0.62 pF 수준으로 계산되었다. 이때, 임피던스 분석기를 통해 측정한  $C_{p.coil1} + C_{p.coil2}$ 의 값이 그림 6-3에 3.7 pF으로 제시되어있으며, 약간의 오차가 존재하는 것을 확인할 수 있다.

다음으로, 그림 6-9의 오른쪽 파형들에 대한 고찰을 진행한다. 해당 파형들은 극 전압의 상승 구간이 끝난 뒤, 극 전압이 정상 상태에 돌입하였을 때 발생하는 누설 전류의 양상을 잘 보여준다. 이는 극 전압 상승 구간에서 충전된 전압  $V_{cs}$ 가 방전되면서 발생하는데, 해당 누설 전류의 경로는 그림 3-11(b)와 같다. 이때, 그림 6-9의 실험에서는 종속 전류원이 동작하지 않기 때문에, 누설 전류 경로를 단순히 R-L-C 직렬 공진 회로로 볼 수 있으며, R-L-C 회로의 구성 성분은 각각  $R_{sense}$ ,  $L_{coil}$ ,  $C_{cs} + C_{p.core1}$ 이다. 이에 대한 증거로, R-L-C 직렬 회로의 R 양단 전압  $V_{sense}$ 와 C 양단 전압  $V_{cs}$ 에 대하여,  $V_{cs}$ 의  $dv/dt$ 와  $V_{sense}$ 가 비례 관계를 갖는다.

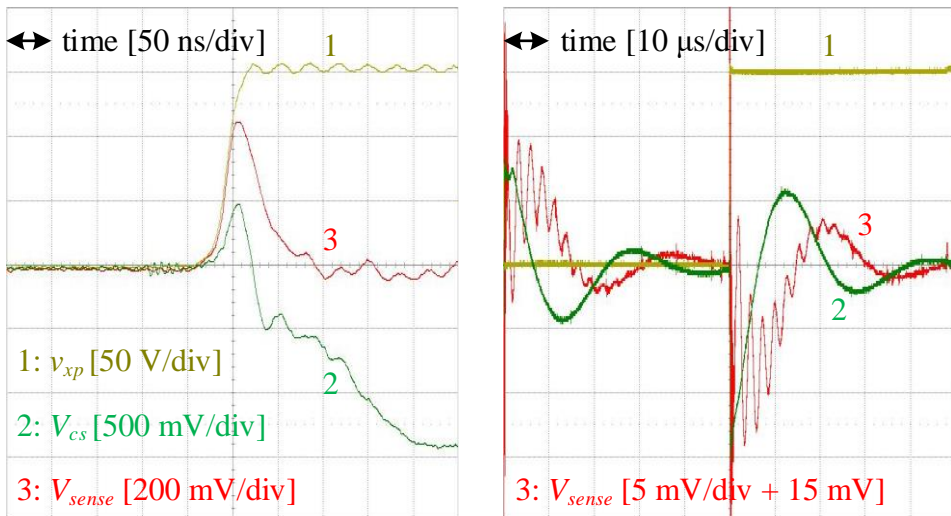
다음으로, 해당 공진 회로의 초기 조건(initial condition)은  $V_{cs}$ 와  $V_{sense}$ 인데, 극 전압 상승 구간의  $dv/dt$ 에 관계 없이  $V_{cs}$ 의 충전 값이 일정하고  $V_{sense}$ 는 모두 0 V로 방전되어있다. 따라서, 그림 6-9에 제시된 오른쪽 파형들은 모두 같은 개형을 갖는다. 이때, 공진 주파수를 통해  $C_{cs} + C_{p.core1}$ 의 값을 계산할 수 있는데, 공진 주파수는 50 kHz 정도이며,  $L_{coil}$ 은 해당 주파수에서 100 mH로 측정되었기 때문에,  $C_{cs} + C_{p.core1}$ 의 값은 101.32 pF 수준으로 계산된다. 이때 50 kHz 대역에서 측정된  $C_{cs}$ 는 104 pF,  $C_{p.core1} + C_{p.core2}$ 는 7.5 pF으로, 계산 결과와 유사한 값을 갖는다.

위의 서술을 통해, 그림 3-11에서 제시한 누설 전류 경로에 대한 타당성이 검증되었다고 할 수 있다.

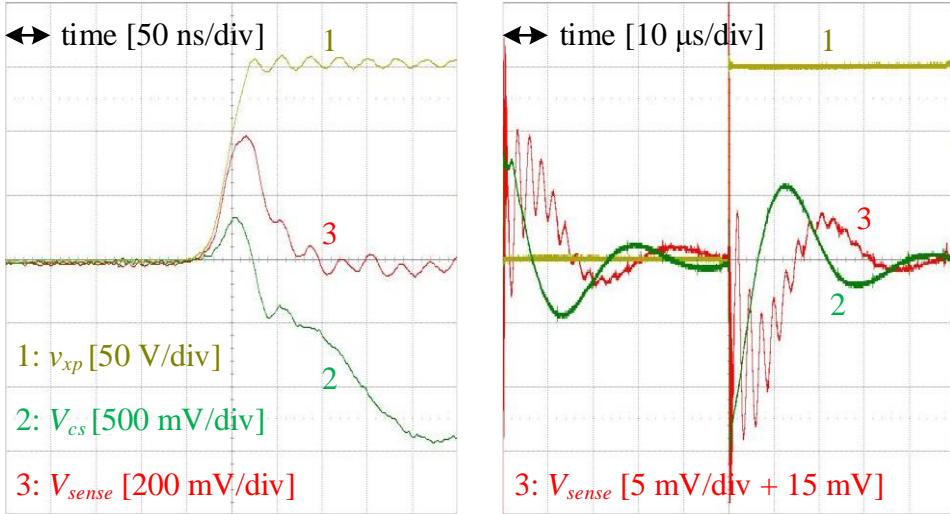
앞의 내용이 전류 측정기에 전원 공급을 차단한 상황에 대한 내용이었다면, 다음으로 전류 측정기에 전원을 공급하여, 그림 3-11의 중속 전류원이 동작하는 상황에서 측정된 실험 결과가 그림 6-10에 제시되었다. 마찬가지로, 게이트 저항을 2.2 Ω, 3 Ω, 5 Ω, 10 Ω 네 가지로 사용하여 극 전압( $v_{xp}$ )의  $dv/dt$ 에 변화를 주었으며, 왼쪽 파형들은 극 전압 상승 구간을 확대한 파형, 오른쪽 파형들은 스위칭 주파수의 한 주기 전체를 도시한 파형이다.



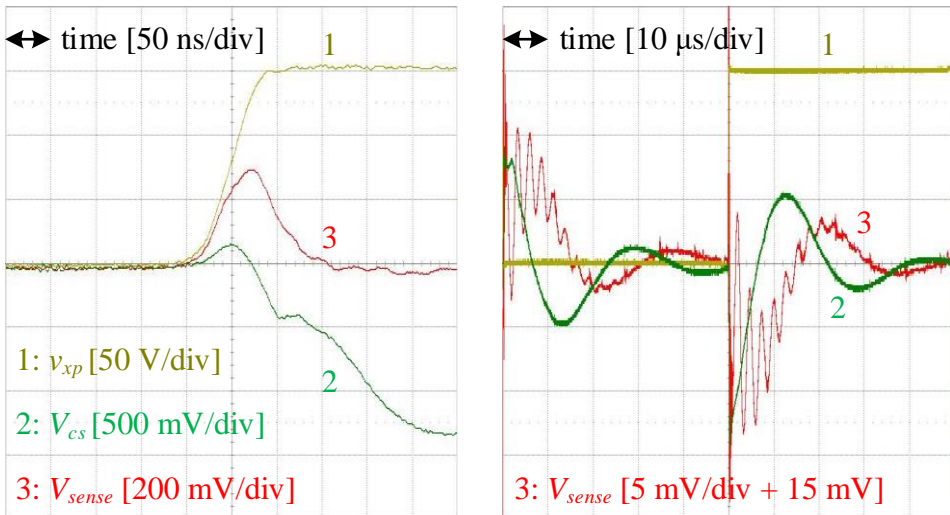
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 6-10. 전원을 공급한 LA 55-P/SP1에 대한 실험결과

게이트 저항 (a) 2.2 Ω, (b) 3 Ω, (c) 5 Ω, (d) 10 Ω

우선, 그림 6-9와 그림 6-10의 왼쪽 파형들을 비교하였을 때, 극 전압 상승 구간에 대하여  $V_{sense}$ 는 유사한 파형을 갖는 한편, 종속 전류원이 동작함에 따라  $V_{cs}$ 는 양상이 바뀌었다. 그러나  $dv/dt$ 와 관계 없이  $V_{cs}$ 의 최종 수렴 전압이 거의 같은 현상은 유지된다. 이는 공진 현상의 초기 조건이 모두 같다는 것을 의미하며, 그 결과 극 전압의  $dv/dt$ 와 관계 없이 그림 6-10의 오른쪽 파형들이 유사한 것을 확인할 수 있다.

그림 6-10의 오른쪽 파형들에 대한 분석으로, 우선 중속 전류원이 동작함에 따라, 그림 6-9에서 50 kHz였던 공진 주파수가 33 kHz 수준으로 감소하였다. 또한, 해당 파형들의  $V_{sense}$ 는 전류 측정 ADC에 입력되는 신호로, 1 차측 도선의 한 쪽 끝이 개방된 상황에서 측정된 파형들이기 때문에 순수 전류 측정 잡음으로 해석된다. 해당 파형들에서  $V_{sense}$ 의 스케일은 5 mV/div인데, 이는 23.3 mA/div의 전류 신호로 환산된다. 그림 6-10 파형들을 통해 전류 측정 잡음은 인버터의  $dv/dt$ 에 큰 영향을 받지 않는 것이 확인된 반면, 오히려 직류단 전압의 크기에 영향을 받는 것이 6.1.3절의 실험 결과들을 통해 제시된다.

한편, 그림 6-10의 오른쪽  $V_{sense}$  파형들은, 15 mV의 오프셋(offset)을 인가하여 해당 파형들의 정상 상태 값을 y축 중앙에 맞춘 것임을 유념해야한다. 즉, LA 55-P/SP1의 출력단 전압  $V_{sense}$ 가 -15 mV의 작은 오프셋을 갖는 것을 의미하며, 측정 저항으로 215.37  $\Omega$ 이 연결된 상황이므로 이 때의  $I_{sense}$ 는 -70  $\mu A$ 이다.  $V_{sense}$ 의 오프셋 값은 디지털 제어기의 부팅(booting) 상황에서 ADC를 통해 측정하고, 이를 저장해 두었다가 매 샘플링 주기마다 측정되는 전류 신호에서 빼주는 절차를 수행한다. 그 결과, 해당 오프셋 값이 동작 상황에 따라 변동하지 않는다면, 실제 제어 상황에 미치는 영향은 무시할만 하다.

앞의 ADC 설정과 함께, 그림 6-10의 전류 측정 잡음을 ADC를 통해 디지털 신호로 변환해보도록 한다. 앞서 언급하였듯이, 본 논문에서는 PWM을 캐리어 기반으로 구성하며, 캐리어의 피크 및 밸리 시점에서 전류의 샘플링을 진행한다. 즉, 극 전압 지령에 따라 스위칭 시점과 전류 샘플링 시점 사이의 시간 간격이 변동한다. 그에 따라, 직류단 전압이 150 V로 인가된 하프 브리지 모듈의 극 전압 지령을 -75 V에서 +75 V 까지 1 V 간격으로 변동하고, ADC를 통해 디지털 제어기에 입력되는 전류 측정 잡음을 온 시퀀스와 오프 시퀀스로 구분하여 도시하면 그림 6-11와 같다. 각 극 전압 지령에서는 온 시퀀스를 500번, 오프 시퀀스를 500번 반복하여 측정한 후 평균을 구하였다. 또한, ADC 입력 단자에 400 kHz의 대역폭을 갖는 R-C 1차 저역 통과 필터가 연결되어 있고, 이를



통해 높은 주파수의 잡음을 제거하였다. 그림 6-12의 각 파형들은 그림 6-10에서 측정된  $V_{sense}$ 의 개형과 유사한 것을 확인할 수 있고, 게이트 저항에 따라 분류된 네 가지 파형들이 거의 같은 것을 확인할 수 있다.

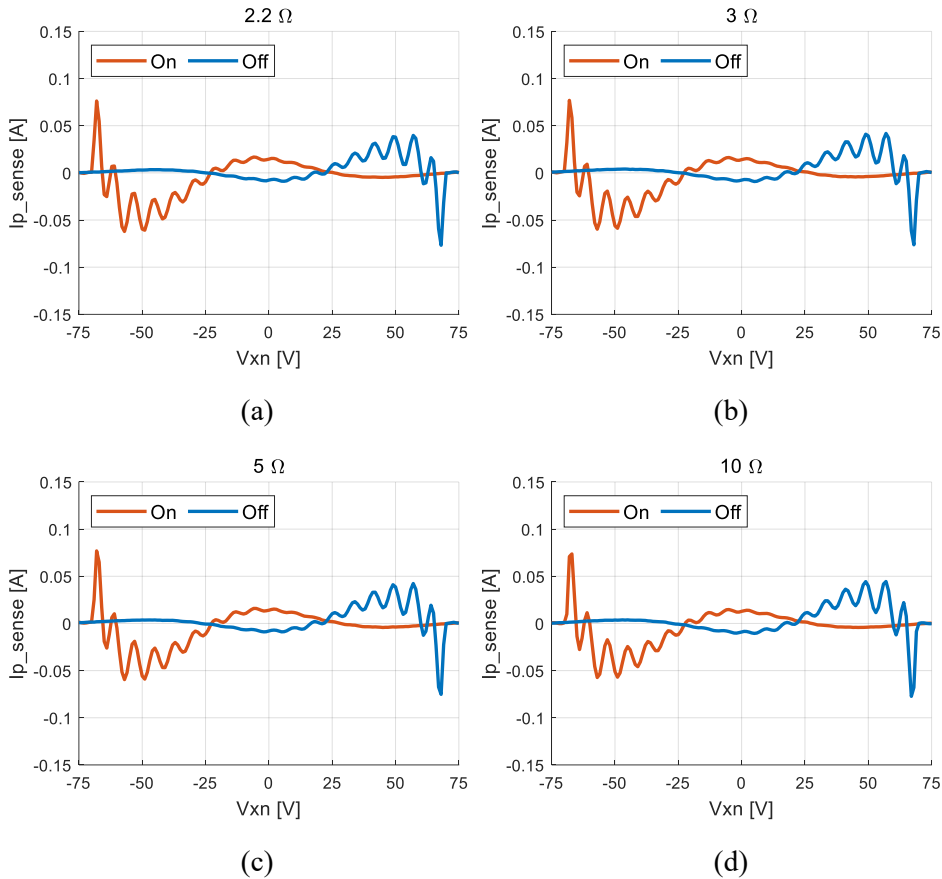


그림 6-11. LA 55-P/SP1의 전류 측정 잡음 ADC 결과  
게이트 저항 (a) 2.2 Ω, (b) 3 Ω, (c) 5 Ω, (d) 10 Ω

다음으로, 실제 전동기 구동 시스템에 사용된 실험 세트인 그림 6-1에 대하여 같은 실험을 진행해보도록 한다. 해당 그림의 (c)에 나타나있는 네 개의 전류 측정기에 대하여 위의 실험을 반복해본다. 마찬가지로 해당 인버터의 출력단에 연결된 전선의 한 쪽 끝은 개방시켰고, 전류 측정기에 결합된 전선의 턴 수는 2,  $R_{sense}$ 는 215.37 Ω이다. 두 인버터의 직류단 전압은 150 V로 인가하였으며, 모든 레그에 대한 극 전압 지령을 -75 V에서 +75 V 까지 1 V 간격으로 변동할 때, 네 개의 전류 측정기에 대한 측정 잡음은 그림 6-12와 같다.

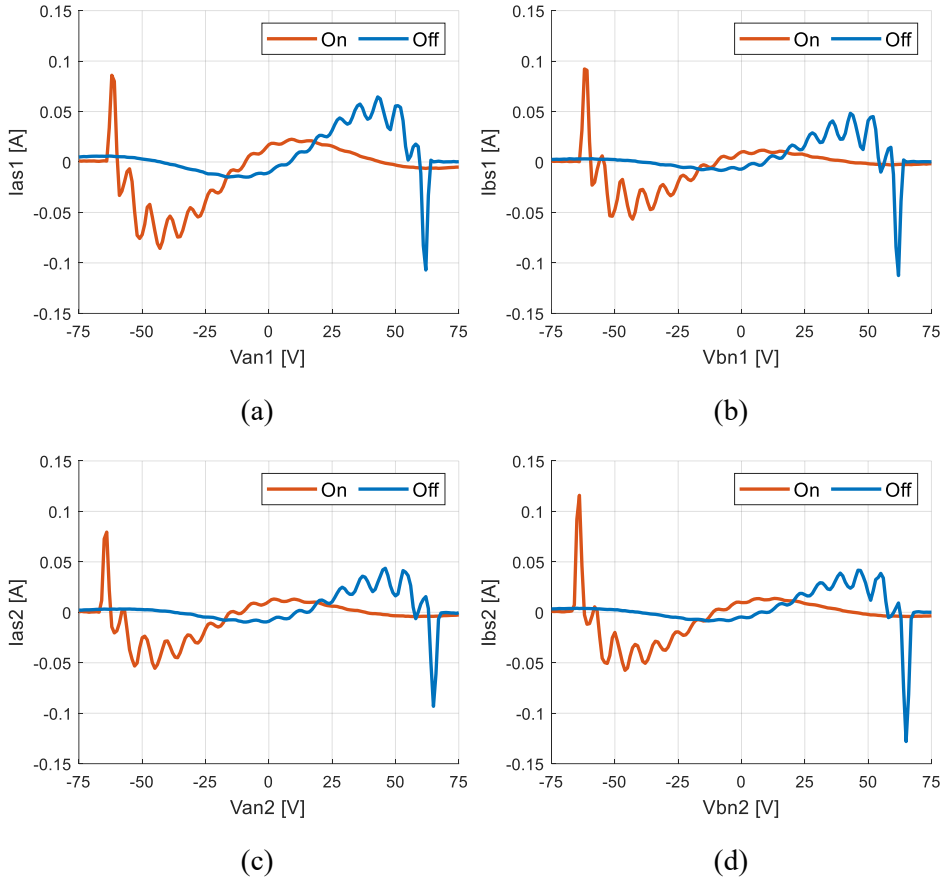


그림 6-12. 인버터 시스템 내부의 네 개의 전류 측정기의 측정 잡음  
**(a) 인버터1 a 상, (b) 인버터1 b 상, (c) 인버터2 a 상, (d) 인버터2 b 상**

그림 6-12에 대하여, 4.1.1절에서 서술한 위치 추정 오차의 1 고조파 상쇄 조건 중 하나인 (4.1)과 같이, 해당 그림의 네 가지 파형은 각각  $I_{p\_on}(v_{xn}^*) = -I_{p\_off}(-v_{xn}^*)$  를 만족한다. 이때, 인버터1의 b상과 인버터2의 b상 파형은 상대적으로 유사하지만, 인버터1의 a상과 인버터2의 a상 파형 사이에 유의미한 차이가 존재하기 때문에, 위치 추정 오차의 상쇄가 완벽하지 않을 것으로 예상할 수 있다. 이는 제품 별 제작 공차가 있거나, 인버터 시스템 내부에서의 공간적 배치가 동일하지 않기 때문에 발생하는 현상일 것으로 예상된다.

다음으로 그림 6-11과 그림 6-12의 각 파형들에는 특징이 있는데, 이론대로라면 온 시퀀스에서 극 전압 지령이 -75V일 때, 극 전압의 상승 구간과 샘플링 시점이 일치하면서 큰 측정 잡음이 발생해야 한다. 또한

오프 시퀀스에서 극 전압 지령이 +75 V일 때, 극 전압의 하강 구간과 샘플링 시점이 일치하면서 마찬가지로 큰 측정 잡음이 발생해야 한다. 하지만 그림 6-11의 네 가지 그래프를 보면, 평균적으로  $\pm 75$  V로부터 5 V 정도의 극 전압 지령 구간에서는 측정 잡음이 발생하지 않았다. 그림 6-12에서는 10 V 정도의 구간에서 측정 잡음이 발생하지 않았다. 이에 대한 원인을 설명하기 위하여 그림 6-13과 그림 6-14를 도시하였다.

먼저 그림 6-13(a)는 온 시퀀스에서 극 전압 지령이 -70 V인 상황이다. 해당 지령에 따라 이상적으로 출력되는 극 전압은 그림 6-13(b)의 붉은 색 점선과 같은데, 실제 스위칭 시점이 3.33  $\mu$ s만큼의 시지연을 갖고 발생한다면 해당 사항은 그림 6-13(b)의 붉은 색 실선과 같다. 즉, 인버터 레그의 실제 스위칭이 상황이 샘플링 시점 이후로 지연되는 상황이 발생한다. 여기서 가정했던 시지연 3.33  $\mu$ s는, 한 샘플링 주기인 50  $\mu$ s의 6.66%이며, 전압 합성 가능 범위 150 V의 6.66%는 10 V로 환산된다.

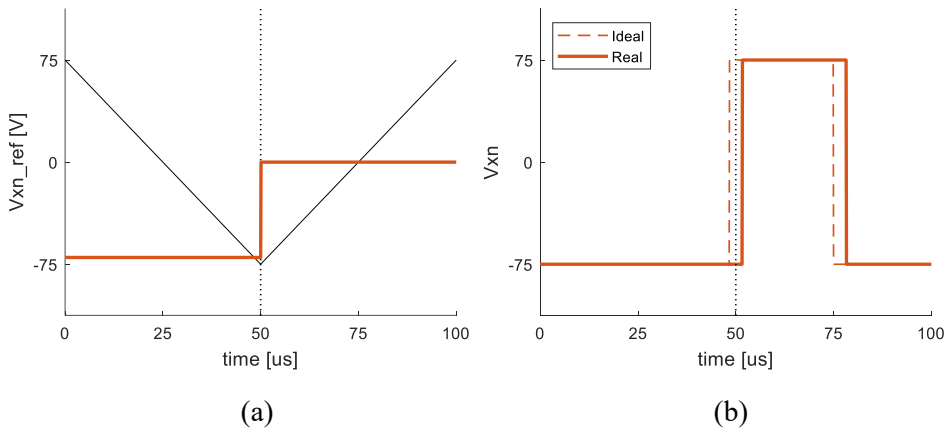


그림 6-13. 온 시퀀스의 (a)  $v_{xn}^* = -70$  V일 때,  
 (b) 이상적인 스위칭 시점 및 실제 스위칭 시점

위와 같은 현상은 오프 시퀀스에서도 발생하며, 오프 시퀀스에서 극 전압 지령이 +70 V인 상황을 나타낸 것이 그림 6-14(a)이다. 마찬가지로, 해당 전압 지령에 따라 발생하는 이상적인 극 전압은 그림 6-14(b)의 점선과 같지만, 시지연이 3.33  $\mu$ s만큼 있음을 가정하면 그림 6-14(b)의 붉은 색 실선과 같은 극 전압이 발생한다. 해당 상황에서도 마찬가지로, 실제 스위칭 시점이 샘플링 시점 이후에 존재한다.

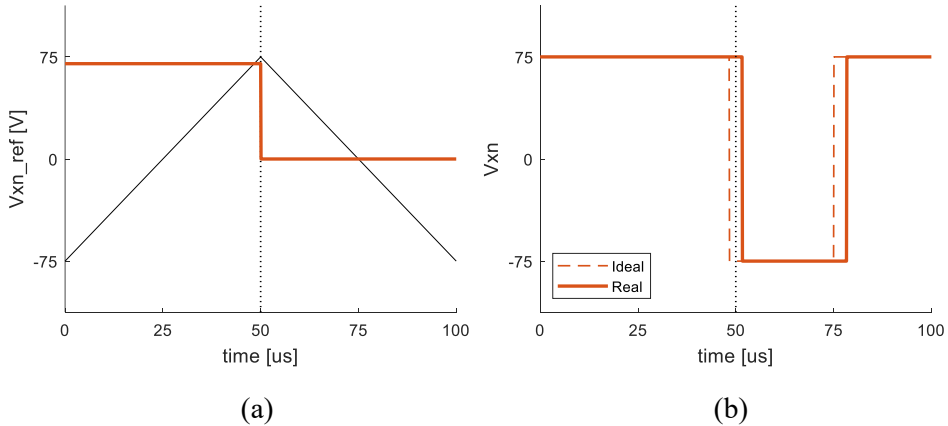


그림 6-14. 오프 시퀀스의 (a)  $v_{xn}^* = 70 \text{ V}$ 일 때,  
(b) 이상적인 스위칭 시점 및 실제 스위칭 시점

결론적으로, 온 시퀀스와 오프 시퀀스에 대하여, 이상적인 스위칭 시점과 실제 스위칭 시점 사이에  $3.33 \mu\text{s}$ 만큼의 시지연이 존재한다면, 그림 6-12의 네 가지 과형에 대하여,  $\pm 75 \text{ V}$ 로부터 대략  $10 \text{ V}$  정도의 극전압 지령 구간에서 측정 잡음이 발생하지 않는다는 것이 설명된다.

다음으로, 해당  $3.33 \mu\text{s}$ 의 시지연에 대한 원인 중 한 가지는  $2 \mu\text{s}$ 로 설정된 인버터의 데드타임이다. 영전류 상황이기 때문에 데드타임이 온전히 해당 시지연에 반영된다. 다음으로  $1.33 \mu\text{s}$ 의 추가 시지연이 필요한데, 이는 각 소자의 턴 온 지연(turn-on delay), 턴 오프 지연(turn-off delay)일 것으로 예상된다. 그림 6-15에는 해당 인버터 모듈의 데이터 시트를 제시하였는데, 턴 온 및 턴 오프 지연이 각각  $2.4 \mu\text{s}$ 와  $3.0 \mu\text{s}$ 로 기재되어있다. 하지만 해당 값들이 측정된 조건이 위의 실험 상황과 많이 다르기 때문에, 해당 값들에 차이가 존재할 수 있을 것으로 생각된다.

한편, 그림 6-11에서 전류 측정 잡음이 존재하지 않는 구간이  $5 \text{ V}$  정도 존재하는데, 이를 시지연으로 환산하면  $1.65 \mu\text{s}$ 이며, 이는 그림 6-11의 실험에 사용한 SiC MOSFET 하프 브리지 모듈 CAB425M12XM3가, 그림 6-12의 실험에 사용한 IGBT 식스팩 인버터 모듈 PS21A79에 비해 스위칭 시지연이 짧은 것을 의미한다.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_j = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted)  
**INVERTER PART**

Symbol	Parameter	Condition	Limits			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
$V_{CE(sat)}$	Collector-emitter saturation voltage	$V_D=V_{DB} = 15\text{V}$ , $V_{IN}= 5\text{V}$ , $I_C= 50\text{A}$	$T_j= 25^\circ\text{C}$ $T_j= 125^\circ\text{C}$	- 1.55	2.05 2.10	V	
$V_{EC}$	FWDi forward voltage	$V_{IN}= 0\text{V}$ , $-I_C= 50\text{A}$		-	1.70 2.20	V	
$t_{on}$	Switching times	$V_{CC}= 300\text{V}$ , $V_D= V_{DB}= 15\text{V}$ $I_C= 50\text{A}$ , $T_j= 125^\circ\text{C}$ , $V_{IN}= 0\leftrightarrow 5\text{V}$ Inductive Load (upper-lower arm)		1.80	2.40	3.60	$\mu\text{s}$
$t_{c(on)}$				-	0.40	0.60	$\mu\text{s}$
$t_{off}$				-	3.00	4.20	$\mu\text{s}$
$t_{c(off)}$				-	0.60	1.20	$\mu\text{s}$
$t_{rr}$				-	0.30	-	$\mu\text{s}$
$I_{CES}$	Collector-emitter cut-off current	$V_{CE}=V_{CES}$	$T_j= 25^\circ\text{C}$ $T_j= 125^\circ\text{C}$	- -	1 10	mA	

그림 6-15. Mitsubishi 社の PS21A79에 대한 데이터 시트 [54]

6.1.2. 전류 측정기의 측정 잡음이 미치는 영향

본 절에서는, 측정기의 측정 잡음이 위치 추정에 미치는 영향을 실험적으로 검증해 보도록 한다. 가장 중요한 것은, 앞 절의 상황과 같이 인버터1과 인버터2의 출력단을 모두 개방시킨 상태이다. 해당 상황에서 두 인버터의 스위칭을 모두 멈추었을 때, 디지털 제어기에 입력되는 전류 측정기들의 측정 결과들을 DAC(digital to analog conversion)하면 그림 6-16과 같다. 한편, 두 인버터에 대하여 영전압 스위칭을 시작하면 전류 측정기들의 측정 결과는 그림 6-17과 같다.

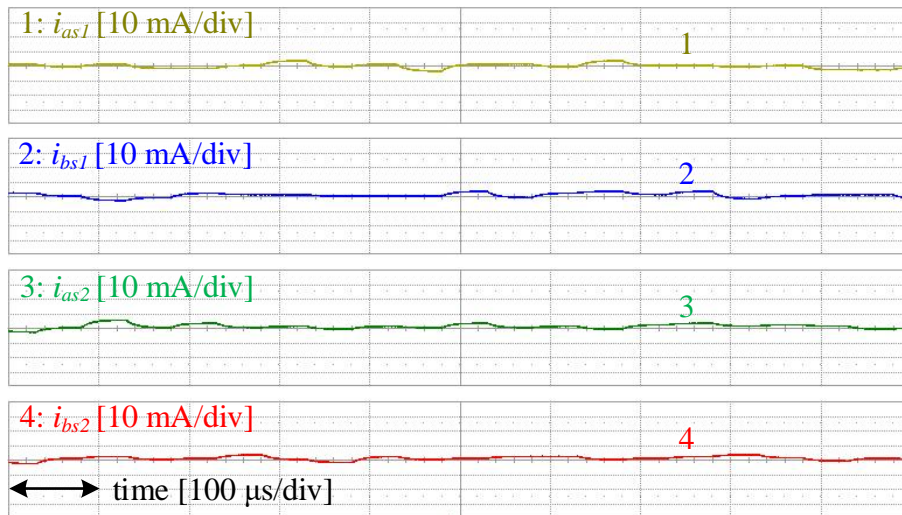


그림 6-16. 인버터가 스위칭 하지 않을 때, 전류 측정 결과

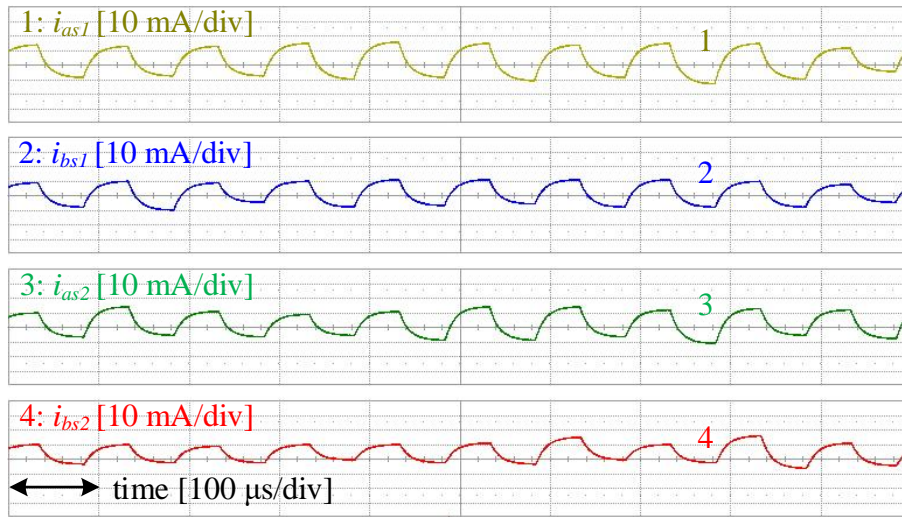


그림 6-17. 인버터가 영전압 스위칭할 때, 전류 측정 결과

참고로, 본 실험에서 사용한 DAC 주파수는 샘플링 주파수와 같은 20 kHz이므로, DAC의 출력은 50  $\mu$ s마다 새로운 값으로 업데이트 된다. 이때, DAC 출력단에 100 kHz의 대역폭을 갖는 R-C 1차 저역 통과 필터를 설치하여 높은 주파수 대역의 잡음은 제거하였다. 해당 필터의 시상수는 10  $\mu$ s이므로, 30  $\mu$ s면 95%에 도달한다.

그림 6-16에서는 전류 측정 결과가 거의 0 A에 가깝지만, 그림 6-17에서는 인버터 출력단이 모두 개방되었음에도 불구하고 스위칭 주파수의 전류 잡음이 측정되는 것을 확인할 수 있다. 해당 잡음의 절대 값은 최대 15 mA 수준으로, 정격 전류인 7.3 A<sub>pk</sub> 대비 0.21% 수준이기 때문에 전동기의 토크 제어에는 거의 영향을 주지 않는 수준이다. 하지만 해당 잡음이 스위칭 주파수의 신호 주입 위치 추정 알고리즘에는 영향을 미칠 수 있는데, 그 첫 번째 근거로 그림 6-18와 그림 6-19을 제시하고 설명한다.

먼저, 그림 6-18는 그림 6-17의 시간축을 100  $\mu$ s/div에서 20 ms/div로 축소한 파형이다. 해당 그림에 대하여, (3.6)와 (3.7)을 기반으로 계산되는 스위칭 주파수 대역 상 전류의 차분 신호는 그림 6-19과 같다. 두 인버터의 각 삼상 전류의 합이 0이라는 가정 하에, 그림 6-19에 제시된 각 인버터의 a, b 상 신호들로부터, c 상 신호들을 역산할 수 있다.

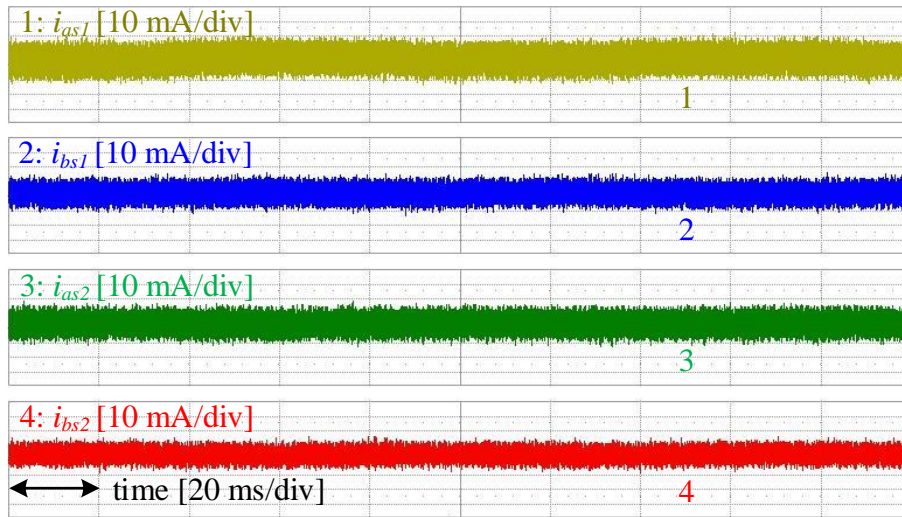


그림 6-18. 인버터가 영전압 스위칭할 때, 전류 측정 결과 축소 파형

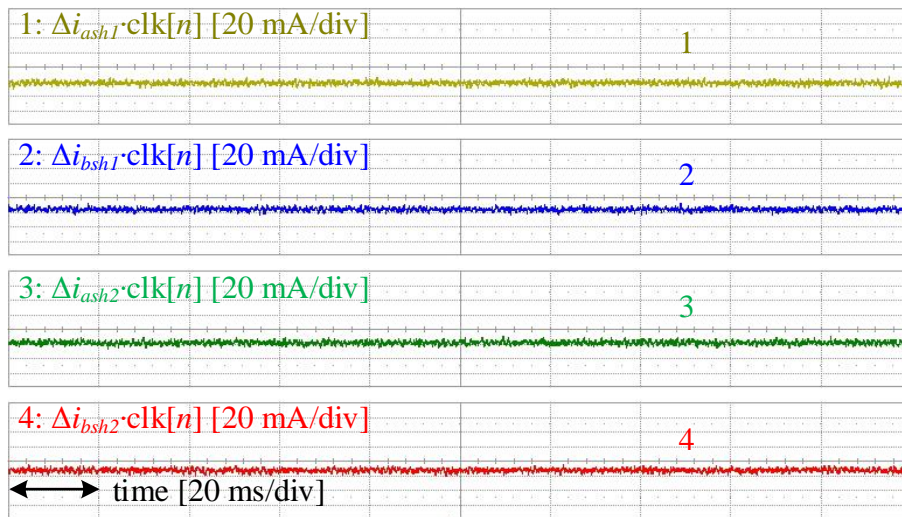


그림 6-19. 스위칭 주파수 대역 상 전류의 차분 신호

다음으로, 실제 전동기는 인버터에 연결되어있지 않지만, 가상의 회전자 좌표계를 설정하여 해당 좌표계를 회전시키며 영전압 스위칭을 지속한다. 이때 인버터1의 각 상 스위칭 주파수 대역 상 전류의 차분 신호는, 가상 회전자 좌표계의 위치와는 관계 없이 일정하기 때문에 그림 6-20와 같이 dc 성분으로 형성된다.

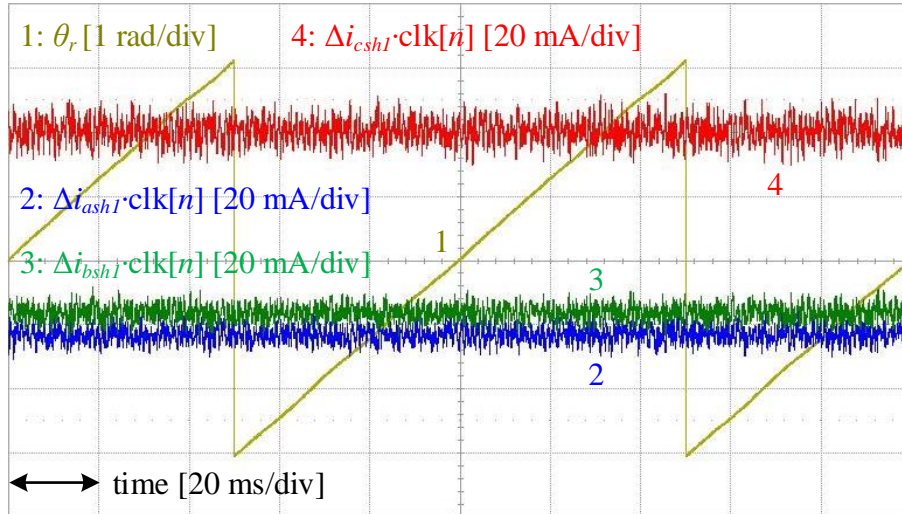


그림 6-20. 회전자 위치에 따른, 스위칭 주파수 대역 상 전류의 차분 신호 위 그림의 각 상 차분 신호를, 가상 회전자 좌표계의 d, q축 성분으로 변환하면 그림 6-21과 같이 나타난다. 두 신호 중 q축 성분은 위치 추정 알고리즘에서 사용되는 위치 신호  $i_{sig}$ 와 동치이다.

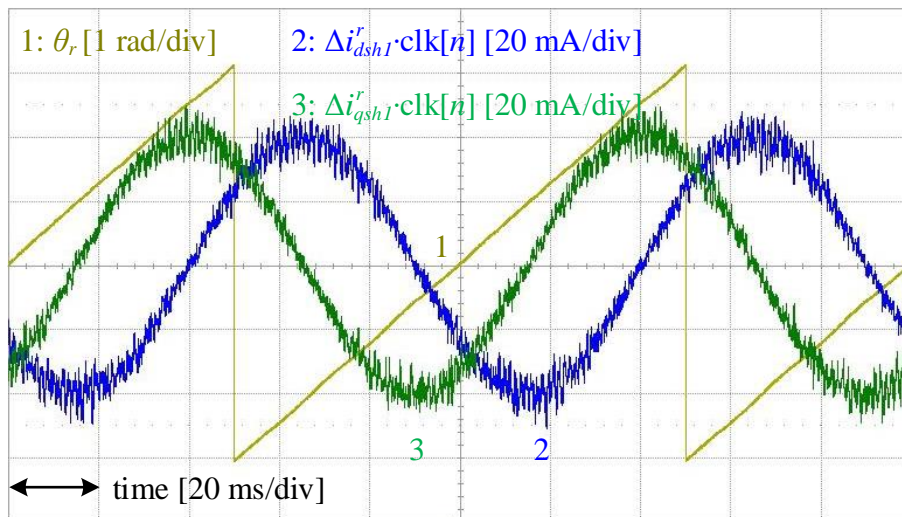


그림 6-21. 회전자 위치에 따른, 스위칭 주파수 대역 d, q축 전류의 차분 신호 인버터2에 대해서도 같은 작업을 수행한 뒤, 두 인버터의 전류 신호로부터 얻어지는 위치 신호  $i_{sig1}$ 과  $i_{sig2}$ 를 동시에 도시하면 그림 6-22과 같다. 그림에서 볼 수 있듯이, 두 신호의 크기는 약간 다르지만 위상이 일치하는 1고조파의 형태인데, 이는 즉 1고조파의 위치 추정 오차로 환산된다.



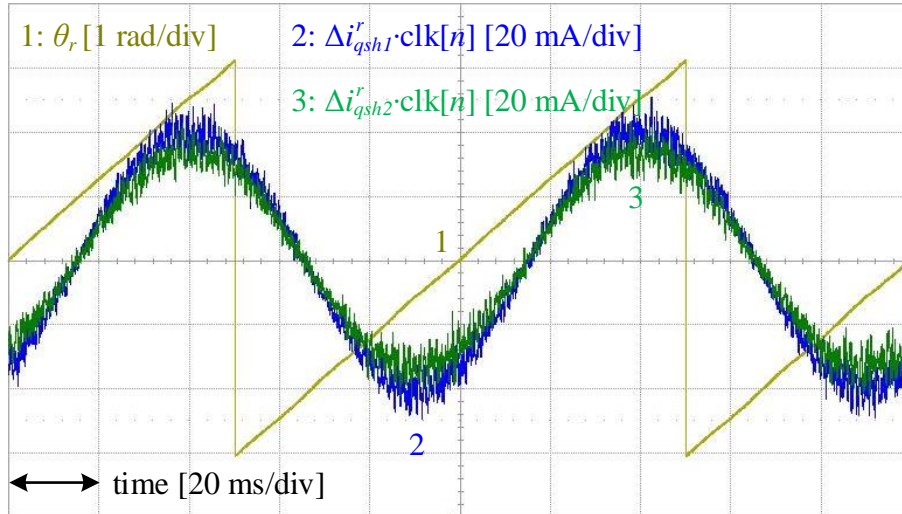


그림 6-22. 회전자 위치에 따른, 인버터1과 인버터2의  $i_{sig}$

한편, 제 4장에서 제시된 case1과 case2에서, 인버터1은 온/오프 시퀀스에 클락 신호가 +1/-1인 반면, 인버터2는 온/오프 시퀀스에 클락 신호가 -1/+1이다. 이에 따라 인버터1과 인버터2에서 전류 측정 잡음으로 인해 발생하는 위치 신호는 그림 6-23과 같이 서로 반대되는 위상을 갖고 발생한다. 결론적으로, 두 신호를 평균 내면 해당 위치 추정 오차가 상당 부분 상쇄될 것을 예상할 수 있다.

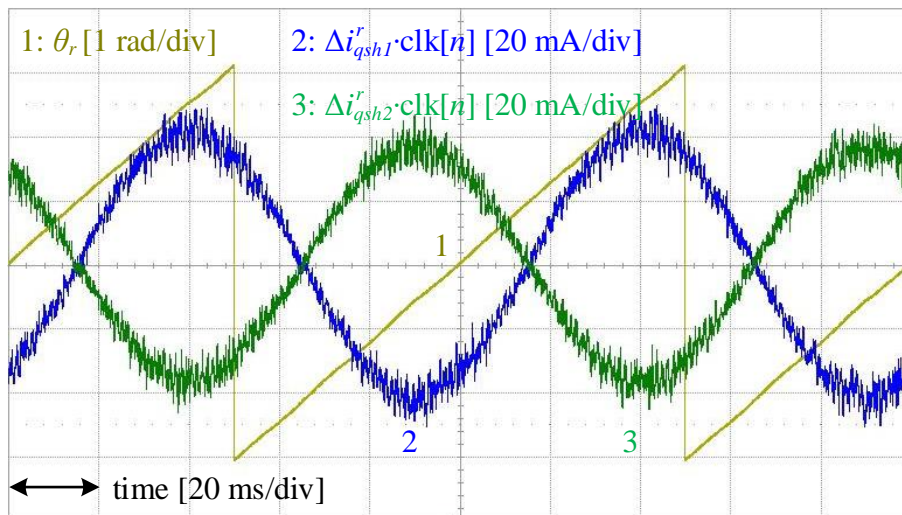


그림 6-23. 제안된 기법에서의 인버터1과 인버터2의  $i_{sig}$

### 6.1.3. 여러 가지 전류 측정기들의 전류 측정 잡음

3.1.2절에서 제안한 전류 측정 잡음의 원인 및 6.1.1절에서 제시한 실험 결과들이 LEM 社의 LA 55-P/SP1만의 문제가 아님을 증명하기 위해, 다른 제조사의 전류 측정기들에 대해서도 잡음을 측정해본다. LA 55-P/SP1와 같은 50 A<sub>rms</sub> 정격을 갖는 두 가지 전류 측정기를 선정하였으며, 각각 ABB 社의 EL50P1과 Honeywell 社의 CSNP661이다. 해당 전류 측정기들에 대하여 6 mm<sup>2</sup> 전선을 2 턴 감았고, 해당 전선 한 쪽 끝은 인버터 출력단에 연결하고, 다른 한 쪽 끝은 개방시켰다. 측정 저항은 215.37 Ω, 직류단 전압을 150 V로 선정한 뒤, 극 전압 지령에 따른 전류 측정 잡음은 그림 6-24와 같이 도시하였다. 앞서 서술한 누설 전류의 매커니즘에 따라, 세 가지 전류 측정기 모두 극 전압 상승 구간과 공진 구간이 구분되어 보이며, 공진 구간에서의 공진 주파수나 감쇠 계수는 전류 측정기에 따라 차이가 존재한다. 결과적으로 CSNP661의 측정 잡음이 가장 심한 것으로 나타난다.

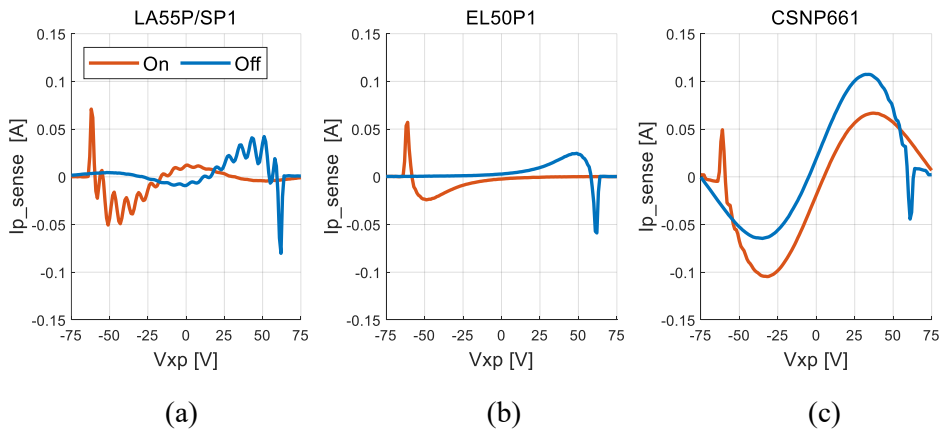


그림 6-24. 직류단 전압이 150 V일 때 발생한 전류 측정 잡음

(a) LA 55-P/SP1, (b) EL50P1, (c) CSNP661

한편, 직류단 전압을 150 V에서 300 V로 증가시켰을 때 발생하는 전류 측정 잡음을 그림 6-25에 도시하였다. 그림 6-24와 그림 6-25를 비교하였을 때, 직류단 전압이 2 배 증가함에 따라 전류 측정 잡음도 2 배로 증가하는 현상을 확인할 수 있으며, 앞에서 제시한 누설 전류 모델링을 다시 한번 검증할 수 있다.

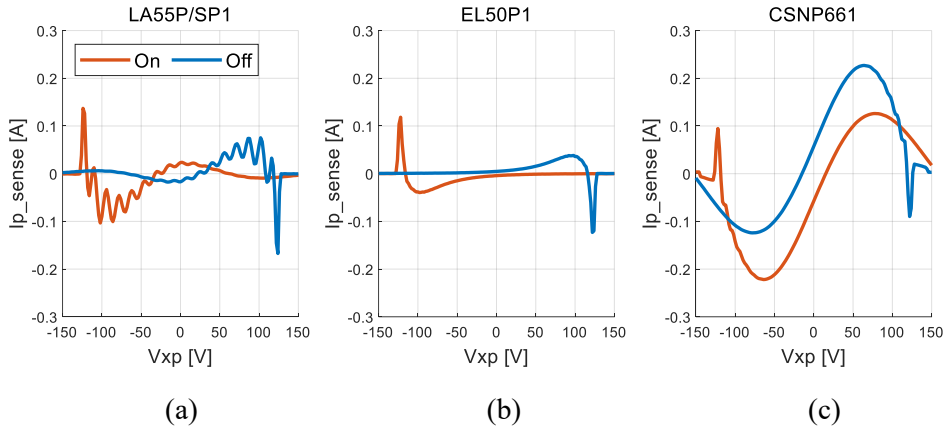


그림 6-25. 직류단 전압이 300 V일 때 발생한 전류 측정 잡음

(a) LA 55-P/SP1, (b) EL50P1, (c) CSNP661

각 전류 측정기의 데이터 시트에서 제시한 최대 오차율은 순차적으로 0.65%, 0.5%, 0.5%인데, 1 차측 전선을 2 턱씩 감았기 때문에 정격 전류는 25 A<sub>rms</sub>이고, 0.5%는 0.177 A에 해당한다. 이때, 그림 6-25(c)의 파형을 보면, CSNP661의 최대 오차율을 넘어가는 전류 측정 잡음이 발생하는 것을 확인할 수 있다.

다음으로, 직류단 전압을 150 V로 선정하고, 20 V 크기의 스위칭 주파수 구형파 전압 신호를 회전자 좌표계 d축에 주입하는 상황을 가정하면, 각 상의 극 전압 지령으로부터 구해지는 전류 측정 잡음을 위치 추정 오차로 환산하여 그림 6-26~ 그림 6-28과 같이 나타낼 수 있다.

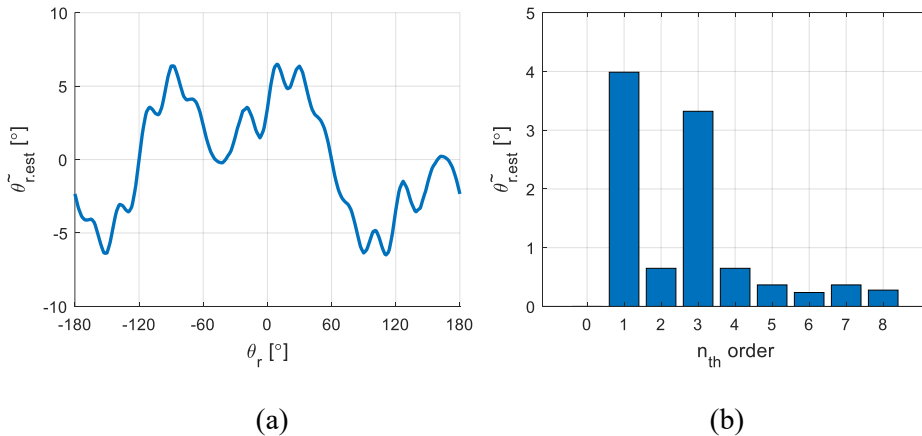


그림 6-26. LA 55-P/SP1의 전류 측정 잡음으로부터 환산된 위치 추정 오차

(a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$ , (b) DFT

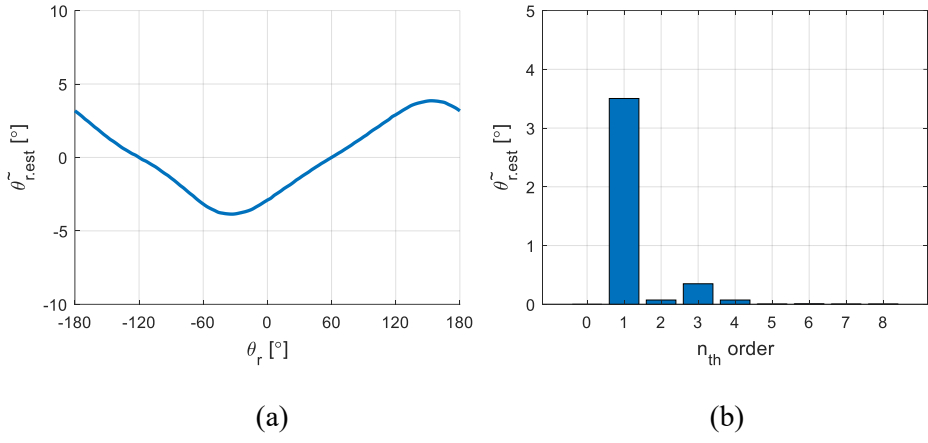


그림 6-27. EL50P1의 전류 측정 잡음으로부터 환산된 위치 추정 오차

(a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$ , (b) DFT

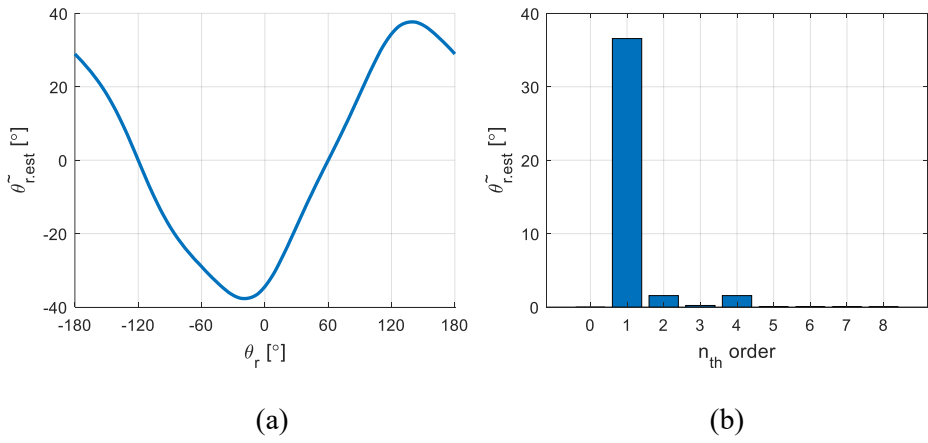


그림 6-28. CSNP661의 전류 측정 잡음으로부터 환산된 위치 추정 오차

(a)  $\theta_r$ 에 따른  $\tilde{\theta}_{r,est}$ , (b) DFT

그림 6-26과 그림 6-27에서 보이는 위치 추정 오차는 5° 수준으로 전동기의 토크 제어 상황에서는 충분히 작은 값이다. 하지만 CSNP661의 전류 측정 잡음이 큰 만큼, 그림 6-28의 결과에는 40°에 육박하는 위치 추정 오차가 존재한다. 이는 전동기 제어에 치명적일 수 있다.

위의 세 파형에 대한 DFT 결과에서 위치 추정 오차에는 1 고조파 혹은 1, 3 고조파가 우세하게 발생하며, 비대칭 신호 주입 센서리스 알고리즘을 적용하면 해당 위치 추정 오차의 홀수 고조파들이 상쇄될 것이다. 특히, 전류 측정기로 CSNP661을 사용한 인버터 시스템의 경우, 제안된 기법이 더욱 유효할 것으로 예상된다.

#### 6.1.4. 인버터의 전압 합성 오차

본 절에서는 인버터의 데드타임 구간에서 발생하는 전압 오차를 측정할 기준 논문들 [61], [62]를 참고하여, 그림 6-1의 두 인버터에 대한 측정 결과를 제시한다. 측정 방법을 간단히 소개하면 다음과 같다. 우선 총 세번의 측정을 진행하는데, 각 측정에서 회전자 좌표계를 전기각 기준  $-30^\circ$ ,  $+90^\circ$ ,  $+210^\circ$ 에 고정시킨다. 해당 상황에서 각각 d축 전류를 주입하면,  $-30^\circ$  고정일 때는 a, b 상 도통,  $+90^\circ$  고정일 때는 b, c상 도통,  $+210^\circ$  고정일 때는 c, a 상이 도통된다. 참고로, d축 전류를 주입하기 때문에 토크는 발생하지 않는다.

위의 상황에서, 회전자의 회전 속도는 0이기 때문에 d축에 dc 전류를 흘릴 때 필요한 전압은 (6.1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s i_{ds}^r \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6.1)$$

다음으로,  $-10\text{ A} \sim 10\text{ A}$  사이에 121 개의 지점을 선정하고, d축 전류를 해당 값들로 제어하는 상황을 구현한다. 각 전류 지령에서 발생하는 d축 전압 지령을 1000 번씩 측정하여 평균 값을 취한 후, 회전자의 위치가  $-30^\circ$ 일 때는  $v_{ds1}^{r*}$  에,  $+90^\circ$ 일 때는  $v_{ds2}^{r*}$  에,  $+210^\circ$ 일 때는  $v_{ds3}^{r*}$  에 저장한다. 이때, 해당 세 변수들로부터 환산되는, 임의의 상 전류를 합성하기 위해 필요한 극 전압 지령은 (6.2)와 같이 계산된다.

$$\begin{bmatrix} v_{an}^* \\ v_{bn}^* \\ v_{cn}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds1}^{r*} \\ v_{ds2}^{r*} \\ v_{ds3}^{r*} \end{bmatrix}. \quad (6.2)$$

해당 과정을 인버터1과 인버터2에서 각각 수행한 결과를 도시하면 그림 6-29과 같다. 참고로, 해당 실험에서 인버터의 직류단 전압은 앞서 언급한 것과 같이  $150\text{ V}$ 이며, 데드타임은  $2\ \mu\text{s}$ 로 설정하였다.

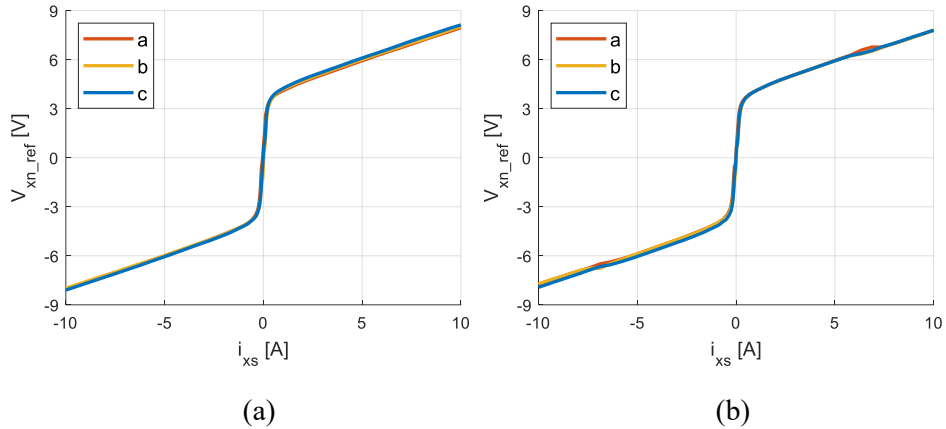


그림 6-29. 상 전류에 따른 극 전압 지령 (a) 인버터1, (b) 인버터2

멀티미터(multi-meter)를 통해 측정한 전동기의 권선 저항 값은  $0.4 \Omega$ 이었다. 이를 (6.1)에 대입하여, 임의의 상 전류를 흘리기 위해 실제로 필요한 전압 지령을 계산한 뒤, 그림 6-29에서 빼주면 그림 6-30와 같다. 해당 그림은 인버터의 각 레그 별, 상 전류에 따른 전압 합성 오차를 의미한다. 해당 파형은 영전류 근처에서 급격히 변하는데, 해당 부분을 확대하면 그림 6-31과 같다.

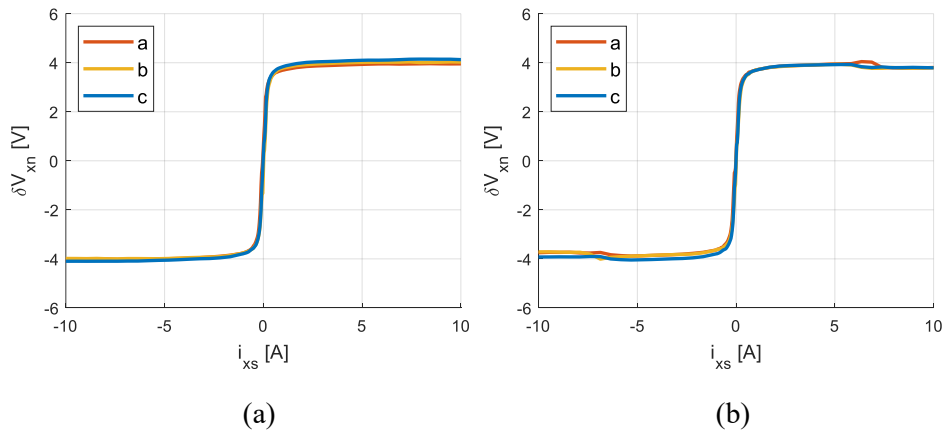


그림 6-30. 상 전류에 따른 전압 오차 (a) 인버터1, (b) 인버터2

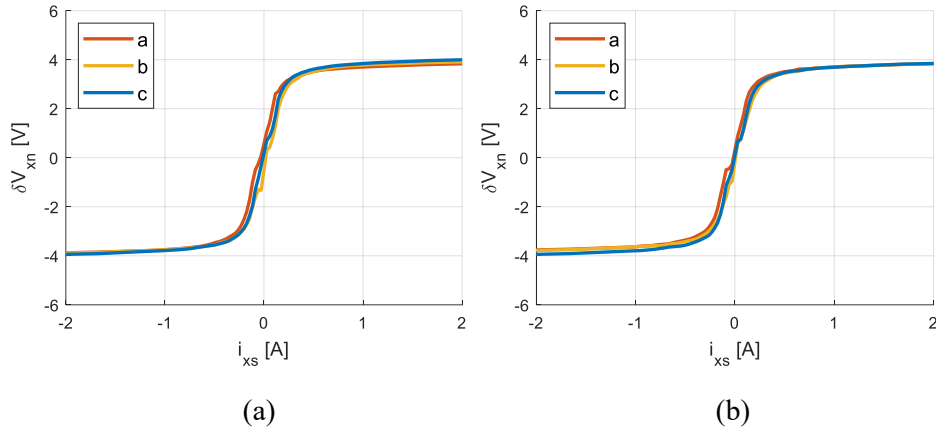


그림 6-31. 상 전류에 따른 전압 오차 확대 파형

(a) 인버터1, (b) 인버터2

위의 파형을 구성하는 성분은 크게 두 가지로 분류할 수 있는데, 한 가지는 3.3절에서 서술했던 데드타임으로 인한 전압 오차이고, 다른 한 가지는 다이오드와 IGBT의 순방향 전압 강하(forward voltage drop)이다.

위의 측정 결과를, 이론적으로 계산되는 값과 비교해 보도록 한다. 먼저 인버터1과 인버터2에 사용된 인버터 모듈 PS21A79의 데이터 시트에는 [54], 순방향 전류에 따른 다이오드와 IGBT에 대한 전압 강하에 대한 정보가 매우 부족하게 제시되어있다. 이에 따라 같은 Mitsubishi社의 인버터 모듈 중, PS21A79와 정격 전압 및 정격 전류가 같고, 같은 5세대 IGBT로 구성된 PM50CL1A060의 데이터 시트로부터 전압 강하 내용을 차용하여 그림 6-32(a)에 도시하였다 [63]. 해당 그림에서, 전류에 따른 IGBT의 전압 강하는 빨간 색 다이오드의 전압 강하는 파란 색, 두 파형의 평균은 노란 색으로 표현 하였다.

다음으로, 3.3절에서 스위칭 시점 전류를 기반으로 데드타임 구간에서 발생하는 전압 오차를 수식화 하였는데, 인덕턴스가 충분하여 샘플링 시점 전류와 스위칭 시점 전류가 큰 차이가 나지 않는다는 가정 하에, 샘플링 시점 전류에 따른 데드타임 구간 전압 오차를 계산하여 도시한다. 해당 계산에 필요한 제정수로,  $T_s = 50 \mu\text{s}$ ,  $T_d = 2 \mu\text{s}$ ,  $V_{dc} = 150 \text{ V}$ ,  $C_o = 550 \text{ pF}$ 를 사용하면, 그 결과를 그림 6-32(b)와 같이 나타낼 수 있다. 해당 그림에서, 온 시퀀스의 전압 오차는 빨간 색, 오프 시퀀스의 전압 오차는 파란 색,

두 파형의 평균은 노란 색으로 표현하였다.

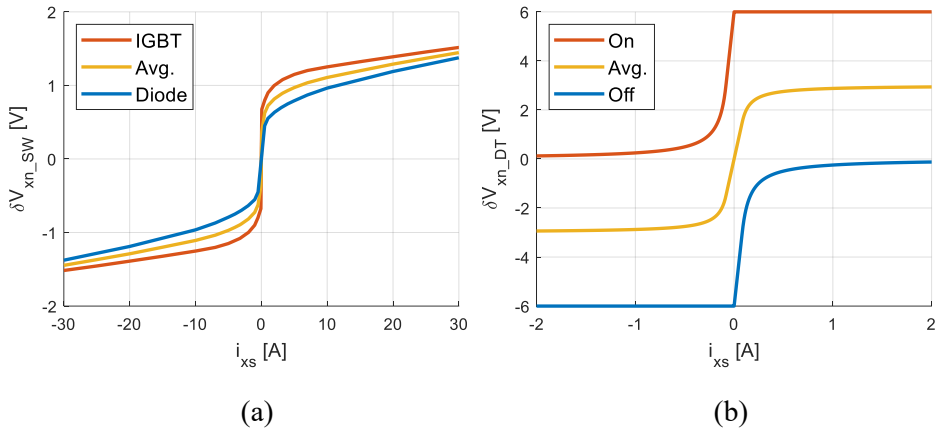


그림 6-32. (a) 소자 종류 별 전류에 따른 전압 강하,  
(b) 데드타임 구간 내의 전압 오차

그림 6-32(a)의 평균 값과 그림 6-32(b)의 평균 값을 합한 결과를 그림 6-33와 같이 나타낼 수 있는데, 이는 그림 6-31에서 제시되었던 측정 결과와 매우 유사하다는 것을 확인할 수 있다. 이에 따라 실험에서 사용되는 인버터의 기생 캐패시턴스  $C_o$ 가 대략 550 pF정도인 것으로 추정할 수 있다.

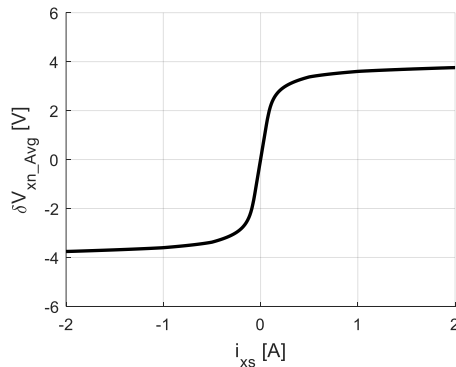


그림 6-33. 이론적으로 구해지는 상 전류에 따른 전압 오차

위의 내용을 바탕으로, 4.1.2절에서 서술된 위치 추정 오차의 3 고조파 상쇄 조건에 대하여 논해본다. 먼저, 그림 6-30에서 보여지는 인버터1의 a상과 인버터2의 a상 전압 오차가 상당히 유사하고, b상과 c상에 대해서도 그러하다. 또 하나의 조건인 (4.25)는, 각 상의 데드타임 구간 전압 오차에 대하여 그림 6-32(b)와 같이, 온 시퀀스와 오프 시퀀스에서



발생하는 전압 오차가 서로 원점 대칭이어야 하는 것을 의미한다. 이는 두 인버터의 각 상 레그에 대하여, 윗 상 소자와 아랫 상 소자의 반도체적 특성이 같다고 가정하여 별도로 증명하지 않는다. 결론적으로, 제안된 기법에서 해당 위치 추정 오차에서 3 고조파 성분의 상쇄가 가능할 것으로 예상된다.

## 6.2. 구형과 전압 주입 실험 결과

본 절에서는 제 4장에 제시된 세 가지 구형과 전압 주입 기법들을, 실제 이중 삼상 전동기 시스템에서 구현한 결과 파형들을 제시한다. 그 후, 해당 파형들의 비교를 통하여 제안된 기법의 성능을 입증한다. 먼저 해당 실험 세트 구성은 그림 6-34과 같다.

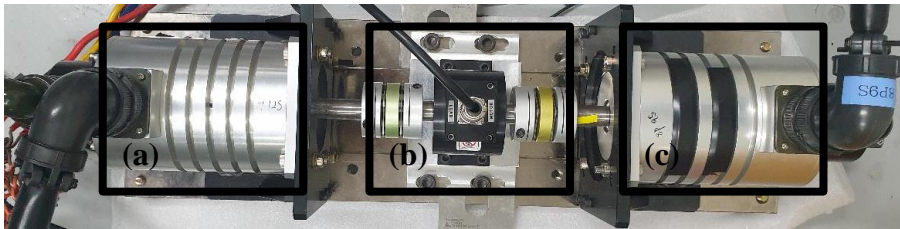


그림 6-34. 이중 삼상 전동기 M-G 세트 구성

(a) 8 극 12 슬롯 이중 삼상 전동기, (b) 토크 측정기, (c) 부하기

위의 그림에서 (a)에는 본 논문의 실험 대상인 8극 12 슬롯 이중 삼상 전동기, (b)에는 토크 측정기, (c)에는 부하기가 나타나있다. 본 논문에서는 토크 측정기가 사용되지 않았으며, 부하기는 실험 대상 전동기의 회전자 위치 혹은 회전 속도를 제어한다.

다음으로, 실험 대상 전동기의 MTPA 궤적을 실험적으로 추출한다. 우선 전동기를 일정한 속도로 회전 시키는 상태에서, 회전자 좌표계 상의 전류 운전점을 변동시키며 토크가 최대로 인가되는 궤적을 추적한다. 이를 위해 전류 크기는 고정하고 전류 각에 변동을 주며, 각 운전점에서 측정되는  $d$ ,  $q$ 축 전류 및 전압을 내적하여 출력되는 전력을 계산한다. 이때, 전류의 크기는 일정하므로 동손(copper loss)은 일정하다. 따라서, 해당 출력 전력이 최대가 되는 지점은 MTPA 궤적 위의 운전점이라고 할 수 있다. 해당 방법을 통해 추출한 MTPA 궤적은 그림

6-35와 같다. 해당 그림은 명목(nominal) 제정수 값들만 사용하여 계산한 그림 5-43의 MTPA 궤적과는 약간 차이를 보인다.

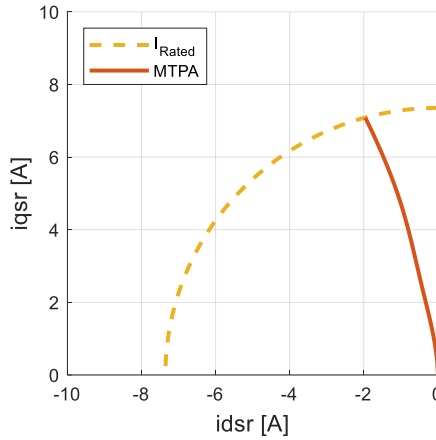


그림 6-35. 실험을 통해 구한 MTPA 궤적

또 하나의 운전 조건으로, 실험 대상 전동기의 정격 속도는 4500 r/min인데, 신호 주입 센서리스 운전이 적용되는 최고 속도를 정격 속도의 22% 수준인 1000 r/min으로 선정한다. 반면 최저 속도는 당연히 0 r/min이지만, 해당 속도에서 실험을 진행하는 경우 회전자의 위치에 따른 임의의 파형을 추출하는데 상당한 시간이 소요된다. 따라서, 토크의 리플 성분으로 인해 발생하는 회전자의 속도 리플이 충분히 작아지는 150 r/min을 본 실험의 최저 속도로 선정하였다. 최종적으로, 본 절의 실험 조건은 아래의 네 가지 상황으로 정리한다.

- ① 부하기 속도 제어 150 r/min, 전동기 토크 지령 0 p.u.
- ② 부하기 속도 제어 150 r/min, 전동기 토크 지령 1 p.u.
- ③ 부하기 속도 제어 1000 r/min, 전동기 토크 지령 0 p.u.
- ④ 부하기 속도 제어 1000 r/min, 전동기 토크 지령 1 p.u.

다음으로, 제 4장의 분석 및 제안 사항을 다시 상기해본다. 우선, 전류 측정기의 측정 잡음으로 인해 위치 추정 오차의 1 고조파가 발생하고, 인버터의 데드타임 구간 전압 합성 오차로 인해 위치 추정 오차의 3 고조파가 발생함을 분석하였다. 이에 대하여, 이중 삼상 전동기의 비대칭 신호 주입을 제안하였고, 해당 상황에서 위치 추정 오차의 홀수 고조파 상쇄 조건으로 다음 세 가지 물리량이 (6.3)을 만족해야 한다.

$$f_x(\theta_r) = -f_y(\theta_r + 180^\circ). \quad (6.3)$$

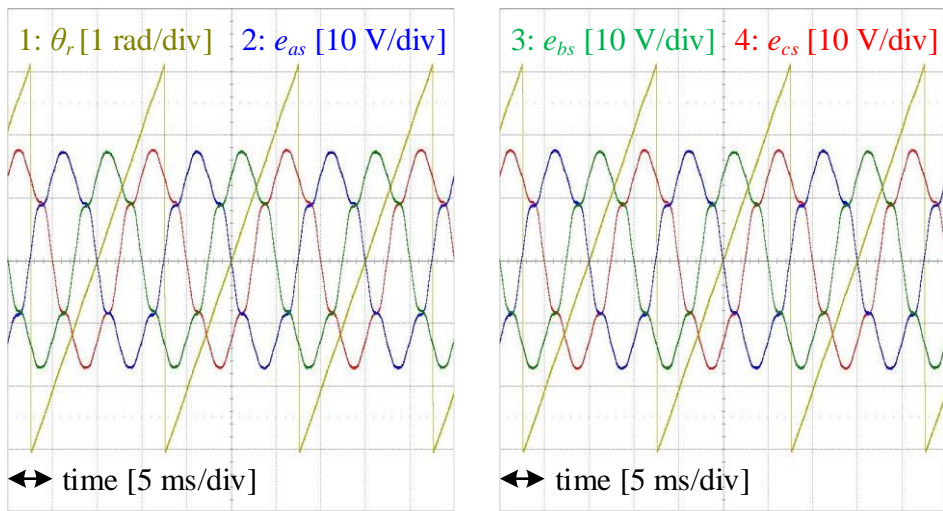
- A.  $f_x$ : 인버터1에서 감지되는 삼상 역기전력  
 $f_y$ : 인버터2에서 감지되는 삼상 역기전력
- B.  $f_x$ : 인버터1의 온/오프 시퀀스 극 전압 지령  
 $f_y$ : 인버터2의 오프/온 시퀀스 극 전압 지령
- C.  $f_x$ : 인버터1의 피크/밸리 시점 상 전류  
 $f_y$ : 인버터2의 밸리/피크 시점 상 전류

이에 따라 6.2.1절에서는, 제 4장에서 제시한 세 가지 신호 주입 기법 case0, case1, case2에 대해 주입 전압을 20 V로 선정하여 위의 A, B, C 관계가 (6.3)을 만족하는지 확인해본다. 이때, 4.1.2절의 마지막 문단에서 언급했던 내용으로, A와 B가 (6.3)을 만족하면 C 역시 (6.3)을 만족한다는 것에 대한 실험 결과가 제시된다. 해당 실험은 앞서 정리되었던 네 가지 실험 조건들 중 ①과 ④에서만 진행한다.

다음으로, 6.2.2절과 6.2.3절에서는 ①에서 ④까지의 네 가지 실험 조건들 모두에서, case0, case1, case2의 위치 추정 알고리즘의 성능 비교를 진행한다.

### 6.2.1. 위치 추정 오차의 홀수 고조파 상쇄 조건 검증

먼저 이중 삼상 전동기의 입력 단자를 개방하고 부하기를 통해 회전 속도를 1000 r/min으로 제어한다. 해당 상황에서 감지되는 인버터1과 인버터2에 할당된 두 삼상 권선의 역기전력은 그림 6-36와 같다. 각 상별로 그림 6-36(a)와 그림 6-36(b)의 파형이 거의 일치하는 것을 확인할 수 있는데, 각 파형은 반파 대칭을 만족하므로 홀수 고조파들로만 이루어져있을 것을 예상할 수 있다. 따라서 두 인버터에서 감지되는 삼상 역기전력은 (6.3)의 조건을 만족한다.



(a)

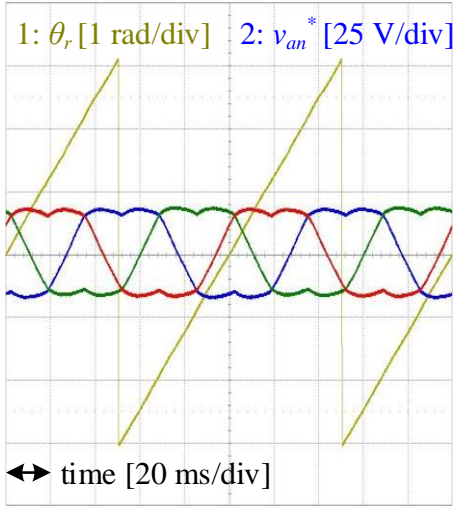
(b)

그림 6-36. 1000 r/min에서 측정된 이중 삼상 전동기의 상 역기전력

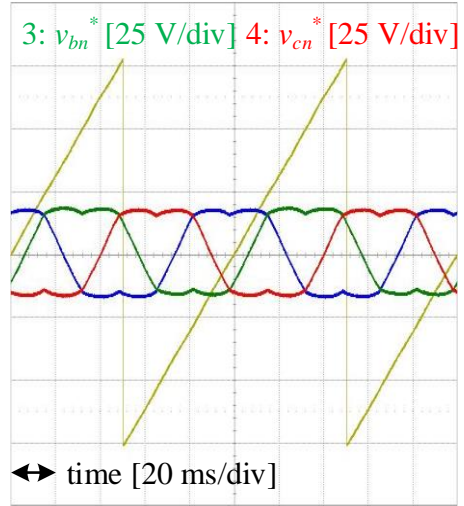
(a) 인버터1, (b) 인버터2

역기전력 파형은 속도에 비례하여 크기는 변하지만 고조파 양상은 변하지 않기 때문에, 150 r/min에서도 역기전력 파형은 (6.3)의 조건을 만족한다.

다음으로, 부하기로 150 r/min의 속도 제어를 수행하며, 이중 삼상 전동기에 0 pu 토크 지령을 인가하는 상황을 구현한다. 이때, 20 V의 구형파 주입 전압을 통해 구현되는 case0, case1, case2에서 인버터1과 인버터2의 극 전압 지령을 그림 6-37 ~ 그림 6-42에 제시하였다. 기존의 신호주입 기법을 의미하는 case0에서는 (6.3)을 만족하지 않고, case1과 case2에서는 (6.3)을 만족하는 것을 확인할 수 있다.



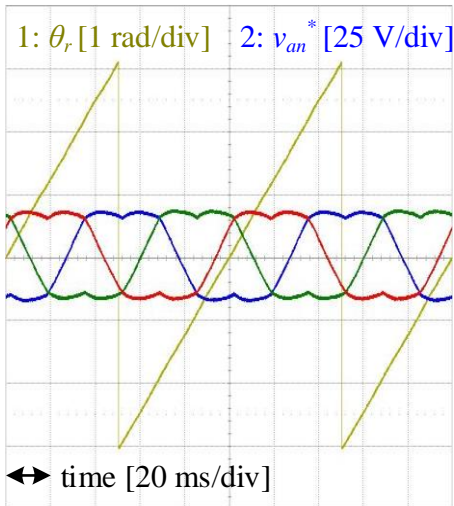
(a)



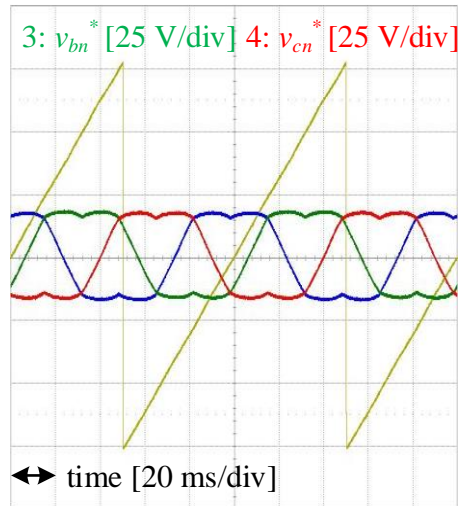
(b)

그림 6-37. case0에서 인버터1의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



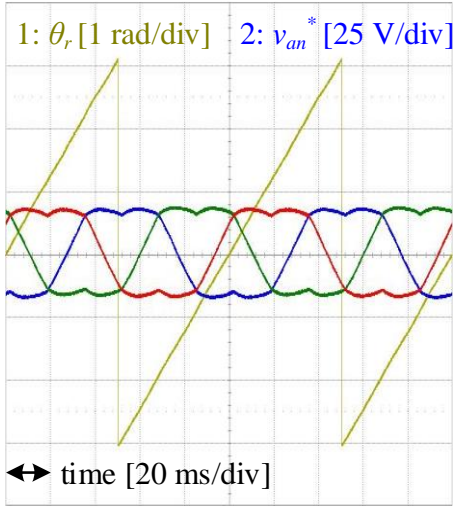
(a)



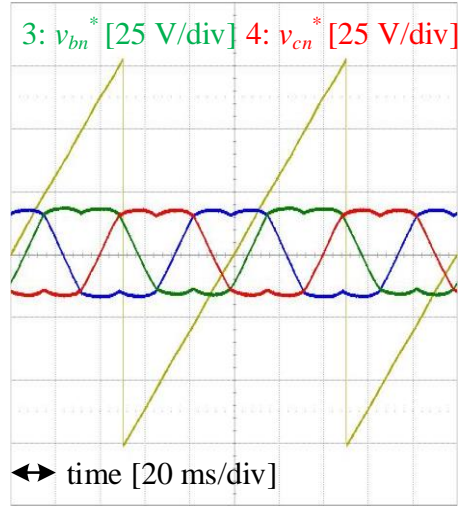
(b)

그림 6-38. case0에서 인버터2의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



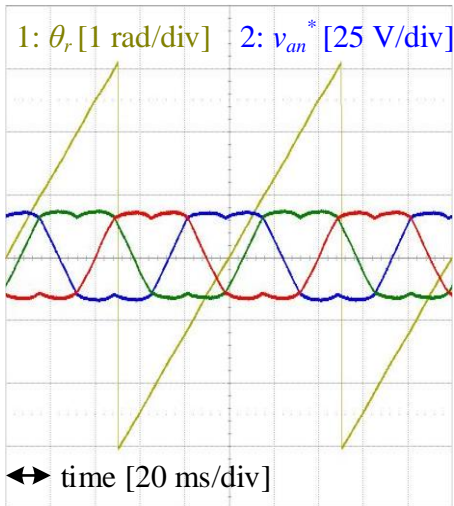
(a)



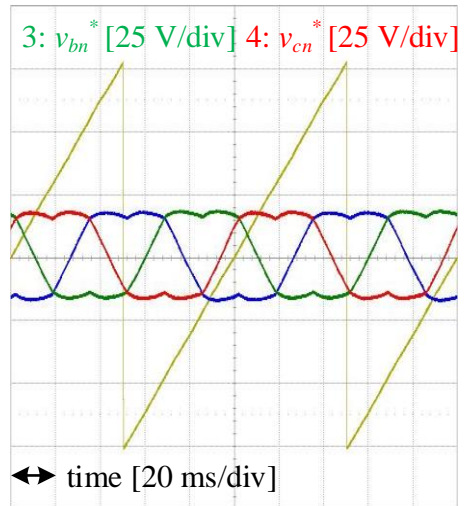
(b)

그림 6-39. case1에서 인버터1의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



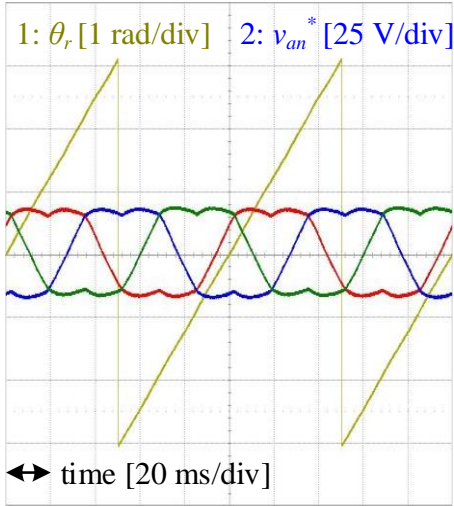
(a)



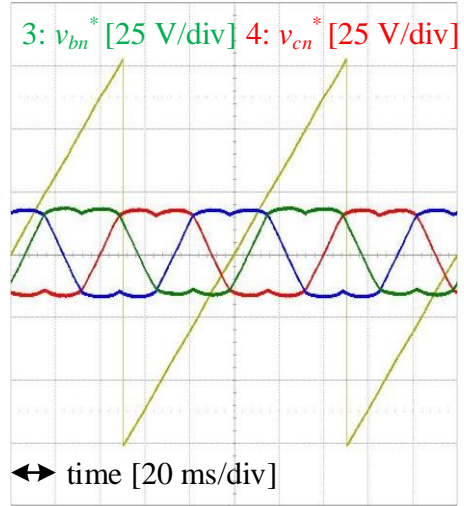
(b)

그림 6-40. case1에서 인버터2의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



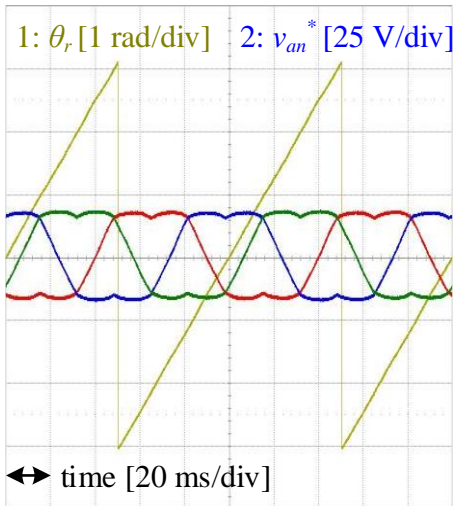
(a)



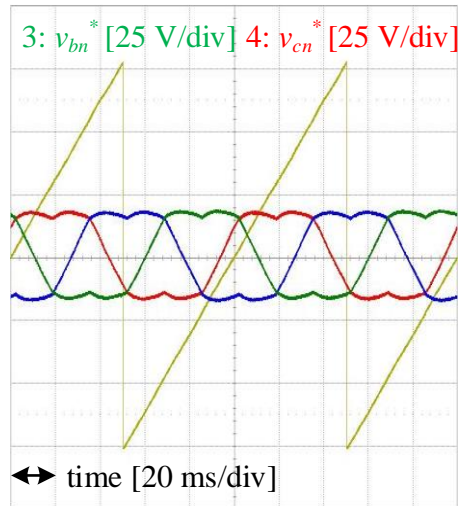
(b)

그림 6-41. case2에서 인버터1의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



(a)

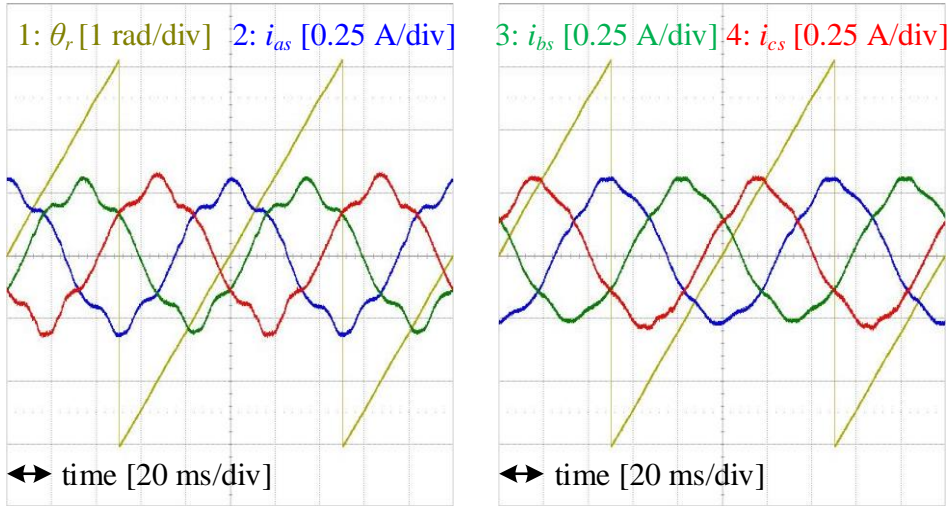


(b)

그림 6-42. case2에서 인버터2의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

다음으로, 해당 상황에서의 샘플링 시점 전류를 case 별로 제시하면 그림 6-43 ~ 그림 6-48과 같다. 이에 대해서도, case0은 (6.3)을 만족하지 못한다. 한편, case1과 case2의 결과에 대하여, 몇몇 파형들은 반과 대칭을 만족하지 않아 짝수 고조파들이 섞여 있음에도 불구하고, (6.3)을 잘 만족하는 것을 확인할 수 있다.

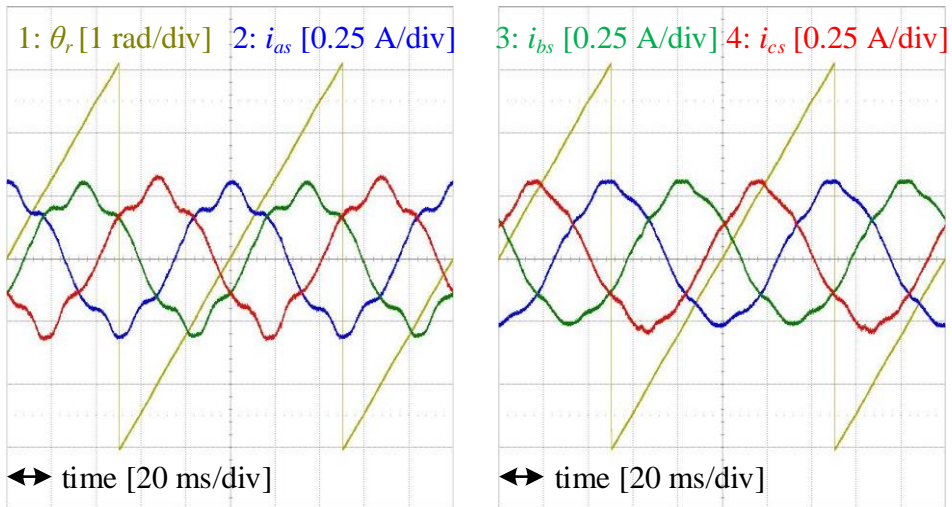


(a)

(b)

그림 6-43. case0에서 인버터1의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점



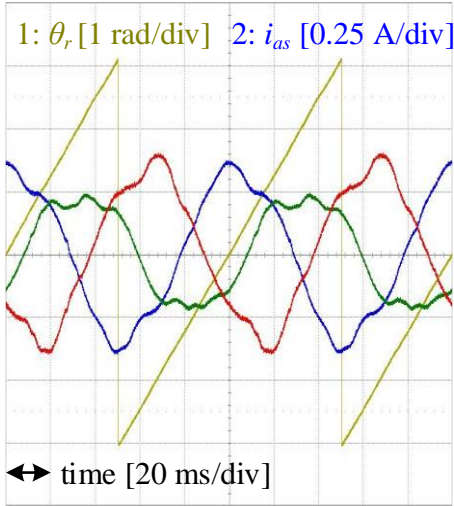
(a)

(b)

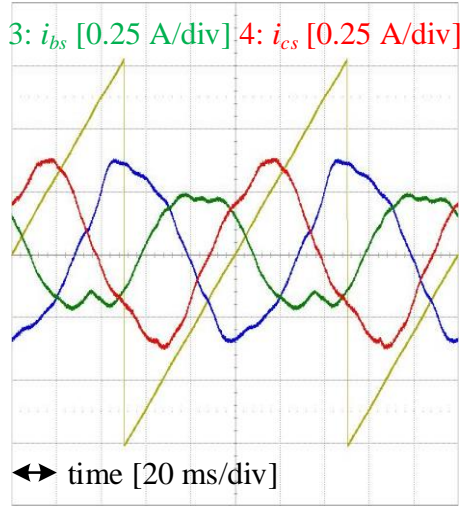
그림 6-44. case0에서 인버터2의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점





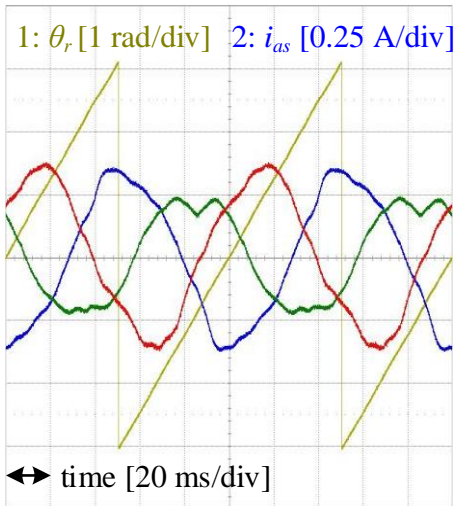
(a)



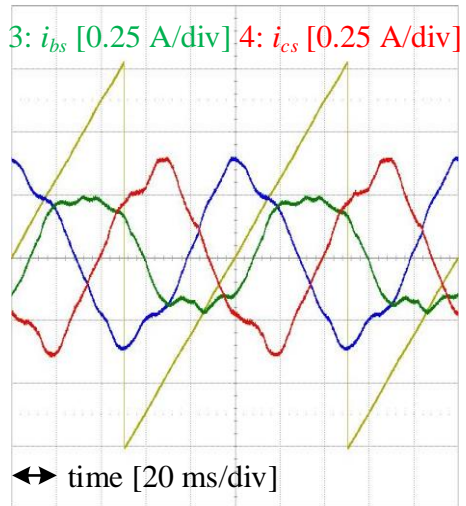
(b)

그림 6-45. case1에서 인버터1의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점



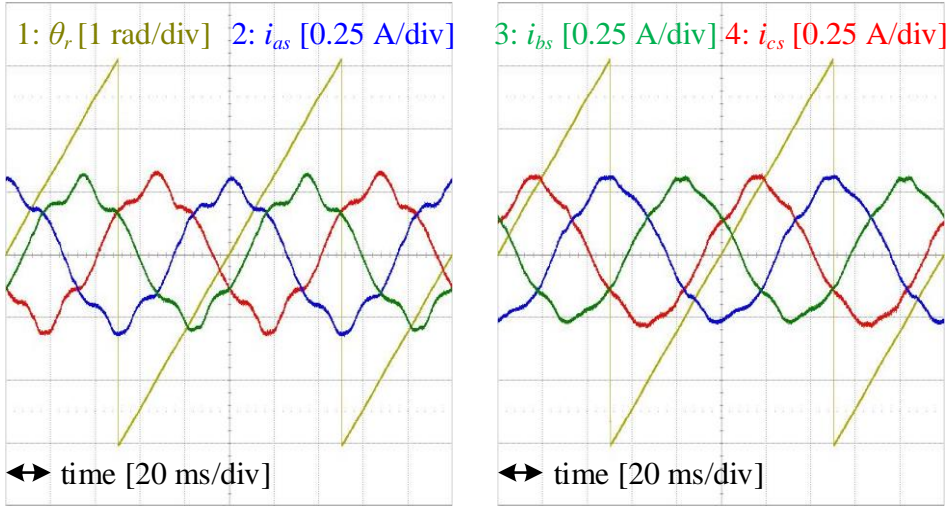
(a)



(b)

그림 6-46. case1에서 인버터2의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점

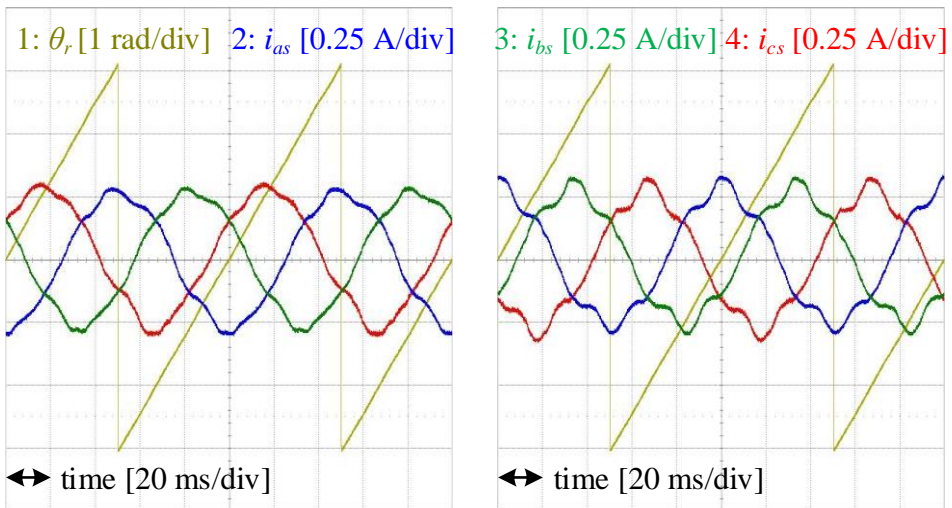


(a)

(b)

그림 6-47. case2에서 인버터1의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점



(a)

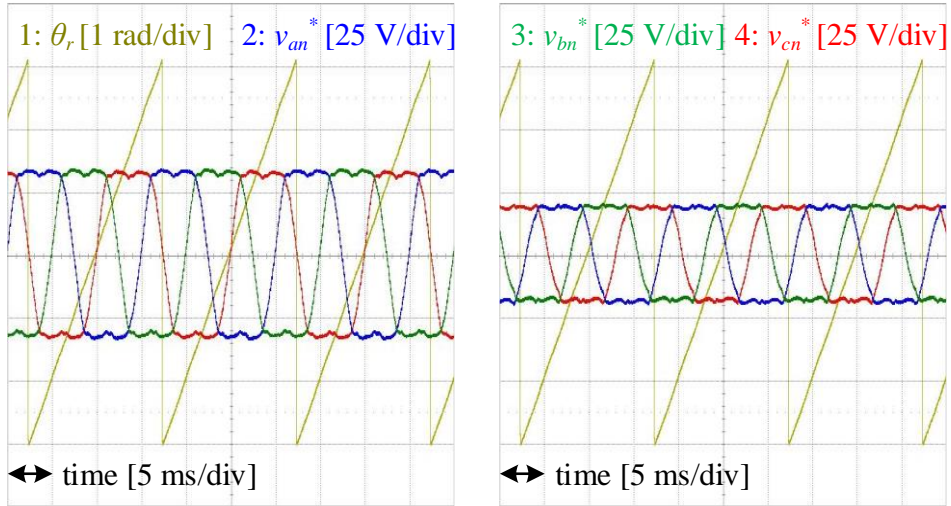
(b)

그림 6-48. case2에서 인버터2의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점

위의 실험결과에 따라, 6.2절의 서두에서 언급하였던 ①의 실험 조건에 대하여, case1과 case2에서 위치 추정 오차의 홀수 고조파 상쇄 조건을 만족하는 것을 확인 하였다.

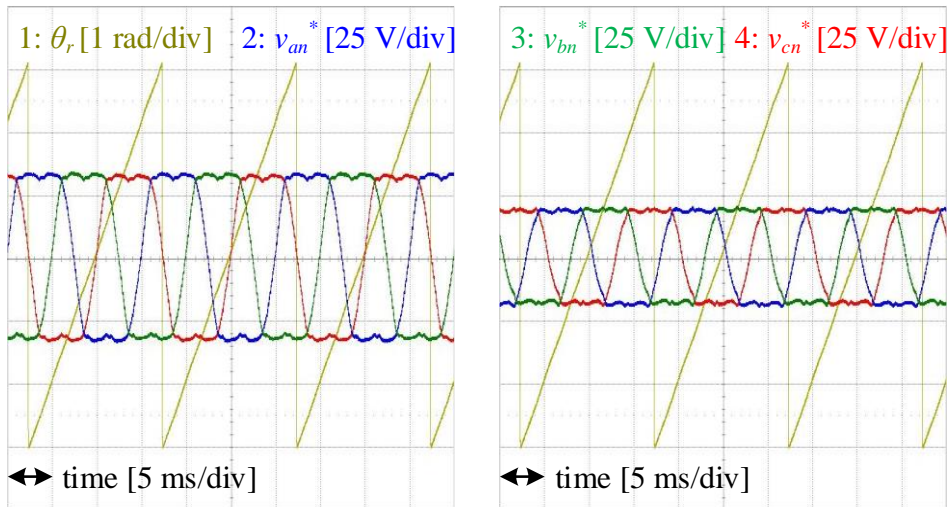
다음으로, 부하기로 1000 r/min의 속도 제어를 수행하며, 이중 삼상 전동기에 1 pu 토크 지령을 인가하는 상황을 구현한다. case0, case1, case2에서 인버터1과 인버터2의 극 전압 지령을 그림 6-49 ~ 그림 6-54에 제시하였으며, 앞선 예시와 마찬가지로 case0에서는 (6.3)를 만족하지 못하고, case1과 case2에서는 (6.3)를 만족하는 것을 확인할 수 있다.



(a) (b)

그림 6-49. case0에서 인버터1의 극 전압 지령

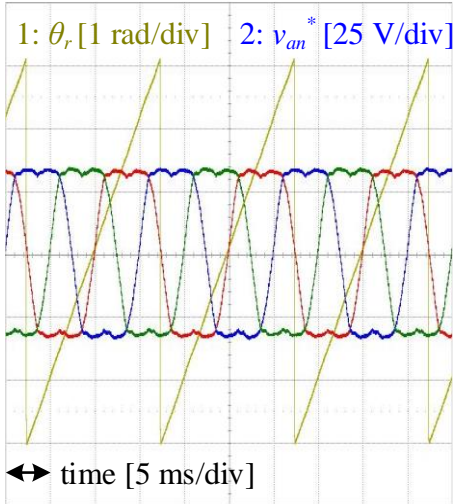
(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



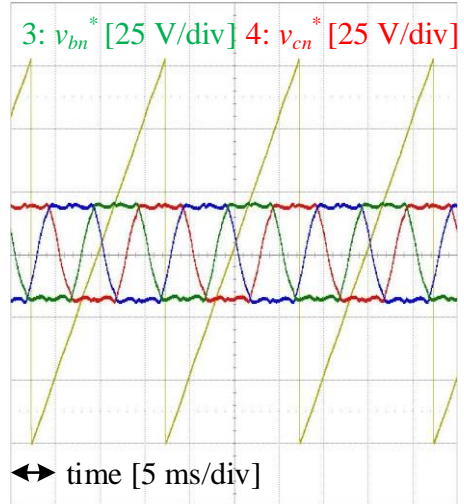
(a) (b)

그림 6-50. case0에서 인버터2의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



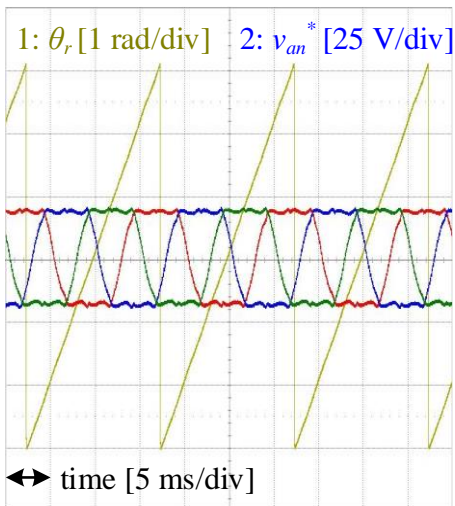
(a)



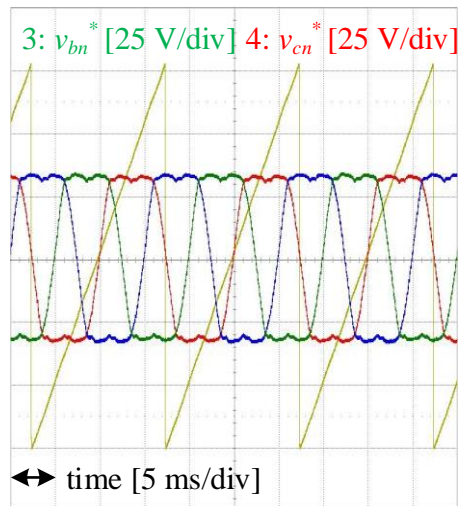
(b)

그림 6-51. case1에서 인버터1의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



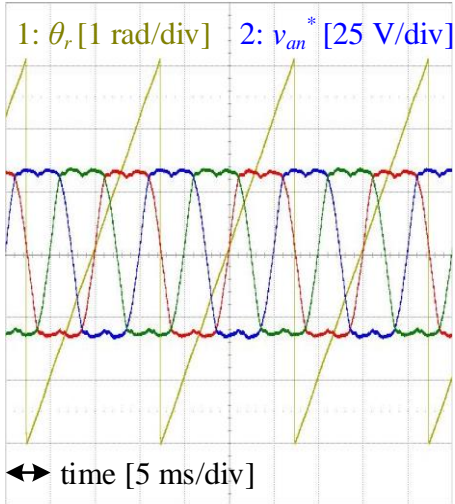
(a)



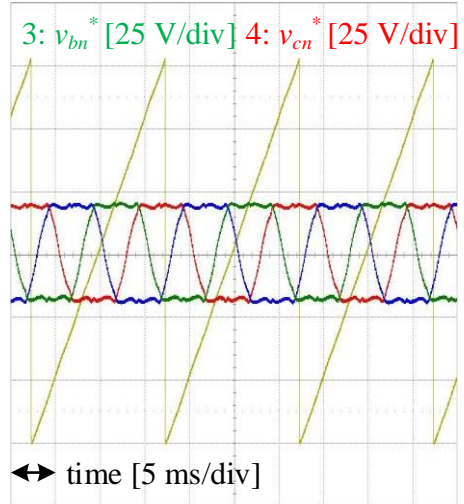
(b)

그림 6-52. case1에서 인버터2의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



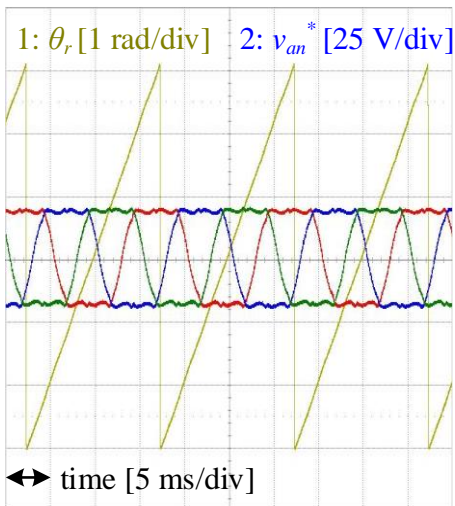
(a)



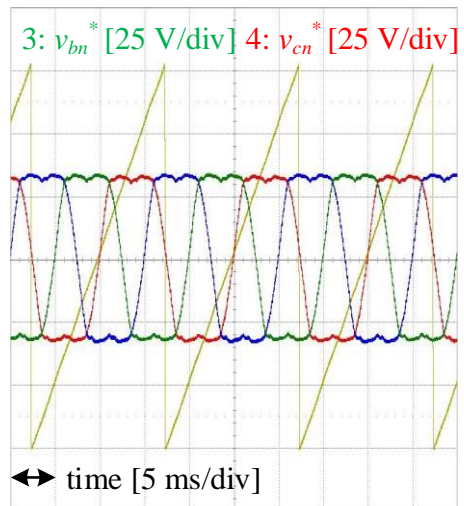
(b)

그림 6-53. case2에서 인버터1의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



(a)

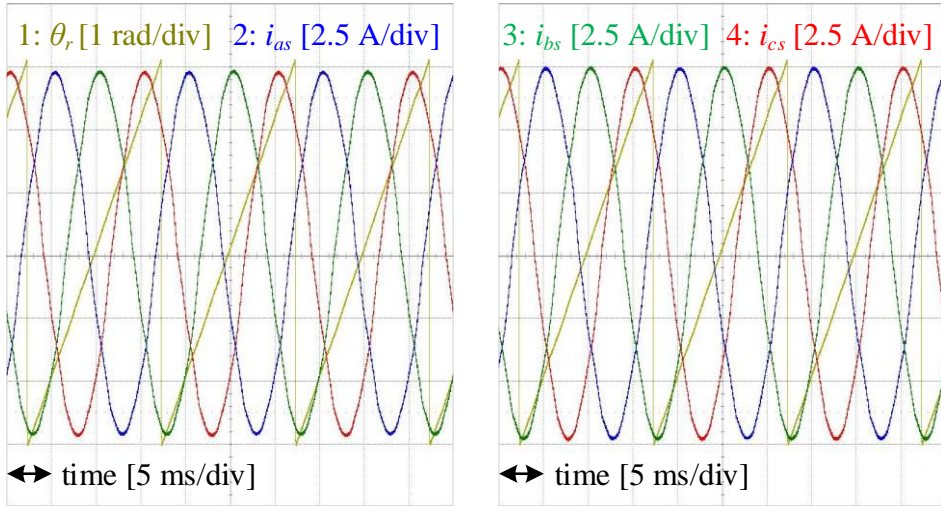


(b)

그림 6-54. case2에서 인버터2의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스

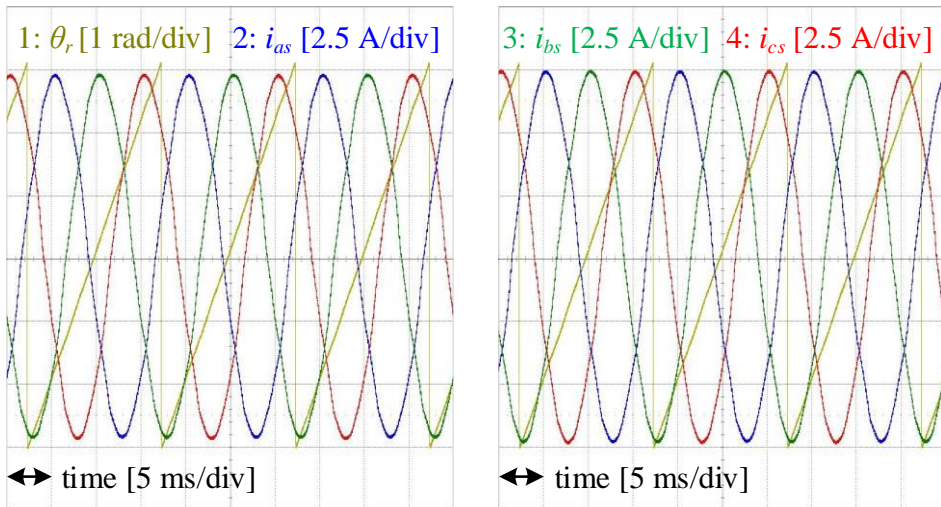
다음으로, 해당 상황에서의 샘플링 시점 전류를 case 별로 제시하면 그림 6-55 ~ 그림 6-60와 같다. 토크 지령이 0 pu일때와는 다르게, 구형과 전압 주입으로 인해 발생한 고주파 대역의 전류에 비해 기본 주파수 대역의 전류가 우세하여 case0에서도 (6.3)을 상당부분 만족하는 것처럼 보인다.



(a) (b)

그림 6-55. case0에서 인버터1의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점

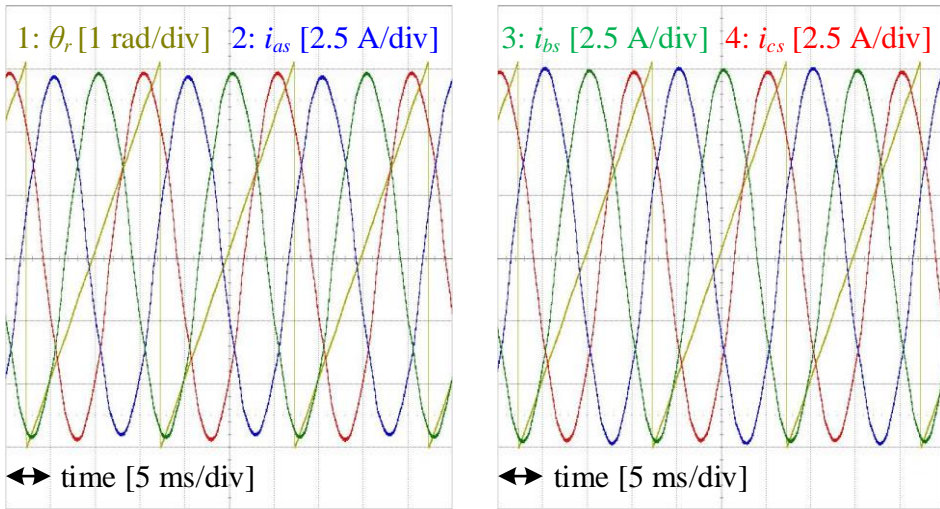


(a) (b)

그림 6-56. case0에서 인버터2의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점

한편, case1과 case2의 결과에 대해서는, 여전히 (6.3)을 잘 만족하는 것을 확인할 수 있다.

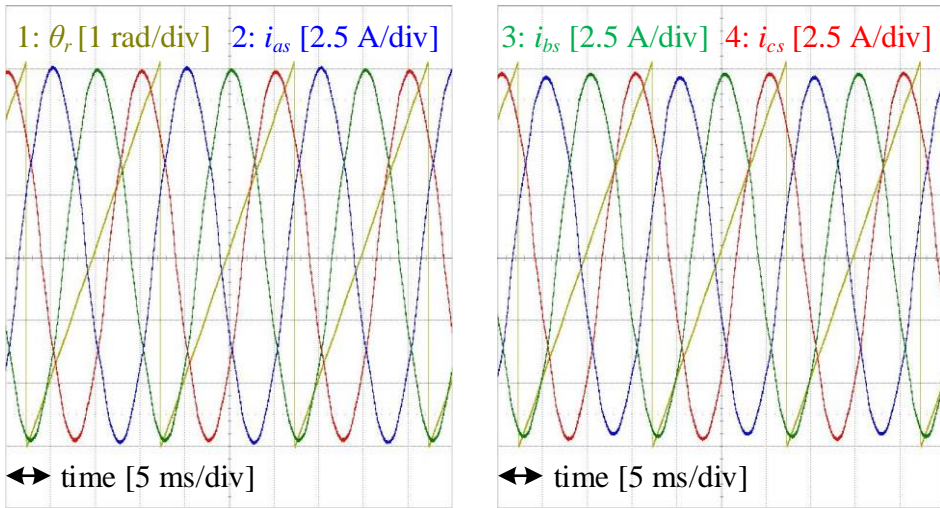


(a)

(b)

그림 6-57. case1에서 인버터1의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점

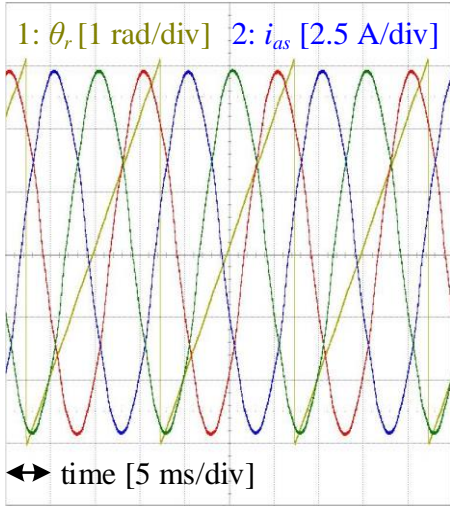


(a)

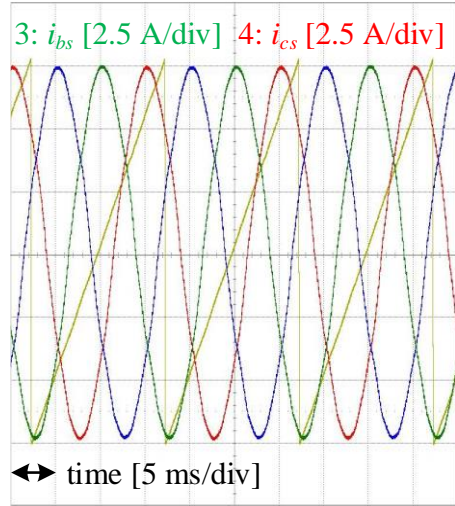
(b)

그림 6-58. case1에서 인버터2의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점



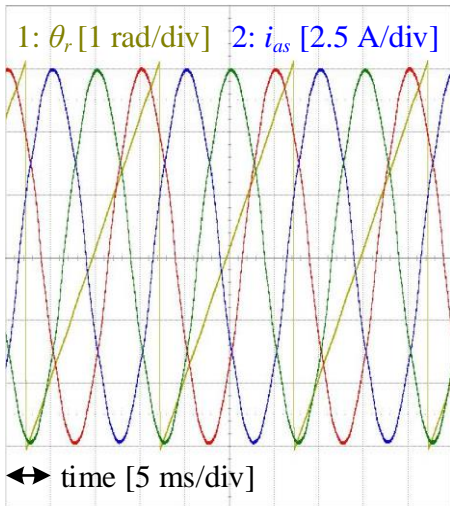
(a)



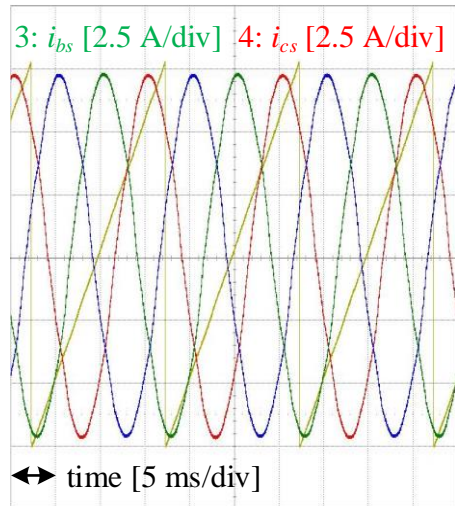
(b)

그림 6-59. case2에서 인버터1의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점



(a)



(b)

그림 6-60. case2에서 인버터2의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점

위의 실험결과에 따라, 6.2절의 서두에서 언급하였던 ④의 실험 조건에 대하여, case1과 case2에서 위치 추정 오차의 홀수 고조파 상쇄 조건을 만족하는 것을 확인 하였다.



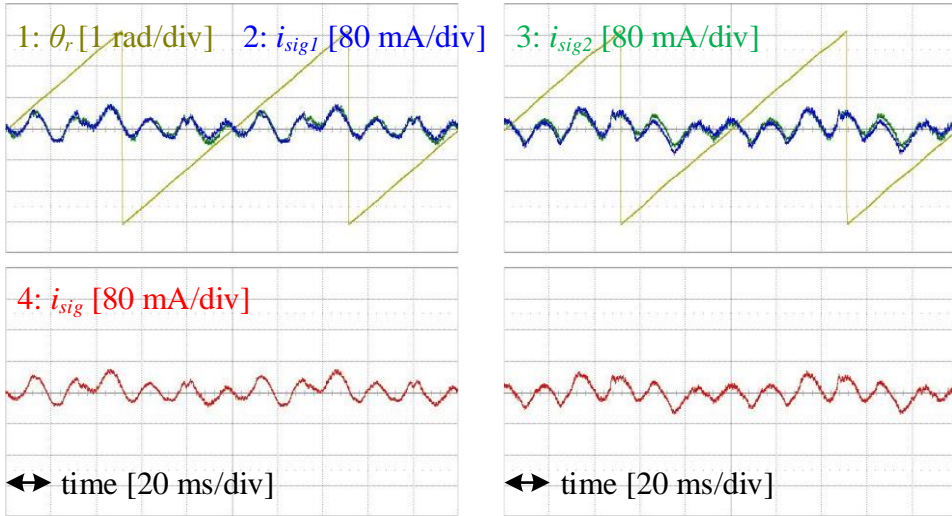
### 6.2.2. 20 V 구형파 전압 주입

먼저, 앞 절의 내용을 바탕으로, case0에서 발생하는 위치 추정 오차의 홀수 고조파들이 case1과 case2에서 잘 상쇄되는지 확인해 본다. 이를 위해 제 3장에서 제 5장까지 사용하였던 고조파 특성 분석을 실제 전동기 시스템에서 구현한다. 이는 실제 회전자 좌표계와 추정 회전자 좌표계를 일치 시킨 뒤, 구형파 전압 주입에 따라 발생하는 위치 신호를 분석하는 것이다. 실험 조건은 6.2절의 서두에서 언급하였던 ① ~ ④ 조건 모두에 대해 진행하고, 주입 전압은 20 V로 선정하였다. 이는 정격 전류 운전점에서 주입 전압으로 인해 발생하는 토크 리플이 피크-피크 값 기준으로 정격 토크의 5 %를 넘지 않도록 하기 위함이다. 표 5-1의 명목 제정수를 기반으로한 계산 결과, 20 V 주입 상황에서 발생하는 토크 리플의 크기는 정격 토크의 3.2 %이며, 전류 응답의 크기는 612 mA 수준이다. 이는 전동기 전류 정격 5.2 A<sub>rms</sub>의 8.34 %에 해당하고, 전류 측정기 정격 25 A<sub>rms</sub>의 1.73 %에 해당하는 수준이다.

실험 결과들은 case0에 대하여 그림 6-61과 그림 6-62, case1에 대하여 그림 6-63와 그림 6-64, case2에 대하여 그림 6-65와 그림 6-66에 제시하였다. 각 그림들에서, 회전자 위치에 따라 인버터1과 인버터2에서 발생하는  $i_{sig1}$ 과  $i_{sig2}$ 를 제시하였고, 두 파형의 평균에 해당하는  $i_{sig}$ 를 제시하였다. 실제 위치 추정 알고리즘에 사용되는 신호는  $i_{sig}$ 이며,  $i_{sig}$ 와  $\tilde{\theta}_{r.est}$  사이의 변환 비율은 (2.20)에 표 5-1의 명목 제정수들을 대입하여 157.36°/A이다. 그림 6-61 ~ 그림 6-66의  $i_{sig1}$ ,  $i_{sig2}$ ,  $i_{sig}$ 에 대한 파형의 y축 스케일은 모두 80 mA/div로 설정되어 있기 때문에, 해당 파형들을  $\tilde{\theta}_{r.est}$ 으로 환산 한다면 y축 스케일을 12.59°/div로 볼 수 있다.

그 다음으로, case0, case1, case2의 고조파 특성 분석 결과 출력된  $i_{sig}$ 의 파형들에 대한 DFT 결과들이 그림 6-67 ~ 그림 6-70에 도시되어 있으며, case들 간의 고조파 비교는 DFT의 결과들을 통해 진행한다.

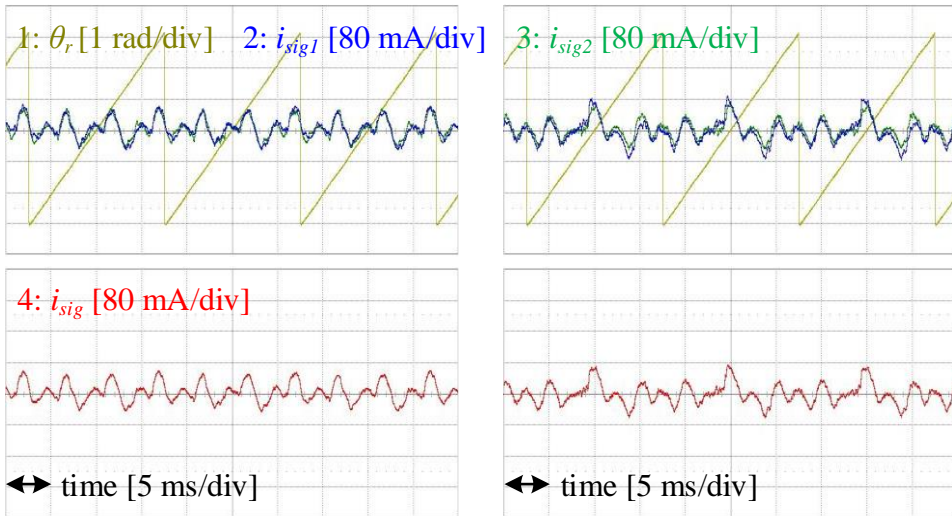
본 절의 마지막 내용으로, 각 case 별로  $i_{sig}$ 를 사용하여 위치 추정 알고리즘을 수행하며, 해당 실험의 결과는 그림 6-71 ~ 그림 6-74에 제시된다.



(a)

(b)

그림 6-61. 150 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시, case0에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu

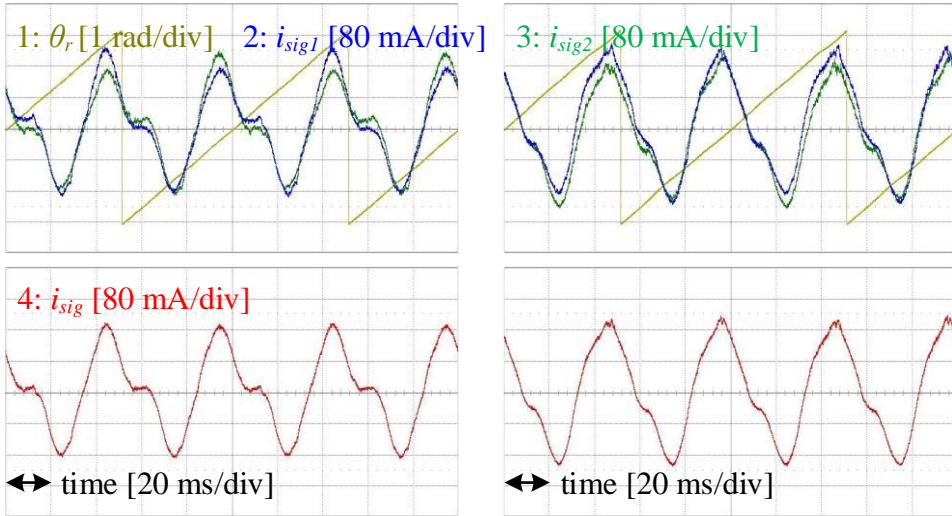


(a)

(b)

그림 6-62. 1000 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시, case0에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu

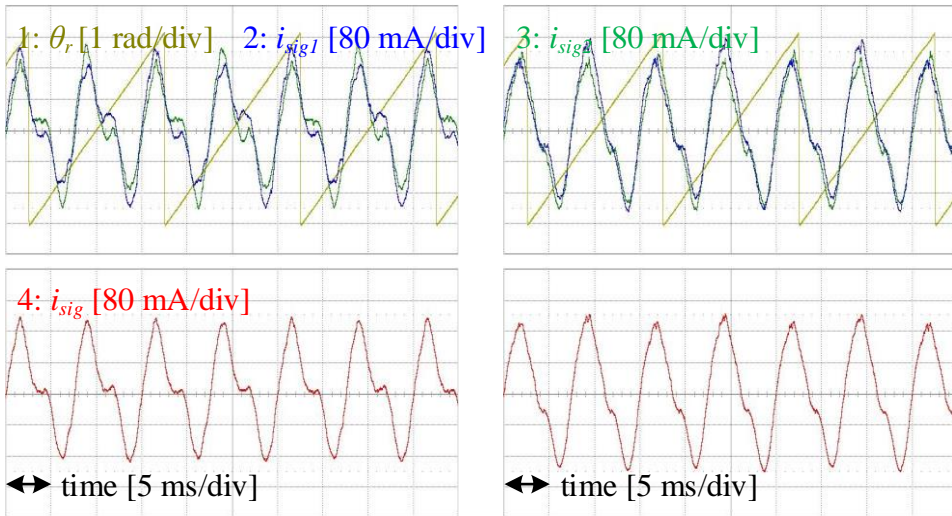
case0에서는 인버터1과 인버터2에 주입되는 전압이 일치하기 때문에,  $i_{sig1}$ 과  $i_{sig2}$  역시 순시적으로 거의 일치한다. 그에 따라 고조파 상쇄 효과가 거의 없음을 확인할 수 있다.



(a)

(b)

그림 6-63. 150 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  
case1에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu

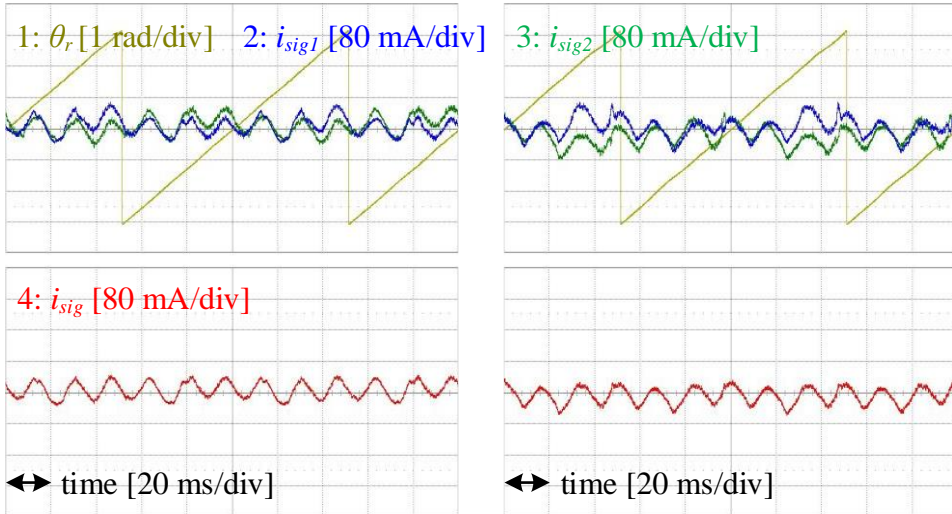


(a)

(b)

그림 6-64. 1000 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  
case1에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu

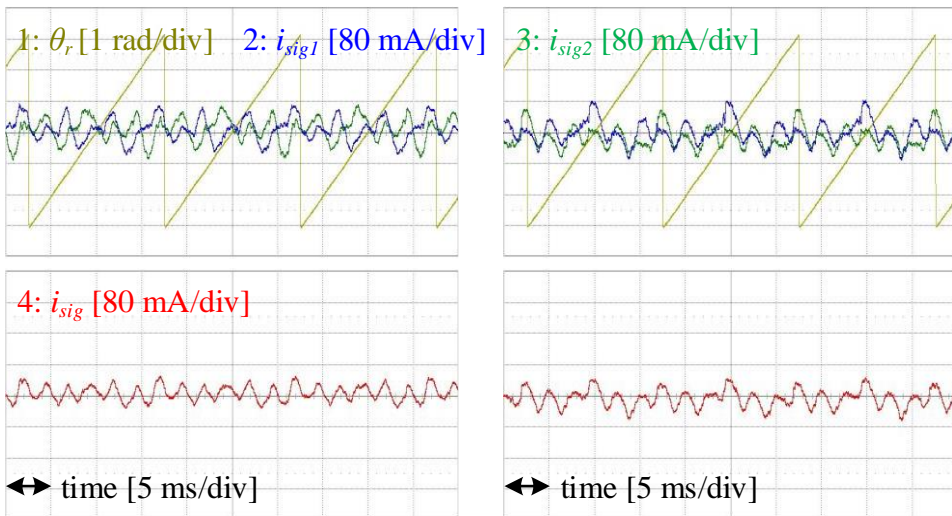
case1에서는 각 신호들에 상당한 수준의 2, 4 고조파가 추가되었는데, 이는 4.2.2절에서 FEA의 결과를 통해 예측 했던 결과이다. 또한 해당 FEA 결과를 도시한 그림 4-49(a)의 파형과, 실험 결과인 그림 6-63(a)의  $i_{sig}$  파형이 매우 유사한 것을 확인할 수 있다. 다만 FEA 결과에 비해 실험 결과에서 1.3배 정도 크기가 커졌음을 확인할 수 있다.



(a)

(b)

그림 6-65. 150 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  
case2에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu



(a)

(b)

그림 6-66. 1000 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  
case2에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu

case2의  $i_{sig1}$ 과  $i_{sig2}$ 에는 고조파가 많이 섞여있는데 반해, 두 파형의 평균인  $i_{sig}$ 에는 해당 고조파들이 많이 상쇄되는 것을 확인할 수 있다.

다음으로, 위의 실험 결과들을 DFT하여 비교 해보도록한다. case1의 2, 4고조파가 매우 크기 때문에, 해당 결과들의 y축 최대값을 200 mA로 설정하였고, case0과 case2는 30 mA로 동일하게 설정하였다.

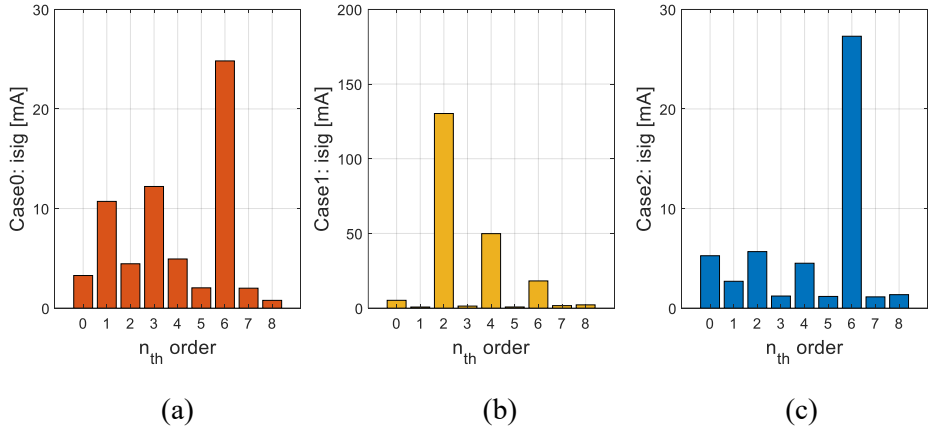


그림 6-67. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2

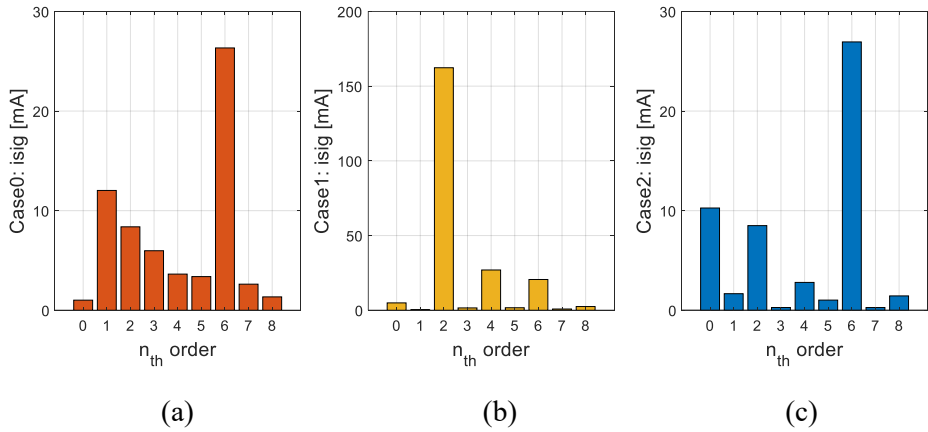


그림 6-68. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2

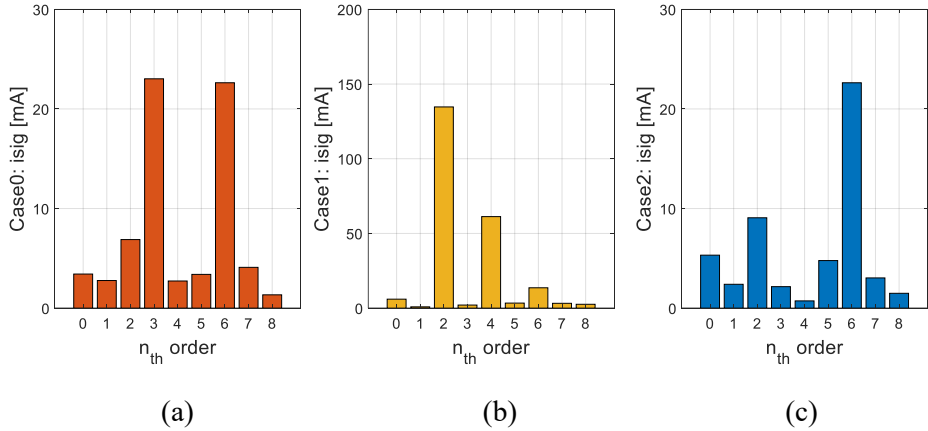


그림 6-69. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2

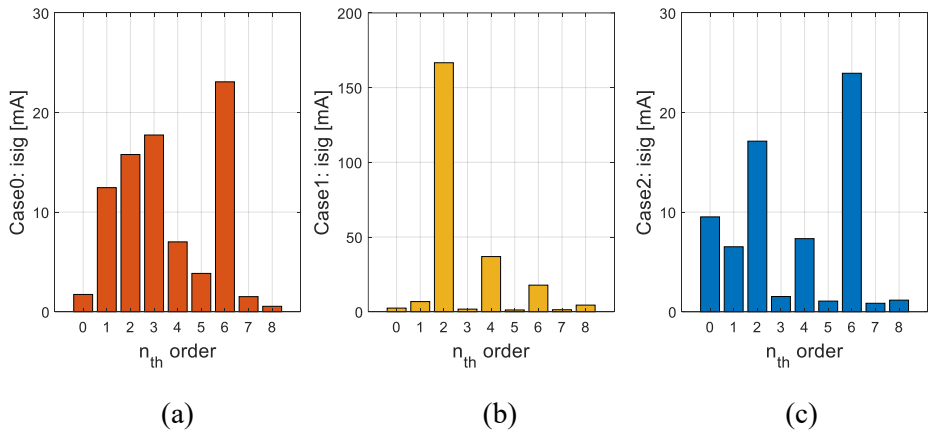


그림 6-70. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2

위의 네 가지 실험 조건에서 측정되는 6 고조파들은, case별로 큰 차이를 보이지 않는 수준으로 발생한다. 또한 case1에 상당한 크기의 2, 4 고조파가 존재하며, case0에 비하여 1, 3 고조파는 확실히 감소한 것도 확인할 수 있다.

다음으로, 기존 기법을 의미하는 case0와, 제 4장의 최종 제안 사항이었던 case2를 비교해보도록 한다. 먼저 무부하 상황인 그림 6-67과 그림 6-69에서는, case0 대비 case2에서 짝수 고조파들은 거의 유지되는 한편 홀수 고조파들은 상당히 감소한 것을 확인할 수 있다. 또한 정격 부하 상황인 그림 6-68과 그림 6-70에서도 마찬가지로 홀수 고조파들이 상당히 감소하였으나, 0 고조파(dc) 성분만은 증가한 것을 확인할 수

있다.

다음으로,  $i_{sig}$ 를 사용하여 실제 위치 추정 알고리즘을 실행한 결과를 제시한다. 참고로, 위치 및 속도 관측기의 대역폭은 20 Hz, 감쇠(damping) 계수는 0.707이 되도록 2.2.1절에 제시된 관측기의 이득  $L_1, L_2, L_3$ 를 설정하였다.

아래의 실험 결과 파형들의 y축 스케일에 대하여, 위치 추정이 실패한 경우에 대해서만 1 rad/div를 적용하였고, 나머지 파형들은 0.1 rad/div로 통일하였다.

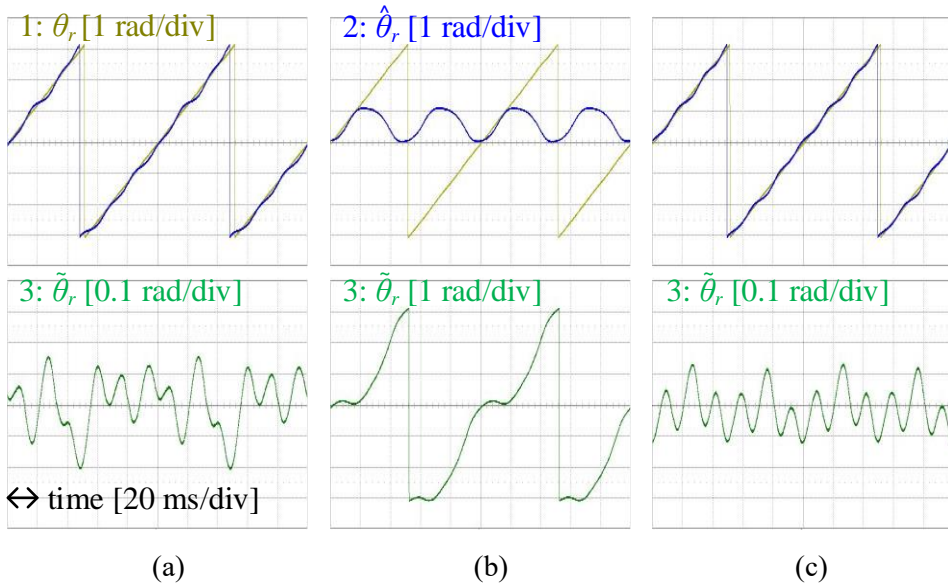
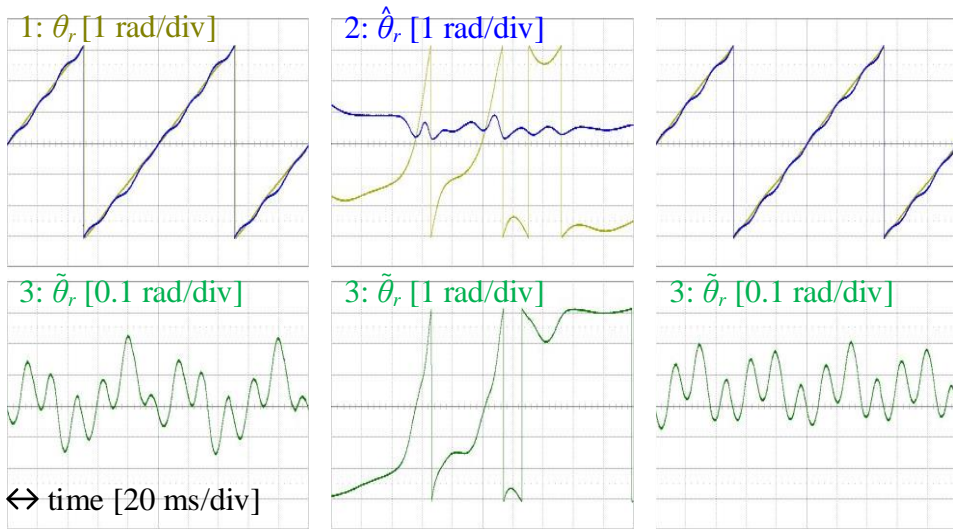


그림 6-71. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2



(a)

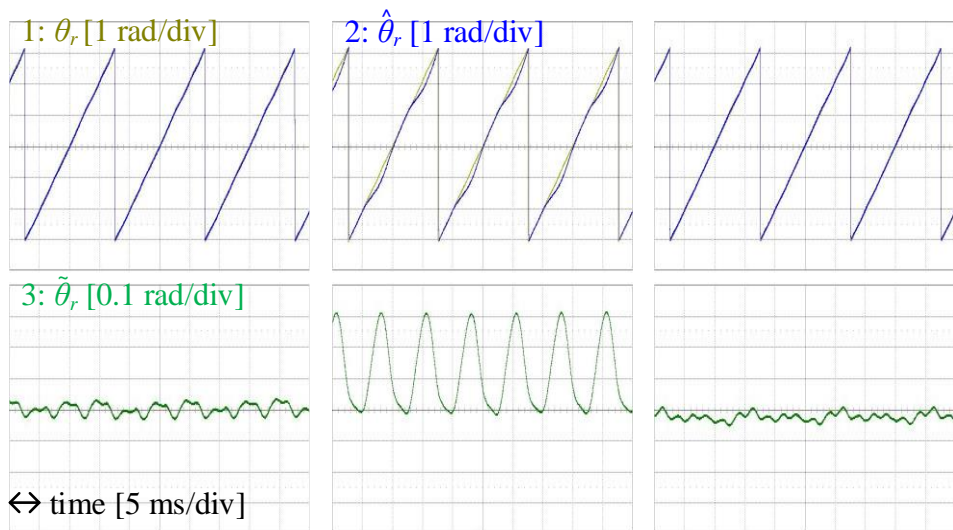
(b)

(c)

그림 6-72. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시,

위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2

먼저, 150 r/min의 두 실험 조건에서, case1의 경우는 모두 위치 추정을 실패하였다. 특히 그림 6-72(b)에서는 이중 삼상 전동기의 토크가 변칙적으로 인가되어, 부하기의 속도 제어에 큰 왜란으로 작용한다. 한편, case0에 비해 case2에서는 위치 추정 오차가 줄어든 것을 확인할 수 있다.



(a)

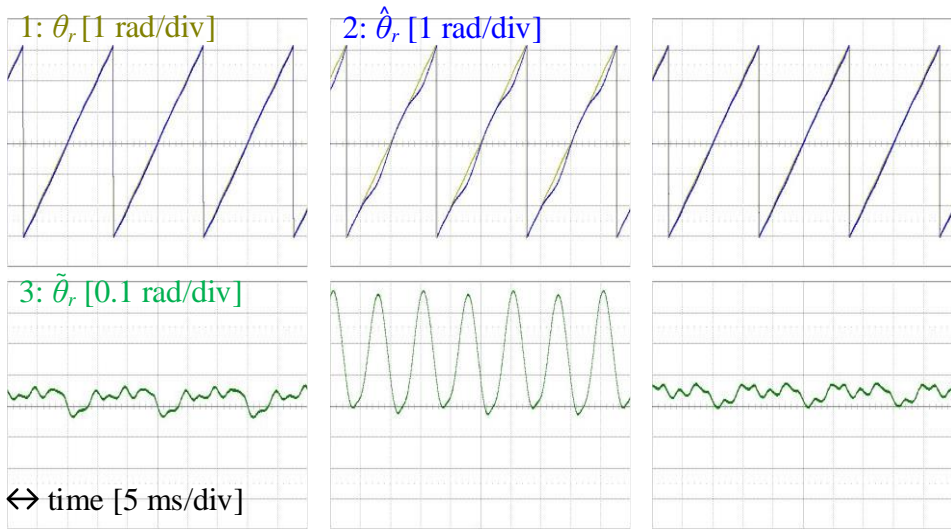
(b)

(c)

그림 6-73. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시,

위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2





(a) (b) (c)

그림 6-74. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  
위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2

다음으로, 회전자의 속도가 1000 r/min으로 증가함에 따라 기본파의 주파수가 66.67 Hz이고, 위치 추정 오차의 고조파들이 관측기의 대역폭인 20 Hz를 넘어간다. 그에 따라 150 r/min과는 다르게 case1에서도 위치 추정에 성공하기는 하였지만, case0과 case2에 비해 추정 오차의 크기가 상당히 큰 것을 확인할 수 있다. 또한, case0과 case2의 비교에 대해서도 위치 추정 오차의 고조파들의 주파수가 높아지면서, 두 위치 추정 알고리즘의 수행 결과는 큰 차이가 존재하지 않는다.

한편, 그림 6-71 및 그림 6-72의 실험 조건인 150 r/min에서도, case2의 결과가 case0의 결과에 비해 좋기는 하지만 큰 차이를 보이지는 않았다. 이는  $i_{sig}$ 의 구성 성분에서, 실제 회전자의 위치 정보를 담고있는 성분이 오차를 유발하는 성분에 비하여 충분한 크기를 갖기 때문이다. 이에 따라 다음 절에서는, 구형파 전압 크기를 본 절에서 사용한 20 V 대비 반으로 줄인 10 V로 설정하고, 그에 따른 결과 파형들을 제시한다.

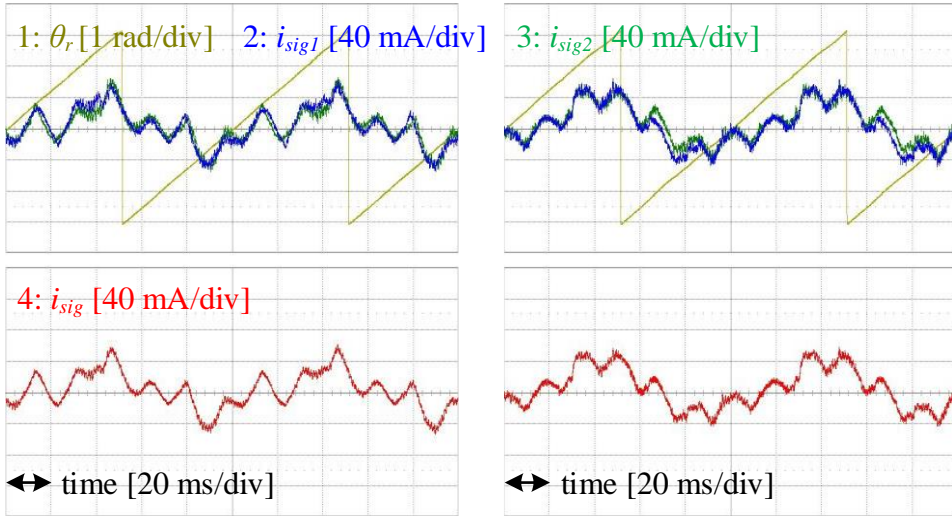
참고로, 주입되는 구형파 전압이 작을수록, 유기되는 고주파 전류가 작기 때문에 권선 저항의 동손 역시 약간 감소하고, 소음 및 진동이 감소한다. 더 중요한 장점은 유도 되는 고주파 전류에 의한 영구 자석의

와전류 손실(eddy current loss)이 감소하는 것인데, 해당 와전류 손실이 심해지면, 이로 인한 발열로 인하여 영구 자석의 감자(demagnetization)가 유발될 수 있다. 마지막으로, 주입 신호의 크기가 줄어들면 전압 합성 영역에 여분이 조금 더 확보 된다는 장점이 있다.

### 6.2.3. 10 V 구형파 전압 주입

먼저, 앞 절과 마찬가지로 고조파 특성 분석부터 진행하도록 한다. case0의 결과는 그림 6-75와 그림 6-76, case1의 결과는 그림 6-77과 그림 6-78, case2의 결과는 그림 6-79과 그림 6-80에 제시하였다. 이때, 앞 절에 비하여 구형파 주입 전압이 1/2이 되었기 때문에, y축의 스케일도 1/2로하여 40 mA/div로 설정하였다. 한편, 구형파 전압이 1/2이기 때문에  $i_{sig}$ 와  $\tilde{\theta}_{r,est}$  사이의 변환 비율은 2배로 적용되어 314.73°/A가 된다. 이에 따라, 그림 6-75 ~ 그림 6-80의  $i_{sig1}$ ,  $i_{sig2}$ ,  $i_{sig}$ 를  $\tilde{\theta}_{r,est}$ 로 환산하면 y축 스케일이 12.58°/div가 되고, 앞 절의 그것과 동일하다.

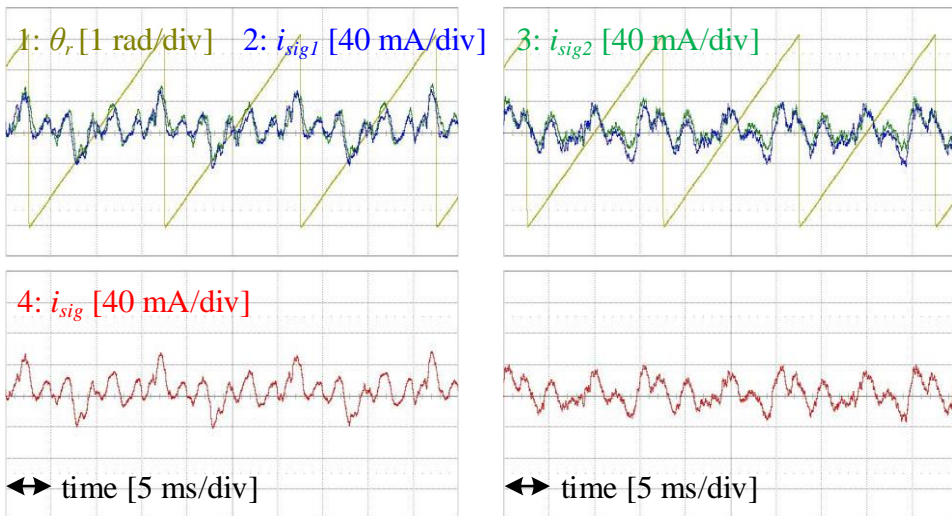
그 후의 서술로는 6.2.2절과 마찬가지로, 그림 6-75 ~ 그림 6-80의 결과를 실험 조건별로 분류하여 DFT 결과를 그림 6-81 ~ 그림 6-84에 도시하였다. 최종적으로, 위치 추정 알고리즘 수행 결과를 그림 6-85 ~ 그림 6-88에 제시하였다.



(a)

(b)

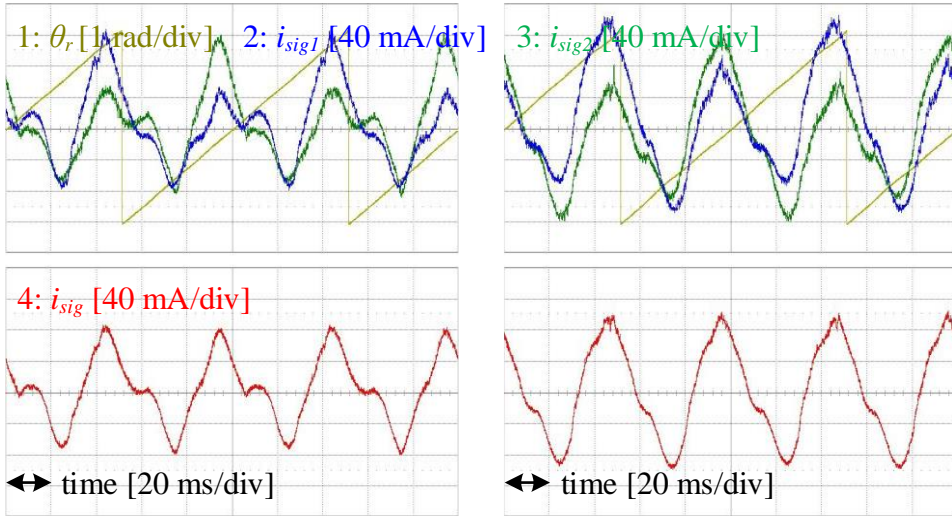
그림 6-75. 150 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
case0에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu



(a)

(b)

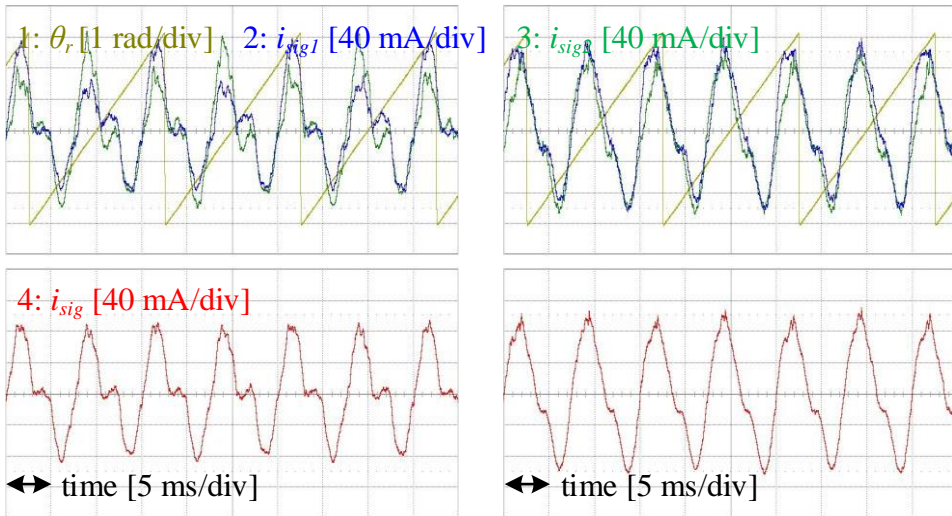
그림 6-76. 1000 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
case0에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu



(a)

(b)

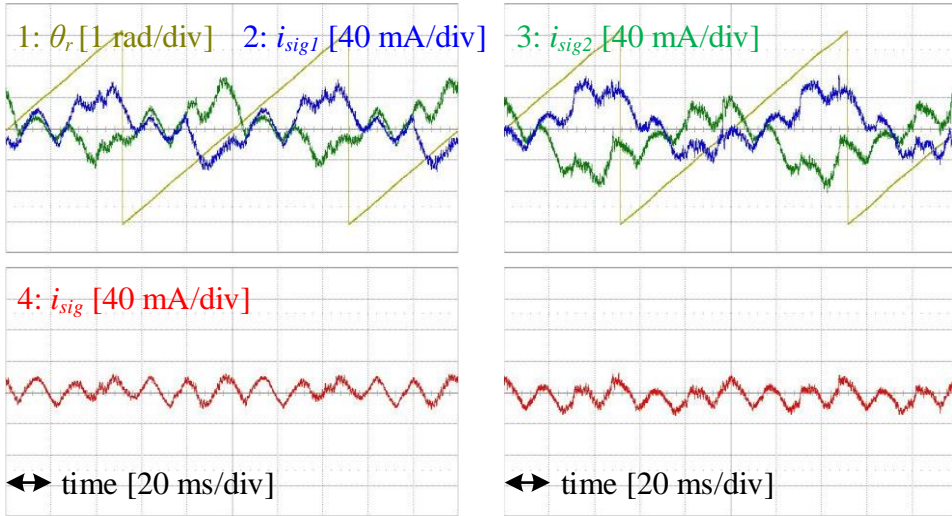
그림 6-77. 150 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
case1에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu



(a)

(b)

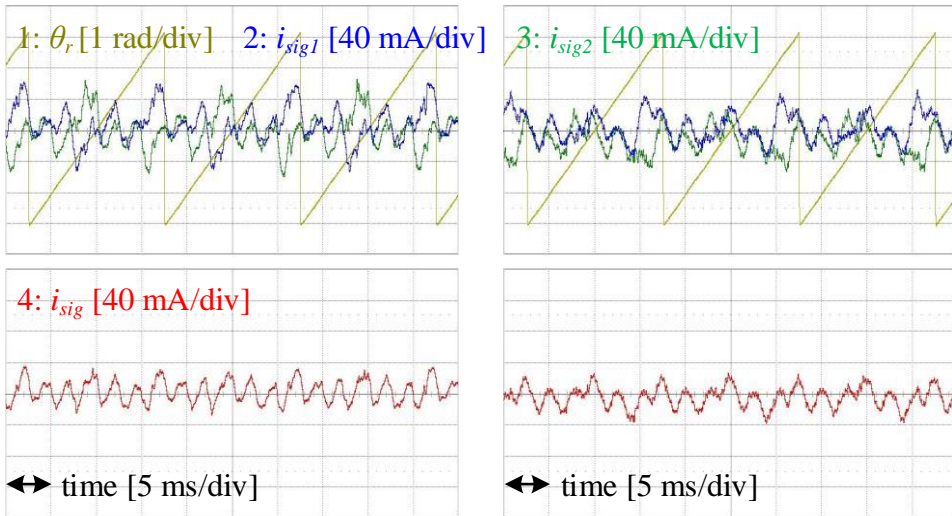
그림 6-78. 1000 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
case1에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu



(a)

(b)

그림 6-79. 150 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
case2에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu



(a)

(b)

그림 6-80. 1000 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
case2에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu

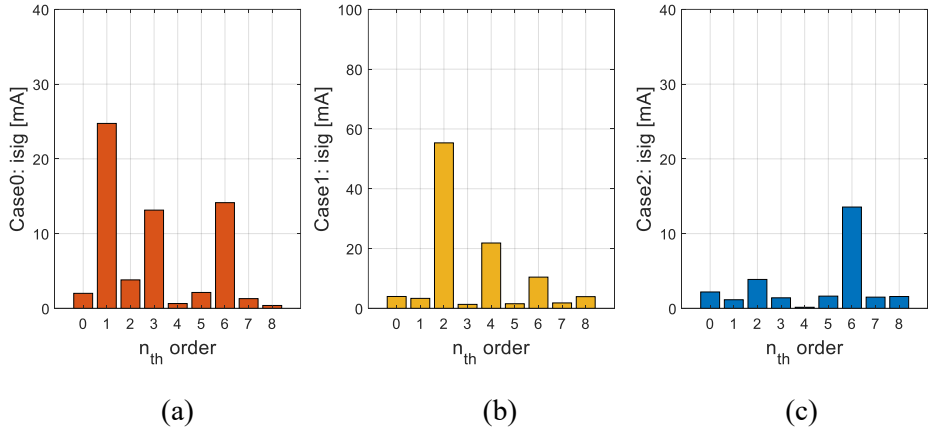


그림 6-81. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2

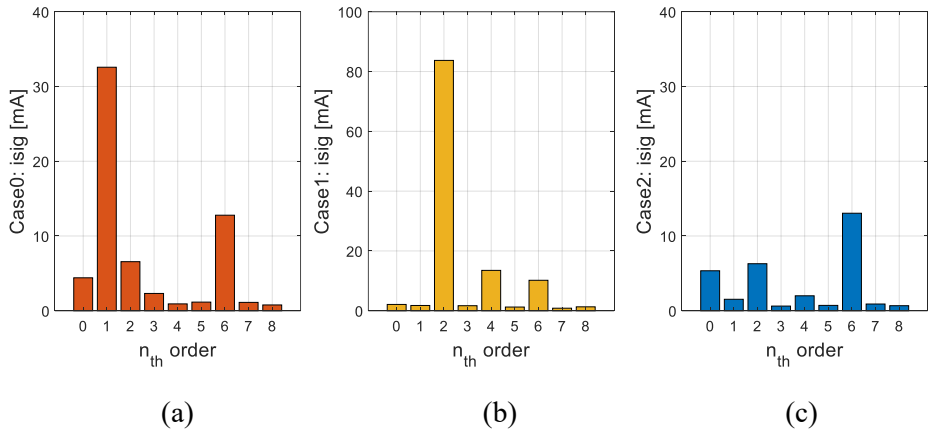


그림 6-82. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2

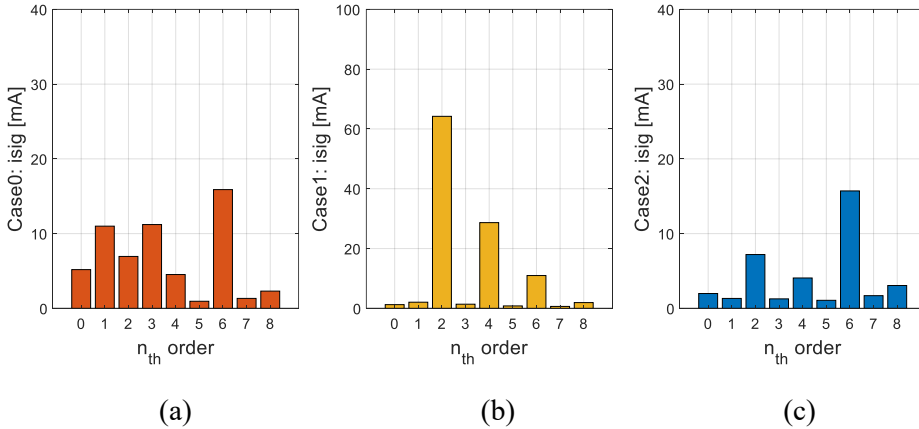


그림 6-83. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2

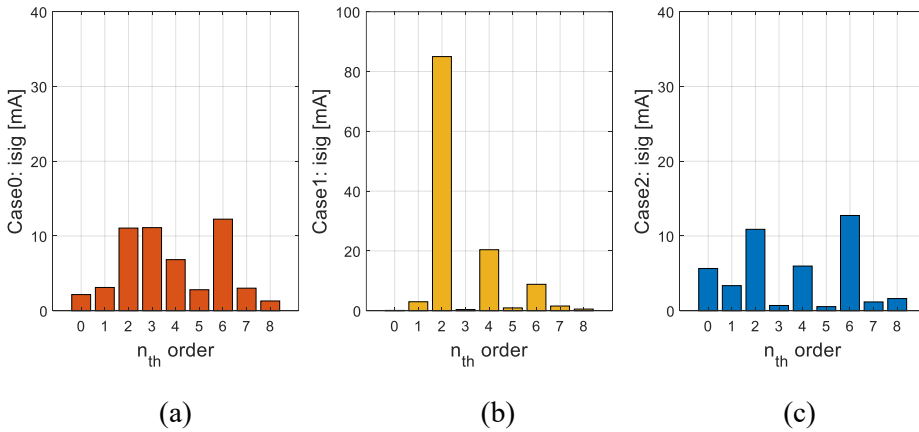


그림 6-84. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2

case1의 2, 4고조파가 매우 크기 때문에, 해당 결과들의 y축 최대값을 100 mA로 설정하였고, case0과 case2는 40 mA로 동일하게 설정하였다. 또한 위의 네 가지 실험 조건에서 측정되는 6 고조파들은 case별로 큰 차이를 보이지 않는 수준으로 발생하는데, 해당 크기는 그림 6-67 ~ 그림 6-70의 그것에 비하여 1/2 수준이다. 이는 주입 전압의 크기가 1/2이기 때문이다.

다음으로, case0과 case1을 비교해보면, 상당한 크기의 2, 4 고조파가 추가되었지만, 1, 3 고조파는 확실히 감소한 것을 확인할 수 있다. 또한 case0과 case2의 비교에서도 홀수 고조파들이 상당히 감소한 것을 확인할 수 있고, 다만 정격 부하 상황에서는 case2의 0 고조파(dc) 성분이

약간 증가한 것을 확인할 수 있다.

다음으로,  $i_{sig}$ 를 사용하여 실제 위치 추정 알고리즘을 실행한 결과를 제시한다. 6.2.2절과 마찬가지로, 위치 및 속도 관측기의 대역폭은 20 Hz, 감쇠 계수는 0.707이 선정되었다. 아래의 실험 결과 파형들의 y축 스케일에 대하여, 앞 절의 상황들과 비교하기 위해 위치 추정이 실패하는 경우는 1 rad/div, 수렴하는 경우는 0.1 rad/div로 표현하였다. 이때, 150 r/min의 0 pu 토크 지령에서는 발생하는 오차가 표시 범위를 넘어가기 때문에, 해당 경우에서만 y축의 스케일을 0.2 rad/div으로 설정하였다.

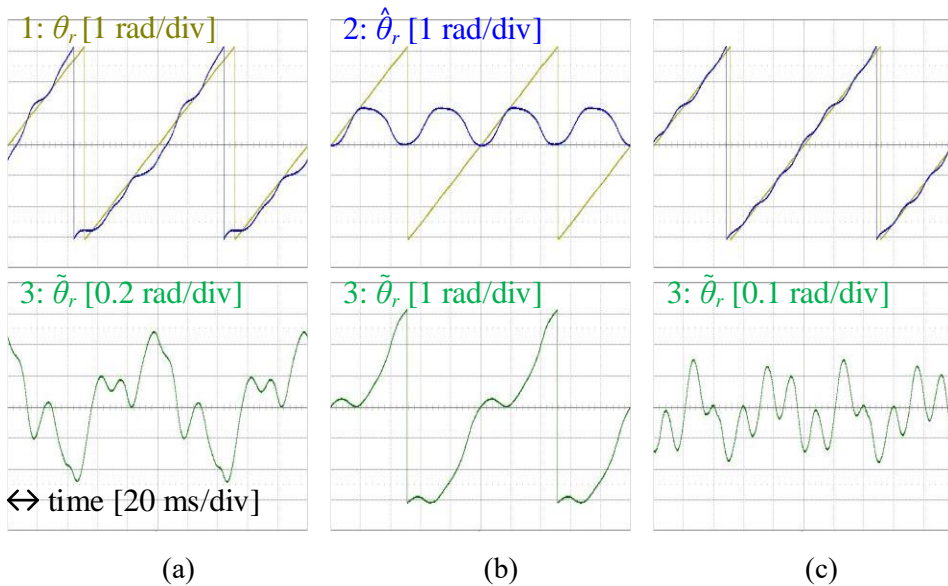
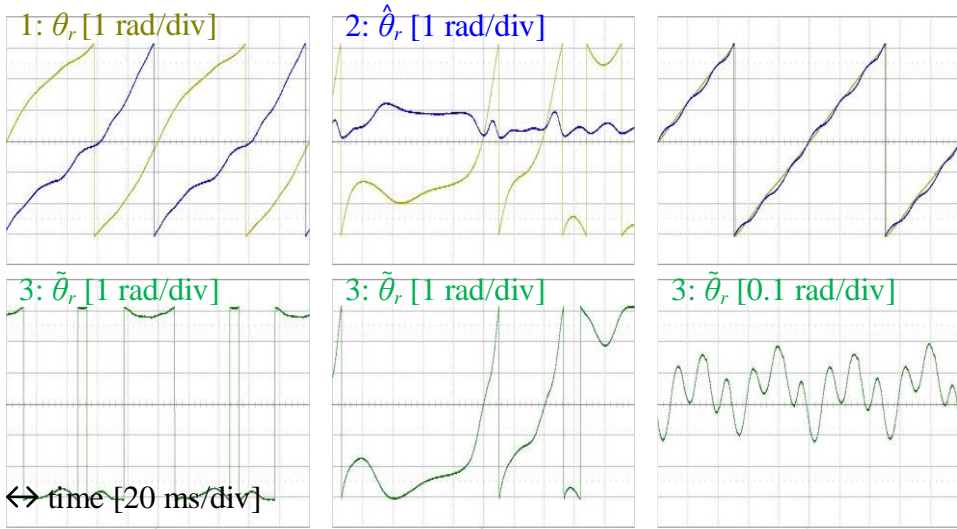


그림 6-85. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2





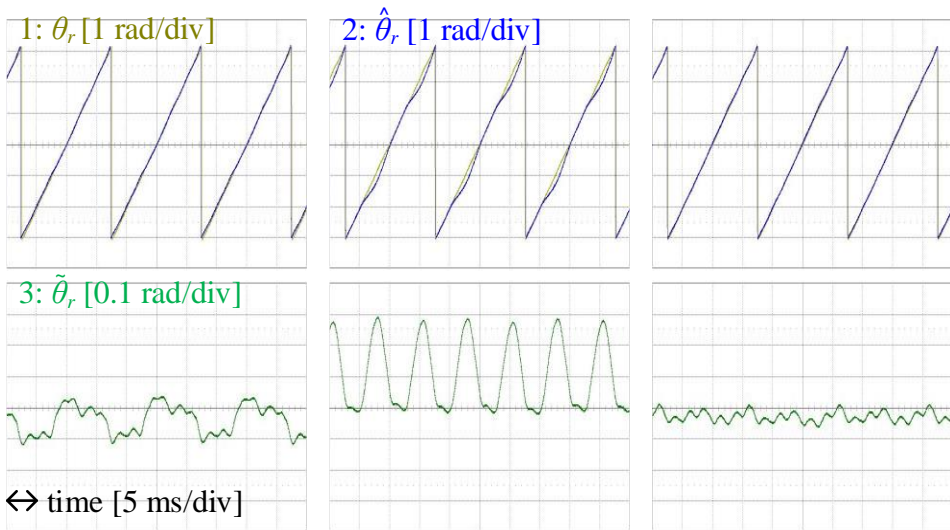
(a)

(b)

(c)

그림 6-86. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2

먼저, 150 r/min에서는, case0의 정격 부하 상황 및 case1의 두 부하 상황에서 위치 추정에 실패하였다. 또한, 20 V 주입 상황과는 다르게, case0에 비해 case2에서 위치 추정 오차가 현저하게 줄어든 것을 확인할 수 있다.

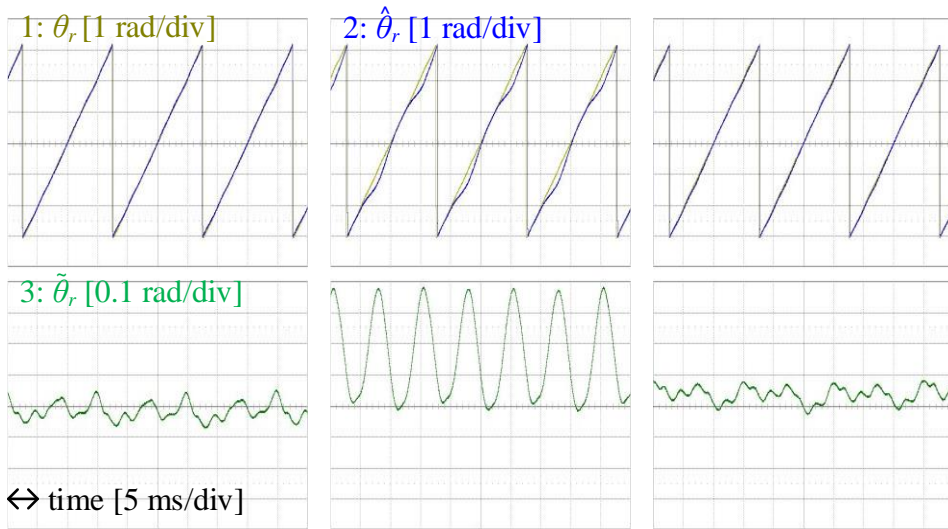


(a)

(b)

(c)

그림 6-87. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2



(a) (b) (c)

그림 6-88. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case1, (c) case2

다음으로, 회전자의 속도가 1000 r/min으로 증가함에 따라 case1에서도 위치 추정에 성공하기는 하였지만, case0과 case2에 비해 추정 오차의 크기가 상당히 큰 것을 확인할 수 있다. 또한, case0과 case2의 비교에 대하여 위치 추정 알고리즘의 수행 결과는 큰 차이가 존재하지 않는다.

본 절의 마지막 실험 결과로, 과도 상태에 대한 파형을 제시해보도록 한다. 150 r/min의 회전 속도에서, 계단 함수(step function)의 형태로 토크 지령을 0 pu에서 1 pu로 변경하는 상황을 선정한다. 해당 조건에서 case0과 case2의 위치 추정 알고리즘 실행 결과는 각각 그림 6-89과 그림 6-90이다.

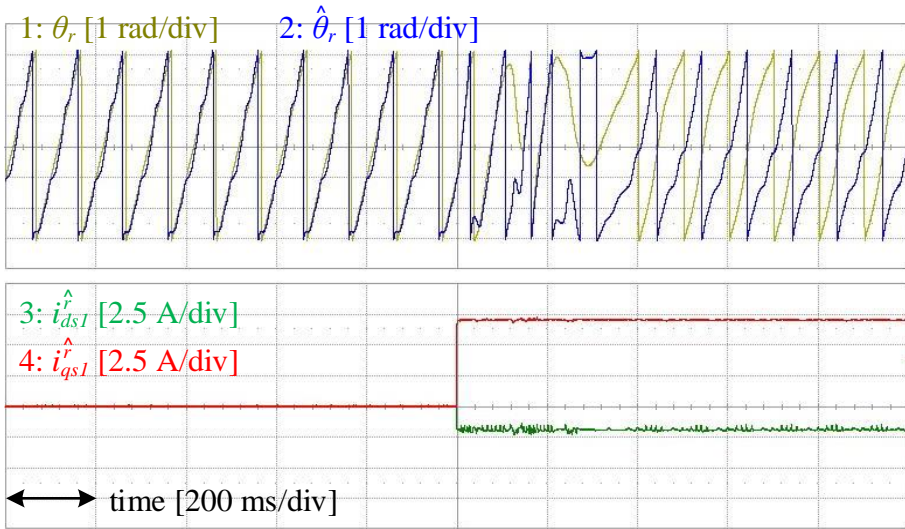


그림 6-89. 150 r/min, 10 V 구형파 전압 주입 및 case0의 위치 추정 알고리즘 수행 시, 토크 지령을 0 pu에서 1 pu로 변동

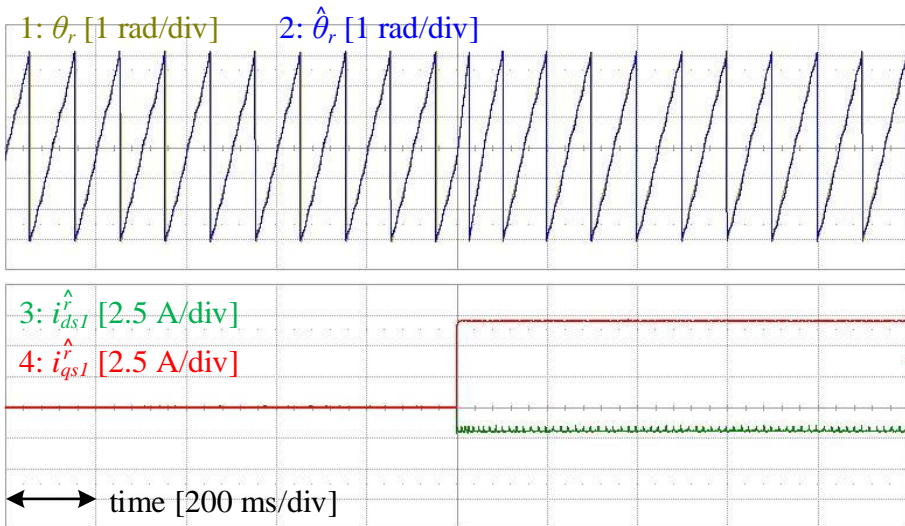


그림 6-90. 150 r/min, 10 V 구형파 전압 주입 및 case2의

위치 추정 알고리즘 수행 시, 토크 지령을 0 pu에서 1 pu로 변동 위의 두 그림을 비교해보면, 토크 지령이 0 pu일 때, case2의 위치 추정 오차가 더 적은 것을 확인할 수 있다. 또한 1 pu에서는 case0의 위치 추정은 실패한다. 한편, 각 상황에서 추정 좌표계 상의 d, q축 전류 제어는 잘 동작하고 있는 것이 확인된다.

### 6.3. 제안된 인터리빙 기법의 효과 검증

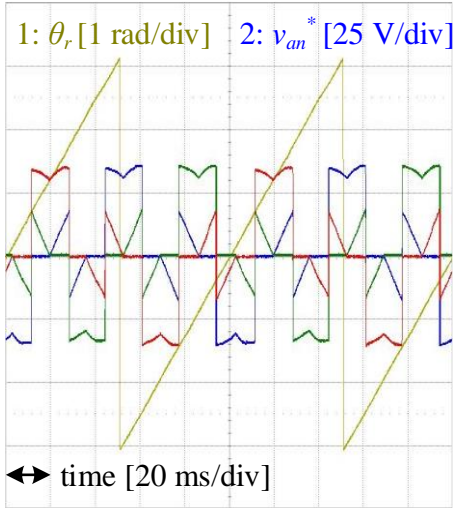
본 절에서는 제 5장에서 제안된 인터리빙 기법을 적용하였을 때, 실제로 직류단 전류의 교류 성분의 실효값이 감소하는지 실험적으로 검증한다. 하지만 그 전에, 해당 기법에서 위치 추정 알고리즘이 정상적으로 동작하는지를 확인해야 한다. 이를 위해 6.3.1절에서는 해당 기법의 위치 추정 성능을 검증하고, 6.3.2절에서 최종적으로 인터리빙 성능을 검증한다.

#### 6.3.1. 제안된 인터리빙 기법의 위치 추정 성능 검증

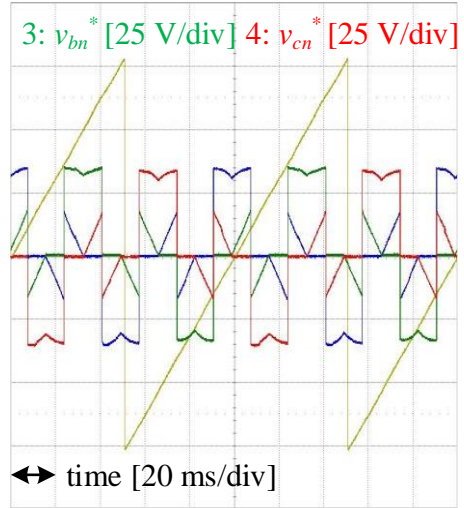
우선, 6.2절에서 진행하였던 case0, case1, case2에 대한 위치 추정 성능 검증 과정을, 제안된 인터리빙 기법에 동일하게 적용해본다. 이에 따라, 제안된 인터리빙 기법을 case3으로 지칭하고, case0과 case2의 위치 추정 알고리즘과의 성능 비교를 진행한다.

첫 번째로, case3의 극 전압 지령 및 샘플링 시점 전류들이 (6.3)의 관계를 만족하는지 확인이 필요한데, 해당 실험은 6.2절의 서두에서 제시한 네 가지 실험 조건들 중 ①과 ④에서만 진행한다. 주입되는 구형파 전압의 크기는 20 V로 선정하였으며, 해당 결과는 그림 6-91 ~ 그림 6-98에 제시하였다.

먼저, 150 r/min 및 0 pu 토크 제어 상황에서 인버터1의 극전압 지령이 그림 6-91, 인버터2의 극전압 지령이 그림 6-92, 인버터1의 샘플링 시점 전류는 그림 6-93, 인버터2의 샘플링 시점 전류는 그림 6-94에 제시되었으며, 해당 그림들이 (6.3)의 관계를 만족하는 것을 확인할 수 있다.



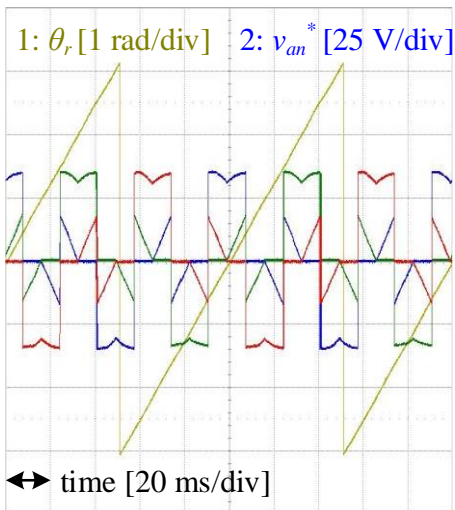
(a)



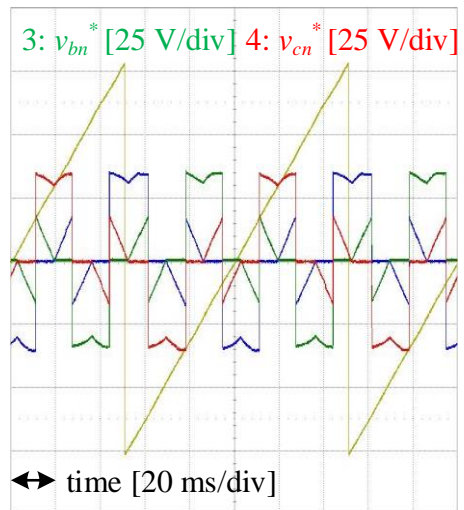
(b)

그림 6-91. case3에서 인버터1의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



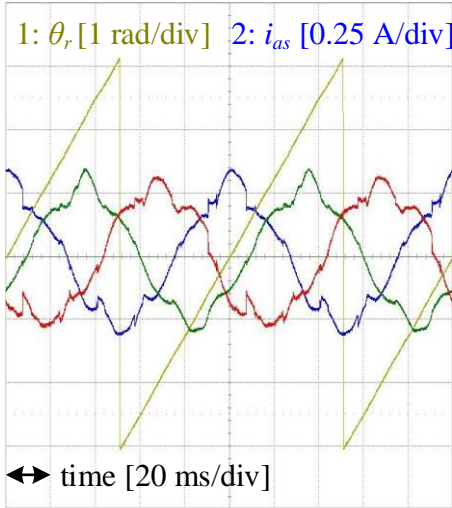
(a)



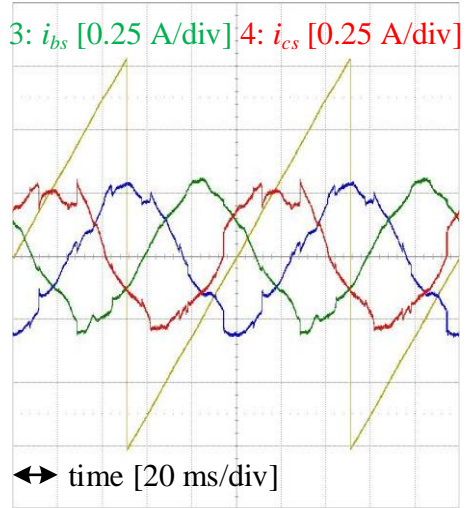
(b)

그림 6-92. case3에서 인버터2의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



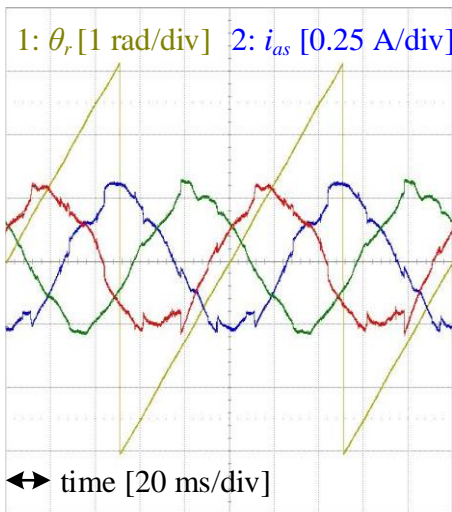
(a)



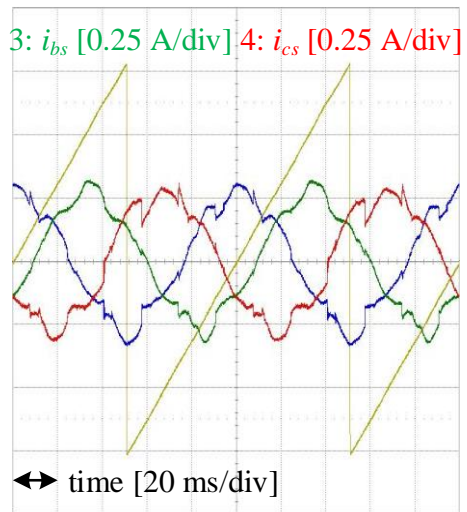
(b)

그림 6-93. case3에서 인버터1의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점



(a)

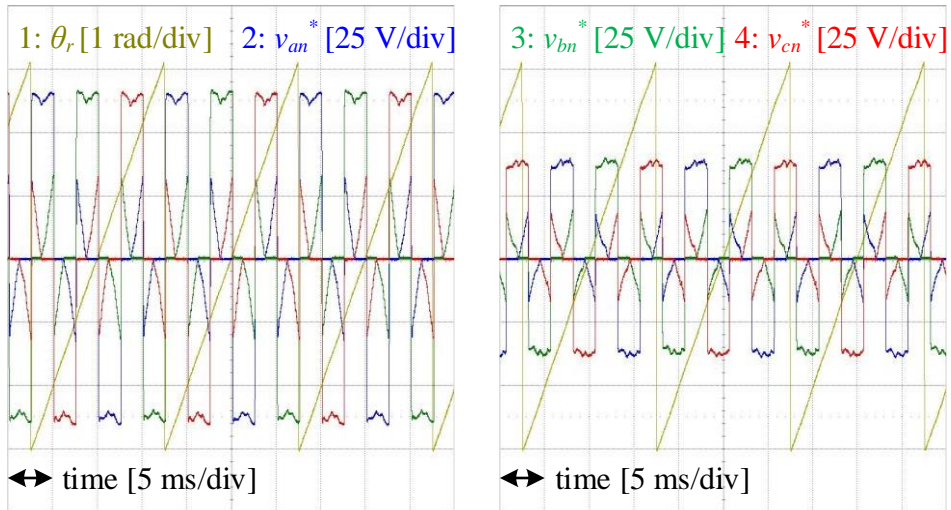


(b)

그림 6-94. case3에서 인버터2의 샘플링 시점 전류

(a) 피크 시점, (b) 밸리 시점

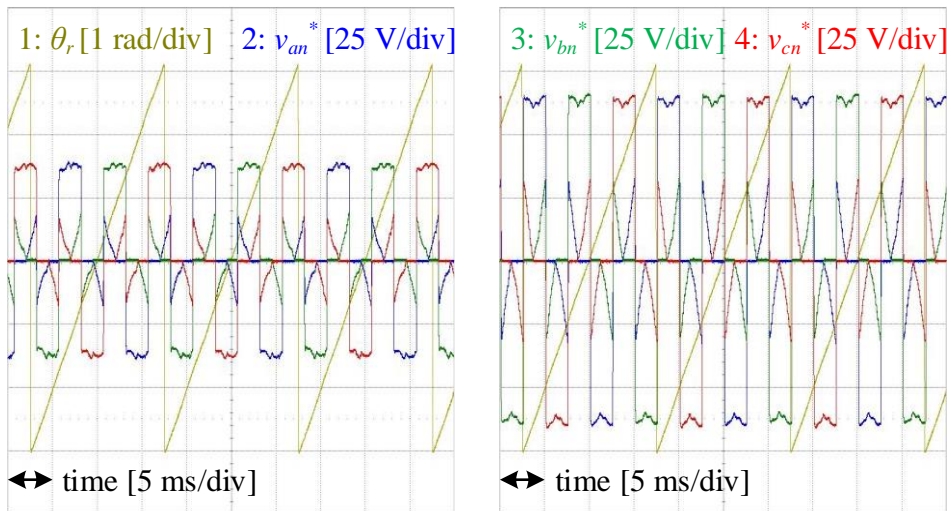
다음으로, 1000 r/min 및 1 pu 토크 제어 상황에서 인버터1의 극전압 지령이 그림 6-95, 인버터2의 극전압 지령이 그림 6-96, 인버터1의 샘플링 시점 전류는 그림 6-97, 인버터2의 샘플링 시점 전류는 그림 6-98에 제시되었다. 마찬가지로 해당 그림들이 (6.3)의 관계를 만족하는 것을 확인할 수 있다.



(a) (b)

그림 6-95. case3에서 인버터1의 극 전압 지령

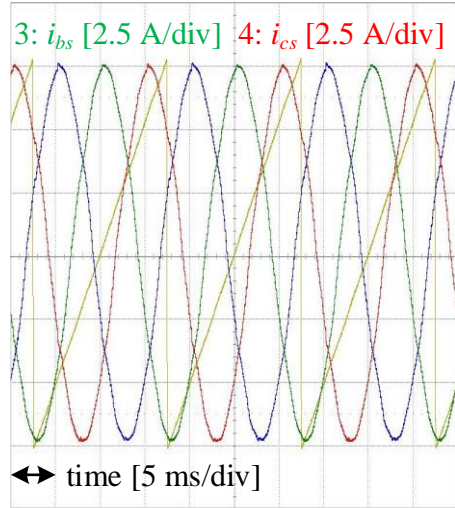
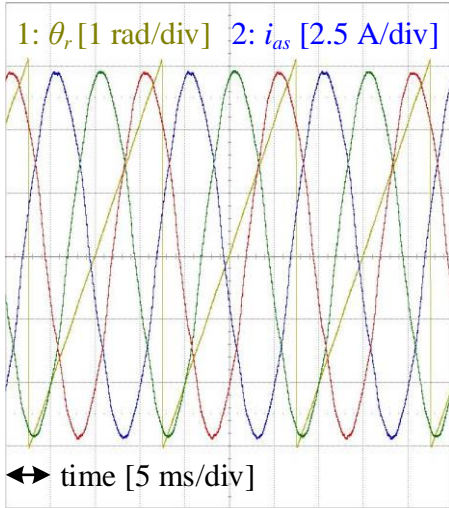
(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



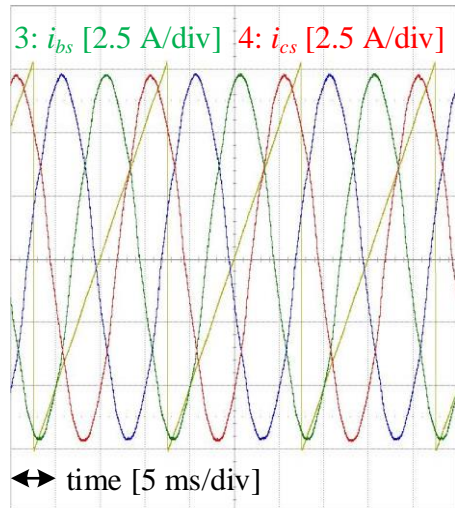
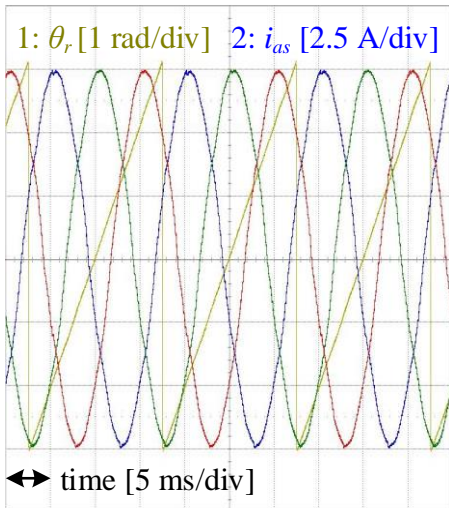
(a) (b)

그림 6-96. case3에서 인버터2의 극 전압 지령

(a) 온 시퀀스, (b) 오프 시퀀스



(a) (b)  
 그림 6-97. case3에서 인버터1의 샘플링 시점 전류  
 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점



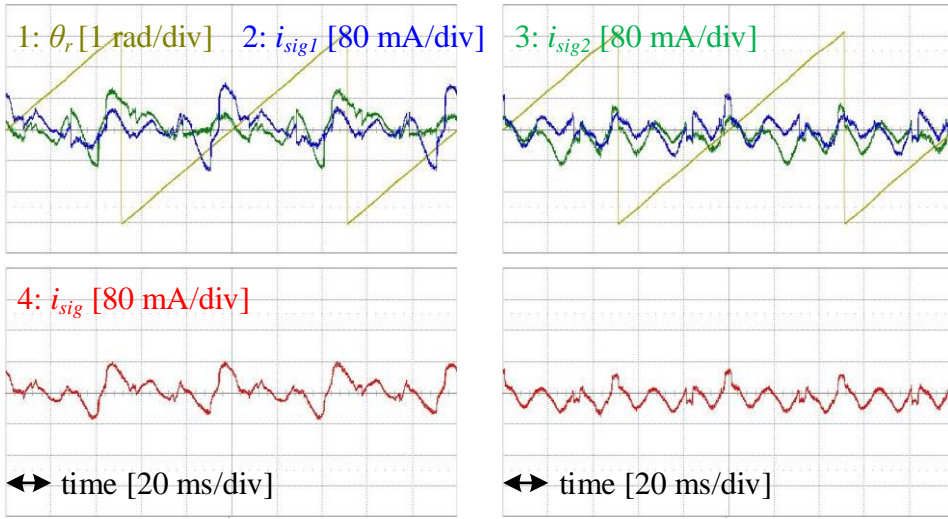
(a) (b)  
 그림 6-98. case3에서 인버터2의 샘플링 시점 전류  
 (a) 피크 시점, (b) 밸리 시점

이에 따라, case3에서 인버터1과 인버터2에서 발생하는 위치 신호  $i_{sig1}$ 과  $i_{sig2}$ 를 평균내었을 때, 홀수 고조파가 상쇄될 것을 예상할 수 있다.

먼저, 고조파 특성 분석부터 진행하며, 그 결과는 그림 6-99 및 그림 6-100와 같다. y축의 스케일은 6.2.2 절과 맞추어 80 mA/div로 설정하였다. 이에 따라  $i_{sig}$ 와  $\tilde{\theta}_{r,est}$  사이의 변환 비율은  $157.36^\circ/\text{A}$ 이고, 아래 그림의  $i_{sig1}$ ,



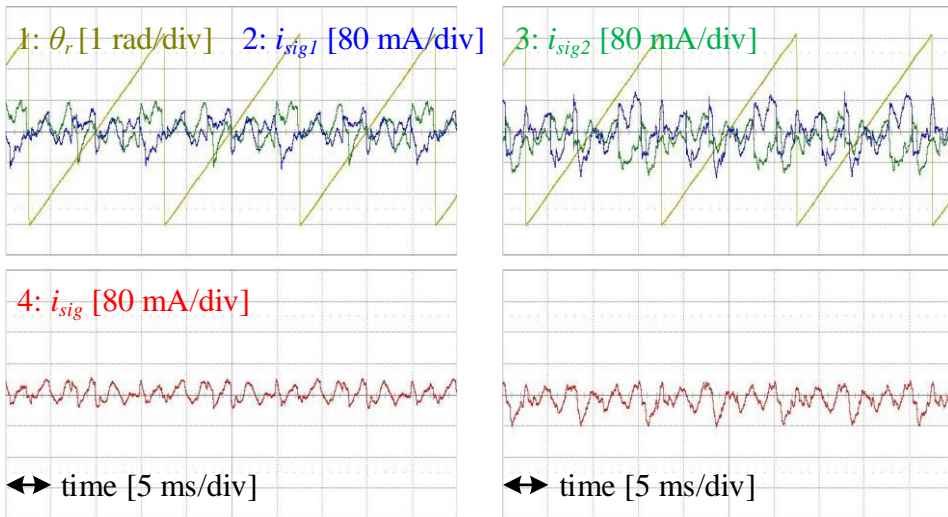
$i_{sig2}$ ,  $i_{sig}$ 를  $\tilde{\theta}_{r,est}$ 로 환산하면 y축 스케일이 12.58°/div로 볼 수 있다.



(a)

(b)

그림 6-99. 150 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  
case3에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu



(a)

(b)

그림 6-100. 1000 r/min 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  
case3에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu

다음으로, 위의 그림들에 제시된 실험 조건 별  $i_{sig}$ 들을 DFT하여, 동일 실험 조건에서 발생하는 case0과 case2의 DFT 결과와 함께 도시하면 그림 6-101 ~ 그림 6-104와 같다. 해당 그림들의 y축 최대값은 모두 30 mA로 맞추었다.

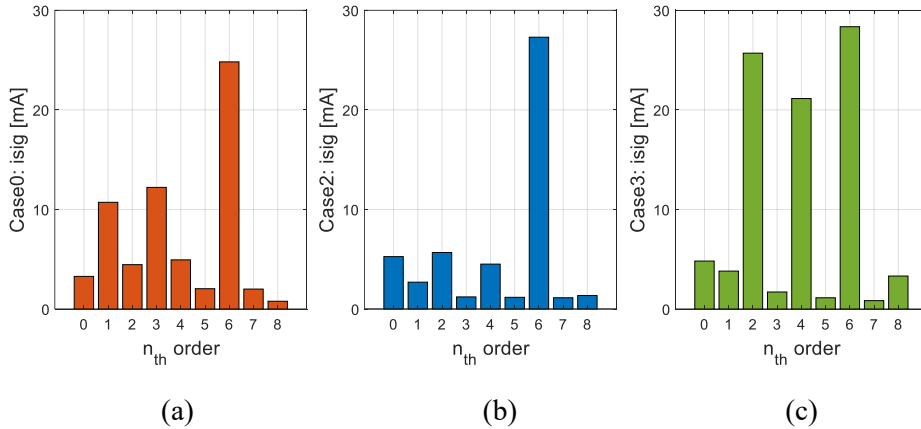


그림 6-101. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

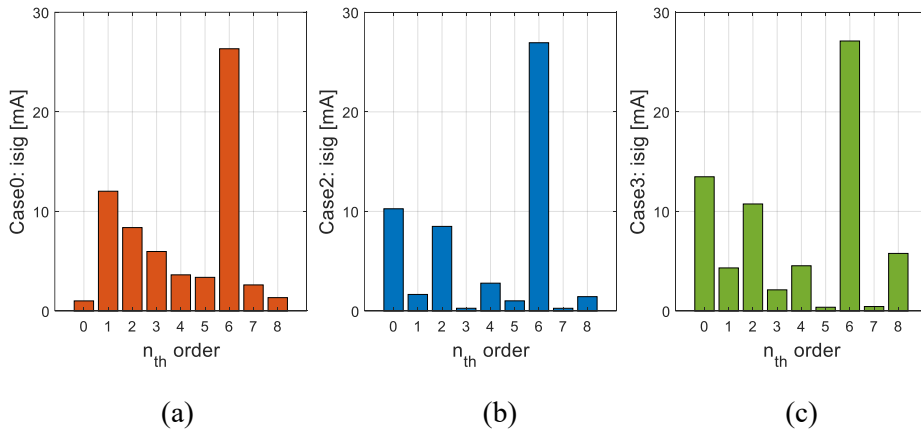


그림 6-102. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

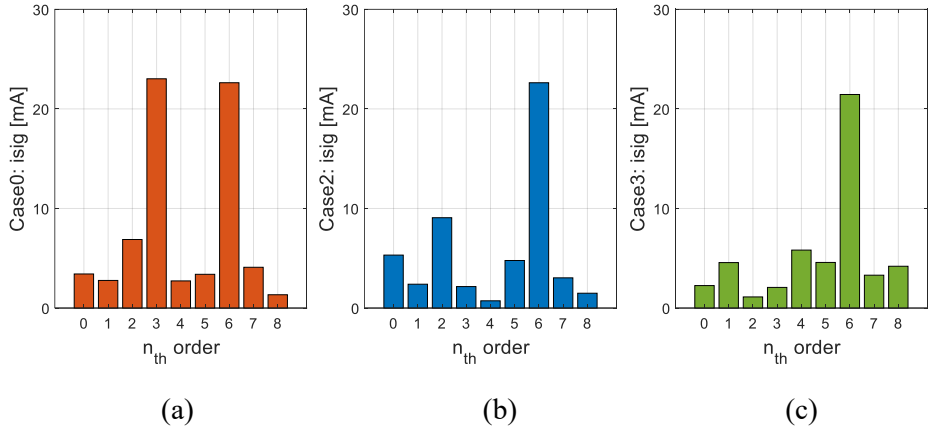


그림 6-103. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

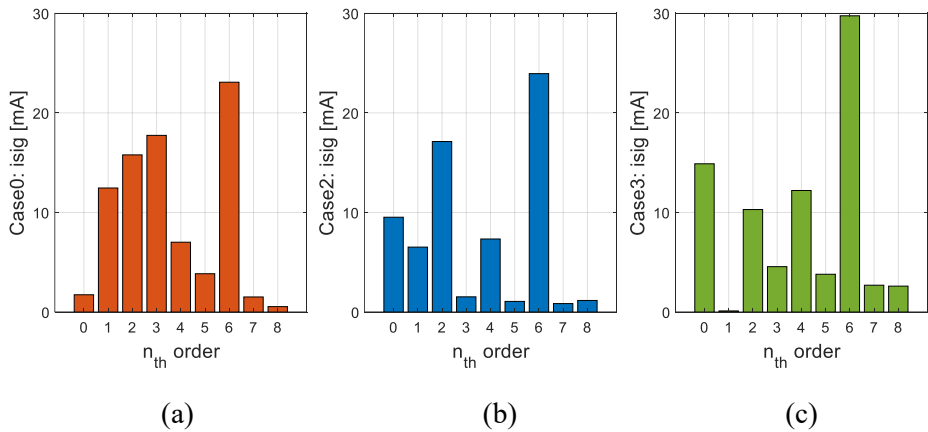


그림 6-104. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

위의 DFT 결과들을 살펴볼 때 case0과 case3을 비교하였을 때, 발생하는 위치 신호의 홀수 고조파는 확연히 감소한 것을 확인할 수 있었다. 다만, 정격 부하 상황에서 0 고조파가 증가하는 현상이 case2와 마찬가지로 case3에서도 확인되며, case1만큼은 아니지만 상당량의 2, 4 고조파가 추가되는 것을 확인할 수 있다. 즉, case0 대비 case3에서, 홀수 고조파들이 억제되지만 짝수 고조파들이 추가되는 현상이 발생한다.

다음으로, 위의  $i_{sig}$ 를 사용하여 실제 위치 추정 알고리즘을 실행한 결과를 제시한다. 앞 절에서와 마찬가지로, 위치 및 속도 관측기의 대역폭은 20 Hz, 감쇠 계수는 0.707이 선정되었다. 해당 파형들을 그림 6-105 ~ 그림 6-108에 제시하였으며, 위치 추정에 실패하는 실험 상황이

없으므로 모든 y축 스케일은 0.1 rad/div로 맞추었다. 아래의 결과들을 보았을 때, 주입되는 구형파 전압의 크기가 20 V로 신호의 크기가 충분하기 때문에, 고조파가 상당히 있더라도 위치 추정이 실패하는 경우는 없다. 그림 6-105의 case3에서, case0과 case2에 비해 상대적으로 큰 위치 추정 오차가 발생하는 것을 확인할 수 있고, 그림 6-106, 그림 6-107, 그림 6-108에서는 case 별 큰 차이가 보이지 않는다.

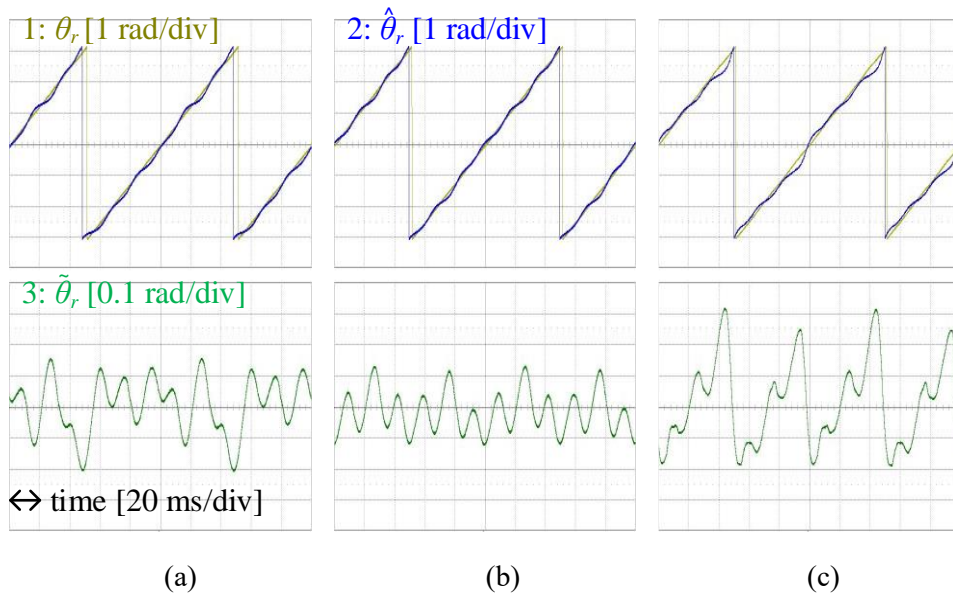
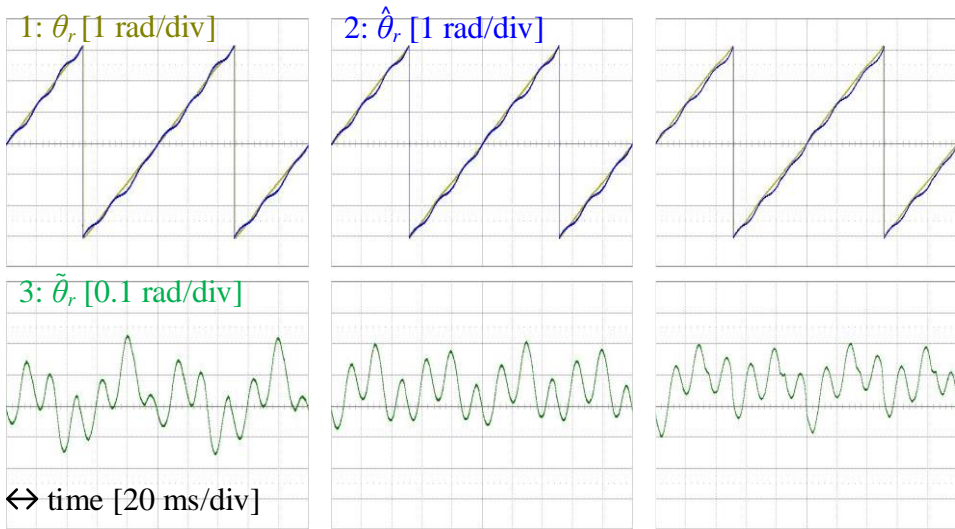


그림 6-105. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

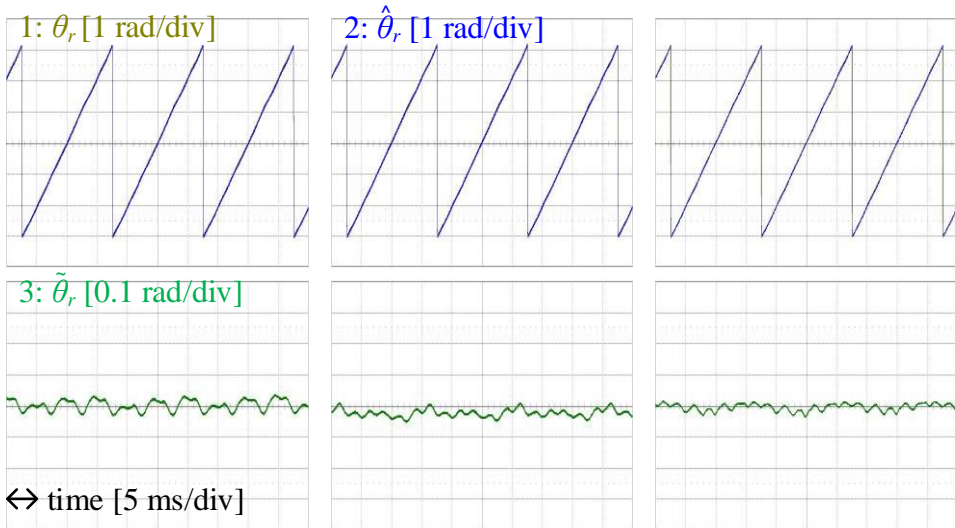


(a)

(b)

(c)

그림 6-106. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  
 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

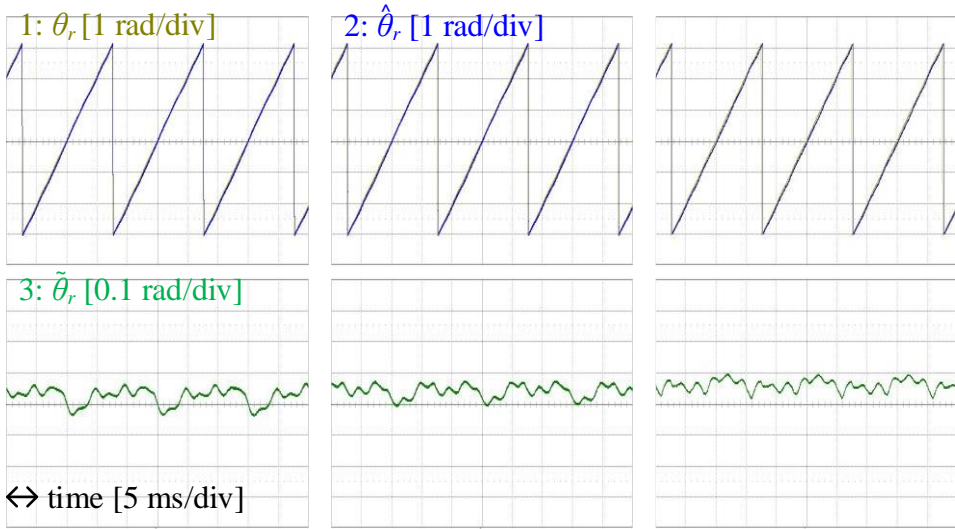


(a)

(b)

(c)

그림 6-107. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시,  
 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3



(a)

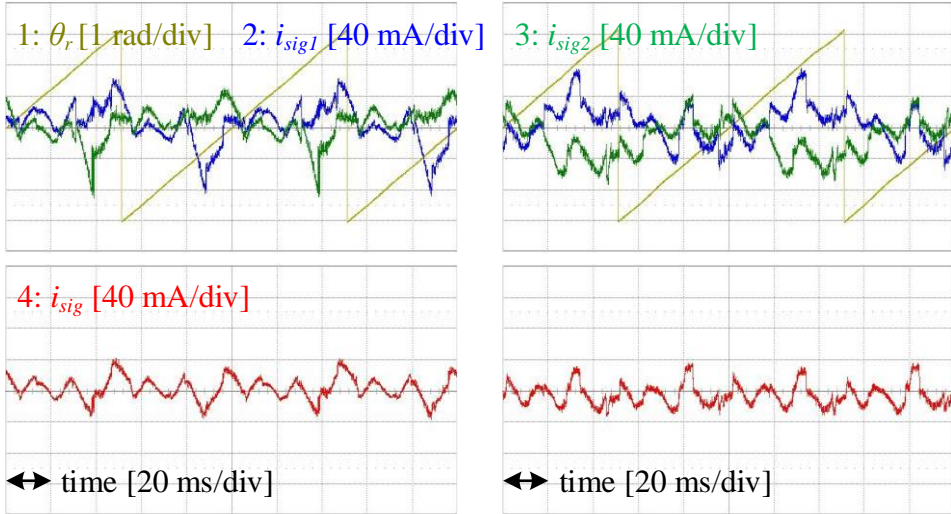
(b)

(c)

그림 6-108. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 20 V 구형파 전압 주입 시,

위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

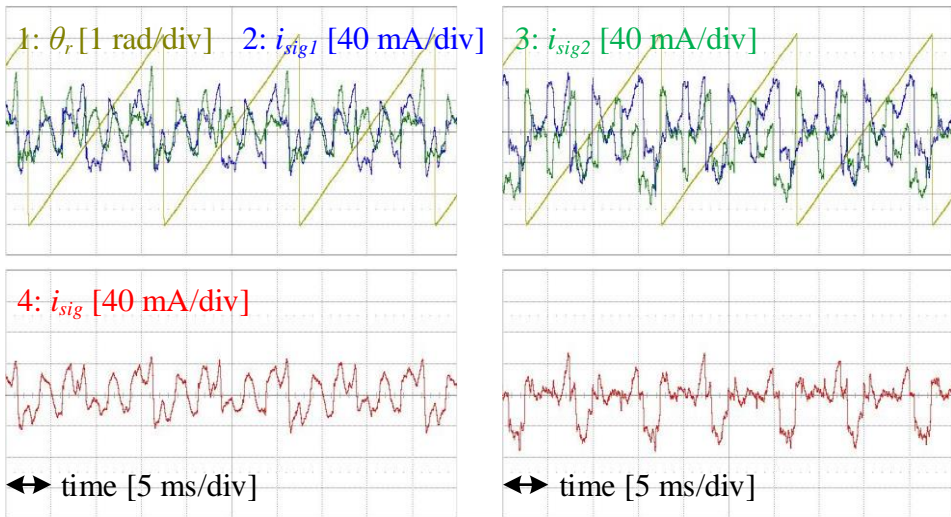
다음으로는 구형파 전압을 10 V로 감소 시켜 진행한 실험 결과를 제시한다. 먼저, 고조파 특성 분석 결과부터 그림 6-109 및 그림 6-110에 제시한다. 해당 두 그림의 y축 스케일은 6.2.3절과 맞추어 40 mA/div로 설정하였다. 이에 따라  $i_{sig}$ 와  $\tilde{\theta}_{r.est}$  사이의 변환 비율은  $314.73^\circ/A$ 이고, 아래 그림의  $i_{sig1}$ ,  $i_{sig2}$ ,  $i_{sig}$ 를  $\tilde{\theta}_{r.est}$ 로 환산하면 y축 스케일이 12.58°/div로 볼 수 있다.



(a)

(b)

그림 6-109. 150 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
case3에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu



(a)

(b)

그림 6-110. 1000 r/min 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
case3에서 토크 제어 (a) 0 pu, (b) 1 pu

다음으로, 위의 그림들에 제시된 실험 조건 별  $i_{sig}$ 들을 DFT하여, case0과 case2의 그것들과 함께 도시하면 그림 6-111~ 그림 6-114와 같다. 해당 그림들의 y축 최대값은 모두 40 mA로 맞추었다.

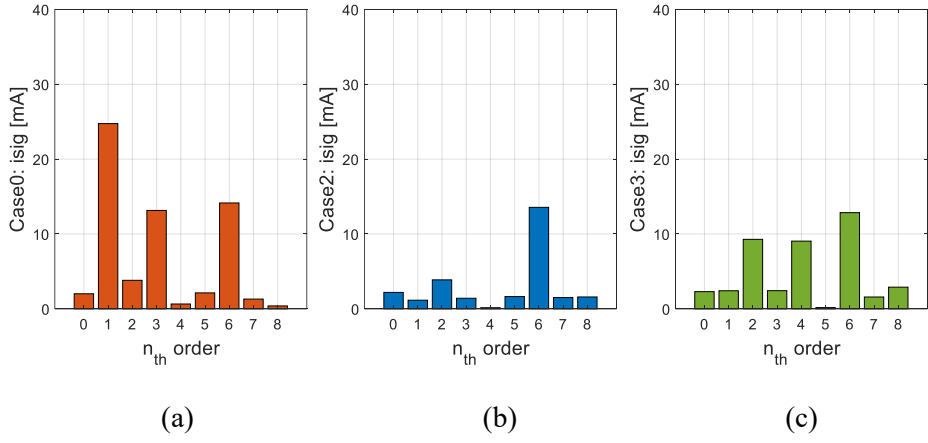


그림 6-111. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

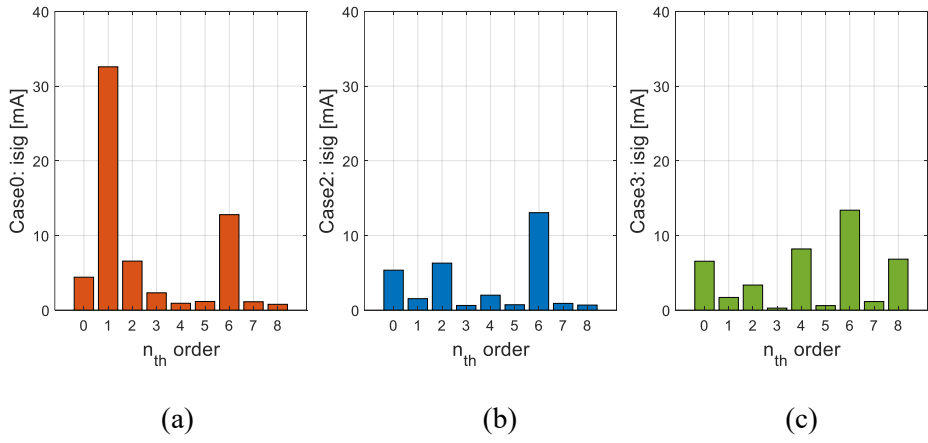


그림 6-112. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3



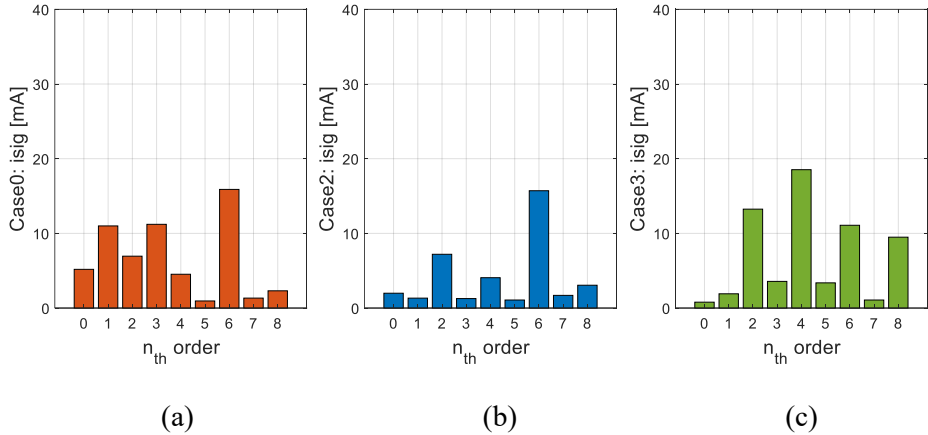


그림 6-113. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

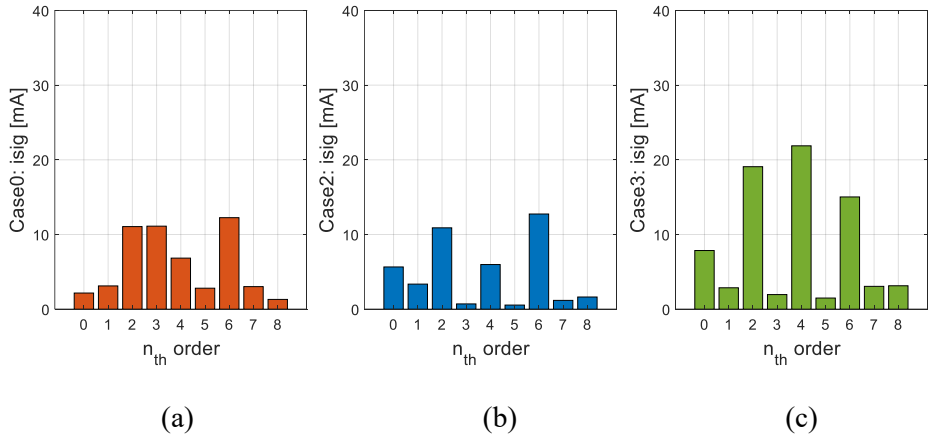


그림 6-114. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 회전자 위치에 따른  $i_{sig}$ 의 DFT 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

위의 DFT 결과들에 대한 평가로는, case0과 비교하였을 때, case2와 마찬가지로 case3에서도 홀수 고조파들은 억제되었다. 하지만 실험 조건에 따라 짝수 고조파들이 추가되는 경우가 발생하였다.

다음으로, 위의  $i_{sig}$ 를 사용하여 실제 위치 추정 알고리즘을 실행한 결과를 제시한다. 마찬가지로, 위치 및 속도 관측기의 대역폭은 20 Hz, 감쇠 계수는 0.707이 선정되었다. 해당 파형들을 그림 6-115 ~ 그림 6-118에 제시하였으며, 해당 그림들의 y축 스케일에 대하여, 위치 추정 오차가 큰 그림 6-115의 case0에 대해서는 0.2 rad/div, 위치 추정이 실패하는 그림 6-116의 case0에 대해서는 1 rad/div로 설정한다. 나머지는

모두 0.1 rad/div로 맞추었다.

아래의 결과들을 보았을 때, 150 r/min, 1 pu 토크 제어 상황에서 case0은 위치 추정에 실패하는 한편 case3은 위치 추정이 가능하다. 또한, case2의 위치 추정 성능이 대체적으로 case3의 그것에 비해 좋은 것으로 판별된다.

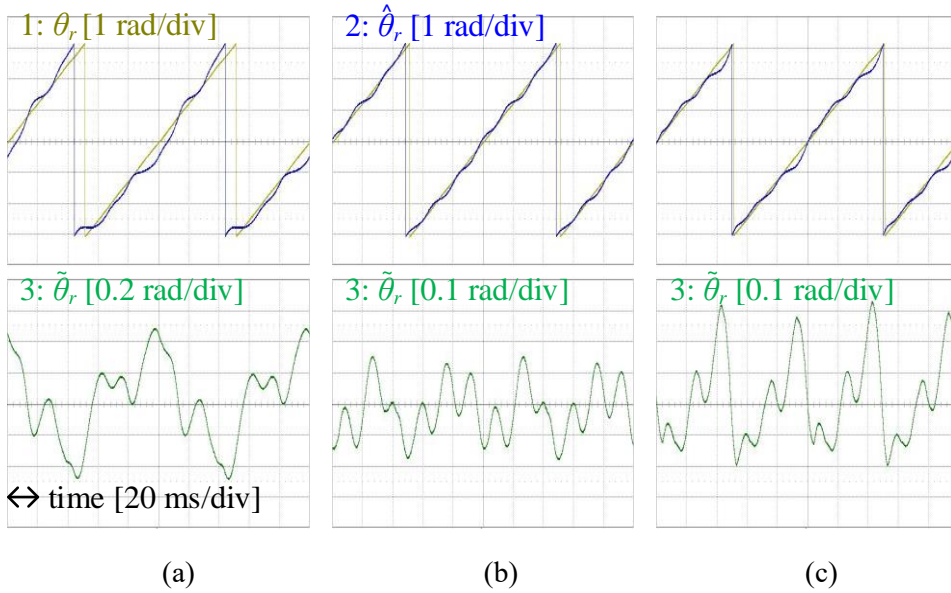
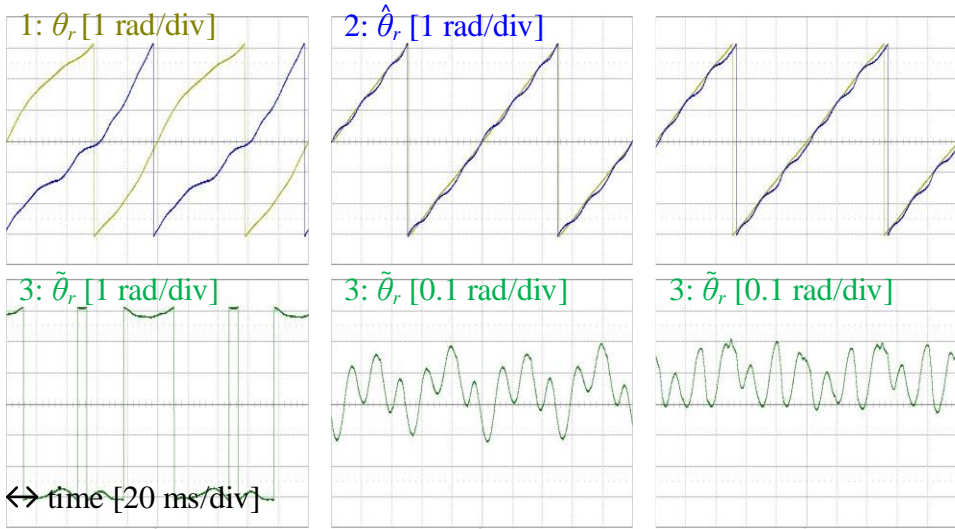


그림 6-115. 150 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시, 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

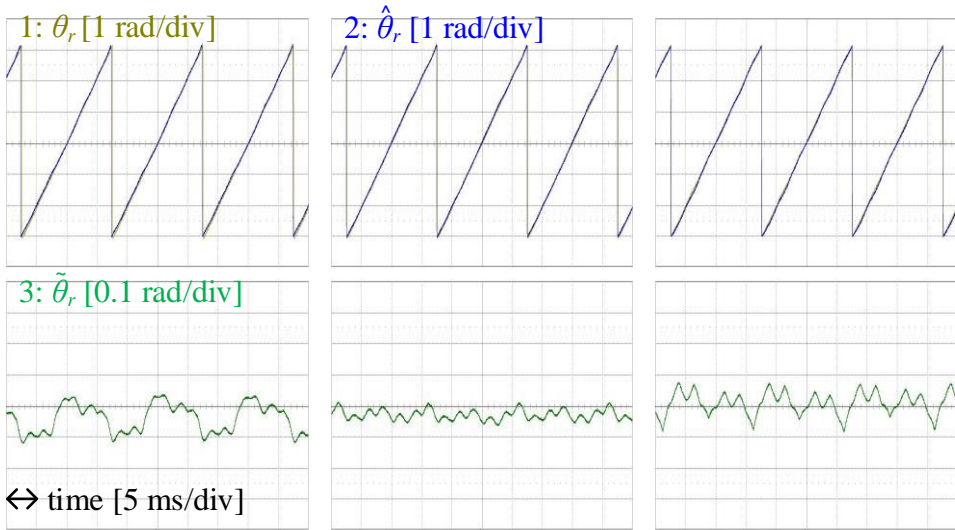


(a)

(b)

(c)

그림 6-116. 150 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

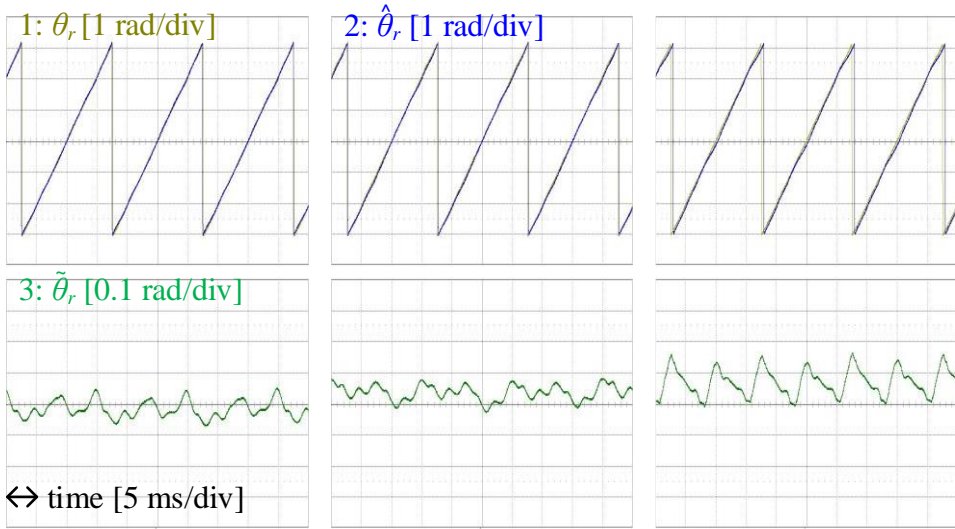


(a)

(b)

(c)

그림 6-117. 1000 r/min, 0 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3



(a)

(b)

(c)

그림 6-118. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어 및 10 V 구형파 전압 주입 시,  
 위치 추정 알고리즘 수행 결과 (a) case0, (b) case2, (c) case3

본 절의 마지막 실험 결과로, 과도 상태에 대한 파형을 제시해보도록 한다. 150 r/min의 회전 속도에서, 계단 함수(step function)의 형태로 토크 지령을 0 pu에서 1 pu로 변경하는 상황을 선정한다. 해당 조건에서 case3의 위치 추정 알고리즘 실행 결과는 그림 6-119과 같다. 그림 6-89에 제시된 case0의 결과와 비교하였을 때, 위치 추정 성능이 향상된 것을 파악할 수 있다. 또한 그림 6-90에 제시된 case2의 결과와 비교해도 큰 차이는 없는 것을 확인할 수 있다.

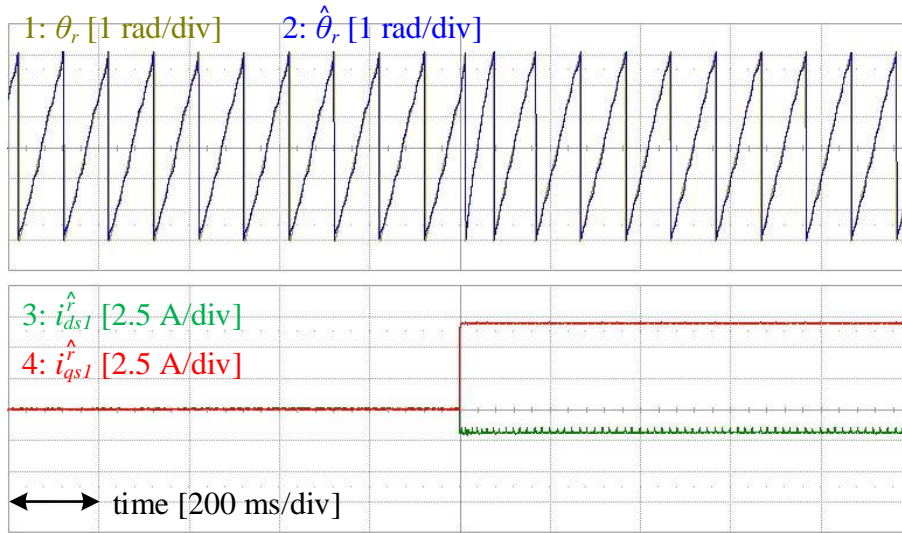


그림 6-119. 150 r/min, 10 V 구형파 전압 주입 및 case3의 위치 추정 알고리즘 수행 시, 토크 지령을 0 pu에서 1 pu로 변동

### 6.3.2. 직류단 전류의 계산 및 비교

앞 절에서 case3의 위치 추정 성능을 평가해본 결과, 기존 기법인 case0에 비해서는 성능이 좋지만, 제 4장의 제안 기법인 case2에 비해서는 약간 성능이 떨어지는 것을 확인할 수 있었다. 본 절에서는 case2와 case3의 직류단 전류에 대한 실험 결과를 제시하고 비교한다.

우선 실험 조건에 대한 설명으로, 운전 속도를 150 r/min과 1000 r/min으로 선정하고, 각각의 속도에서 그림 6-35에 제시된 MTPA 궤적 위의 11 가지 전류 지점에서 전류 제어를 수행한다. 이때 MTPA 궤적 위의 11 가지 전류 지점은, 전류의 크기를 기준으로 0 A부터 정격 전류인 7.35 A까지 등간격으로 배치한다. 최종적으로, 2 가지의 속도, 11 가지의 전류 운전점에서, case2와 case3의 위치 추정 알고리즘을 구현하여, 각 상황에서의 직류단 전류를 측정한다. 그에 따라 총 44 가지의 측정 결과를 구한다.

다음으로, 직류단 전류의 측정 기법에 대해 설명한다. 본 논문의 실험에서 사용한 인버터의 모습이 그림 6-1에 제시되어있는데, 해당 그림에서 볼 수 있듯이, 인버터 모듈의 직류단이 PCB 내에

구성되어있어서 직류단 전류를 직접 측정하는 것이 불가능하다.

그에 따라, 인버터의 스위칭 함수와 삼상 전류의 내적(inner product) 연산을 통해 직류단 전류를 간접적으로 계산한다. 해당 계산은 (6.4)와 같고, 해당 수식은 총 12 개의 변수로 이루어져있다. 이때, 각 인버터의 c 상 전류는, a 상 전류와 b 상 전류로부터 복원한다고 하였을 때, 총 10 가지 변수에 대한 측정이 이루어져야한다.

$$\begin{aligned}\Sigma I_{dlink} &= I_{dlink1} + I_{dlink2} \\ &= \frac{1}{2} \{s_{an1}i_{as1} + s_{bn1}i_{bs1} + s_{cn1}i_{cs1}\} + \frac{1}{2} \{s_{an2}i_{as2} + s_{bn2}i_{bs2} + s_{cn2}i_{cs2}\} \\ &= \frac{1}{2} \mathbf{s}_{abcn1} \cdot \mathbf{i}_{abcs1} + \frac{1}{2} \mathbf{s}_{abcn2} \cdot \mathbf{i}_{abcs2}\end{aligned}\quad (6.4)$$

하지만, 연구실에 구비된 오실로스코프 중에서 채널 수가 가장 많은 것이 8채널 스코프이므로,  $\mathbf{i}_{abcs1}$ 과  $\mathbf{i}_{abcs2}$ 가 비슷하다는 가정 하에, (6.5)를 한 번 측정, (6.6)을 다시 한 번 측정한 후, 두 결과의 평균을 직류단 전류로 추정하였다.

$$\Sigma I_{dlink} \approx \frac{1}{2} \mathbf{s}_{abcn1} \cdot \mathbf{i}_{abcs1} + \frac{1}{2} \mathbf{s}_{abcn2} \cdot \mathbf{i}_{abcs1} \quad (6.5)$$

$$\Sigma I_{dlink} \approx \frac{1}{2} \mathbf{s}_{abcn1} \cdot \mathbf{i}_{abcs2} + \frac{1}{2} \mathbf{s}_{abcn2} \cdot \mathbf{i}_{abcs2} \quad (6.6)$$

이때,  $\mathbf{i}_{abcs1}$ 과  $\mathbf{i}_{abcs2}$ 가 비슷하다는 가정의 타당성을 증명하기 위해, 앞서 언급했던 44 가지의 운전 조건에 대해,  $i_{as1}$ 과  $i_{as2}$ 를, 150 r/min과 1000 r/min, case2와 case3으로 분류하여 그림 6-120 ~ 그림 6-123에 제시하였다. 각 그림에는, MTPA 궤적 위의 11 가지의 전류 운전점에 해당하는 a 상 전류가 겹쳐서 도시되어있다.

해당 파형들은 모두 오실로스코프로 추출한 결과이며, 전기각 한 주기를 기반으로 표현한 것이다. 해당 그림들에서 보았을 때,  $i_{as1}$ 과  $i_{as2}$ 가 리플 성분에는 차이가 있으나 기본 주파수 대역 성분은 일치한다. b 상전류에 대한 결과는 따로 도시하지는 않았으나, 같은 경향을 보인다. 이때, 직류단 전류를 결정함에 있어, 기본 주파수 대역 전류가 리플 전류에 비해 우세하게 작용하기 때문에,  $\mathbf{i}_{abcs1}$ 과  $\mathbf{i}_{abcs2}$ 가 비슷하다는

가정은 유효하다.

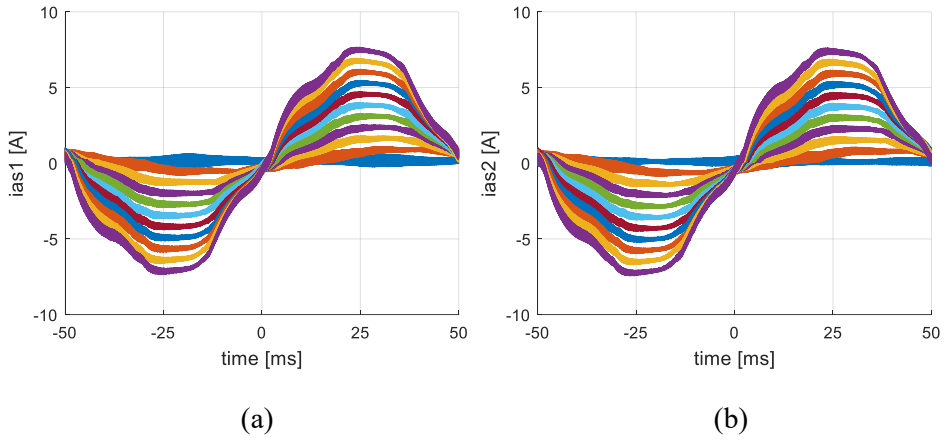


그림 6-120. 150 r/min, 20 V 구형파 전압 주입 및 case2의 위치 추정 알고리즘 수행 시 전류 크기에 따른 a상 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2

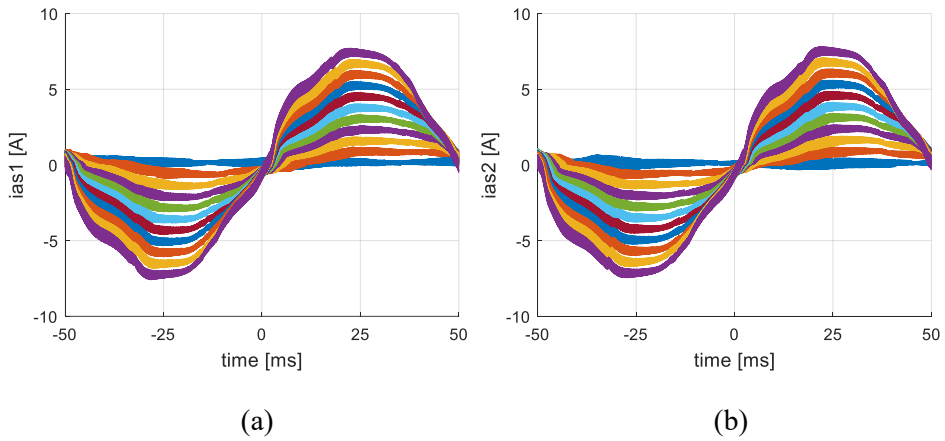
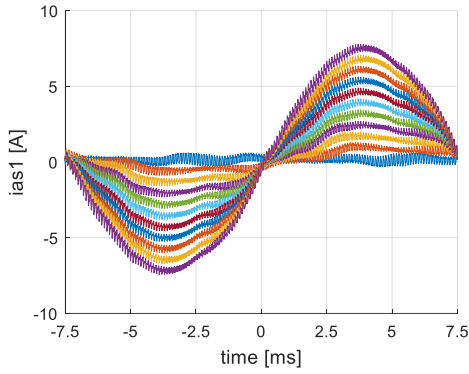
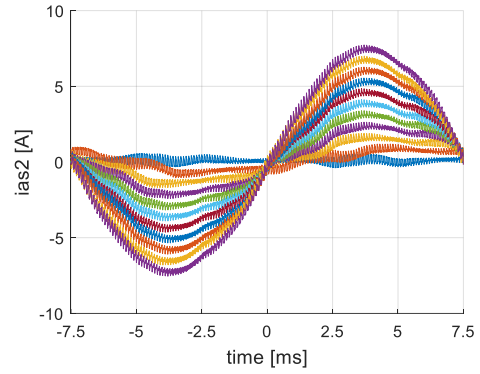


그림 6-121. 150 r/min, 20 V 구형파 전압 주입 및 case3의 위치 추정 알고리즘 수행 시 전류 크기에 따른 a상 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2

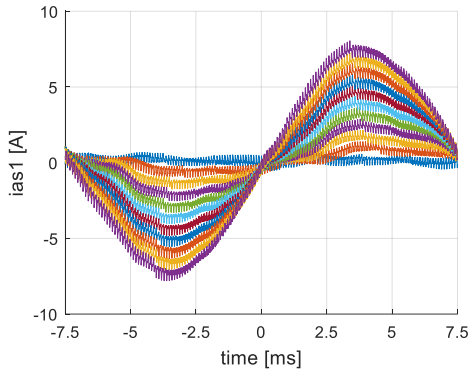


(a)

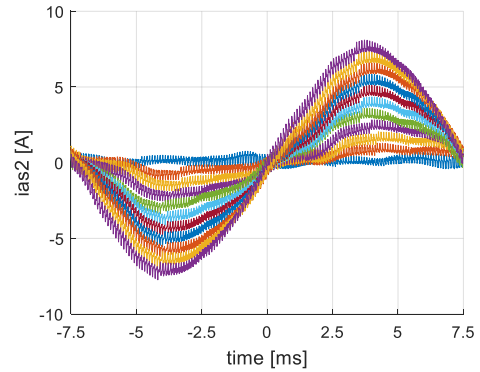


(b)

그림 6-122. 1000 r/min, 20 V 구형파 전압 주입 및 case2의 위치 추정 알고리즘 수행 시 전류 크기에 따른 a상 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2



(a)



(b)

그림 6-123. 1000 r/min, 20 V 구형파 전압 주입 및 case3의 위치 추정 알고리즘 수행 시 전류 크기에 따른 a상 전류 (a) 인버터1, (b) 인버터2



다음으로, (6.6)의 각 변수들을 측정된 결과에 대한 예시 파형을 그림 6-124에 도시하였다. 해당 운전 상황은 1000 r/min, 1 pu 토크 제어, 20 V의 구형파 전압 주입을 하면서 case2의 위치 추정 알고리즘을 수행하는 상황이다. 아래 그림은 해당 상황에서의  $i_{as2}$ ,  $i_{bs2}$  및 인버터1과 인버터2의 극 전압을 나타낸 그림이다.

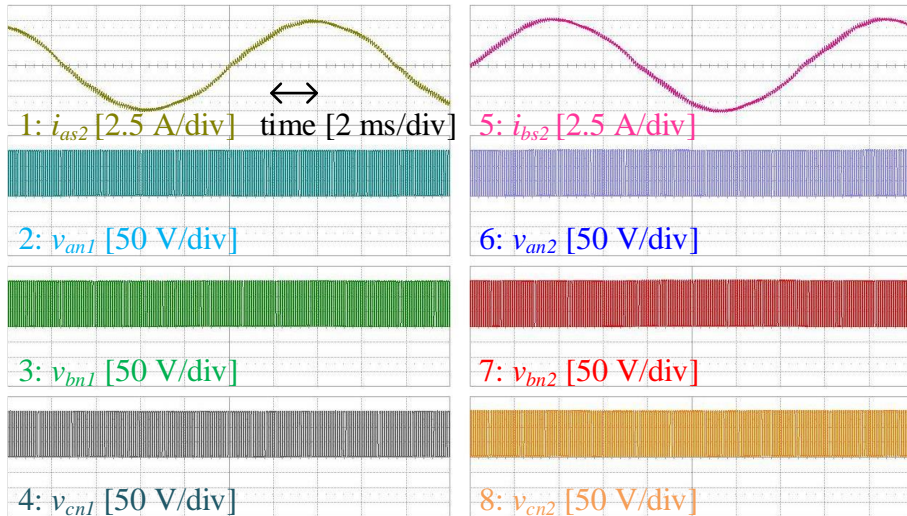


그림 6-124. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어, 20 V 구형파 전압 주입 및 case2의 위치 추정 알고리즘 수행 시, 인버터2의 a, b 상 전류 및 인버터1, 인버터2의 극 전압

각 상의 스위칭 함수는 극 전압을 통해 구하는데, 극 전압이 75 V보다 크면 +1, 75V보다 작으면 -1로 계산한다.

위와 같은 측정은 오실로스코프의 각 채널 별로, 초당 10,000,000 번의 샘플링 데이터를 기반으로 구성한다. 이는 즉, 샘플링 간격을 100 nsec로 선정한 것이다. 실험에서 사용된 인버터 모듈의 데이터 시트인 그림 6-15에는, 극 전압의 상승 구간은 400 nsec, 하강 구간은 600 nsec으로 기재되어있기 때문에, 샘플링 간격이 100 nsec로 선정된 것은 타당한 것으로 생각 된다. 결과적으로 전기각 한 주기의 데이터는, 150 r/min은 10 Hz이기 때문에 채널 별로 1,000,000 개, 1000 r/min은 66.67 Hz이기 때문에 채널 별로 150,000 개로 구성된다. 총 44 개의 운전 조건에 대하여 (6.5)와 (6.6)의 측정을 진행하였고, 총 88 개의 측정 및 8 채널에 대한 전체 데이터 용량은 9.03 GB이다.

위의 측정 데이터를 기반으로, 직류단 전류의 계산 결과를 제시한다. 해당 운전 조건은 1000 r/min 및 1 pu 토크 제어이고, case2에 대한 (6.6)의 계산 결과를 전기각 한 주기의 시간 동안 표현한 것은 그림 6-125와 같다. 또한 해당 파형을 미시적으로 확대한 파형은 그림 6-126와 같다.

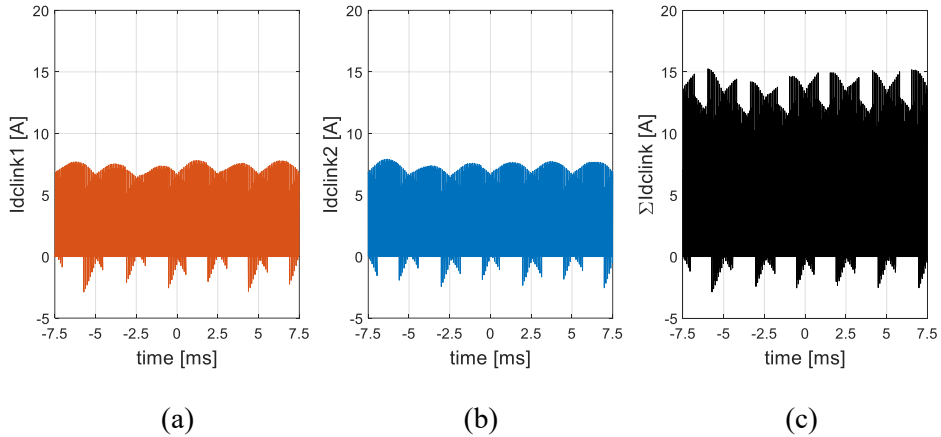


그림 6-125. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어, 20 V 구형파 전압 주입 및 case2의 위치 추정 알고리즘 수행 시 직류단 전류

(a) 인버터1, (b) 인버터2, (c) 두 인버터의 합

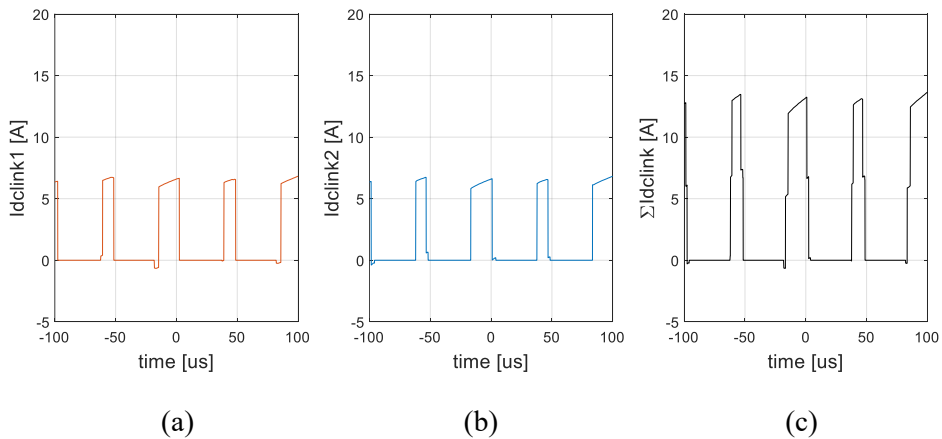


그림 6-126. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어, 20 V 구형파 전압 주입 및 case2의 위치 추정 알고리즘 수행 시 직류단 전류 확대 파형

(a) 인버터1, (b) 인버터2, (c) 두 인버터의 합

다음으로, 같은 운전 조건에서의 case3에 대한 (6.6)의 계산 결과는 그림 6-127과 같다. 또한 해당 파형을 미시적으로 확대한 파형은 그림 6-128과 같다.

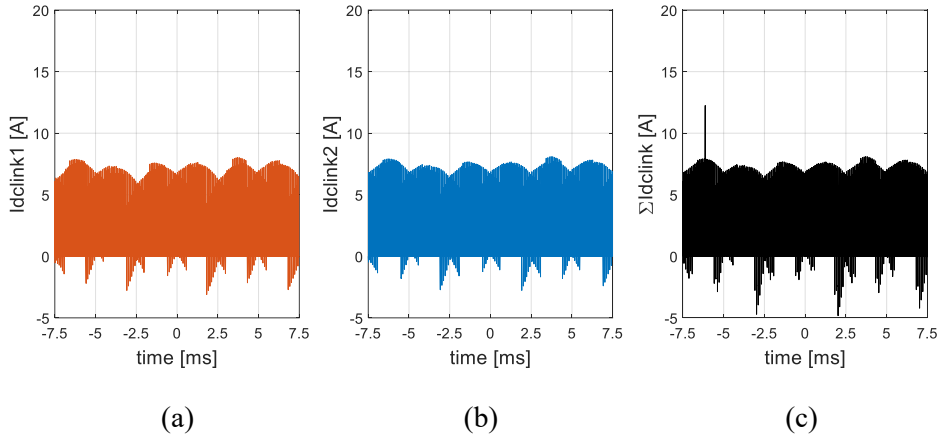


그림 6-127. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어, 20 V 구형파 전압 주입 및 case3의 위치 추정 알고리즘 수행 시 직류단 전류  
(a) 인버터1, (b) 인버터2, (c) 두 인버터의 합

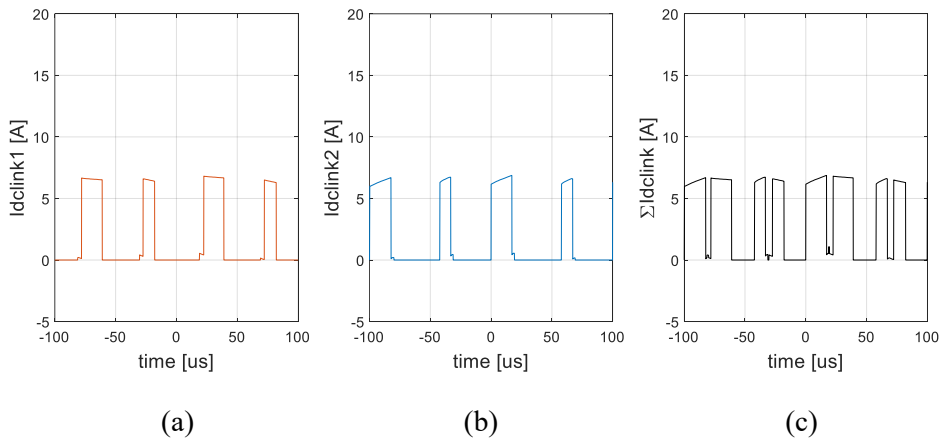


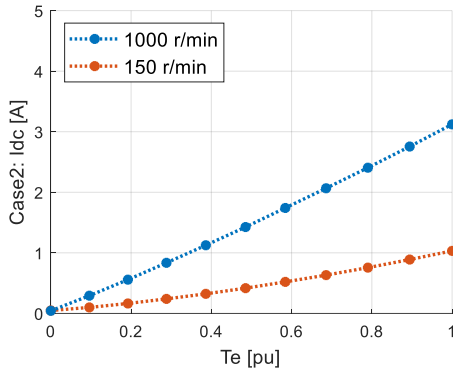
그림 6-128. 1000 r/min, 1 pu 토크 제어, 20 V 구형파 전압 주입 및 case3의 위치 추정 알고리즘 수행 시 직류단 전류 확대 파형  
(a) 인버터1, (b) 인버터2, (c) 두 인버터의 합

그림 6-126와 그림 6-128에 제시된 case2와 case3의 계산 결과를 비교하였을 때, 제 5장에서 언급한 대로 case3에서는 유효 전압 벡터 인가 시점이 분산 됨에 따라, 직류단 전류가 흐르는 시점 역시 분산되는 것을 확인할 수 있다.

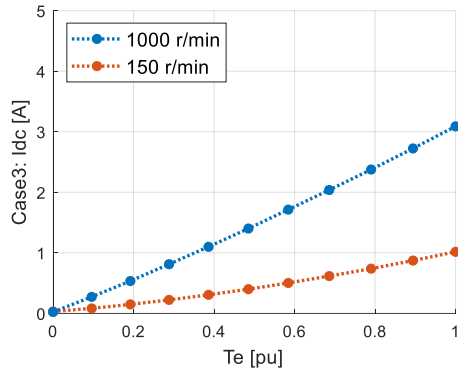
본 절의 결론으로, 총 44 가지 운전 조건에 대해 (6.5)와 (6.6)의 평균을 통해 계산된 직류단 전류에 대해 정리한다. 실제로는  $i_{abcs1}$ 과  $i_{abcs2}$ 의 기본 주파수 대역 성분이 일치하기 때문에, (6.5)와 (6.6)의 결과는 거의 같다.

우선 (5.1)에 따라 직류단 전류는 직류 성분과 교류 성분으로 구성되며, 직류단 전류의 전기각 한 주기 평균 값을  $I_{dc}$ 로 삼는다. 다음으로, 직류단 전류에서  $I_{dc}$ 를 뺀 파형을  $i_{ac}$ 로 삼는다. 그에 따라,  $I_{dc}$ 를 그림 6-129에,  $i_{ac}$ 의 실효 값을 그림 6-130에 도시하였다. 각 파형 위에서 실제로 측정된 지점에 대하여 마킹(marking)을 하였다.

case2와 case3의 상응하는 운전점에서 각각 출력되는 유효전력이 같기 때문에, 그림 6-129의 (a)와 (b)는 거의 일치한다. 한편,  $i_{ac}$ 의 실효 값은 소비되는 유효 전력이 큰 운전 조건일수록, case2와 case3의 차이가 커진다. 그림 6-130의 1000 r/min에 대한 파형은, 해당 내용을 이론적으로 구한 그림 5-45의 결과와 상당히 유사한 것을 확인할 수 있다. 결론적으로, case3가 case2에 비해 위치 추정 성능은 약간 떨어지지만, 직류단 전류 측면에서는 캐패시터에 흐르는 교류 성분 전류를 대폭 저감할 수 있어, 유효성이 검증되었다고 볼 수 있다.

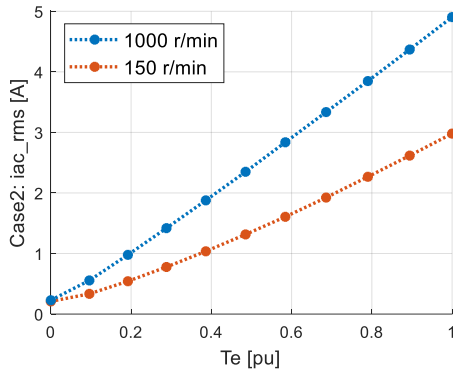


(a)

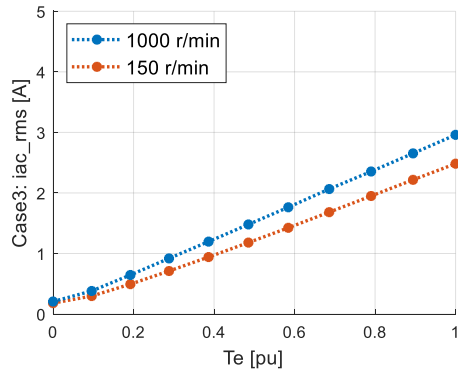


(b)

그림 6-129. 20 V 구형파 전압 주입 및 위치 추정 알고리즘 수행 시 직류단 전류의 직류 성분 (a) case2, (b) case3



(a)



(b)

그림 6-130. 20 V 구형파 전압 주입 및 위치 추정 알고리즘 수행 시 직류단 전류의 교류 성분의 실효값 (a) case2, (b) case3

## 제 7 장. 결 론

### 7.1. 연구 결과

본 논문은 이중 삼상 전동기에 대하여 위치 추정 오차를 저감할 수 있는 비대칭 신호 주입 센서리스 기법 및 해당 센서리스 기법과 병행할 수 있는 인터리빙 기법을 제안하였다. 이를 위하여 먼저, 단일 삼상 전동기에서 스위칭 주파수 주입 센서리스 제어를 구현할 때 발생하는 위치 추정 오차의 고조파들에 대한 원인을 분석하였다. 이에 대하여, 2, 3, 6 고조파에 대해서는 참조 문헌들의 내용을 기반으로 소개를 진행하였고, 1 고조파에 대해서는 본 논문에서 새롭게 원인을 제안 하였다. 다음으로, 해당 위치 추정 오차의 고조파들 중, 1, 3 고조파에 대한 상쇄 조건에 대하여 상세히 분석하였으며, 해당 조건을 만족하는 비대칭 신호 주입 센서리스 기법을 제안하였다. 또한, 해당 기법을 상호 인덕턴스가 고려된 이중 삼상 전동기의 수식 모델에 대입하여, 타당성을 검토하였다. 다음으로, 앞서 분석한 위치 추정 오차의 1, 3 고조파 상쇄 조건을 만족시키는 새로운 이중 삼상 전동기의 인터리빙 기법을 제안하였으며, 제안된 방법들의 영상분 전압 및 베어링 전류에 대한 영향을 고려하였다. 마지막으로, 위의 제안 사항들에 대해 실험 검증을 진행하였다.

본 연구의 결과를 요약하면 다음과 같다.

#### A. 스위칭 주파수 주입 센서리스의 위치 추정 오차 1 고조파 분석

전동기 구동 시스템에서, 전동기의 입력 전류 혹은 인버터의 출력 전류를 측정하기 위하여 홀 효과 전류 측정기가 많이 사용된다. 이때, 인버터 각 상의 출력 도선과 홀 효과 전류 측정기 사이의 기생 캐패시턴스가 존재하며, 인버터 극 전압의  $dv/dt$ 로 인하여 누설 전류가 흐르게 된다. 해당 누설 전류로 인하여 측정 저항 양단에 전압이 유기되고, 해당 성분은 전류 측정에 잡음으로 작용한다. 참고로, 해당

잡음은 인버터의 출력단을 개방시킨 상태에서도 존재하는 것이 실험적으로 확인되었다.

이때, 해당 전류 측정 잡음은 온 시퀀스와 오프 시퀀스에 대칭적으로 발생하기 때문에, 해당 측정 잡음의 주파수는 스위칭 주파수와 밀접한 관계를 갖는다. 해당 잡음이 샘플링 되어 센서리스 알고리즘에서 위치 정보로 환산되는 경우, 위치 추정 오차의 1 고조파로 나타난다. 이러한 현상을 본 논문에서 실험 결과를 통해 상세하게 검증하였다.

## B. 비대칭 신호 주입 센서리스에서

### 위치 추정 오차의 홀수 고조파 상쇄 조건 제시

스위칭 주파수 주입 센서리스의 위치 추정 오차 구성 요소 중, 1 고조파 및 3 고조파에 대한 원인은 각각 전류 측정 잡음과 데드타임 구간에서의 인버터 전압 합성 오차로 제시되었다. 해당 내용을 기반으로, 이중 삼상 전동기의 비대칭 신호 주입 센서리스 제어에서 위치 추정 오차의 1, 3 고조파를 상쇄 시키기 위한 전제 조건은 전류 측정기 및 인버터의 특성에 대한 것이다. 첫째, 온/오프 시퀀스의 극 전압 지령에 따라 발생하는 전류 측정 잡음이 서로 원점 대칭을 이루는 것이다. 둘째, 온/오프 시퀀스의 스위칭 시점 전류에 따라 발생하는 데드타임 구간 전압 합성 오차가 서로 원점 대칭을 이루는 것이다. 해당 두 가지 전제 조건이 만족되는 시스템에서 인버터1과 인버터2의 여러가지 제어 변수들이 본문의 식 (6.3)의 조건을 만족하면, 전류 측정기의 측정 잡음과 인버터의 전압 합성 오차로 인해 발생하는 위치 추정의 오차들 중, 홀수 고조파 성분들은 모두 상쇄가 되는 것을 서술하였다. 해당 내용에 대하여, case0에서는 만족하지 않고, case1, case2, case3에서는 모두 만족하는 것을 실험적으로 확인할 수 있었다.

### C. 비대칭 신호 주입 센서리스 기법 제안

앞서 제안한 위치 추정 오차의 홀수 고조파 상쇄 조건을 만족하는 비대칭 신호 주입 기법을 제안하였다. 해당 기법으로 case1과 case2를 제시하였는데, 두 기법을 상호 인덕턴스가 고려된 이중 삼상 전동기의 수식 모델에 적용해 보았다. 또한, 그 결과를 실험 대상 전동기의 유한 요소 해석(FEA)의 결과와 결합하였다. 최종적으로, case1에서 2, 4 고조파의 위치 추정 오차가 상당한 크기로 발생할 것을 예측 하였는데, 실험에서는 FEA로 계산된 크기의 1.3배 정도로 발생하는 것을 확인 할 수 있었다. 한편, case1에서도 위치 추정 오차의 홀수 고조파 성분들은, 비교 대상인 case0에 비해 많이 감소한 것을 확인할 수 있었다. 제안 사항인 case2에서는, 0 고조파(dc 성분)를 제외한 위치 추정 오차의 모든 고조파 성분들에 대하여, case0에 비해 전반적으로 작은 값들을 갖는 것이 확인되었다. 마지막으로, case0, case1, case2 각각에 대하여 실제 위치 추정 알고리즘을 수행하였을 때, 주입 전압을 20 V로 선정하였을 때는 성능에 큰 차이가 없었으나, 10 V로 선정하였을 때는 case2가 가장 좋은 제어 성능을 나타내는 것으로 확인되었다.

### D. 영상분 전압 주입을 통한 인터리빙 기법 제안

앞서 제안한 위치 추정 오차의 홀수 고조파 상쇄 조건을 만족하는 인터리빙 기법을 제안하였다. 그 결과, 비대칭 신호 주입 센서리스 운전과 제안된 인터리빙 기법을 병행하는 상황에서 발생하는 위치 추정 오차의 홀수 고조파가 잘 감소하는 것을 확인할 수 있었다. 하지만 짝수 고조파들이 추가되며 위치 추정의 성능이, case0에 비해서는 향상되었지만, case2에 비해서는 감소한 것을 확인할 수 있었다.

한편, 해당 인터리빙 기법은 영상분 전압의 조절을 통해 유효 전압 벡터를 분산 시키는 방식을 차용하였다. 실험 결과에 대한 미시적 관찰을 통해, 직류단 전류가 흐르는 시점이 잘 분산되는 것을 확인할 수 있었고, 그에 따라 직류단 전류의 직류 성분은 유지되지만 교류 성분이 확연히 감소하는 것을 확인할 수 있었다. 해당 효과는 인버터의 출력



유효 전력이 클수록 뚜렷하게 나타났다. 이러한 교류 성분을 감소 시킴으로써 직류단 캐패시터의 발열 특성을 개선 시킬 수 있다.

본 논문의 최종적인 결론으로, 이중 삼상 전동기 시스템에서 스위칭 주파수 주입 센서리스 알고리즘을 구현할 때, 확실한 위치 추정 성능 개선을 위해서는 case2를, 위치 추정 성능을 약간 향상시키면서 동시에 직류단 전류의 교류 성분을 줄이고 싶다면 case3을 선택하는 것이 좋다.

## 7.2. 향후 과제

본 연구를 토대로 향후에 다음과 같은 연구가 진행될 수 있다.

### A. 전류 측정기의 기생 캐패시턴스에 대한 곡선 적합(curve fitting)

본 논문의 3.1절에서는 인버터 레그의 극 전압  $dv/dt$ 로 인해 발생하는, 전류 측정기의 누설 전류의 경로에 대한 모델링을 진행하였다. 해당 모델링 결과는 그림 3-11과 같이, 종속 전류원, 2차측 권선의 인덕턴스, 측정 저항으로 구성된 기본 회로에 3개의 기생 캐패시턴스를 추가한 것이었다. 본 논문에서는 해당 캐패시턴스 값들을 미지수로 남겨 두었는데, 종속 전류원 회로에 대한 소자 종류 및 전반적인 회로 구성을 파악하지 못했기 때문이었다. 향후에 여러가지 실험 결과들에 대한 곡선 적합을 진행하여 해당 기생 캐패시턴스들의 값을 특정 짓는다면, 전류 측정기의 누설 전류 경로에 대한 더 정밀한 모델링 결과를 얻을 수 있을 것이다. 최종적으로, 전동기의 센서리스 제어 뿐만 아니라, 작은 전류 측정 오차가 알고리즘의 중대한 외란으로 작용하는 시스템에 대하여, 보상 알고리즘을 적용하여 성능 향상을 도모할 수도 있을 것으로 예상된다.

## B. 30°의 위상 차이를 갖고 결선된 이중 삼상 전동기의

### 비대칭 신호 주입 센서리스

본 논문의 제 4장에서는, 동상으로 결선된 이중 삼상 전동기에 대하여 비대칭 신호 주입 센서리스 기법을 제안하였다. 해당 기법을 30°의 위상 차이를 갖고 결선된 이중 삼상 전동기에 대입하는 상황에 대해 간단히 서술해 보면 다음과 같다. 우선 해당 전동기의 경우, 제 1장의 서론에서 언급하였듯이, 두 삼상 권선 사이의 상호 인덕턴스가 전류 제어에 미치는 영향을 제거하기 위하여 디커플링 제어를 수행하여야 한다. 이 경우, 극 전압 지령의 구성 요소에는 전류 제어기 출력과 고주파 주입 전압에 더불어, 디커플링 제어기의 출력 전압이 추가된다. 이때, 해당 극 전압 지령이 정상 상태에서 (6.3)을 만족하여 위치 추정 오차의 홀수 고조파를 상쇄 시킬 수 있는지 따져보아야 한다. 해당 조건을 만족하는 경우, 전류 측정 잡음 및 인버터 전압 합성 오차로 인한 위치 추정 오차의 홀수 고조파들이 상쇄될 것이다. 뿐만 아니라, 해당 전동기에서 6 고조파의 토크 리플이 상쇄되듯이, 6 고조파의 위치 추정 오차도 상쇄될 수 있는 가능성이 있을 것으로 예상된다. 이러한 가정들을 확인하기 위하여 본 논문의 연구 결과를 30°의 위상 차이를 갖고 결선된 이중 삼상 전동기에도 시도해 볼 수 있다.

## C. 위치 추정 오차에 대한 추가 원인 분석

제 6장에서 제시된 실험 결과들로부터, 제안된 비대칭 신호 주입 기법인 case2에서 위치 추정 오차의 홀수 고조파들이 감소하는 것을 확인할 수 있었다. 이때, 150 r/min 및 1000 r/min에서 모두, 정격 부하 조건에서 0 고조파의 위치 추정 오차가 증가하는 것을 확인할 수 있는데, 해당 원인은 전동기의 자기적 포화(magnetic saturation)와 관련되어 있을 것으로 생각되며, 해당 내용에 대한 추가 분석이 필요하다.

또한, 제 6장에서 제시된 실험 결과들로부터, 제안된 인터리빙 기법인 case3에서 직류단 전류의 교류 성분 저감 효과는 확실히 검증되었다. 하지만, 해당 기법의 위치 추정 성능을 case2와 비교하였을 때, 위치

추정 오차에 짝수 고조파가 추가되는 현상을 확인할 수 있었다. 이때, case2와 case3의 d, q축 전압 지령은 거의 같으나 영상분 전압에 차이가 존재한다. 이상적인 시스템이라면, 영상분 전압은 전동기의 샘플링 시점 전류에 영향을 미치지 않아야 한다. 결론적으로, 영상분 전압 조작성 스위칭 주파수 주입 센서리스의 위치 추정 오차에 어떤 영향을 미치는지 추가적으로 분석할 필요가 있다.

## 참고 문헌

- [1] W. Wang, J. Zhang, M. Cheng and S. Li, "Fault-Tolerant Control of Dual Three-Phase Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives Under Open-Phase Faults," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 3, pp. 2052-2063, March 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2559498.
- [2] L. Alberti and N. Bianchi, "Impact of winding arrangement in dual 3-phase induction motor for fault tolerant applications," The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, 2010, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5607941.
- [3] N. Takorabet, J. P. Caron, B. Vaseghi, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar and G. Humbert, "Study of Different Architectures of Fault Tolerant Actuator Using a Double-Star PM Motor," 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2008, pp. 1-6, doi: 10.1109/O8IAS.2008.27.
- [4] M. Barcaro, N. Bianchi and F. Magnussen, "Faulty Operations of a PM Fractional-Slot Machine With a Dual Three-Phase Winding," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 9, pp. 3825-3832, Sept. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2087300.
- [5] M. Barcaro, N. Bianchi and F. Magnussen, "Analysis and Tests of a Dual Three-Phase 12-Slot 10-Pole Permanent-Magnet Motor," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 6, pp. 2355-2362, Nov.-Dec. 2010, doi: 10.1109/TIA.2010.2070784.
- [6] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen and O. Pyrhönen, "Decoupled Vector Control Scheme for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 5, pp. 2185-2196, May 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2270219.
- [7] Y. Hu, Z. Q. Zhu and M. Odavic, "Comparison of Two-Individual Current Control and Vector Space Decomposition Control for Dual Three-Phase PMSM," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 5, pp. 4483-4492, Sept.-Oct. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2703682.
- [8] M. Li, C. Gu, C. Li and X. Wang, "Control Strategy of Dual Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Cross Decoupling," 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICEMS.2019.8922446.
- [9] 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.
- [10] R. W. Hejny and R. D. Lorenz, "Evaluating the Practical Low-Speed Limits for Back-EMF Tracking-Based Sensorless Speed Control Using Drive Stiffness as a Key Metric," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1337-1343, May-June 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2126013.
- [11] G. Wang, H. Zhan, G. Zhang, X. Gui and D. Xu, "Adaptive Compensation Method of Position Estimation Harmonic Error for EMF-Based Observer in Sensorless IPMSM Drives," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 6, pp. 3055-3064, June 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2276613.
- [12] Y. Inoue, K. Yamada, S. Morimoto and M. Sanada, "Effectiveness of Voltage Error Compensation and Parameter Identification for Model-Based Sensorless Control of IPMSM," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 1, pp. 213-221, Jan.-Feb. 2009, doi: 10.1109/TIA.2008.2009617.
- [13] Y. Yoon, S. Sul, S. Morimoto and K. Ide, "High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1361-1370, May-June 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2126552.

- [14] Y. -R. Lee, Y. -C. Kwon and S. -K. Sul, "Improved Signal-Injection Sensorless Control Robust to Inverter Nonlinearity Effects by Prediction of Voltage Disturbance," 2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/ITEC.2019.8790628.
- [15] D. Kim, Y. Kwon, S. Sul, J. Kim and R. Yu, "Suppression of Injection Voltage Disturbance for High-Frequency Square-Wave Injection Sensorless Drive With Regulation of Induced High-Frequency Current Ripple," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 1, pp. 302-312, Jan.-Feb. 2016, doi: 10.1109/TIA.2015.2478887.
- [16] Y. Kwon and S. Sul, "Reduction of Injection Voltage in Signal Injection Sensorless Drives Using a Capacitor-Integrated Inverter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 8, pp. 6261-6274, Aug. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2620259.
- [17] Y. Kwon, J. Lee and S. 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.
- [18] J. Lee, Y. -C. Kwon and S. -K. Sul, "Signal-Injection Sensorless Control With Tilted Current Reference for Heavily Saturated IPMSMs," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 11, pp. 12100-12109, Nov. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2984029.
- [19] S. Kim, J. Ha and S. Sul, "PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 5, pp. 1576-1587, Sept.-Oct. 2012, doi: 10.1109/TIA.2012.2210175.
- [20] Jung-Ik Ha and Seung-Ki Sul, "Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection," IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting, 1997, pp. 426-432 vol.1, doi: 10.1109/IAS.1997.643058.
- [21] Ji-Hoon Jang, Seung-Ki Sul, Jung-Ik Ha, K. Ide and M. Sawamura, "Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 4, pp. 1031-1039, July-Aug. 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.813734.
- [22] C. Hwang, Y. Lee and S. Sul, "Analysis on Position Estimation Error in Position-Sensorless Operation of IPMSM Using Pulsating Square Wave Signal Injection," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 1, pp. 458-470, Jan.-Feb. 2019, doi: 10.1109/TIA.2018.2864117.
- [23] Stephan Chmielus, "Reaching best performance for your frequency inverter with Si or SiC power switches", Sep. 2020, Infineon
- [24] S. Bhattacharya, D. Mascarella and G. Joos, "Interleaved SVPWM and DPWM for dual three-phase inverter-PMSM: An automotive application," 2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2014, pp. 1-6, doi: 10.1109/ITEC.2014.6861785.
- [25] Z. Quan and Y. Li, "Impact of carrier phase shift PWM on the DC link current of single and interleaved three-phase voltage source converters," 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017, pp. 3851-3855, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096678.
- [26] A. Rodionov, X. Huang and Y. Liu, "Analysis of DC Link Current and Voltage Stress for Motor Drive Application in Dual Three-Phase Configuration," IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2020, pp. 1267-1272, doi: 10.1109/IECON43393.2020.9255043.
- [27] Kun Xing, F. C. Lee, D. Borrojevic, Zhihong Ye and S. Mazumder, "Interleaved PWM with discontinuous space-vector modulation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 5, pp. 906-917, Sept. 1999, doi: 10.1109/63.788496.
- [28] H. Ye and A. Emadi, "An interleaving scheme to reduce DC-link current harmonics of dual traction inverters in hybrid electric vehicles," 2014 IEEE Applied Power Electronics

- Conference and Exposition - APEC 2014, 2014, pp. 3205-3211, doi: 10.1109/APEC.2014.6803764.
- [29] D. Zhang, F. Wang, R. Burgos, R. Lai and D. Boroyevich, "Impact of Interleaving on AC Passive Components of Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 3, pp. 1042-1054, May-june 2010, doi: 10.1109/TIA.2010.2045336.
- [30] Z. Quan and Y. W. Li, "Impact of PWM Schemes on the Common-Mode Voltage of Interleaved Three-Phase Two-Level Voltage Source Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 852-864, Feb. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2831195.
- [31] J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel and G. L. Skibinski, "Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 2, pp. 250-259, March-April 1996, doi: 10.1109/28.491472.
- [32] D. F. Busse, J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel and G. L. Skibinski, "The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 2, pp. 567-576, March-April 1997, doi: 10.1109/28.568024.
- [33] D. Busse, J. Erdman, R. J. Kerkman, D. Schlegel and G. Skibinski, "System electrical parameters and their effects on bearing currents," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 2, pp. 577-584, March-April 1997, doi: 10.1109/28.568025.
- [34] O. Magdun and A. Binder, "High-Frequency Induction Machine Modeling for Common Mode Current and Bearing Voltage Calculation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 3, pp. 1780-1790, May-June 2014, doi: 10.1109/TIA.2013.2284301.
- [35] A. von Jauanne and Haoran Zhang, "A dual-bridge inverter approach to eliminating common-mode voltages and bearing and leakage currents," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 43-48, Jan. 1999, doi: 10.1109/63.737591.
- [36] V. Oleschuk and G. Griva, "Common-mode voltage cancellation in dual three-phase systems with synchronized PWM," 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010, pp. 706-711, doi: 10.1109/ISIE.2010.5637655.
- [37] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella and A. Testa, "Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 2, pp. 469-476, March-April 1999, doi: 10.1109/28.753643.
- [38] D.-W. Chung and S.-K. Sul, "Analysis and compensation of current measurement error in vector controlled AC motor drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 2, pp. 340-345, Mar./Apr. 1998.
- [39] P. L. Xu and Z. Q. Zhu, "Carrier signal injection-based sensorless control for permanent-magnet synchronous machine drives considering machine parameter asymmetry", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 5, pp. 2813-2824, May 2016.
- [40] C. Hwang, Y. Lee and S. Sul, "Analysis on the position estimation error in position-sensorless operation using pulsating square wave signal injection," 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017, pp. 844-850, doi: 10.1109/ECCE.2017.8095873.
- [41] Y. Li, Z. Q. Zhu, D. Howe, C. M. Bingham and D. A. Stone, "Improved Rotor-Position Estimation by Signal Injection in Brushless AC Motors, Accounting for Cross-Coupling Magnetic Saturation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1843-1850, Sept.-oct. 2009, doi: 10.1109/TIA.2009.2027518.
- [42] Z. Q. Zhu, Y. Li, D. Howe and C. M. Bingham, "Compensation for Rotor Position Estimation Error due to Cross-Coupling Magnetic Saturation in Signal Injection Based Sensorless Control of PM Brushless AC Motors," 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007, pp. 208-213, doi: 10.1109/IEMDC.2007.383578.

- [43] 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," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 2, pp. 618-626, March-April 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.844411.
- [44] Charles Steinmetz (1917), "Theory and Calculation of Electric Circuits", McGraw-Hill, New York, USA, p.84, fig.42
- [45] 설승기, 전기기기제어론. 홍릉과학출판사, 2007.
- [46] Chen, C. (1999). *Linear system theory and design* (3rd ed.). Oxford University Press.
- [47] N.-C. Park and S.-H. Kim, "Simple sensorless algorithm for interior permanent magnet synchronous motors based on high-frequency voltage injection method", *IET Electric Power Applications*, Volume 8, Issue 2, February 2014, p. 68 – 75.
- [48] F. Briz, M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 817-825, May-June 2000, doi: 10.1109/28.845057.
- [49] 정대웅. "오펙트 전압에 의한 3 상 전압형 인버터 PWM 방법의 일반적 해석." (2000).
- [50] F. Li, X. Luo, X. Cheng and S. Liu, "Impact of the winding area of enameled wire on packaging performance of a closed loop Hall effect current sensor," 2012 IEEE 62nd Electronic Components and Technology Conference, 2012, pp. 1631-1635, doi: 10.1109/ECTC.2012.6249055.
- [51] Tamura corporation current sensor catalog, "Current Sensors", Feb, 2020.
- [52] Yixiao Wang et al, "Split Core Closed Loop Hall Effect Current Sensors and Applications", PCIM EUROPE International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality, Nuremberg, Germany, 8-10 May 2012, pp.1633-1638
- [53] Razavi, B. (2006). *Fundamentals of microelectronics*. Hoboken, NJ: Wiley.
- [54] Mitsubishi Electric Corporation, "PS21A79", April. 2021.
- [55] J. Lee, Y. Kwon and S. Sul, "Experimental Identification of IPMSM Flux-Linkage Considering Spatial Harmonics for High-Accuracy Simulation of IPMSM Drives," 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2018, pp. 5804-5809, doi: 10.1109/ECCE.2018.8558379.
- [56] 정성호. "낮은 주파수 변조지수의 동기 PWM 을 이용한 영구자석 전동기 구동." (2016).
- [57] 노의철, 전력전자공학, 문운당, 2012.
- [58] S. Kwon, S. Kim, P. Zhang and J. Hong, "Performance comparison of IPMSM with distributed and concentrated windings," Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, 2006, pp. 1984-1988, doi: 10.1109/IAS.2006.256807.
- [59] Hyung-Woo Lee, Chan-Bae Park and Byung-Song Lee, "Performance comparison of the railway traction IPM motors between concentrated winding and distributed winding," 2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012, pp. 1-4, doi: 10.1109/ITEC.2012.6243417.
- [60] B. Lehner and D. Gerling, "Design and comparison of concentrated and distributed winding synchronous reluctance machines," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016, pp. 1-8, doi: 10.1109/ECCE.2016.7855004.
- [61] Y. Park and S. Sul, "A Novel Method Utilizing Trapezoidal Voltage to Compensate for Inverter Nonlinearity," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 12, pp. 4837-4846, Dec. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2192451.

- [62] 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.
- [63] Mitsubishi Electric Corporation, "PM50CL1A060", May. 2009.



## Abstract

A dual three-phase motor is a kind of motor whose stator winding comprises two bundles of three-phase windings, and each three-phase winding has an individual neutral point. Also, each input terminal of the two three-phase windings is connected to its own voltage source inverter, which can operate independently. The advantage of the motor structure would be fault-tolerant. Additionally, the dual three-phase motor can increase power capability with the same battery output voltage level. Maintaining the voltage level means the same number of series cells, so it is beneficial in managing the state of charge and the safety issue of the battery.

On the other hand, rotor position information is crucial for torque control, speed control, and servo control. Hence, the motor system generally includes a rotor position measurement device, such as an encoder and a resolver. The position sensorless algorithm has been studied and developed to prepare for the situation that the measurement device is excluded from the motor system, because of the fault condition or the intentional removal for the cost reduction. The algorithm is a rotor position estimating technique and it can improve the system reliability and reduce the production cost. The sensorless technique can be divided into signal-injection sensorless and model-based sensorless that the former one is used in standstill or low-speed region, while the latter one is used in the medium- or high- speed region.

Despite the prominent rotor position estimating performance of the signal-injection sensorless control(SISC), it is unwilling to be adopted in some industries because of its acoustic noise. On the aspect of acoustic noise, it is advantageous to increase the frequency of the injected signal. The highest voltage frequency which the inverter can synthesis is the same as the inverter's switching frequency. On the other hand, in the implementation of the SISC, a half switching frequency is preferred rather than the switching frequency because the latter is vulnerable to disturbance generated from non-ideal characteristics of the inverter system.

In this thesis, the switching frequency SISC, whose vulnerable point is supplemented, is proposed on the dual three-phase motor. The development's key idea is to make asymmetry between the two voltage signals injected individually on

the two three-phase windings, while using the average current response from the injected voltages of two three-phase windings.

As the first step, the position estimation error under the switching frequency SISC, implemented in a conventional single three-phase motor, is analyzed intensively. The position estimation error can be divided into harmonic terms of electrical angle, and the dominant terms are the 1st, 2nd, 3rd, and 6th order harmonic components. According to the references, the 2nd order harmonics come from the three-phase impedance unbalance or scale error of the current measurement system of each phase. The 3rd order harmonics come from voltage synthesis error of inverter during the dead time. The 6th order harmonics come from the inductance variation caused by spatial characteristics of the motor. However, the reason for the 1st order harmonics has not been determined clearly, so in this thesis, the reason is specifically figured out.

Next, when the switching frequency SISC is implemented asymmetrically in the dual three-phase motor, the relation between the two kinds of signal-injection should satisfy certain conditions to cancel the 1st and 3rd order harmonics in the position estimation error. Therefore, the conditions are analyzed and formularized. Based on the analyses, the switching frequency SISC robust to non-ideal characteristics of the inverter system is proposed.

Finally, if the two inverters of the dual three-phase motor share a dc-link capacitor, the interleaving technique can reduce capacitor ripple current and improve exothermic characteristics. Therefore, the novel interleaving technique that can be combined with the asymmetric SISC is proposed.

This thesis has verified the validity and effectiveness of the analyses and the proposed methods by the finite element method, computer simulations, and various experimental results.

Keywords: Dual three-phase motor, signal-injection sensorless control, switching frequency signal injection, position estimation error, current measurement noise, voltage synthesis error of inverter, interleaving technique

Student Number: 2017-39313