



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](#)

공학박사학위논문

직렬 연결 고주파 변압기를 갖는 계통
연계형 양방향 교류 전력 변환 회로

**Series-connected Output Universal Link Bidirectional
AC-AC Power Converter with High-Frequency
Transformer for Grid Interface**

2013년 2월

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

김 명 호

공학박사학위논문

직렬 연결 고주파 변압기를 갖는 계통
연계형 양방향 교류 전력 변환 회로

**Series-connected Output Universal Link Bidirectional
AC-AC Power Converter with High-Frequency
Transformer for Grid Interface**

2013년 2월

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

김 명 호

직렬 연결 고주파 변압기를 가지는
계통 연계형 교류 전력 변환 회로

**Series-connected Output Universal Link AC-AC Power
Converter with High-Frequency Transformer for Grid
Connection**

지도교수 설 승 기

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함

2012년 11월

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

김 명 호

김명호의 공학박사 학위 논문으로 인준함

2012년 12월

위 원 장 : _____
부위원장 : _____
위 원 : _____
위 원 : _____
위 원 : _____

초록

본 논문은 계통 연계형 3상 교류 전력 변환 회로를 제안한다. 제안된 전력 변환 회로는 전원 계통과 분산 전원 장치 간의 서로 다른 전원 계통 간의 연결 혹은 전동기 구동을 위한 용도로 사용될 수 있다. 제안된 전력 변환 회로는 입력측과 출력측 사이에 전기적 절연을 제공하고, 둘 사이에 양방향 전력 전달이 가능하도록 한다. 전원 계통으로 입력되는 전류는 정현파의 형태를 띠며 그 역률의 제어가 가능하다.

제안된 전력 변환 회로는 기존의 전력 변환 회로에 비해 수동 소자의 사용이 적다. 전원 계통이 연결된 입력측에 작은 LC 필터만을 사용하고, 입력측 직류단에도 큰 전해 캐패시터를 사용하지 않는다. 전기적 절연 및 전압 크기의 조절 기능은 계통 주파수의 변압기 대신 고주파 변압기를 이용하여 제공한다. 이러한 특징은 전력 변환 회로의 부피와 무게를 줄일 수 있게 한다.

제안된 전력 변환 회로는 모듈화 구조를 가진다. 동일 풀 브릿지 인버터 모듈 12개로 구성된 한 단을 기본으로 하며, 이 단을 쌓아 직렬로 연결함으로써 높은 전압의 전원 계통 혹은 부하에 적용할 수 있다. 한 단의 풀 브릿지 인버터 모듈 12개는 그 연결 구조와 동작에 따라 저주파 양방향 정류기, 정현 변조 풀 브릿지 인버터, 고주파 양방향 정류기의 4가지 종류로 구분된다. 전원 계통에 연결되는 저주파 양방향 정류기는 입력되는 계통 전원의 전압에 주파수에 동기되어 스위칭 함으로써 입력 전압을 단순 정류하는 역할을 하며, 여기서 발생하는 스위칭 손실이 거의 없다. 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파

양방향 정류기 사이는 고주파 다권선 변압기를 통해 연결되어 있으며, 듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 동작과 유사하게 각 부분의 출력 전압의 크기와 위상차를 이용하여 전력 전달을 한다. 출력 풀 브릿지 인버터는 CHB 컨버터의 각 셀과 같이 독립된 직류 전압원출력측 직류단 전압을 이용하여 각각의 출력 전압을 합성하는 동작을 통해하여 부하 전류를 제어한다.

본 논문은 각 부분의 구조와 동작 원리를 유사한 기존의 전력 변환 회로와 비교하여 설명하고, 고주파 전력 전달 부분을 분석하여 제어에 사용할 수 있도록 모델링하였다. 분석된 모델을 토대로 각 상의 출력측 직류단 제어기의 구조를 제시한다. 또한 운전 조건에 따른 고주파 전력 전달 부분의 소프트 스위칭 특성도 분석하였다.

제안된 전력 변환 회로 및 그에 관한 분석들은 실험을 통해 그 타당성을 입증하였다. 제안된 전력 변환 회로를 12 kW 용량으로 제작하여 두 개의 독립된 3상 전원을 연결시키도록 구성하였다. 다양한 운전 조건에서 각 부분의 동작을 확인하였으며, 이 때 입력 상전류가 거의 정현파에 가까운 형태로 유지됨을 확인하였다. 또한 효율과 사용되는 전력 소자와 수동 소자의 측면에서 제안된 전력 변환 회로와 반도체 변압기 회로를 비교하였다.

주요어: 계통 연계, 고주파 변압기, 교류 전력 변환, 양방향 전력 전달

학 번: 2008-30212

목차

초록	i
목차	iii
제 1 장 서론	1
1.1 연구 배경	1
1.2 연구 목적	3
1.3 논문의 구성	4
제 2 장 기존의 전력 변환 회로	6
2.1 멀티레벨 전력 변환 회로	6
2.1.1 NPC 컨버터	6
2.1.2 CHB 컨버터	8
2.2 고주파 변압기를 사용한 전력 변환 회로	12
2.2.1 반도체 변압기(solid state transformer) 개념	12
2.2.2 고주파 변압기	19
제 3 장 제안된 교류 전력 변환 회로	23
3.1 제안된 전력 변환 회로의 구성	26
3.2 제안된 전력 변환 회로의 부분별 특징 및 동작 설명	29
3.2.1 저주파 양방향 정류기	29
3.2.2 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기	55
3.2.3 출력 풀 브릿지 인버터	83
3.3 고주파 전력 전달 부분 분석	96

3.3.1 고주파 다권선 변압기의 모델링(modeling).....	97
3.3.2 고주파 전력 전달 모델링	103
3.4 출력측 직류단 전압 제어 방법.....	151
3.4.1 분리 제어(decoupling control).....	151
3.4.2 출력측 직류단 전압 제어기.....	156
3.5 소프트 스위칭 특성 분석	159
3.5.1 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 사이의 소프트 스위칭 분석.....	160
3.5.2 전체 시스템의 소프트 스위칭 분석.....	182
제 4 장 실험 결과	185
4.1 실험 장치의 구성	185
4.2 저주파 양방향 정류기와 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 동작	192
4.3 전력 전달 시의 운전 특성	199
4.4 영전압 스위칭 특성 분석	206
제 5 장 반도체 변압기 회로와의 비교.....	217
5.1 제안된 전력 회로의 손실 분석.....	217
5.1.1 풀 브릿지 인버터의 손실	217
5.1.2 저주파 양방향 정류기의 손실.....	220
5.1.3 고주파 전력 전달 부분의 손실.....	221
5.1.3 출력 풀 브릿지 인버터의 손실.....	231
5.2 반도체 변압기 구조의 교류 전력 변환 회로의 효율 분석	236
5.3 전력 소자와 수동 소자의 사용량 비교	242
제 6 장 결론 및 향후 과제.....	245
6.1 연구 결과	245

6.2 향후 과제	248
참고 문헌.....	252
ABSTRACT	262

그림 목차

그림 2.1 NPC 컨버터.....	7
그림 2.2 7 레벨 CHB 컨버터.....	11
그림 2.3 반도체 변압기 개념	13
그림 2.4 듀얼 액티브 브릿지 컨버터.....	14
그림 2.5 반도체 변압기 개념 적용 예: 중전압 전동기 구동.....	15
그림 2.6 반도체 변압기 개념의 적용 예: 서로 다른 전원 계통간의 연결.....	16
그림 2.7 반도체 변압기 개념의 적용 예: 열차 견인 구동.....	17
그림 2.8 반도체 변압기 개념의 적용 예: 교류-직류 전력 변환 회로.....	18
그림 3.1 제안된 전력 변환 회로 한 단의 구조.....	25
그림 3.2 교류 전력 변환 회로의 구성.....	29
그림 3.3 다이오드 정류기를 이용한 전력 변환 회로.....	30
그림 3.4 전력 변환 회로의 주요 부품의 고장률.....	31
그림 3.5 다펄스 정류기의 구조와 입력 전류의 형태.....	33
그림 3.6 3상 승압형 PWM 정류기.....	34
그림 3.7 반도체 변압기 개념.....	37
그림 3.8 매트릭스 컨버터.....	39
그림 3.9 매트릭스 컨버터의 측면에서 본 전원 계통과 부하.....	39
그림 3.10 매트릭스 컨버터에 사용되는 양방향 능동 스위치의 구조.....	40
그림 3.11 매트릭스 컨버터에 이용되는 클램프 회로.....	41

그림 3.12	간접 매트릭스 컨버터.....	42
그림 3.13	캐패시터리스 인버터.....	42
그림 3.14	입력 상전압에 따른 캐패시터리스 인버터의 정류기 스위칭 패턴..	44
그림 3.15	캐패시터리스 인버터의 직류단 등가회로.....	44
그림 3.16	캐패시터리스 인버터의 이상적인 직류단 전압, 상전압, 상전류 파형.	45
그림 3.17	저주파 양방향 정류기의 동작 원리 [39].....	46
그림 3.18	전원 계통의 위상각을 추정하기 위한 위상 동기화 제어 방법.....	48
그림 3.19	제안된 전력 변환 회로의 직렬 연결 구조.....	49
그림 3.20	저주파 양방향 정류기에서 바라본 등가회로.....	51
그림 3.21	저주파 양방향 정류기의 입력 전압, 전원 계통 입력 전류와 입력측 직류단 전압 파형.....	54
그림 3.22	고주파 변압기를 이용한 전력 변환 회로.....	56
그림 3.23	위상 천이 브릿지 컨버터의 동작 파형.....	57
그림 3.24	듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 동작 파형.....	59
그림 3.25	듀얼 액티브 브릿지의 전력 전달 모델.....	60
그림 3.26	세 개의 포트를 가지는 액티브 브릿지 컨버터의 구조.....	61
그림 3.27	세 개의 포트를 가지는 액티브 브릿지 컨버터의 전력 전달 모델..	63
그림 3.28	스위치 모드 정류기.....	64
그림 3.29	정현 변조 풀 브릿지 인버터 a 상의 출력 전압 합성.....	72
그림 3.30	정현 변조 풀 브릿지 인버터 3상의 출력 전압 합성.....	73
그림 3.31	변압기 결선 구조에 따른 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성	

전압 개념.....	74
그림 3.32 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 한 상의 고주파 양방향 정류기의 등가 모델.....	75
그림 3.33 고주파 양방향 정류기에 바라본 3상 정현 변조 풀 브릿지의 합성 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압.....	76
그림 3.34 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 한 상의 고주파 양방향 정류기의 등가 모델.....	77
그림 3.35 입력측 직류단 전압과 정현 변조 풀브릿지 인버터의 출력전압 파형	81
그림 3.36 고주파 다권선 변압기에 인가되는 전압과 전류 파형.....	82
그림 3.37 CHB 컨버터의 직류단 구조.....	84
그림 3.38 CHB 컨버터의 출력 전압.....	85
그림 3.39. CHB 컨버터의 다양한 구조.....	87
그림 3.40 PS-PWM 방식에 따른 전압 합성 원리.....	88
그림 3.41 PD-PWM 방식에 따른 전압 합성.....	90
그림 3.42 CR-PWM 방식에 따른 전압 합성 원리.....	91
그림 3.43 3상 평형 부하 모델.....	93
그림 3.44 부하 전류 제어기의 제어 구성도.....	95
그림 3.45 부하에 인가되는 전압과 전류 파형.....	96
그림 3.46 제안된 전력 변환 회로에 사용되는 고주파 다권선 변압기 모델....	97
그림 3.47 제안된 전력 변환 회로에 사용되는 고주파 다권선 변압기의 캔틸레 버 모델.....	99

그림 3.48 제안된 전력 변환 회로에서의 고주파 다권선 변압기의 연결 구조.	101
그림 3.49 제안된 전력 변환 회로에서의 3개의 고주파 다권선 변압기의 통합 등가 모델.....	102
그림 3.50 두 개의 전압원 간의 전력 전달 모델.....	104
그림 3.51 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 연결 개념도.....	106
그림 3.52 기본파만 고려했을 때 전력 공급 운전 시 정현 변조 풀 브릿지 인 버터와 고주파 양방향 정류기 간에 전달되는 평균 전력의 형태....	110
그림 3.53 전력 공급 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정 류기의 출력 전압 파형.....	113
그림 3.54 전력 공급 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정 류기 간에 전달되는 평균 전력 ($m=1, \gamma=0$).....	122
그림 3.55 전력 공급 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정 류기 간에 전달되는 실제 전력과 스위칭 주파수 기본파만을 고려한 전력의 비 ($m=1, \gamma=0$).....	125
그림 3.56 전력 공급 운전 시의 전원 계통 위상각과 위상 천이각에 따른 운전 조건 ($m=1, \gamma=0$).....	127
그림 3.57 전력 공급 운전 시의 전원 계통 위상각과 위상 천이각에 따른 운전 조건 ($m=0.8, \gamma=0$).....	130
그림 3.58 전력 공급 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정 류기 간에 전달되는 실제 전력과 스위칭 주파수 기본파만을 고려한 전력의 비 ($m=0.8, \gamma=0$).....	132

그림 3.59 회생 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 의 출력 전압 파형.....	134
그림 3.60 회생 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간에 전달되는 평균 전력 ($m=1, \gamma=0$).....	142
그림 3.61 회생 운전 시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간에 전달되는 실제 전력과 스위칭 주파수 기본파 만을 고려한 전력 의 비 ($m=1, \gamma=0$).....	144
그림 3.62 회생 운전 시의 계통 위상각과 위상 천이각에 따른 운전 조건 ($m=0.8, \gamma=0$).....	146
그림 3.63 회생 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간에 전달되는 실제 전력과 스위칭 주파수 기본파 만을 고려한 전력 의 비 ($m=0.8, \gamma=0$).....	149
그림 3.64 각 포트의 출력 전압 파형.....	152
그림 3.65 분리 제어를 이용하는 출력측 전압 제어 구성도.....	156
그림 3.66 출력측 직류단.....	157
그림 3.67 출력측 직류단 전압 제어 구성도.....	159
그림 3.68 듀얼 액티브 브릿지 컨버터.....	161
그림 3.69 전력 공급 운전 시 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 파형.....	164
그림 3.70 정현 변조 함수의 역률각 선정에 의해 발생될 수 있는 3상 정현 변 조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압 예	169
그림 3.71 회생 운전 시 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압과 고주	

파 양방향 정류기의 출력 전압 파형	171
그림 3.72 전원 계통 위상각과 위상 천이각에 따른 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 특성 ($m=1, \gamma=0$).....	176
그림 3.73 정현 변조 지수의 변동에 따른 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 특성 ($\gamma=0$).....	177
그림 3.74 전원 계통 위상각과 위상 천이각에 따른 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 특성 ($m=0.8$).....	179
그림 3.75 전원 계통 위상각과 위상 천이각에 따른 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 특성 ($m=0.8$).....	181
그림 4.1 실험에 사용된 제작된 전력 변환 장치.....	185
그림 4.2 실험에 사용된 제작된 고주파 다권선 변압기.....	186
그림 4.3 고주파 다권선 변압기의 인덕턴스 측정.....	191
그림 4.4 실험 장치 구성도	191
그림 4.5 위상 동기화 루프의 동작.....	193
그림 4.6 저주파 양방향 정류기의 동작	194
그림 4.7 입력 필터에 의해 흐르는 전류	195
그림 4.8 한 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 동작 파형.....	196
그림 4.9 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압.....	198
그림 4.10 입력측 전압과 전류 ($m=1, \gamma=0$).....	199
그림 4.11 입력측 전압과 전류 ($m=0.8, \gamma=0$).....	200
그림 4.12 입력측 전압과 전류 ($m=0.8$)	202
그림 4.13 입력 상전류의 주파수 성분별 크기 및 IEEE 519 규제치와의 비교	

.....	204
그림 4.14 출력측 전압과 전류.....	205
그림 4.15 전력 전달 방향을 바꾸는 시점에서의 입력, 출력측 전압과 전류 .	206
그림 4.16 2.7kW 전력 공급 운전 시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양 방향 정류기의 출력 전압과 전류 ($m=0.8, \gamma=0$)	208
그림 4.17 2.7kW 전력 공급 운전 시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양 방향 정류기의 출력 전압과 전류 ($m=1, \gamma=0$).....	211
그림 4.18 2.7kW 회생 운전 시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압과 전류 ($m=0.8, \gamma=0$).....	214
그림 4.19 2.7kW 회생 운전 시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압과 전류 ($m=1, \gamma=0$).....	216
그림 5.1 출력 풀 브릿지 인버터.....	232
그림 5.2 제작된 전력 변환 회로의 손실과 효율 계산값.....	234
그림 5.3 제작된 전력 변환 회로의 손실과 효율 측정값.....	234
그림 5.4 반도체 변압기 회로의 손실과 효율 계산값	241

표 목차

표 3.1	모의 실험의 조건과 사용된 전력 변환 회로의 제정수.....	53
표 4.1	실험에 사용된 전력 변환 장치의 제정수와 전원 계통.....	186
표 4.2	실험에 사용된 고주파 다권선 변압기의 설계 사양.....	187
표 4.3	실험에 사용된 고주파 다권선 변압기의 인덕턴스.....	188
표 4.4	IEEE 519 중 $I_{sc}/I_L < 20$ 인 경우의 고조파 규제치	203
표 5.1	각 스위칭 시점에서의 각 레그의 스위칭 손실	222
표 5.2	전류 방향과 출력 전압에 따른 도통되는 스위칭 소자 수	223
표 5.3	전류 방향에 따른 출력 폴 브릿지 인버터 각 스위칭 소자의 도통 비율	231
표 5.4	반도체 변압기 회로의 효율 분석을 위해 사용된 변압기의 제정수	239
표 5.5	반도체 변압기 회로의 효율 분석을 위해 사용된 변압기의 제정수	243

제 1 장 서론

1.1 연구 배경

최근 화석 연료의 가격이 상승하고 환경 오염 문제가 대두되면서 신재생 에너지원의 사용이 지속적으로 증가하고 에너지 저장 장치 등 분산형 전원 장치의 비중이 늘어나는 추세이다. 이러한 분산형 전기 에너지원이 기존의 전원 계통에 연결되어야 할 경우가 늘어나면서, 서로 다른 전원 계통간을 연결시켜 줄 수 있는 계통 연계형 전력 변환 회로의 필요성이 꾸준히 증대되고 있다 [1]-[4]. 이러한 용도로 사용되는 전력 변환 회로는 다음과 같은 요구 사항을 지닌다.

- 전원 계통과의 전기적 절연 제공
- 양방향 전력 전달 가능
- 전원 계통의 역률 조절 가능
- 전원 계통의 입력 전류의 품질 유지
- 서로 다른 전압 및 주파수의 전원 간 연결 기능

기준에 이러한 용도로 많이 사용되는 전력 변환 회로로는 NPC(Neutral Point Clamped) 컨버터와 CHB (Cascaded H-Bridge) 컨버터 등을 꼽을 수 있다 [5]. 이러한 전력 변환 회로들은 공통적으로 계통 주파수로 동작하는 변압기를 사용

하여 전기적 절연을 얻고, 능동 입력단(active front end)을 구성하여 전원 계통의 전류를 제어하여, 전류의 품질을 유지하고 무효 전력의 제어를 가능하게 한다.

한편 계통 연계형 전력 변환 회로는 대용량 전동기 구동을 위한 목적으로의 수요도 늘고 있는 추세이다. 중전압(medium voltage) 대용량 전동기의 산업용 기계적 동력원으로써의 사용이 늘고 있어 이들을 구동하기 위한 전력 변환 회로에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다 [6]. 대용량 전동기를 구동하기 위한 응용 예는 주로 단방향 전력 전달만이 필요한 경우가 많지만, 경우에 따라 양방향 전력 전달을 요구하는 경우가 있다. 전동기 운전 중 가속이 지속적 혹은 반복적으로 필요하거나, 감속 시 큰 전력이 회생되는 분야에서 에너지 절약을 위해 많이 사용된다. 또 꼭 회생 운전을 통한 에너지 절감이 중요하지 않더라도, 다이내믹 브레이크(dynamic brake)나 입력단 수동 필터(passive filter)의 부피를 줄이기 위해 사용되기도 한다. 능동적으로 입력단을 제어하는 것이 다이오드만 쓸 때보다 입력단 고조파가 매우 적고 수동 필터의 크기를 줄일 수 있어 시스템의 부피 측면에서 유리할 수 있다 [7].

한편 전력 변환 회로에 사용되는 수동 소자(passive component)를 줄이고자 하는 노력이 지속적으로 이어지고 있다. 수동 소자는 부피가 크고 무게가 많이 나가기 때문에 이들의 사용을 줄이는 것이 시스템의 부피와 무게를 줄이는데 큰 도움이 된다. 또 원자재 가격의 지속적인 상승세로 인해 이들이 전체 시스템의 가격에서 차지하는 비중이 점차 높아지고 있다. 따라서 이들을 줄이는 것이 컨버터의 가격 경쟁력에도 도움이 된다. 반면 전력 반도체 기술은 지속적으로 발달하여 가격이 하락하고 성능은 발전하는 추세에 있다. 따라서 전

력 반도체를 더 사용하더라도 수동 소자를 덜 사용하는 컨버터를 만드는 것이 향후 기술 추세를 생각할 때 바람직한 방향이다.

이 같은 노력의 일환으로 전압형 인버터(voltage source inverter)의 직류단(DC-link) 전해 캐패시터(electrolytic capacitor)의 사용을 억제하기 위해 매트릭스 컨버터(matrix converter) [8], 혹은 캐패시터리스 인버터(capacitorless inverter) [13] 등이 개발되어 사용되고 있다. 또 전원 간의 절연이나 전압 크기의 변경을 위해 전원 계통에 연결되어 사용되는 변압기의 부피와 무게를 줄이고자 이를 고주파 변압기(high-frequency transformer)로 대체 하는 방식도 연구되었다 [18]-[22].

1.2 연구 목적

본 논문은 앞서 설명한 전원 계통간의 연결이나 전동기 구동을 위한 계통 연계형 교류 전력 변환 회로를 제안하고 운전 조건에 따른 동작을 분석하는 것을 목적으로 한다. 제안되는 전력 변환 회로는 3상 전원 계통에 직접 연결되어 사용할 수 있는 전력 변환 회로로써 입력과 출력 간에 전기적 절연을 제공하고, 양방향 전력 전달이 가능하며, 전원 계통의 역률을 조절할 수 있는 특징을 가진다.

이와 동시에 제안되는 전력 변환 회로에 사용되는 수동 소자 양을 줄이기 위한 구조를 가진다. 전원 계통에 연결되는 입력측에 사용되는 입력 필터의 크기를 줄이기 위해 입력단의 동작을 캐패시터리스 인버터의 동작과 같이 전원 계통의 주파수에 동기시킴으로써 입력단 전력용 반도체 스위치의 스위칭 동작에 의한 고주파 발생을 근원적으로 없애 전원 계통의 입력 전류에 고주파

가 유입되는 것을 방지하였다.

또 전원 계통과 부하와의 전압 크기의 변환이나 둘 사이의 절연을 위해 사용되는 계통 주파수의 변압기를 고주파 변압기로 대체하였다. 이를 통해 시스템의 부피 및 무게를 줄일 수 있도록 하였다.

본 논문에서는 제안된 전력 변환 회로의 각 부분의 구조 및 동작을 기존의 유사한 방식의 전력 변환 회로와 비교하여 설명하고 전력 변환이 이루어지는 과정을 설명한다. 그리고 고주파 전력 전달 부분의 전력 전달을 분석, 모델링하고 이를 이용하여 출력측 직류단을 제어할 수 있는 제어기를 설계한다. 그리고 운전 조건에 따른 고주파 전력 전달 부분의 소프트 스위칭(soft-switching) 특성을 분석하여 구동하는 데 있어서의 정보를 제공한다.

또 제안된 회로의 동작 특성과 제어방법을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통해 검증한다..

1.3 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다.

1장에서는 연구 배경과 목적에 대해 설명한다.

2장에서는 기존의 전력 변환 회로의 특성에 대해 살펴 본다. 중전압 전원 계통에 연결시켜 사용하는 교류 전력 변환 회로들의 특성을 살펴보고 고주파 변압기를 사용하는 전력 변환 회로에 대해 살펴 본다.

3장에서는 제안된 전력 변환 회로에 대해 설명한다. 제안된 전력 변환 회로를 세부 항목으로 나누어 각 부분의 구조가 기존의 전력 변환 회로와 비교하여 어떻게 파생되었는지를 언급하고, 각 부분의 동작 방식의 통해 제안된 전

력 변환 회로의 전력 전달 원리에 대해 설명한다. 그리고 설명된 구조와 동작을 바탕으로, 고주파 전력 전달 부분을 모델링하고, 그 모델을 이용하여 출력측 직류단 전압 제어를 설계한다. 그리고 운전 조건에 따른 소프트 스위칭 특성을 분석한다.

4장에서는 제안된 전력 변환 회로의 동작을 실험을 통해 검증한다.

5장에서는 동작 효율과 사용되는 전력 소자와 수동 소자의 측면에서, 제안된 전력 변환 회로와 반도체 변압기 회로를 비교하였다.

6장에서는 결론 및 향후 과제에 대하여 기술한다.

제 2 장 기존의 전력 변환 회로

본 장에서는 기존에 사용되는 전력 변환 회로들의 특성에 대해 알아본다. 먼저 중전압(medium voltage) 전원 계통에 연결하여 사용하는 멀티레벨(multilevel) 전력 변환 회로 중 기술이 상용화되어 산업계에서 자주 사용되는 NPC 컨버터와 CHB 컨버터의 구조와 특징에 대해 기술한다. 그리고 본 논문에서 제안하는 전력 변환 회로처럼 고주파 변압기를 이용한 전력 변환 회로들에 대해 살펴본다.

2.1 멀티레벨 전력 변환 회로

2.1.1 NPC 컨버터

NPC 컨버터는 [23]에서 처음 소개된 이후, 산업계에서 널리 사용되어 온 멀티레벨 전력 변환 회로 중 하나이다. 그림 2.1 (a)는 기본적인 3 레벨(level) NPC 컨버터의 구조를 나타내었다. 전원 계통에 다이오드 정류기(diode rectifier)로 연결되어 교류 전원을 직류로 정류하고, 이 직류단을 이용하여 출력 전압을 합성한다. 한 레그(leg)에 네 개의 능동 스위치가 사용되며, 직류단에는 두 개의 캐패시터가 직렬로 연결되어 각각 직류단의 전압의 절반이 인가되어 있고, 캐패시터의 중성점과 각 레그의 스위치 사이를 클램핑(clamping) 다이오드로 연결하여 중성점 전압을 출력할 수 있게 하였다. 각각의 전력용 반도체는 하나의 캐패시터 양단에 걸려있는 전압만큼의 내압(blocking voltage)을 필요로

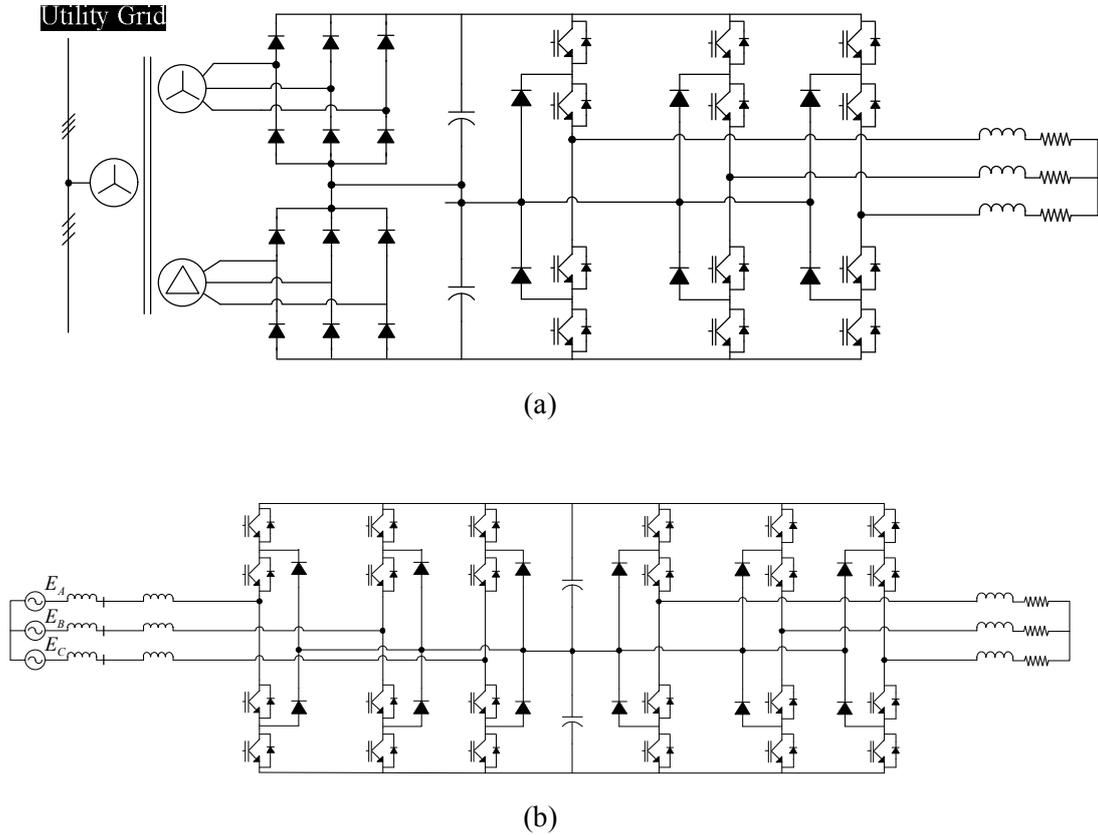


그림 2.1 NPC 컨버터.

(a) 다이오드 정류단 사용, (b) 능동 정류단 사용

하기 때문에 직류단 전체 전압의 절반의 전압 정격을 가지는 소자를 사용하여 만들 수 있는 장점이 있다. 2 레벨 인버터와 비교하여, 극 전압(pole voltage) 출력으로 영전압을 내보낼 수 있어 출력 전압의 레벨이 하나 늘어난다. 이로 인해 출력 전압에서의 dv/dt 특성이 좋아지고, 출력 전압의 품질이 향상된다.

반면 NPC 컨버터는 전력 소자 간의 손실이 균등하지 않아 소자의 정격보다 부하를 경감(derating)시켜 사용해야 하는 단점이 있다. 이 문제를 해결하기 위

해 클램핑 다이오드 대신 능동 소자를 사용하여 중성점으로 흘러 들어가는 전류를 제어할 수 있는 액티브(active) NPC 구조가 사용되기도 한다 [24].

NPC 컨버터는 3 레벨과 동일한 개념으로 더 높은 단(level)으로 확장할 수 있으나, 단 수를 늘릴수록 높은 내압을 견디기 위해 직렬로 연결해야 하는 클램핑 다이오드의 수가 급격히 늘어나고, 직류단 캐패시터의 전압 균형 제어가 복잡해지는 문제가 있다 [6]. 현재 실질적으로 산업계에서 주로 사용되는 것은 3 레벨 NPC 컨버터이다.

입력측에 다이오드 정류기를 사용하는 경우에는 전원 계통에서 부하로의 전원 공급만 가능하여 단방향 전력 전달이 필요한 경우에만 사용된다. 이 때 부하측에서 발생하는 순시적인 회생 에너지를 소진시키기 위해 직류단에 다이내믹 브레이크가 사용되기도 한다. 양방향 전력 전달이 필요한 경우에는 전원 계통의 입력측에도 동일한 NPC 컨버터를 설치하여 능동 정류단(active rectifier)으로 사용할 수 있다. 이 구조를 그림 2.1 (b)에 나타내었다. 능동 정류단은 전원 계통에 흐르는 입력 전류를 조절할 수 있어 이를 통해 직류단 전압을 원하는 값으로 제어할 수 있으며, 다이오드 정류기를 사용하는 경우에 비해 입력 전류 고조파를 줄이고 역률을 제어할 수 있다.

한편 NPC 컨버터는 전원 계통과의 전기적 절연을 위해서는 계통 주파수의 변압기가 필요하고, 전원 입력 계통의 전류 품질을 유지하기 위해 입력단에 큰 수동 필터가 필요한 단점이 있다.

2.1.2 CHB 컨버터

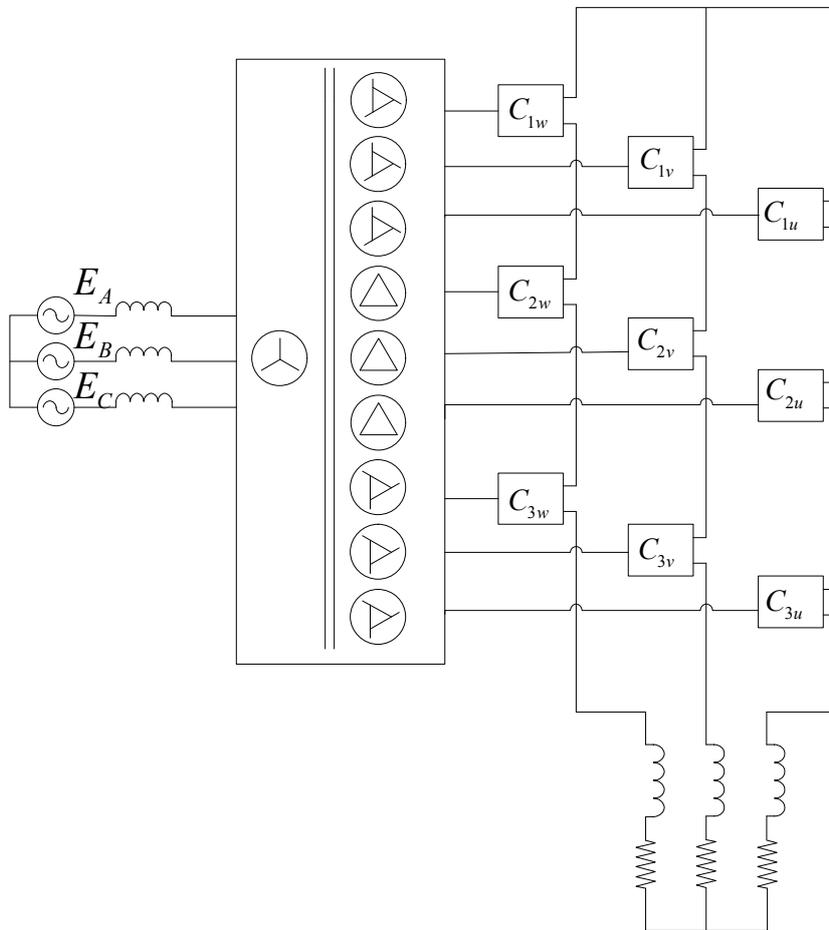
CHB 컨버터는 풀 브릿지 인버터(full-bridge inverter)로 구성된 셀(cell) 여러

개를 직렬로 연결한 구조로 이루어져 있다 [25]. 그림 2.2 (a)에 그 구조를 나타내었다. 각각의 셀은 독립된 직류단을 가지며, 풀 브릿지 인버터를 이용하여 3레벨 전압 출력이 가능한 전압원처럼 동작한다. 각 셀의 직류단 전원은 전원 계통에 연결된 변압기의 이차 권선을 통해 공급되며, 이 때 그림 2.2 (b)에 나타낸 다이오드 정류기를 통해 전원을 공급 받는 것을 기본적인 구조로 한다. 전원 계통에 연결되는 변압기는 셀 수만큼의 3상 이차 권선을 필요로 하며, 각 단의 이차 권선은 서로 $60^\circ/k$ (k : 단의 수) 씩 위상이 천이된(shifted) 형태를 가진다. 이차 권선들의 위상이 천이된 변압기는 각 셀의 다이오드 정류기의 입력 전류의 고조파들을 서로 상쇄시켜 주는 역할을 하여 전원 입력 전류의 품질을 좋게 만든다. 그러나 한편으로는 이런 복잡한 변압기의 구조는 제작 시에 단점으로 작용한다.

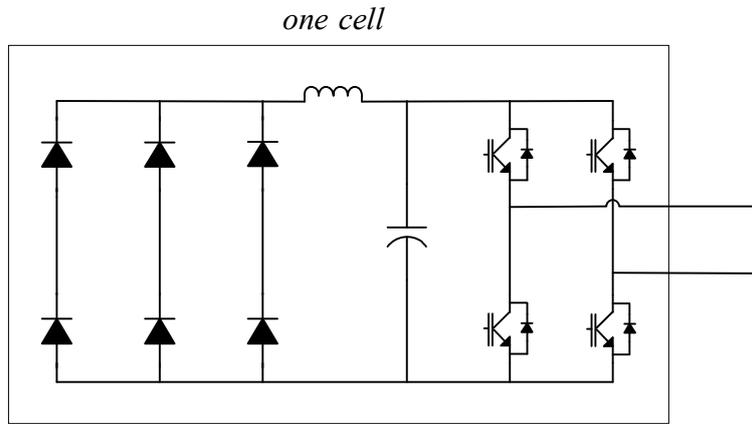
CHB 컨버터는 동일한 모듈화(modular) 구조를 가진다. 독립된 직류 전압원을 가지는 단상 풀 브릿지 인버터를 기본 모듈(module)로 이용하고, 동일한 모듈 여러 개를 연결하여 전체 시스템을 구성한다. 모듈화 구조는 다음과 같은 장점을 가진다. 먼저, 다양한 전압의 전원 계통 혹은 부하에 연결하여 사용할 수 있다. 적용되는 시스템의 전압의 크기에 대응하여 모듈을 직렬로 연결하면, 저전압 전력 소자로 구성된 모듈을 이용하여 높은 전압의 전원 계통/부하에 사용할 수 있는 전력 변환 회로를 구성할 수 있다. 따라서 단의 수가 제한적인 NPC 컨버터에 비해 보다 높은 전압의 시스템에도 적용할 수 있는 장점이 있다. 그리고 각각의 모듈이 동일한 회로, 제어 구조를 사용하기 때문에 시스템 구성의 변동이나 확장이 쉽고, 하나의 모듈에 고장이 발생했을 때 부품의 교체가 간단하다 [27], [28]. 또한 운전 중 하나의 셀에서 고장이 발생하더라도

해당 셀을 제외시키고 출력 전압을 감소시킨 채 운전을 지속할 수 있는 여유율(redundancy)을 지닌다 [29].

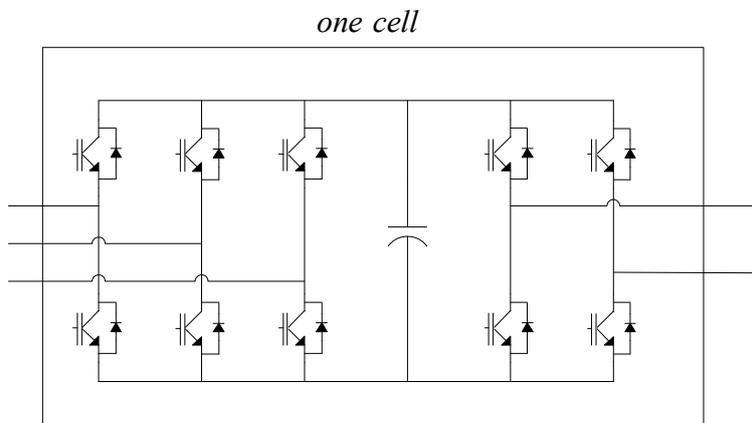
CHB 컨버터의 양방향 전력 전달이 필요한 경우에는 각 셀의 입력단을 다이오드 정류기 대신 그림 2.2 (c)에 나타낸 3상 PWM(Pulse Width Modulation) 승압형 정류기(boost rectifier)로 이루어진 능동 정류단을 사용될 수 있다 [26]. 능동 정류단을 이용할 경우 입력측 전류를 제어할 수 있어 직류단 전압 제어가 가



(a)



(b)



(c)

그림 2.27 레벨 CHB 컨버터.

(a) 전체 구조, (b) 다이오드 정류기 셀 (c) PWM 승압형 정류기 셀

능하고, 전원 입력측의 역률을 제어할 수 있다. 그러나 여전히 셀 수만큼의 이차 권선을 가지는 계통주파수의 변압기가 필요하고, NPC 컨버터와 마찬가지로 입력 전류의 품질을 유지하기 위해 입력단에 큰 수동 필터가 필요하다. 이 경

우 변압기 이차 권선의 위상 천이는 필요하지 않다.

2.2 고주파 변압기를 사용한 전력 변환 회로

2.2.1 반도체 변압기(solid state transformer) 개념

2.1절에서 설명한 계통 연계형 전력 변환 회로들은 공통적으로 전원 계통과의 전기적 절연을 위해서 50/60 Hz 의 계통 주파수의 변압기가 필요하다. 전체 전력 변환 회로의 부피와 무게의 측면에서 봤을 때 이 변압기가 차지하는 비중이 크다. 그런데 변압기의 동작 주파수(operating frequency)를 높이면 같은 전압, 전류 정격을 가지는 경우 변압기에 저장되는 에너지의 크기가 주파수에 반비례하게 줄어든다. 따라서 동작 주파수를 높이면 변압기에 사용되는 자기 재료(magnetic material)의 양을 줄일 수 있고, 그에 따라 변압기의 부피 및 무게를 줄일 수 있다. 이 점에 주목하여 전원 계통 주파수의 변압기 대신 고주파 변압기를 사용하는 전력 변환 회로에 관한 연구들이 활발하게 이루어지고 있다 [18]-[22].

계통 주파수 변압기(line-frequency transformer)를 대신하여 고주파 변압기를 사용하는 전력 변환 회로의 대표적인 예로 그림 2.3 에 나타낸 구조를 꼽을 수 있다. 변압기 반도체(Solid State Transformer, SST)로 불리기도 하는 이 구조는 전력용 반도체와 고주파 변압기를 이용하여 기존의 계통 주파수의 변압기가 하는 역할을 대체시켜주는 개념으로 제안 되었다. 양쪽 전원 계통에는 교류-직류 전력 변환 회로가 있어 각각의 교류 전원과 직류단 사이의 전력 전달을 가능하게 해 주는 역할을 한다. 두 개의 직류단 사이의 전력 전달은 고주

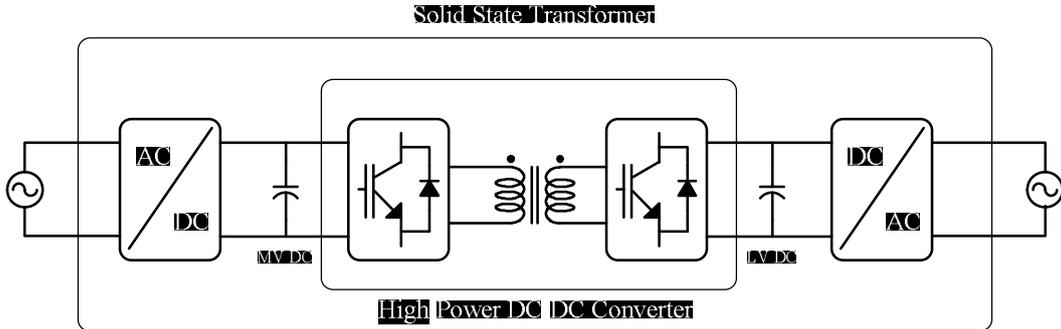


그림 2.3 반도체 변압기 개념

과 변압기로 연결되는 직류 전력 변환 회로를 통하여 이루어진다. 이 직류 전력 변환 회로로는 듀얼 액티브 브릿지(Dual-Active-Bridge, DAB) 컨버터가 주로 사용된다 [35]. 듀얼 액티브 브릿지 컨버터는 그림 2.4에 나타난 것처럼 풀 브릿지 인버터 두 개가 고주파 변압기를 통해 연결된 구조를 가진다. 두 직류단은 고주파 변압기를 통해 전기적으로 절연되어 있으며 양방향 전력 전달이 가능하다. 듀얼 액티브 브릿지 컨버터는 구조가 간단하고 운전 조건에 따라 소프트 스위칭이 가능한 장점을 가지고 있어 다양한 대용량 직류 전력 변환 회로의 용도로 많이 사용된다 [37]. 듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 동작은 3.2.2절에서 소개한다.

입력측과 출력측의 전압원의 관점에서 반도체 변압기를 바라보면, 전압의 크기를 변동시킬 수 있고 양측에 전기적 절연을 제공하는 등 일반적인 계통 주파수 변압기와 같은 기능을 제공한다. 또 입력측과 출력측의 전압이 교류-직류 전력 변환 회로를 통해 자유롭게 합성될 수 있기 때문에 주파수가 서로 다른 두 전원 계통 간의 연결도 가능하고 역률을 제어할 수 있는 등 추가적인 기능도 있다.

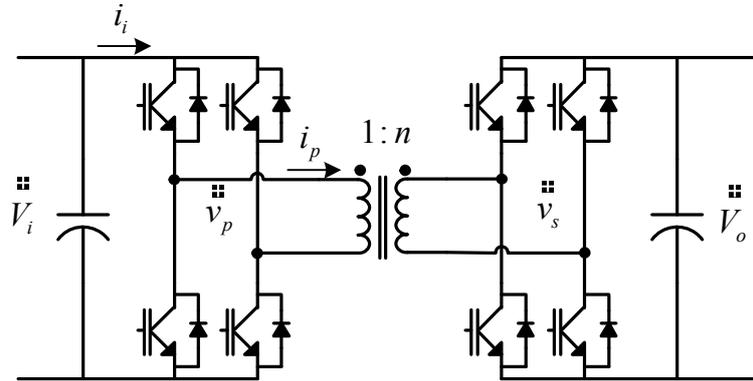


그림 2.4 듀얼 액티브 브릿지 컨버터

반도체 변압기의 개념은 다양한 방식으로 응용되어 연구되어 왔다. 그림 2.5는 반도체 변압기의 개념을 3상 중전압 전동기 구동에 적용시킨 예를 보여준다 [18]. 하나의 듀얼 액티브 브릿지 컨버터와 입력측과 출력측 각각에 단상 풀 브릿지 인버터가 연결된 구조를 하나의 셀로 만들어, 동일한 셀을 전원 계통과 부하 전동기의 동작 전압에 따라 직렬로 연결한 형태를 가진다. 각 셀의 단상 풀 브릿지 인버터는 교류-직류 전력 변환 회로로 동작하며, 교류단의 전류를 제어하면서 동시에 입력측과 출력측의 직류단 전압을 일정하게 유지시켜 주는 역할을 한다. 입력과 출력측의 풀 브릿지 인버터는 CHB 컨버터의 각 출력 셀과 마찬가지로 독립된 직류 전압원을 이용하여 출력 전압을 합성한다. 상의 전체 출력 전압은 각각의 셀의 출력 전압을 합친 값으로 정해지기 때문에 셀의 수를 늘림에 따라 dv/dt 가 작아지고 출력 전압의 고조파가 줄어든다. 입력측과 출력측 풀 브릿지 인버터는 PWM 승압형 컨버터의 형태로 동작하여 각 부분의 교류 전류를 제어하고, 따라서 각 부분의 역률을 제어할 수 있다. 그림 2.6은 [22]에서 제안된 서로 다른 전원 계통들 사이를 연결시켜주는 교류

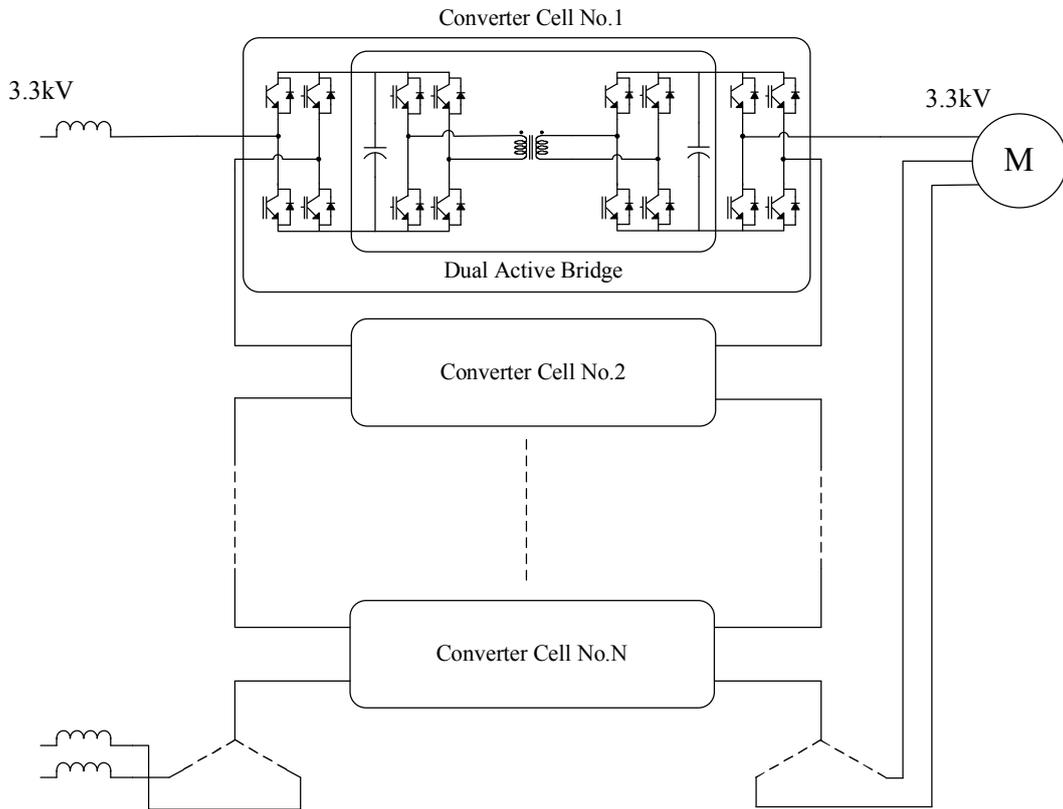


그림 2.5 반도체 변압기 개념 적용 예: 중전압 전동기 구동.

전력 변환 회로를 나타낸다. 분산 전원, 신재생 에너지원 등 서로 다른 전원 계통 간을 연결시키는 목적으로 제안된 전력 변환 회로로서, 다수의 전원 계통간의 연결이 가능한 특징이 있다. 그림 2.6에서 각 포트(port)는 서로 다른 3상 교류 전원 연결되어 있다. 포트 1과 포트 2는 각각 서로 다른 3상 교류 전원 계통 혹은 부하에 연결되고, 포트 3은 별도의 에너지 저장 회로에 연결되어 있다. 단상 PWM 승압형 컨버터의 동작을 통해 교류 전원과 각각의 직류단 사이의 전력 전달을 제어하고, 포트 1과 포트 2의 직류단, 포트 1과 포트 3

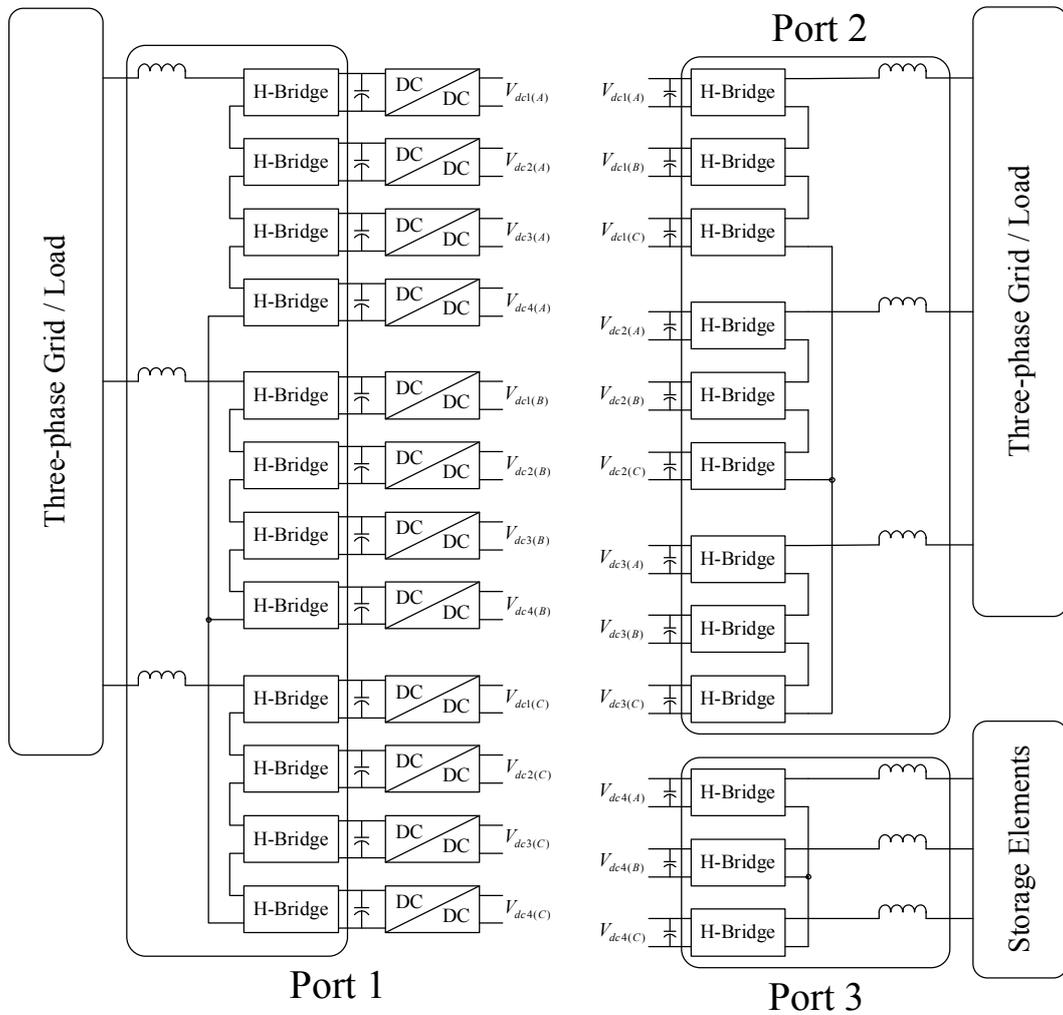


그림 2.6 반도체 변압기 개념의 적용 예: 서로 다른 전원 계통간의 연결

의 직류단이 그림 2.6에서 DC/DC로 표시된 직류 전력 변환 회로를 통해 연결되어 포트간의 전력을 전달해준다. 여기서 DC/DC로 표시된 부분은 듀얼 액티브 브릿지 컨버터를 의미하며, 직류 전력 전달과 각 포트간의 전기적 절연을 제공하는 기능을 한다. 따라서 각 포트간의 연결 및 전력 전달을 위한 제어

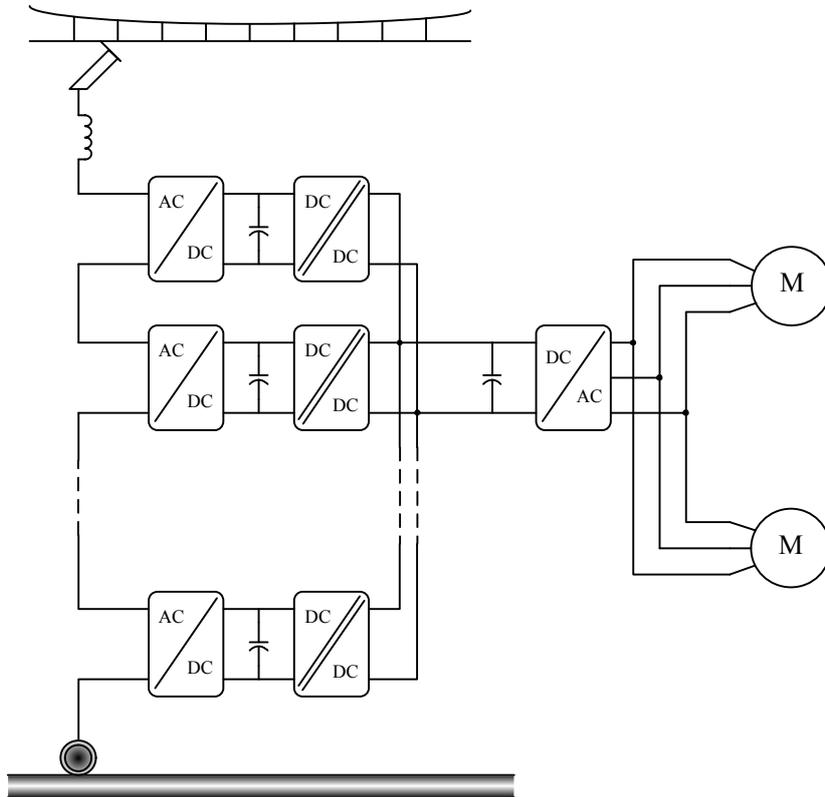


그림 2.7 반도체 변압기 개념의 적용 예: 열차 견인 구동

구조는 기본적으로 그림 2.5에서 설명한 방법과 동일하며, 차이점으로는 그림 2.6에서는 각 포트간 상 사이의 직류단을 서로 엇갈리게 연결해 놓았다는 점을 들 수 있다. 예를 들어 포트 1의 a 상의 직류단 전압 $V_{dc1(A)}$, $V_{dc2(A)}$, $V_{dc3(A)}$ 를 각각 포트 2의 a 상, b 상, c 상의 직류단에 연결시켜 놓았다. 이로써, 각 상으로 전달되는 전력의 평형을 유지시키는 효과를 기대할 수 있다.

그림 2.7은 반도체 변압기를 열차의 견인 구동에 적용한 예를 나타낸다. 유럽 지역에서 철도용으로 사용되는 전원 계통은 15 kV, 16⅔ Hz 혹은 25 kV, 50 Hz의 단상으로 이루어져 있다. 열차의 견인 전동기 구동을 위한 전력 변환 회

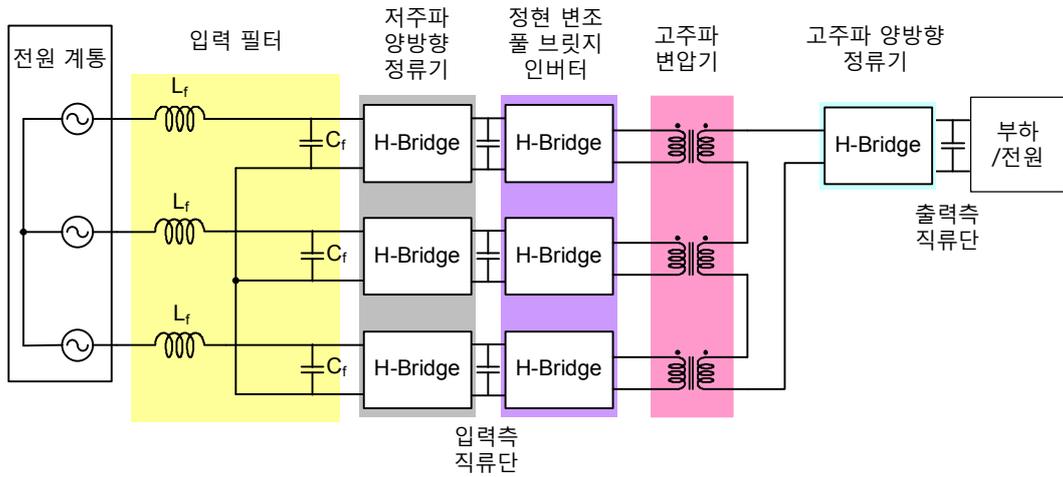


그림 2.8 반도체 변압기 개념의 적용 예: 교류-직류 전력 변환 회로

로에 사용되는 계통 주파수의 변압기가 차지하는 부피와 무게를 줄이기 위해 전원 계통에 반도체 변압기의 구조를 적용시킨 전력 변환 회로를 연결하여 사용하는 연구가 진행되었다 [20], [21]. 그림 2.7의 왼쪽의 AC/DC로 표시된 부분은 풀 브릿지 인버터로써, 단상 PWM 승압형 컨버터로 동작하여 각 셀의 직류단 전압을 제어한다. 전원 계통의 높은 전압에 대응하기 위해 많은 셀을 직렬로 연결하여 사용하였다. 셀의 직렬 연결이 가능하기 때문에 전원 계통에 연결되는 전력 회로도 전동기 구동에 사용되는 낮은 전압 정격의 전력용 소자를 이용하여 구성할 수 있다. 그림의 DC/DC로 표시된 부분은 듀얼 액티브 브릿지 컨버터로써 전원 계통쪽의 직류단과 전동기 구동용 인버터의 직류단 간의 전력 전달과 전기적 절연 기능을 담당한다. 변압기의 이차측 직류단은 서로 병렬로 연결하여 전동기 구동용 인버터의 직류단을 형성한다. 기존의 방법에서는 전원 계통의 높은 전압을 전동기 구동용 인버터에 적용 가능한 수준으로 낮추기 위해 계통 주파수의 변압기를 사용했는데, 이 방법을 사용함으로써

계통 주파수의 변압기를 사용하지 않아 열차의 전력 변환 시스템의 부피와 무게를 줄일 수 있다.

그림 2.8은 [38]에서 제안한 고주파 변압기를 가지는 교류-직류 변환 회로 (Series-connected Output Universal Link Converter)의 구조를 나타낸다. 이 전력 변환 회로는 3상 전원 계통과 직류 부하 혹은 전원을 연결해주는 기능을 한다. 본 절에서 소개한 반도체 변압기를 응용한 전력 변환 회로들에서는 모두 전원 계통에 연결하는 교류-직류 변환 장치가 PWM 승압형 컨버터로 동작하여 직류단 전압을 제어하였다. 반면 [38]에서 제안된 구조에서는 전원 계통에 연결된 저주파 양방향 정류기가 전원 계통의 주파수에 동기되어 동작한다. 입력측 직류단과 출력측 직류단은 고주파 변압기를 통해 연결되어 있는데, 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기가 듀얼 액티브 브릿지 컨버터와 유사한 동작을 통해 전력을 전달한다. 이 전력 변환 회로는 다른 반도체 변압기의 구조에 비해 입력측의 교류-직류 전력 변환 단계에서 발생하는 스위칭 손실 (switching loss)이 거의 없고, 전원 계통에 사용되는 수동 소자의 사용을 줄일 수 있는 장점을 가진다. 다만 [38]에서는 출력측에 직류 부하 혹은 전원을 연결하는 경우만으로 연구를 한정하였고, 입력측과 출력측의 직류단 사이의 전력 전달이 이루어지는 과정을 자세히 모델링하지 않았다. 본 논문은 이 전력 변환 회로를 바탕으로, 출력측을 변경하여 교류-교류 전력 변환 회로로 확장하는 것을 제안한다.

2.2.2 고주파 변압기

고주파 변압기를 사용하는 전력 변환 회로에 관한 연구가 이루어지면서 동

시에 여기에 사용되는 고주파 변압기에 관한 연구도 진행되었다 [42]-[47]. 고주파 변압기에는 다음과 같은 특성들이 요구된다 [44].

- 낮은 철손(core loss)
- 충분한 절연 레벨
- 높은 자속 밀도
- 작고 제어 가능한 누설 인덕턴스
- 권선과 철심(core)의 방열 설계

참고 문헌 [42]에서는 듀얼 액티브 브릿지 컨버터에 사용하기 위한 축 방향 권선을 갖는 변압기(coaxial winding transformer)를 제안하였다. 원환체의(toroidal) 철심(core) 여러 개를 U자의 관(tube) 형태로 연결하여 사용하고, 그 내부에 일차 권선(primary winding)을 구리관 형태로 만들어 삽입하고, 이차 권선(secondary winding)은 리츠 와이어(litz wire)를 사용하여 일차 권선의 내부에 삽입하는 방법으로 변압기를 제작하였다. 이 방법은 일차 권선과 이차 권선이 거의 모든 구간에서 같은 형태의 코어에 둘러 싸이도록 하여 철심에 흐르는 자속이 두 권선에 골고루 전달되어 누설 인덕턴스의 크기를 줄여주는 효과가 있다. 누설 자속은 변압기에 국부적인 발열을 유발시키기 때문에 특히 고주파 변압기에서는 그 크기를 줄이는 것이 중요하다. 또 구조에 따라 누설 인덕턴스의 크기를 예측할 수 있어, 필요한 경우 누설 인덕턴스의 크기를 적절하게 설계할 수 있다.

참고문헌 [43]에서는 [42]에서 제안한 변압기의 구조를 확장하여 하나의 일차 권선과 여러 개의 이차 권선을 가지는 다권선(multi-winding) 변압기의 구조

를 제안하였다. 각각의 이차 권선을 관 형태의 일차 권선의 내부에 하나씩 삽입하고, 관 형태의 일차 권선을 병렬로 연결하는 방법을 사용하였다. 이 방식은 [42]에서 제안된 방식과 마찬가지로 각각의 이차 권선이 일차 권선에 거의 완전히 둘러 싸여 누설 자속을 줄일 수 있는 장점이 있다. 또 높은 주파수에서 동작할 때에는 표피 효과(skin effect)로 인해 특정한 이차 권선에 흐르는 전류로 인해 일차 권선에 유기되는 전류는 대부분 해당 이차 권선을 둘러싸고 있는 관 형태의 권선에만 집중되어 흐르고, 다른 이차 권선을 둘러싼 일차 권선에는 거의 영향을 주지 않는다. 따라서 각각의 이차 권선들은 서로 자기 결합(magnetic coupling)이 매우 작고, 변압기의 일차측에서 보았을 때 독립적인 권선들로 볼 수 있다. 이러한 특성은 다권선 변압기의 일차측에서 각각의 이차 권선쪽으로 전달되는 전력을 서로 독립적으로 제어할 수 있도록 해 주는 장점을 가진다.

고주파 변압기를 사용하여 계통 주파수의 변압기보다 크기가 줄어들게 되면 변압기의 열용량과 표면적이 모두 줄어들어 방열 설계는 더 어려워지는 단점이 있다. 따라서 손실을 줄이고 열 전달이 수월하게 이루어지는 것이 중요하다. 참고 문헌 [44]에서는 350 kVA의 용량과 10 kHz의 스위칭 주파수를 사용하는 열차 견인 구동용 전력 변환 회로에 사용되는 고주파 변압기를 설계하였다. 그림 2.7에 나타낸 반도체 변압기에 사용되는 용도로써, [42]와 [43]에서 제안한 방식대로 축 방향 권선을 갖는 변압기를 제작하였다. 일차 권선의 내부에 이차 권선을 삽입하였고 이차 권선의 내부에는 탈이온수(deionized water)를 흘려 방열하였다. 철심의 재료로써 나노 크리스탈(nanocrystalline)을 사용함으로써 변압기의 전력 밀도(power density)를 높이는 동시에 철심의 손실을 줄일 수 있

도록 하였다.

참고 문헌 [46]에서는 50 kW 용량과 50 kHz의 스위칭 주파수를 가지는 고주파 변압기를 설계하였다. 철심의 재료로써 비정질 철심 (amorphous iron core)를 사용하였다 비정질 철심은 약 100 kHz 정도의 동작 주파수까지는 페라이트 (ferrite)와 유사한 수준의 철손(core loss) 특성을 가지며, 동작 가능 온도가 높고 (약 300°C) 열 전도율(thermal conductivity)이 높아 철심의 방열이 어려운 경우 사용하기 적합하다. 또 히트 파이프(heat pipe)를 철심에 부착하여 철손에 의해 발생하는 열을 효과적으로 제거하는 방식을 사용하였다.

본 절에서 살펴본 고주파 변압기에 관한 연구들은 고주파 변압기를 사용하는 전력 변환 회로의 개발에 도움이 된다. 대용량의 고주파 변압기는 아직 널리 보급되지는 않았지만 고주파 변압기를 이용하는 전력 변환 회로의 수요가 늘어나면 변압기 제작 관련 기술이 향상되고 가격이 더 저렴해져 사용이 더 용이해질 수 있을 것으로 생각된다.

제 3 장 제안된 교류 전력 변환 회로

본 장에서는 새로운 교류 전력 변환 회로를 제안하고 분석한다. 제안된 전력 변환 회로는 전원 계통(power grid)과 다른 분산 전원 혹은 교류 전동기 부하를 연결시키는 목적을 가진다. 제안된 전력 변환 회로는 3상 교류 입력, 출력단을 가지고 있으며 입출력간 전력을 능동적으로 제어할 수 양방향(bidirectional) 전력 전달이 가능하고 역률(power factor)을 제어할 수 있다. 또 고주파 변압기를 사용하여 입출력간 전기적 절연을 제공하여 영상분 전류가 흐르는 것을 억제한다. 이러한 특성을 통해 분산 전원 또는 교류 전동기 부하를 전원 계통에 연결시켜 이용할 수 있다.

제안된 전력 변환 회로는 다음과 같은 장점을 가진다.

수동 소자의 사용을 줄일 수 있는 특징을 가진다.

큰 부피를 차지하는 직류단 캐패시터(DC-link capacitor)의 크기를 획기적으로 줄이고, 전력 변환 회로와 계통간의 고조파(harmonics) 필터링을 위해 사용되는 입력 필터(input filter)의 크기도 줄일 수 있는 구조를 가진다. 입력과 출력간의 전기적 절연(galvanic isolation)은 고주파 변압기를 통해 이루어진다. 기존의 전력 변환 회로에서 많이 사용되는 계통 주파수 변압기에 비해 변압기의 동작 주파수를 높임으로써 그 부피 및 무게를 대폭 줄일 수 있을 것으로 예상된다.

모듈화 구조(modular construction)를 가진다. 풀 브릿지 인버터를 하나의 모듈(module)로 사용하며, 전체 전력 변환 회로는 동일한 여러 개의 모듈로 구성된

다. 동일한 모듈을 이용하면서 전력 변환 회로의 구성을 변경함으로써 높은 전압의 계통 및 다양한 형태의 부하에 적용시킬 수 있다.

한편 제안된 전력 변환 회로는 다음과 같은 단점을 가진다. 입력측과 출력측 간에 4개의 풀 브릿지 인버터를 거쳐가기 때문에 사용되는 전력 소자의 수가 많으며 도통 손실이 크다. 입출력간 전기적 절연을 위해 계통 주파수의 변압기 대신 고주파 변압기를 사용함으로써 변압기가 차지하는 부피를 줄일 수 있으나, 사용되는 고주파 변압기의 연결 구조가 복잡하다. 제안된 전력 변환 회로는 사용되는 전력 소자의 구조와 수, 그리고 고주파 변압기를 사용한다는 면에서 그림 2.5에서 나타낸 반도체 변압기 회로와 유사성을 가지고 있다. 이 회로와 비교했을 때 입력 필터의 크기를 줄일 수 있는 장점을 가지나, 고주파 전력 변환 부분의 전력 소자 및 변압기의 이용률이 더 낮다.

본 장에서는 제안된 전력 변환 회로의 구조를 설명하고, 각 부분의 구성이 이루어지게 된 배경에 대해 설명한다. 각 부분의 동작과 함께 전력 변환이 이루어지는 원리를 설명하고 제어 방법을 제안하고, 운전 조건에 따른 소프트 스위칭(soft-switching) 특성을 분석한다.

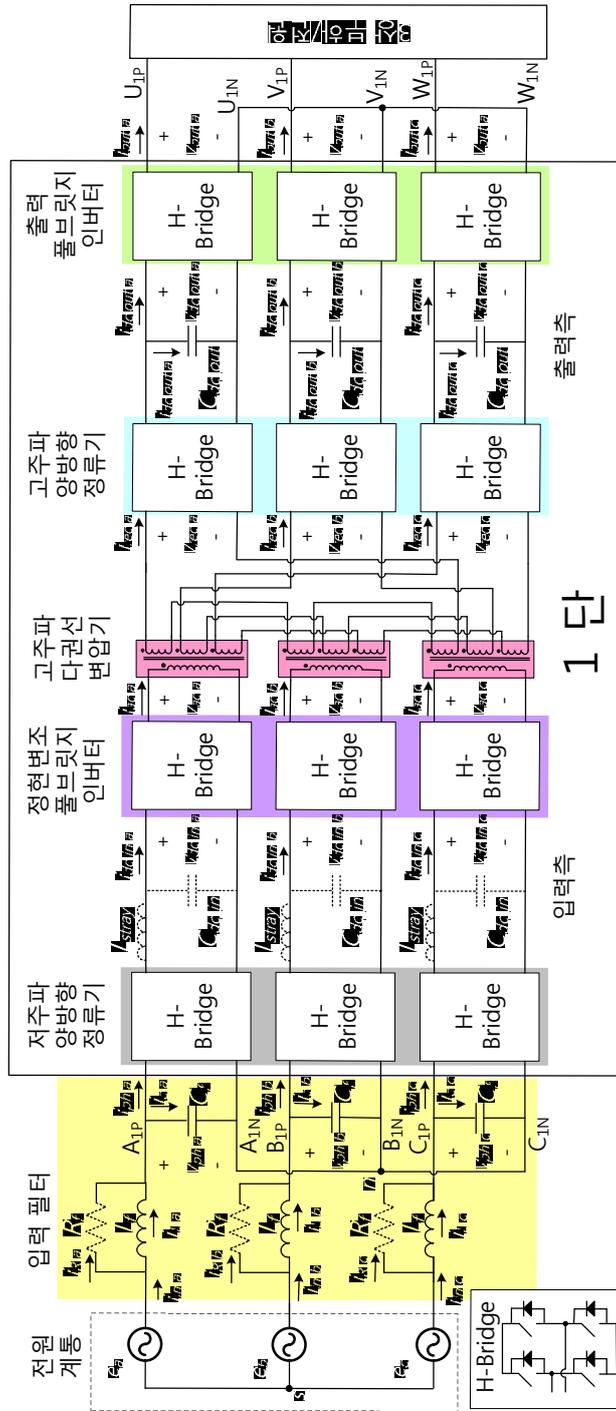


그림 3.1 제안된 전력 변환 회로 한 단의 구조.

3.1 제안된 전력 변환 회로의 구성

그림 3.1은 본 논문에서 제안하는 전력 변환 회로의 구조를 나타낸다. 이 그림에 나타난 것처럼 3상 전원 계통에 연결되는 입력단과 3상 출력단을 가지는 것이 제안된 전력 변환 회로의 기본적인 구조이며, 이하 본 논문에서는 한 단이라고 칭한다. 제안된 전력 변환 회로는 그림 3.1의 우하단에 나타난 것과 같이 단방향 능동 스위치와 그 역병렬 다이오드(anti-parallel diode) 4개로 구성된 풀 브릿지 인버터를 기본 모듈로 하여, 12개의 기본 모듈과 3개의 고주파 다권선 변압기(high-frequency multi-winding transformer)의 연결로 구성되어 있다. 제안된 전력 변환 회로의 각 모듈은 동일한 정격을 가지는 풀 브릿지 인버터 모듈을 사용할 수 있어 부품 조달이 쉽고 고장이 발생했을 경우 교체가 용이하다.

제안된 전력 변환 회로는 그 연결 구조와 동작 방식에 따라 저주파 양방향 정류기(low-frequency bidirectional rectifier), 정현 변조 풀 브릿지 인버터(sine-modulated full bridge inverter), 고주파 양방향 정류기(high-frequency bidirectional rectifier), 출력 풀 브릿지 인버터(output full bridge inverter)의 4가지 부분으로 구분된다. 저주파 양방향 정류기의 입력과 전원 계통 사이에 위치한 입력 필터는 전원 계통으로 흘러 들어가는 전류 고조파를 줄이기 위해 사용되며, 입력측 및 출력측의 직류단에는 소용량의 필름 캐패시터(film capacitor)가 사용된다. 입력측과 출력측의 전기적 절연은 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 사이를 연결하는 고주파 다권선 변압기를 통해 이루어진다.

저주파 양방향 정류기는 캐패시터리스 인버터와 유사한 구조를 가진다 [13]-[17]. 입력측 직류단에는 소용량 필름 캐패시터만이 사용되어 일반적인 3상

PWM 승압형 정류기에 사용되는 직류단 캐패시터와는 달리 에너지 버퍼 (energy buffer)로써의 역할을 하지 않으며, 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 내부와 연결 배선상의 포유(stray) 인덕턴스로 인한 순시 과도 전압을 억제하여 스위칭 소자를 보호하는 스너버(snubber) 캐패시터의 역할로써만 이용된다.

저주파 양방향 정류기의 스위치는 전원 계통의 전압에 동기 되어 스위칭된다. 출력 전압(v_{ph_a} , v_{ph_b} , v_{ph_c})을 합성하기 위해 PWM 동작을 하지 않으며, 전원 계통의 전압을 그대로 입력측 직류단으로 전달시키는 역할을 한다. 스위칭 시점은 전원 계통 전압의 극성에 따라 정해지고, 입력측 직류단 전압($v_{dc_in_a}$, $v_{dc_in_b}$, $v_{dc_in_c}$)의 파형은 전원 전압을 정류(rectification)한 형태를 띠게 된다. 따라서 저주파 양방향 정류기의 스위칭 주파수는 전원 계통 주파수와 같으므로 여기서 발생하는 스위칭 손실은 무시할 만하다. 또한 저주파 양방향 정류기가 동작을 통한 고조파 전압을 합성시키지 않기 때문에 전류 고조파를 만들지 않는다. 입력 필터를 설계할 때는 저주파 양방향 정류기의 동작을 고려할 필요 없이 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 스위칭 동작에 의해 발생되어 3상 전원으로 유입되는 전류 고조파만을 고려하면 충분하다.

정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기는 고주파 다권선 변압기를 통해 서로 연결되어 있다. 변압기는 일차측에 하나의 권선과 이차측에 다수의 권선을 가지고 있고, 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 일차 권선에, 고주파 양방향 정류기는 각각 이차 권선에 연결된다. 입력측과 출력측의 전기적 절연은 고주파 다권선 변압기를 통해 이루어진다. 고주파 다권선 변압기를 통한 전력 전달은 듀얼 액티브 브릿지의 동작과 유사하게 이루어진다 [35]. 정현

변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기는 각각 PWM 방식을 통해 출력 전압을 합성하여 고주파 변압기에 인가한다. 각 부분의 출력 전압의 크기와 출력 전압 간의 위상 차(phase difference)에 따라 입력측과 출력측 간에 전달되는 전력이 정해진다. 양측의 전력 전달의 매개체로 고주파 다권선 변압기의 누설 인덕턴스(leakage inductance)가 이용된다. 고주파 다권선 변압기의 동작 주파수는 전력 변화 장치에 사용되는 스위칭 소자의 정격에 의해 정해지며, 전원 계통의 주파수에 비해 높은 동작 주파수를 사용함으로써 계통 주파수 변압기보다 부피 및 무게를 크게 줄일 수 있다.

앞서 설명했듯 입력측 직류단 캐패시터는 에너지 버퍼의 역할을 하지 않으며, 저주파 양방향 정류기는 출력 전압 합성 없이 전원 계통 전압을 그대로 입력측 직류단으로 전달해주기 때문에, 정현 변조 풀 브릿지 인버터에서 넘어오는 전력이 저주파 양방향 정류기를 통해 전원 계통으로 그대로 전달된다. 따라서 전원 입력 전류(i_{in_a} , i_{in_b} , i_{in_c})의 품질을 향상시키기 위해 정현 변조 풀 브릿지와 고주파 양방향 정류기간의 전력 전달을 제어할 필요가 있다. 이를 위해 각 상의 고주파 다권선 변압기 이차측 권선의 직렬 연결되어 고주파 양방향 정류기의 출력단으로 연결하여 사용한다. 이 연결 구조와 함께 적절한 PWM 방법을 이용하여 전원 계통의 입력 전류 품질을 조절한다. 자세한 동작 원리는 3.2절에서 설명한다.

출력 풀 브릿지 인버터는 독립적인 직류 전원을 가지는 CHB 컨버터의 풀 브릿지 셀처럼 동작한다. 각 상의 출력 풀 브릿지 인버터는 출력측 직류단 전압을 이용하여 출력 전압을 독립적으로 합성한다. 여기서 출력측 직류단 전압은 정현 변조 풀 브릿지와 고주파 양방향 정류기 간의 전력 전달을 통해 일정

하게 제어된다.

제안된 전력 변환 회로는 동일한 풀 브릿지 모듈들로 구성되어 있어 여러 단을 직렬로 연결하여 높은 전압의 계통에 연결하거나 구성을 변경하여 다양한 부하에 적용할 수 있다.

다음 절부터 제안된 전력 변환 회로의 각 부분별 특성 및 자세한 동작에 대해 설명한다.

3.2 제안된 전력 변환 회로의 부분별 특징 및 동작 설명

3.2.1 저주파 양방향 정류기

저주파 양방향 정류기는 제안된 전력 변환 회로의 입력측에서 전원 계통과 연결되어 계통 전압을 정류하는 기능을 수행한다. 본 절에서는 계통에 연결되는 몇 가지 형태의 정류기의 특징을 살펴보고, 그와 비교하여 제안된 양방향 정류기의 동작에 대해 설명한다.

계통에 연결되는 교류 전력 변환 회로는 그림 3.2 에 나타난 것과 같이 교류-직류-교류(AC-DC-AC) 형태의 전력 변환을 하는 경우가 많다. 입력 전원과 독립적인 가변 전압, 가변 주파수(Variable Voltage Variable Frequency, VVVF)의

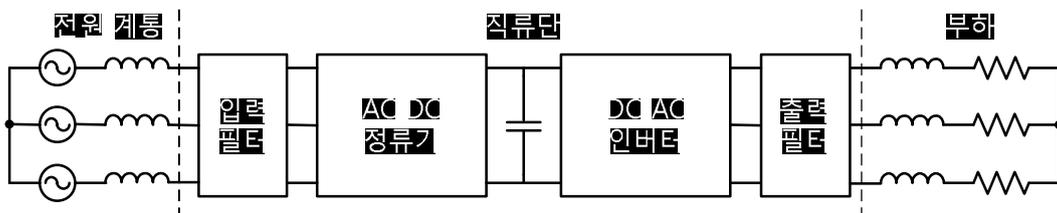


그림 3.2 교류 전력 변환 회로의 구성.

출력 전압 합성을 위해 전원 계통의 입력 교류를 정류하여 직류 전원을 만든 후, 만들어진 직류 전원을 이용하여 인버터로 출력 전압을 합성한다. AC-DC 정류기와 전원 계통 사이의 입력 필터는 전력 변환 회로의 동작에 의해 발생하는 고조파 전류가 계통으로 흘러 들어가는 것을 억제하기 위해 사용되며, 시스템에 따라 부하로 입력되는 고조파 전압을 억제하기 위해 출력 필터가 사용되기도 한다.

본 절에서는 다이오드 정류기(diode rectifier), 3상 승압형 PWM 정류기, 매트릭스 컨버터(matrix converter) 그리고 캐패시터리스 인버터(capacitorless inverter)가 계통 전압에 연결되는 형태를 살펴보고, 그와 비교하여 제안된 전력 변환 회로의 저주파 양방향 정류기의 구조와 동작을 설명한다.

교류 전력 변환 회로 중 교류-직류 변환을 위해 주로 사용되는 방식은 그림 3.3에 나타낸 다이오드 정류기이다. 다이오드 정류기는 교류의 계통 전압과 직류단의 전압에 따라 동작하면서 정류된 전원을 공급하고, 이 때 직류단에는 전압을 일정하게 유지하기 위해 일반적으로 대용량의 전해 캐패시터가 사용된다. 이러한 시스템은 간단한 구조와 저렴한 가격을 장점으로 가진다. 그러나

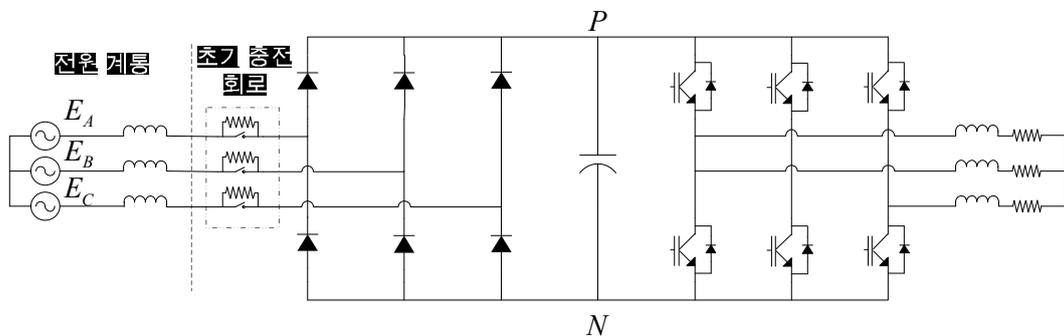


그림 3.3 다이오드 정류기를 이용한 전력 변환 회로.

대용량 직류단 캐패시터와 다이오드 정류기의 사용으로 인해 입력 전류의 제어 불가능함으로 인해 야기되는 단점들이 있다.

먼저, 초기 충전 회로가 필요하다. 시스템을 전원 계통에 투입할 때, 대용량의 전해 캐패시터를 충전하게 되는데, 별도의 초기 충전 회로가 없다면 초기 충전 시 직류단 캐패시터로 큰 돌입 전류(inrush current)가 흐르게 되고, 이 전류의 크기에 따라 다이오드 정류기가 손상을 입을 수 있다. 따라서 그림 3.3에 나타난 것과 같은 초기 충전 회로를 이용하여 시스템을 처음 전원에 연결할 때에는 충전 전류를 제한해 줄 필요가 있다. 이로 인해 전체 시스템의 부피가 증가하고 가격이 상승된다. 특히 충전 회로에 사용되는 접촉기(contactor)의 접점 수명 제한으로 인해 전체 시스템의 신뢰성을 떨어뜨릴 수 있다.

두번째 단점으로는 전해 캐패시터의 낮은 신뢰성을 들 수 있다. 전해 캐패

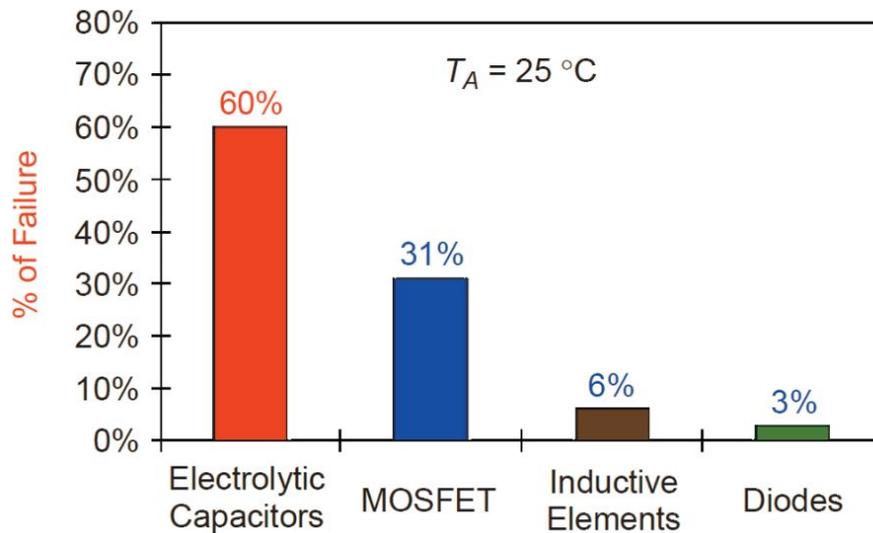


그림 3.4 전력 변환 회로의 주요 부품의 고장률.

시터의 유전체는 전해액으로 적신 종이로 되어 있다. 사용 시간이 지남에 따라 전해액이 증발하면서 캐패시터를 이루는 실질적인 표면 면적(effective surface area)이 줄어들면 캐패시터의 정전 용량(capacitance)이 줄어들고 직렬 등가 저항(Equivalent Series Resistance, ESR)이 증가한다. 부하 전류가 증가하여 직렬 등가 저항에 의한 손실이 커지면 그로 인한 발열이 증가하고, 그로 인해 전해액의 증발에 의한 성능 저하가 더 가속된다 [48]. 이런 특성 때문에 전해 캐패시터의 수명은 전력 변환 회로의 다른 부품들에 비해 매우 짧다고 알려져 있다. 그림 3.4는 [49]에서 나타낸 전력 변환 회로 중 주요 부품의 고장률 통계이다. 그림에서 보듯 전해 캐패시터의 고장률은 전력 소자의 거의 두 배에 이르며, 전체 시스템 중 가장 고장의 확률이 높다. 따라서 전해 캐패시터를 사용하는 시스템에서는 주기적인 유지 보수(maintenance)가 필수적이다.

또 다른 단점으로는 전원 계통에 전류 고조파(current harmonics)가 야기된다는 점이 있다. 다이오드 정류기는 계통의 선간 전압이 직류단 전압보다 클 때만 도통되어 고조파를 많이 함유한 펄스(pulse) 형태의 전류가 계통으로 전달된다. 그림 3.5 (a)에서 가장 기본적인 3상 6 펄스 정류기의 구조와 그 계통 입력 전류 파형의 예를 나타냈다.

전원 계통의 전류 고조파는 계통의 품질을 저하시키고 추가적인 손실을 발생시키기 때문에 많은 경우 규제를 통해 계통에 유입되는 고조파 크기를 제한하고 있다 [50]-[52]. 이 규제를 만족시키기 위해 계통에 연결하는 부하를 이용하는 경우 전력 변환 회로로 인해 발생하는 전류 고조파를 저감하기 위해 능동/수동 필터(active/passive filter)로 이루어진 입력 필터 혹은 다펄스 정류기(multipulse rectifier)가 사용된다 [53]. 다펄스 정류기는 일차 권선과 둘 이상의

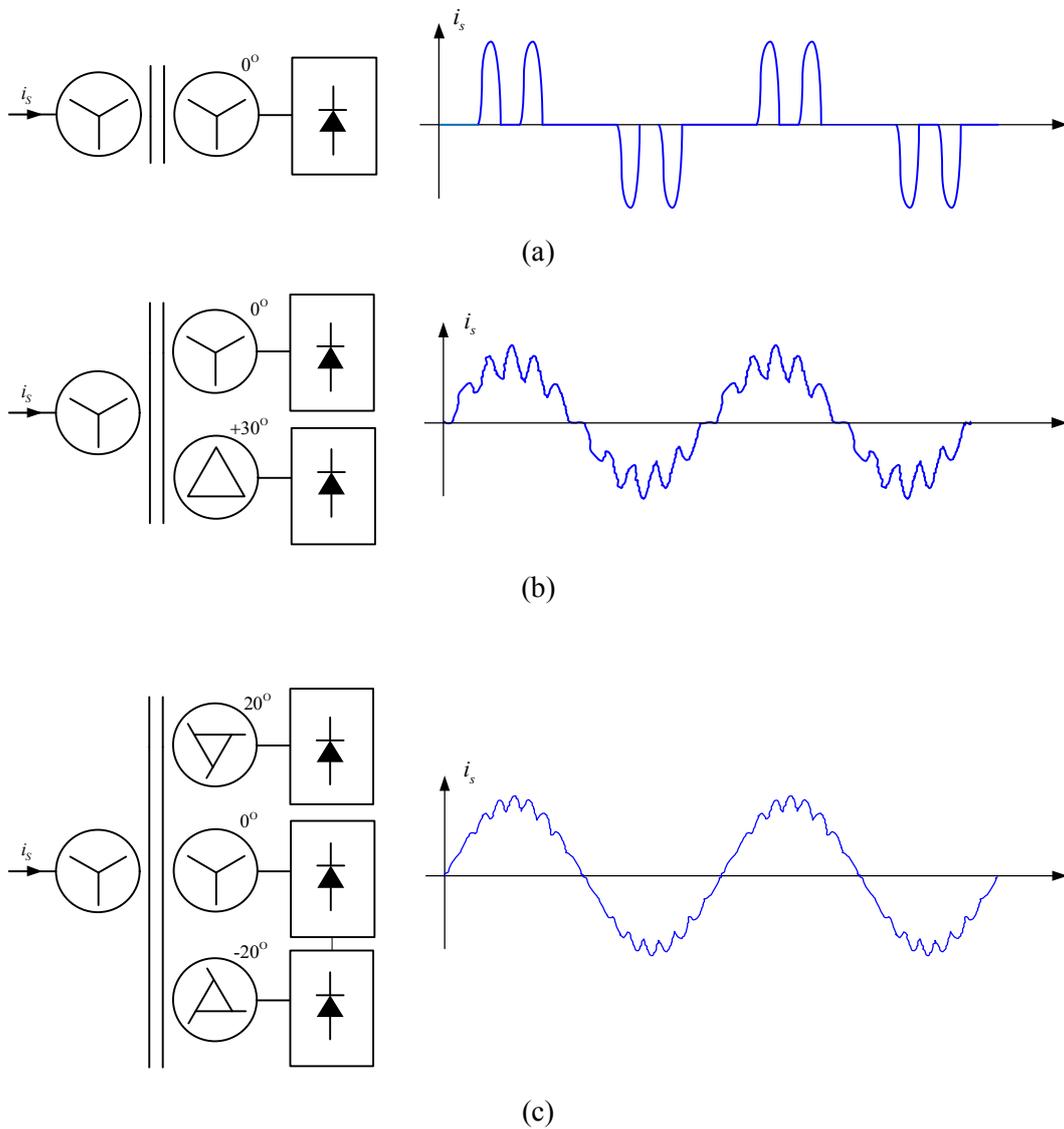


그림 3.5 다펄스 정류기의 구조와 입력 전류의 형태.

(a) 다이오드 정류기, (b) 12 펄스 정류기, (c) 18 펄스 정류기.

이차 권선을 가진 3상 변압기와 각각의 변압기 이차 권선에 연결된 3상 다이오드 정류기로 구성된다. 변압기의 이차 권선간에 적절한 위상 천이(phase shift)

를 인가함으로써 다이오드 정류기로 인해 발생하는 전류 펄스간에 위상 차가 생겨 변압기를 지나면서 서로 상쇄시키는 부분이 생기고, 계통에 연결된 입력 전류는 보다 정현파에 가까운 형태를 띠게 된다. 그림 3.5 (b)와 (c)에서 12 펄스, 18 펄스 정류기의 구조 및 각각의 경우에 해당하는 입력 전류 파형의 예를 나타냈다. 펄스 수가 많아질수록 입력 전류의 고조파가 줄어들으나, 그로 인해 변압기가 복잡해지는 단점이 있다. 이처럼 다이오드 정류기와 대용량 전해 캐패시터의 사용으로 인해 발생하는 전류 고조파를 저감시키기 위해서는 복잡한 수동 소자들이 필요하고, 이로 인해 시스템의 부피와 무게, 그리고 가격이 상승하게 된다.

또한 다이오드 정류기는 또한 전원 계통에서 부하측으로의 단방향 전력 전달만이 가능하다. 따라서 기본적으로 계통에서 부하로 전력을 공급하는 시스템에서만 사용하며, 직류단에 제동 초퍼(resistive braking chopper)를 설치하여 순시적으로 발생하는 회생 전력(regenerative power)을 소비시킨다. 그러나 회생 운전(regenerative operation)이 많은 응용 분야나 양방향 전력 전달이 필요한 경우에는 능동 정류단(Active Front End, AFE)을 사용한다.

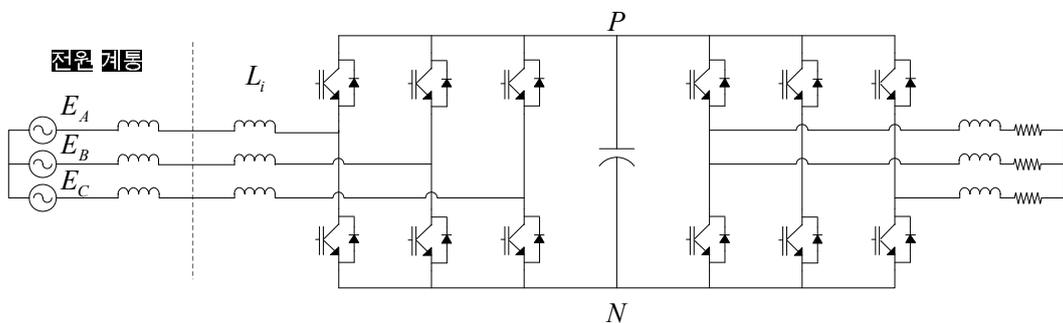


그림 3.6 3상 승압형 PWM 정류기.

그림 3.6이 나타내는 3상 승압형 PWM 정류기는 능동 정류단의 한 예로써, 계통 연계형 전력 변환 회로로 많이 사용되는 구조이다 [54]-[56]. 다이오드 정류기와 달리, 입력단 컨버터는 단방향의 능동 스위치와 그 역병렬 다이오드의 쌍 6개로 구성된 3상 PWM 인버터로 이루어져 있다. 능동 소자(active switch)를 이용하여 입력단의 출력 전압을 자유롭게 합성할 수 있으며, 이를 이용하여 입력 전류의 크기와 위상을 제어할 수 있다. 그림 3.6은 2 레벨 방식으로 구현된 구조를 나타내고 있으나, 전원 계통의 전압에 따라 또는 설계 요구 조건에 따라 NPC 컨버터 등의 구조를 적용하여 멀티레벨로 구성할 수도 있다 [7].

3상 승압형 PWM 정류기를 이용하는 경우, 능동 소자를 사용하여 입력측 출력 전압의 크기와 위상을 자유롭게 조절할 수 있다. 출력 전압의 위상의 기준이 되는 계통 전원의 위상각(phase angle)은 입력단의 전압을 측정하여 위상 동기화 루프(Phase Locked Loop, PLL) 방법을 이용하면 추정할 수 있고, 그에 따라 입력측 출력 전압을 계통에 동기화(synchronization) 시킬 수 있다 [57]-[60]. 입력측의 출력 전압을 자유롭게 조절할 수 있으므로, 이를 이용하여 계통의 입력 전류를 제어할 수 있다. 3상 승압형 PWM 정류기의 입력측 상전류를 측정하여 피드백(feedback) 신호로 사용하고, 출력 전압의 크기와 위상을 조절함으로써 부하의 출력과 관계없이 입력 전류의 크기와 위상을 제어할 수 있다.

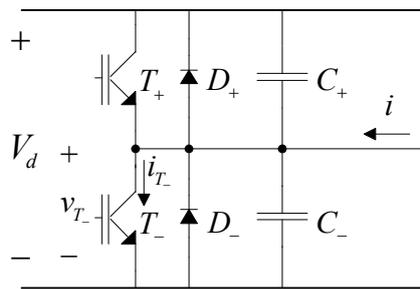
입력 전류를 제어할 수 있다는 것은 몇 가지 장점으로 작용한다. 첫째로, 변위역률(Displacement Power Factor, DPF)을 제어할 수 있다. 변위 역률은 전원 계통의 전압과 전류 사이의 위상각으로 정의되기 때문에, 입력 전류의 위상각을 제어함으로써 변위 역률을 조절할 수 있다. 전원 계통의 역률을 1로 제어하면

입력 계통에 최소한의 전류가 흐르게 되어 불필요한 손실을 억제할 수 있다. 경우에 따라서는 전원 계통에서 부하에 대해 역률 제어에 대한 기능을 요구하는 경우도 있다. 예를 들어, 미국의 경우 풍력 발전 시스템을 전원 계통에 연결할 경우 전력 변환 회로가 지상(lagging) 0.95부터 진상(leading) 0.95까지의 역률 제어가 가능해야 한다는 규정이 있다 [61], [62]. 이러한 규제를 만족시키기 위해서는 전력 변환 회로의 역률 제어 기능이 반드시 필요하다. 다른 장점으로 회생 운전이 가능하다는 점을 들 수 있다. 다이오드 정류기를 사용하는 경우에는 입력 전류의 위상을 제어할 수 없어 항상 전원 계통에서 부하로 전력을 공급하는 전력 공급 운전(powering operation)만이 가능한 반면, 3상 승압형 PWM 정류기는 능동 소자를 이용하여 정류기에 흐르는 전류의 방향을 제어할 수 있다. 능동 소자를 통해 전류를 흐르도록 하면 부하쪽에서 전원 계통으로 전력을 공급하는 회생 운전이 가능하여 양방향 전력 전달이 필요한 응용 분야에 적용할 수 있다. 그리고 직류단 캐패시터로 유입되는 전류를 조절하여 직류단 전압도 자유롭게 조절할 수 있다.

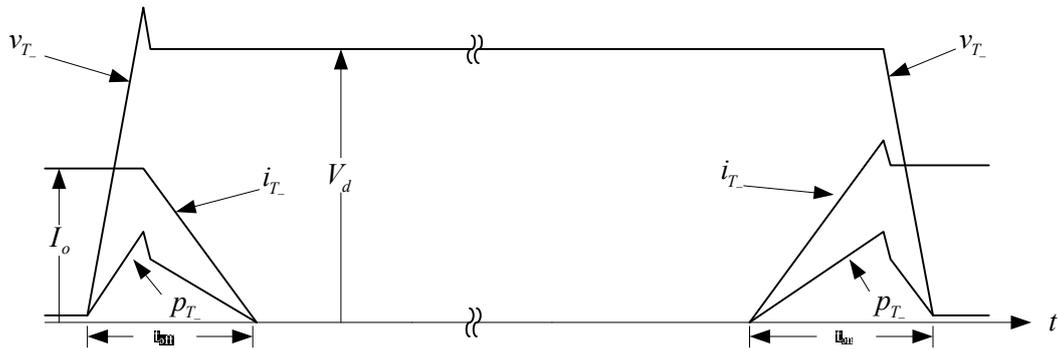
한편 3상 승압형 PWM 정류기를 사용함으로써 생기는 단점도 있다. 먼저 큰 입력 필터가 필요하다. 입력측의 출력 전압은 PWM 방식을 통해 합성되는데, 합성된 출력 전압에는 기본파 외에도 다양한 고조파 성분들이 포함되어 있다. 그런데 최근에는 전원 계통으로의 고조파 전류 성분의 유입을 억제하기 위해 각종 고조파 규제가 강화되는 추세이고, 전원 계통에 연결되는 부하는 이런 규제를 만족시킬 수 있는 기능을 갖추어야 하고, 이를 위해 출력단과 전원 계통 사이에 입력 필터가 필요하다. 3상 승압형 PWM 정류기의 구조 및 스위칭 주파수에 따라 입력 필터의 수동 소자값이 정해지는데, 이러한 수동 소

자는 시스템의 부피, 무게 및 가격을 상승시키는 요인이 된다.

다른 단점으로는 손실의 증가를 꼽을 수 있다. 전력 변환 회로에서 발생하는 손실은 전도 손실(conduction loss)과 스위칭 손실로 구분할 수 있다. 이 중 전도 손실은 전류가 스위칭 소자에 전류가 흐를 때 소자의 양단에 인가되는 도통 전압(conduction voltage)에 의해 발생하는 부분으로써, 다이오드 정류기를 사용할 경우에도 비슷한 수준의 손실이 발생한다. 스위칭 손실은 스위칭 소자



(a)



(b)

그림 3.7 반도체 변압기 개념.

(a) 풀 브릿지 인버터의 한 레그, (b) 능동 소자의 스위칭 특성 [63].

를 켜거나 끌 때 발생하는 손실로써 비이상적인(non-ideal) 스위칭 소자의 특성에 기인한다. 그림 3.7에 정류기의 한 레그(leg)의 스위치를 켜고 끌 때의 전류, 전압 특성을 통해 스위칭 손실의 발생 예를 나타냈다. 아래쪽 스위치 T 가 켜지고 꺼질 때 스위치에 흐르는 전류(i_T)와 스위치 양단에 인가되는 전압(v_T)의 곱만큼의 전력(p_T)이 스위치에서 소비된다. 스위칭 손실을 줄이기 위해서는 스위치를 켤 때 스위칭 소자의 양단에 걸리는 전압이 영이 되는 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching, ZVS), 혹은 스위치를 끌 때 스위칭 소자에 흐르는 전류가 영이 되는 영전류 스위칭(Zero Current Switching, ZCS) 조건을 만족시켜야 한다 [63]. 이들을 소프트 스위칭이라 하며 영전압, 영전류 스위칭 없이 스위칭 소자가 켜고 꺼지는 것을 하드 스위칭(hard switching)이라 한다. 소프트 스위칭의 성립 여부는 전력 변환 회로의 구조, 동작 조건 혹은 방식에 따라 정해진다. 그런데 3상 승압형 PWM 정류기는 하드 스위칭 동작을 하기 때문에 다이오드 정류기에 비해 추가적인 스위칭 손실이 발생한다 [65]. 스위칭 손실은 시스템의 효율을 저하시킬 뿐 아니라 그로 인한 발열에 대비하여 스위칭 소자를 적정 온도로 유지시키기 위한 냉각 설비를 필요로 하게 되고 그에 따라 시스템의 부피, 무게 및 가격 상승의 요인이 된다.

전원 계통에 연결하는 다른 전력 변환 회로의 구조로 매트릭스 컨버터가 있다. 그림 3.8에 매트릭스 컨버터의 구조를 나타냈다 [8]. 매트릭스 컨버터는 입력 3상 전원 계통을 양방향 능동 스위치(bidirectional active switch)를 이용하여 3상 부하와 직접 연결시키는 구조를 가지고 있으며, 그림 3.9에 나타낸 것과 같이 부하는 이상적인 전류원으로, 전원 계통은 이상적인 전압원으로 모델링할 수 있다 [9]. 부하 쪽에서 바라봤을 때는 계통의 3상 전압을 적절히 변조하

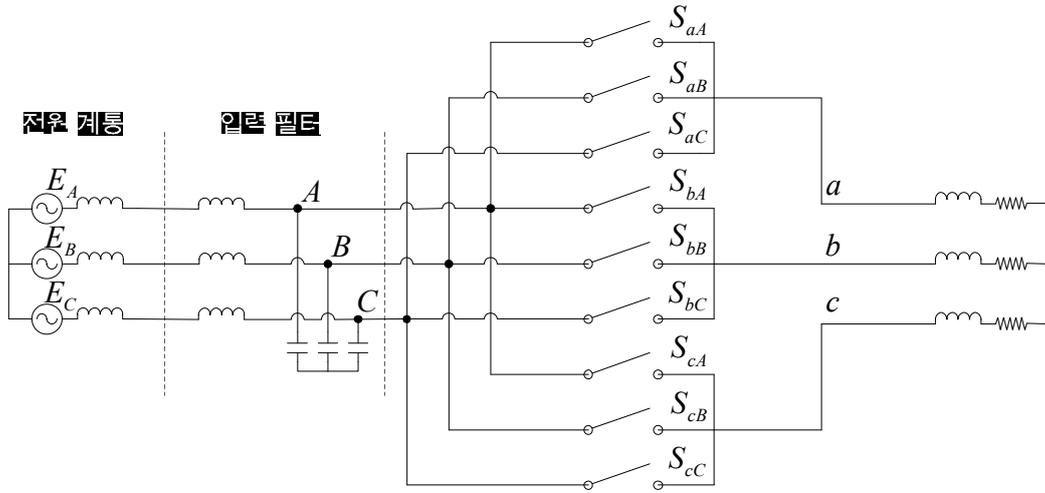


그림 3.8 매트릭스 컨버터.

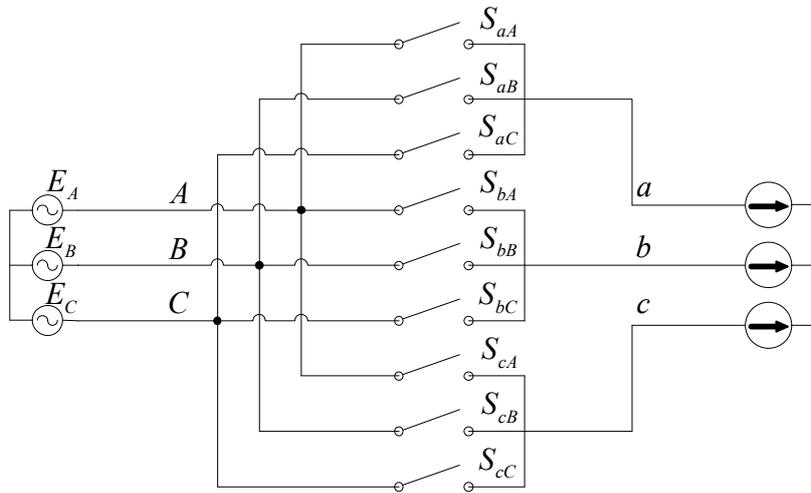


그림 3.9 매트릭스 컨버터의 측면에서 본 전원 계통과 부하.

여 자유롭게 부하 전압을 합성할 수 있으며, 전원 계통 쪽 에서 바라봤을 때 는 부하 전류를 적절히 변조하여 자유롭게 입력 전류를 합성할 수 있다. 그에

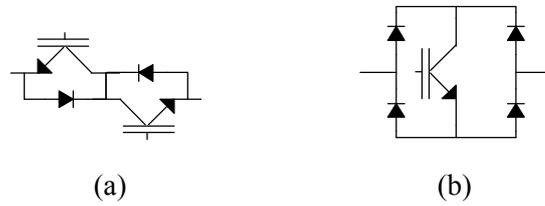


그림 3.10 매트릭스 컨버터에 사용되는 양방향 능동 스위치의 구조.

(a) 단방향 능동 스위치 두 개를 연결한 구조, (b) 다이오드 4 개와 단방향 능동 스위치 하나를 연결한 구조.

따라 자유롭게 부하 전류를 제어함과 동시에 입력 전류의 위상을 자유롭게 조절할 수 있고, 따라서 역률 제어 및 양방향 전력 전달이 가능하다.

매트릭스 컨버터는 직류단 없이 전원 계통을 스위치를 통해 직접 부하에 연결시키기 때문에 직류단의 전해 캐패시터가 필요없고, 따라서 전해 캐패시터로 인해 야기되던 단점이 없다. 즉, 짧은 전해 캐패시터의 수명으로 인해 요구되는 잦은 유지 보수의 필요가 없으며, 전력 변환 회로를 계통에 연결할 때 돌입 전류를 억제하기 위한 위한 초기 충전 장치를 설치할 필요가 없다.

반면 매트릭스 컨버터는 다음과 같은 단점을 가진다. 먼저, 양방향 능동 스위치의 구현이 복잡하다. 사상한(four-quadrant) 운전이 가능한 양방향 능동 스위치는 보통 그림 3.10에 나타난 두 가지 방식으로 구현된다 [10]. 그림 3.10 (a)에 나타난 것처럼 단상 다이오드 브릿지(single phase diode bridge)와 하나의 능동 스위치를 이용한 방식, 그리고 그림 3.10 (b)에 나타난 것처럼 두 개의 다이오드와 능동 스위치를 연결하는 방식이 있다. 전자는 경우 양방향으로 흐르는 전류가 동일한 능동 스위치를 통해 흐르므로 하나의 스위치의 게이팅 신호(gating signal)만 제어하면 되는 장점이 있으나, 전도 손실이 크고, 전류의 방향

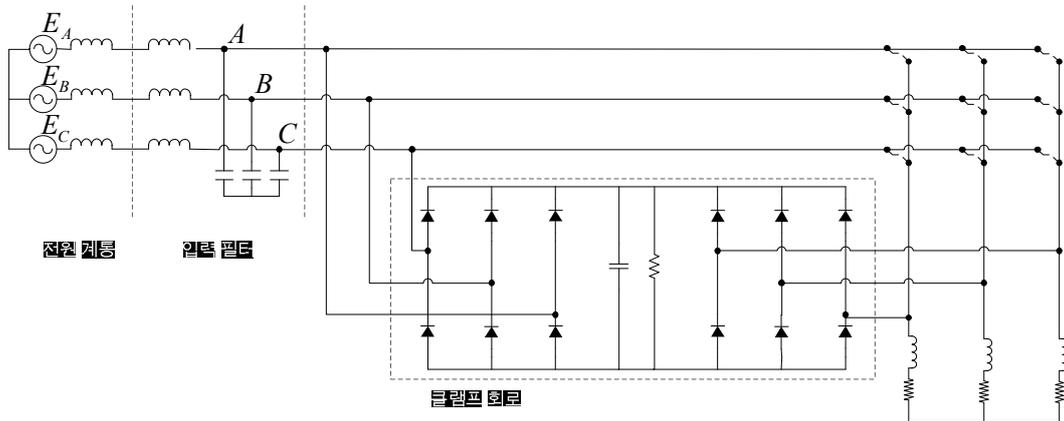


그림 3.11 매트릭스 컨버터에 이용되는 클램프 회로.

을 제어할 수 없는 단점이 있다. 후자는 전류의 방향을 제어할 수 있으며 전도 손실이 전자에 비해 적다. 하지만 각 스위치마다 게이팅 신호를 위한 독립된 전원이 필요하다는 단점이 있다. 또 매트릭스 컨버터의 동작은 3상 승압형 PWM 정류기와 마찬가지로 하드 스위칭으로 이루어져 스위칭 손실이 발생한다.

또 다른 단점은 과전압 보호(overvoltage protection)를 위한 추가적인 클램프 회로(clamp circuit)가 필요하다는 것이다. 전원 계통의 섭동(line perturbation) 혹은 부하의 과전류 폴트(overcurrent fault) 발생 시 스위치를 끄므로 인해 부하 전류가 갑자기 차단될 때 양방향 스위치에 과전압이 인가될 수 있다. 과전압으로 인한 스위치의 손상을 막기 위해 일반적으로 그림 3.11에 나타난 것과 같은 클램프 회로가 사용된다 [11]. 이 추가적인 회로는 시스템의 부피 및 비용을 증가시키는 요인이 된다.

전원 계통에 연결하는 또 다른 회로 구조로써, 매트릭스 컨버터의 개념을

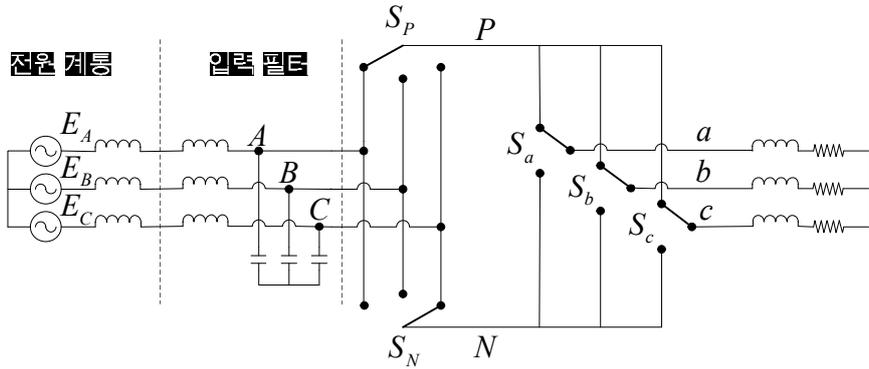


그림 3.12 간접 매트릭스 컨버터.

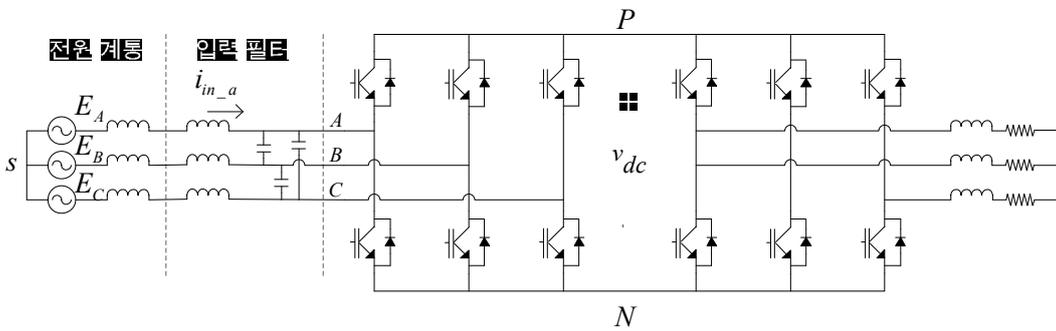


그림 3.13 캐패시터리스 인버터.

차용하면서 양방향 능동 스위치 사용으로 인한 단점을 개선하기 위해 단방향 능동 스위치를 사용하는 캐패시터리스 인버터(capacitorless inverter)가 있다. 캐패시터리스 인버터는 그림 3.12에 나타난 간접 매트릭스 컨버터(indirect matrix converter)에서 파생된 구조이다. 간접 매트릭스 컨버터는 매트릭스 컨버터처럼 입력측과 출력측 사이의 직류단에 에너지 버퍼 없이 직접 스위치를 통해 연결시키는 구조를 가지며, 매트릭스 컨버터와 마찬가지로 부하는 이상적인 전류원으로, 전원 계통은 이상적인 전압원으로 모델링할 수 있다. 여기서 입력측

양방향 스위치(S_P, S_N)는 직류단의 전류를 교류 전류로 변환하여 입력 전류를 합성하는 전류형 인버터(current source inverter)처럼 동작하고, 출력측 양방향 스위치(S_a, S_b, S_c)는 직류단의 전압을 교류 전압으로 바꾸어 부하에 인가되는 출력 전압을 합성하는 전압형 인버터(voltage source inverter)처럼 동작한다 [12].

캐패시터리스 인버터는 여기서 입력측, 출력측 스위치를 단방향 능동 소자로 대체한 전력 변환 회로로써, 그림 3.13에 나타나 있듯 동일한 3상 인버터 2쌍(입력측:정류기, 출력측:인버터)이 직류단을 통해 연결된 구조를 가진다 [13]. 캐패시터리스 인버터의 정류기는 전원 계통의 전압에 동기되어 동작한다. 정류기의 능동 스위치는 각각의 스위치에 역병렬(anti-parallel)로 연결된 다이오드가 도통될 때 같이 켜지도록 게이팅 신호가 인가된다. 그림 3.14에서 전원 계통의 상전압에 따른 정류기의 스위치의 게이팅 신호를 나타냈다. 각 상의 능동 스위치는 각각의 상의 전압이 크기가 3상 중 가장 클 때에 도통되도록 게이팅 신호가 인가되고, 그에 따라 전원 계통의 3상 전압 중 가장 큰 선간 전압이 직류단으로 연결된다. 매트릭스 컨버터와 같이 직류단에 버퍼로 사용되는 큰 캐패시터가 없기 때문에, 부하쪽에서 봤을 때 직류단 전압은 그림 3.15와 같이 전원 계통의 선간 전압이 그대로 보이는, 계통 기본파 주파수의 6배 주파수의 맥동(fluctuation)을 포함한 전압원처럼 보이게 된다. 그리고 캐패시터리스 인버터의 출력측 인버터는 이 직류단 전압원을 이용하여 PWM 방식을 통해 출력 전압을 합성하여 부하 전류를 제어한다. 캐패시터리스 인버터는 매트릭스 컨버터처럼 대용량 전해 캐패시터를 사용하지 않으므로 전해 캐패시터의 사용으로 인해 발생하는 신뢰성(reliability) 하락, 시스템 부피의 증가, 초기 충전 회로 및 잦은 유지 보수 등의 필요성 등의 단점이 없다. 동시에 복잡한 양

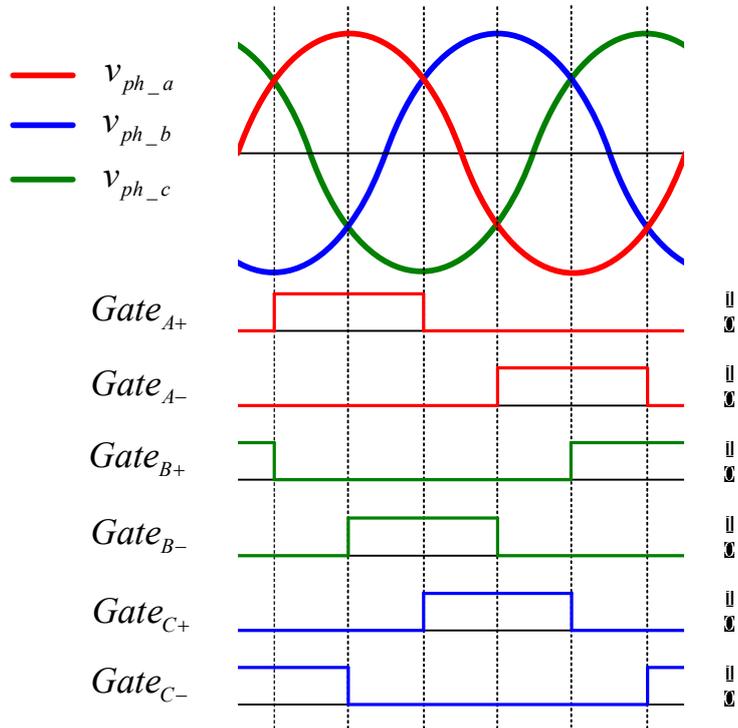


그림 3.14 입력 상전압에 따른 캐패시터리스 인버터의 정류기 스위칭 패턴.

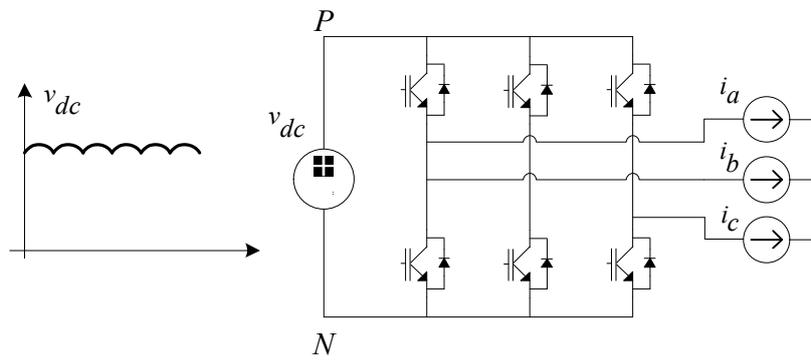


그림 3.15 캐패시터리스 인버터의 직류단 등가회로.

방향 능동 소자를 사용하지 않고도 양방향 전력 전달이 가능한 장점을 가진다. 또 다른 장점은 정류기의 동작 시 스위칭 손실이 적다는 것이다. 정류기의 능동 스위치가 계통 주파수에 동기되어 동작하므로, 그 스위칭 주파수가 매우 낮아 정류기에서 발생하는 스위칭 손실은 무시할 수 있을만한 수준이 된다.

한편 캐패시터리스 인버터는 다음과 같은 단점을 동시에 가진다.

첫째, 계통 입력 전류에 높은 비율로 고조파 전류가 포함되어 있다. 그림 3.16은 3상 캐패시터리스 인버터의 이상적인 운전시 전원 계통의 상전압과 상전류, 직류단 전압을 나타낸다 [12]. 전원 계통에서 일정한 전력을 부하로 공급하고 있는 상황을 가정하면, 직류단에서 바라본 부하는 전류원으로 볼 수 있다. 직류단의 전력 균형(power balance)을 고려하면, 계통 주파수의 6 고조파의 맥동이 포함된 직류단 전압 때문에 직류단 전류에도 6 고조파의 맥동이 포함된다. 정류기는 이 직류단 전류를 전원 계의 전압에 따라 그대로 전달해주는 역할만 하기 때문에 입력 상전류에 상당한 양의 고조파가 포함된다. 이 고조파를 줄이기 위해서 입력 필터의 크기가 커져야 한다.

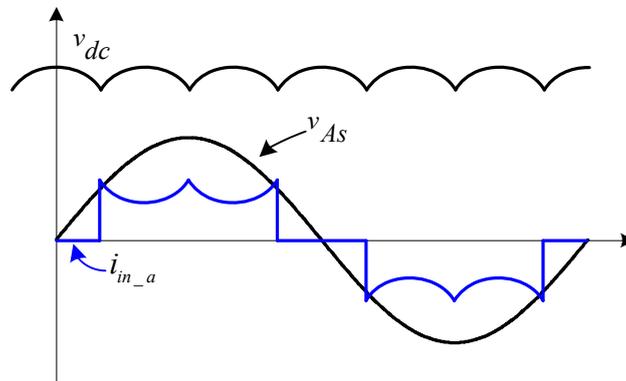


그림 3.16 캐패시터리스 인버터의 이상적인 직류단 전압, 상전압, 상전류 파형.

둘째로 역률 제어가 불가능하다는 단점이 있다. 정류기의 동작이 전원 계통 전압과 동기화되어 정해지고 별도의 제어가 불가능하기 때문에 입력 전원의 역률 제어를 할 수 없다. 따라서 전원 계통에서 요구하는 역률 제어 규제를 만족시킬 수 없다.

본 논문에서 제안하는 저주파 양방향 정류기의 동작은 캐패시터리스 인버터의 정류기와 유사하게 이루어진다. 저주파 양방향 정류기의 입력 전압(v_{ph_a} , v_{ph_b} , v_{ph_c})으로 전원 계통의 상전압이 입력되고, 그 상전압의 부호에 따라 능동 스위치를 켜고 끄게 된다. 그림 3.17에 제안된 저주파 양방향 정류기의 동작 원리를 나타냈다. 풀 브릿지 인버터의 1번과 2번, 3번과 4번은 각각 서로 상보적(complementary)으로 스위칭을 하며, 1번과 4번 스위치, 2번과 3번 스위치는 각각 짝을 이뤄 동시에 스위칭한다. 각 상의 양방향 정류기는 각 계통의 상전압이 양(positive)일 때는 1, 4번 스위치가 켜지고, 음(negative)인 경우에는 2, 3번 스위치가 켜진다. 즉, 풀 브릿지의 스위치는 역병렬 다이오드의 동작과 동기 되어 각각의 역병렬 다이오드가 도통될 때 해당 스위치가 켜지도록 게이팅

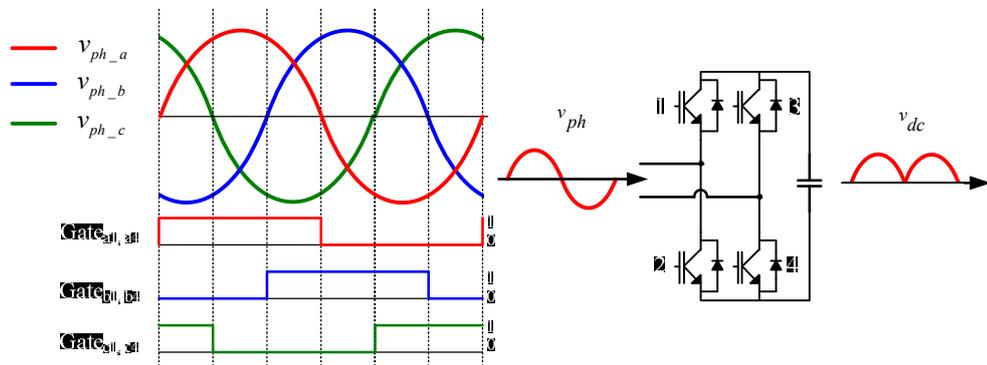


그림 3.17 저주파 양방향 정류기의 동작 원리 [39].

이 인가된다. 입력 상전류는 일차측 직류단 전류에 의해 정해지며, 전력을 3상 전원으로 부터 부하에 공급할 때에는 다이오드를 통해서, 부하의 전력이 3상 전원으로 회생 될 때에는 능동 스위치를 통해 전류가 흐르게 된다. 이러한 동작으로 인해 저주파 양방향 정류기는 전원 계통의 전압을 그대로 일차측 직류 단으로 연결시켜주는 역할을 하게 된다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_{ph_a} &= V \sin(\omega_e t), \\
 v_{ph_b} &= V \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right), \\
 v_{ph_c} &= V \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right),
 \end{aligned} \tag{3-1}$$

$$\begin{aligned}
 v_{dc_a} &= V \left| \sin(\omega_e t) \right|, \\
 v_{dc_b} &= V \left| \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \right|, \\
 v_{dc_c} &= V \left| \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \right|,
 \end{aligned} \tag{3-2}$$

여기서 V 는 입력 상전압의 첨두값(peak value)이고, ω_e 는 전원 계통의 주파수를 가리킨다. 저주파 양방향 정류기의 입력단에 (3-1)와 같이 정현파 상전압이 인가되면, 상전압의 부호에 따라 켜고 꺼지는 스위치의 동작에 의해 각 상의 입력측 직류단 전압은 (3-2)와 같이 각각의 입력 상전압의 절대값 형태를 띠게 된다. 입력측 직류단에는 소용량의 필름 캐패시터만을 사용한다. 이 입력측 직류단 캐패시터는 전원 계통과 정현 변조 풀 브릿지 인버터 사이의 에너지 저장 장치의 역할을 하지 않으며, 전력 소자의 보호 용도로만 사용된다. 캐패시

터의 용량이 작기 때문에 다이오드 정류기의 직류단 전해 캐패시터처럼 전원 계통 전류의 고조파 형성에 기여하거나, 초기 충전 회로를 필요로 하지 않는다.

저주파 양방향 정류기의 스위치의 게이팅 신호는 전원 계통의 상전압의 부호에 의해 정해지므로, 전원 계통의 위상각(θ_e)을 알 필요가 있다. 전원 계통의 위상각은 대부분의 계통 연계형 전력 변환 회로의 제어를 위해 필요한 정보로써, 일반적으로 위상 동기화 제어 방법을 이용하여 추정될 수 있다 [57]-[60]. 그림 3.18은 본 논문에서 사용되는 간단한 위상 동기화 제어 방법의 제어 구성도(block diagram)이다. 전원 계통의 전압을 측정하여 추정된 위상각을 기준으로 좌표계를 변환하여 d 축 전압을 구하고, d 축 전압이 영이 되도록 제어를 구성하여 전원 계통의 위상각을 추정할 수 있다. 계통 전원에 전압의 불평형(voltage unbalance), 주파수 변동(frequency variation) 등의 왜곡(distortion)이 있는 경우에는 계통 전원의 정상분 기본파(positive sequence fundamental component)

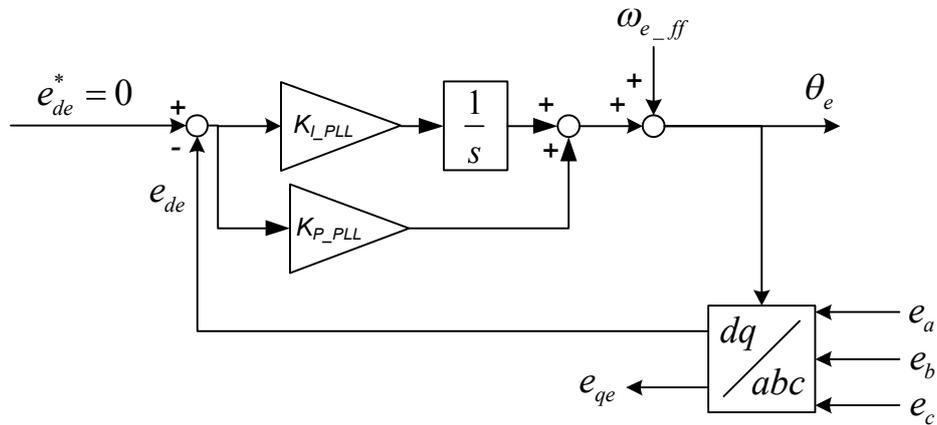


그림 3.18 전원 계통의 위상각을 추정하기 위한 위상 동기화 제어 방법.

만을 추출하여 전원 계통의 위상각을 추정하는 위상 동기화 제어 방법을 이용하여 대응할 수 있다 [59], [60].

제안된 양방향 정류기의 동작 방식은 다음과 같이 캐패시터리스 인버터와 유사한 장점을 지닌다. 첫째, 입력측 직류단에 대용량 전해 캐패시터를 사용하지 않는다. 전해 캐패시터의 사용으로 인해 초래되는 신뢰성 하락, 시스템 부피의 증가, 초기 충전 회로 및 잦은 유지 보수의 필요성 등의 단점이 없다. 또 간단한 단방향 능동 소자를 사용하여 양방향 전력 전달이 가능하다. 그리고 풀 브릿지 인버터의 스위치는 전원 계통의 전압과 동기되어 스위칭하므로, 스위칭 주파수가 매우 낮다. 또한 이론적으로 입력측 직류단 전압이 영일 때에 스위칭하므로, 스위칭 순간에 스위칭 소자에 인가되는 전압이 거의 없고, 스위칭 손실도 무시할 수 있을 정도로 작다.

그리고 저주파 양방향 정류기는 단상 풀 브릿지 인버터를 이용하기 때문에,

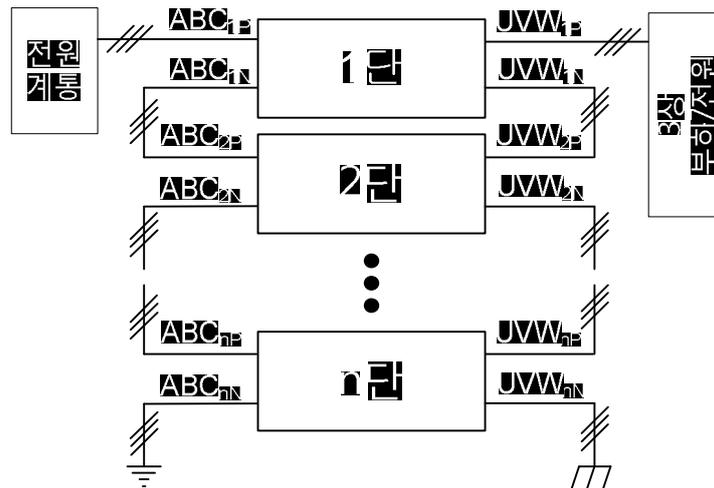


그림 3.19 제안된 전력 변환 회로의 직렬 연결 구조.

여러 단을 직렬로 연결하여 높은 전압의 전원 계통에서 사용할 수 있다. 그림 3.19에 제안된 전력 변환 회로의 직렬 연결 구조를 나타냈다. 입력측의 저주파 양방향 정류기와 출력측의 출력 풀 브릿지 인버터의 출력단을 직렬로 연결하여 고전압 전원 계통과 부하에 연결할 수 있다. 그림 3.19의 1단은 그림 3.1에서 나타낸 제안된 전력 변환 회로의 1단을 의미한다. N 단을 직렬 연결하면 한 단의 입력측 저주파 양방향 정류기의 출력단에는 전원 계통의 상전압, e_x , 이 n 으로 나뉠만큼 분배되어 인가된다.

$$v_{ph_x} \approx \frac{1}{n} e_x, \quad x = a, b, c \quad (3-3)$$

한편 제안된 저주파 양방향 정류기의 동작으로는 저주파 양방향 정류기의 입력 전류(i_{ph_a} , i_{ph_b} , i_{ph_c})를 제어할 수 없다. 풀 브릿지 인버터의 스위치가 전원 계통의 상전압의 부호에 동기되어 동작하므로 저주파 양방향 정류기는 입력측 직류단에 흐르는 전류($i_{dc_in_a}$, $i_{dc_in_a}$, $i_{dc_in_a}$)를 저주파 양방향 정류기 출력 전압의 부호에 따라 전원 계통으로 넘기게 된다. 따라서 전원 계통의 입력 전류의 고조파를 줄이기 위해서는 입력측 직류단 전류를 적절히 제어할 필요가 있다. 이는 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 제어를 통해 이루어지며, 저주파 양방향 정류기의 관점에서 봤을 때 정현 변조 풀 브릿지 인버터 이후의 부분은 그림 3.20과 같이 제어 가능한 전류원으로 볼 수 있다. 전원 계통의 입력 전류의 고조파를 억제하기 위해 필요한 입력측 직류단 전류는 다음과 같이 유도된다. 먼저 (3-4)와 같은 평형 전류가 저주파 양방향 정류기로 입력된다고 가정한다.

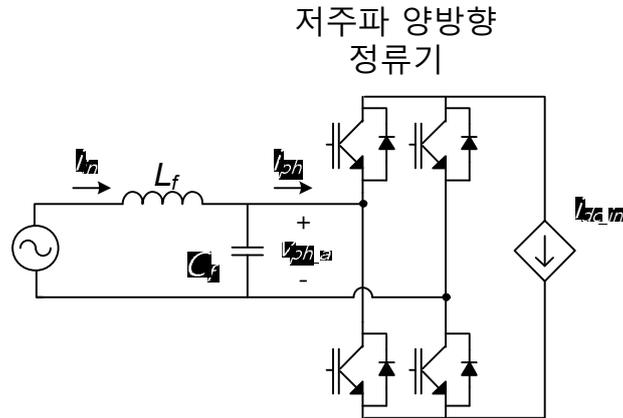


그림 3.20 저주파 양방향 정류기에서 바라본 등가회로.

$$\begin{aligned}
 i_{ph_a} &= I \sin(\omega_e t - \gamma), \\
 i_{ph_b} &= I \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \gamma\right), \\
 i_{ph_c} &= I \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \gamma\right),
 \end{aligned}
 \tag{3-4}$$

여기서 I 는 부하 전류의 첨두값이고, γ 는 역률각이다. 그러면 저주파 양방향 정류기를 통해 입력되는 전력은 (3-5)와 같이 나타낼 수 있으며, 입력측 직류단 캐패시터에 전력이 저장되지 않는다는 가정을 하면 입력측 직류단 전압을 감안하여 전력 균형식을 (3-6)과 같이 쓸 수 있고, 이 때 필요한 입력측 직류단 전류는 (3-7)로 표시된다.

$$P_a = v_{ph_a} i_{ph_a} = VI \sin(\omega_e t) \sin(\omega_e t - \gamma),$$

$$P_b = v_{ph_b} i_{ph_b} = VI \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \gamma\right), \quad (3-5)$$

$$P_c = v_{ph_c} i_{ph_c} = VI \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \gamma\right),$$

$$P_a = v_{dc_in_a} i_{dc_in_a} \Leftrightarrow V \left| \sin(\omega_e t) \right| i_{dc_in_a} = VI \sin(\omega_e t) \sin(\omega_e t - \gamma),$$

$$P_b = v_{dc_in_b} i_{dc_in_b} \Leftrightarrow V \left| \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \right| i_{dc_in_b} = VI \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \gamma\right),$$

$$P_c = v_{dc_in_c} i_{dc_in_c} \Leftrightarrow V \left| \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \right| i_{dc_in_c} = VI \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \gamma\right),$$

(3-6)

$$i_{dc_in_a}^* = I \sin(\omega_e t - \gamma) \text{sign}(\sin(\omega_e t)),$$

$$i_{dc_in_b}^* = I \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \text{sign}\left(\sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right)\right), \quad (3-7)$$

$$i_{dc_in_c}^* = I \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \text{sign}\left(\sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right)\right),$$

여기서 $\text{sign}(\cdot)$ 은 괄호 안의 값의 부호를 가리킨다. 결국 정현 변조 풀 브릿지와 고주파 양방향 정류기를 이용하여 (3-7)과 같이 입력측 직류단 전류를 제어하면 저주파 양방향 정류기에서 전류 제어를 위한 동작을 하지 않고도 입력측 직류단 전류가 정현파가 될 수 있음을 의미한다.

입력 필터는 필터 인덕터(L_f)와 필터 캐패시터(C_f)로 구성된 LC 필터이며 입력측 직류단 전류의 고조파를 필터링 하는 역할을 한다. 필터 인덕터와 병렬로 연결된 저항(R_f)은 LC 필터의 공진을 억제하기 위한 댐핑(damping) 용도로

표 3.1 모의 실험의 조건과 사용된 전력 변환 회로의 제정수.

항목	값 [단위]
전원 계통	3300 [V _{RMS}], 60[Hz]
출력측 전압원	3300 [V _{RMS}], 60[Hz]
입력 필터	L_f , 1 [mH] R_f , 3 [Ω] C_f , 450 [μ F]
스위칭 주파수	2 [kHz]

사용되며, 시스템에 내재된 댐핑 성분이 충분히 클 경우 별도로 설치할 필요가 없다.

일차측 직류단 전류는 정현 변조 풀 브릿지와 고주파 양방향 정류기를 이용하여 합성되는데, (3-7)의 성분 외에도 스위칭 동작으로 인한 고조파 성분을 포함한다. 입력 필터를 통해 이 성분이 전원 계통으로 전달되지 않도록 억제한다. 정현 변조 풀 브릿지와 고주파 양방향 정류기의 동작은 다음 절에서 설명한다.

저주파 양방향 정류기의 동작을 확인하기 위해 모의 실험(simulation)을 수행하였다. 전원 계통에 제안된 전력 변환 회로 3단을 연결하고 출력측에는 입력력측과 독립적인 3상 전압원을 연결한 경우를 가정하였다. 모의 실험에 사용된 조건과 전력 변환 회로의 제정수는 표 3.1에 나타냈다. 모의 실험은 전력전자 회로 모의 언어인 PSIM 을 이용하여 이루어졌다.

그림 3.21은 700kW 전원 공급 운전시 저주파 양방향 정류기의 출력 전압과 전원 계통 입력 전류, 입력측 직류단 전압의 파형을 나타낸다. 3 단으로 직렬 연결된 저주파 양방향 정류기의 입력측에 전원 계통 상전압의 1/3 이 분배되

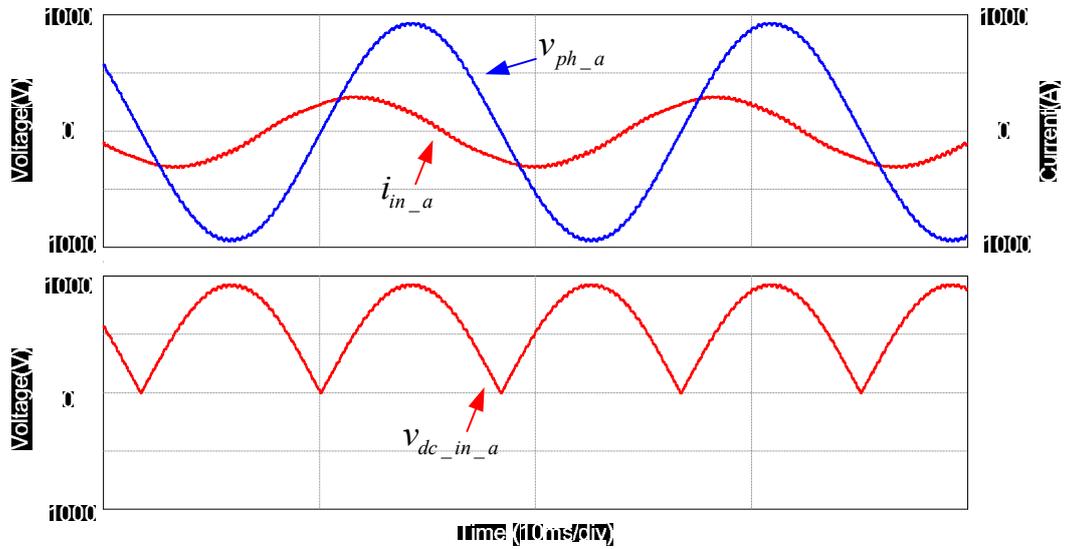


그림 3.21 저주파 양방향 정류기의 입력 전압, 전원 계통 입력 전류와 입력측 직류단 전압 파형.

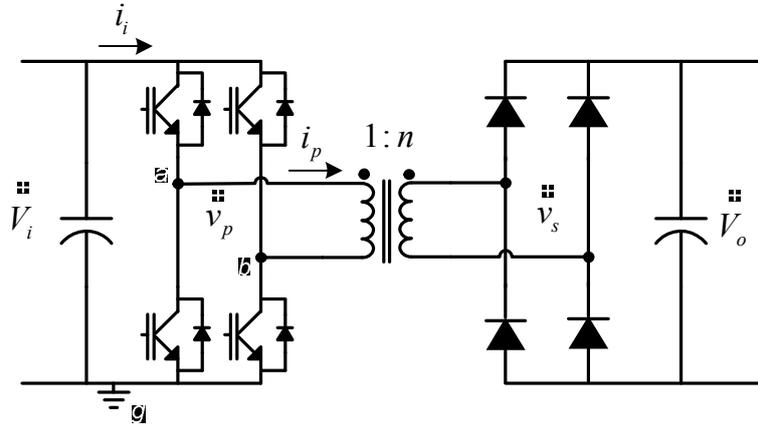
어 인가됨을 확인할 수 있다. 일차측 직류단 전압은 저주파 양방향 정류기의 입력 전압의 절대값 형태를 띠며, 전원 계통의 입력 전류는 거의 정현파에 가까운 형태를 띤다. 계통의 입력 전류는 저주파 양방향 정류기의 입력 전압보다 앞서(leading) 있다. 이것은 부하와 관계 없이 전원 계통의 전압에 의해 입력측 직류단 캐패시터에 흐르는 전류로 인해 발생하는 현상이다. 전압과 전류의 위상차는 전원 계통 전압의 크기와 입력측 직류단 캐패시터에 의해 그 정도가 정해지며, 식 (3-7)로 나타내어지는 입력측 직류단 전류에서 전원 계통의 역률각(γ)을 통해 제어할 수 있다. 이에 관련된 자세한 설명은 3.3 절에서 다룬다.

3.2.2 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기

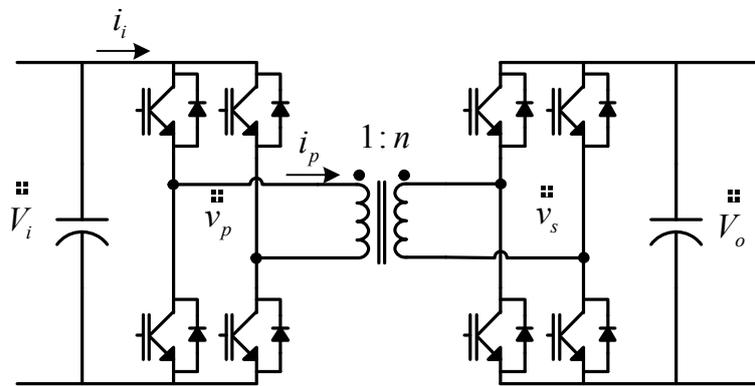
제안된 전력 변환 회로에서 고주파 전력 전달 부분은 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기, 그리고 그 두 부분을 연결하는 고주파 다권선 변압기로 구성되어 있으며 입력측과 출력측 직류단 사이에서 고주파로 전력을 전달하는 역할을 한다. 본 절에서는 기존에 연구되어 온 고주파 변압기를 이용한 전력 변환 회로들의 특징을 살펴보고, 그와 비교하여 제안된 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 구조와 동작에 대해 설명한다.

그림 3.21은 [35] 에서 소개된 고주파 변압기를 이용한 전력 변환 회로의 구조를 나타낸다. 그림에 나타낸 두 가지 전력 변환 회로는 공통적으로 고주파 변압기를 사용하며, 변압기의 일차 권선(primary winding), 이차 권선(secondary winding)이 각각 입력측 직류단, 출력측 직류단 전원으로 풀 브릿지 인버터 혹은 다이오드 정류기를 통해 연결되어 있다. 변압기에 인가되는 전압은 능동소자의 적절한 스위칭을 통해 합성되고, 전력 전달은 능동 소자들에 의해 합성된 전압간의 위상차에 의해 제어된다.

그림 3.22 (a) 는 위상 천이 브릿지로, 변압기의 일차 권선은 풀 브릿지 인버터에, 이차 권선은 다이오드 정류기에 연결되어 있으며 입력측에서 출력측으로의 단방향 전력 전달만 가능한 구조를 가진다. 전달되는 전력은 풀 브릿지 인버터의 두 레그 간 출력 전압의 위상차에 의해 이루어진다. 자세한 동작 파형은 그림 3.23에 나타나 있다. 풀 브릿지 인버터의 각 레그에서 합성되는 전압(v_{ag} , v_{bg})은 모두 50%의 출력 통류율(duty ratio)을 가지며, β 만큼의 위상차를 가지고 출력된다. 그러면 풀 브릿지 인버터의 출력 전압(v_p)은 β 동안에만 유



(a)



(b)

그림 3.22 고주파 변압기를 이용한 전력 변환 회로.

(a) 위상 천이 브릿지(phase-shifted bridge) 컨버터

(b) 듀얼 액티브 브릿지 컨버터

효 전압을 출력한다. 그러면 다이오드 정류기에 의해 변압기의 이차 권선에 인가되는 전압(v_s)이 정해진다. 변압기에 흐르는 전류 및 일차측 직류단 전류는 풀 브릿지 인버터 및 다이오드 정류기의 출력 전압에 따른 각 모드(mode)

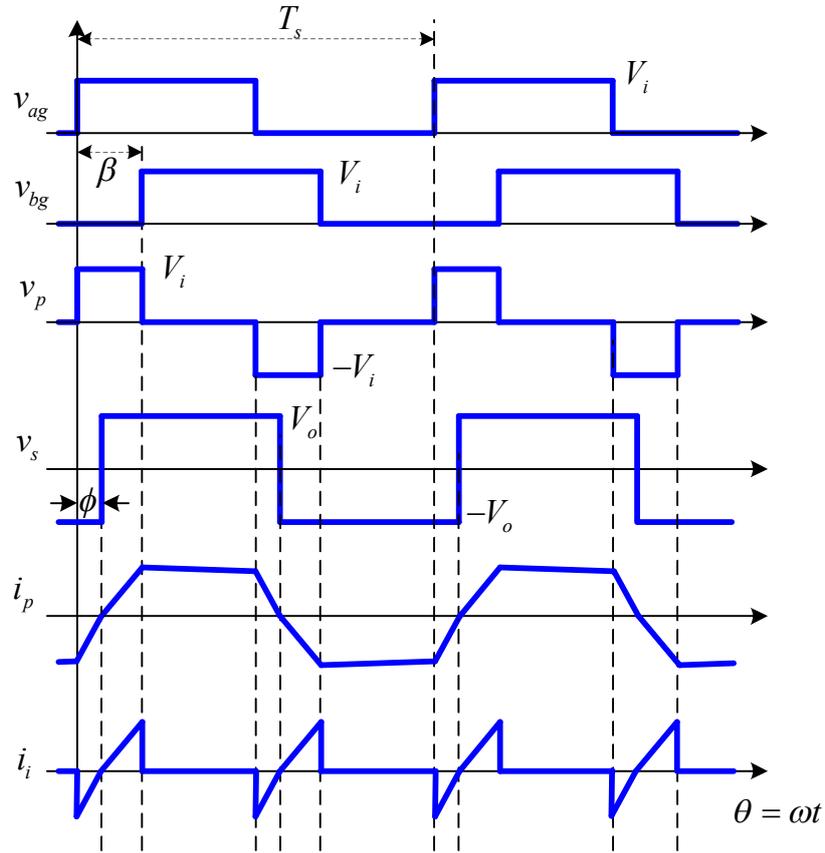


그림 3.23 위상 천이 브릿지 컨버터의 동작 파형

에서의 전류와 전압의 관계를 통해 해석적으로 계산될 수 있으며, 계산된 전류와 전압을 이용하면 전달되는 평균 전력을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_o = \frac{dV_i^2}{4\omega L} \left[2\beta - \pi d^2 - \frac{\beta^2}{\pi} \right], \quad (3-8)$$

여기서 ω 는 스위칭 주파수, L 은 일차측으로 환산된 고주파 변압기의 누설 인

터터를 가리키고, d 는 입력측과 출력측 직류단 전압의 비로써 다음과 같이 정의된다.

$$d = \frac{V_o}{nV_i} \quad (3-9)$$

여기서 n 은 변압기의 권선 비(turn ratio)이다. 그림 3.21 (b) 는 위상 천이 브릿지 컨버터의 출력측 다이오드 정류기를 풀 브릿지 인버터로 대체하여 양방향 전력 전달이 가능하게 만든 구조로써, 듀얼 액티브 브릿지라고 불리는 전력 변환 회로를 나타낸다. 입력측과 출력측의 풀 브릿지 인버터가 각각의 직류단 전압원을 이용하여 출력 전압을 합성하며, 합성된 두 전압간의 위상차를 통해 전달되는 전력이 정해진다. 그림 3.24에 자세한 동작 파형을 나타냈다. 입력측 및 출력측 풀 브릿지 인버터는 각각 50%의 통류율을 가지는 구형파 전압을 합성한다. 이 때 고주파 변압기를 통해 전달되는 전력은 각각의 풀 브릿지 인버터의 출력 전압(v_p, v_s) 사이의 위상 천이 각(ϕ)에 의해 정해진다. 변압기에 흐르는 전류(i_p)는 양쪽 풀 브릿지 인버터의 출력 전압에 따른 각 모드에서의 전압, 전류의 관계를 통해 계산될 수 있으며, 계산된 전류와 전압을 바탕으로 하면 고주파 변압기를 통해 전달되는 평균 전력은 다음과 같이 유도된다.

$$P_o = \frac{dV_i^2}{\omega L} \phi \left[1 - \frac{\phi}{\pi} \right] \quad (3-10)$$

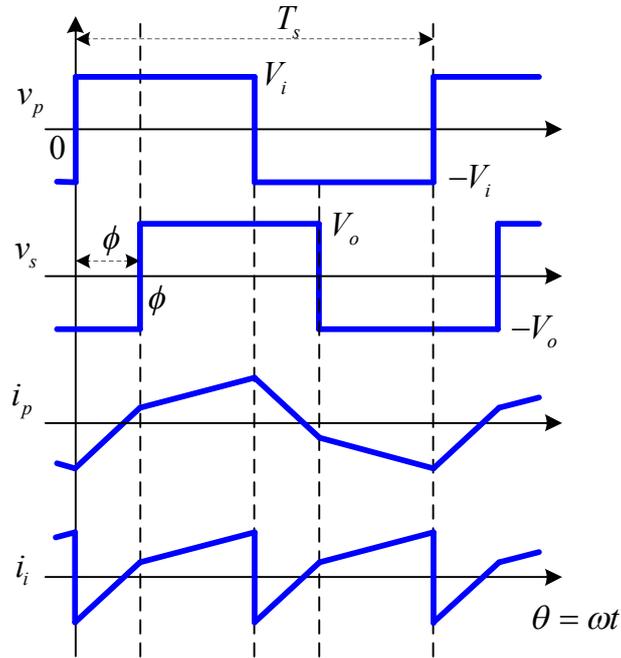


그림 3.24 듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 동작 파형.

입력측의 출력 전압의 위상이 출력측의 출력 전압보다 앞서면 전력은 입력측에서 출력측으로 전달되며, 반대로 출력측의 출력 전압이 입력측의 출력 전압보다 앞서게 되면 전력이 출력측에서 입력측으로 전달된다. 이 전력 전달 방식은 개념적으로 위상차를 가진 두 개의 전압원이 하나의 인덕터를 사이에 두고 연결된 것으로 볼 수 있다. 그림 3.25에 그 개념을 표시하였다. 그리고 고주파 변압기를 통해 전달되는 평균 전력은 다음과 같이 근사될 수 있다.

$$P_o \approx \frac{dV_{fp}^2}{\omega L} \sin(\phi), \quad (3-11)$$

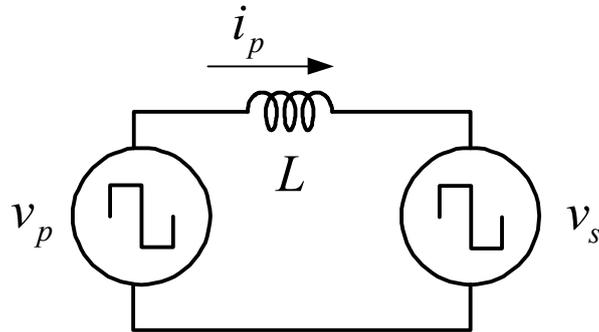


그림 3.25 듀얼 액티브 브릿지의 전력 전달 모델

여기서 V_{fp} 는 입력측 풀 브릿지 인버터의 출력 전압(v_p)의 기본파 성분의 크기를 가리킨다. 듀얼 액티브 브릿지의 모델링 및 제어기 설계 시에 (3-11)로 근사화된 전력 전달식이 이용된다.

듀얼 액티브 브릿지 컨버터에서는 입출력 직류단의 전압비(d)와 입, 출력 풀 브릿지 인버터 출력 전압간의 위상 천이 각(ϕ)에 따라 입, 출력측 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭(ZVS) 조건이 정해지며, 특히 $d=1$ 일 때에는 ϕ 의 값에 상관없이 전 영역에서 영전압 스위칭이 이루어진다 [36]. 소프트 스위칭이 가능한 전력 변환 회로는 스위칭 소자에 주는 스트레스가 적으며 손실로 인한 발열이 적어서 방열 시스템을 줄일 수 있어 전체 시스템의 전력 밀도를 높일 수 있다. 이같은 특성은 특히 높은 전력의 정격을 가지는 시스템에서 요구된다. 듀얼 액티브 브릿지 컨버터는 소프트 스위칭을 특성으로 하는 다른 직류-직류 전력 변환 회로에 비교하여 필요한 수동 소자의 수가 적고 구현이 간단하며 소자에 가해지는 첨두 전류/전압 스트레스가 상대적으로 작아 특히 수십 kW 이상의 시스템에서 자주 이용된다 [37].

듀얼 액티브 브릿지 컨버터는 입/출력 포트(port)가 세 개 이상인 다중 포트

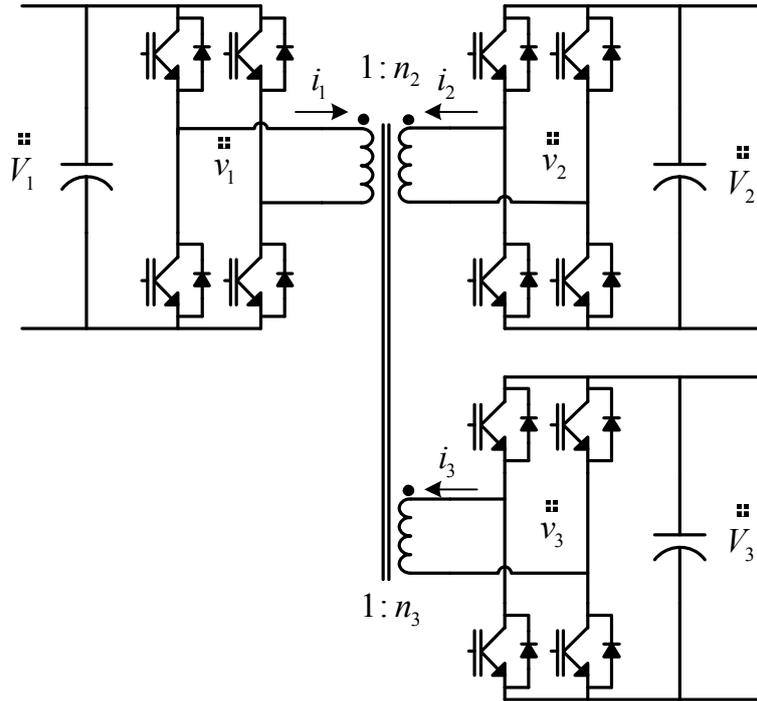


그림 3.26 세 개의 포트를 가지는 액티브 브릿지 컨버터의 구조.

브릿지 (multi-port bridge) 컨버터로 확장되어 사용되기도 한다 [70]-[74]. 그림 3.26은 세 개의 포트를 가지는 액티브 브릿지 컨버터의 구조를 나타낸다. 각각의 직류단은 풀 브릿지 인버터를 통해 세 개의 권선을 가지는 고주파 변압기로 연결되어 있다. 세 개의 풀 브릿지 인버터는 각각의 출력 전압을 합성하고, 각 포트 사이의 전달되는 전력은 (3-12)에 나타난 것과 같이 합성된 각 풀 브릿지 인버터의 출력 전압(v_1 , v_2 , v_3)과 출력 전압들 간의 위상차에 의해 정해진다.

$$P_{12} = \frac{d_{12}V_1^2}{\omega L_{12}} \phi_{12} \left[1 - \frac{\phi_{12}}{\pi} \right],$$

$$P_{23} = \frac{d_{12}d_{13}V_1^2}{\omega L_{23}} \phi_{23} \left[1 - \frac{\phi_{23}}{\pi} \right], \quad (3-12)$$

$$P_{31} = \frac{d_{13}V_1^2}{\omega L_{13}} \phi_{31} \left[1 - \frac{\phi_{31}}{\pi} \right],$$

여기서 L_{12} , L_{23} , L_{13} 은 일차측으로 환산된 고주파 변압기의 각 권선 사이의 등가 누설 인덕턴스(equivalent leakage inductance)를 나타내며, ϕ_{12} , ϕ_{23} , ϕ_{31} 는 각 포트의 출력 전압간의 위상 천이각(phase-shift angle)을 나타낸다. 그리고 d_{12} , d_{13} 은 포트간의 전압의 비로써 다음과 같이 정의된다.

$$d_{12} = \frac{V_2}{n_2 V_1}, \quad d_{13} = \frac{V_3}{n_3 V_1}, \quad (3-13)$$

여기서 n_2 는 변압기의 일차 권선과 이차 권선 사이의 권선 비, n_3 은 변압기의 일차 권선과 삼차 권선 사이의 권선 비를 가리킨다. 이 같은 전력 전달은 그림 3.27과 같이 3개의 전압원이 각각 인덕터를 사이에 두고 연결된 것으로 모델링 할 수 있으며, 포트간 전달되는 전력은 듀얼 액티브 브릿지의 경우와 마찬가지로 각 포트의 출력 전압의 기본파만을 고려하여 근사하여 모델링 할 수 있다 [73]. 근사된 전력 전달식을 (3-14)에 나타내었다.

$$P_{12} \approx \frac{d_{12}V_{f1}^2}{\omega L_{12}} \sin(\phi_{12}),$$

$$P_{23} \approx \frac{d_{12}d_{13}V_{f1}^2}{\omega L_{23}} \sin(\phi_{23}), \quad (3-14)$$

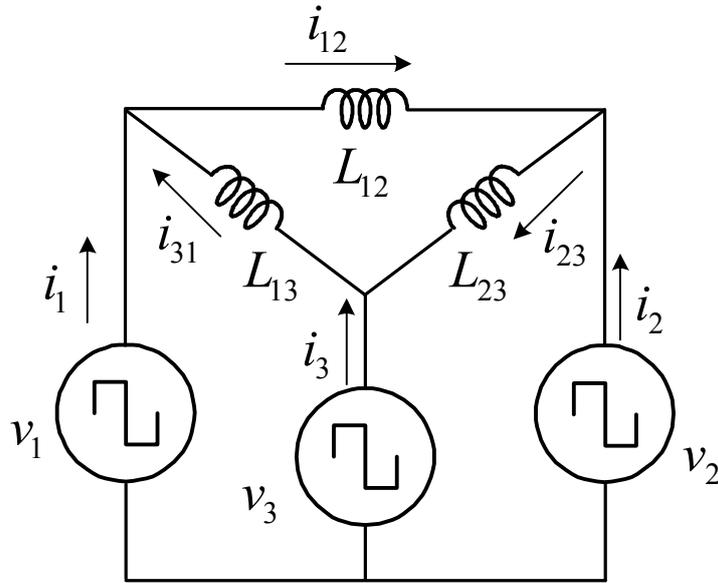


그림 3.27 세 개의 포트를 가지는 액티브 브릿지 컨버터의 전력 전달 모델.

$$P_{31} \approx \frac{d_{13} V_{f1}^2}{\omega L_{13}} \sin(\phi_{31}),$$

여기서 V_{f1} 는 입력측 풀 브릿지 인버터의 출력 전압(v_1)의 기본파 성분의 크기를 가리킨다.

본 절에서 살펴본 고주파 변압기를 이용한 전력 변환 회로들은 모두 일정한 전압을 유지하고 있는 직류단 전압원을 이용하여 변압기에 인가하는 전압을 합성한다. 한편 변동하는 전압원을 직접 능동 스위치를 이용하여 고주파 변압기에 인가하여 전압을 합성하는 구조를 가진 전력 변환 회로도 있다. 그림 3.28은 스위치 모드 정류기(Switch Mode Rectifier, SMR)의 구조를 나타낸다 [75]-[77]. 이 전력 변환 회로에서는 전원 계통과 고주파 변압기 사이를 간접

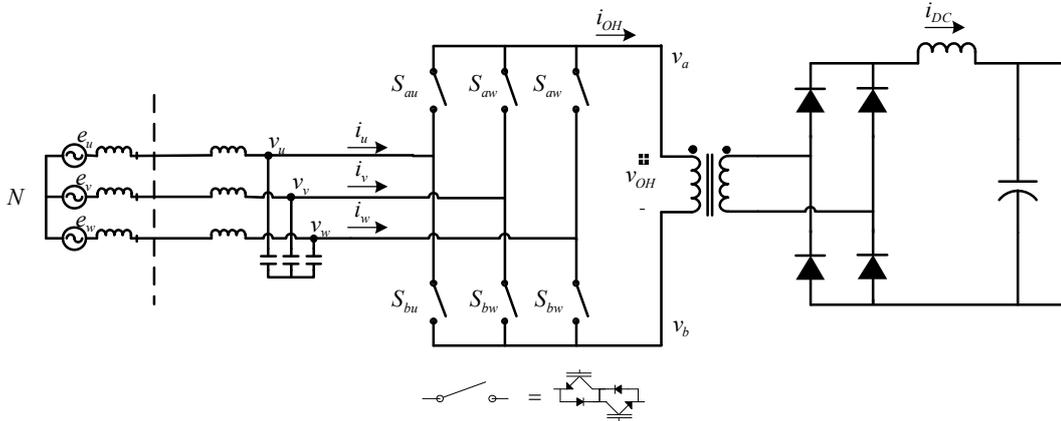


그림 3.28 스위치 모드 정류기.

매트릭스 인버터처럼 여섯 개의 양방향 스위치를 이용하여 연결시킨다. 양방향 스위치 쪽에서 전원 계통 쪽을 바라보면 교류 전압원으로 보이게 되고, 이 전압을 스위치를 이용하여 합성, 고주파 변압기에 인가한다. 양방향 스위치와 전원 계통 사이의 LC 필터는 양방향 스위치의 동작으로 인해 발생하는 전류 고조파가 계통으로 넘어가는 것을 억제하기 위한 용도로 사용된다. 스위치 모드 정류기는 전기적 절연이 필요한 시스템에서 계통 주파수의 변압기를 고주파 변압기로 대체함으로써 시스템의 부피, 무게 및 가격을 저감시킬 수 있는 장점을 가진다.

이 시스템에서는 변압기의 전류가 직접 양방향 스위치를 통해 전원 계통으로 전해지기 때문에, 전원 계통의 입력 전류(i_u, i_v, i_w)에 고조파가 적도록 스위치를 조작해야 한다. 참고 문헌 [76]에서는 일정한 전력을 계통에서 부하측으로 전달하면서 전원 계통에 정현파 전류가 흐르도록 하는 전압 합성 방식을 제안하였다. 교류로 변동하는 전원 계통을 합성하여 고주파 변압기에 인가되

는 전압(v_{OH})을 합성하기 때문에, 전원 계통 전압을 고려하여 전압을 합성해야 한다. 전원 계통과 스위치에 인가되는 전압은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} \sin(\omega_e t) \\ \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix}, \quad (3-15)$$

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin(\omega_e t - \delta) \\ \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \delta\right) \\ \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \delta\right) \end{bmatrix}, \quad (3-16)$$

여기서 E 는 전원 계통의 전압 크기, V 는 스위치 모드 정류기의 스위치에 인가되는 입력 전압의 크기를 가리키며, ω_e 는 전원 계통의 각 주파수(angular frequency), δ 는 입력 필터에 의해 발생하는 위상 지연각(delay angle)을 가리킨다. 이 상전압은 모두 전원 계통의 중성점 N 을 기준으로 한 전압을 의미한다.

이 전력 변환 회로에서는 고주파 변압기의 a 상과 b 상에 각각 3개의 스위치가 연결되어 있으며, 전력 변환 회로의 구조에 의해 스위칭 시 제약이 있다. 먼저, 입력 필터의 캐패시터간에 단락이 발생하지 않게 하기 위해 a 상의 스위치 세 개(S_{au} , S_{av} , S_{aw}) 중 동시에 둘 이상이 닫혀서는 안 된다. 또 고주파 변압기의 누설 인덕턴스에 흐르는 전류의 연속성을 유지시키기 위해 a 상의 스위치 3개 중 하나는 반드시 연결되어야 한다. 이는 b 상의 스위치 3개(S_{bu} , S_{bv} ,

S_{aw})에도 마찬가지로 적용되며, 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_u + a_v + a_w &= 1, \\ b_u + b_v + b_w &= 1, \\ 0 < a_x, b_x < 1 \quad (x = u, v, w) \end{aligned} \tag{3-17}$$

여기서 a_x, b_x 는 각각의 스위치가 켜지는 통류율(turn-on duty ratio)를 가리킨다. 이 때 변압기의 a, b 상에 인가되는 스위칭 주기 동안의 평균 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_u & a_v & a_w \\ b_u & b_v & b_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix}. \tag{3-18}$$

그리고 변압기에 흐르는 전류(i_{OH})와 전원 계통의 입력 전류의 스위칭 주기 동안의 평균값과의 관계는 다음과 같이 나타내어진다.

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_u & b_u \\ a_v & b_v \\ a_w & b_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{OH} \\ -i_{OH} \end{bmatrix}. \tag{3-19}$$

그리고 [76]에서는 (3-20)과 같은 방식으로 각 상의 스위치가 켜지는 통류율을 설정하였다.

$$\begin{bmatrix} a_u \\ a_v \\ a_w \end{bmatrix} = A_v Y_a \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_u \\ h_v \\ h_w \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} b_u \\ b_v \\ b_w \end{bmatrix} = A_v Y_b \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_u \\ h_v \\ h_w \end{bmatrix}, \quad (3-20)$$

여기서 A_v 는 변압기에 인가되는 전압(v_{OH})의 크기를 정하기 위해 조절하는 변수이며, X_u, X_v, X_w 는 변압기에 인가되는 전압을 일정한 크기의 직류로 만들기 위해 조절하는 변조 함수(modulation function)를 나타내고 (3-21)과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega_e t + \gamma) \\ \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi + \gamma\right) \\ \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi + \gamma\right) \end{bmatrix}, \quad (3-21)$$

여기서 γ 는 스위치의 입력 전압과 전원 계통 전류간에 요구되는 역률 각을 나타낸다. 식 (3-16), (3-20), (3-21)을 (3-18)에 대입하면 변압기에 인가되는 전압은 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = \frac{3}{2} A_v V \sin(\gamma + \delta) \begin{bmatrix} Y_a \\ Y_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0 \\ v_0 \end{bmatrix}, \quad (3-22)$$

여기서 v_0 는 스위치의 제한 조건인 (3-17) 을 만족시키기 위해 (3-20) 의 $h_u, h_v,$

h_w 를 조절함으로써 얻어지는 전압이다. 이것은 v_a, v_b 에 공통적으로 인가되어 고주파 변압기에 인가되는 전압(v_{OH})에는 보이지 않으며, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_0 = h_u v_u + h_v v_v + h_w v_w. \quad (3-23)$$

그러면 고주파 변압기에 인가되는 전압은 다음과 같이 계산된다.

$$v_{OH} = v_a - v_b = \frac{3}{2} A_v V \sin(\gamma + \delta)(Y_a - Y_b) \quad (3-24)$$

이 때 Y_a 와 Y_b 를 (3-25)와 같이 선정하면 고주파 변압기에는 일정한 크기를 가지고 스위칭 주파수에 따라 부호만 바뀌는 전압이 인가된다.

$$\begin{bmatrix} Y_a \\ Y_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(\sin \omega t) \\ -\text{sign}(\sin \omega t) \end{bmatrix}, \quad (3-25)$$

여기서 ω 는 스위칭 주파수를 가리킨다. 그리고 부하측에서 일정한 전력을 소비하고 있다고 가정하면, 부하전류(i_{DC})가 직류라고 가정할 수 있고, 그 때 변압기에 흐르는 전류(i_{OH})는 다음과 같이 표현된다.

$$i_{OH} = \frac{I(Y_a - Y_b)}{2}, \quad (3-26)$$

여기서 I 는 부하 전류의 크기를 가리킨다. 식 (3-20), (3-21), (3-25), (3-26)을 (3-

19)에 대입하면, 전원 계통의 입력 전류를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin(\omega_e t + \gamma) \\ \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi + \gamma\right) \\ \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi + \gamma\right) \end{bmatrix}. \quad (3-27)$$

이처럼 스위치 모드 정류기에서는 전원 계통의 전압에 따라 적절히 스위치를 변조하여 변압기에 인가되는 전압을 합성하는 방법을 통해 전원 계통의 입력 전류를 정현파의 형태로 만들 수 있다. 이 같은 장점으로 인해 절연이 필요한 교류-직류 변환 장치에서 스위치 모드 정류기가 사용되며, 경우에 따라 스위치의 구조나 스위칭 방식을 변경하여 사용하기도 한다 [77], [78]. 그러나 이 전력 변환 회로는 회생 운전이 불가능하며 양방향 전력 전달이 필요한 경우 사용할 수 없다. 그리고 모듈화 구조가 불가능하여 시스템의 전압이 높아지거나 용량이 커질 경우 확장이 어렵다는 단점이 있다.

본 논문에서 제안하는 고주파 변압기와 연계된 전력 변환은 기본적으로 다중 포트 액티브 브릿지 회로의 구조를 가진다. 그림 3.1에 나타난 전력 변환 회로 한 단에서 고주파 다권선 변압기는 하나의 일차 권선과 세 개의 이차 권선을 가지며, 일차 권선은 정현 변조 풀 브릿지 인버터, 3개의 이차 권선은 각 상의 고주파 양방향 정류기의 출력단에 연결되어 있다. 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기는 각각 일차측과 이차측 직류단 전압을 이용하여 출력 전압을 합성하고, 합성된 전압 사이의 위상 차이에 의해 각 부분간

의 전력 전달이 이루어진다. 이차측 직류단 전압은 일정하게 제어되나, 일차측 직류단 전압은 3.2.1절에서 설명한 것과 같이 저주파 양방향 정류기의 동작에 따라 정현파의 절대값 형태를 띤다. 전원 계통으로부터 부하까지 일정한 전력을 공급하고, 전원 계통의 입력 전류의 고조파를 줄이기 위해 스위치 모드 정류기의 동작과 같이 전원 계통의 전압에 따라 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 전압 합성을 조절한다. 저주파 양방향 정류기의 동작에 따라 정해지는 일차측 직류단 전압인 (3-2)를 아래에 다시 나타냈다. 직류단 전압을 이용한 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압은 (3-27)과 같이 합성된다.

$$\begin{aligned}
 v_{dc_a} &= V \left| \sin(\omega_e t) \right|, \\
 v_{dc_b} &= V \left| \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \right|, \\
 v_{dc_c} &= V \left| \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \right|, \\
 v_{ac_a} &= v_{dc_a} g_{ac_a} \text{square}(\omega t), \\
 v_{ac_b} &= v_{dc_b} g_{ac_b} \text{square}(\omega t), \\
 v_{ac_c} &= v_{dc_c} g_{ac_c} \text{square}(\omega t),
 \end{aligned} \tag{3-2}$$

여기서 ω 는 스위칭 주파수(*switching frequency*)이며, $\text{square}(\omega t)$ 는 스위칭 주파수와 동일한 주파수를 가지고 0과 -1로 변하는 구형파로써 고주파 다권선 변압기에 인가되는 자속의 평균을 영으로 만들기 위해 사용된다. $g_{ac_a,b,c}$ 는 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 변조 함수로써, 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 PWM 동작 시 지령이 되는 신호로써, (3-28)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
g_{ac_a} &= m \operatorname{sign}(\sin(\omega_e t)) \sin(\omega_e t - \gamma), \\
g_{ac_b} &= m \operatorname{sign}\left(\sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right)\right) \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \gamma\right), \\
g_{ac_c} &= m \operatorname{sign}\left(\sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right)\right) \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \gamma\right),
\end{aligned} \tag{3-28}$$

m 은 정현 변조의 변조 지수(modulation index)로써, $0 < m < 1$ 의 범위를 가지고 출력 전압의 크기를 조절하기 위해 사용된다. γ 는 전원 계통에서 요구되는 역률 각을 가리키며, 결과적으로 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압은 (3-29)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
v_{ac_a} &= mV \left| \sin(\omega_e t) \right| \operatorname{sign}(\sin(\omega_e t)) \sin(\omega_e t - \gamma) \operatorname{square}(\omega t), \\
v_{ac_b} &= mV \left| \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \right| \operatorname{sign}\left(\sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right)\right) \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \operatorname{square}(\omega t), \\
v_{ac_c} &= mV \left| \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \right| \operatorname{sign}\left(\sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right)\right) \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \operatorname{square}(\omega t),
\end{aligned} \tag{3-29}$$

정현 변조 풀 브릿지 인버터의 PWM 동작은 풀 브릿지 인버터의 유니폴라 스위칭(unipolar switching) 방식을 이용한다 [64]. 그림 3-29에 정현 변조 풀 브릿지 중 한 상의 출력 전압 합성 파형을 나타내었다. PWM 반송파(carrier)는 삼각파의 형태를 띠며, 풀 브릿지 인버터의 왼쪽 레그(leg_1)는 g_{ac_a} 의 지령을 반송파와 비교하여 스위칭하며, 오른쪽 레그(leg_2)는 $-g_{ac_a}$ 의 지령을 반송파와 비교하여 스위칭한다. $\operatorname{square}(\omega t)$ 는 반송파가 증가할 때는 1, 감소할 때는 -1이

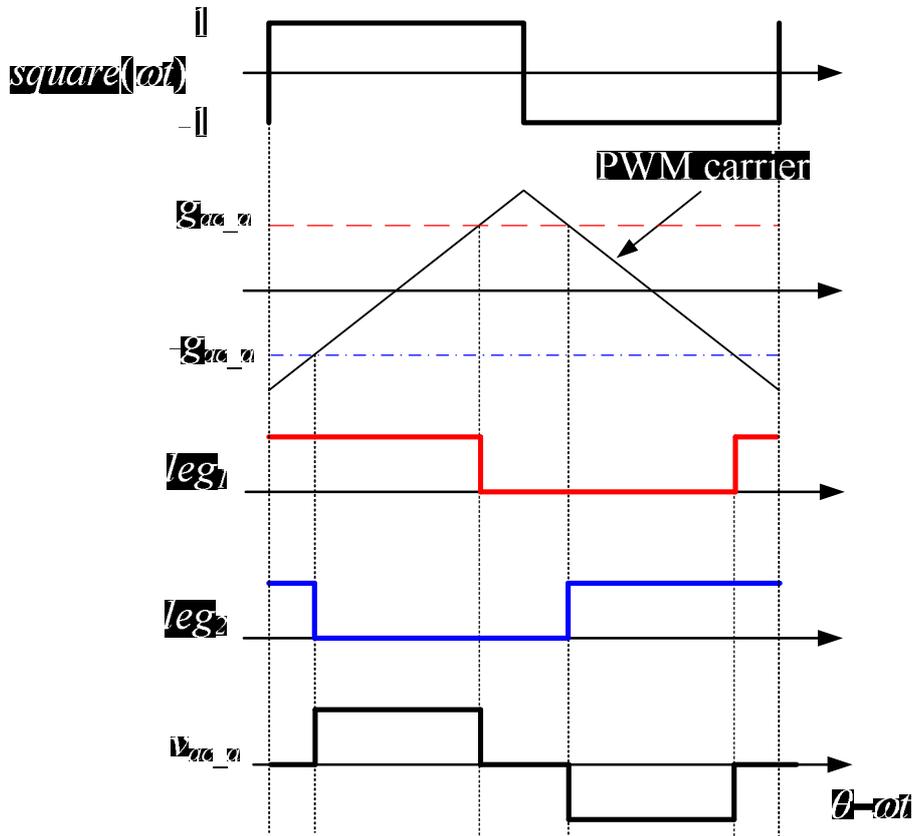


그림 3.29 정현 변조 풀 브릿지 인버터 a 상의 출력 전압 합성.

되도록 반송파와 동기를 맞추어 변하는 구형파이다. 이 전압 합성 방식을 따르면 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 왼쪽 레그(leg_1)는 g_{ac_a} 의 지령을 반송파와 비교하여 스위칭하며, 오른쪽 레그(leg_2)는 $-g_{ac_a}$ 의 지령을 반송파와 비교하여 스위칭한다. 이 같은 전압 합성 방식을 따르면 정현 변조 풀 브릿지 각 레그의 출력 전압은 항상 50%의 출력 통류율을 가지고, 고주파 다권선 변압기에 인가되는 전압은 g_{ac_a} 에서 지정한 크기에 따른 출력 통류율을 가지며 평균은 영인 교류 신호가 된다.

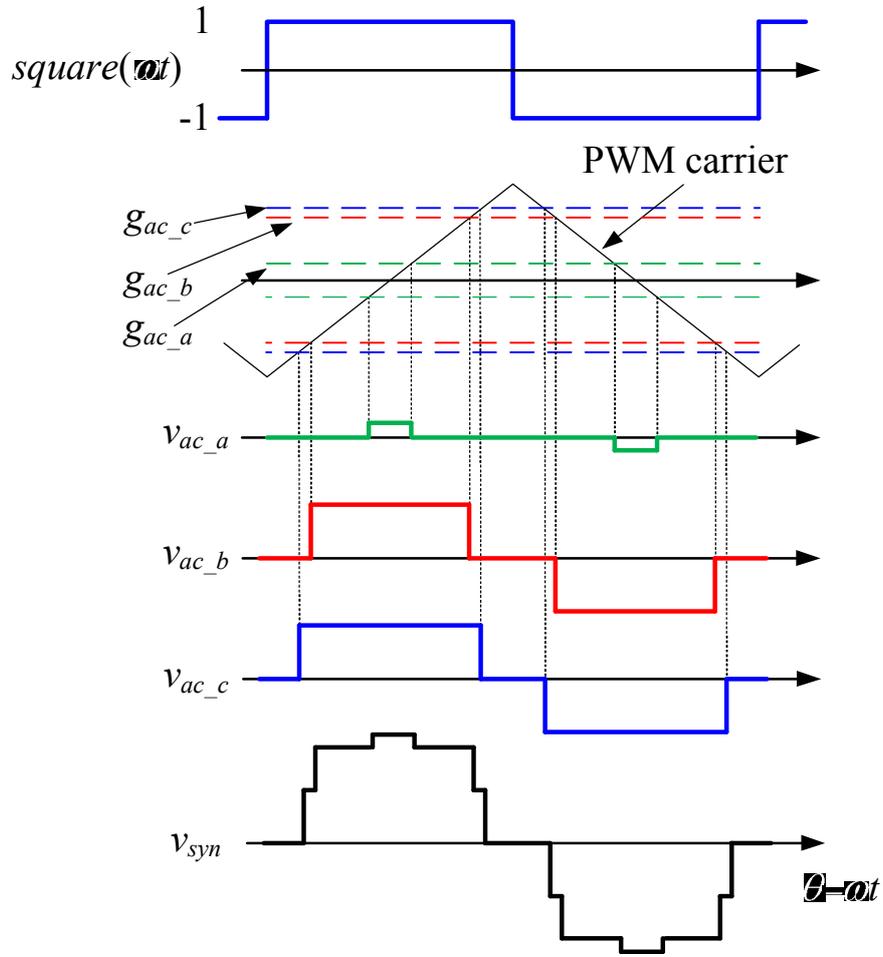


그림 3.30 정현 변조 풀 브릿지 인버터 3상의 출력 전압 합성.

그림 3.30은 정현 변조 풀 브릿지 인버터 3상의 출력 전압을 나타낸다. 여기서 스위칭 주파수가 계통 주파수에 충분히 빠르며 스위칭 한 주기 동안의 일차측 직류단의 전압 변동은 무시할 수 있다고 가정하였다. 식 (3-2)에 나타난 것과 같이 일차측 직류단 전압은 계통 주파수에 따라 변하여 (3-28)의 변조 함수 또한 동일한 주파수로 변동된다. 출력 전압의 크기는 일차측 직류단 전압

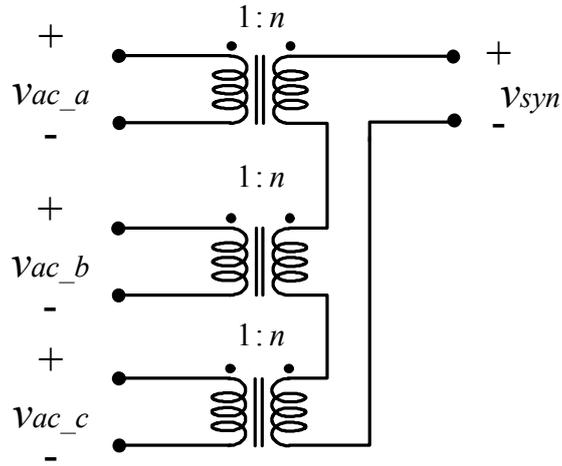


그림 3.31 변압기 결선 구조에 따른 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압 개념.

에 따라 정해지고, 출력 전압의 통류율은 변조 함수에 의해 정해진다. 특히 역률각(γ)이 영일 때는 변조 함수가 직류단 전압과 동기되어 출력 통류율을 설정한다. 즉, 특정 상의 일차측 직류단 전압의 크기가 작을 때는 해당 상의 정편 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압의 통류율 또한 줄어든다. 이 같은 변조 함수의 설정은 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 3상 출력의 합을 일정하게 유지하려는 데 그 목적이 있다. 그림 3.1을 보면 고주파 다권선 변압기의 이차측 권선 3상이 직렬로 이어져 고주파 양방향 정류기의 출력단에 연결되기 때문에 각 상의 고주파 양방향 정류기의 관점에서 바라봤을 때, 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압이 모두 합쳐져 보인다. 그림 3.31에 이 개념을 도식적으로 나타냈으며 고주파 양방향 정류기에서 바라본 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압을 (3-30)에 나타냈다.

$$v_{syn} = n(v_{ac_a} + v_{ac_b} + v_{ac_c}) = \frac{3}{2}mnV \cos(\gamma).square(\omega t), \quad (3-30)$$

여기서 n 은 고주파 다권선 변압기의 권선 비이다. 식 (3-30)을 보면 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압은 일정한 크기를 가진 구형파의 형태를 띤다. 고주파 양방향 정류기의 관점에서는 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 직렬로 연결되어 3상의 출력 전압이 하나로 합쳐진 전압원으로 볼 수 있다. 그러면 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 하나의 양방향 정류기의 관계를 그림 3.32와 같이 두 개의 전압원이 인덕터를 사이에 두고 있는 관계로 모델링 할 수 있다. 그림 3.32에서 L_{l_sum} 은 3개의 고주파 다권선 변압기의 누설 인덕턴스의 합을 나타낸다. 고주파 양방향 정류기는 일정한 출력측 직류단 전압을 이용하여 출력 전압을 합성한다. 출력 전압은 듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 동작과 같이 50%의 통류율을 가지는 구형파 형태를 띠며, 3상 정현 변조 풀

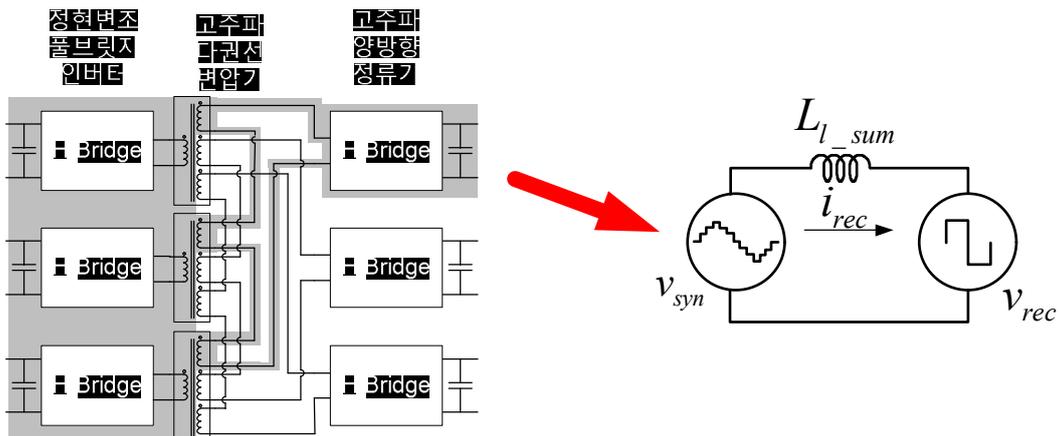


그림 3.32 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 한 상의 고주파 양방향 정류기의 등가 모델.

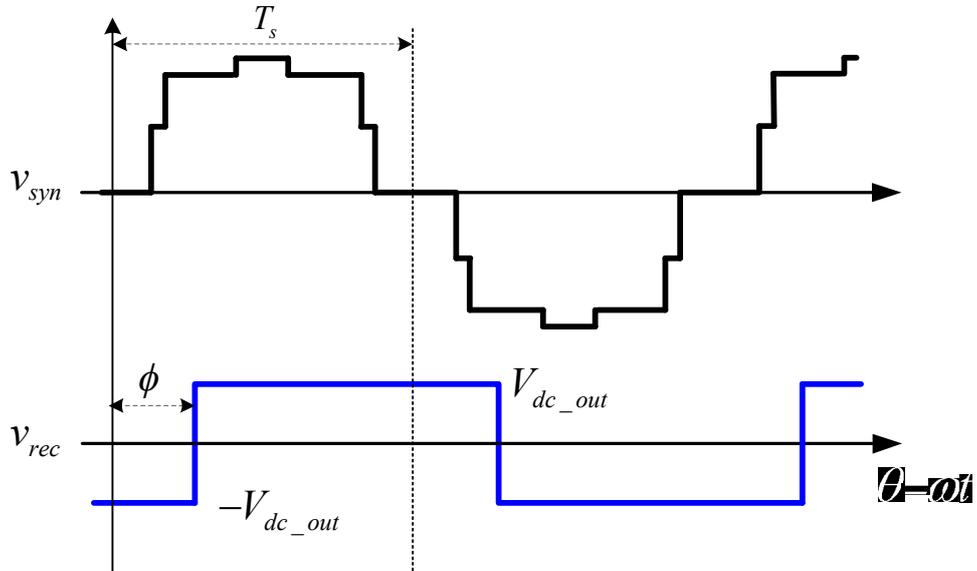


그림 3.33 고주파 양방향 정류기에 바라본 3상 정현 변조 풀 브릿지의 합성 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압.

브릿지 인버터와 한 상의 고주파 양방향 정류기 간의 전력 전달은 두 출력 전압간의 위상차를 통해 정해진다. 그림 3.33은 고주파 양방향 정류기에서 바라본 3상 정현 변조 풀 브릿지의 합성 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 파형을 나타낸다. 여기서 ϕ 는 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압간의 위상 천이각을 나타내며, V_{dc_out} 은 출력측 직류단 전압을 가리킨다.

그런데 고주파 다권선 변압기는 3개의 이차 권선을 가지고 있고, 각각의 이차 권선은 3상의 고주파 양방향 정류기의 출력단으로 연결되어 있다. 이를 고려하면 전체 시스템의 고주파 전력 전달 부분은 그림 3.34와 같이 다중 포트 브릿지 컨버터로 모델링 될 수 있다. 그림 3.34에서 $L_{xx}(x=0,1,2,3)$ 는은 변압기

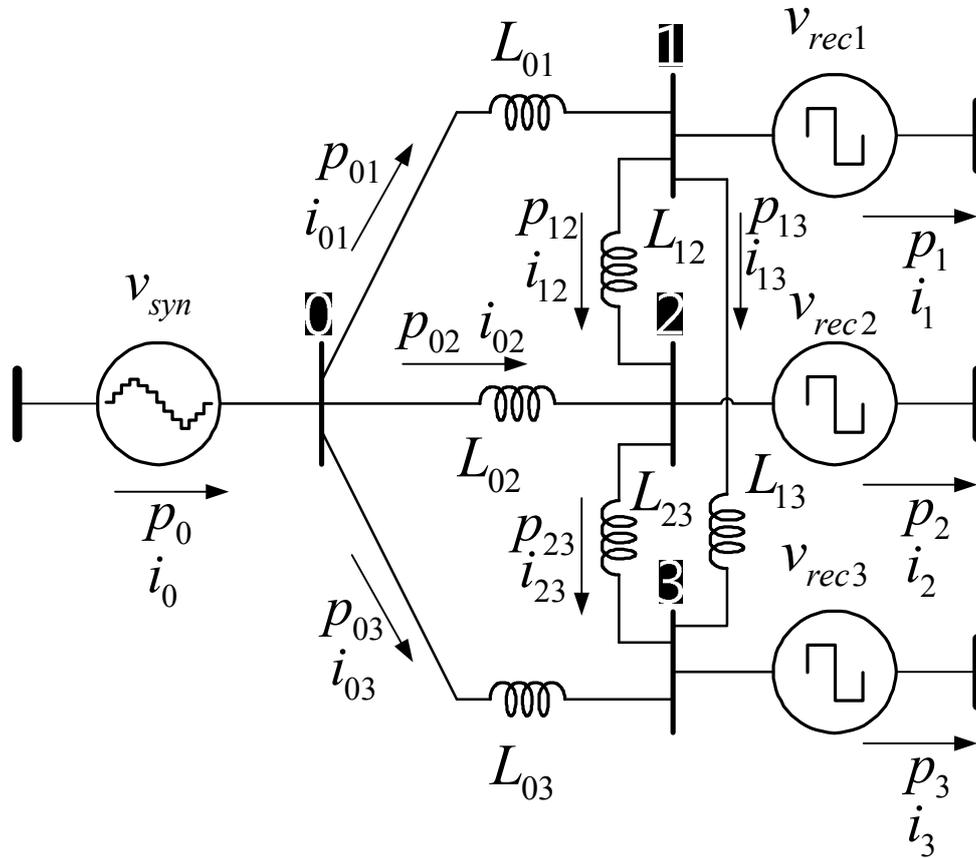


그림 3.34 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 한 상의 고주파 양방향 정류기의
등가 모델.

의 이차측에서 바라본 포트간의 등가 인덕턴스이다. 이 때 각 포트간 전달되는 전력은 다중 포트 브릿지 컨버터의 경우처럼 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$p_{01} \approx \frac{V_{syn} V_{rec}}{2\omega L_{01}} \sin(\phi_{01}),$$

$$\begin{aligned}
p_{02} &\approx \frac{V_{syn} V_{rec}}{2\omega L_{02}} \sin(\phi_{02}), \\
p_{03} &\approx \frac{V_{syn} V_{rec}}{2\omega L_{03}} \sin(\phi_{03}), \\
p_{13} &\approx \frac{V_{rec}^2}{2\omega L_{13}} \sin(\phi_{13}), \\
p_{23} &\approx \frac{V_{rec}^2}{2\omega L_{23}} \sin(\phi_{23}), \\
p_{31} &\approx \frac{V_{rec}^2}{2\omega L_{31}} \sin(\phi_{31}),
\end{aligned} \tag{3-31}$$

여기서 V_{syn} 은 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압의 기본파의 크기를, V_{rec} 는 양방향 고주파 정류기 출력 전압의 기본파 성분의 크기를 나타내고, $p_{xx}(x=0,1,2,3)$ 는 각 포트간에 전달되는 전력을 나타낸다. 여기서 3상의 출력측 직류단 전압은 모두 일정하게 제어되고 있다고 가정한다. $\phi_{xx}(x=0,1,2,3)$ 는 각 포트의 출력 전압 간의 위상 천이각을 나타낸다.

제안된 전력변환 장치는 평형 부하(balanced load)에 연결되는 것을 가정한다. 따라서 정현 변조 풀 브릿지 인버터에서 고주파 양방향 정류기쪽으로 전달되는 전력의 합은 일정한 값을 가진다. 이것을 식으로 나타내면 (3-32)와 같다.

$$p_0 = p_{01} + p_{02} + p_{03} : \text{constant} \tag{3-32}$$

여기서 p_0 는 정현 변조 풀 브릿지 인버터에서 전달되는 전력의 합을 나타낸다. 이 때 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압(v_{syn})을 V_{syn} 의 크기를 갖

는 기본파로 근사하면 정현 변조 풀 브릿지 인버터에 흐르는 전류(i_o)는 v_{syn} 과 일정한 위상차를 갖는 정현파로 근사할 수 있다.

$$v_{syn} \approx V_{syn} \cos(\omega t), \quad (3-33)$$

$$i_o \approx I_o \cos(\omega t - \alpha), \quad (3-34)$$

여기서 α 는 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압과 출력 전류 사이의 위상 차이를 나타낸다. 제안된 전력 변환 회로에서 세 개의 고주파 다권선 변압기의 이차 권선은 각 상끼리 직렬로 연결되어 있기 때문에 세 변압기의 일차 권선에 흐르는 전류는 모두 같다.

$$i_{ac_a} = i_{ac_b} = i_{ac_c} = I_o \cos(\omega t - \alpha). \quad (3-35)$$

(3-29)에 나타난 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압은 스위칭 주파수의 기본파만 고려하면 다음과 같이 근사화 될 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ac_a} &= \frac{4mV}{\pi} \left| \sin(\omega_e t) \right| \text{sign}(\sin(\omega_e t)) \sin(\omega_e t - \gamma) \cos(\omega t), \\ v_{ac_b} &= \frac{4mV}{\pi} \left| \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \right| \text{sign}\left(\sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right)\right) \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \cos(\omega t), \quad (3-36) \\ v_{ac_c} &= \frac{4mV}{\pi} \left| \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \right| \text{sign}\left(\sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right)\right) \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \cos(\omega t). \end{aligned}$$

그리고 입력측 직류단의 전력 균형을 고려하면 입력측의 직류단 전류는 다

음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned}
v_{ac_a}i_{ac_a} &= v_{dc_in_a}i_{dc_in_a} \\
\Leftrightarrow i_{dc_in_a} &= \frac{4mI_0}{\pi} \sin(\omega_e t - \gamma) \text{sign}(\sin(\omega_e t)) \cos(\omega t) \cos(\omega t - \alpha), \\
v_{ac_b}i_{ac_b} &= v_{dc_in_b}i_{dc_in_b} \\
\Leftrightarrow i_{dc_in_b} &= \frac{4mI_0}{\pi} \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \text{sign}\left(\sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right)\right) \cos(\omega t) \cos(\omega t - \alpha), \\
v_{ac_c}i_{ac_c} &= v_{dc_in_c}i_{dc_in_c} \\
\Leftrightarrow i_{dc_in_c} &= \frac{4mI_0}{\pi} \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \text{sign}\left(\sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right)\right) \cos(\omega t) \cos(\omega t - \alpha).
\end{aligned} \tag{3-37}$$

식 (3-37)의 입력측 직류단 전류에서 스위칭 주파수의 리플(ripple)은 입력 필터를 통해 필터링되므로 전원 계통의 입력 전류를 고려할 때는 무시할 수 있다. 그러면 (3-37)는 (3-38)과 같이 근사될 수 있으며, 이는 (3-7)에서 요구되었던 입력측 직류단 전류의 형태와 동일하다.

$$\begin{aligned}
i_{dc_in_a} &= \frac{2mI_0 \cos(\alpha)}{\pi} \sin(\omega_e t - \gamma) \text{sign}(\sin(\omega_e t)), \\
i_{dc_in_b} &= \frac{2mI_0 \cos(\alpha)}{\pi} \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \text{sign}\left(\sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right)\right), \\
i_{dc_in_c} &= \frac{2mI_0 \cos(\alpha)}{\pi} \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \text{sign}\left(\sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right)\right).
\end{aligned} \tag{3-38}$$

따라서 설명된 전압 합성 방식을 통해 전원 계통의 입력 전류를 정현파의 형태로 만들 수 있다.

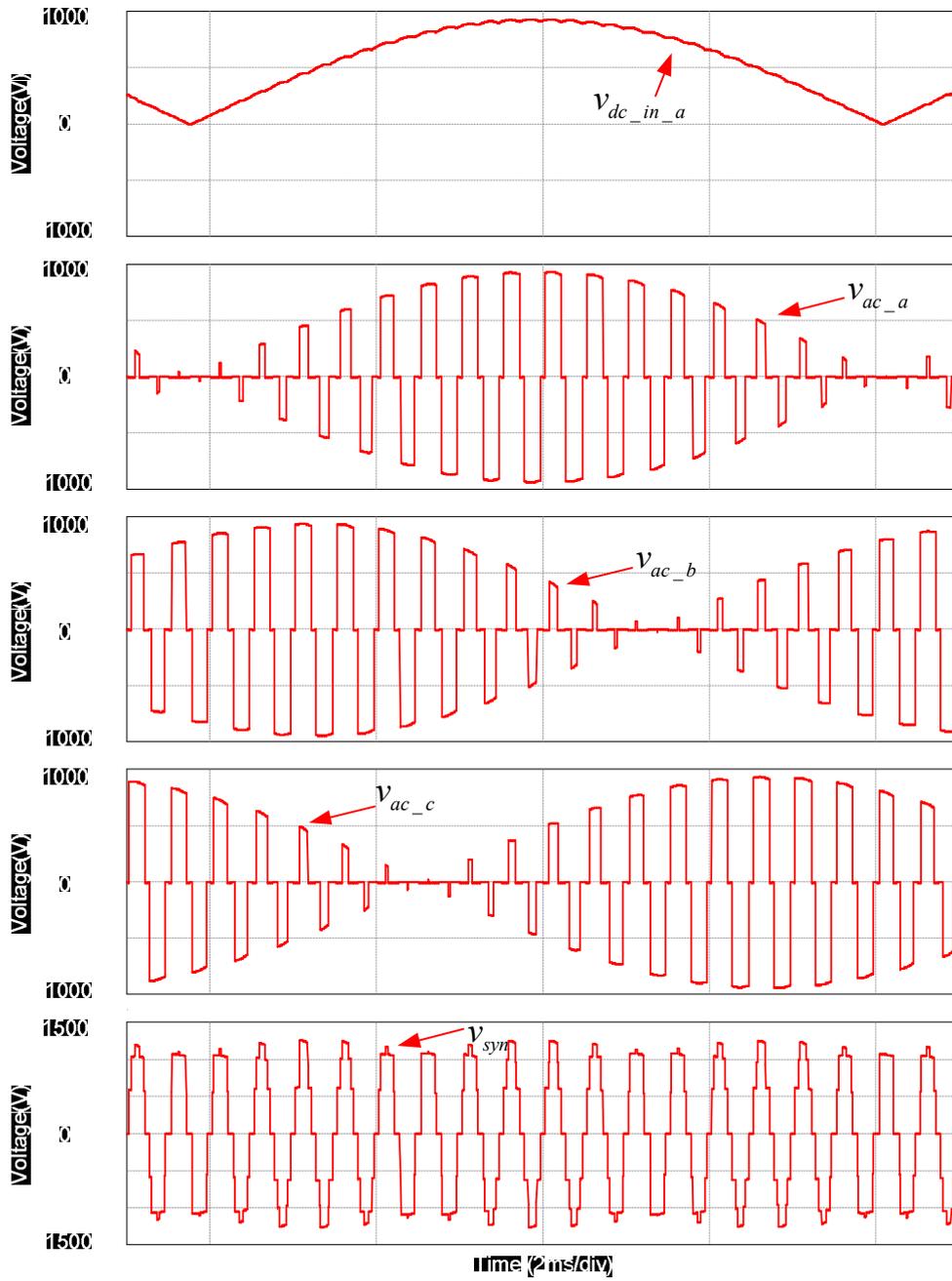
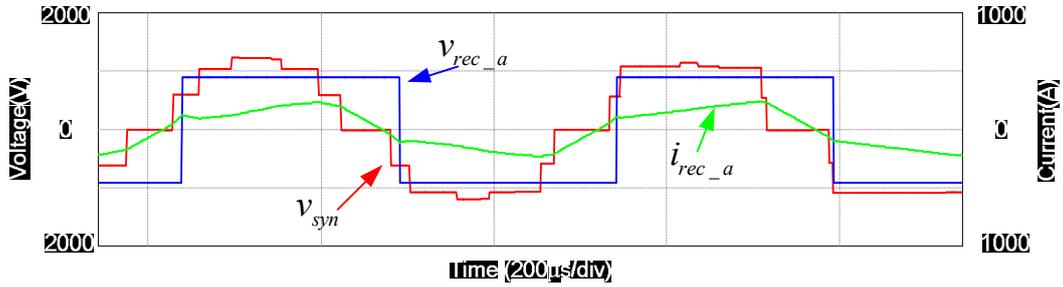
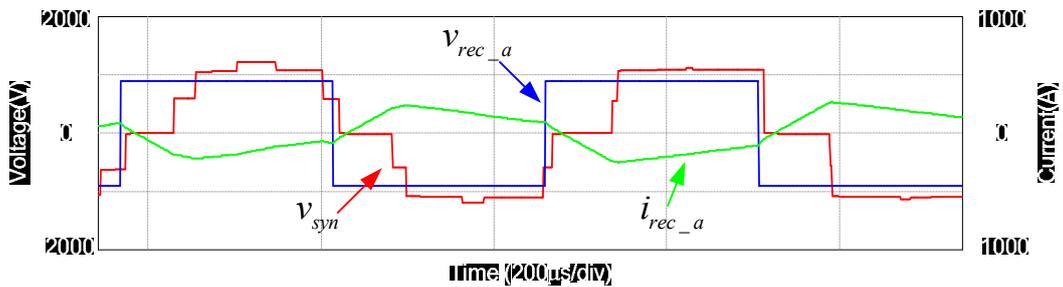


그림 3.35 입력측 직류단 전압과 정현 변조 풀브릿지 인버터의 출력전압 파형



(a)



(b)

그림 3.36 고주파 다권선 변압기에 인가되는 전압과 전류 파형.

(a) 700 kW 전력 공급 운전, (b) 700 kW 회생 운전

정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 동작을 확인하기 위해 모의 실험을 수행하였으며 모의 실험의 조건과 사용된 전력 변환 회로의 제정수는 표 3.1에 나타나 있다.

그림 3.35는 입력측 직류단 전압, 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압과 그 합성 전압의 파형을 나타낸다. 입력측 직류단 전압은 (3-2)에 나타난 것과 같이 정현파의 절대값 형태를 띠고, 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 이 직류단 전압을 이용하여 출력 전압을 합성한다. 따라서 출력 전압의 크기

는 입력측 직류단 전압과 같다. 정현 변조 풀 브릿지 인버터 출력 전압의 통류율은 (3-28)의 변조 함수에 의해 정해진다. 모의 실험시에는 역률각(γ)을 영으로 설정하여, 각 상의 변조함수는 각 상의 직류단 전압의 크기에 비례한다. 그림 3.35에서 a 상 정현 변조 풀 브릿지 인버터 출력 전압의 통류율이 a 상 직류단 전압의 크기에 따라 변화하는 것을 확인할 수 있다. 또 b, c 상의 출력 전압의 크기와 폭도 a 상의 출력 전압에 대해 120도의 위상차를 가지고 동일한 양상으로 변화한다.

3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압은 각 상의 출력 전압을 모두 합친 값으로써, 스위칭 한 주기 동안 평균적으로는 (3-30)처럼 일정한 크기의 구형파의 값을 가지지만, 순시적으로는 일차측 직류단 전압에 따라 그 모양이 조금씩 변하는 계단파(staircase waveform)의 형태를 띤다.

그림 3.36에 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압, 고주파 양방향 정류기의 출력 전압과 전류를 나타내었다. 전원 계통에서 부하로 전력이 공급될 때에는 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압의 위상이 고주파 양방향 정류기의 출력 전압보다 앞서고, 회생 운전의 경우에는 반대가 된다.

3.2.3 출력 풀 브릿지 인버터

제안된 전력 변환 회로에서 출력단 풀 브릿지 인버터는 각 상의 출력측 직류단 전압을 독립된 전압원으로 이용하는 2.1.2절에서 소개했던 CHB 컨버터와 동일한 형태로 연결되어 부하측에 인가하는 출력 전압을 합성하는 역할을 한다. 본 절에서는 기존에 연구된 CHB 컨버터의 특징을 살펴보고 제안된 출력 풀 브릿지 인버터의 동작에 대해 설명한다.

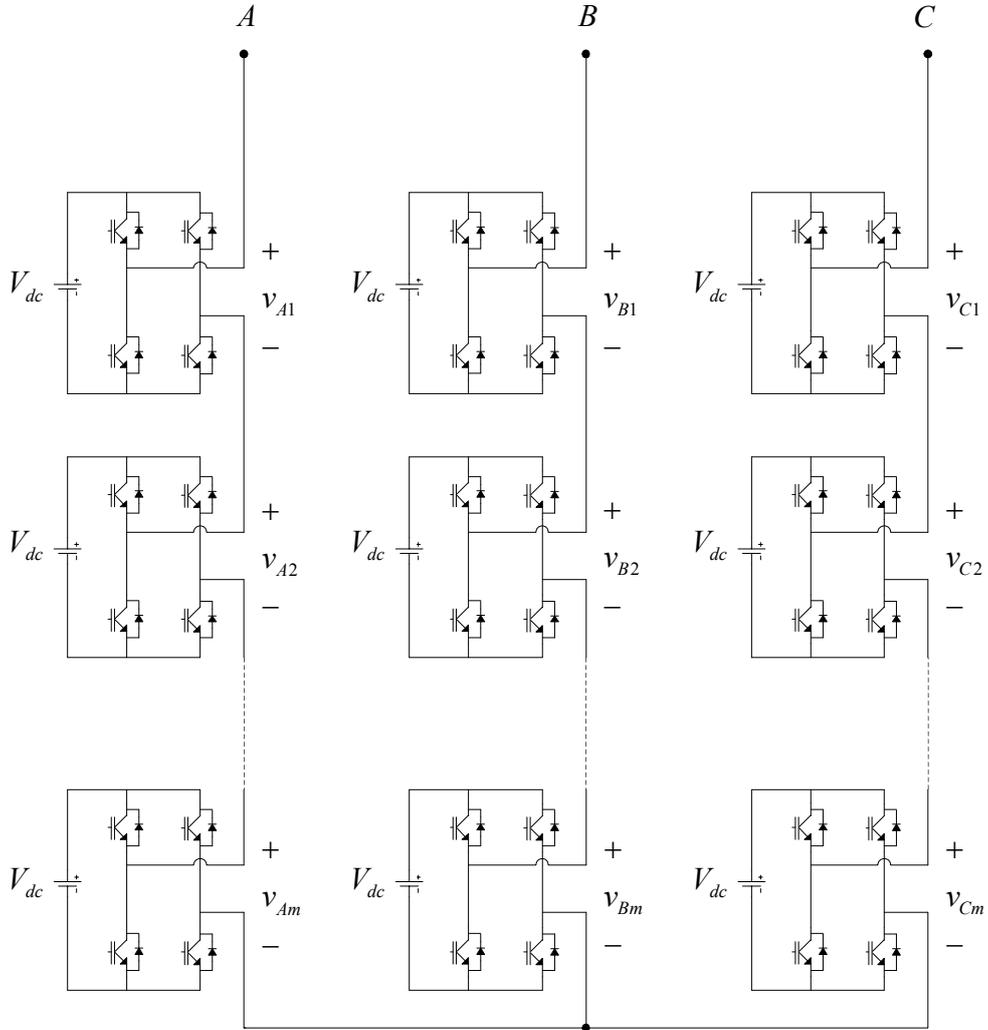


그림 3.37 CHB 컨버터의 직류단 구조.

그림 3.37은 3상 CHB 컨버터의 구조를 나타낸다. 각각의 셀은 풀 브릿지 인버터로 구성되어 $+V_{dc}$, 0 , $-V_{dc}$, 세 가지 형태의 전압을 출력할 수 있다. 상당 m 개의 셀이 있을 때 출력 가능한 상의 출력 전압 레벨 수는 $2m + 1$ 개이며, mV_{dc} 부터 $-mV_{dc}$ 까지 출력이 가능하다. 그림 3.38에 6셀, 13레벨로 구성된 CHB 컨버

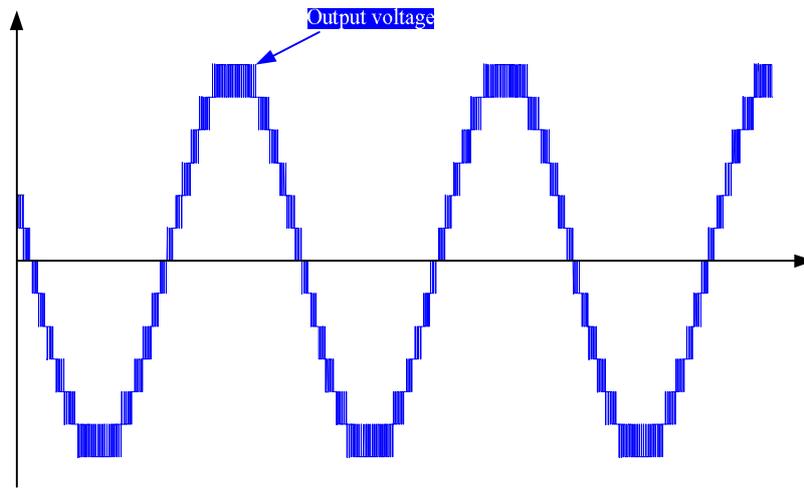
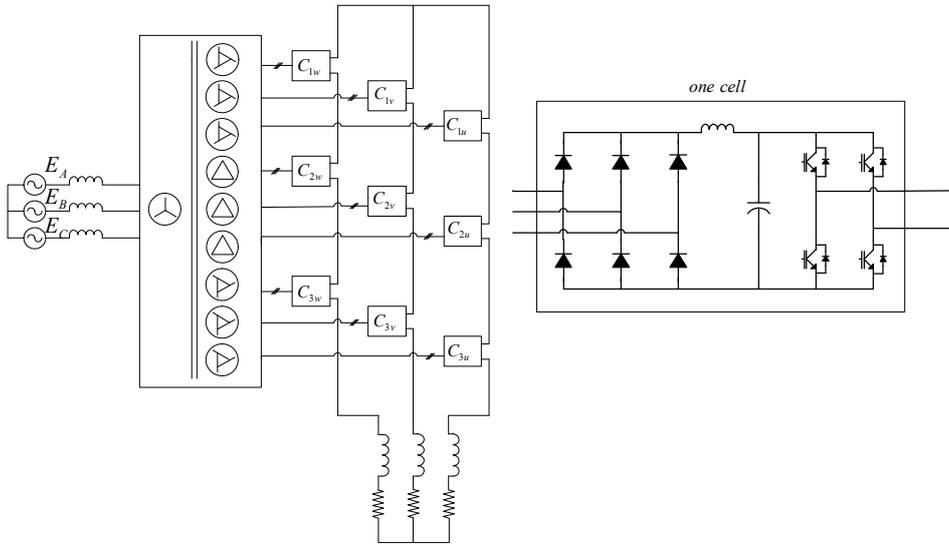


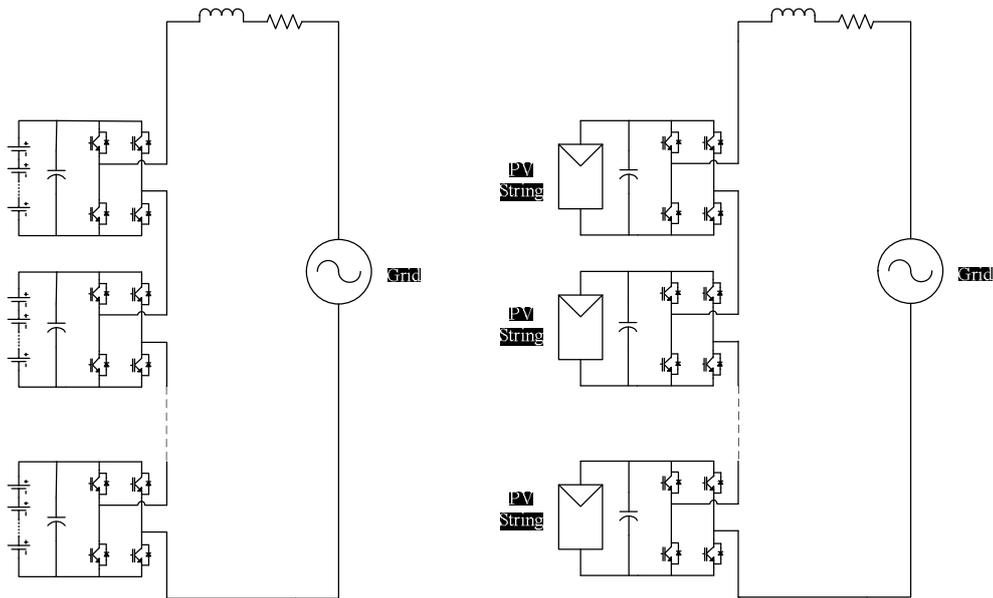
그림 3.38 CHB 컨버터의 출력 전압

터의 출력 상전압을 나타내었다.

CHB 컨버터의 각 셀은 독립된 직류 전압원을 가진다. 이 전압원은 다양한 방식으로 만들어질 수 있다. 일반적으로 그림 3.39 (a)와 같이 전원 계통에서 다권선 변압기와 정류기를 통해 각각의 직류단 전압을 만드는 구조가 가장 많이 사용되고 있다 [25]. 적용 분야에 따라 그림 3.39 (b)와 같이 배터리(battery)나 [30], [31] 그림 3.39 (c)와 같이 태양광 패널(photovoltaic panel) 등 독립적인 직류 전압원이 연결되기도 한다 [32], [33]. 이 경우에는 각각의 직류단 전압에 차이가 있으므로 출력 전압 합성 시 그 차이에 대한 영향이 고려되어야 한다. 또 그림 3.38 (d)와 같이 무효 전력 보상 장치(Static Synchronous Compensator, STATCOM)와 같이 CHB 컨버터가 유효 전력(active power)을 전달하지 않을 때는 직류단이 특정한 전압원에 연결되지 않고 사용되는 경우도 있다 [34]. 이 때는 풀 브릿지 인버터를 이용하여 각각의 셀의 직류단 전압을 제어해 주어야



(a)



(b)

(c)

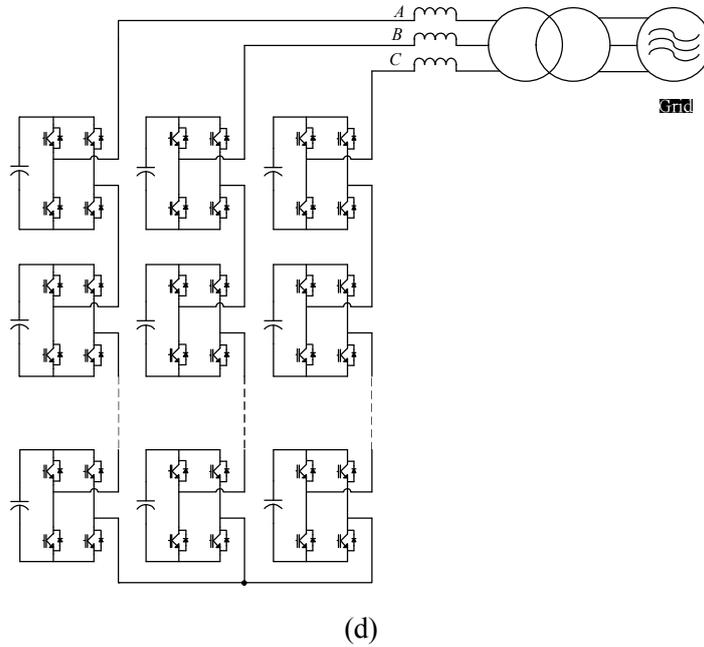


그림 3.39. CHB 컨버터의 다양한 구조

(a) 전원 계통에 변압기와 정류기를 통해 연결된 구조, (b) 배터리 에너지 저장 장치(Battery Energy Storage System, BESS), (c) 태양광 발전 시스템, (d) 무효 전력 보상 장치

한다.

CHB 컨버터의 출력 전압 합성을 위한 전압 변조 방법으로는 PS-PWM(Phase-Shifted PWM) 방식이 많이 사용된다 [66], [67]. PS-PWM 방식을 사용하면, CHB 컨버터의 각 셀의 풀 브릿지 인버터는 동일한 전압 지령과 동일한 주파수의 반송파를 이용하여 유니폴라 PWM 방식으로 전압을 합성하게 된다. 각 셀에 적용되는 반송파는 삼각파의 형태를 띠고, m 개의 셀로 구성된 캐시케이드 인버터에서 각 셀의 반송파는 $180/m^\circ$ 만큼 위상이 천이되어 있다.

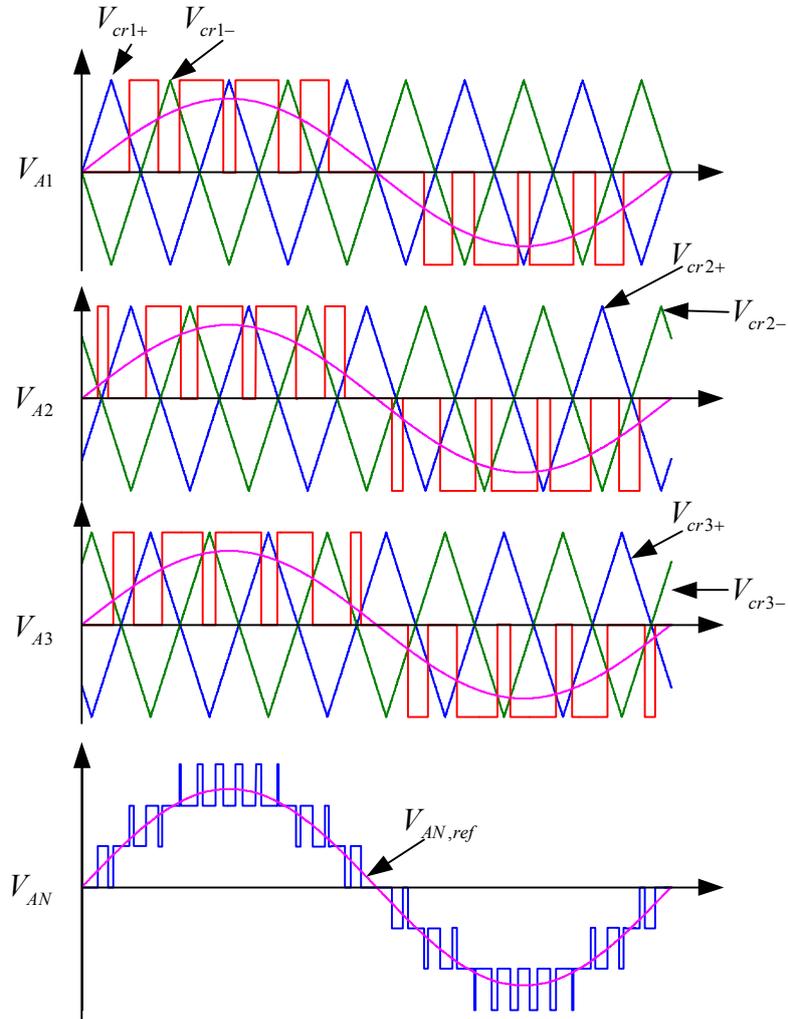


그림 3.40 PS-PWM 방식에 따른 전압 합성 원리.

그림 3.40에 3셀로 구성된 CHB 컨버터에서 PS-PWM 방식의 전압 합성 파형을 나타냈다. V_{cr1+} , V_{cr1-} 는 하나의 풀 브릿지 인버터 셀의 각 레그의 기준 반송파로 사용되며, V_{cr2+} , V_{cr2-} 와 V_{cr3+} , V_{cr3-} 도 각각의 셀의 전압 합성에 사용되는

반송파를 가리킨다. 각 셀의 반송파는 위상이 60°씩 천이되어 있으며 동일한 스위칭 주파수를 가진다. PS-PWM 방식은 모든 셀이 같은 지령, 동일한 높이의 반송파를 사용하기 때문에 셀 사이의 전력이 동일하게 분배되는 장점이 있다. 반면 반송파 간의 위상 차이 때문에 LS-PWM(Level-Shifted PWM) 방식에 비해 출력 전압에 추가적인 dv/dt를 유발시키는 단점이 있다 [66].

LS-PWM 방식에는 PD-PWM(Phase Disposition PWM), POS-PWM(Phase Opposition Disposition PWM), APOD-PWM(Alternative Phase Opposition Disposition PWM) 등 여러 가지 종류가 있는데 모두 기본적으로 각 셀에 같은 전압 지령을 사용하면서, 인가되는 반송파 사이의 높이에 차이를 두는 것을 기본으로 한다 [68]. CHB 컨버터에서 LS-PWM 방식을 사용하면 각 셀은 전압 지령이 각 셀에 해당하는 반송파를 넘어갈 때만 유효 전압을 출력하기 때문에 출력 상전압의 한 주기상에서 각각의 셀이 출력되는 구간이 서로 다르게 되고, 이로 인해 각각의 셀로 전달되는 전력 간에 불균형이 생긴다. 셀 간 전력의 불균형은 직류단 전압의 불균형을 발생시키고, 각 셀이 다펄스 정류기를 통해 전원 계통으로 연결되어 있는 경우에는 셀 사이에 공급되는 전류에 차이가 생겨 전원 계통의 입력 전류에 왜곡(distortion)을 유발시킨다. 그림 3.41에 3셀로 구성된 CHB 컨버터에서의 PD-PWM 방식의 전압 합성 파형을 나타냈다. 그림 3.40과 마찬가지로 (V_{cr1+}, V_{cr1-}) , (V_{cr2+}, V_{cr2-}) , (V_{cr3+}, V_{cr3-}) 는 각각의 셀의 전압 합성에 사용되는 반송파를 가리킨다. 각 셀에 적용되는 반송파가 다른 높이를 가지고 있기 때문에, 각 셀의 유효 출력 전압이 인가되는 패턴이 서로 다르고, 이에 따라 셀간 전력에 불균형이 발생한다.

이러한 문제를 해결하기 위해 [69]에서는 CR-PWM(Carrier Rotation PWM) 방

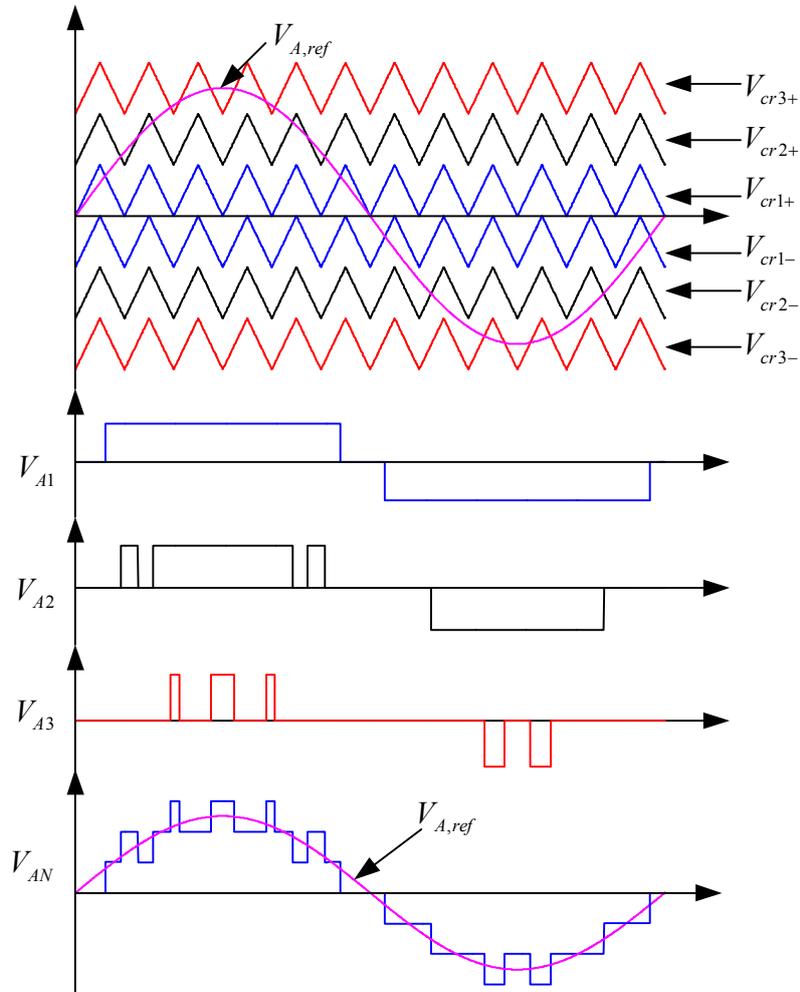


그림 3.41 PD-PWM 방식에 따른 전압 합성.

식을 도입하였다. CR-PWM 방식은 PD-PWM 방식에서 각 셀에 인가되는 반송파의 높이를 변동시켜 가면서 사용한다. 그림 3.42에 3셀로 구성된 CHB 컨버터에서의 CR-PWM 방식의 전압 합성 파형을 나타냈다. 그림 3.40과 마찬가지로 (V_{cr1+}, V_{cr1-}) , (V_{cr2+}, V_{cr2-}) , (V_{cr3+}, V_{cr3-}) 는 각각의 셀의 전압 합성에 사용되는 반송파를 가리킨다. 각 셀의 반송파가 반송파의 주기마다 번갈아 가면서 높이가

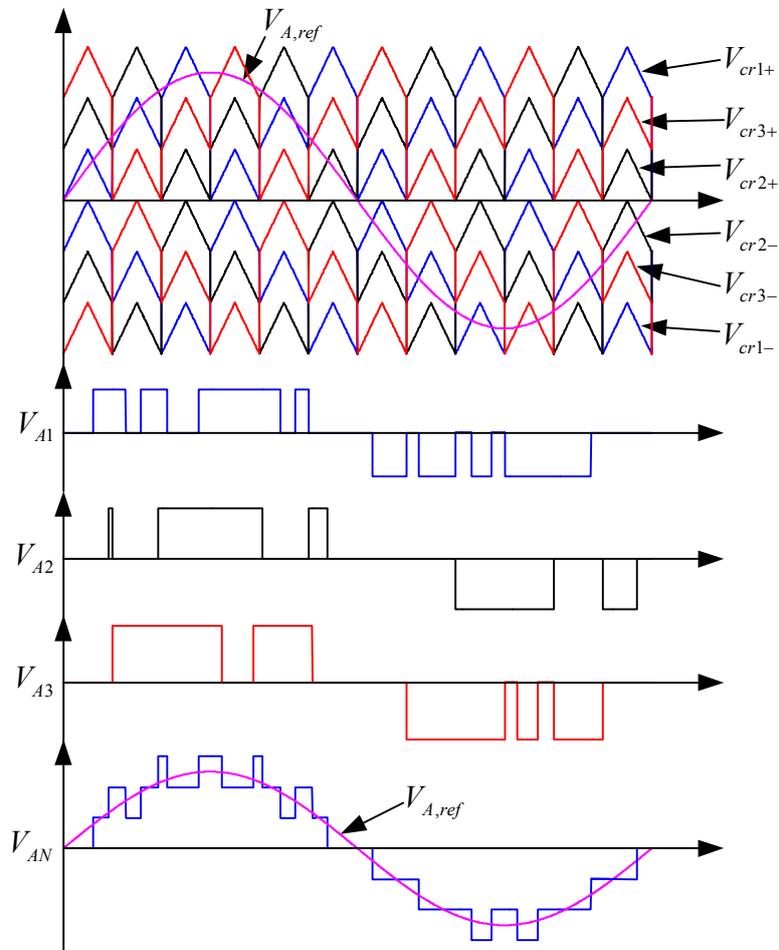


그림 3.42 CR-PWM 방식에 따른 전압 합성 원리.

변동된다. 전압 지령의 주파수가 반송파의 주파수에 비해 매우 낮다고 가정하면, 반송파의 3 주기 동안 전압 지령의 변화가 그리 크지 않다고 볼 수 있으며, 따라서 각 셀에 비슷한 시점에 유효 전압이 출력된다. 이 같은 동작으로 인해 각 셀에 거의 동일한 전력이 전달되고, 각 셀의 스위칭 주파수 또한 거의 동일하게 유지된다. 그리고 상 전체의 측면에서 보면 전압이 출력되는 셀

이 바뀌었을 뿐, 전체 상의 출력 전압은 PD-PWM 방식과 동일하다. 즉, 상 전체의 출력 전압은 그림 3.41에 나타난 PD-PWM 방식에 의한 결과와 동일하다. 따라서 CR-PWM 방식을 이용하면 셀 간의 전력 불균형을 억제하면서 동시에 PS-PWM 방식에 비해 출력 전압의 왜곡을 줄일 수 있다.

제안된 전력 변환 회로의 출력 풀 브릿지 인버터는 CHB 컨버터와 동일한 구조를 가진다. 따라서 CHB 컨버터와 같이 직렬로 연결하여 높은 전압의 전원 계통 혹은 부하에 연결할 수 있다. 3.2.1절에서 설명하였듯이, 그림 3.19에 나타난 구조처럼 저주파 양방향 정류기와 출력 풀 브릿지 인버터를 직렬로 연결하여 사용한다. 이 때 출력 풀 브릿지 인버터의 출력 전압은 일반적인 CHB 컨버터와 동일하게 합성 가능하다. 제안된 전력 변환 회로의 출력 풀 브릿지 인버터는 셀 간의 전력 불균형을 억제하면서 동시에 PS-PWM 방식에 비해 출력 전압의 왜곡을 줄이기 위해 CR-PWM 방식을 사용한다.

부하의 전류 제어는 동기 d-q 좌표계 상에서 비례 적분 (Proportional and Integral, PI) 제어를 통해 이루어진다 [55]. 이 방식을 이용하면 3상 좌표계 상의 교류 변수를 동기 d-q 좌표계 상의 직류로 변환하여 제어할 수 있어서 구현이 간단하고 정상 상태 오차를 없앨 수 있어 교류 전류제어기로 널리 사용되고 있다. 부하의 모델링과 제어기의 구조는 다음과 같다.

본 전력 변환 회로에는 3상 평형 부하가 연결된다고 가정하면, 부하는 그림 3.43과 같이 일반화되어 표현될 수 있다. 그림 3.43에서 부하는 평형 3상 전압원과 인덕턴스, 저항으로 구성되어 있다. 부하의 기전력은 (3-39)로 나타낼 수 있으며, 출력 풀 브릿지 인버터를 포함한 전압식은 (3-40)으로 나타내어진다.

3상 부하/전원

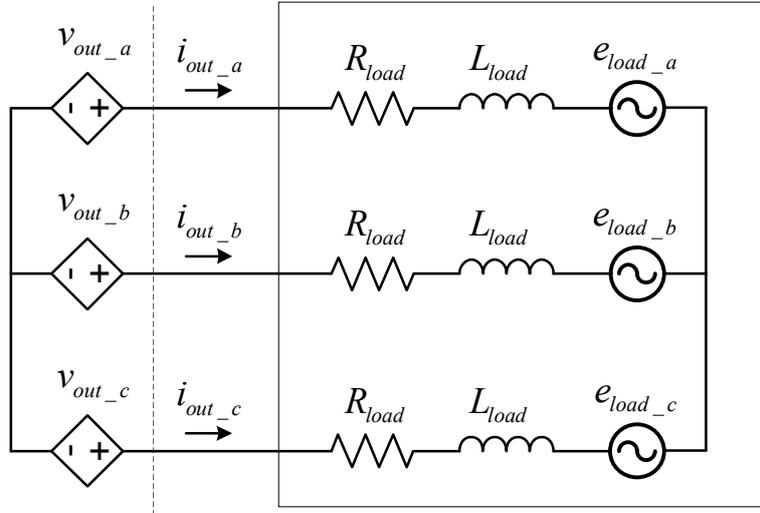


그림 3.43 3상 평형 부하 모델.

$$e_{load_a} = -E \sin(\omega_{load} t),$$

$$e_{load_b} = -E \sin\left(\omega_{load} t - \frac{2}{3}\pi\right), \quad (3-39)$$

$$e_{load_c} = -E \sin\left(\omega_{load} t + \frac{2}{3}\pi\right),$$

$$v_{out_a} = R_{load} i_{out_a} + L_{load} \frac{di_{out_a}}{dt} + e_{load_a},$$

$$v_{out_b} = R_{load} i_{out_b} + L_{load} \frac{di_{out_b}}{dt} + e_{load_b}, \quad (3-40)$$

$$v_{out_c} = R_{load} i_{out_c} + L_{load} \frac{di_{out_c}}{dt} + e_{load_c},$$

여기서 E 와 ω_{load} 는 부하 기전력의 크기와 각주파수를, R_{load} 과 L_{load} 는 각각 부하의 저항과 인덕턴스를 의미한다. 좌표 변환을 이용하여 전압식 (3-40)을 동기 d-q 좌표계로 변환하면 (3-41)과 같이 나타낼 수 있다 [55].

$$\begin{aligned} v_{out_d}^e &= R_{load}i_{out_d}^e + L_{load}\frac{di_{out_d}^e}{dt} - \omega_{load}L_{load}i_{out_q}^e + e_{load_d}^e, \\ v_{out_q}^e &= R_{load}i_{out_q}^e + L_{load}\frac{di_{out_q}^e}{dt} + \omega_{load}L_{load}i_{out_d}^e + e_{load_q}^e, \end{aligned} \quad (3-41)$$

여기서 $e_{load_d}^e$ 와 $e_{load_q}^e$ 는 동기 d-q 좌표계에서의 부하의 기전력을 의미하며, 그 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e_{load_d}^e &= 0, \\ e_{load_q}^e &= E. \end{aligned} \quad (3-42)$$

전력 변환 회로에서 부하로 전달되는 유효 전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p_{out} = \frac{3}{2}(e_{load_d}^e i_{out_d}^e + e_{load_q}^e i_{out_q}^e) = \frac{3}{2}e_{load_q}^e i_{out_q}^e = \frac{3}{2}E i_{out_q}^e. \quad (3-43)$$

유효 전력은 q 축 전류와만 관계가 있으며, d 축 전류는 유효 전력을 전달하는데 기여하지 못하므로 부하의 역률을 1로 하고자 할 때는 d축 전류를 영으로 제어한다.

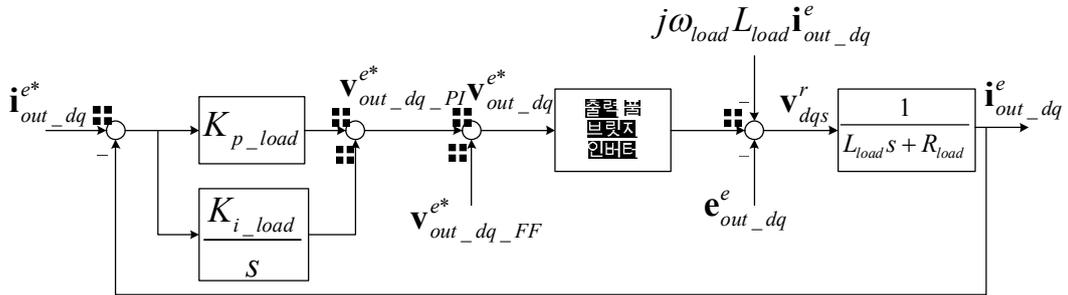


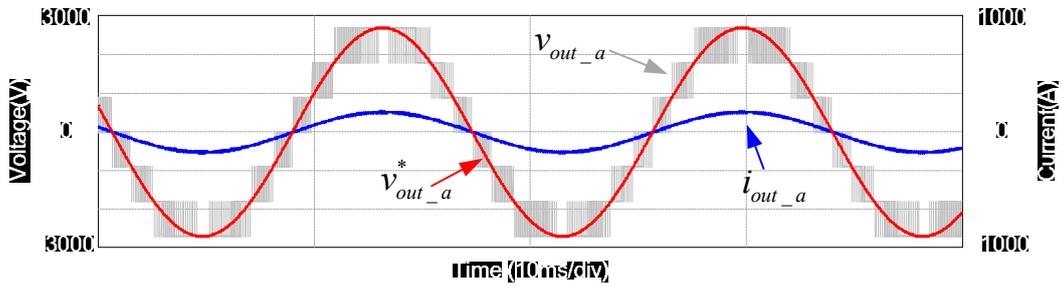
그림 3.44 부하 전류 제어기의 제어 구성도.

부하 전류는 동기 d-q 좌표계 상에서의 비례 적분 제어기를 이용하여 제어한다. 그림 3.44에 전류 제어기의 구조를 나타냈다. 동기 좌표계 d, q축 전류를 분리하여 각각의 비례 적분 제어기를 사용하며, 빠른 동특성(dynamic characteristic)을 위해 전향 보상(feed-forward)항을 사용한다. 그림 3.44에서 전향 보상항($v_{out_dq_ff}^{e*}$)은 부하의 기전력을 보상하며, 다음과 같이 주어진다.

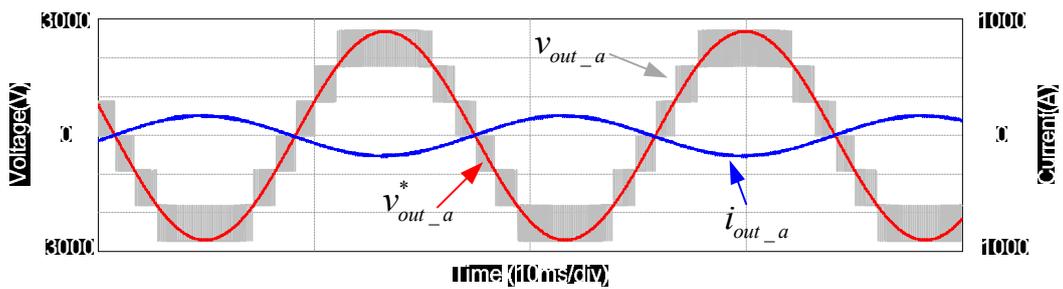
$$\begin{aligned}
 v_{out_d_FF}^{e*} &= -\omega_{load} L_{load} i_{out_q}^e, \\
 v_{out_q_FF}^{e*} &= \omega_{load} L_{load} i_{out_d}^e + E.
 \end{aligned} \tag{3-44}$$

출력 폴 브릿지 인버터의 동작을 확인하기 위해 수행한 모의 실험을 수행하였으며 모의 실험의 조건과 사용된 전력 변환 회로의 제정수는 표 3.1에 나타난 값을 사용하였다.

그림 3.45는 출력 폴 브릿지 인버터의 출력 전압 지령과 합성된 출력 전압, 그리고 제어되는 부하 전류를 나타낸다. 700 kW의 전력을 전원 계통으로부터 부하로 공급하거나, 반대로 부하에서 전원 계통으로 회생시키는 동작을 수행



(a)



(b)

그림 3.45 부하에 인가되는 전압과 전류 파형.

(a) 700kW 전력 공급 운전, (b) 700kW 회생 운전

하였다. 두 경우 모두 그림 3.44에 나타낸 전류 제어기를 이용하여 모두 부하의 역률을 1로 제어하였다. 이를 통해 제안된 출력 풀 브릿지 인버터의 원활한 동작을 확인할 수 있다.

3.3 고주파 전력 전달 부분 분석

본 절에서는 제안된 전력 변환 회로 중 고주파로 전력이 전달되는 부분에서 그 과정을 분석하였다. 전력 전달의 매개체로 이용되는 고주파 다권선 변압기

를 그림 3.34에 나타난 대로 포트간의 등가 인덕턴스로 변환하여 모델링 하고, 운전 조건에 따라 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 3상의 고주파 양방향 정류기들 사이에서 전달되는 전력을 계산하여 제어기 설계에 사용할 수 있도록 모델링한다.

3.3.1 고주파 다권선 변압기의 모델링(modeling)

제안된 전력 변환 회로의 고주파 전력 전달은 고주파 다권선 변압기를 통해 이루어지며, 식 (3-31)에서 설명하였듯이 서로 다른 포트간에 전달되는 전력량은 해당 포트간의 등가 누설 인덕턴스에 의한 영향을 받는다. 본 절에서는 제안된 전력 변환 회로에 사용되는 변압기를 모델링하여 이 등가 누설 인덕턴스를 구한다.

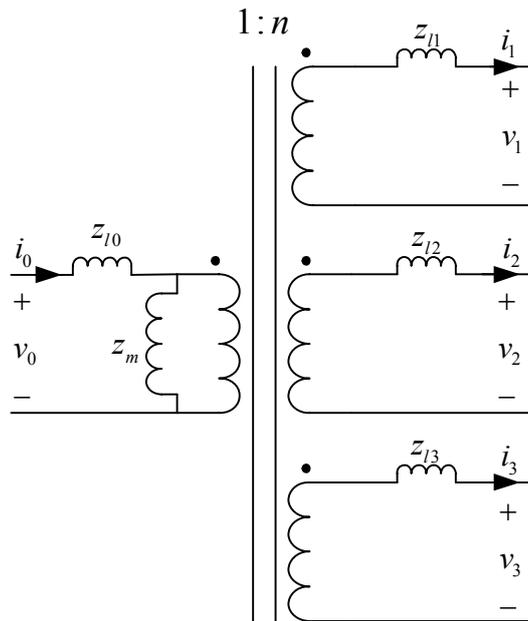


그림 3.46 제안된 전력 변환 회로에 사용되는 고주파 다권선 변압기 모델.

그림 3.46은 제안된 전력 변환 회로에 사용되는 고주파 다권선 변압기의 모델을 나타낸다. 이 변압기는 정현 변조 풀 브릿지 인버터에 연결되는 하나의 일차 권선과 고주파 양방향 정류기에 연결되는 세 개의 이차 권선을 가지고 있다. 그림 3.46에서 n 은 변압기의 일차측과 이차측 사이의 권선 비를 가리키고 $z_{lk}(x=0,1,2,3)$ 은 각 권선의 저항과 누설 인덕턴스를 합친 임피던스(impedance)를, z_m 은 자화 임피던스(magnetizing impedance)를 의미한다. 이 모델을 이용하여 고주파 변압기의 각 권선에 인가되는 전압과 전류의 관계를 변압기의 이차측 기준에서 바라보면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}\mathbf{I},$$

$$\mathbf{V} = [nv_0 \ v_1 \ v_2 \ v_3],$$

$$\mathbf{I} = \left[\frac{1}{n}i_0 \ i_1 \ i_2 \ i_3 \right],$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} n^2(z_m + z_{l0}) & n^2z_m & n^2z_m & n^2z_m \\ n^2z_m & n^2z_m + z_{l1} & n^2z_m & n^2z_m \\ n^2z_m & n^2z_m & n^2z_m + z_{l2} & n^2z_m \\ n^2z_m & n^2z_m & n^2z_m & n^2z_m + z_{l3} \end{bmatrix}, \quad (3-45)$$

여기서 \mathbf{V} 는 각 권선의 단자 전압으로 이루어진 벡터, \mathbf{I} 는 각 권선에 흐르는 전류로 이루어진 벡터이고, \mathbf{Z} 는 권선의 자기 임피던스(self-impedance)와 권선간의 상호 임피던스(mutual impedance)로 이루어진 임피던스 행렬(impedance matrix)이다. 식 (3-45)는 다음과 같이 변형될 수 있다.

$$\mathbf{I} = \mathbf{YV}, \mathbf{Y} = \mathbf{Z}^{-1}, \quad (3-46)$$

여기서 \mathbf{Y} 는 자기 어드미턴스(self-admittance)와 상호 어드미턴스(mutual admittance)로 이루어진 어드미턴스 행렬(admittance matrix)이다. 이 때 어드미턴스 행렬의 비대각항(non-diagonal element)은 (3-47)와 같이 각 노드(node)간의 어드미턴스의 음의 값을 가진다.

$$\mathbf{Y} = [\bar{y}_{ij}], i, j = 0..3 \quad (3-47)$$

$$\bar{y}_{ij} \Big|_{i \neq j} = -y_{ij},$$

여기서 y_{ij} 는 i, j 노드간의 어드미턴스를 나타낸다. 이 관계를 이용하여 그림 3.

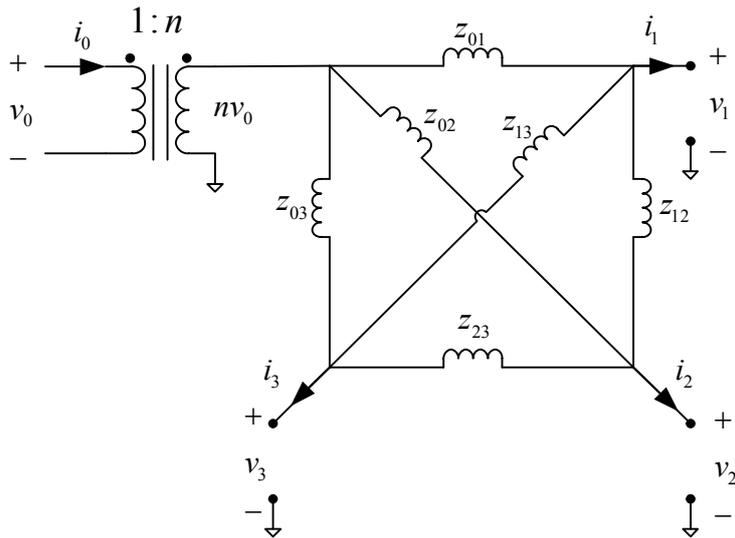


그림 3.47 제안된 전력 변환 회로에 사용되는 고주파 다권선 변압기의 캔틸레버 모델.

6에 나타낸 변압기의 모델을 그림 3.47의 캔틸레버 모델(cantilever model)로 변형할 수 있다 [47]. 여기서 변압기의 자화 임피던스는 매우 크다고 가정하고 무시하였으며 각 포트 간의 등가 임피던스는 (3-47)의 어드미턴스(y_{ij})의 역수로 계산하여 (3-48)에 나타내었다.

$$\begin{aligned}
 z_{01} &= \frac{n^2 z_{13} z_{10} z_{11} + n^2 z_{10} z_{12} z_{11} + n^2 z_{10} z_{13} z_{12} + z_{11} z_{12} z_{13}}{z_{13} z_{12}}, \\
 z_{02} &= \frac{n^2 z_{13} z_{10} z_{11} + n^2 z_{10} z_{12} z_{11} + n^2 z_{10} z_{13} z_{12} + z_{11} z_{12} z_{13}}{z_{11} z_{13}}, \\
 z_{03} &= \frac{n^2 z_{13} z_{10} z_{11} + n^2 z_{10} z_{12} z_{11} + n^2 z_{10} z_{13} z_{12} + z_{11} z_{12} z_{13}}{z_{11} z_{12}}, \\
 z_{12} &= \frac{n^2 z_{13} z_{10} z_{11} + n^2 z_{10} z_{12} z_{11} + n^2 z_{10} z_{13} z_{12} + z_{11} z_{12} z_{13}}{n^2 z_{10} z_{13}}, \\
 z_{13} &= \frac{n^2 z_{13} z_{10} z_{11} + n^2 z_{10} z_{12} z_{11} + n^2 z_{10} z_{13} z_{12} + z_{11} z_{12} z_{13}}{n^2 z_{10} z_{12}}, \\
 z_{23} &= \frac{n^2 z_{13} z_{10} z_{11} + n^2 z_{10} z_{12} z_{11} + n^2 z_{10} z_{13} z_{12} + z_{11} z_{12} z_{13}}{n^2 z_{10} z_{11}}, \tag{3-48}
 \end{aligned}$$

여기서 $z_{ij}(i, j=0,1,2,3)$ 는 그림 3.47에 나타낸 변압기의 캔틸레버 모델에서 각 포트간의 등가 임피던스를 나타낸다. 식 (3-48)에서 나타난 것처럼 각 포트간의 등가 임피던스는 고주파 다권선 변압기 각 권선의 누설 임피던스를 이용하여 계산할 수 있다. 그런데 제안된 전력 변환 회로에서는 3개의 고주파 다권선 변압기가 그림 3.48과 같이 연결되어 있다. 이 때 변압기의 자화 임피던스가 매우 커서 무시할 수 있다고 가정하였으며 권선의 저항을 무시하고 누설 인덕

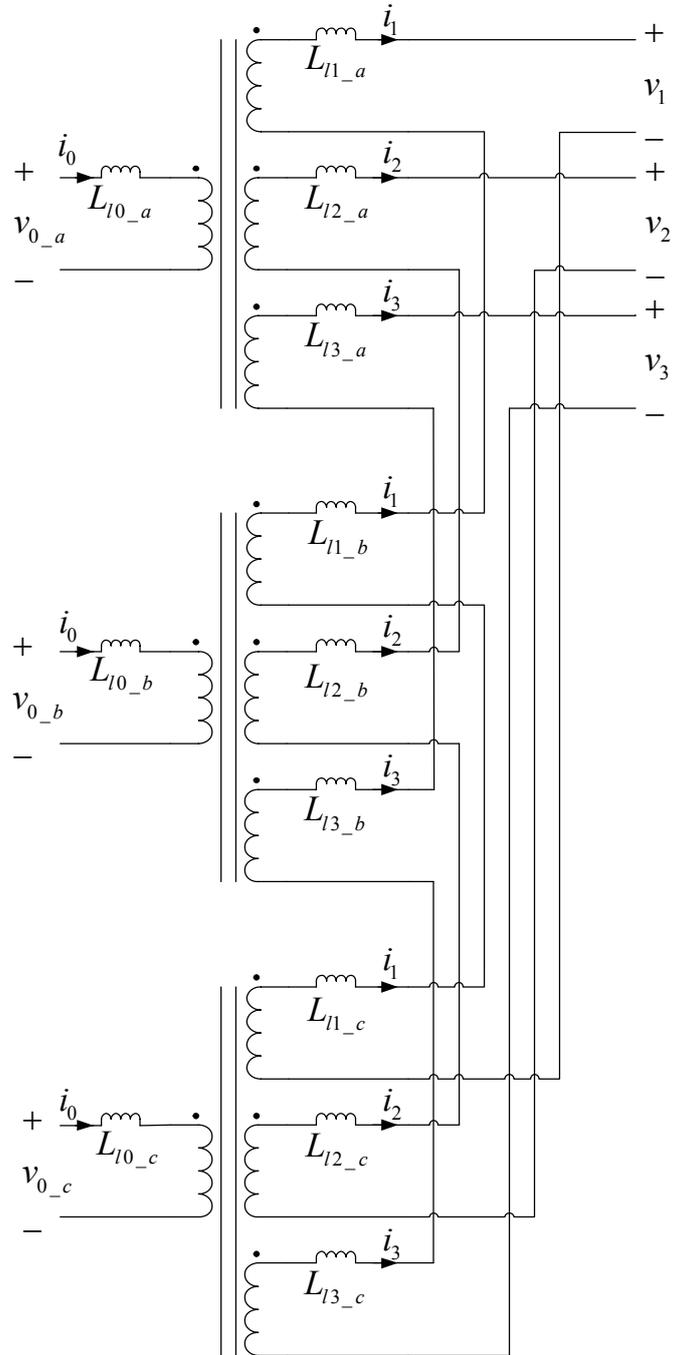


그림 3.48 제안된 전력 변환 회로에서의 고주파 다권선 변압기의 연결 구조.

턴스만 존재한다고 가정하였다. 따라서 (3-49)와 같이 각 포트간의 등가 임피던스를 나타낼 수 있다.

$$z_{ix_y} \approx \omega L_{ix_y}, \quad x = 0..3, \quad y = a, b, c \quad (3-49)$$

제안된 전력 변환 회로에서는 고주파 다권선 변압기의 이차 권선들이 서로 직렬로 연결되어 있기 때문에 3개의 변압기를 통합하여 그림 3.49와 같이 등가로 표현할 수 있다. 3개의 변압기의 각 권선이 직렬로 연결되어 있기 때문에 통합 변압기 모델의 누설 인덕턴스는 (3-50)과 같이 나타낼 수 있다.

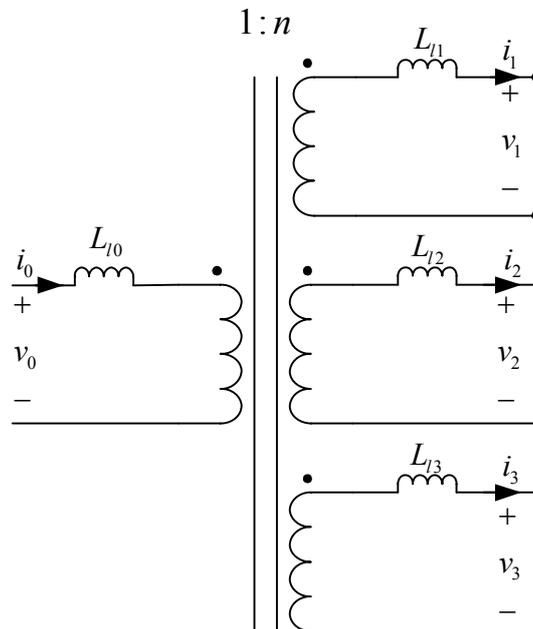


그림 3.49 제안된 전력 변환 회로에서의 3개의 고주파 다권선 변압기의 통합 등가 모델.

$$\begin{aligned}
L_{l0} &= L_{l0_a} + L_{l0_b} + L_{l0_c}, \\
L_{l1} &= L_{l1_a} + L_{l1_b} + L_{l1_c}, \\
L_{l2} &= L_{l2_a} + L_{l2_b} + L_{l2_c}, \\
L_{l3} &= L_{l3_a} + L_{l3_b} + L_{l3_c},
\end{aligned} \tag{3-50}$$

그리고 식 (3-50)을 (3-48)에 적용하면, 통합 변압기 모델을 캔틸레버 모델로 변환했을 때의 포트간의 등가 인덕턴스를 (3-51)과 같이 구할 수 있으며, 이 값을 고주파 전력 전달의 모델링에 이용한다.

$$\begin{aligned}
L_{01} &= \frac{n^2 L_{l3} L_{l0} L_{l1} + n^2 L_{l0} L_{l2} L_{l1} + n^2 L_{l0} L_{l3} L_{l2} + L_{l1} L_{l2} L_{l3}}{L_{l3} L_{l2}}, \\
L_{02} &= \frac{n^2 L_{l3} L_{l0} L_{l1} + n^2 L_{l0} L_{l2} L_{l1} + n^2 L_{l0} L_{l3} L_{l2} + L_{l1} L_{l2} L_{l3}}{L_{l1} L_{l3}}, \\
L_{03} &= \frac{n^2 L_{l3} L_{l0} L_{l1} + n^2 L_{l0} L_{l2} L_{l1} + n^2 L_{l0} L_{l3} L_{l2} + L_{l1} L_{l2} L_{l3}}{L_{l1} L_{l2}}, \\
L_{12} &= \frac{n^2 L_{l3} L_{l0} L_{l1} + n^2 L_{l0} L_{l2} L_{l1} + n^2 L_{l0} L_{l3} L_{l2} + L_{l1} L_{l2} L_{l3}}{n^2 L_{l0} L_{l3}}, \\
L_{13} &= \frac{n^2 L_{l3} L_{l0} L_{l1} + n^2 L_{l0} L_{l2} L_{l1} + n^2 L_{l0} L_{l3} L_{l2} + L_{l1} L_{l2} L_{l3}}{n^2 L_{l0} L_{l2}}, \\
L_{23} &= \frac{n^2 L_{l3} L_{l0} L_{l1} + n^2 L_{l0} L_{l2} L_{l1} + n^2 L_{l0} L_{l3} L_{l2} + L_{l1} L_{l2} L_{l3}}{n^2 L_{l0} L_{l1}},
\end{aligned} \tag{3-51}$$

3.3.2 고주파 전력 전달 모델링

식 (3-51)로 계산된 각 포트간의 등가 인덕턴스는 그림 3.34에 나타난 고주

과 전력 전달 부분의 등가 모델에 이용된다. 식 (3-31)에서 이 등가 인덕턴스를 이용하여 각 포트간에 전달되는 전력을 근사하여 나타내었다. 그러나 (3-31)은 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 중 기본파 성분만을 고려했을 때의 결과이며, 실제로 전달되는 전력은 이와 차이가 있다. 본 절에서는 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 동작을 통해 각 포트간에 전달되는 전력을 정확히 계산하고, 제어기 설계에 사용할 수 있도록 모델링한다.

먼저 식 (3-31)에서 나타낸, 근사화된 각 포트간의 전력 전달식의 계산 과정을 살펴본다. 그림 3.50은 두 개의 전압원이 인덕턴스를 통해 연결된 모델을 나타낸다. 그림의 왼쪽과 오른쪽 전압원, 그리고 두 전압원 사이에 흐르는 전류를 각각 (3-52), (3-53), (3-54)와 같이 페이저(phasor)로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{V}_1 = |\mathbf{V}_1| \angle 0, \quad (3-52)$$

$$\mathbf{V}_2 = |\mathbf{V}_2| \angle \phi, \quad (3-53)$$

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{V}_1 - \mathbf{V}_2}{jX}, \quad (3-54)$$

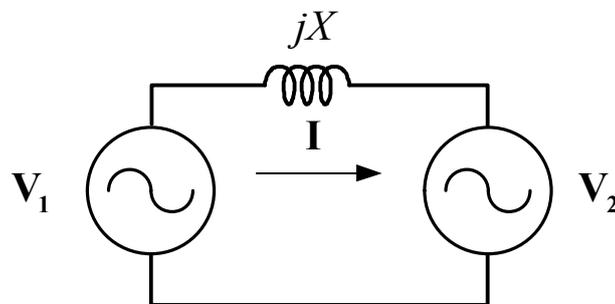


그림 3.50 두 개의 전압원 간의 전력 전달 모델.

여기서 V_1, V_2 는 전압원의 기본파의 실효값, ϕ 는 두 전압원 간의 위상 천이각, X 는 리액턴스의 크기를 나타낸다. 이 때 왼쪽의 전압원에서 오른쪽의 전압원으로 전달되는 전력은 다음과 같이 계산된다.

$$P_{12} = \text{Re}\{\mathbf{V}_1 \mathbf{I}^*\} = \text{Re}\left\{\mathbf{V}_1 \left(\frac{\mathbf{V}_1 - \mathbf{V}_2}{jX}\right)^*\right\} = \text{Re}\left\{j \frac{|V_1|^2}{X} - j \frac{|V_1||V_2|}{X} \angle \phi\right\} = \frac{|V_1||V_2|}{X} \sin \phi. \quad (3-55)$$

이 식을 통해 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 중 기본파 성분만을 고려한 전달 전력은 (3-31)과 같이 근사될 수 있다. 식 (3-31)을 살펴보면, 두 전압원 간에 전달되는 전력은 각 전압원의 출력 전압의 크기에 비례하고, 전압원 사이의 인덕턴스에 반비례하며, 두 전압원 사이의 위상차에 따라 달라진다. 전달되는 전력이 위상차의 정현 함수에 비례하기 때문에, 위상차가 90° 를 초과하는 경우에는 전달되는 전력이 줄어들고, 따라서 위상차가 90° 가 넘어가지 않는 영역만 사용한다. 특히 위상차가 매우 작을 때는 전달되는 전력을 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$P_{12} \approx \frac{|V_1||V_2|}{X} \phi \quad (3-56)$$

고주파 전력 전달은 그림 3.34에 나타낸 것과 같이 4개의 포트 사이에서 이루어진다. 4개의 포트는 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터를 나타낸 부분(포트 0)과 a, b, c 상의 고주파 양방향 정류기를 나타낸 부분(포트 1, 포트 2, 포트 3)을 나타낸다. 각 상의 고주파 양방향 정류기가 분리된 포트에 표현되는 것

과 달리 3상의 정현 변조 풀 브릿지는 하나로 합쳐져서 표현되는 것은 제안된 전력 변환 회로의 연결 구조에 기인한다. 고주파 다권선 변압기의 이차 권선들이 직렬로 연결되어 있기 때문에 각 상의 고주파 양방향 정류기의 관점에서 봤을 때는 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 직렬로 연결되어 보이고, 따라서 포트 0에서 전달되는 전력은 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합으로 이루어진 전압원에서 출력된다고 생각할 수 있다. 그러나 정확한 분석을 위해서 그림 3.51과 같이 3상의 정현 변조 풀 브릿지를 분리하여 생각한다.

그림 3.51에서 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 3상이 분리되어 직렬로 연결된 구조를 가지고 있다. 각각의 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양

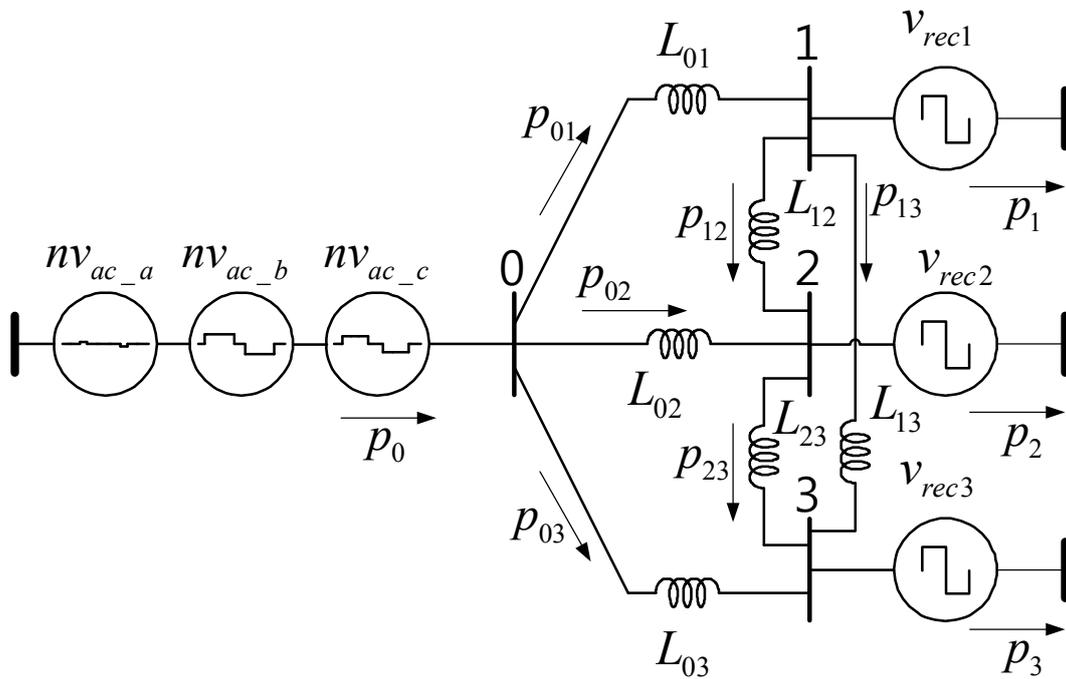


그림 3.51 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 연결 개념도

방향 정류기 간의 전력 전달은 각 부분의 출력 전압과 그 사이의 등가 인덕턴스를 이용하여 계산할 수 있다. 이 때 각 부분의 전력 전달은 서로 독립적으로 생각할 수 있다. 예를 들어, a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 a상 고주파 양방향 정류기 간의 전력 전달은 각각의 출력 전압(v_{ac_a} 와 v_{rec_a})과 그 사이의 인덕턴스(L_{0l})에 의해 정해지며, 다른 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터나 다른 상의 고주파 양방향 정류기의 출력 전압의 영향을 받지 않는다.

각 포트간의 전력 전달에는 두 가지 유형이 있다. 하나는 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전력 전달이며, 다른 하나는 고주파 양방향 정류기 사이의 전력 전달이다. 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터 간의 출력 전압(v_{ac_a} , v_{ac_b} , v_{ac_c})의 위상은 동일하기 때문에 각 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터 간에는 유효 전력이 전달되지 않는다.

먼저 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전력 전달에 대해 설명한다. 인덕턴스를 사이에 두고 연결된 두 개의 전압원 사이에서 전달되는 전력은 (3-56)에서 나타낸 것처럼 각 전압원의 기본파의 크기와 두 전압원 사이의 위상각으로 근사화되며, 제어를 위해 사용되는 전력 전달 모델로 사용하기 위해서도 이 같은 간단한 형태가 좋다. 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 사이의 전력 전달도 이 같은 형태로 근사할 수 있다. 각 상의 출력 전압의 스위칭 주파수의 기본파만 고려하면 식 (3-36)에 나타낸 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압을 (3-57)과 같이 근사하여 나타낼 수 있다. 이 식은 변압기의 권선 비를 $n = \frac{2}{3}$ 으로 설정했을 때의 변압기 일차측 전압을 이차측으로 환산한 형태이며, 이하의 분석에서 계속 이 값을 적용하였다. 고주파 양방향 정류기의 출력 전압의 기본파 성분은 (3-58)로 나

타내어진다.

$$v_{ac_a} = \frac{8mV}{3\pi} \sin(\omega_e t - \gamma) \sin(\omega_e t) \cos(\omega t),$$

$$v_{ac_b} = \frac{8mV}{3\pi} \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \cos(\omega t), \quad (3-57)$$

$$v_{ac_c} = \frac{8mV}{3\pi} \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \cos(\omega t),$$

$$v_{rec} = \frac{4V}{\pi} \cos(\omega t - \phi), \quad (3-58)$$

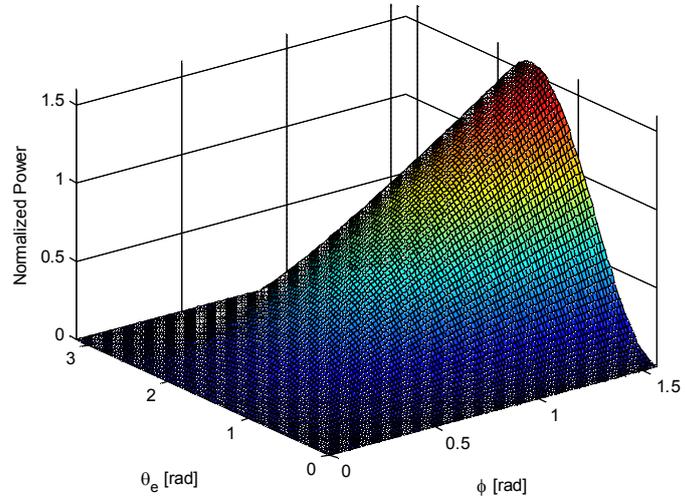
여기서 ω 는 스위칭 주파수를 나타낸다. 식 (3-57), (3-58)을 (3-56)과 같은 형태로 적용하면 각각의 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 한 상의 고주파 양방향 정류기 사이의 전달되는 전력을 다음과 같이 근사하여 나타낼 수 있다.

$$p_{a_fund} = \frac{16mV^2}{3\pi^2 \omega L} \sin(\omega_e t - \gamma) \sin(\omega_e t) \phi,$$

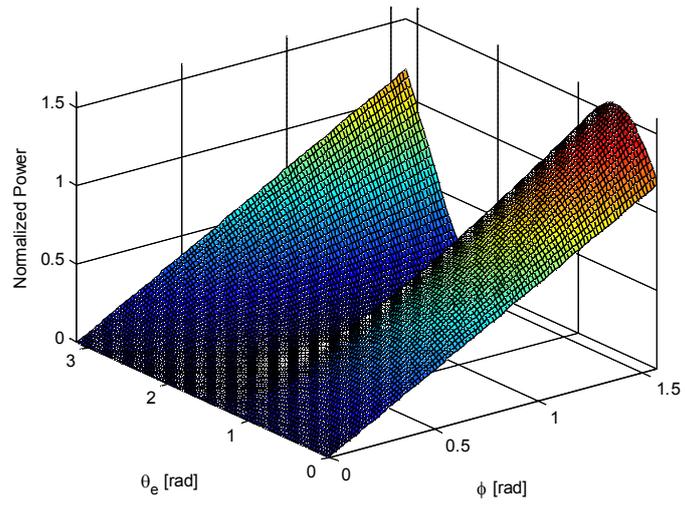
$$p_{b_fund} = \frac{16mV^2}{3\pi^2 \omega L} \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \phi, \quad (3-59)$$

$$p_{c_fund} = \frac{16mV^2}{3\pi^2 \omega L} \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \phi.$$

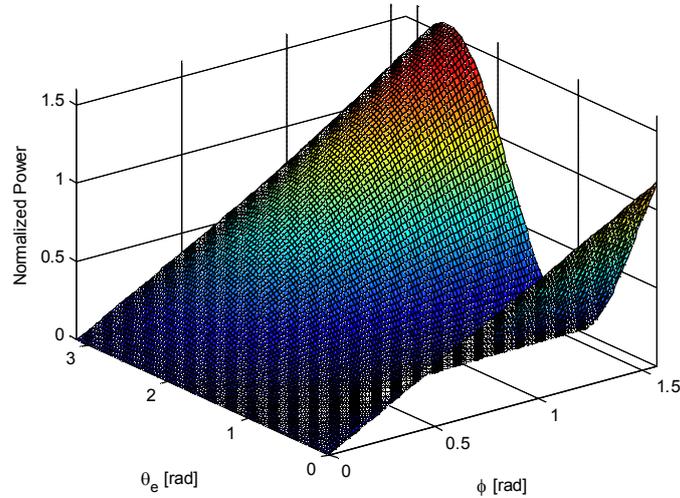
그리고 각각의 정현 변조 풀 브릿지 인버터에서 전달하는 고주파 양방향 정류기로 전달되는 전력이 식 (3-59)와 같다면 3상의 전달 전력의 합은 (3-60)과 같이 일정한 값으로 유지되어 (3-32)의 조건을 만족시킨다.



(a)



(b)



(c)

그림 3.52 기본파만 고려했을 때 전력 공급 운전 시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간에 전달되는 평균 전력의 형태.

- (a) a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (b) b상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (c) c상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력

$$P_{sum_fund} = P_{a_fund} + P_{b_fund} + P_{c_fund} = \frac{8mV^2}{\pi^2 \omega L} \cos(\gamma) \phi, \quad (3-60)$$

결국 (3-59)가 3.2.2에서 설명한 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 합성을 통해 얻고자 했던 전력 전달 형태라고 할 수 있다. 그림 3.52에 (3-59)로 표현된 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전력 전달 형태를 나타내었다. 역률각이 0일 때 전원 계통의

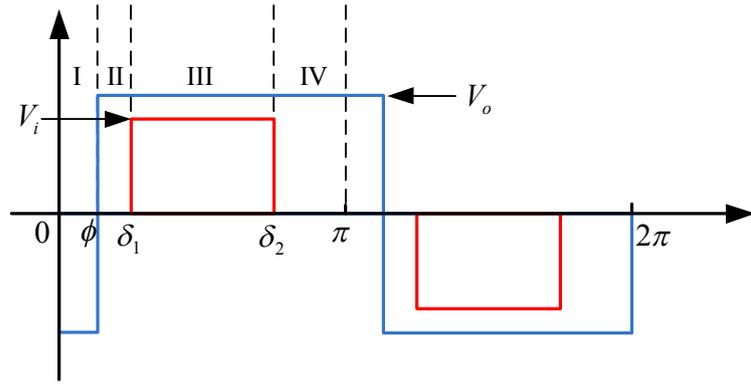
위상각과 위상 천이각에 따른 평균 전달 전력을 정현 변조 지수가 1 일 때의 (3-59)의 계수를 기저(base)값으로 삼아 ($P_b \equiv \frac{16V^2}{3\pi^2\omega L}$) 정규화(normalized)하여 내었다.

그림 3.52를 살펴 보면 각 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 사이에 전달되는 전력의 스위칭 주파수 기본파에 관한 전력 전달 형태는 각각의 출력 전압 간의 위상 천이각에 비례하면서 전원 계통의 위상각에 따라 크기가 변동하는 양상을 보인다. 그러나 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압에는 스위칭 주파수의 외에도 다른 고조파 성분이 포함되어 있어 둘 사이에서 실제로 전달되는 전력은 (3-59)와는 다르다. 실제 전달 전력은 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압의 관계를 통해 구할 수 있다. 먼저 정현 변조 풀 브릿지 인버터에서 고주파 양방향 정류기로 전력을 공급하는 경우에 대해 살펴본다.

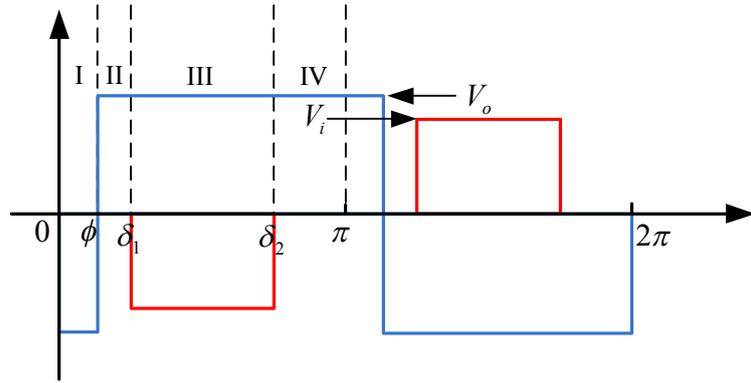
그림 3.53은 전력 공급 운전시의 변압기의 이차측에서 바라본 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압의 형태를 나타낸다. 정현 변조 풀 브릿지의 출력 전압의 크기는 (3-2)에 나타낸 일차측 직류단 전압에 의해 정해지며, 고주파 양방향 정류기의 출력 전압은 출력측 직류단 전압의 크기와 같다. 이 때 출력측 직류단 전압은 입력측 직류단 전압의 최대값과 같도록 제어되고 있다고 가정한다.

$$V_i = nV |\sin(\omega_e t)|, \quad n = \frac{2}{3}, \quad (3-61)$$

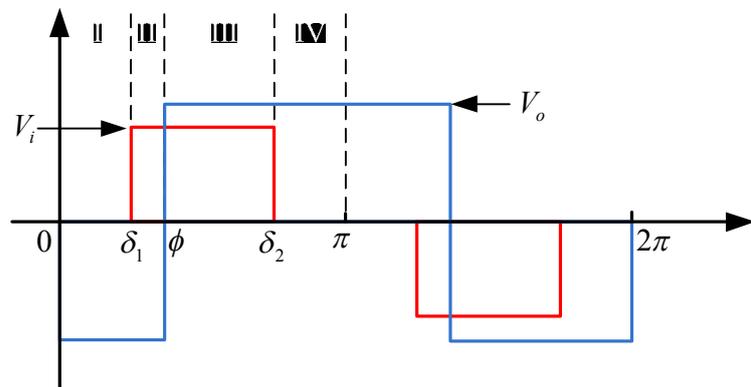
$$V_o = V_{dc_out} = V, \quad (3-62)$$



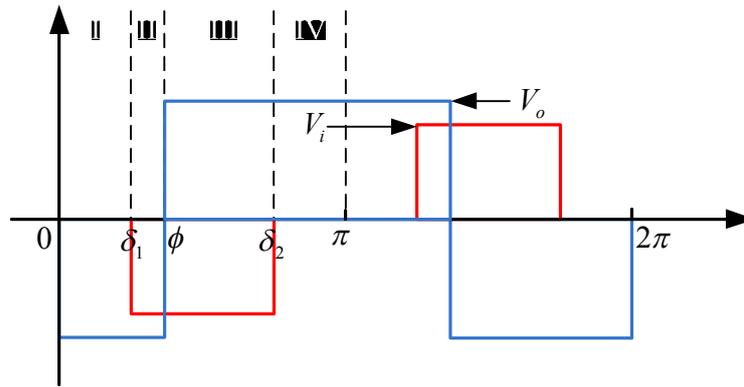
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 3.53 전력 공급 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 파형.

(a) 운전 조건(operating condition) 1, (b) 운전 조건 2, (c) 운전 조건 3, (d) 운전 조건 4

여기서 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압의 크기(V_i)는 a상의 경우를 나타낸 것이며, b상과 c상의 경우는 (3-61)과 각각 $-\frac{2}{3}\pi$, $+\frac{2}{3}\pi$ 씩 위상 차이를 가진다. 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압의 통류율은 (3-28)에 주어졌던 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 변조 함수에 의해 정해지고, 고주파 양방향 정류기의 출력 전압은 통류율 50%인 구형파의 형태를 띤다.

그림 3.53에서 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력에 유효 전압이 인가되기 시작하는 시점을 δ_1 , 유효 전압의 인가가 끝나는 시점을 δ_2 로 정의하며, ϕ 는 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 간의 위상 천이각을 의미한다. δ_1 과 δ_2 는 (3-28)에 주어졌던 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 변조 함수에 의해 정해지며 a 상의 경우 (3-63), (3-64)으로 나

타낼 수 있고, b 상과 c 상의 경우는 이와 각각 $-\frac{2}{3}\pi$, $+\frac{2}{3}\pi$ 씩 위상 차이를 가진다.

$$\delta_1 = \frac{\pi}{2} \left(1 - m \left| \text{sign}(\sin \theta_e) \sin(\theta_e - \gamma) \right| \right), \quad (3-63)$$

$$\delta_2 = \frac{\pi}{2} \left(1 + m \left| \text{sign}(\sin \theta_e) \sin(\theta_e - \gamma) \right| \right). \quad (3-64)$$

정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전력 전달은 각각의 출력 전압과 그 사이에 흐르는 전류에 의해 계산된다. 그림 3.53을 보면, 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 모두 그 출력 전압이 스위칭 반주기 동안에 대해 대칭(symmetric) 구조를 가지고 있으므로, 절반의 스위칭 주기 동안의 전류, 전압은 나머지 절반의 스위칭 주기 동안 부호만 바뀌어 반복된다. 따라서 절반의 스위칭 주기 동안에 전달되는 평균 전력은 전체 스위칭 주기 동안의 평균 전력과 동일하다.

전달되는 전력의 분석을 위해 따라 네 가지 운전 조건으로 나누어 분석한다. 그림 3.53 (a), (b)는 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압의 유효 출력 구간이 고주파 양방향 정류기의 출력 전압의 부호가 변하지 않는 구간 내부에 있는 경우를 나타낸다. 그 중 그림 3.53 (a)는 (3-28)에서 나타낸 정현 변조 함수의 부호가 양인 경우를, 그림 3.53 (b)는 그 부호가 음인 경우를 나타낸다. 정현 변조 함수에서 영이 아닌 역률각을 선정하면, 순시적으로 정현 변조 함수가 음인 경우가 존재하며, 정현 변조 풀 브릿지의 유효 출력 전압이 음의 값을 가진다. 이것은 단상에서 역률이 1이 아닐 때 순시적으로 평균 전력의 전

달 방향과 다른 방향으로 전달되는 구간에 해당된다고 볼 수 있으며 이 구간에서는 순전력이 고주파 양방향 정류기에서 정현 변조 풀 브릿지 인버터로 전달된다.

그림 3.43 (c), (d) 는 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압의 유효 출력 구간에서 고주파 양방향 정류기의 출력 전압의 부호가 변하는 경우를 나타내며, 각각 정현 변조 함수의 부호가 양, 음인 경우에 대응된다. 각 운전조건은 다음과 같은 식으로 구분된다.

$$\begin{aligned}
 \phi \leq \delta_1, 0 \leq g_{ac_a} &: \text{운전 조건 1} \\
 \phi \leq \delta_1, 0 > g_{ac_a} &: \text{운전 조건 2} \\
 \phi \geq \delta_1, 0 \leq g_{ac_a} &: \text{운전 조건 3} \\
 \phi \geq \delta_1, 0 > g_{ac_a} &: \text{운전 조건 4}
 \end{aligned} \tag{3-65}$$

먼저 운전 조건 1의 경우에 대해 분석한다. 운전 조건 1은 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압에 따라 그림 3.43 (a)에 나타난 것과 같이 4가지 모드(mode)로 구분되며, 각 모드에서의 전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$(1) \text{ 모드 I } (0 \leq \theta < \phi)$$

$$i(\theta) = \frac{V_o}{\omega L} \theta + i_0 \tag{3-66}$$

$$(2) \text{ 모드 II } (\phi \leq \theta < \delta_1)$$

$$i(\theta) = -\frac{V_o}{\omega L}(\theta - \phi) + i_\phi \quad (3-67)$$

(3) 모드 III ($\delta_1 \leq \theta < \delta_2$)

$$i(\theta) = \frac{V_i - V_o}{\omega L}(\theta - \delta_1) + i_{\delta_1} \quad (3-68)$$

(4) 모드 IV ($\delta_2 \leq \theta < \pi$)

$$i(\theta) = -\frac{V_o}{\omega L}(\theta - \delta_2) + i_{\delta_2} \quad (3-69)$$

위에서 구한 각 모드에서의 전류는 모드가 변경되는 구간에서 모두 연속적이어야 하고, 스위칭 반 주기 동안 전류는 대칭이 되므로 다음과 같은 조건을 만족한다.

$$i_\pi = -i_0 \quad (3-70)$$

위에서 구한 (3-66)-(3-69)를 이용하면 각 모드가 변경되는 시점의 전류를 (3-71)-(3-74)와 같이 구할 수 있으며, 전달되는 평균 전력은 (3-75)와 같이 구할 수 있다.

$$i_0 = -\frac{1}{6} \frac{V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 6\phi - 3\pi)}{\omega L}, \quad (3-71)$$

$$i_\phi = -\frac{1}{6} \frac{V\pi(2m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) - 3)}{\omega L}, \quad (3-72)$$

$$i_{\delta_1} = -\frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e)) - 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) - 6\phi), \quad (3-73)$$

$$i_{\delta_2} = \frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e)) - 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) + 6\phi), \quad (3-74)$$

$$P = \frac{V_i}{\pi} \frac{1}{2} ((i_{\delta_1} + i_{\delta_2})(\delta_2 - \delta_1)) = \frac{2}{3} \frac{V^2 \phi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e)}{\omega L}. \quad (3-75)$$

운전 조건 2도 4가지 모드로 구분된다. 각 모드에서의 전류는 다음과 같이 나타내어진다.

(1) 모드 I ($0 \leq \theta < \phi$)

$$i(\theta) = \frac{V_o}{\omega L} \theta + i_0 \quad (3-76)$$

(2) 모드 II ($\phi \leq \theta < \delta_1$)

$$i(\theta) = -\frac{V_o}{\omega L} (\theta - \phi) + i_\phi \quad (3-77)$$

(3) 모드 III ($\delta_1 \leq \theta < \delta_2$)

$$i(\theta) = -\frac{V_i + V_o}{\omega L} (\theta - \delta_1) + i_{\delta_1} \quad (3-78)$$

(4) 모드 IV ($\delta_2 \leq \theta < \pi$)

$$i(\theta) = -\frac{V_o}{\omega L} (\theta - \delta_2) + i_{\delta_2} \quad (3-79)$$

모드 1과 마찬가지로 각 모드가 변경되는 시점의 전류를 구하여 아래 식에

나타냈다. 일부 시점의 전류는 모드 1의 경우와 동일한 식으로 나타내어지며, 전달되는 평균 전력도 동일하다.

$$i_0 = -\frac{1}{6} \frac{V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 6\phi - 3\pi)}{\omega L}, \quad (3-71)$$

$$i_\phi = -\frac{1}{6} \frac{V\pi(2m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) - 3)}{\omega L}, \quad (3-72)$$

$$i_{\delta_1} = -\frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e)) + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) - 6\phi), \quad (3-80)$$

$$i_{\delta_2} = \frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e)) + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) + 6\phi), \quad (3-81)$$

$$P = -\frac{V_i}{\pi} \frac{1}{2} ((i_{\delta_1} + i_{\delta_2})(\delta_2 - \delta_1)) = \frac{2}{3} \frac{V^2 \phi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e)}{\omega L}. \quad (3-75)$$

운전 조건 3도 4가지 모드로 구분되며, 각 모드에서의 전류는 다음과 같이 나타내어진다.

(1) 모드 I ($0 \leq \theta < \delta_1$)

$$i(\theta) = \frac{V_o}{\omega L} \theta + i_0 \quad (3-82)$$

(2) 모드 II ($\delta_1 \leq \theta < \phi$)

$$i(\theta) = \frac{V_i + V_o}{\omega L} (\theta - \delta_1) + i_{\delta_1} \quad (3-83)$$

(3) 모드 III ($\phi \leq \theta < \delta_2$)

$$i(\theta) = \frac{V_i - V_o}{\omega L} (\theta - \phi) + i_\phi \quad (3-84)$$

(4) 모드 IV ($\delta_2 \leq \theta < \pi$)

$$i(\theta) = -\frac{V_o}{\omega L}(\theta - \delta_2) + i_{\delta_2} \quad (3-85)$$

각 모드가 변경되는 시점의 전류를 (3-86)-(3-89)와 같이 구할 수 있으며, 전달되는 평균 전력은 (3-90)과 같이 구할 수 있다.

$$i_0 = -\frac{1}{6} \frac{V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 6\phi - 3\pi)}{\omega L}, \quad (3-86)$$

$$i_{\delta_1} = -\frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) + 6\phi - 6\pi)), \quad (3-87)$$

$$i_\phi = -\frac{1}{6} \frac{V(2|\sin(\theta_e)|\pi - 4|\sin(\theta_e)|\phi - 3\pi)}{\omega L}, \quad (3-88)$$

$$i_{\delta_2} = -\frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(-2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) - 6\phi)), \quad (3-89)$$

$$\begin{aligned} P &= \frac{V_i}{\pi} \frac{1}{2} ((i_{\delta_1} + i_\phi)(\phi - \delta_1) + (i_\phi + i_{\delta_2})(\delta_2 - \phi)) \\ &= \frac{V^2 |\sin(\theta_e)|}{6\pi\omega L} \left\{ 2\pi^2 m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) - \pi^2 m^2 (\cos(\theta_e - \gamma)^2 - 1) - 4\phi^2 + 4\phi\pi - \pi^2 \right\}. \end{aligned} \quad (3-90)$$

운전 조건 4도 4가지 모드로 구분되며, 각 모드에서의 전류는 다음과 같이 나타내어진다.

(1) 모드 I ($0 \leq \theta < \delta_1$)

$$i(\theta) = \frac{V_o}{\omega L} \theta + i_0 \quad (3-91)$$

(2) 모드 II ($\delta_1 \leq \theta < \phi$)

$$i(\theta) = \frac{-V_i + V_o}{\omega L}(\theta - \delta_1) + i_{\delta_1} \quad (3-92)$$

(3) 모드 III ($\phi \leq \theta < \delta_2$)

$$i(\theta) = -\frac{V_i + V_o}{\omega L}(\theta - \phi) + i_{\phi} \quad (3-93)$$

(4) 모드 IV ($\delta_2 \leq \theta < \pi$)

$$i(\theta) = -\frac{V_o}{\omega L}(\theta - \delta_2) + i_{\delta_2} \quad (3-94)$$

각 모드가 변경되는 시점의 전류를 아래에 나타냈다. 일부 시점의 전류는 모드 3의 경우와 동일한 식으로 나타내어지며, 전달되는 평균 전력은 (3-98)과 같이 구할 수 있다.

$$i_0 = -\frac{1}{6} \frac{V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 6\phi - 3\pi)}{\omega L}, \quad (3-86)$$

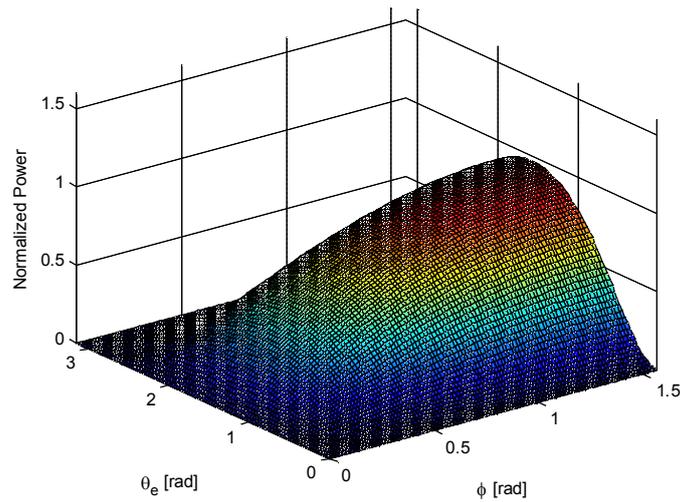
$$i_{\delta_1} = \frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(-2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) + 6\phi - 6\pi)), \quad (3-95)$$

$$i_{\phi} = \frac{1}{6} \frac{V(2|\sin(\theta_e)|\pi - 4|\sin(\theta_e)|\phi + 3\pi)}{\omega L}, \quad (3-96)$$

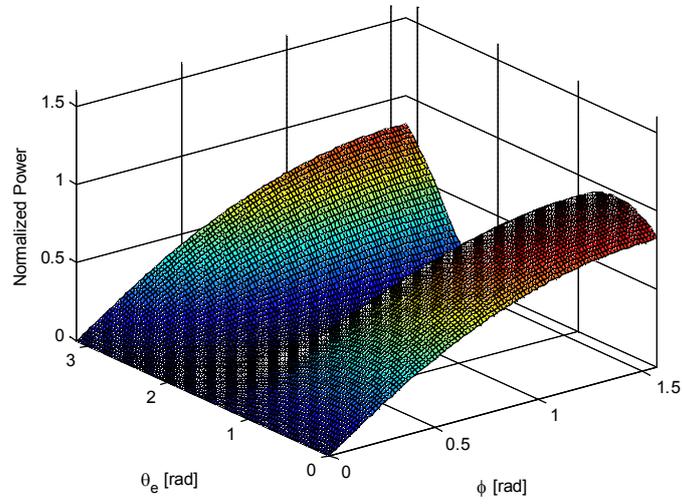
$$i_{\delta_2} = \frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) + 6\phi)), \quad (3-97)$$

$$\begin{aligned}
P &= -\frac{V_i}{\pi} \frac{1}{2} ((i_{\delta_1} + i_{\phi})(\phi - \delta_1) + (i_{\phi} + i_{\delta_2})(\delta_2 - \phi)) \\
&= -\frac{V^2 |\sin(\theta_e)|}{6\pi\omega L} \left\{ -2\pi^2 m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) - \pi^2 m^2 (\cos(\theta_e - \gamma)^2 - 1) - 4\phi^2 + 4\phi\pi - \pi^2 \right\}.
\end{aligned}
\tag{3-98}$$

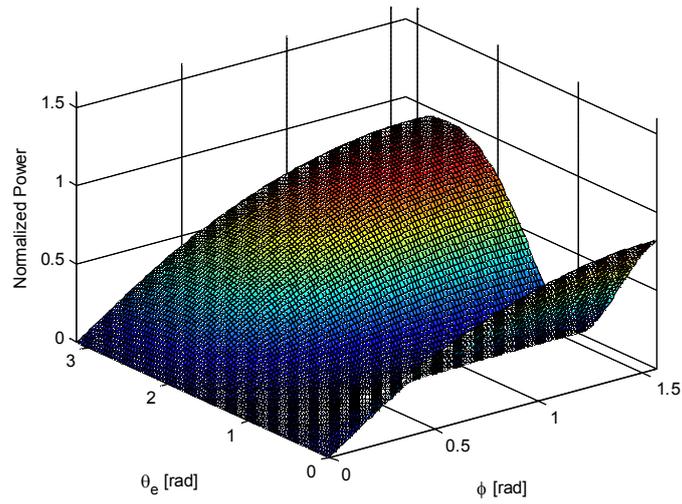
운전 모드에 따라서 (3-75), (3-90), (3-98)을 이용하면 a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기간에 전달되는 평균 전력을 구할 수 있으며 b 상, c 상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기간에 전달되는 전력은 a 상의 전달 전력과 각각 $-\frac{2}{3}\pi$, $+\frac{2}{3}\pi$ 씩의 위상 차이를 가진다. 그림 3.54에 전력 공급 운전 시의 3상의 전원 계통의 위상각과 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기간의 위상 천이각에 따른 평균 전력을 나타



(a)



(b)



(c)

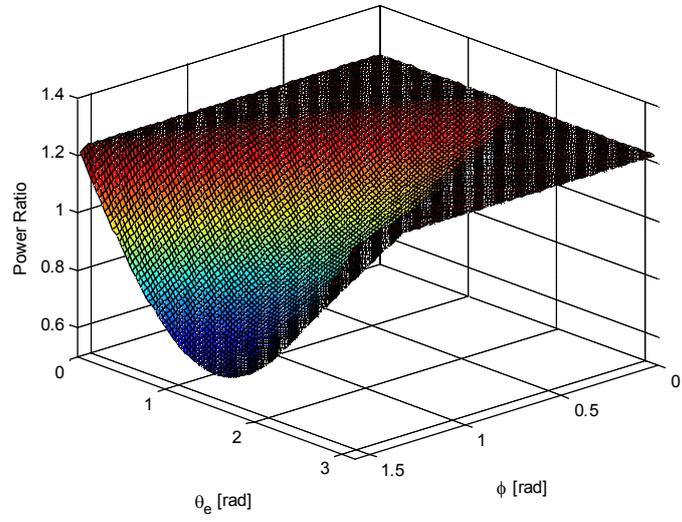
그림 3.54 전력 공급 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간에 전달되는 평균 전력 ($m=1, \gamma=0$).

- (a) a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (b) b상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (c) c상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력.

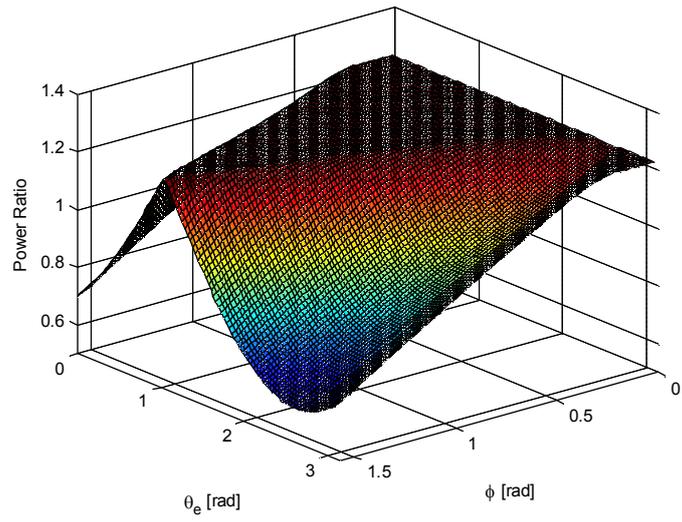
내었다. 정현 변조 지수(m)는 1, 역률각은 0으로 선정하였으며 (3-75), (3-90), (3-98)로 계산된 전력을 P_b 로 정규화하여 나타내었다.

그림 3.54에서 각 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 사이에 전달되는 평균 전력은 각각의 출력 전압 간의 위상 천이각이 증가할수록 커지며, 전원 계통의 위상각에 따라 전달되는 전력의 크기가 변동한다. 이것은 그림 3.52에 나타낸 스위칭 주파수 기본파 성분만 고려한 전력 전달과 그 경향은 유사하나 완전히 일치하지는 않는다. 이를 자세히 알아보기 위해 그림 3.55에 (3-75), (3-90), (3-98)로 계산된 실제 전달 전력과 (3-59)로 계산된 기본파만 고려했을 때의 전력의 비(ratio)를 나타내었다.

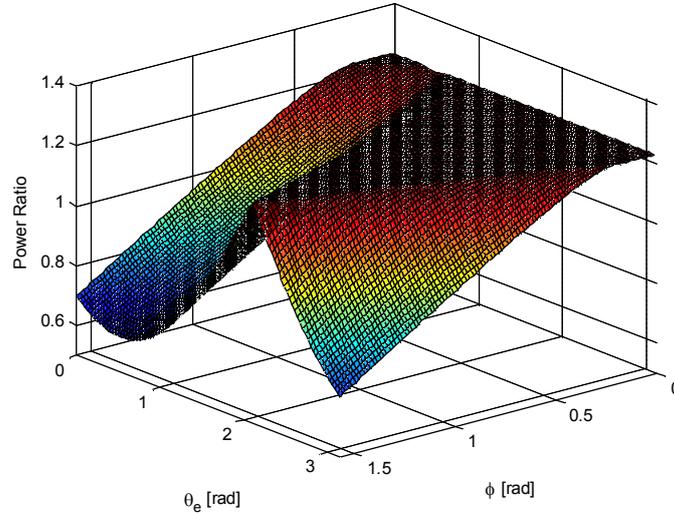
그림 3.55를 살펴보면, 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 사이에 실제 전달되는 전력과 기본파만을 고려한 전달 전력의 비는 전원 계통의 위상각과 출력 전압간의 위상 천이각에 따라 달라진다. 이는 운전 조건에 따라 전달되는 전력이 달라지기 때문에 나타나는 현상이다. 운전 조건 1, 운전 조건 2에서의 전달 전력식 (3-75)는 전달 전력식 (3-59)와 그 계수만 다르고 동일한 형태를 가진다. 그리고 식 (3-75)의 계수 $\frac{2V^2m}{3\omega L}$ 는 (3-59)의 계수인 P_b 보다 크기 때문에 기본파만 고려한 경우보다 더 큰 전력을 전달할 수 있다. 이러한 전력 전달 크기의 증가는 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 중 기본파 이외의 성분들이 전달되는 전력에 기여하면서



(a)



(b)



(c)

그림 3.55 전력 공급 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간에 전달되는 실제 전력과 스위칭 주파수 기본파만을 고려한 전력의 비 ($m=1, \gamma=0$).

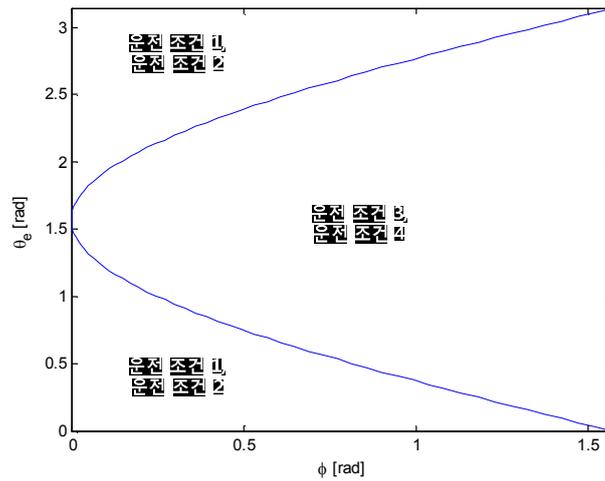
- (a) a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (b) b상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (c) c상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력

생기는 현상이라고 볼 수 있다. 반면 운전 조건 3과 운전 조건 4에서의 실제 전달 전력의 형태는 기본파만 고려한 경우의 그것과 차이가 있다. 계산된 전달 전력과 이상적인 전달 전력 간의 비가 위상 천이각에 따라 변동되며, 전원 계통의 위상각에 따라서도 변한다. 위상 천이각에 따른 변동은 제어를 통해 해결할 여지가 있으나, 전원 계통의 위상각에 따른 변동은 억제하기 어렵다. 정현 변조 풀 브릿지 인버터로 전달되는 실제 전력과 이상적인 전력의 비가

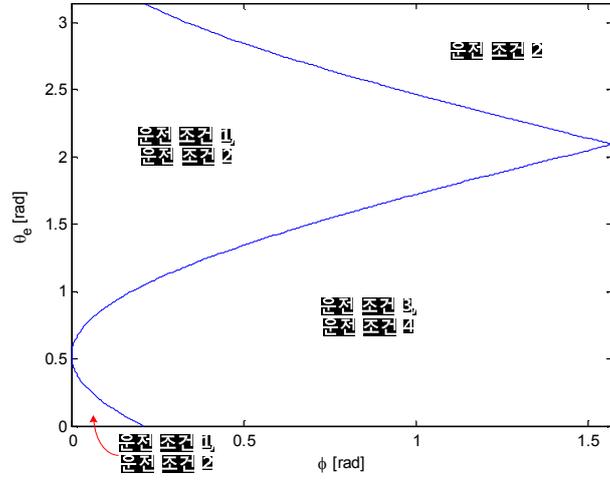
전원 계통에 따라 변동되면, 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전력에 원치 않는 저차(low order) 고조파(harmonics)를 발생시킨다. 식 (3-99)에 이를 나타내었다.

$$\begin{aligned}
 v_{ac_a} i_{ac_a} &= p_{a_fund} + p_{a_harmonics}(\theta_e), \\
 v_{ac_b} i_{ac_b} &= p_{b_fund} + p_{b_harmonics}(\theta_e), \\
 v_{ac_c} i_{ac_c} &= p_{c_fund} + p_{c_harmonics}(\theta_e),
 \end{aligned}
 \tag{3-99}$$

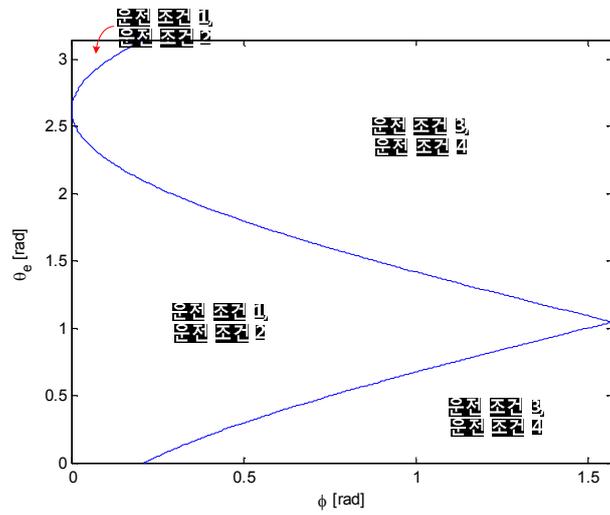
여기서 $p_{a,b,c_harmonics}(\theta_e)$ 는 실제 전달되는 전력과 스위칭 주파수 기본파만을 고려한 전달 전력과의 비가 전원 계통의 위상각에 따라 변동되면서 발생하는 저차 고조파 전력을 의미한다. 이러한 전력 고조파가 발생하면 (3-37)에서 가정



(a)



(b)



(c)

그림 3.56 전력 공급 운전 시의 전원 계통 위상각과 위상 천이각에 따른 운전 조건 ($m=1, \gamma=0$).

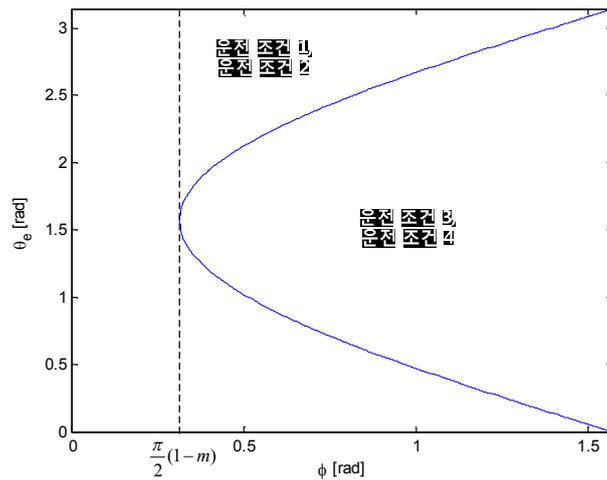
(a) a 상, (a) b 상, (a) c 상

한 형태의 일차측 직류단 전류가 완벽하게 형성되지 못하고 원치 않는 저차 고조파를 발생시키고, 연쇄적으로 전원 계통의 입력 전류에도 저차 고조파를 발생시킨다.

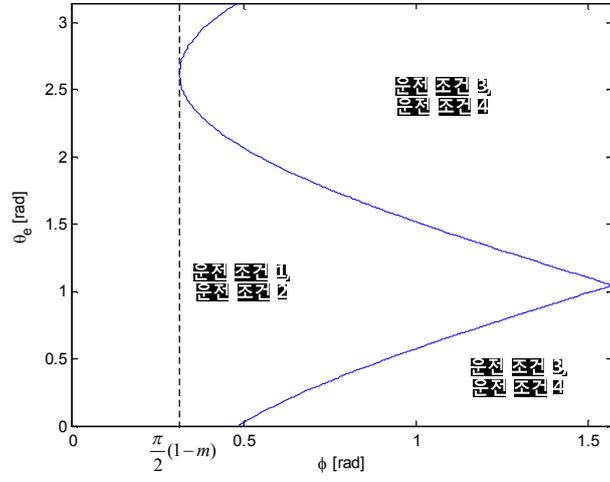
이러한 현상을 억제하기 위해서는 전력 전달이 운전 조건 3 혹은 운전 조건 4에서 이루어지는 것을 피하고, 운전 조건 1 혹은 운전 조건 2에서 이루어지도록 해야 한다. 운전 조건은 (3-65)에 의해 정해지며, 그림 3.56에 변조 지수가 1이고 역률각이 0일 때의 전원 계통의 위상각과 정현 변조 풀 브릿지의 출력 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압간의 위상 천이각에 따른 운전 조건을 나타내었다.

그림 3.56을 살펴 보면, 위상 천이각이 클수록 운전 조건 3 혹은 운전 조건 4에서 동작하는 경우가 많아지고, 같은 위상 천이각에서도 전원 계통의 위상각에 따라 운전 조건이 변동되면서 적용된다. 전원 계통의 위상각은 제어할 수 있는 변수가 아니기 때문에 위상각에 따라 운전 조건 2에서 동작하는 경우가 발생하고, 그에 따라 정현 변조 풀 브릿지 인버터에서 전달되는 전력에 고조파가 유발된다. 그리고 전력 고조파가 유발되는 양상이 위상 천이각에 따라 달라진다. 위상 천이각은 전달하는 전력량과 관계가 있으므로, 부하가 커질수록 운전 조건 3 혹은 운전조건 4 상황에서 동작하는 구간이 늘어난다. 그런데 운전 조건은 정현 변조 지수에 따라 달라진다. 정현 변조 지수의 크기를 줄일수록 운전 조건 1 혹은 운전조건 2 하에서 동작하는 경우가 늘어난다. 그림 3.57에 변조 지수가 0.8이고 역률각이 0일 때의 전원 계통의 위상각과 정현 변조 풀 브릿지의 출력 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압간의 위상 천이각에 따른 운전 조건을 나타내었다.

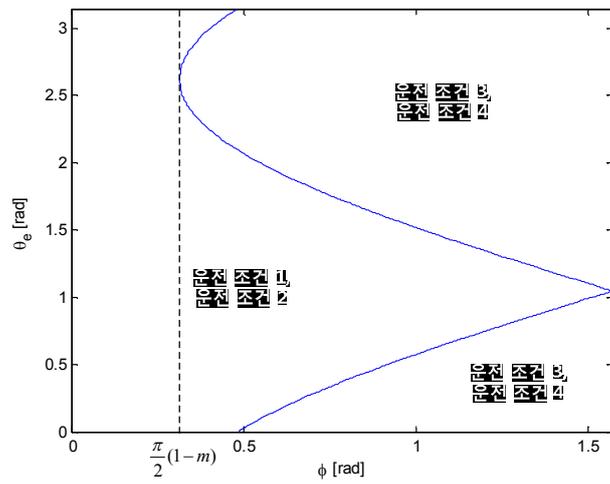
그림 3.57에서 볼 수 있듯이 변조 지수가 1보다 작으면 위상 천이각이 일정 값 이하일 때에는($\phi \leq \frac{\pi}{2}(1-m)$) 운전 조건 1 혹은 운전 조건 2에서만 동작한다. 따라서 변조 지수를 줄이고 위상 천이각을 일정값 미만에서 동작하도록 고주파 전력 전달 부분을 설계하면 정현 변조 폴 브릿지에 전달되는 전력이 (3-75)에서 나타낸 형태를 유지할 수 있다. 그러나 변조 지수를 줄이면 스위칭 소자의 전압 사용률이 줄어들고 동일한 전력을 전달하기 위해 더 많은 전류를 흘려야 하는 단점이 있다. 따라서 시스템에 따라 적절한 변조 지수를 선정해야 한다. 그림 3.58은 정현 변조 지수가 0.8 일때 실제 전달 전력과 정현 변조 지수가 1 일 때의 스위칭 주파수 기본파만을 고려한 전달 전력과의 비를 나타낸다. 그림 3.55에 비해 운전 조건 1 혹은 운전조건 2에서 전달되는 전력의 크기



(a)



(b)

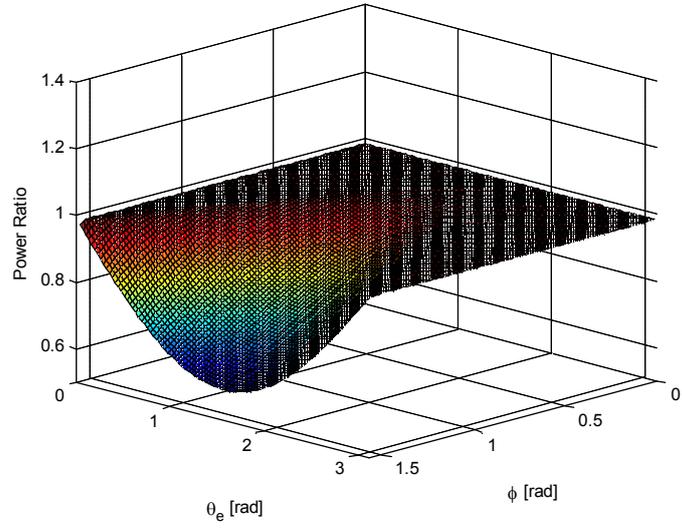


(c)

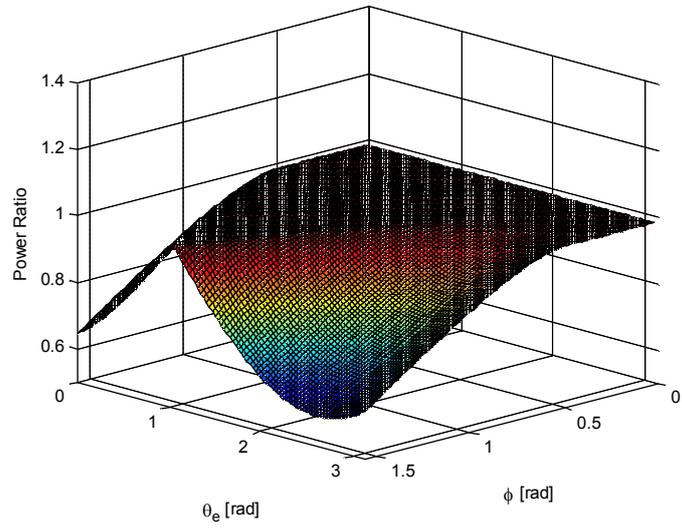
그림 3.57 전력 공급 운전 시의 전원 계통 위상각과 위상 천이각에 따른 운전

조건 ($m=0.8, \gamma=0$).

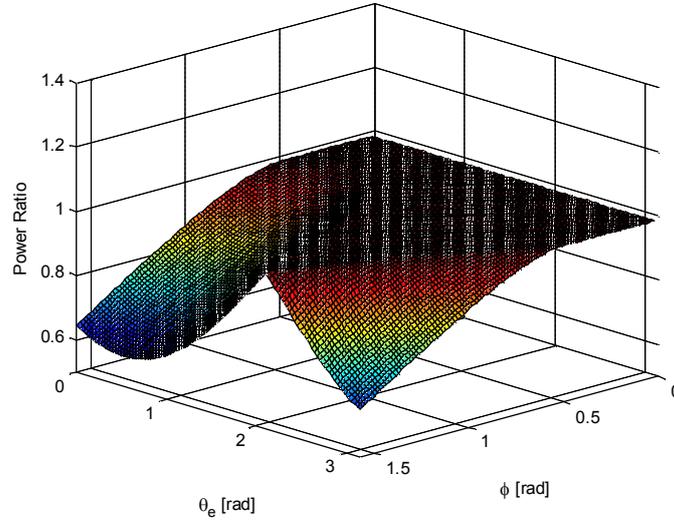
(a) a상, (a) b상, (a) c상



(a)



(b)



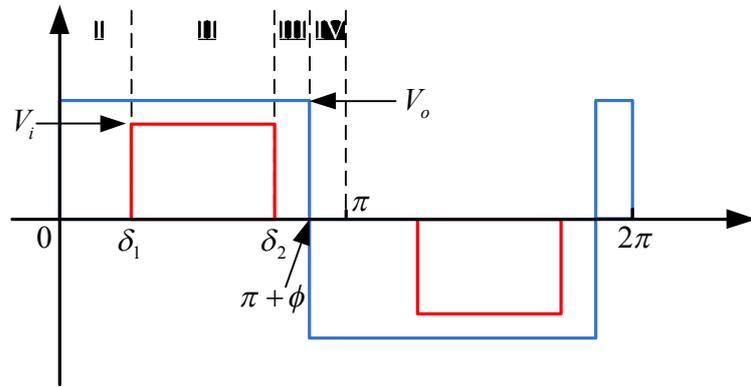
(c)

그림 3.58 전력 공급 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간에 전달되는 실제 전력과 스위칭 주파수 기본파만을 고려한 전력의 비 ($m=0.8, \gamma=0$).

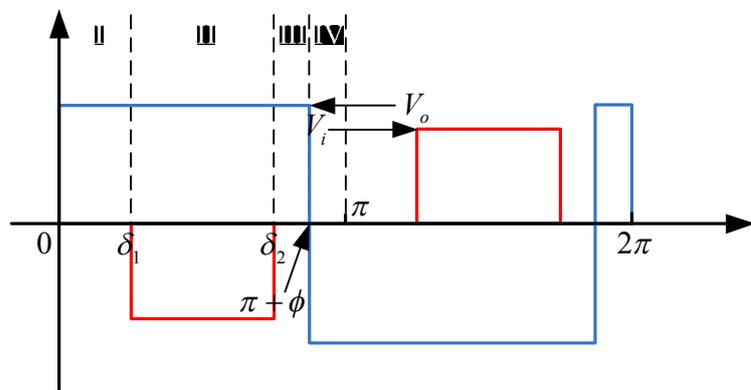
- (a) a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (b) b상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (c) c상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력.

기가 줄어들었으나, 운전 조건 1 혹은 운전 조건 2에서 동작하는 영역이 늘어났다.

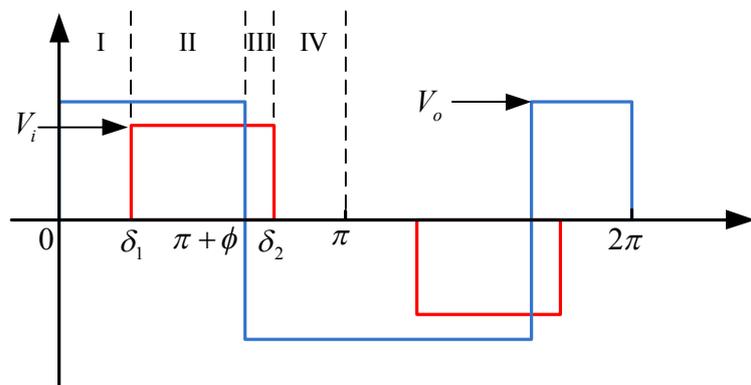
고주파 양방향 정류기에서 정현 변조 풀 브릿지 인버터로 전력이 회생되는 경우에도 비슷한 방식으로 전달되는 전력을 계산할 수 있다. 그림 3.59는 회생 운전 시 변압기 이차측에서 바라본 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압의 형태를 나타낸다. 전력 공급 운전의 경우와 동일



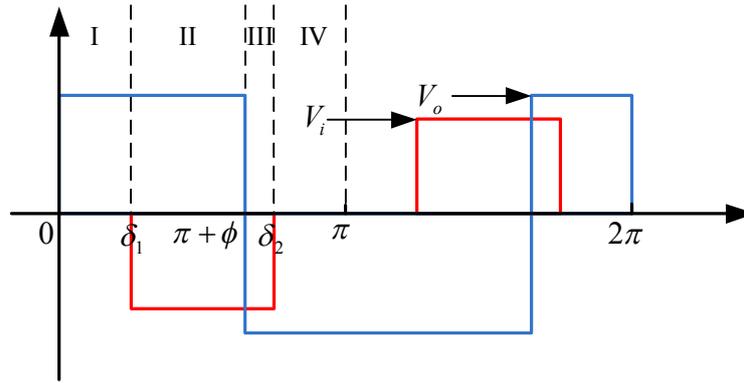
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 3.59 회생 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 파형.

(a) 운전 조건 1, (b) 운전 조건 2, (c) 운전 조건 3, (d) 운전 조건 4

하게 각각의 출력 전압의 크기는 (3-61)과 (3-62)로, a 상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력에 유효 전압이 인가되기 시작하고 끝나는 시점은 (3-63)과 (6-64)로 표현된다.

회생 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 사이에서 전달되는 전력은 전력 공급 운전의 경우와 마찬가지로 절반의 스위칭 주기 동안 각 출력 전압과 그 사이에 흐르는 전류를 이용하여 계산된다. 회생 운전 역시 네 가지 운전 조건이 존재한다. 식 (3-100)에 의해 운전 조건이 구분되며, 그림 3.59 (a)-(d)에 각각의 경우를 나타내었다.

$$\phi \geq \delta_2 - \pi, 0 \leq g_{ac_a} : \text{운전 조건 1}$$

$$\phi \geq \delta_2 - \pi, 0 > g_{ac_a} : \text{운전 조건 2}$$

$$\phi \leq \delta_2 - \pi, 0 \leq g_{ac_a} : \text{운전 조건 3}$$

$$\phi \leq \delta_2 - \pi, 0 > g_{ac_a} : \text{운전 조건 3} \quad (3-100)$$

각각의 운전 조건은 전력 공급 운전의 경우와 마찬가지로 4가지 모드로 구분된다. 먼저 운전 조건 1의 각 모드에서의 전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$(1) \text{ 모드 I } (0 \leq \theta < \delta_1)$$

$$i(\theta) = -\frac{V_o}{\omega L} \theta + i_0 \quad (3-101)$$

$$(2) \text{ 모드 II } (\delta_1 \leq \theta < \delta_2)$$

$$i(\theta) = \frac{V_i - V_o}{\omega L} (\theta - \delta_1) + i_{\delta_1} \quad (3-102)$$

$$(3) \text{ 모드 III } (\delta_2 \leq \theta < \phi + \pi)$$

$$i(\theta) = -\frac{V_o}{\omega L} (\theta - \delta_2) + i_{\delta_2} \quad (3-103)$$

$$(4) \text{ 모드 IV } (\phi + \pi \leq \theta < \pi)$$

$$i(\theta) = \frac{V_o}{\omega L} (\theta - (\phi + \pi)) + i_{\phi + \pi} \quad (3-104)$$

위에서 구한 (3-101)-(3-104)를 이용하면 각 모드가 변경되는 시점의 전류를 (3-105)-(3-108)와 같이 구할 수 있다.

$$i_0 = -\frac{1}{6} \frac{V(-6\phi + 2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) - 3\pi)}{\omega L}, \quad (3-105)$$

$$i_{\delta_1} = \frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(-2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) + 6\phi)), \quad (3-106)$$

$$i_{\delta_2} = -\frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(-2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) - 6\phi)), \quad (3-107)$$

$$i_{\pi+\phi} = \frac{1}{6} \frac{V\pi(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) - 3)}{\omega L}, \quad (3-108)$$

$$P = \frac{V_i}{\pi} \frac{1}{2} ((i_{\delta_1} + i_{\delta_2})(\delta_2 - \delta_1)) = \frac{2}{3} \frac{V^2 \phi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e)}{\omega L}. \quad (3-75)$$

회생 운전 시 운전 조건 1에서 전달되는 평균 전력은 전력 공급 운전 시의 운전 조건 1에서 전달되는 평균 전력을 나타낸 식 (3-75)와 동일하다.

운전 조건 2도 4가지 모드로 구분된다. 각 모드에서의 전류는 다음과 같이 나타내어진다.

(1) 모드 I $(0 \leq \theta < \delta_1)$

$$i(\theta) = -\frac{V_o}{\omega L} \theta + i_0 \quad (3-109)$$

(2) 모드 II $(\delta_1 \leq \theta < \delta_2)$

$$i(\theta) = -\frac{V_i + V_o}{\omega L} (\theta - \delta_1) + i_{\delta_1} \quad (3-110)$$

(3) 모드 III $(\delta_2 \leq \theta < \phi + \pi)$

$$i(\theta) = -\frac{V_o}{\omega L} (\theta - \delta_2) + i_{\delta_2} \quad (3-111)$$

(4) 모드 IV ($\phi + \pi \leq \theta < \pi$)

$$i(\theta) = \frac{V_o}{\omega L}(\theta - (\phi + \pi)) + i_{\phi + \pi} \quad (3-112)$$

각 모드가 변경되는 시점의 전류를 다음과 같이 구할 수 있다. 일부 지점의 전류는 운전 조건 1의 경우와 동일한 형태로 나타내어지며, 전달되는 평균 전력도 운전 조건 1 및 전력 공급 운전 시의 운전 조건 1, 운전 조건 2와 동일한 식으로 계산된다.

$$i_0 = -\frac{1}{6} \frac{V(-6\phi + 2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) - 3\pi)}{\omega L}, \quad (3-105)$$

$$i_{\delta_1} = -\frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) - 6\phi)), \quad (3-113)$$

$$i_{\delta_2} = \frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(-2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) + 6\phi)), \quad (3-114)$$

$$i_{\pi + \phi} = \frac{1}{6} \frac{V\pi(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) - 3)}{\omega L}, \quad (3-108)$$

$$P = -\frac{V_i}{\pi} \frac{1}{2} ((i_{\delta_1} + i_{\delta_2})(\delta_2 - \delta_1)) = \frac{2}{3} \frac{V^2 \phi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e)}{\omega L}. \quad (3-75)$$

운전 조건 3의 각 모드에서의 전류는 다음과 같이 나타내어진다.

(1) 모드 I ($0 \leq \theta < \delta_1$)

$$i(\theta) = -\frac{V_o}{\omega L} \theta + i_0 \quad (3-115)$$

(2) 모드 II ($\delta_1 \leq \theta < \phi + \pi$)

$$i(\theta) = \frac{V_i - V_o}{\omega L}(\theta - \delta_1) + i_{\delta_1} \quad (3-116)$$

(3) 모드 III ($\phi + \pi\phi \leq \theta < \delta_2$)

$$i(\theta) = \frac{V_i + V_o}{\omega L}(\theta - (\pi + \phi)) + i_{\pi+\phi} \quad (3-117)$$

(4) 모드 IV ($\delta_2 \leq \theta < \pi$)

$$i(\theta) = \frac{V_o}{\omega L}(\theta - \delta_2) + i_{\delta_2} \quad (3-118)$$

각 모드가 변경되는 시점의 전류와 평균 전달 전력을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_0 = -\frac{1}{6} \frac{V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) - 3\pi - 6\phi)}{\omega L}, \quad (3-119)$$

$$i_{\delta_1} = -\frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) - 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) - 6\phi)), \quad (3-120)$$

$$i_{\pi+\phi} = \frac{1}{6} \frac{V(-3\pi + 2|\sin(\theta_e)|\pi + 4|\sin(\theta_e)|\phi)}{\omega L}, \quad (3-121)$$

$$i_{\delta_2} = \frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) - 6\pi + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) - 6\phi)), \quad (3-122)$$

$$\begin{aligned} P &= \frac{V_i}{\pi} \frac{1}{2} ((i_{\delta_1} + i_{\pi+\phi})(\pi + \phi - \delta_1) + (i_{\pi+\phi} + i_{\delta_2})(\delta_2 - (\pi + \phi))) \\ &= -\frac{V^2 |\sin(\theta_e)|}{6\pi\omega L} \left\{ 2\pi^2 m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) - \pi^2 m^2 (\cos(\theta_e - \gamma)^2 - 1) - 4\phi^2 - 4\phi\pi - \pi^2 \right\}, \end{aligned} \quad (3-123)$$

운전 조건 4의 각 모드에서의 전류는 다음과 같이 나타내어진다.

(1) 모드 I ($0 \leq \theta < \delta_1$)

$$i(\theta) = -\frac{V_o}{\omega L} \theta + i_0 \quad (3-124)$$

(2) 모드 II ($\delta_1 \leq \theta < \phi + \pi$)

$$i(\theta) = -\frac{V_i + V_o}{\omega L} (\theta - \delta_1) + i_{\delta_1} \quad (3-125)$$

(3) 모드 III ($\phi + \pi \leq \theta < \delta_2$)

$$i(\theta) = \frac{-V_i + V_o}{\omega L} (\theta - (\pi + \phi)) + i_{\pi + \phi} \quad (3-126)$$

(4) 모드 IV ($\delta_2 \leq \theta < \pi$)

$$i(\theta) = \frac{V_o}{\omega L} (\theta - \delta_2) + i_{\delta_2} \quad (3-127)$$

각 모드가 변경되는 시점의 전류와 평균 전달 전력을 다음과 같이 구할 수 있다. 일부 지점의 전류는 운전 조건 3의 경우와 동일한 형태로 나타내어진다.

$$i_0 = -\frac{1}{6} \frac{V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) - 3\pi - 6\phi)}{\omega L}, \quad (3-119)$$

$$i_{\delta_1} = -\frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) - 6\phi)), \quad (3-128)$$

$$i_{\pi + \phi} = -\frac{1}{6} \frac{V(-3\pi + 2|\sin(\theta_e)|\pi + 4|\sin(\theta_e)|\phi)}{\omega L}, \quad (3-129)$$

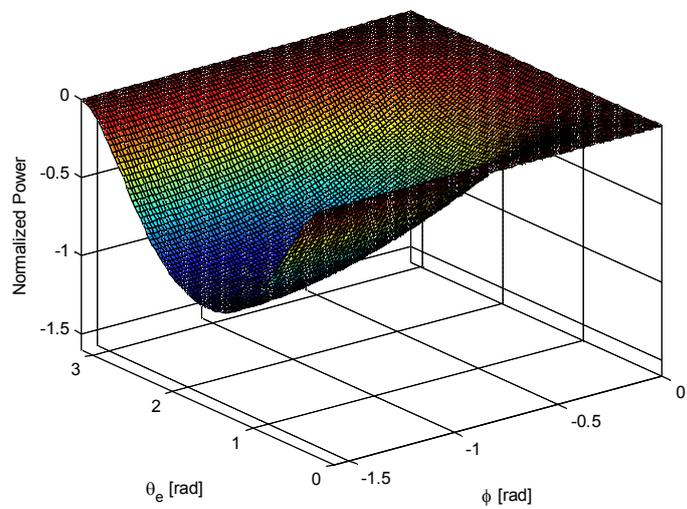
$$i_{\delta_2} = -\frac{1}{6} \frac{1}{\omega L} (V(-2\pi m \sin(\theta_e - \gamma) \sin(\theta_e) + 6\pi + 3\pi m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) + 6\phi)), \quad (3-130)$$

$$\begin{aligned} P &= -\frac{V_i}{\pi} \frac{1}{2} ((i_{\delta_1} + i_{\pi+\phi})(\pi + \phi - \delta_1) + (i_{\pi+\phi} + i_{\delta_2})(\delta_2 - (\pi + \phi))) \\ &= \frac{V^2 |\sin(\theta_e)|}{6\pi\omega L} \{-2\pi^2 m \text{sign}(\sin(\theta_e)) \sin(\theta_e - \gamma) - \pi^2 m^2 (\cos(\theta_e - \gamma)^2 - 1) - 4\phi^2 - 4\phi\pi - \pi^2\}. \end{aligned} \quad (3-131)$$

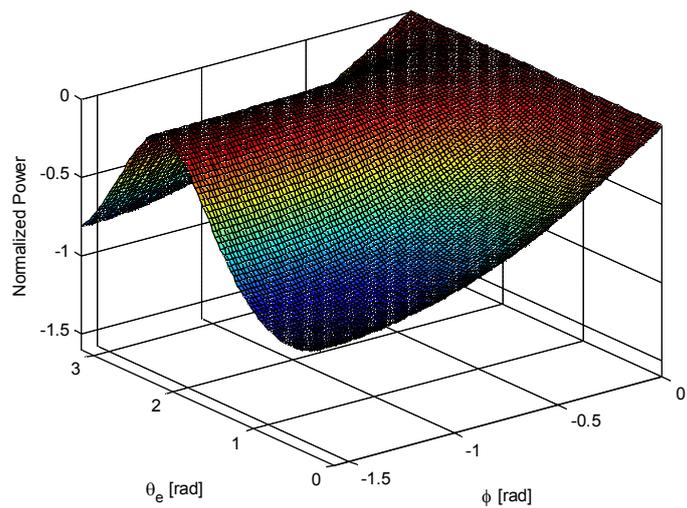
운전 모드에 따라서 (3-75), (3-123), (3-131)를 이용하면 a 상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간에 전달되는 평균 전력을 구할 수 있으며 b 상, c 상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기간에 전달되는 전력은 a 상의 전력과 각각 $-\frac{2}{3}\pi$, $+\frac{2}{3}\pi$ 씩의 위상 차이를 가진다.

그림 3.60에 3상의 전원 계통의 위상각과 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 위상 천이각에 따라 전달되는 평균 전력을 나타내었다. 정현 변조 지수(m)는 1, 역률각은 0으로 선정하였으며 (3-75), (3-123), (3-131)로 계산된 전력을 P_b 로 정규화하여 나타내었다.

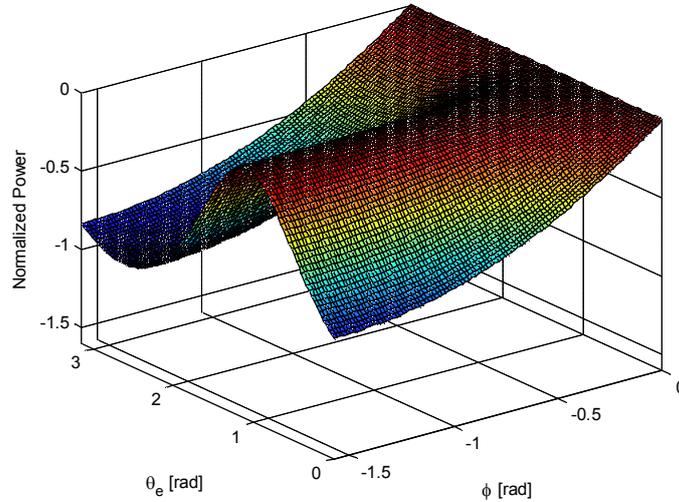
회생 운전 시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간에 전달되는 전력을 나타낸 그림 3.60은 전력 공급 운전시의 전달 전력을 나타낸 그림 3.54와 위상 천이각이 영이 되는 축($\phi=0$)을 기준으로 대칭을 이룬다. 이것은 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압간의 전달되는 전력과 위상 천이각의 크기와 관계가 전력 전달의 방향에 관계없이 일정하다는 것을 의미한다. 따라서 위상 천이각을 조절하여 둘 사이에 전달되는 전력을 제어할 때 전달되는 전력의 방향에 관계없이 동일한



(a)



(b)



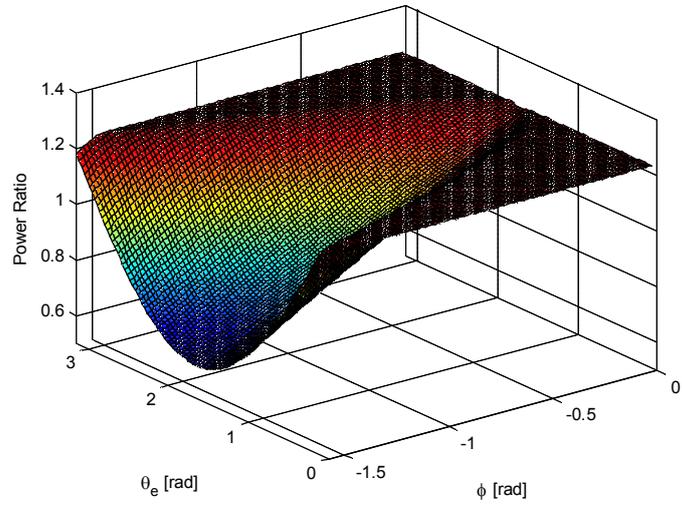
(c)

그림 3.60 회생 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기
 간에 전달되는 평균 전력 ($m=1, \gamma=0$).

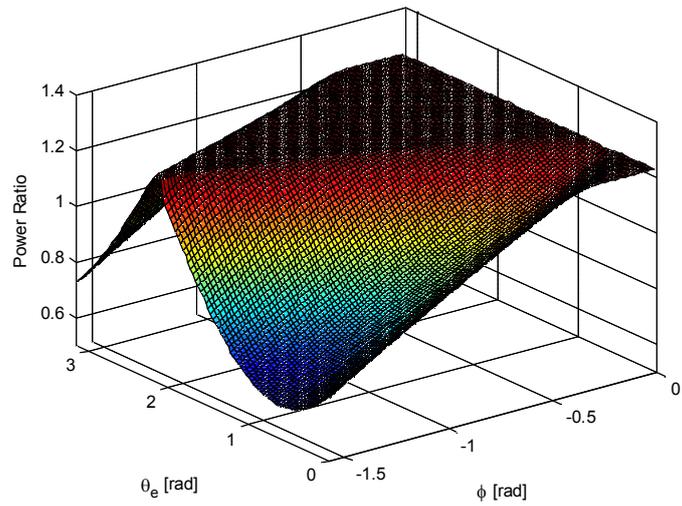
- (a) a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (b) b상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (c) c상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력.

제어 방식을 사용할 수 있다.

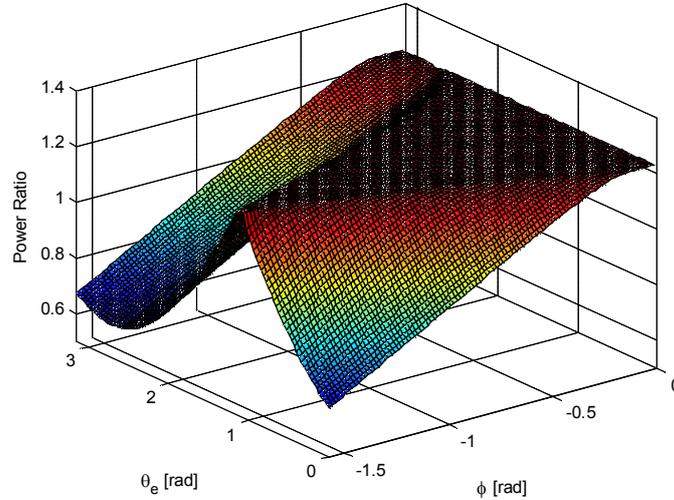
회생 운전 시에도 전력 공급 운전시와 마찬가지로 운전 조건 1 혹은 운전 조건 2에서 동작하는 것이 운전 조건 3 혹은 운전 조건 4에서 동작하는 것보다 유리하다. 운전 조건 1과 운전 조건 2에서 전달되는 전력을 나타내는 식 (3-75)는 기본파 만을 고려한 전달 전력식 (3-59)와 동일한 형태를 가지나, 운전 조건 3과 운전 조건 4에서의 전달되는 전력을 나타내는 식 (3-123), (3-131)는 그렇지 않기 때문이다. 그림 3.61에 정현 변조 지수가 1 일 때 (3-75),



(a)



(b)



(c)

그림 3.61 회생 운전 시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기
 간에 전달되는 실제 전력과 스위칭 주파수 기본과 만을 고려한 전력의 비

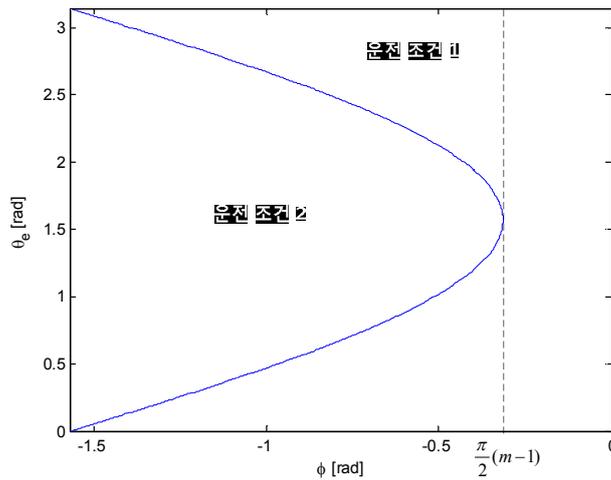
$$(m=1, \gamma=0).$$

- (a) a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (b) b상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (c) c상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력

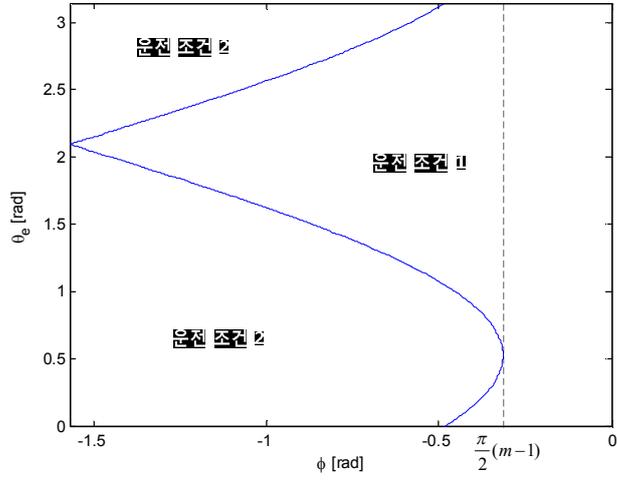
(3-123), (3-131)로 계산된 실제 전달 전력과 스위칭 주파수의 기본과만을
 고려하여 계산된 (3-59)와의 비를 나타내었다. 회생 운전 시에도 운전 조건
 1과 운전 조건 2에서는 일부 운전 영역에서는 실제로 정현 변조 풀 브릿지
 인버터와 고주파 양방향 정류기 사이에 전달되는 전력이 기본과만을 고려한
 전력 전달식인 (3-59)와 크기만 다르고 일정한 비를 유지하고 있으며, 운전
 조건 3과 운전 조건 4에서는 위상 천이각과 전원 계통의 위상각에 따라 그

비가 달라진다. 전원 계통의 위상각에 따라 운전 조건 3 혹은 운전 조건 4에서 동작하게 되면 전달되는 전력에 (3-99)에서 표현된 원치 않는 고조파가 유발되고, 그로 인해 일차측 직류단 전류와 전원 입력 전류에 저차 고조파가 생기게 된다.

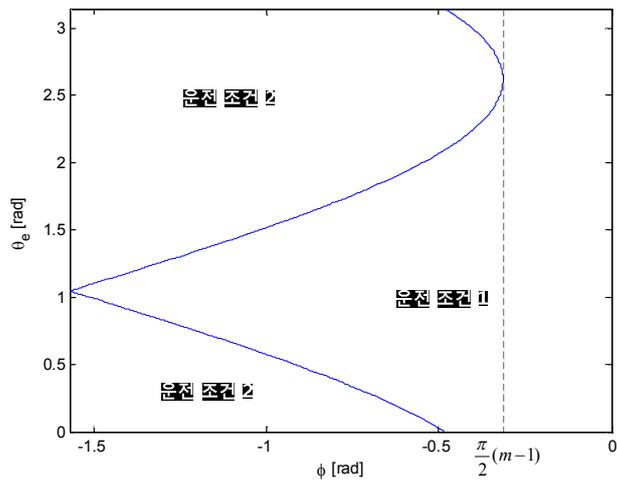
이 같은 현상을 억제하기 위해 역시 정현 변조 지수를 조절하는 방법이 사용될 수 있다. 그림 3.62에 변조 지수가 0.8 이고 역률각이 0일 때의 전원 계통의 위상각과 정현 변조 풀 브릿지의 출력 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압간의 위상 천이각에 따른 운전 조건을 나타내었다. 정현 변조 지수가 1보다 작으면 위상 천이각의 크기가 일정 값보다 큰 조건($\phi \geq \frac{\pi}{2}(m-1)$)에서는 전원 계통의 위상각에 관계없이 운전 조건 1 혹은 운전 조건 2에서만 동작한다. 이 때 기준이 되는 위상 천이각의 크기는 전력



(a)



(b)



(c)

그림 3.62 회생 운전 시의 계통 위상각과 위상 천이각에 따른 운전 조건

$$(m=0.8, \gamma=0).$$

(a) a상, (a) b상, (a) c상

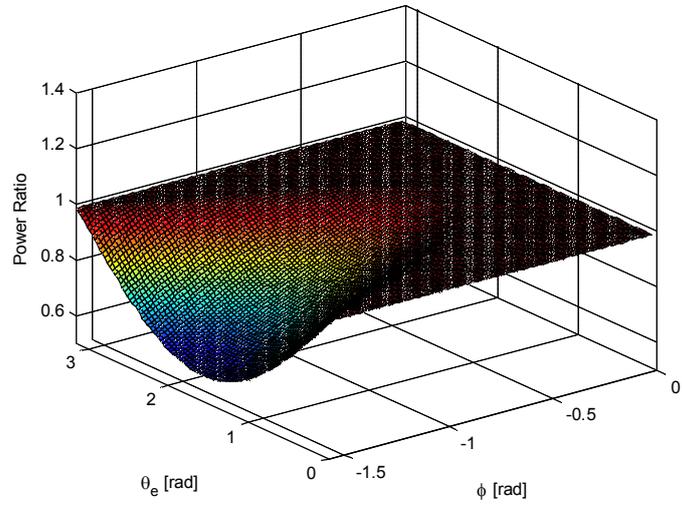
공급 운전 시의 운전 조건 1 혹은 운전 조건 2로 제한시키는 값과 동일하다. 따라서 다음 식을 만족시키면 전력 공급 운전과 회생 운전 시에 항상 운전 조건 1 혹은 운전 조건 2에서만 동작한다.

$$\frac{\pi}{2}(m-1) \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}(1-m) \quad (3-132)$$

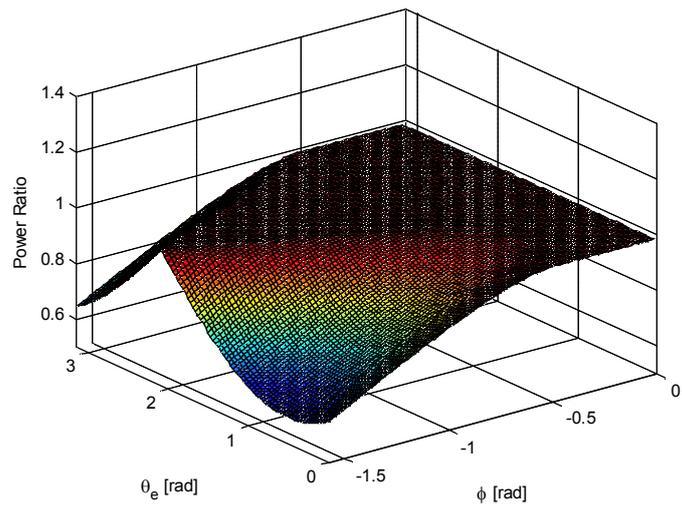
그림 3.63은 회생 운전 시 정현 변조 지수가 0.8 일때 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간에 실제로 전달되는 전력과 정현 변조 지수가 1일 때 기본파 만을 고려한 전달 전력과의 비를 나타낸다. 그림 3.61에 비해 운전 조건 1과 운전 조건 2에서 전달되는 전력의 크기가 줄어들었으나, 운전 조건 1 혹은 운전 조건 2에서 동작하는 부분이 늘어난 것을 확인할 수 있다.

이상에서 살펴본 것과 같이 정현 변조 지수를 1 보다 작게 조절하면 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 일정 크기 이하의 위상 천이각에서는 운전 조건을 1 혹은 운전 조건 2로 유지할 수 있다. 이는 전력 공급 운전과 회생 운전에서 동일하게 적용되며, 운전 조건 1 혹은 운전 조건 2에서 동작하는 경우 위상 천이각과 전달되는 전력과의 관계가 (3-75)로 일정하게 유지된다. 정현 변조 풀 브릿지에서 전달되는 전력에 저차 고조파를 억제하기 위해서는 운전 조건을 항상 1 혹은 2로 유지시키는 것이 바람직하다.

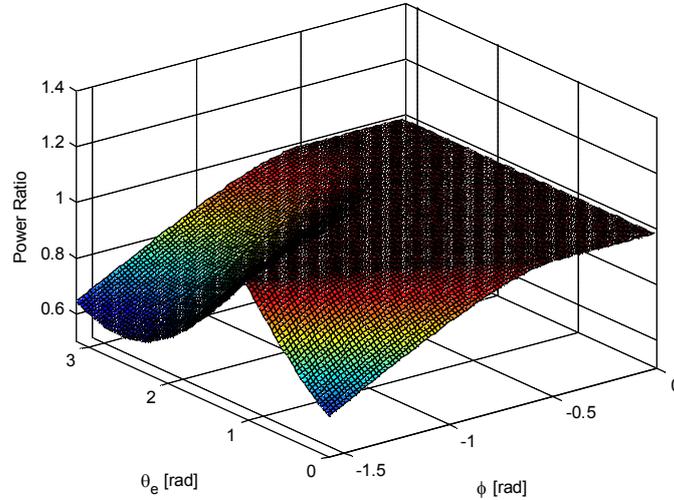
전원 계통의 역률을 제어하기 위해 조절되는 정현 변조 함수의 역률각은 직접적으로 운전 조건에는 영향을 주지 않으나, 역률각이 0이 아닌 경우에는 동일한 전력을 전달하기 위해 위상 천이각을 늘려야 한다. 따라서 역률각의



(a)



(b)



(c)

그림 3.63 회생 운전시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기
 간에 전달되는 실제 전력과 스위칭 주파수 기본파만을 고려한 전력의 비

$$(m=0.8, \gamma=0).$$

- (a) a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (b) b상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력,
- (c) c상 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달 전력

크기를 키우면 역률각이 0인 경우에 비해 운전 조건이 1 혹은 2로 유지될 수 있는 최대 전달 전력이 줄어든다. 따라서 전달되는 최대 전력에 따라 제어할 수 있는 역률각의 크기가 제한된다.

식 (3-75)는 (3-59)에 나타난 스위칭 주파수 기본파만을 고려한 전력 전달식과 동일한 형태를 띠고 있어 3.2.2절에서 설명한 입력측 직류단 전류와 전원 계통 입력 전류의 합성이 가능하게 해준다. 식 (3-75)는 정현 변조 풀

브릿지의 a 상에서 전달되는 전력을 나타내며, b, c 상의 전달되는 전력을 포함하면 (3-133)으로 나타내어지며, 3상의 합은 (3-134)로 표현된다.

$$p_a = \frac{2}{3} \frac{mV^2}{\omega L} \sin(\omega_e t - \gamma) \sin(\omega_e t) \phi,$$

$$p_b = \frac{2}{3} \frac{mV^2}{\omega L} \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \phi, \quad (3-133)$$

$$p_c = \frac{2}{3} \frac{mV^2}{\omega L} \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi - \gamma\right) \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \phi,$$

$$p_{sum} = \frac{mV^2}{\omega L} \cos(\gamma) \phi. \quad (3-134)$$

고주파 양방향 정류기의 관점에서 봤을 때는 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터가 직렬로 연결되어 있고, 각각의 출력 전압의 위상이 모두 같기 때문에 그림 3.34에 나타낸 것과 같이 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터를 합쳐서 하나의 포트로 볼 수 있으며 이 때 전달되는 전력을 (3-134)로 나타낼 수 있다. 고주파 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전력을 조절할 때 이 전력 전달식을 이용한다.

고주파 양방향 정류기 간의 전력 전달은 [35]에서 분석되었다. 제안된 전력 변환 회로에서는 3상의 출력측 직류단 전압이 동일하게 유지되는 경우 두 개의 고주파 양방향 정류기 간의 전력 전달은 (3-135)로 나타낼 수 있으며, 두 고주파 양방향 정류기의 출력 전압간의 위상 차이가 작을 때는 (3-136)으로 근사하여 나타낼 수 있다.

$$p = \frac{V^2}{\omega L} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right), \quad (3-135)$$

$$p \approx \left(\frac{2\sqrt{2}V}{\pi}\right)^2 \frac{1}{\omega L} \sin \phi \approx \left(\frac{2\sqrt{2}V}{\pi}\right)^2 \frac{1}{\omega L} \phi. \quad (3-136)$$

제안된 전력 변환 회로에서는 고주파 양방향 정류기 간의 전력을 조절할 때 (3-136)에 나타낸 모델을 이용한다.

3.4 출력측 직류단 전압 제어 방법

본 절에서는 출력측 직류단 전압을 일정하게 유지하기 위한 전압 제어기의 설계에 대해 설명한다. 3상의 출력측 직류단 전압은 각 상의 고주파 양방향 정류기로 입력되는 전력을 조절하여 제어되는데, 이 입력 전력은 정변 변조 풀브릿지 인버터와 각각의 고주파 양방향 정류기의 출력 전압간의 위상차에 의해 조절된다. 각 부분간의 위상차와 각 상의 고주파 양방향 정류기로 입력되는 전력 간의 관계를 모델링하고, 그 모델을 이용한 제어기를 설계한다.

3.4.1 분리 제어(decoupling control)

제안된 전력 변환 회로의 고주파 전력 전달 부분은 그림 3.34으로 모델링된다. 3상의 출력측 직류단 전압은 각 포트에 입력되는 전력에 의해 제어된다. 이 때 출력측의 각 포트에 입력되는 전력은 다음과 같이 포트 사이에 전달되는 전력의 조합으로 나타낼 수 있다.

$$p_1 = p_{01} - p_{12} - p_{13},$$

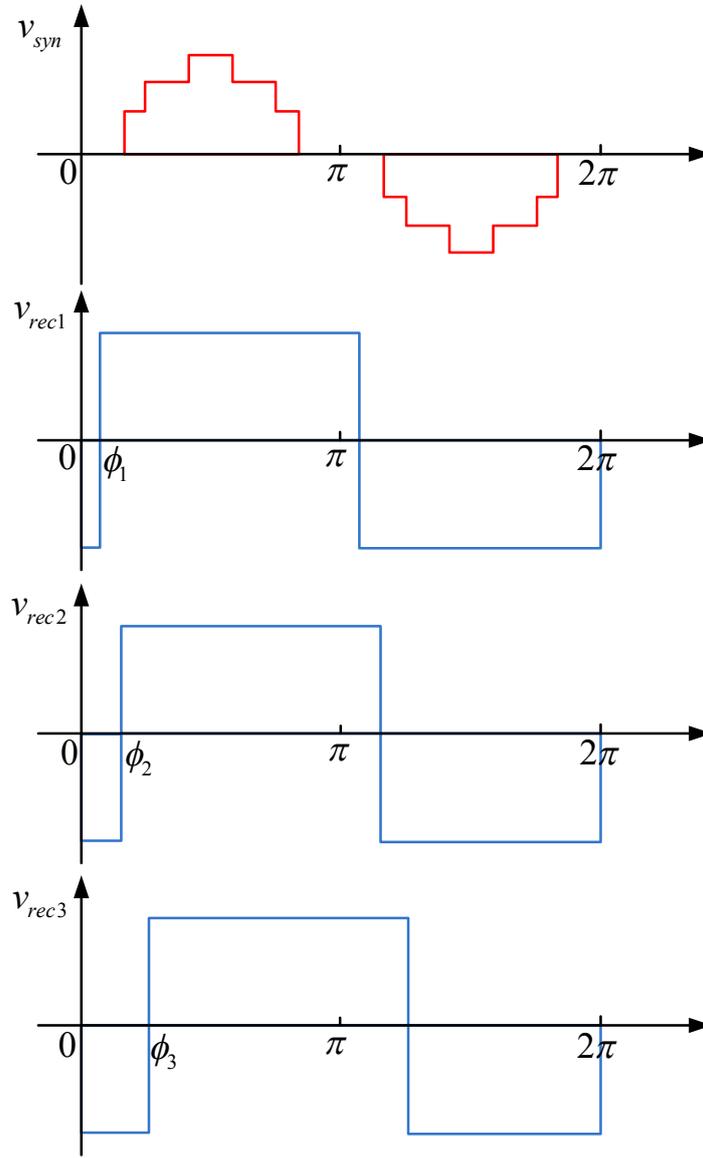


그림 3.64 각 포트의 출력 전압 파형.

$$P_2 = P_{02} + P_{12} - P_{23},$$

(3-137)

$$P_3 = P_{03} + P_{13} + P_{23}.$$

식 (3-137)에서 각 포트간에 전달되는 전력은 3.3.2 절에서 모델링한 결과인 (3-134)와 (3-136)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p_{ij} = \begin{cases} \frac{mV^2}{\omega L_{ij}} \cos(\gamma) \phi_j : i=0, j=1,2,3 \\ \frac{8V}{\pi^2 \omega L_{ij}} (\phi_i - \phi_j) : i, j=1,2,3 (i \neq j) \end{cases}, \quad (3-138)$$

여기서 ϕ_i ($i=1,2,3$)는 그림 3.64에 나타낸 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압과 각 고주파 양방향 정류기의 출력 전압간의 위상 천이각을 나타낸다. 식 (3-137)과 (3-138)을 종합하여 다음과 같이 행렬식으로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{P} = \mathbf{G}\Phi, \quad (3-139)$$

$$\mathbf{P} = [p_1 \ p_2 \ p_3], \quad \Phi = [\phi_1 \ \phi_2 \ \phi_3],$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{bmatrix},$$

$$g_{ij} = \begin{cases} \frac{mV^2}{\omega L_{0i}} \cos(\gamma) + \sum_{k \neq i} \frac{8V}{\pi^2 \omega L_{ik}} : i, j=1,2,3 (i=j) \\ -\frac{8V}{\pi^2 \omega L_{ij}} : i, j=1,2,3 (i \neq j) \end{cases},$$

여기서 \mathbf{G} 는 그림 3.34으로 나타낸 고주파 전력 전달부의 플랜트(plant)를 나타내는 시스템 행렬(system matrix)이고, 3상의 고주파 양방향 정류기의 위상 천이각과 각각으로 흘러들어 가는 전력과의 관계를 의미한다. Φ 와 \mathbf{P} 는 각각 이 시

시스템의 입력, 출력 벡터로 생각할 수 있다. 그런데 각각의 포트에 입력되는 전력이 세 개의 위상 천이각과 모두 연관되어 있어 제어기를 구성하기 복잡하다. 이 시스템을 단순화시키기 위해 분리 제어(decoupling control) 방법을 이용하였다 [79]-[81].

분리 제어는 MIMO(Multi-Input Multi-Output) 시스템을 서로 독립적인 여러 개의 SISO(Single-Input Single-Output) 시스템으로 분리시켜 제어를 용이하게 만드는 방식이다. 시스템의 입출력을 나타내는 식 (3-140)에 새롭게 분리 행렬(decoupling matrix) \mathbf{D} 를 도입하고 \mathbf{U} 를 제어 입력을 가리키는 벡터라고 하자. 식 (3-141)과 같이 시스템 매트릭스 \mathbf{G} 와 분리 행렬 \mathbf{D} 의 행렬곱(matrix multiplication)을 유사 시스템(pseudo system) 매트릭스 \mathbf{T} 라고 하면, 제어 입력과 출력 벡터 \mathbf{P} 와의 관계를 (3-142)로 나타낼 수 있다. 이 때 유사 시스템 매트릭스 \mathbf{T} 의 비대각 항이 모두 영이라면, 각각의 입력과 출력항은 (3-143)과 같이 독립적인 관계로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{P} = \mathbf{G}\mathbf{D}\mathbf{U}, \quad (3-140)$$

$$\mathbf{T} \equiv \mathbf{G}\mathbf{D}, \quad (3-141)$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{T}\mathbf{U}, \quad (3-142)$$

$$\mathbf{U} = [u_1 \ u_2 \ u_3],$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} t_{11} & 0 & 0 \\ 0 & t_{22} & 0 \\ 0 & 0 & t_{33} \end{bmatrix},$$

$$p_x = t_{xx}u_x, \quad x=1,2,3 \quad (3-143)$$

여기서 \mathbf{D} 는 \mathbf{T} 의 비대각 항을 영으로 만들어 주는 역할을 한다. 분리 행렬 \mathbf{D} 를 정하는 방법은 이상적인 분리(ideal decoupling), 단순화된 분리(simplified decoupling), 역분리(inverted decoupling) 등이 있는데, 본 논문에서는 그 중 가장 널리 사용되는 단순화된 분리 방법을 사용한다 [80]. 단순화된 분리 방법은 \mathbf{D} 의 대각항(diagonal element)을 1로 만드는 방법으로, 이 때의 \mathbf{D} 의 비대각 항들은 (3-144)과 같이 정해지고, \mathbf{T} 의 각 항은 (3-145)로 정해진다.

$$d_{xx} = 1, x = 1, 2, 3$$

$$d_{12} = \frac{g_{13}g_{32} - g_{33}g_{12}}{g_{23}g_{32} - g_{22}g_{33}}, \quad d_{13} = \frac{g_{23}g_{12} - g_{22}g_{13}}{-g_{23}g_{32} + g_{22}g_{33}}, \quad d_{21} = \frac{g_{23}g_{31} - g_{33}g_{21}}{g_{13}g_{31} - g_{11}g_{33}}, \quad d_{23} = \frac{g_{13}g_{21} - g_{11}g_{23}}{g_{13}g_{31} - g_{11}g_{33}},$$

$$d_{31} = \frac{-g_{22}g_{31} + g_{32}g_{21}}{-g_{12}g_{21} + g_{11}g_{22}}, \quad d_{32} = \frac{g_{12}g_{31} - g_{11}g_{32}}{g_{12}g_{21} - g_{11}g_{22}}, \quad (3-144)$$

$$t_{11} = \frac{-g_{13}g_{22}g_{31} + g_{13}g_{32}g_{21} + g_{23}g_{12}g_{31} - g_{23}g_{11}g_{32} - g_{33}g_{12}g_{21} + g_{33}g_{11}g_{22}}{-g_{23}g_{32} + g_{22}g_{33}},$$

$$t_{22} = \frac{-g_{13}g_{22}g_{31} + g_{13}g_{32}g_{21} + g_{23}g_{12}g_{31} - g_{23}g_{11}g_{32} - g_{33}g_{12}g_{21} + g_{33}g_{11}g_{22}}{-g_{13}g_{31} + g_{11}g_{33}},$$

$$t_{33} = \frac{-g_{13}g_{22}g_{31} + g_{13}g_{32}g_{21} + g_{23}g_{12}g_{31} - g_{23}g_{11}g_{32} - g_{33}g_{12}g_{21} + g_{33}g_{11}g_{22}}{-g_{12}g_{21} + g_{11}g_{22}},$$

$$t_{ij} = 0. (i \neq j) \quad (3-145)$$

분리 제어를 이용한 출력측 전압 제어 구성도를 그림 3.65에 나타내었다. 3상 출력측 직류단 전압 지령($v_{dc_out_a,b,c}^*$)와 측정된 전압($v_{dc_out}^*$)의 차가 직류단 전압 제어기($C_{a,b,c}$)로 입력되고 제어기의 출력이 분리 매트릭스를 거쳐 각각의

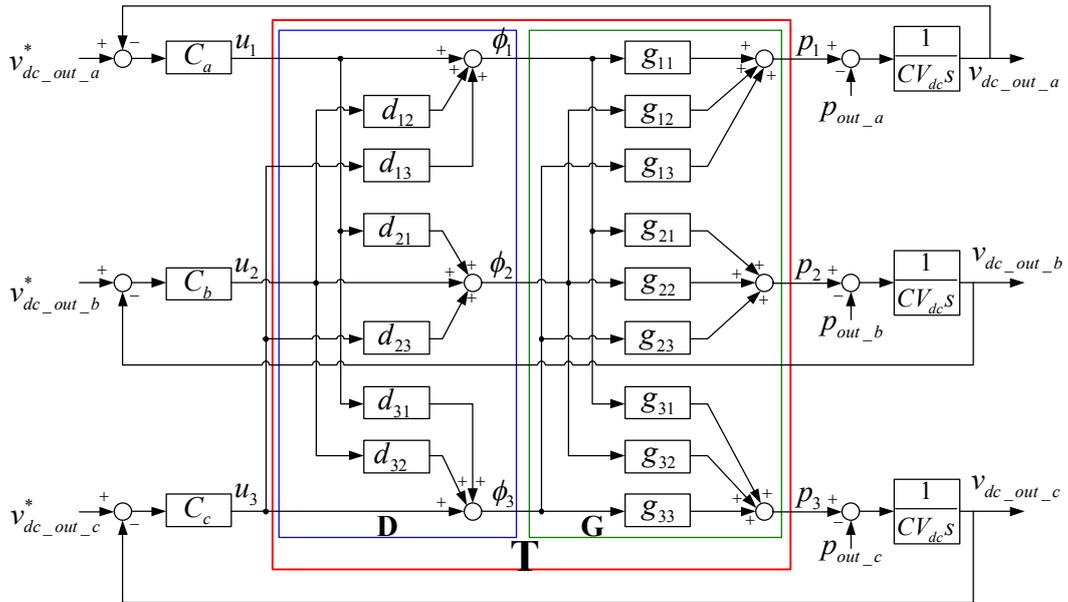


그림 3.65 분리 제어를 이용하는 출력측 전압 제어 구성도.

고주파 양방향 정류기의 위상 천이각으로 사용된다. 직류단 제어기의 출력 관점에서 분리 행렬을 포함한 전체 유사 시스템을 바라보면 (3-145)에 표현된 것처럼 서로 독립적인 3개의 SISO 시스템으로 볼 수 있다.

3.4.2 출력측 직류단 전압 제어기

제안된 전력 변환 회로의 출력측 직류단은 그림 3.66과 같이 나타낼 수 있다. 직류단의 캐패시터로 들어오는 전력의 관점에서 생각하면 출력측 직류단 전압은 (3-146)과 같이 고주파 양방향 정류기를 통해 입력되는 전력($p_x, x=a, b, c$)과 출력 풀 브릿지 인버터를 통해 출력되는 전력($p_{out_x}, x=a,b,c$)의 차를 통해 나타낼 수 있다.

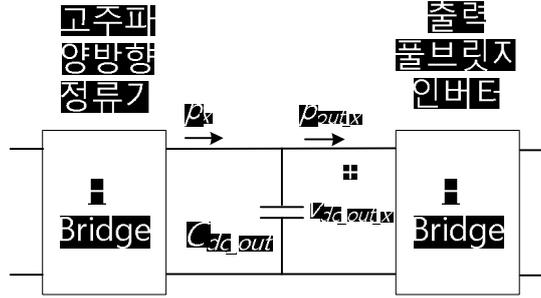


그림 3.66 출력측 직류단.

$$p_x - p_{out_x} = \frac{C_{dc_out}}{2} \frac{d}{dt} v_{dc_out_x}^2, \quad x = a, b, c \quad (3-146)$$

고주파 양방향 정류기를 통해 입력되는 전력은 위상 천이각에 의해 조절되며, 위상 천이각을 조절하기 위한 입력 전력 지령(p_x^*)은 (3-147)과 같이 비례 적분(proportional and integral, PI) 제어기를 사용하여 구한 값(p_{PI})과 전향 보상항(p_{FF})으로 이루어져 있다.

$$\begin{aligned} p_x^* &= p_{PI_x} + p_{FF_x}, \\ p_{PI_x} &= K_{p_vdc} (v_{dc_out_x}^* - v_{dc_out_x}) + K_{i_vdc} \int (v_{dc_out_x}^* - v_{dc_out_x}) dt \\ p_{FF_x} &= p_{out_x}^*, \quad x = a, b, c \end{aligned} \quad (3-147)$$

입력 전력 지령 중 전향 보상항은 출력 풀 브릿지 인버터를 통해 출력되는 전력은 출력단 전압과 전류를 통해 계산하여 비교적 정확히 알 수 있다. 실제 입력 전력이 입력 전력 지령을 잘 추종하고 있다고 가정하면, (3-146)은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$K_{p_vdc} (v_{dc_out_x}^* - v_{dc_out_x}) + K_{p_vdc} \int (v_{dc_out_x}^* - v_{dc_out_x}) dt = \frac{C_{dc_out}}{2} \frac{d}{dt} v_{dc_out_x}^2, \quad x = a, b, c \quad (3-148)$$

출력측 직류단 전압은 일정한 값으로 제어되고 있다고 가정하면, (3-148)의 출력측 직류단 전압의 제곱을 동작점(V_{dc_out})에서 테일러 시리즈(Taylor series)로 전개하고 2차항 이상을 무시하면 (3-149)와 같이 나타낼 수 있으며, (3-149)를 (3-148)에 대입하면 (3-150)의 식을 얻을 수 있다.

$$v_{dc_out_x}^2 \approx V_{dc_out}^2 + 2V_{dc_out} (v_{dc_out_x} - V_{dc_out}), \quad x = a, b, c \quad (3-149)$$

$$K_{p_vdc} (v_{dc_out_x}^* - v_{dc_out_x}) + K_{p_vdc} \int (v_{dc_out_x}^* - v_{dc_out_x}) dt = C_{dc_out} V_{dc_out} \frac{d}{dt} v_{dc_out_x}, \quad x = a, b, c \quad (3-150)$$

식 (3-150)을 라플라스 변환(Laplace transform)하여 출력측 직류단 전압 지령과 실제 전압의 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$\frac{v_{dc_out_x}}{v_{dc_out_x}^*} = \frac{\frac{K_{p_vdc}}{C_{dc_out} V_{dc_out}} s + \frac{K_{p_vdc}}{C_{dc_out} V_{dc_out}}}{s^2 + \frac{K_{p_vdc}}{C_{dc_out} V_{dc_out}} s + \frac{K_{p_vdc}}{C_{dc_out} V_{dc_out}}} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad x = a, b, c \quad (3-151)$$

여기서 ω_n 은 전달함수의 자연 비감쇠 주파수(natural undamped frequency)이고 ζ 는 감쇠비(damping ratio)이다. 전달함수가 원하는 ω_n, ζ 를 갖기 위해 비례

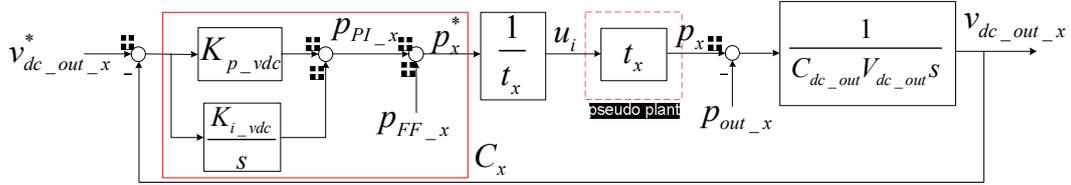


그림 3.67 출력측 직류단 전압 제어 구성도

적분 제어기의 이득을 다음과 같이 설정한다.

$$\begin{aligned}
 K_{p_vdc} &= 2\zeta\omega_n C_{dc_out} V_{dc_out}, \\
 K_{i_vdc} &= \omega_n^2 C_{dc_out} V_{dc_out}.
 \end{aligned}
 \tag{3-152}$$

3.4.1절에서 설명한 분리 제어 방법을 적용하면 제어 입력의 관점에서 봤을 때 유사 시스템의 입력(u_i)과 고주파 양방향 정류기의 입력 전력(p_i)의 관계가 (3-143)과 같이 나타내어진다. 본 절에서 설명한 비례적분 제어기의 출력은 전력 단위의 값이므로, 그 역수를 곱하여 유사 시스템에 입력시켜야 한다. 전압 제어기와 시스템을 포함한 전체 출력측 직류단 전압 제어 구성도를 그림 3.67에 나타내었다.

3.5 소프트 스위칭 특성 분석

제안된 전력 변환 회로의 한 단은 동일한 구조의 풀 브릿지 인버터 12개로 구성되어 있으며, 풀 브릿지 인버터의 연결 구조에 따라 네 부분으로 분류되고, 각각의 동작 특성이 다르다. 스위칭 손실의 측면에서 봤을 때, 저주파 양방향 정류기는 전원 계통의 주파수에 동기 되어 직류단 전압이 영일 때에만

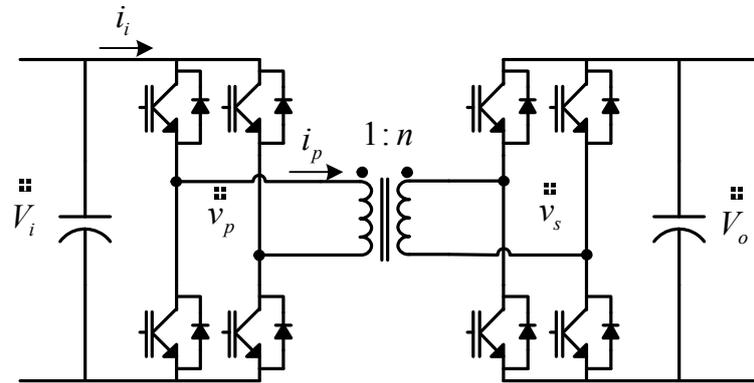
스위칭하기 때문에 여기서 발생하는 스위칭 손실은 무시할 수 있는 정도의 수준이다. 반면 출력 풀 브릿지 인버터는 CHB 컨버터의 한 셀처럼 동작하며 PWM 방식을 통해 부하 주파수의 출력 전압을 합성하기 때문에 하드 스위칭 동작을 한다.

이처럼 스위칭 손실의 수준이 어느 정도 정해진 두 부분에 비해, 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기로 이루어진 고주파 전력 전달 부분은 스위칭 동작에 따라서 각 부분의 영전압 스위칭 특성이 달라져 스위칭 손실의 정도가 달라진다. 본 절에서는 운전 조건에 따른 고주파 전력 전달 부분의 영전압 스위칭 특성을 분석한다.

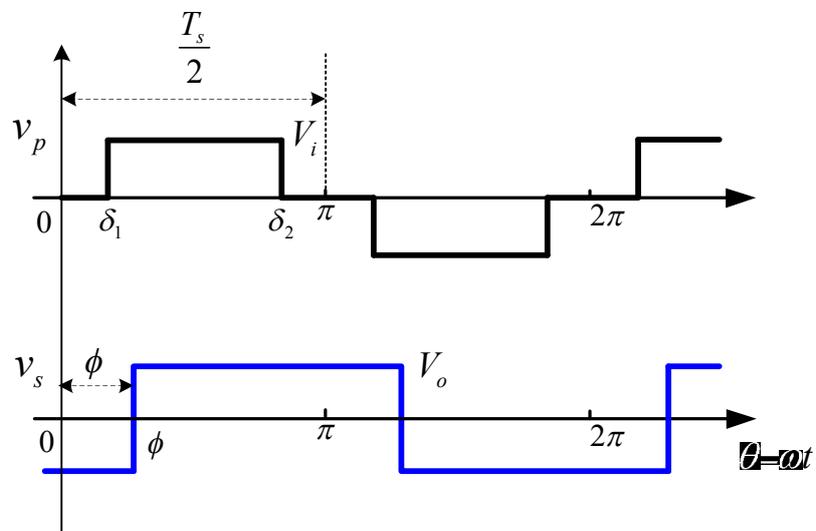
제안된 전력 변환 회로의 고주파 전력 전달 부분은 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터가 직렬 연결된 포트 하나와, 3상의 고주파 양방향 정류기로 이루어진 포트들 사이를 고주파 다권선 변압기로 연결한 구조를 가지며 그림 3.34와 같이 모델링 될 수 있다. 각 부분의 영전압 스위칭 특성은 각 포트 간의 출력 전압의 관계에 의해 정해진다. 먼저 두 개의 포트 사이의 관계에 의해 정해지는 소프트 스위칭 특성을 살펴 보고 [38], 그 결과를 종합하여 전체 고주파 전력 전달 부분의 영전압 스위칭에 의한 소프트 스위칭 특성을 알아 본다.

3.5.1 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 사이의 소프트 스위칭 분석

고주파 전력 전달 부분을 구성하는 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기는 그 연결 구조와 동작 특성이 서로 달라 영전압 스위칭 특성



(a)



(b)

그림 3.68 듀얼 액티브 브릿지 컨버터

(a) 듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 구조

(b) 일차측과 이차측의 출력 전압 파형

도 다르다. 먼저 정현 변조 풀 브릿지와 고주파 양방향 정류기 사이의 관계를

살펴본다.

정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 모두 풀 브릿지 인버터 모듈로 이루어져 있고, 양 측의 출력 전압 사이의 위상차를 조절하여 전달되는 전력을 조절한다. 특히 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 출력 전압의 통류율을 조절하는데, 이 구조와 방식은 듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 PWM 제어 방법과 동일하다 [82]-[86]. 그림 3.68에 듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 구조와 PWM 제어 방법을 통한 출력 전압의 파형을 나타내었다.

듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 영전압 스위칭 조건은 스위칭 순간에 변압기에 흐르는 전류의 방향에 의해 정해진다. 풀 브릿지 인버터의 특정 스위치가 영전압 스위칭 하려면, 해당 스위치가 켜지는 시점에 그 역병렬 다이오드를 통해 전류가 흐르고 있어 능동 소자의 양단에 인가되는 전압이 영이 되어야 한다. 이것을 정리하면, 그림 3.68에서 각각의 풀 브릿지 인버터의 레그가 영전압 스위칭 할 수 있는 조건은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

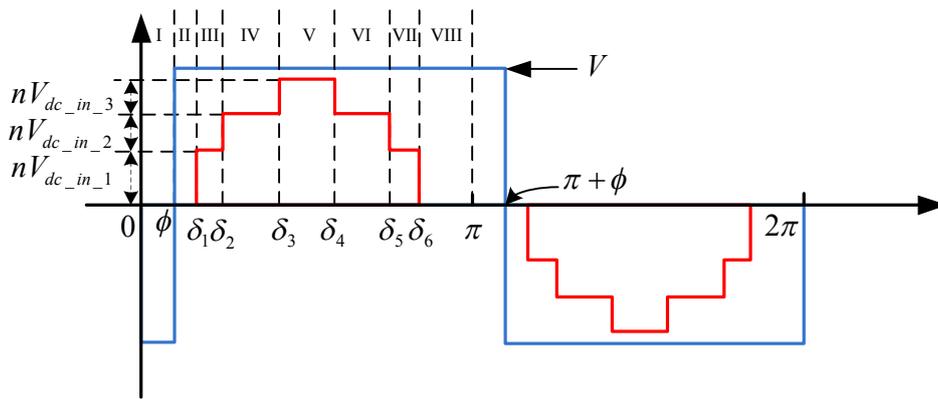
$$\begin{aligned} i_p(\delta_1) < 0 & : \text{일차측의 오른쪽 레그} \\ i_p(\delta_2) > 0 & : \text{일차측의 왼쪽 레그} \\ i_p(\phi) > 0 & : \text{이차측의 양 레그} \end{aligned} \tag{3-153}$$

풀 브릿지 인버터의 전압과 전류는 스위칭 반 주기에 대해 대칭적인 형태를 띠기 때문에 (3-153)에 나타낸 것과 같이 스위칭 반 주기 동안의 조건만 살펴보면 영전압 스위칭 여부를 판단할 수 있다.

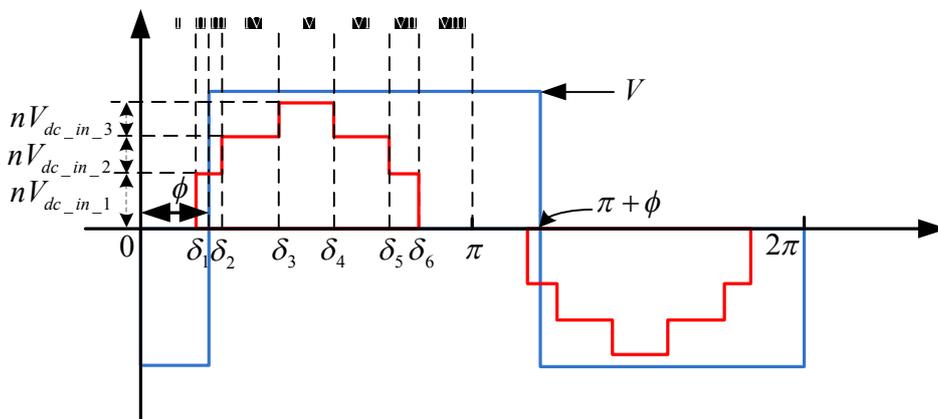
그림 3.68 (b)의 출력 파형에서, 일차측 풀 브릿지 인버터의 출력 전압(v_p)은

1 이하의 통류율을 가진 전압을 합성하는 반면, 이차측 풀 브릿지 인버터의 출력 전압(v_s)는 완전한 구형파의 형태를 띤다. 이것은 각각 제안된 전력 변환 회로의 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 합성 방법과 동일하다. 따라서 (3-153)의 조건을 제안된 전력 변환 회로의 영전압 스위칭 조건을 분석하는 데에도 동일하게 사용할 수 있다.

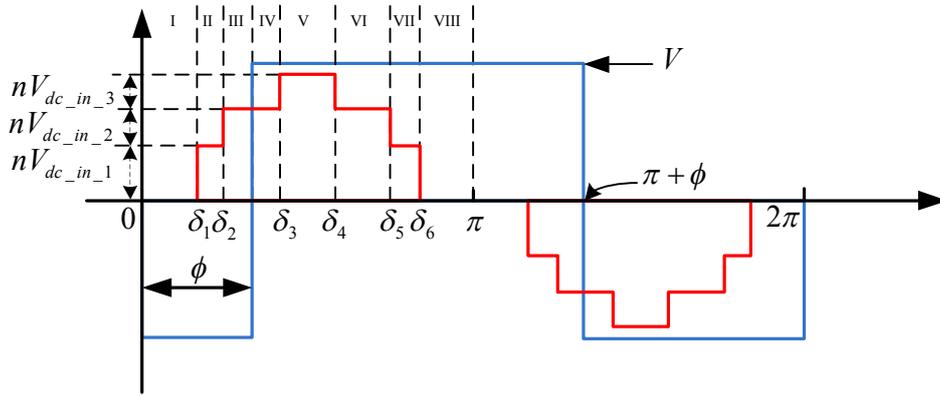
3 상 정현 변조 풀 브릿지가 직렬로 연결된 포트와 한 상의 고주파 양방향



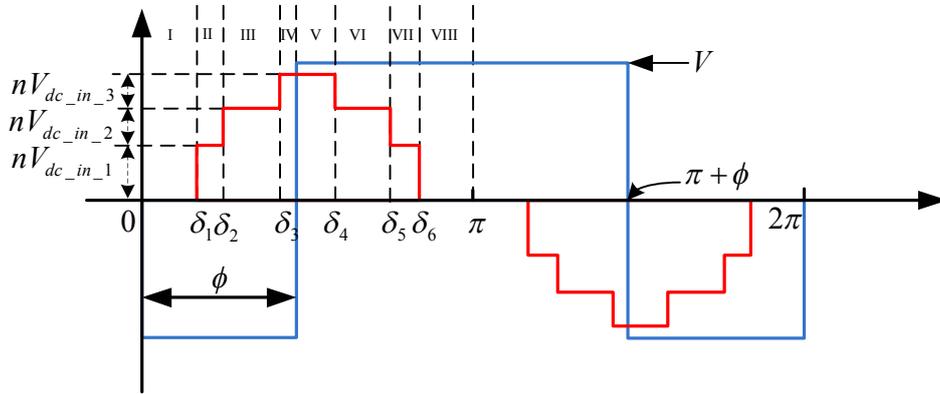
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 3.69 전력 공급 운전 시 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 파형.

(a) 운전 조건 1, (b) 운전 조건 2, (c) 운전 조건 3, (d) 운전 조건 4

정류기의 연결은 그림 3.32의 오른쪽의 등가 모델로 표현할 수 있다. 고주파 다권선 변압기의 이차 권선이 직렬로 연결되어 있기 때문에 변압기의 이차측에서 봤을 때 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압이 모두 합쳐져 보이고, 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터에는 모두 같은 전류가 흐른다.

그림 3.69에 전력 공급 운전 시 변압기의 이차측에서 바라본 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 파형을 나타내었다. 여기서 $nV_{dc_in_1,2,3}$ 은 각각 특정 스위칭 시점에서 입력측 직류단 중 가장 높은 직류단 전압, 중간 크기의 직류단 전압, 가장 낮은 직류단 전압을 가리키고, V 는 출력측 직류단 전압의 크기를 의미한다. 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압은 그림 3.30에 나타낸 것과 같이 3상의 출력 전압이 합쳐진 형태이므로 전압의 형태가 변동하는 시점인 δ_l - δ_6 은 각 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터가 스위칭 되는 시점을 가리킨다.

각 스위칭 시점에서 변압기에 흐르는 전류는 3.3.2절에서 계산한 것과 마찬가지로 그림 3.69에 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 간의 위상차에 따라 각 모드에서 변압기에 인가되는 전압과 전류의 관계를 통해 각 스위칭 시점에서의 전류를 해석적으로 구할 수 있다. 참고 문헌 [40]에 그 과정이 나타나 있으며, 결과가 되는 각 스위칭 시점의 전류는 다음과 같이 구해진다.

(1) 운전 조건 1

$$i_{\delta_1} = \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + \delta_1)V_{i1} + (\delta_2 - \delta_5)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + (2\phi + \pi - 2\delta_1)V),$$

$$i_{\delta_2} = \frac{1}{2\omega L} ((2\delta_2 - \delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_2 - \delta_5)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + (2\phi + \pi - 2\delta_2)V),$$

$$i_{\delta_3} = \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_3 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_2 - \delta_5 + 2\delta_3)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + (-2\delta_3 + \pi + 2\phi)V),$$

$$i_{\delta_4} = \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_4 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_4)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_4 + \pi + 2\phi)V),$$

$$\begin{aligned}
i_{\delta 5} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 - \delta_1 + 2\delta_5)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (\pi - 2\delta_5 + 2\phi)V), \\
i_{\delta 6} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_1 + \delta_6)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_6 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\phi} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 + \delta_2)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + \pi V). \tag{3-154}
\end{aligned}$$

(2) 운전 조건 2

$$\begin{aligned}
i_{\delta 1} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 + \delta_2)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (2\delta_1 + \pi - 2\phi)V), \\
i_{\delta 2} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_1 + 2\delta_2 - \delta_6)V_{i1} + (\delta_2 - \delta_5)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + (-2\delta_2 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta 3} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_3 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_3)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_3 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta 4} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_4 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_4)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_4 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta 5} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_5 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_5 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta 6} &= \frac{1}{2\omega L} ((\delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_6 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\phi} &= \frac{1}{2\omega L} ((2\phi - \delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 + \delta_2)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + \pi V). \tag{3-155}
\end{aligned}$$

(3) 운전 조건 3

$$\begin{aligned}
i_{\delta 1} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 + \delta_2)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (2\delta_1 + \pi - 2\phi)V), \\
i_{\delta 2} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_1 + 2\delta_2 - \delta_6)V_{i1} + (\delta_2 - \delta_5)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + (2\delta_2 + \pi - 2\phi)V),
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_{\delta_3} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_3 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_3)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_3 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_4} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_4 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_4)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_4 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_5} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_5 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_5 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_6} &= \frac{1}{2\omega L} ((\delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_6 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\phi} &= \frac{1}{2\omega L} ((2\phi - \delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\phi)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + \pi V). \quad (3-156)
\end{aligned}$$

(4) 운전 조건 4

$$\begin{aligned}
i_{\delta_1} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 + \delta_2)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (2\delta_1 + \pi - 2\phi)V), \\
i_{\delta_2} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_1 + 2\delta_2 - \delta_6)V_{i1} + (\delta_2 - \delta_5)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + (2\delta_2 + \pi - 2\phi)V), \\
i_{\delta_3} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_3 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_3)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (2\delta_3 + \pi - 2\phi)V), \\
i_{\delta_4} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_4 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_4)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_4 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_5} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_5 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_5 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_6} &= \frac{1}{2\omega L} ((\delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_6 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\phi} &= \frac{1}{2\omega L} ((2\phi - \delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\phi)V_{i2} + (-\delta_4 - \delta_3 + 2\phi)V_{i3} + \pi V). \quad (3-157)
\end{aligned}$$

여기서 $V_{i1,2,3}$ 은 입력측 직류단 전압 중 가장 높은 전압, 중간 크기의 전압,

가장 낮은 전압을 가리키며, δ_1 - δ_6 은 (3-158)로 정해진다.

$$\begin{aligned}
 \delta_1 &= \frac{\pi}{2} \left(1 - m \left| g_{ac_1} \right| \right), \\
 \delta_2 &= \frac{\pi}{2} \left(1 - m \left| g_{ac_2} \right| \right), \\
 \delta_3 &= \frac{\pi}{2} \left(1 - m \left| g_{ac_3} \right| \right), \\
 \delta_4 &= \frac{\pi}{2} \left(1 + m \left| g_{ac_3} \right| \right), \\
 \delta_5 &= \frac{\pi}{2} \left(1 + m \left| g_{ac_2} \right| \right), \\
 \delta_6 &= \frac{\pi}{2} \left(1 + m \left| g_{ac_1} \right| \right),
 \end{aligned} \tag{3-158}$$

여기서 $g_{ac_1,2,3}$ 은 각각 입력측 직류단 중 가장 높은 직류단 전압, 중간 크기의 직류단 전압, 가장 낮은 직류단 전압을 가지는 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 정현 변조 함수를 가리킨다. 그런데 [40]에서는 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 변조 함수에서 역률각을 영으로 선정한 경우에 대해서만 분석하였다. 변조 함수의 역률각이 영이 아닌 경우, 그림 3.53의 운전 조건 2 혹은 운전 조건 4와 같이 정현 변조 풀 브릿지의 출력 전압의 부호가 바뀌는 구간이 존재하게 된다. 예를 들어, 그림 3.69 (a)의 운전 조건에서 변조 함수의 영이 아닌 역률각에 의해 직류단 전압의 크기가 가장 작은 상의 전압 출력의 부호가 바뀌는 구간이 있다면, 이 때의 전압 파형은 그림 3.70에 나타난 형태를 띠고, 이를 고려하지 않는 경우 (3-154)-(3-157)의 전류식에 오차가 발생된다. 이 오

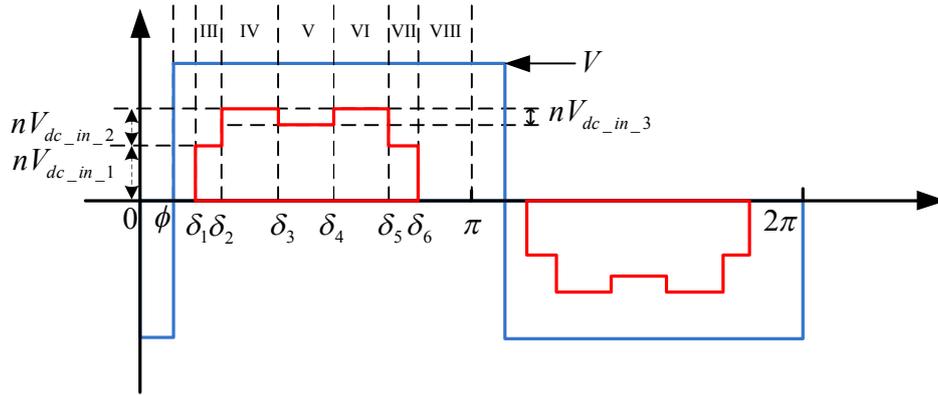


그림 3.70 정현 변조 함수의 역률각 선정에 의해 발생될 수 있는 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압 예

차를 없애기 위해서 (3-154)-(3-157)에 쓰이는 $V_{i1,2,3}$ 을 다음과 같이 재설정하여 계산한다.

$$V_{ix} = \text{sign}(g_{ac_x})nV_{dc_in_x}, \quad x=1,2,3 \quad (3-159)$$

식 (3-153)은 변압기에 흐르는 전류를 계산할 때 정현 변조 함수의 부호에 따라 합성되는 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압의 부호가 변동될 수 있도록 하는 역할을 한다. 그러면 (3-154)-(3-157)을 통해 얻은 각 스위칭 시점에서의 전류를 이용하여 영전압 스위칭 여부를 판별할 수 있다. 식 (3-153)의 조건을 제안된 전력 변환 회로의 고주파 전력 전달 부분에 적용하면 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 조건을 (3-160)로, 고주파 양방향 정류기의 영전압 스위칭을 조건을 (3-161)로 표현할 수 있다.

$\text{sign}(g_{ac_1})i_{rec_{\delta_1}} < 0, \text{sign}(g_{ac_1})i_{rec_{\delta_6}} > 0$:가장 높은 직류단 전압을 갖는 상

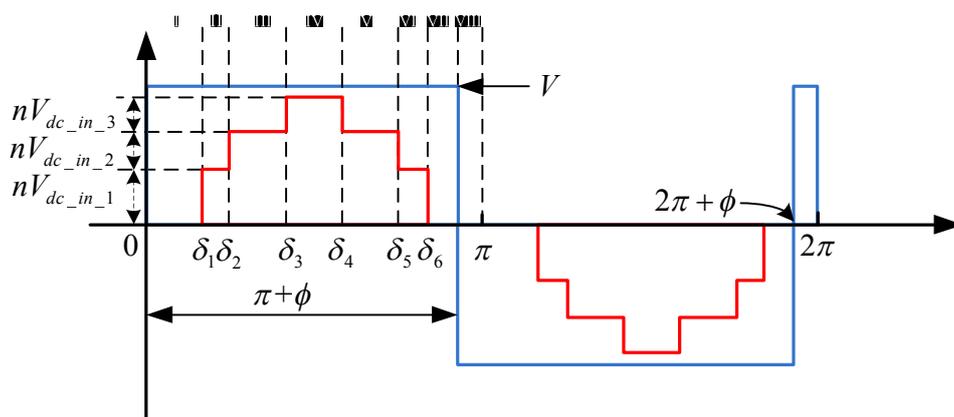
$\text{sign}(g_{ac_2})i_{rec_{\delta_2}} < 0, \text{sign}(g_{ac_2})i_{rec_{\delta_5}} > 0$:중간 크기의 직류단 전압을 갖는 상

$\text{sign}(g_{ac_3})i_{rec_{\delta_3}} < 0, \text{sign}(g_{ac_3})i_{rec_{\delta_4}} > 0$:가장 낮은 직류단 전압을 갖는 상

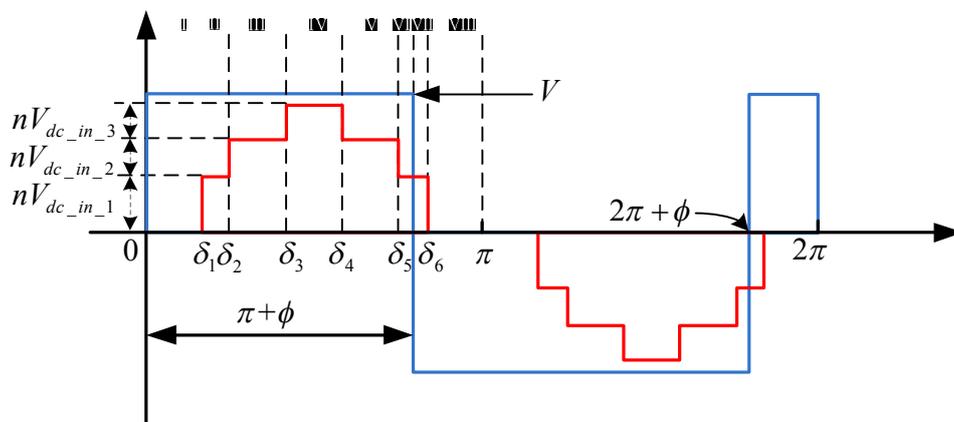
(3-160)

$i_{rec_{\phi}} > 0$.

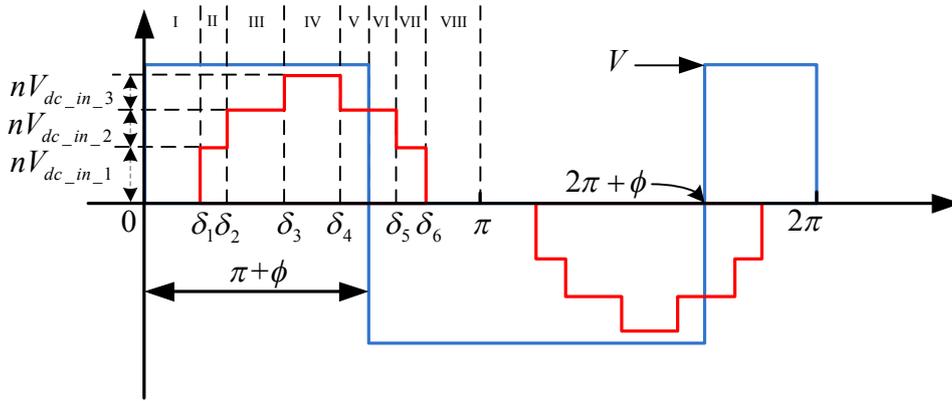
(3-161)



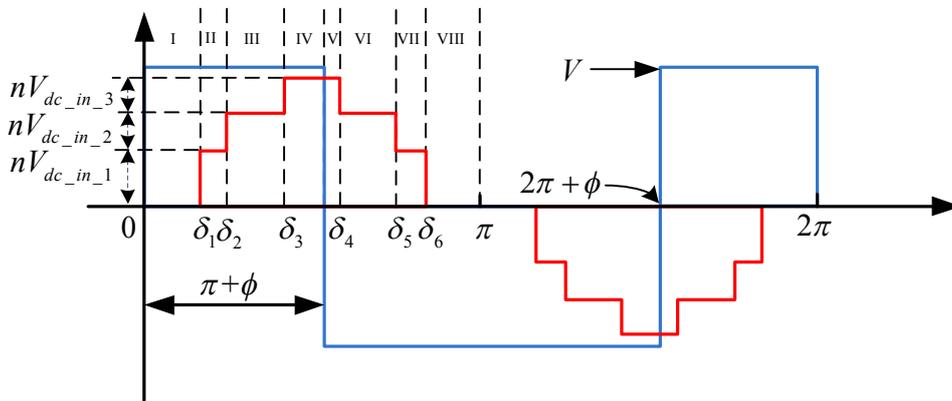
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 3.71 회생 운전 시 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 파형

(a) 운전 조건 1, (b) 운전 조건 2, (c) 운전 조건 3, (d) 운전 조건 4

회생 운전 시에도 전력 공급 운전 시와 동일한 방법을 이용하여 영전압 스위칭 여부를 판별할 수 있다. 그림 3.71에 회생 운전 시 변압기의 이차측에서 바라본 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압과 고주파 양방향 정류기의

출력 전압 파형을 나타내었다. 회생 운전 시에도 각각의 운전 조건에서 변압기에 인가되는 전압과 전류의 관계를 이용하여 스위칭 시점에 변압기에 흐르는 전류를 구할 수 있다. 아래에 그 결과를 나타내었다.

(1) 운전 조건 1

$$\begin{aligned}
 i_{\delta 1} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 + \delta_2)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_1 + \pi + 2\phi)V), \\
 i_{\delta 2} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_1 + 2\delta_2 - \delta_6)V_{i1} + (\delta_2 - \delta_5)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + (-2\delta_2 + \pi + 2\phi)V), \\
 i_{\delta 3} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_3 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_3)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_3 + \pi + 2\phi)V), \\
 i_{\delta 4} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_4 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_4)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_4 + \pi + 2\phi)V), \\
 i_{\delta 5} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_5 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_5 + \pi + 2\phi)V), \\
 i_{\delta 6} &= \frac{1}{2\omega L} ((\delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_6 + \pi + 2\phi)V), \\
 i_{\pi+\phi} &= -\frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 + \delta_2)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + \pi V), \tag{3-162}
 \end{aligned}$$

(2) 운전 조건 2

$$\begin{aligned}
 i_{\delta 1} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 + \delta_2)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_1 + \pi + 2\phi)V), \\
 i_{\delta 2} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_1 + 2\delta_2 - \delta_6)V_{i1} + (\delta_2 - \delta_5)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + (-2\delta_2 + \pi + 2\phi)V), \\
 i_{\delta 3} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_3 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_3)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_3 + \pi + 2\phi)V),
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_{\delta_4} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_4 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_4)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_4 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_5} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_5 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_5 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_6} &= \frac{1}{2\omega L} ((\delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (2\delta_6 - 3\pi - 2\phi)V), \\
i_{\pi+\phi} &= -\frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 + \delta_2)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + \pi V). \tag{3-163}
\end{aligned}$$

(3) 운전 조건 3

$$\begin{aligned}
i_{\delta_1} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 + \delta_2)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_1 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_2} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_1 + 2\delta_2 - \delta_6)V_{i1} + (\delta_2 - \delta_5)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + (-2\delta_2 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_3} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_3 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_3)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_3 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_4} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_4 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_4)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_4 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_5} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_5 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (2\delta_5 - 3\pi - 2\phi)V), \\
i_{\delta_6} &= \frac{1}{2\omega L} ((\delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (2\delta_6 - 3\pi - 2\phi)V), \\
i_{\pi+\phi} &= \frac{1}{2\omega L} ((2\phi + 2\pi - \delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\pi + 2\phi)V_{i2} + (\delta_4 - \delta_3)V_{i3} - \pi V). \tag{3-164}
\end{aligned}$$

(4) 운전 조건 4

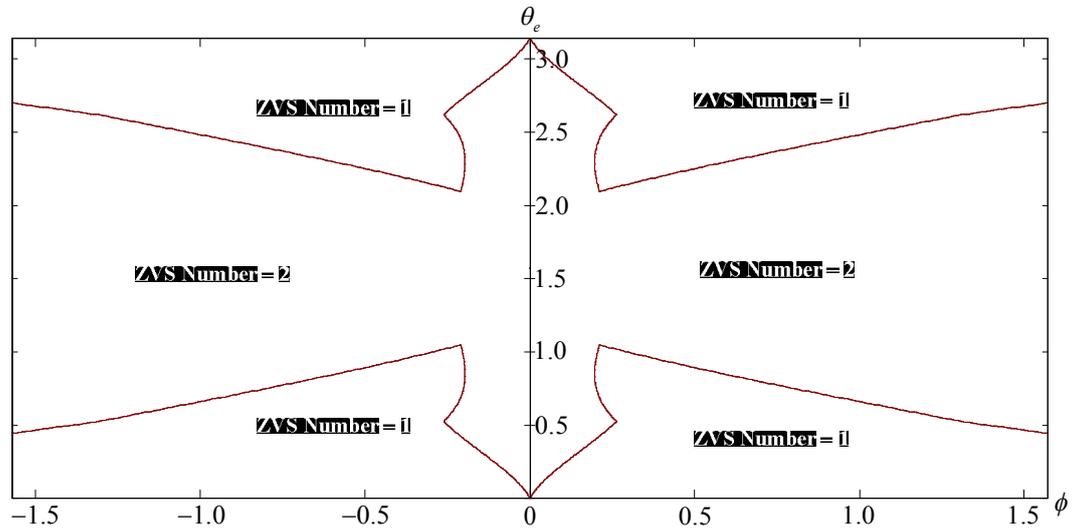
$$i_{\delta_1} = \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 + \delta_2)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_1 + \pi + 2\phi)V),$$

$$\begin{aligned}
i_{\delta_2} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_1 + 2\delta_2 - \delta_6)V_{i1} + (\delta_2 - \delta_5)V_{i2} + (-\delta_4 + \delta_3)V_{i3} + (-2\delta_2 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_3} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_3 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_3)V_{i2} + (\delta_3 - \delta_4)V_{i3} + (-2\delta_3 + \pi + 2\phi)V), \\
i_{\delta_4} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_4 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\delta_4)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (2\delta_4 - 3\pi - 2\phi)V), \\
i_{\delta_5} &= \frac{1}{2\omega L} ((-\delta_6 + 2\delta_5 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (2\delta_5 - 3\pi - 2\phi)V), \\
i_{\delta_6} &= \frac{1}{2\omega L} ((\delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (\delta_5 - \delta_2)V_{i2} + (-\delta_3 + \delta_4)V_{i3} + (2\delta_6 - 3\pi - 2\phi)V), \\
i_{\pi+\phi} &= \frac{1}{2\omega L} ((2\phi + 2\pi - \delta_6 - \delta_1)V_{i1} + (-\delta_5 - \delta_2 + 2\pi + 2\phi)V_{i2} + (2\pi + 2\phi - \delta_4 - \delta_3)V_{i3} - \pi V).
\end{aligned}
\tag{3-165}$$

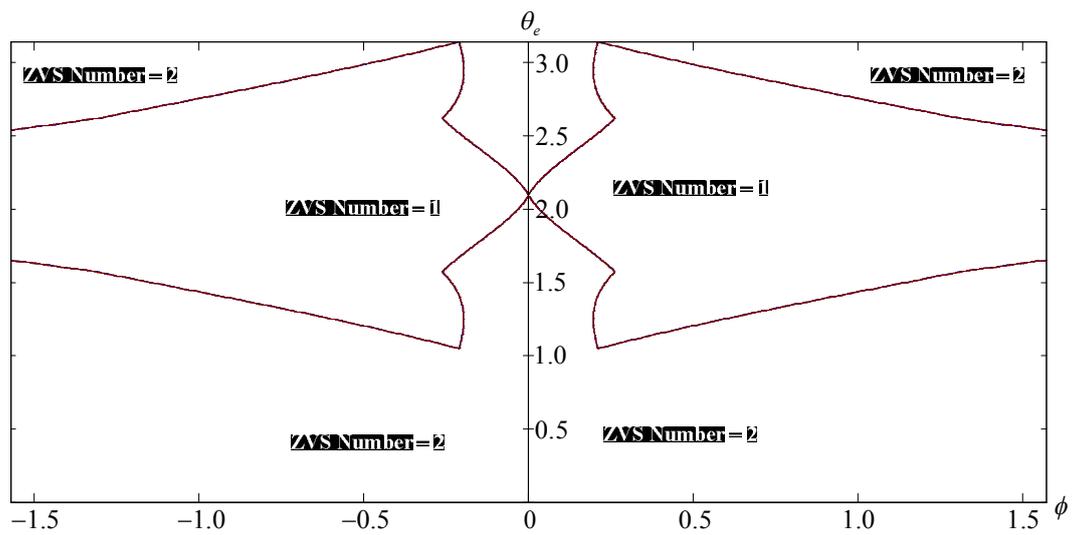
(3-159)를 (3-162)-(3-165)에 대입하여 각 스위칭 시점에서 변압기에 흐르는 전류를 구하고 이를 (3-160)과 (3-161)에 대입하면 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 영전압 스위칭 여부를 판별할 수 있다.

그림 3.72는 이렇게 판별된 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 특성을 나타낸다. 각각의 스위칭 시점에서의 전류를 계산하고 (3-154)와 비교하여 영전압 스위칭 여부를 판별하였다. 정현 변조 지수는 1로, 역률각은 0으로 선정하였다. 그림에서 ZVS number는 정현 변조 풀 브릿지 인버터 중 영전압 스위칭하는 레그의 수를 나타낸다. ZVS number가 1인 경우에는 둘 중 하나의 레그만 영전압 스위칭이 이루어지고, 2인 경우에는 모든 레그에서 영전압 스위칭이 이루어진다. 그림 3.72를 살펴보면, 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 전원 계통 위상각과 위상 천이각에 따라 영전압 스위칭의 양상이 달라진다. 특정한 부하의 정상상태에서 운전하고 있다고 가정하면, 위상 천이각은 고정

되고, 전원 계통의 위상각에 따라 주기적으로 영전압 스위칭하는 레그의 수가 변동된다. 모든 운전 영역에서 최소한 둘 중 한 레그는 영전압 스위칭이 이루어지고, 위상 천이각의 크기가 일정값 이하인 경우는 경우 더 많은 영역에서



(a)



(b)

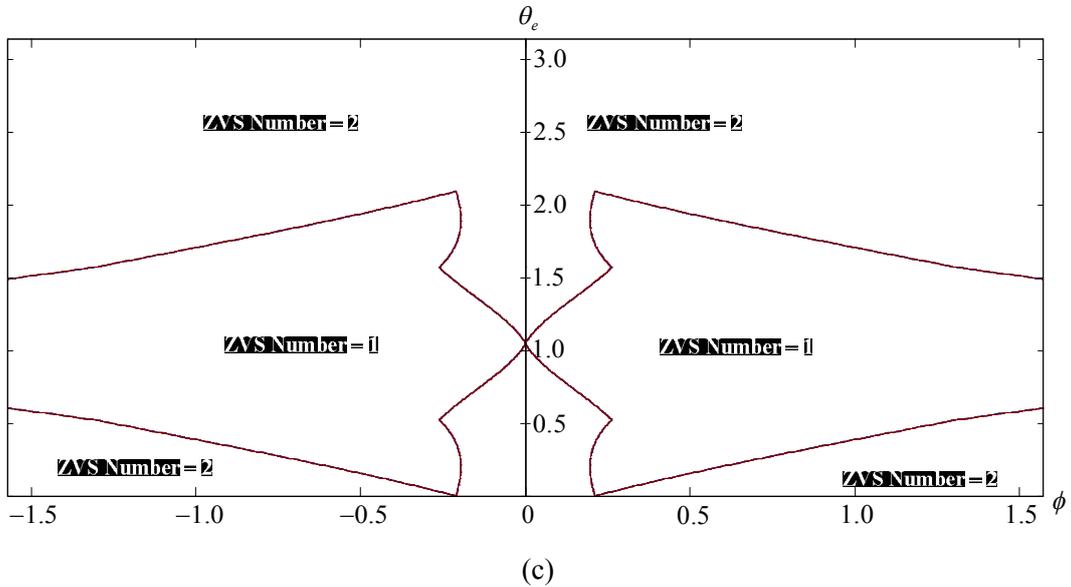


그림 3.72 전원 계통 위상각과 위상 천이각에 따른 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 특성 ($m=1, \gamma=0$).

(a) a상, (b) b상, (c) c상

모든 레그의 영전압 스위칭이 이루어진다. 3.3.2절에서는 정현 변조 풀 브릿지 인버터에서 전달하는 전력의 고조파를 억제하고자 위상 천이각을 일정 값 이하로 유지하는 것을 제안하였는데, 그것은 스위칭 손실을 줄일 수 있는 영전압 스위칭의 확대 측면에서도 유리한 운전 조건임을 알 수 있다. 영전압 스위칭 특성은 전원 공급 운전이나 회생 운전에 대해 대칭적이며, a, b, c상이 각각 동일한 양상을 가지고 $-\frac{2}{3}\pi$, $+\frac{2}{3}\pi$ 씩 위상차를 가진다.

정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 특성은 정현 변조 지수에 따라서 달라진다. 정현 변조 지수의 변동에 따른 a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영

전압 특성을 그림 3.73에 나타냈다. 전반적으로 정현 변조 지수가 줄어들수록 두 개의 레그가 모두 영전압 스위칭하는 영역이 줄어드는 경향을 보인다. 특히 전원 계통각 $\frac{\pi}{2}$ 부근에서 ZVS number가 2인 영역이 급격히 줄어들어, 위상 천이각이 커질 경우 항상 하나의 레그만 영전압 스위칭 동작을 하게 된다. 그런데 3.3.2절에서 설명한 바와 같이 정현 변조 풀 브릿지 인버터에서 전달하는 전력의 고조파를 억제하고자 정현 변조 지수를 1보다 작게 선정하는 것이 필요하다. 따라서 위상 천이각이 일정 크기 이상 커지지 않도록 시스템을 설계해야 두 개의 레그가 영전압 스위칭하는 구간이 늘어난다.

정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 특성은 정현 변조 함수의 역률각에 따라서도 변한다. 그림 3.74, 그림 3.75에 각각 양의 역률각과 음의 역

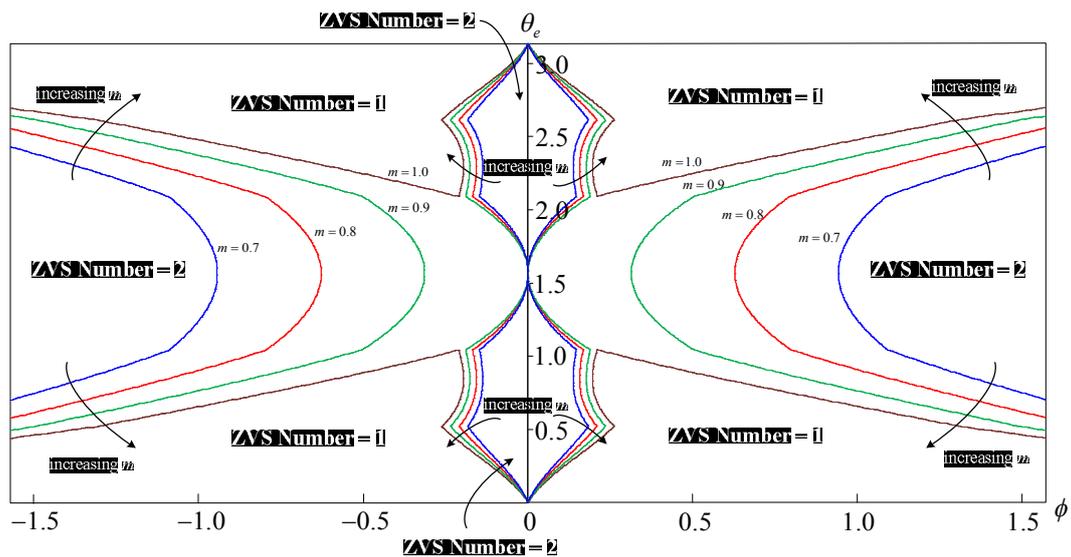
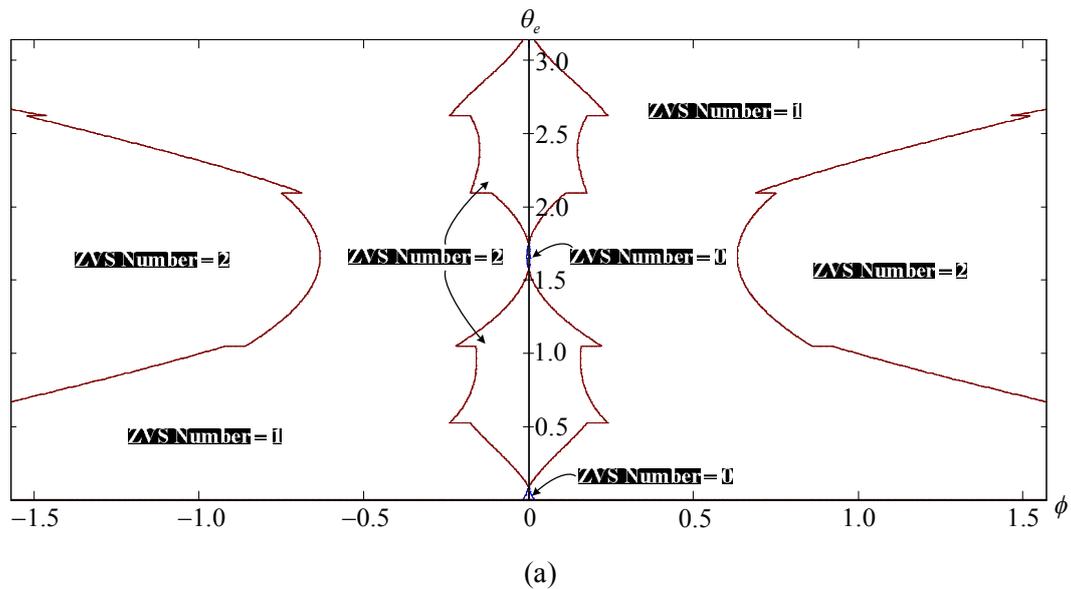


그림 3.73 정현 변조 지수의 변동에 따른 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 특성 ($\gamma=0$).

역각을 인가할 때의 a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 특성을 나타냈다. 이 때 정현 변조 지수는 0.8로 선정하였다. 역각을 변동시킴에 따라 영전압 스위칭 특성이 변동되며, 특히 인가되는 역각의 크기가 커질수록 위상 천이각의 크기가 작은 부분에서 모든 레그가 영전압 스위칭을 하지 않는 ZVS number=0 인 구간이 늘어나는 경향을 보인다. 또 인가하는 역각의 크기를 키우면 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압의 크기가 작아지고, 그에 따라 동일한 부하를 구동할 때 위상 천이각이 늘어나기 때문에 역각이 영인 경우에 비해 ZVS number가 2 대신 1인 구간에서 동작하는 경우가 늘어나게 된다.

정현 변조 풀 브릿지 인버터는 그림 3.62-그림 3.65에 나타낸 것과 같이 전 원 계통 위상각과 위상 천이각에 따라 영전압 스위칭 특성이 달라지지만, 고 주파 양방향 정류기는 항상 (3-161)의 조건을 만족하여 모든 운전 조건에서 영



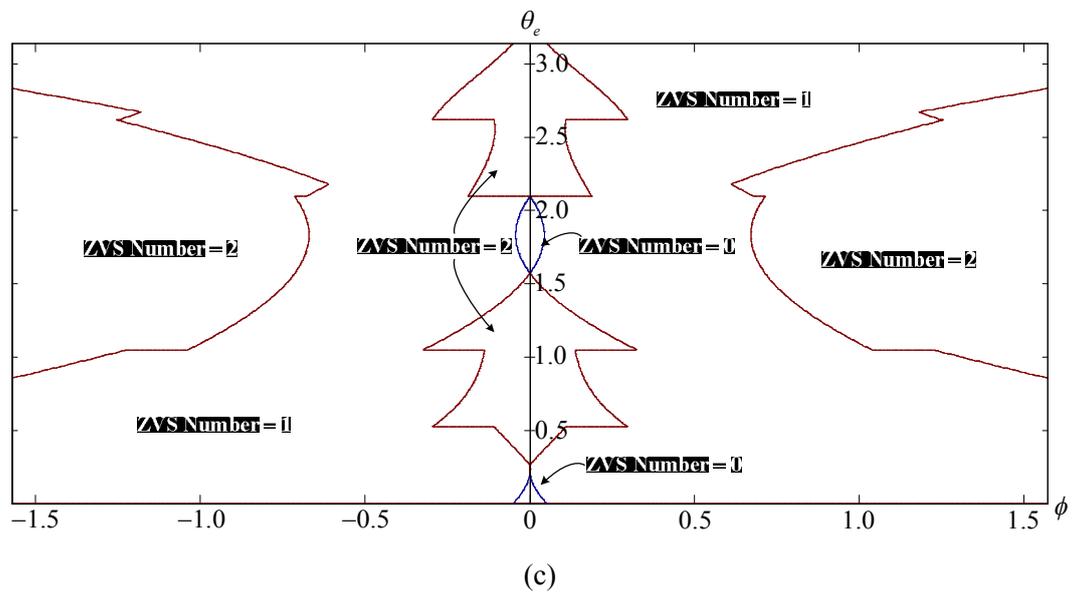
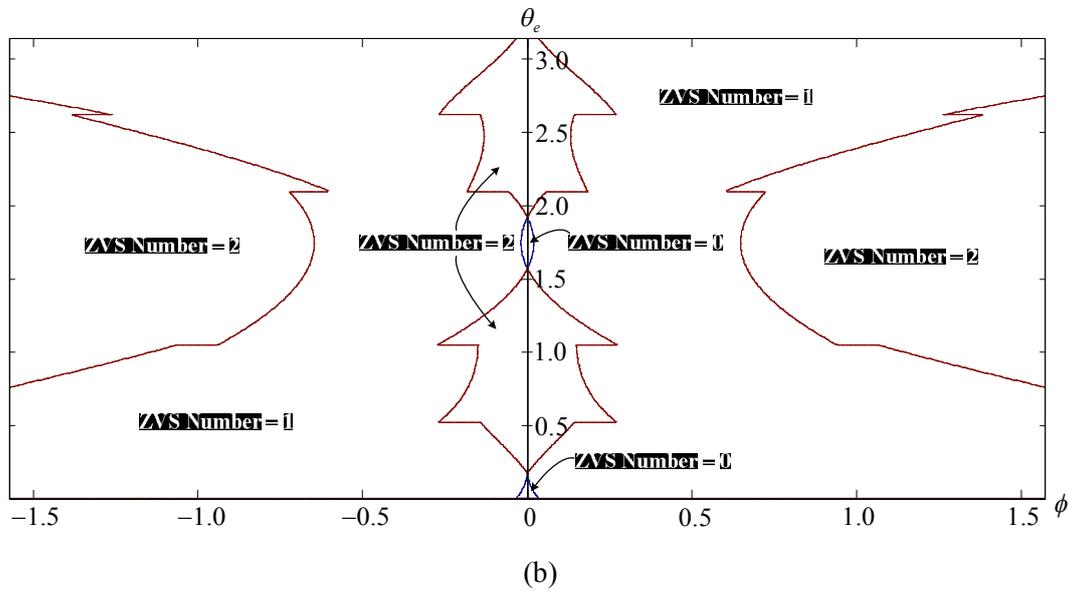
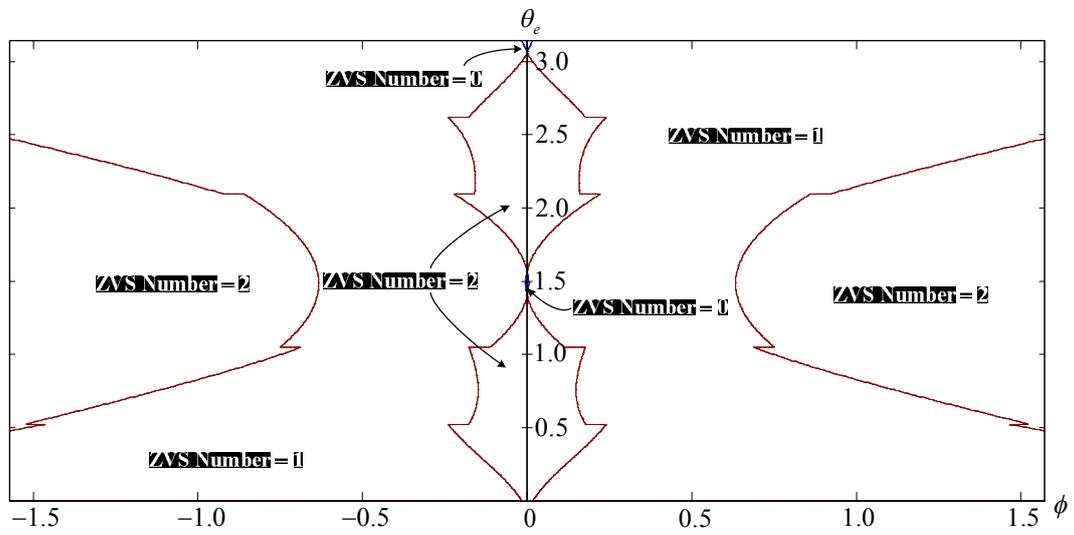
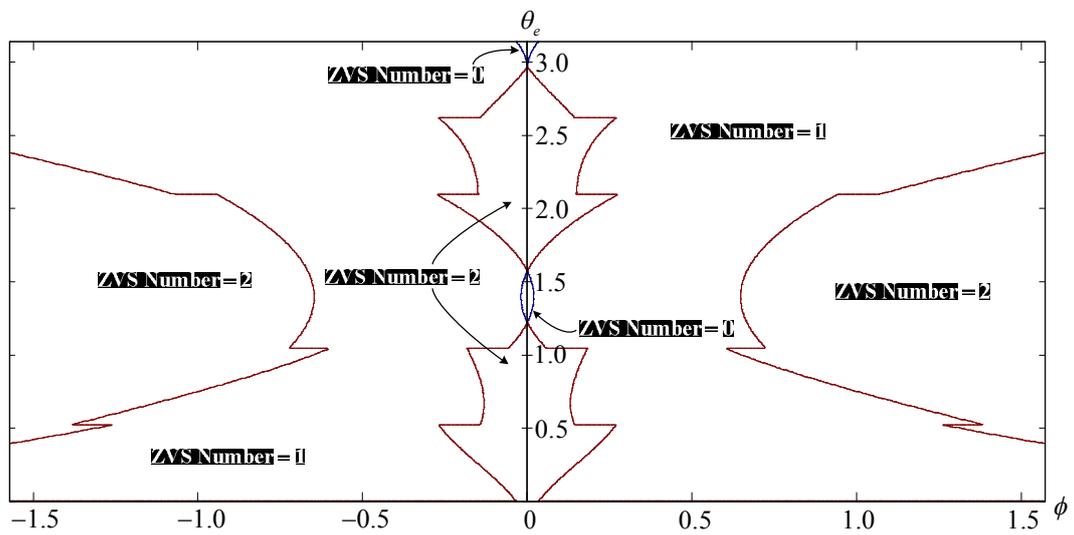


그림 3.74 전원 계통 위상각과 위상 천이각에 따른 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 특성 ($m=0.8$).

(a) $\gamma=5^\circ$, (b) $\gamma=10^\circ$, (c) $\gamma=15^\circ$



(a)



(b)

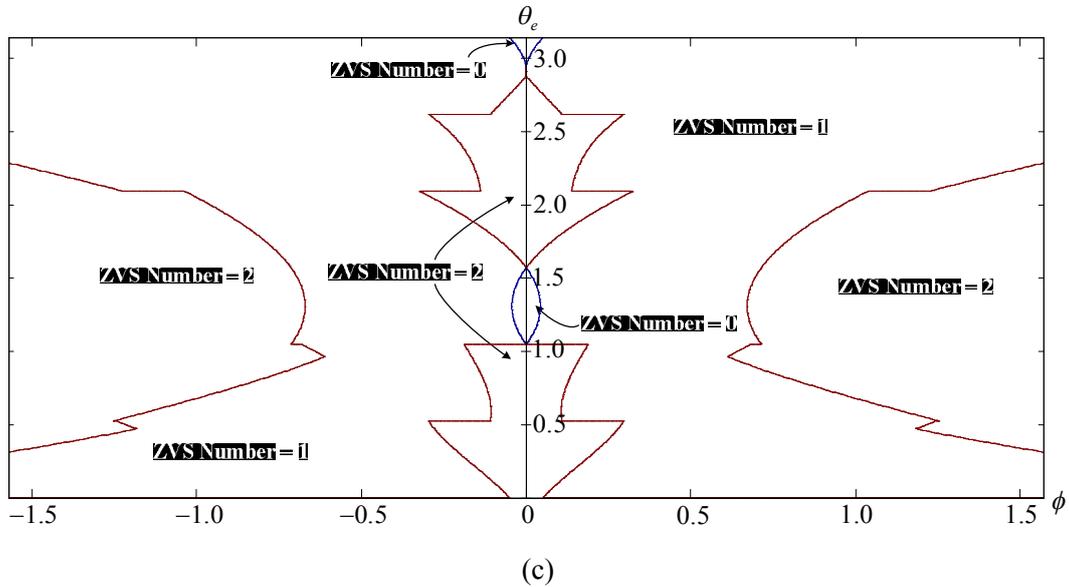


그림 3.75 전원 계통 위상각과 위상 천이각에 따른 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 특성 ($m=0.8$).

(a) $\gamma=-5^\circ$, (b) $\gamma=-10^\circ$, (c) $\gamma=-15^\circ$

전압 스위칭을 한다. 즉 ϕ 에서의 변압기 전류는 항상 영 이상의 값을 가지게 되는데, 이것은 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압과 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 파형을 통해 유추될 수 있다. 식 (3-30)에 나타난 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압은 스위칭 주기 동안의 평균 전압을 의미한다. 정현 변조 지수가 1, 역률각이 0이고 변압기의 권선비가 $\frac{2}{3}$ 인 경우 변압기에 인가되는 전압은 (3-166)으로 나타낼 수 있고, 고주파 양방향 정류기의 출력 전압은 그와 크기가 같고 위상차를 가지는 형태인 (3-167)로 표현된다.

$$v_{syn} = V_{square}(\omega t), \quad (3-166)$$

$$v_{rec} = V_{square}(\omega t - \phi). \quad (3-167)$$

이 조건에서 그림 3.69 (a)의 전력 공급 운전 시 운전 조건 1인 경우를 생각하면, ϕ 에서 $\phi+\pi$ 까지의 구간 동안 변압기에 인가되는 전압의 적분값은 영이 되고 ($\int_{\phi}^{\phi+\pi} (v_{syn} - v_{rec}) d\theta = 0$), 따라서 i_{ϕ} 와 $i_{\phi+\pi}$ 는 같은 값을 가진다. 풀 브릿지 인버터의 전압과 전류는 스위칭 반 주기에 대해 대칭적인 형태를 띠기 때문에 결국 i_{ϕ} 와 $i_{\phi+\pi}$ 는 모두 영이 된다. 정현 변조 지수가 1보다 작거나 역률각이 영 이외의 값을 가지는 경우, 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압의 크기가 작아지게 되고, ϕ 에서 $\phi+\pi$ 까지의 구간 동안 변압기에 인가되는 전압의 적분값은 음의 값을 가진다. 따라서 i_{ϕ} 의 값이 $i_{\phi+\pi}$ 보다 크고, 풀 브릿지 인버터의 전압과 전류는 스위칭 반 주기에 대해 대칭적인 형태를 띠기 때문에 i_{ϕ} 는 양, $i_{\phi+\pi}$ 는 음의 값을 가지게 된다. 운전 조건 2, 운전 조건 3, 운전 조건 4에서는 ϕ 에서 $\phi+\pi$ 까지의 구간 동안 변압기에 인가되는 전압의 적분값이 더욱 큰 음의 값을 가지게 되어 마찬가지로 결과를 보인다. 회생 운전 시에도 같은 개념을 적용하면 i_{ϕ} 는 항상 영 이상의 값을 가지게 된다.

3.5.2 전체 시스템의 소프트 스위칭 분석

3.5.1절에서는 3상 정현 변조 풀 브릿지와 한 상의 고주파 양방향 정류기 간의 영전압 스위칭 특성을 분석하였다. 그런데 전체 고주파 전력 전달 부분은 그림 3.34에 나타난 것과 같이 4개의 포트에 이루어져 있다. 각 포트간에 흐르는 전류(i_{ij} , $i, j=0,1,2,3$)는 각 포트의 출력 전압들의 관계에 의해 정해지며 각 포

트로 흘러 들어가는 전류($i_i, i=0,1,2,3$)는 포트간에 흐르는 전류의 합으로 정해진다. 각각의 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 영전압 스위칭 조건은 포트로 흘러 들어가는 전류에 의해 정해지므로, 각 포트간에 흐르는 전류를 종합하여 살펴볼 필요가 있다.

먼저 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 경우를 살펴본다. 3상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터에는 모두 같은 전류가 흐르고, 이 전류는 3상의 고주파 양방향 정류기의 출력 전압과의 관계에 의해 정해진다. 3상 정현 변조 풀 브릿지의 합성 전압과 각 상의 고주파 양방향 정류기와의 위상 천이각(그림 3.64의 ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3)은 출력측의 부하의 각 상에서 요구되는 전력에 따라 달라질 수 있다. 그런데 3상 평형 부하가 연결되었다고 가정하면, 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 3상 고주파 양방향 정류기의 부하 전압 한 주기의 평균적인 위상차는 일정하다고 볼 수 있다. 따라서 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 관점에서는 비슷한 위상 천이각을 가지는 고주파 양방향 정류기 3개와 연결한 형태가 되고, 영전압 스위칭은 이 평균 위상 천이각과 전원 계통의 위상각에 따라 정해진다.

3상 고주파 양방향 정류기는 모두 동일한 직류단 크기의 전압을 이용하여 구형파의 전압을 출력한다. 따라서 각각의 고주파 양방향 정류기 사이의 전력 전달은 듀얼 액티브 브릿지 컨버터와 동일하게 분석될 수 있으며, 모든 운전 조건에서 항상 영전압 스위칭을 한다 [36]. 그런데 3.5.1절에서 분석한 것처럼, 고주파 양방향 정류기와 정현 변조 풀 브릿지의 출력 전압에 따른 관계에서도 고주파 양방향 정류기는 항상 영전압 스위칭을 한다. 영전압 스위칭은 스위칭 시점에서 변압기에 흐르는 전류에 의해 정해지는데, 각 포트 사이의 출력 전압에 의한 영전압 스위칭 조건이 만족된다는 것은 스위칭 시점에서 각 포트

사이에 흐르는 전류의 방향이 모두 영전압 스위칭 조건을 만족시키는 같은 방향이라는 것을 의미한다. 따라서 스위칭 시점에서 포트에 흘러 들어가는 전류도 영전압 스위칭 조건을 만족시킨다. 결국 고주파 양방향 정류기는 항상 영전압 스위칭 동작을 하게 된다. 따라서 고주파 양방향 정류기의 스위칭 손실은 미미하게 된다.

제 4 장 실험 결과

본 장에서는 제안된 전력 변환 장치의 동작을 실험을 통해 검증하였다. 제안된 전력 변환 장치 회로의 한 단을 제작하여 실험에 사용하였다.

4.1 실험 장치의 구성

그림 4.1은 실험에 사용된 전력 변환 장치의 사진이다. 그림 3.1에 나타난 제안된 전력 변환 장치의 한 단을 제작하였으며, 제정수는 표 4.1에 나타내었

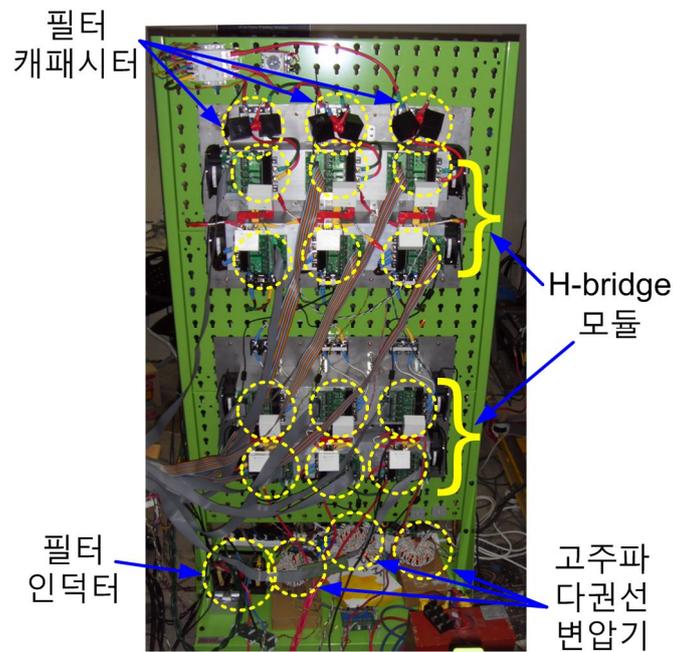


그림 4.1 실험에 사용된 제작된 전력 변환 장치.

표 4.1 실험에 사용된 전력 변환 장치의 제정수와 전원 계통

항목	값 [단위]
입력 전원 계통	220 [V _{RMS}], 60[Hz]
출력 전압원	220 [V _{RMS}], 60[Hz]
입력 필터	L_f , 200 [μ H] C_f , 94 [μ F]
입력측 직류단 캐패시터	11 [μ F]
출력측 직류단 캐패시터	500 [μ F]
스위칭 주파수	10 [kHz]

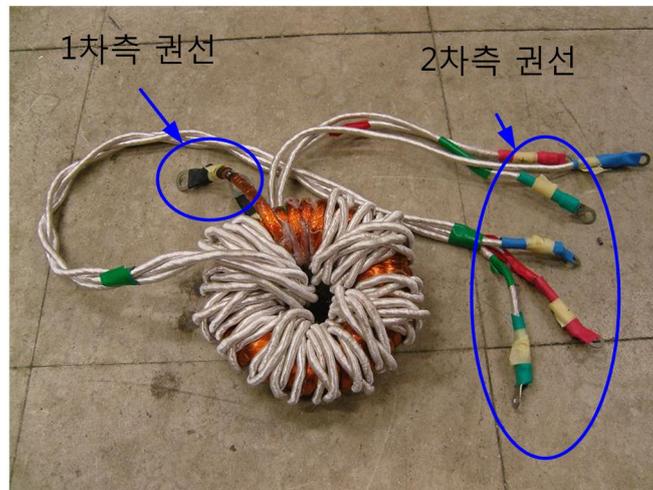


그림 4.2 실험에 사용된 제작된 고주파 다권선 변압기

다. 제안된 전력 변환 장치의 한 단은 12개의 동일한 풀 브릿지 인버터로 구성되어 있다. 제작된 실험 장치에서는 제작의 편의를 위해 상용 3상 IGBT 인버터 모듈(Mitsubishi 사의 PM75CLA060) 중 4개의 IGBT만을 이용하는 방식으

표 4.2 실험에 사용된 고주파 다권선 변압기의 설계 사양

항목	값 [단위]
용량	8 [kVA]
정격 전압	일차측: 180 [V _{RMS}], 이차측: 120 [V _{RMS}]
정격 전류	일차측: 44 [A _{RMS}], 이차측: 22 [A _{RMS}]
턴 수	일차측: 30, 이차측: 20
운전 주파수	10 [kHz]
철심 재질	나노 크리스탈 (FT-3M, Hitachi)
최대 자속 밀도	1.09 [T]
철심의 단면적	1.38 [cm ²]
철심의 부피	39.3 [cm ³]

로 풀 브릿지 인버터를 구성하였다.

그림 4.2는 제작된 고주파 다권선 변압기 중 하나를 나타내는 사진이다. 고주파 변압기는 하나의 일차 권선과 3개의 이차 권선을 가지며, 원환체의 철심에 리츠 와이어(litz wire)를 감아서 제작하였다. 표 4.2는 제작된 고주파 다권선 변압기의 설계 사양을 나타낸다. 변압기의 정격 전압은 실험이 수행된 전원 계통의 전압에 의해 정해졌다. 3상 220 V_{RMS}의 전원 계통에 제안된 전력 변환 장치를 그림 3.1과 같이 연결하면 한 상의 입력으로 180 V가 인가되고, 저주파 양방향 정류기의 동작에 따라 입력측 직류단 전압의 최대값은 180 V가 된다. 그러나 제안된 전력 변환 회로에서 고주파 다권선 변압기의 일차측에 인가되

표 4.3 실험에 사용된 고주파 다권선 변압기의 인덕턴스

항목	값 [단위]
자화 인덕턴스	변압기 #1; 42.8 [mH]
	변압기 #2; 42.3 [mH]
	변압기 #3; 42.5 [mH]
누설 인덕턴스	변압기 #1 일차 권선; 4.78 [μ H]
	변압기 #1 이차 권선; 1.02 [μ H]
	변압기 #2 일차 권선; 4.94 [μ H]
	변압기 #2 이차 권선; 0.99 [μ H]
	변압기 #3 일차 권선; 5.50 [μ H]
	변압기 #3 이차 권선; 0.82 [μ H]

는 유효 전압의 크기는 순시적으로 변한다. 식 (3-28)에 나타낸 변조 함수의 정현 변조 지수가 1, 역률각이 0 일 때 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압의 크기가 최대가 되며, 다음과 같이 나타내어진다.

$$\begin{aligned}
 v_{ac_a} &= V \sin^2(\omega_e t) \text{square}(\omega t), \\
 v_{ac_b} &= V \sin^2\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \text{square}(\omega t), \\
 v_{ac_c} &= V \sin^2\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \text{square}(\omega t).
 \end{aligned}
 \tag{4-1}$$

식 (4-1)에서 볼 수 있듯 스위칭 주파수로 변압기의 일차측에 인가되는 전압의 크기는 계통의 위상에 따라 순시적으로 변하며, 계통 주파수에서의 평균은 $\frac{1}{2}V$ 가 된다. 결과적으로 변압기의 일차측에 인가되는 유효 전압은 정격의 절

반이 되고, 그로 인해 변압기 이용률(transformer utilization factor)이 0.5가 된다.

변압기의 철심으로는 나노 크리스탈을 사용하였다. 나노 크리스탈은 포화 자속 밀도(saturation flux density)가 크고 철손이 적어 최근 고주파 변압기를 사용하는 전력 변환 회로에 많이 사용되었다 [18], [44]. 철심은 판매되고 있는 기성품 중 골라서 사용했으며, 입력측 직류단 전압의 크기가 최대값일 때 변압기의 일차측에 구형파가 인가되는 상황을 상정하고, 10 kHz의 스위칭 주파수에서 철심에 인가되는 최대 자속 밀도 데이터시트 상의 포화 자속 밀도인 1.23 T를 넘지 않도록 설계하였다 [87].

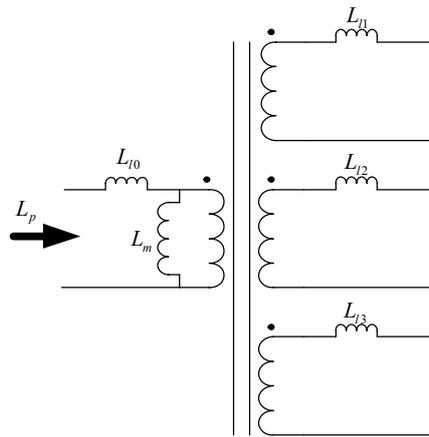
표 4.3은 제작된 변압기의 자화 인덕턴스와 누설 인덕턴스의 측정값을 나타낸다. 측정은 LCR 미터를 통해 이루어졌으며, 측정 시 권선 사이의 기생 캐패시턴스의 영향은 무시하였다. 먼저 자화 인덕턴스는 그림 4.3 (a)와 같이 이차 권선 3개를 모두 개방시킨 상태에서 일차 권선에 LCR 미터를 연결하여 측정하였다.

각 권선의 누설 인덕턴스를 측정하기 위해 [43]에서 제시된 방법대로 회로 연결을 변경해가면서 인덕턴스를 측정하였다. 먼저 그림 4.3 (b)와 같이 이차 권선 한 상을 단락 시킨 후 일차 권선에서 인덕턴스를 측정하면 (4-2)의 식을 얻을 수 있고, 그림 4.3 (c)와 같이 이차 권선 두 상을 단락 시킨 상태에서 일차측에서 인덕턴스를 측정하면 (4-3)의 식을 얻을 수 있다. 그 뒤 (4-2)와 (4-3)를 연립하여 풀면 일차 권선의 누설 인덕턴스와 이차 권선의 누설 인덕턴스를 구할 수 있다.

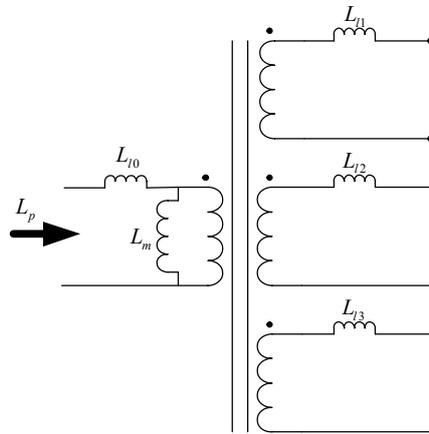
$$L_{ps1} = L_p + L_s, \quad (4-2)$$

$$L_{ps2} = L_p + \frac{1}{2}L_s, \quad (4-3)$$

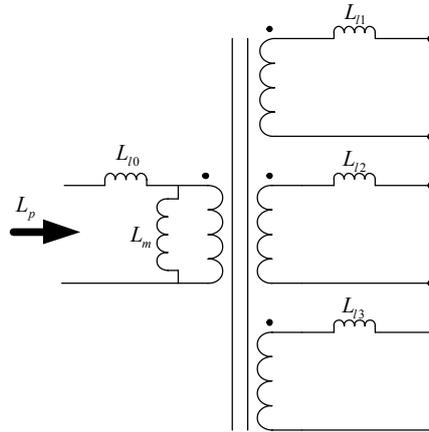
여기서 L_{ps1} , L_{ps2} 는 각각 그림 4.3 (b), (c)에서와 같이 변압기를 결선한 후 측정된 인덕턴스를 가리키며, L_p 와 L_s 는 각각 일차 권선, 이차 권선의 누설 인덕턴스를 의미한다. 이 때 측정이 일차 권선 측에서 이루어졌기 때문에, 이차 권



(a)



(b)



(c)

그림 4.3 고주파 다권선 변압기의 인덕턴스 측정

(a) 자화 인덕턴스 측정, (b), (c) 누설 인덕턴스 측정

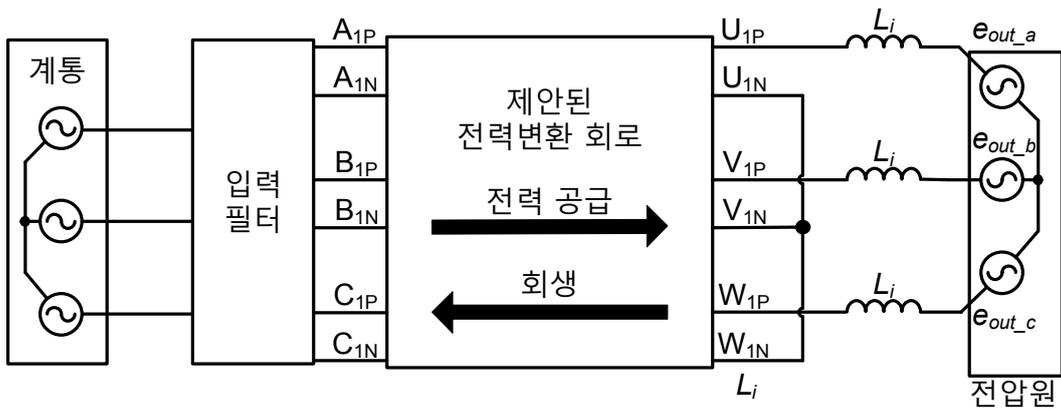


그림 4.4 실험 장치 구성도

선의 제정수는 측정된 값에 변압기의 턴 비의 제곱을 곱해서 이차 측으로 환산해야 한다. 측정된 인덕턴스는 3.4절에서 설명한 제어기 구성에 이용된다. 실험 시에는 변압기에 흐르는 전류의 크기를 줄이기 위해 변압기의 2차측 각

상에 각각 $20\ \mu\text{H}$ 의 인덕터를 직렬로 연결시켜 사용하였다.

그림 4.4는 실험 장치의 구성도를 나타낸다. 제안된 전력 변환 회로의 입력 측은 3상 전원 계통에 연결되고, 출력측은 전원 계통과 독립적인 3상 전압원에 연결된다. 출력측과 전압원 사이에는 인덕터(L_i)가 설치되어 출력 풀 브릿지 인버터가 출력측 전류를 제어할 수 있도록 하였다. 출력측에 연결된 전압원은 양방향 전력 전달이 가능하여 전력 공급 운전과 회생 운전 모두를 실험할 수 있도록 하였다.

4.2 저주파 양방향 정류기와 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 동작

본 절에서는 전력 전달과 무관하게 이루어지는 저주파 양방향 정류기와 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 동작 특성을 확인하였다.

그림 4.5는 제안된 전력 변환 장치에서 사용된 위상 동기화 루프의 동작 과정을 나타낸다. 3.2절에서 나타낸 것과 같이 저주파 양방향 정류기와 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 전원 계통의 위상각에 따라 그 동작이 정해지는데, 위상각을 찾기 위해 [59]에서 제안된 위상 동기화 루프를 이용한다. 그림 4.5에는 저주파 양방향 정류기의 입력 전압과 위상 동기화 루프에서 추정하는 전원 계통의 위상각을 나타내었다. 추정된 위상각이 (3-1)에서 정의한 저주파 양방향 정류기의 입력 전압 식에 맞게 잘 추정되는 것을 확인할 수 있다.

그림 4.6은 저주파 양방향 정류기의 동작에 따른 a상 저주파 양방향 정류기의 입력 파형(v_{ph_a})과 a상의 일차측 직류단 파형($v_{dc_in_a}$), 그리고 그 때 a상 저

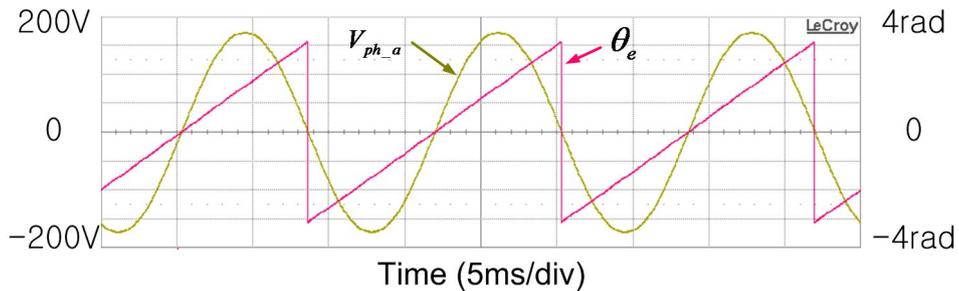
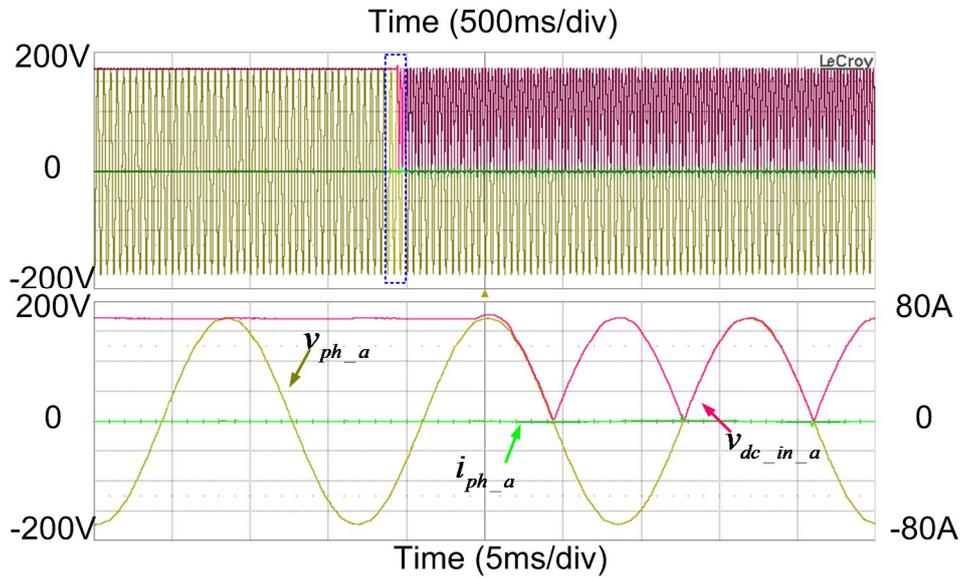


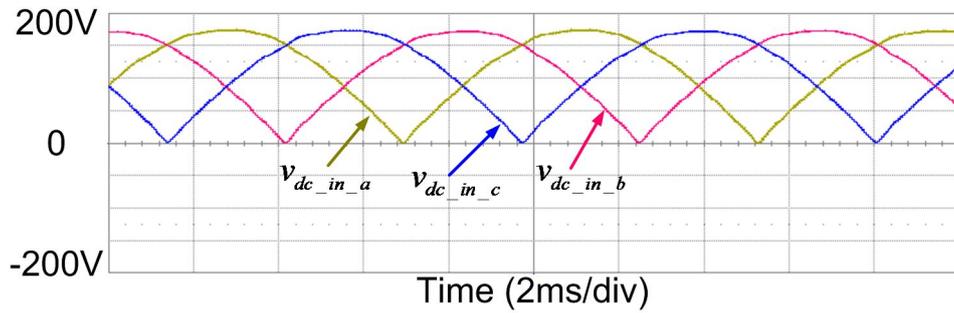
그림 4.5 위상 동기화 루프의 동작

주파 양방향 정류기로 흘러 들어가는 전류(i_{ph_a})를 나타낸다. 그림 4.6 (a)는 초기 기동 시의 파형을 나타낸다. 저주파 양방향 정류기가 기동하기 전에는 입력 전압에 의해 일차측 직류단이 입력 전압의 첨두값 180V로 일정하게 유지되다가, 저주파 양방향 정류기가 동작을 시작하면 일차측 직류단 전압은 입력 전압의 절대값 형태를 띠기 시작한다. 그림 4.6 (a)의 아래쪽 파형은 위쪽 파형 중 파란 점선 부분을 시간축으로 확대한 파형이다. 초기 기동 시에 일차측 직류단 전압과 양방향 저주파 정류기의 입력 전압의 차이에 의한 과도 전류가 흐르는 것을 막기 위해, 각 상의 저주파 양방향 정류기는 각각의 직류단 전압이 입력 전압과 같아지는 시점에서 기동을 시작한다. 그림 4.6 (a)를 보면, 저주파 양방향 정류기가 직류단 전압이 최대값일 때 기동을 시작하고, 이 시점에서 직류단 전압과 입력 전압간의 차이가 거의 없어 저주파 양방향 정류기로 흘러 들어가는 전류가 거의 없음을 볼 수 있다. 기동을 시작한 이후에도 저주파 양방향 정류기의 입력 전압과 일차측 직류단 전압의 동기가 잘 맞아 저주파 양방향 정류기로 흘러 들어가는 전류가 거의 없음을 확인할 수 있다. 그림 4.6 (b)는 정상 상태에서 3상의 일차측 직류단 전압을 나타낸다. 저주파 양방

향 정류기의 동작에 따라 3상의 일차측 직류단 전압이 120° 씩의 위상차를 가지고 정현파의 절대값 형태를 띠는 것을 볼 수 있다.



(a)



(b)

그림 4.6 저주파 양방향 정류기의 동작

(a) 초기 기동, (b) 정상 상태

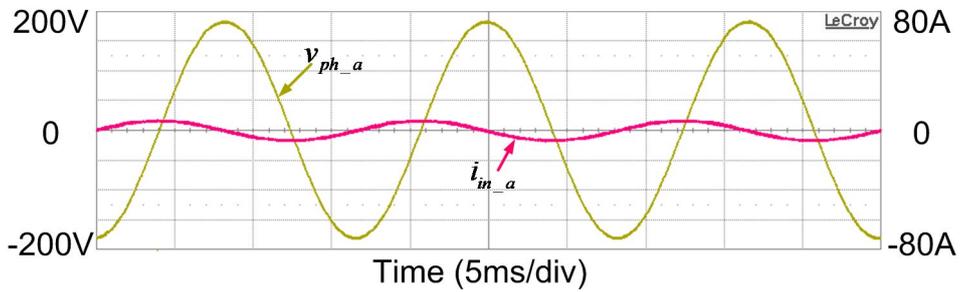
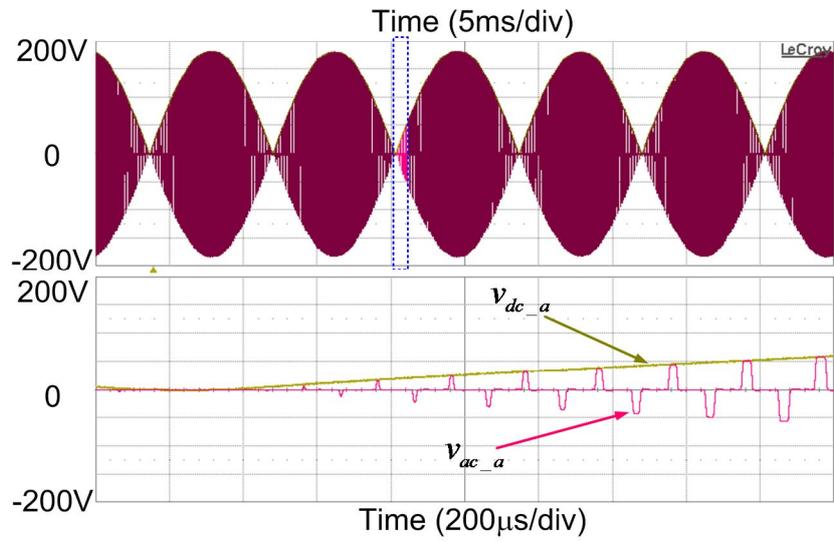


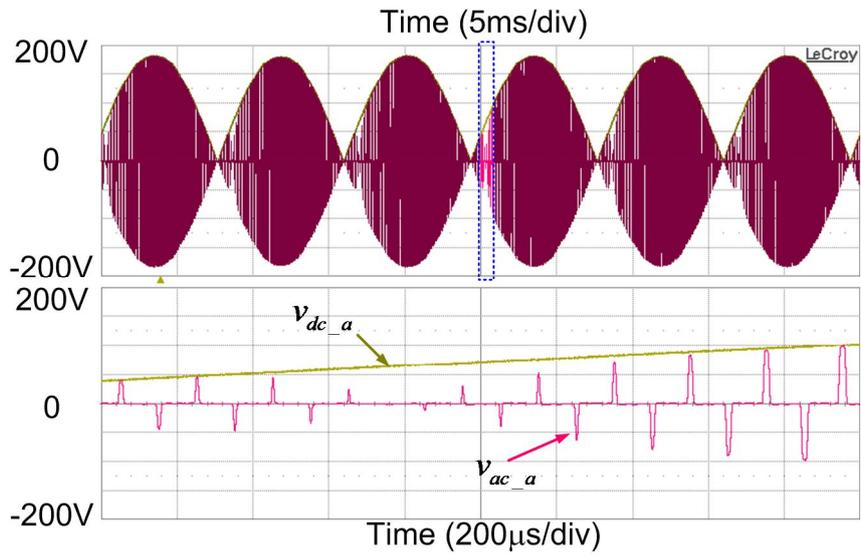
그림 4.7 입력 필터에 의해 흐르는 전류

그림 4.7은 입력 필터에 의해 흐르는 전류를 나타낸다. 그림 4.6 (a)에 나타난 것처럼 무부하 시 저주파 양방향 정류기로 흘러 들어가는 전류는 거의 없지만, 입력 필터의 캐패시터를 통해 흐르는 전류가 전원 계통의 입력단(i_{in_a})에 흐르게 된다. 캐패시터에 의해 흐르는 전류이기 때문에 입력 전압에 90° 앞선 형태로 흐른다.

그림 4.8은 한 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 동작을 나타낸다. 그림 4.8 (a)에는 정현 변조 지수가 0.8, 역률각이 0 일 때($m=0.8, \gamma=0^\circ$) a 상의 일차측 직류단 전압과 a 상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압을 나타내었다. 직류단 전압($v_{dc_in_a}$)이 정현파의 절대값 형태를 띠고, 같은 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압(v_{ac_a})은 스위칭 주파수로 양과 음이 반복되는 형태를 보인다. 이 때 출력 전압의 통류율은 (3-28)에 나타난 정현 변조 함수에 의해 정해지는데, 역률각이 영일 때의 정현 변조 지수는 일차측 직류단 전압과 동기가 맞는 정현파의 절대값 형태를 가진다. 따라서 직류단 전압이 클수록



(a)



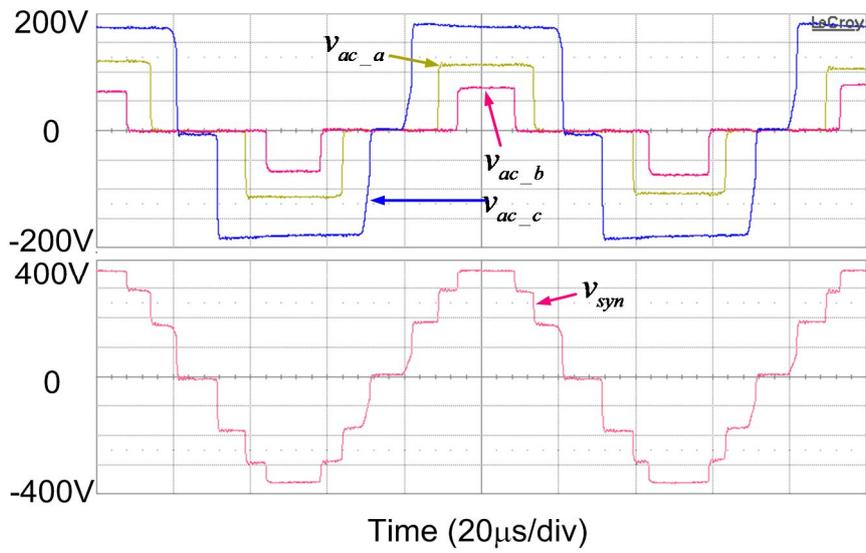
(b)

그림 4.8 한 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 동작 파형

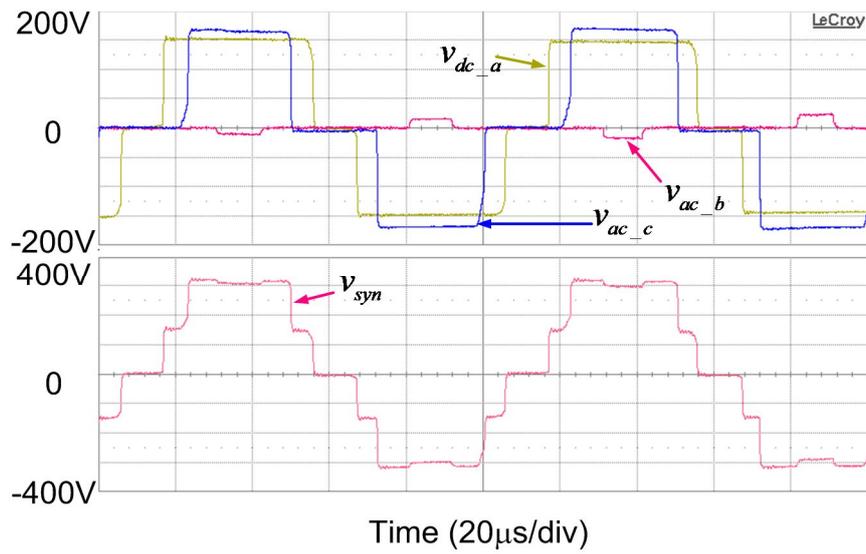
(a) $m=0.8, \gamma=0$, (b) $m=0.8, \gamma=20^\circ$

출력 듀티도 커지는 형태를 띤다. 그림 4.8 (b)는 정현 변조 지수가 0.8, 역률각이 20° 일 때($m=0.8, \gamma=20^\circ$) a상의 일차측 직류단 전압과 a 상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압을 나타내었다. 정현 변조 함수의 값이 직류단 전압의 크기와 완전히 동기가 맞지 않기 때문에 직류단 전압이 더 높은 구간에서의 출력 통류율이 직류단 전압이 더 낮은 구간에서의 그것보다 더 작은 경우도 있다.

그림 4.9는 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터 출력 전압과 그 합을 나타낸다. 그림 3.30에서 나타낸 것과 같이 각 상의 직류단 전압과 정현 변조 지수에 따라 크기와 출력 통류율이 다른 3 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압이 합쳐져 계단과 형태를 띤다. 그림 4.9 (a)는 정현 변조 지수가 0.8, 역률각이 0° 일 때의 ($m=0.8, \gamma=0^\circ$) 파형을 나타낸다. 각 상의 직류단의 크기와 출력 전압의 통류율이 비례 관계에 있는 것을 확인할 수 있다. 그림 4.9 (b)는 정현 변조 지수가 0.8, 역률각이 20° 일 때의 ($m=0.8, \gamma=20^\circ$) 파형을 나타낸다. 이 때는 각 상의 정현 변조 함수의 값이 일차측 직류단 전압의 크기와 동기가 맞지 않고 역률각만큼의 위상차를 가지고 있어 출력 듀티가 직류단 전압 크기에 완전히 비례하지 않는다. 그림 4.9 (b)의 a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압은 c상의 그것보다 크기는 작지만 출력 통류율은 더 크다. 또 위상각에 따라 정현 변조 함수의 값이 음이 되는 경우도 있다. 그림 4.9 (b)의 b상 출력 전압은 해당 정현 변조 함수의 값이 음이어서 다른 상과 다른 부호의 출력 전압을 갖게 되고, 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압은 그림 3.70에 표현된 형태와 같게 된다.



(a)



(b)

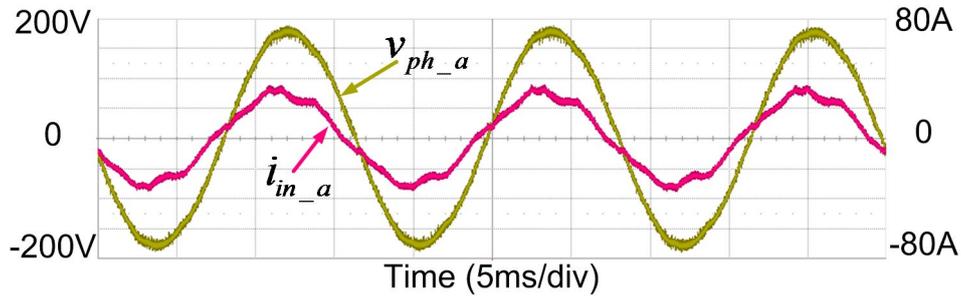
그림 4.9 3상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 합성 전압

(a) $m=0.8$, $\gamma=0$, (b) $m=0.8$, $\gamma=20^\circ$

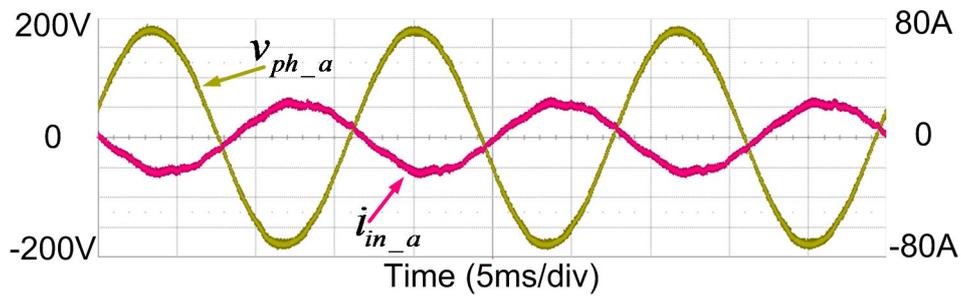
4.3 전력 전달 시의 운전 특성

본 절에서는 제안된 전력 변환 장치의 입력, 출력 전압과 전류 파형을 통해 운전 특성을 살펴본다.

그림 4.10은 정현 변조 지수가 1, 역률각이 0으로 선정되고 6.75 kW 전력 공급 및 회생 운전 시의 a상 저주파 양방향 정류기의 입력 전압과 전원 계통에 입력되는 a상 전류를 나타낸다. 그림에서 상전류에 계통 주파수의 6 고조파



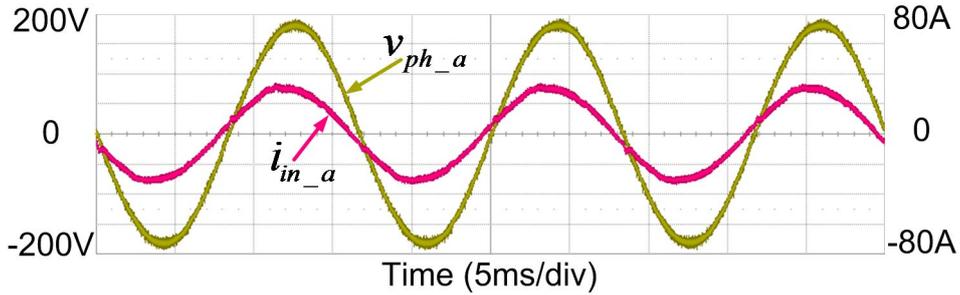
(a)



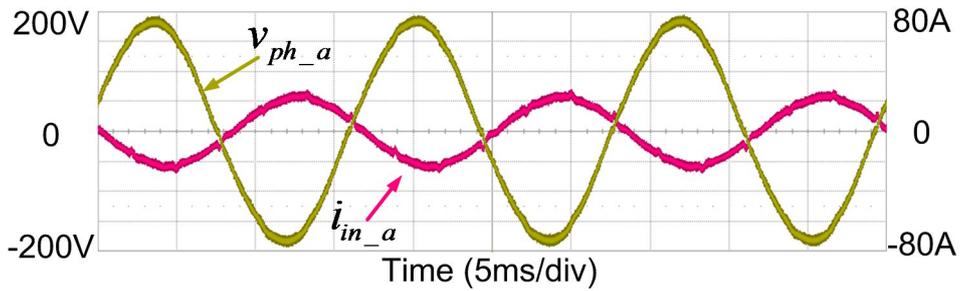
(b)

그림 4.10 입력측 전압과 전류 ($m=1, \gamma=0$)

(a) 6.75 kW 전력 공급 운전, (b) 6.75 kW 회생 운전



(a)



(b)

그림 4.11 입력측 전압과 전류 ($m=0.8, \gamma=0$)

(a) 6.75 kW 전력 공급 운전, (b) 6.75 kW 회생 운전

가 많이 포함된 것을 볼 수 있다. 이것은 다음과 같이 설명될 수 있다. 3.3절에서 설명했듯이 정현 변조 지수가 1일 때는 전원 계통의 위상각에 따라 운전 조건 3 혹은 운전 조건 4 상황에서 운전을 하게 되고, 이에 따라 한 상의 정현 변조 폴 브릿지에 전달되는 전력에 계통 주파수의 2 고조파가 유기된다.

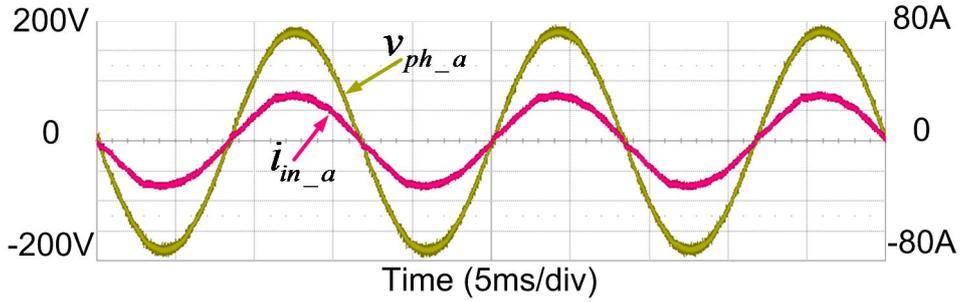
이렇게 발생된 고조파는 다른 상의 정현 변조 폴 브릿지에 전달되는 전력에도 영향을 준다. 전원 계통의 관점에서 봤을 때, 각 상의 저주파 양방향 정류기의 전력이 평형을 이루고 있지 않으면, 각 상의 저주파 양방향 정류기의

입력에 분배되어 인가되는 전압에 불평형이 생긴다. 이 전압 불평형은 고스란히 일차측 직류단 전압으로 전해지고, 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압 합성에도 영향을 준다. 결과적으로 각각의 상에서 위상차를 가진 채 2고조파의 전력 맥동을 포함하고 있으면 결국 전원 계통의 입력 전류에는 계통 주파수의 6고조파 전류 맥동을 유발시킨다.

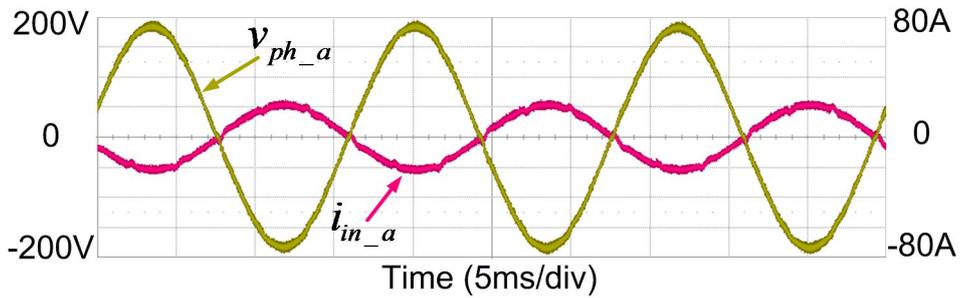
그림 4.11은 정현 변조 지수가 0.8, 역률각이 0으로 선정되고 6.75 kW 전력 공급 및 회생 운전 시의 a상 저주파 양방향 정류기의 입력 전압과 전원 계통에 입력되는 a상 전류의 파형을 나타낸다. 그림 4.10의 경우와 비교하여 상전류에 6 고조파 맥동이 현저히 줄어든 것을 볼 수 있다. 정현 변조 지수를 1보다 작게 하여 운전 조건 1 혹은 운전 조건 2 상황에서 동작함으로써 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전달되는 전력에 맥동이 줄어들고, 그로 인해 전원 계통에 흐르는 전류가 보다 정현파에 가까운 형태를 띠게 된다.

그림 4.11과 그림 4.10의 경우 전원 계통의 입력 상전류와 입력 전압 간의 위상에 차이가 있다. 이것은 입력 필터에 흐르는 전류 때문이다. 그림 4.7에서 나타낸 것과 같이 전원 계통의 입력 전류에는 저주파 양방향 정류기 외에도 입력 필터의 캐패시터로 흘러 들어가는 전류의 성분도 포함되어 있다. 따라서 전원 계통의 역률을 1로 만들기 위해서는 저주파 양방향 정류기로 입력되는 전류의 역률을 조절해야 한다.

그림 4.12는 정현 변조 지수가 0.8인 경우에 6.75 kW 전력 공급 및 회생 운전을 하면서 입력 상 전압과 입력 상전류의 위상을 일치시키도록 역률각을 조절했을 때의 파형이다. 전력 공급 운전 시와 회생 운전시 각각 12° , -20° 의 역



(a)



(b)

그림 4.12 입력측 전압과 전류 ($m=0.8$)

(a) 6.75 kW 전력 공급 운전 ($\gamma=12^\circ$), (b) 6.75 kW 회생 운전 ($\gamma=-20^\circ$)

를각이 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 정현 변조 지수에 반영되어 동작하였다.

전원 계통으로 유입되는 전류의 품질을 확인하기 위해 입력 상전류의 주파수 분석을 수행하고, 그 값을 IEEE 519의 규제치와 비교하였다. IEEE 519는 전원 계통에 연결되는 분산 전원 장치의 고조파 규제 기준으로 널리 사용되며, 그 중 가장 엄격한 기준인 $I_{sc}(\text{단락 전류})/I_L(\text{최대 부하 전류}) < 20$ 인 경우의 규제치를 표 4.4에 나타냈다 [90]. 입력 상전류의 주파수 성분별 크기를 그림 4.

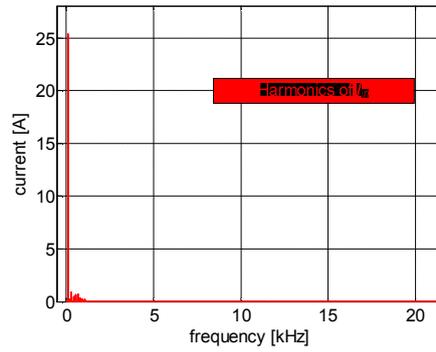
표 4.4 IEEE 519 중 $I_{sc}/I_L < 20$ 인 경우의 고조파 규제치

고조파 차수	전류 제한치(기본파 대비 비율, %)
$h < 11$	4.0
$11 \leq h < 17$	2.0
$17 \leq h < 23$	1.5
$23 \leq h < 35$	0.6
$35 \leq h$	0.3
TDD	5.0

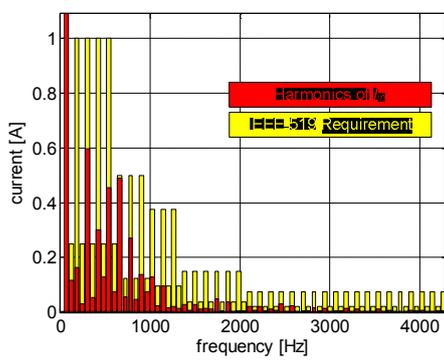
13 (a)에 나타냈으며, 그림 4.13(b)와 (c)에 각각 저차 고조파 대역과 스위칭 주파수 대역의 고조파 성분을 확대하여 IEEE 519의 규제치와 함께 나타내었다. 모든 고조파 성분이 규제치 이하임을 확인할 수 있다.

그림 4.14는 출력측 a상 전류와 출력측에 연결된 전압원의 a 상의 상전압을 나타낸다. 출력측 풀 브릿지 인버터가 PWM 승압 정류기처럼 동작하여 입력 전류를 일정하게 제어한다. 따라서 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 정현 변조 지수나 역률각 등과 관계 없이 출력측 전류는 거의 일정한 정현파로 제어된다. 본 실험에서는 출력측 역률을 1로 유지하도록 제어하였다.

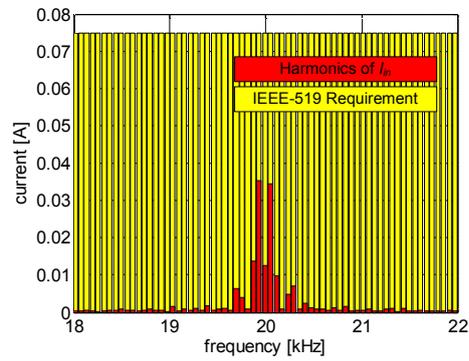
그림 4.15는 제안된 전력 변환 회로의 동특성을 살펴보기 위해 6.75 kW의 전력 공급 운전에서 6.75 kW의 회생 운전으로 전환될 때의 파형을 나타낸다. 입력 및 출력 전류 모두 부드럽게 방향이 전환되는 것을 확인할 수 있다.



(a)



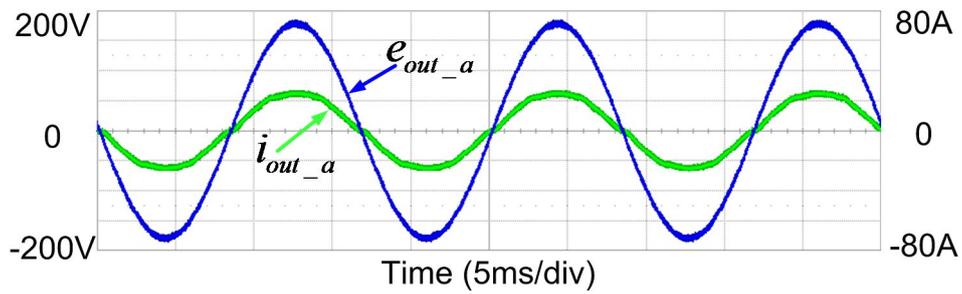
(b)



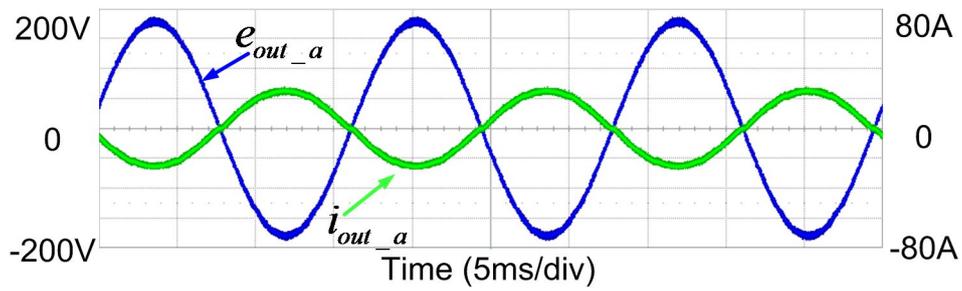
(c)

그림 4.13 입력 상전류의 주파수 성분별 크기 및 IEEE 519 규제치와의 비교

(a) 전체 주파수 성분별 크기 (b) 저차 고조파 대역 확대 (c) 스위칭 주파수 대역 확대



(a)



(b)

그림 4.14 출력측 전압과 전류

(a) 6.75 kW 전력 공급 운전, (b) 6.75kW 회생 운전

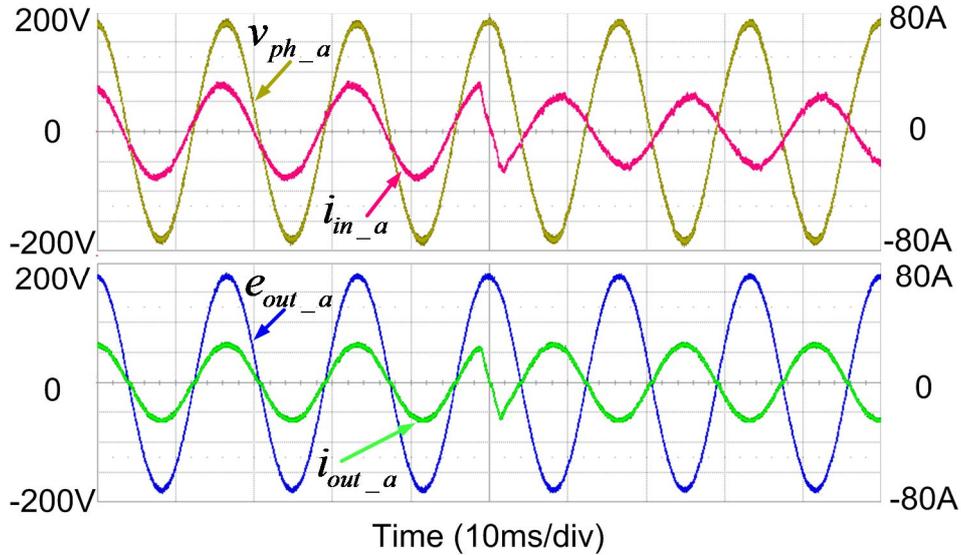
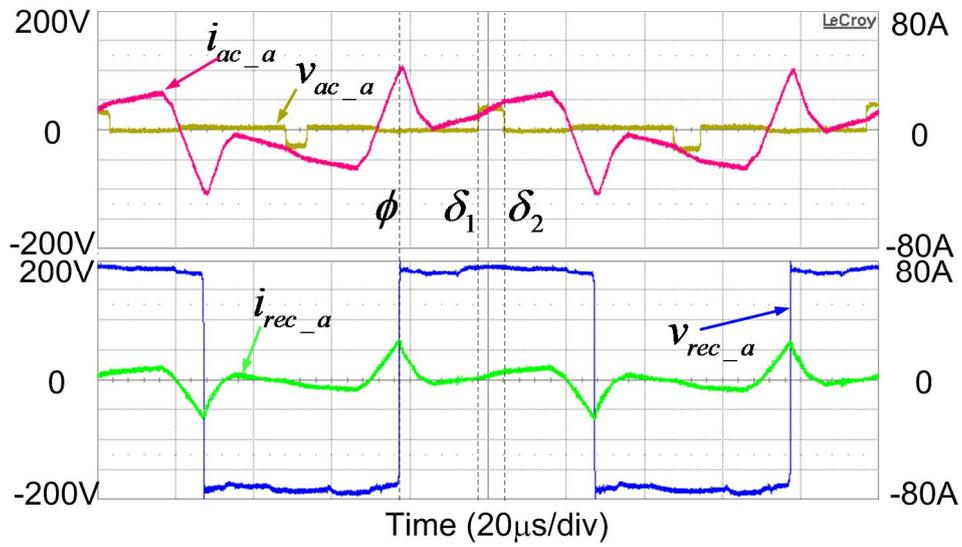


그림 4.15 전력 전달 방향을 바꾸는 시점에서의 입력, 출력측 전압과 전류

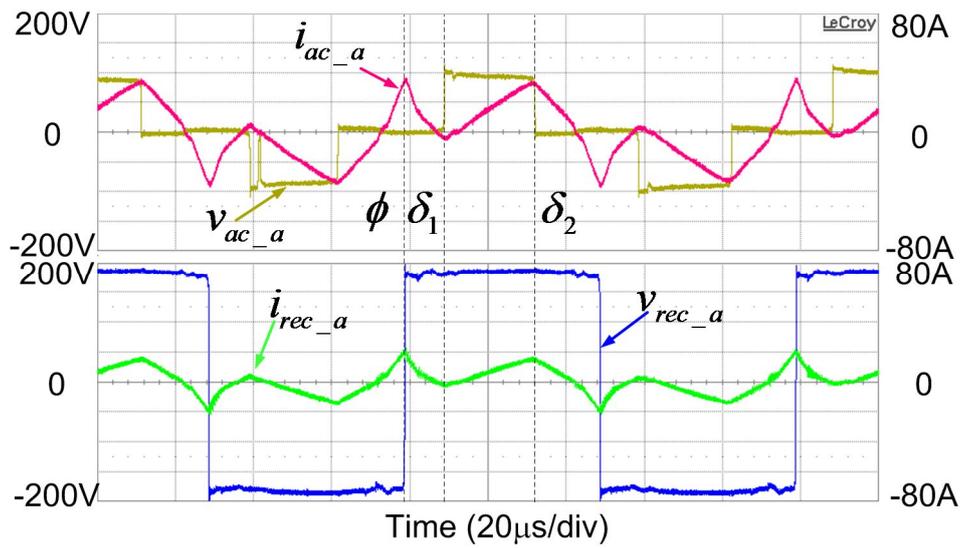
4.4 영전압 스위칭 특성 분석

본 절에서는 제안된 전력 변환 장치의 고주파 전력 전달부분의 영전압 스위칭 특성을 살펴 본다. 운전 조건에 따른 각 부분의 영전압 스위칭 여부를 실험을 통해 알아 본다.

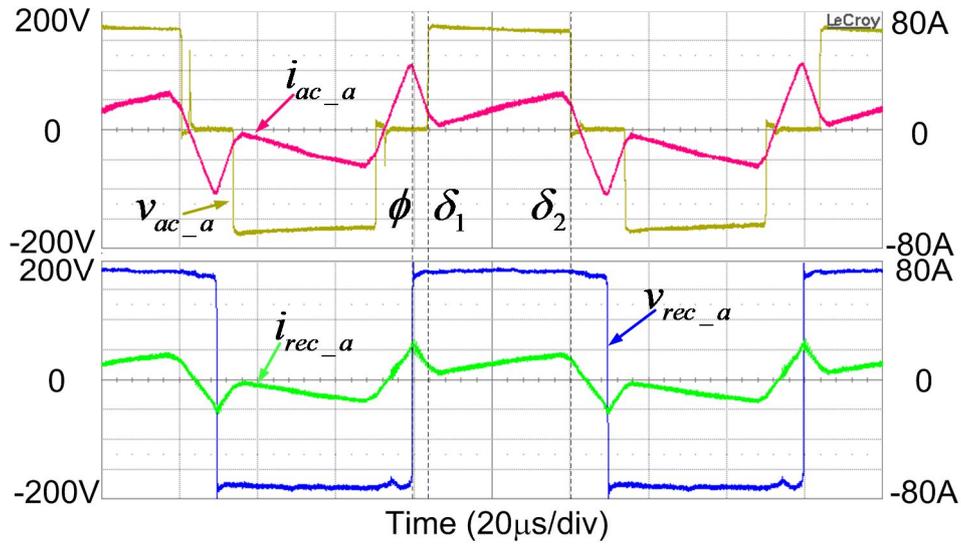
그림 4.16은 정현 변조 지수가 0.8, 역률각이 0으로 정해지고, 2.7 kW 전력 공급 운전할 때의 a상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압과 전류, 그리고 a상 고주파 양방향 정류기의 출력 전압과 전류를 나타낸다. 같은 운전 조건에서 전원 계통의 위상각이 변함에 따라 달라지는 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압의 크기와 듀티가 변하게 되고, 3.5절에서 설명한 것과 같이 이 때 영전압 스위칭 조건도 변하게 된다. 그림 4.16 (a), (b), (c)는 전원 계통의



(a)



(b)



(c)

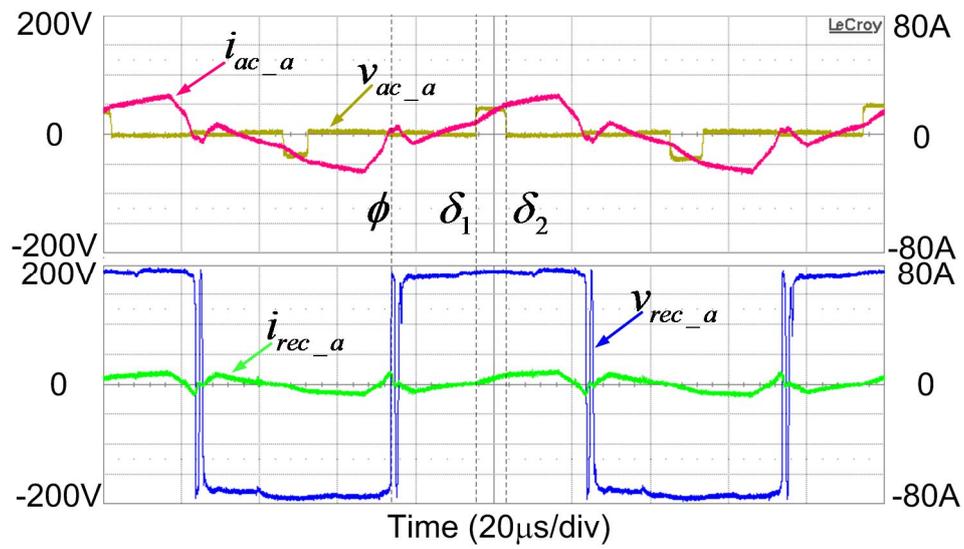
그림 4.16 2.7 kW 전력 공급 운전 시 정현 변조 폴 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압과 전류 ($m=0.8, \gamma=0$)

(a), (b), (c): 전원 계통각이 0에서 $\frac{\pi}{2}$ 로 증가될 때의 순차적인 파형

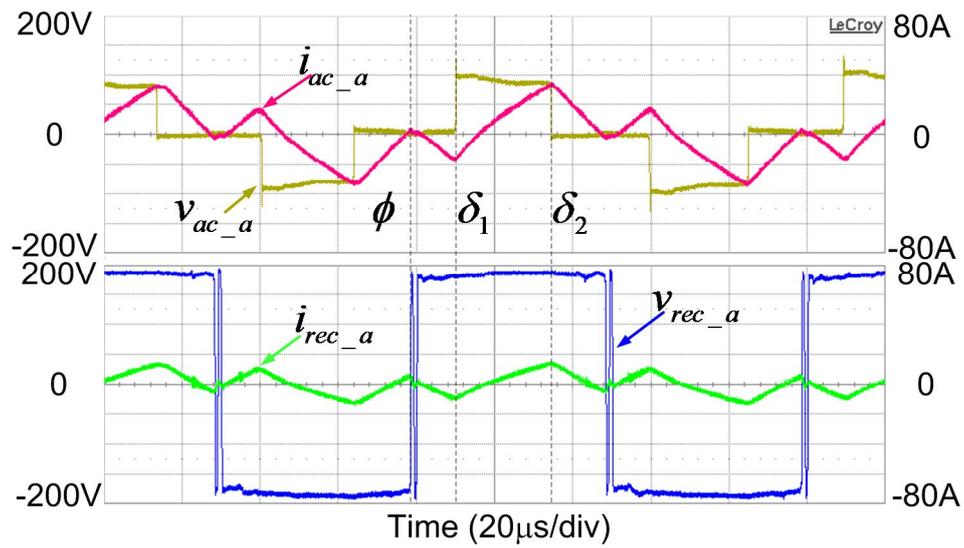
위상각이 0에서 $\frac{\pi}{2}$ 로 증가하는 동안의 파형을 순차적으로 나타낸 것이다. 그림에서 δ_1, δ_2, ϕ 는 각각 정현 변조 폴 브릿지와 고주파 양방향 정류기의 스위칭이 일어나는 시점으로, 그림 3.53에서 표시한 개념과 동일하며, 이에 따른 영전압 스위칭 조건은 (3-153)과 같이 적용할 수 있다. 정현 변조 폴 브릿지 인버터의 영전압 스위칭 특성은 전원 계통의 위상각에 따라 변하는 것을 볼 수 있다. 그림 4.16 (a)의 경우에는 δ_1 에서 전류가 양의 방향으로 흐르고 있어 폴 브릿지 인버터의 오른쪽 레그에서 영전압 스위칭이 일어나지 못하고, 그림

4.16 (b)에서는 모든 레그에서 영전압 스위칭이 일어난다. 그리고 그림 4.16 (c)에서는 다시 δ_1 에서의 전류의 부호가 양이 되어 풀 브릿지 인버터의 오른쪽 레그에서 영전압 스위칭 조건을 만족시키지 못한다. 이는 그림 3.73에 나타난 영전압 스위칭 조건과 부합한다. 일정한 위상차에서 계통 위상각이 영에 가까운 경우 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 두 레그 중 하나의 레그만 영전압 스위칭이 되며, 계통 위상각이 커지면서 두 개의 레그 모두 영전압 스위칭 조건을 만족시키다가 다시 계통 위상각이 일정 크기 이상 커져 $\frac{\pi}{2}$ 에 가까워지면 하나의 레그만 영전압 스위칭하게 된다. 한편 고주파 양방향 정류기의 스위칭은 3.5.2절에서 분석한 것과 같이 모든 경우에 항상 영전압 스위칭 조건을 만족시키는 것을 확인할 수 있다.

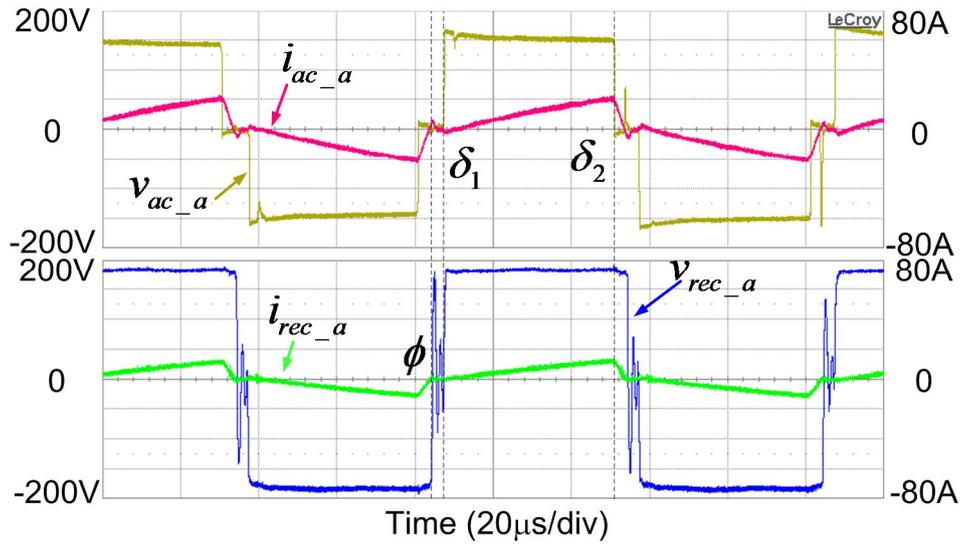
그림 4.17은 정현 변조 지수가 1, 역률각이 0으로 정해진 상황에서 2.7 kW 전력 공급 운전할 때의 a 상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압과 전류, 그리고 a 상 고주파 양방향 정류기의 출력 전압과 전류를 나타낸다. 그림 4.16과 마찬가지로 그림 4.16 (a), (b), (c)는 전원 계통의 위상각이 0에서 $\frac{\pi}{2}$ 로 증가하는 동안의 파형을 순차적으로 나타낸 것이다. 그림 4.17의 (a)와 (b)의 경우는 그림 4.16 (a), (b)와 동일한 양상을 보이지만 전원 계통의 위상각이 $\frac{\pi}{2}$ 부근의 경우 그림 4.16 (c)와는 달리 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 모든 레그가 영전압 스위칭 조건을 만족시키는 것을 볼 수 있다. 이는 그림 3.73에 나타난 것처럼 정현 변조 지수가 커지면 전원 계통의 위상각 $\frac{\pi}{2}$ 부근에서 영전압 스위칭을 하는 영역이 넓어지기 때문에 발생하는 현상으로 볼 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 4.17 2.7 kW 전력 공급 운전 시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압과 전류 ($m=1, \gamma=0$)

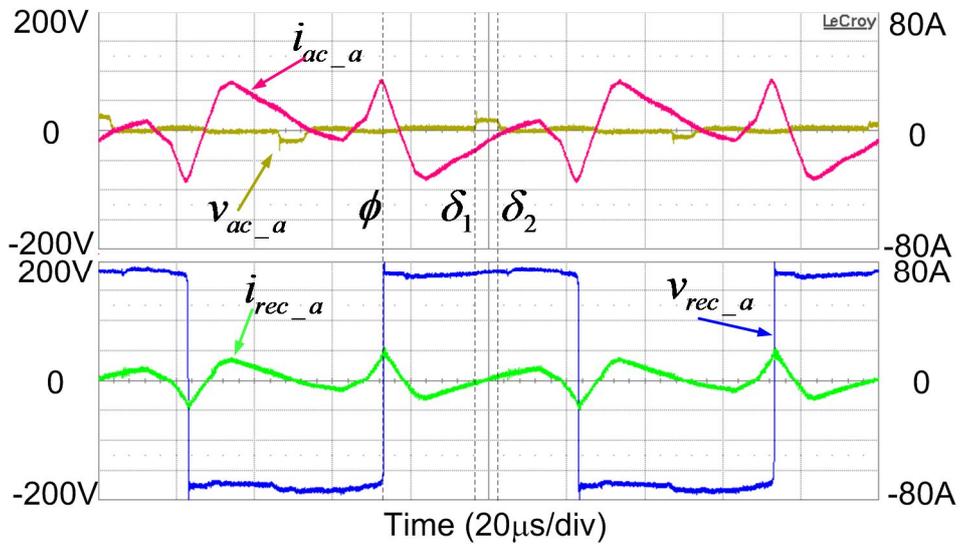
(a), (b), (c): 전원 계통각이 0에서 $\frac{\pi}{2}$ 로 증가될 때의 순차적인 파형

그림 4.17 (a), (b), (c) 파형에서는 고주파 양방향 정류기의 스위치는 모두 스위칭이 시작되는 시점(ϕ)에서 전류의 크기가 영보다 커서 (3-147)로 나타내어지는 영전압 스위칭 조건을 만족시키지만, 그 크기가 크지 않아 영에 가깝다. 3.5.1절에서 설명한 바와 같이, 정현 변조 지수가 1일 때 운전 조건 1에서 스위칭 반주기 동안 변압기에 인가되는 전압의 적분값이 영이 되어서 발생하는 현상으로 볼 수 있다. 스위칭 시점에서 고주파 양방향 정류기에 흐르는 전류의 크기가 영에 가깝고 전류가 영이 되는 시점과 고주파 양방향 정류기의 데드타임(deadtime) 구간이 겹치면서 출력 전압이 전류의 방향에 따라 왜곡된다.

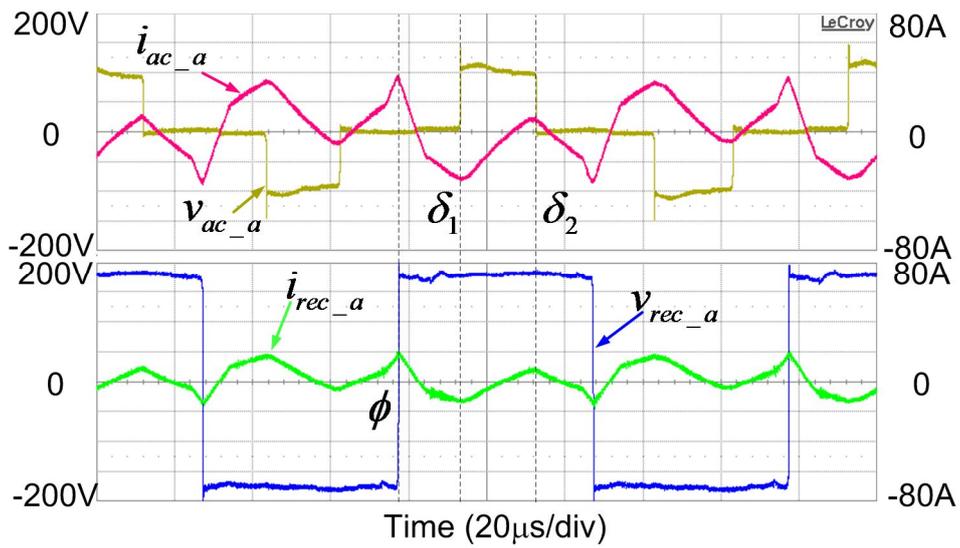
데드타임이 끝나고 능동 스위치에 의해 고주파 양방향 정류기의 출력 전압이 정의되면 이러한 왜곡이 사라진다.

그림 4.18은 정현 변조 지수가 0.8, 역률각이 0으로 정해진 상황에서 2.7 kW 회생 운전할 때의 a 상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압과 전류, 그리고 a 상 고주파 양방향 정류기의 출력 전압과 전류를 나타낸다. 그림 4.16과 마찬가지로 그림 4.18 (a), (b), (c)는 전원 계통의 위상각이 0에서 $\frac{\pi}{2}$ 로 증가하는 동안의 파형을 순차적으로 나타내었다. 그림 4.18 (a), (c)에서는 정현 변조 풀 브릿지의 두 레그 중 한 레그에서만 영전압 스위칭이 일어나고, 4.18 (b)에서는 모든 레그에서 영전압 스위칭이 일어나는 등 같은 조건에서 전력 공급 운전을 하던 경우인 그림 4.16의 영전압 스위칭 특성과 동일한 양상을 보인다. 3.5.1절에서 설명했듯이 전력 공급 운전과 회생 운전 시의 영전압 스위칭 특성이 대칭적인 형태를 띠기 때문에 나타나는 현상이라고 볼 수 있다. 고주파 양방향 정류기는 마찬가지로 항상 영전압 스위칭 조건을 만족한다.

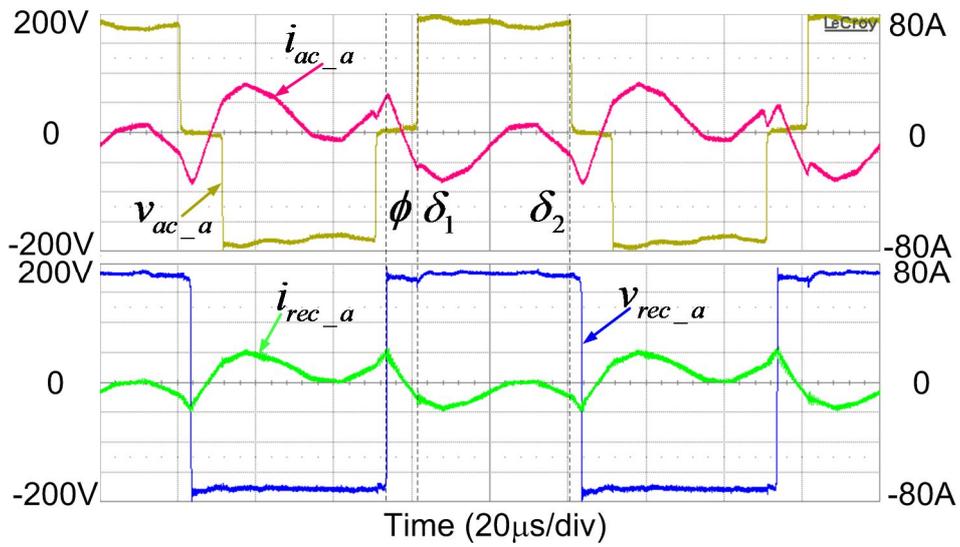
그림 4.19는 정현 변조 지수가 1, 역률각이 0으로 정해진 상황에서 2.7 kW 회생 운전할 때의 a 상 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압과 전류, 그리고 a 상 고주파 양방향 정류기의 출력 전압과 전류를 나타낸다. 그림 4.17과 마찬가지로 그림 4.19 (a), (b), (c)는 전원 계통의 위상각이 0에서 $\frac{\pi}{2}$ 로 증가하는 동안의 파형을 순차적으로 나타내었다. 그림 4.19 (a)에서는 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 두 레그 중 한 레그에서만 영전압 스위칭이 일어나고, 4.19 (b), (c)에서는 모든 레그에서 영전압 스위칭이 일어나는 등 같은 조건에서 전력 공급 운전을 하던 경우인 그림 4.17의 영전압 스위칭 특성과 동일한 양상



(a)



(b)

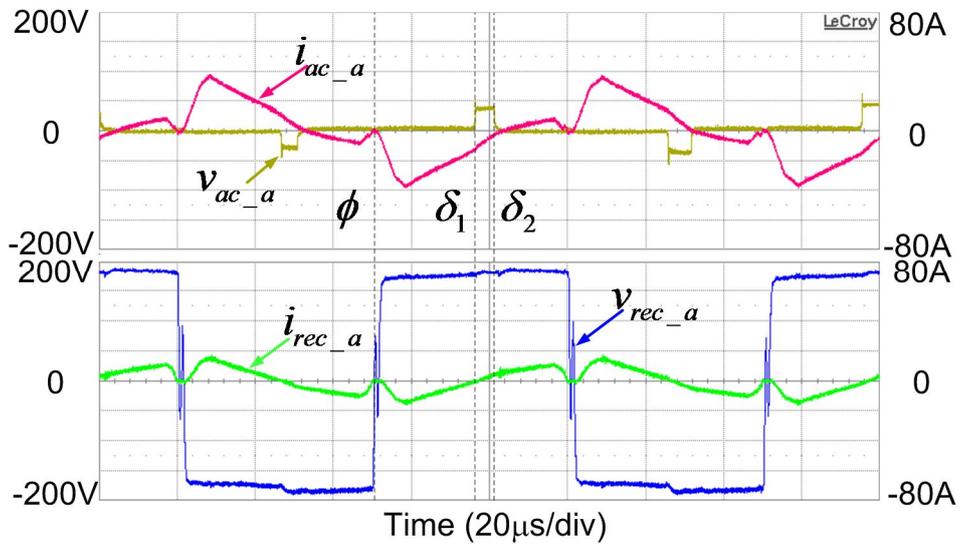


(c)

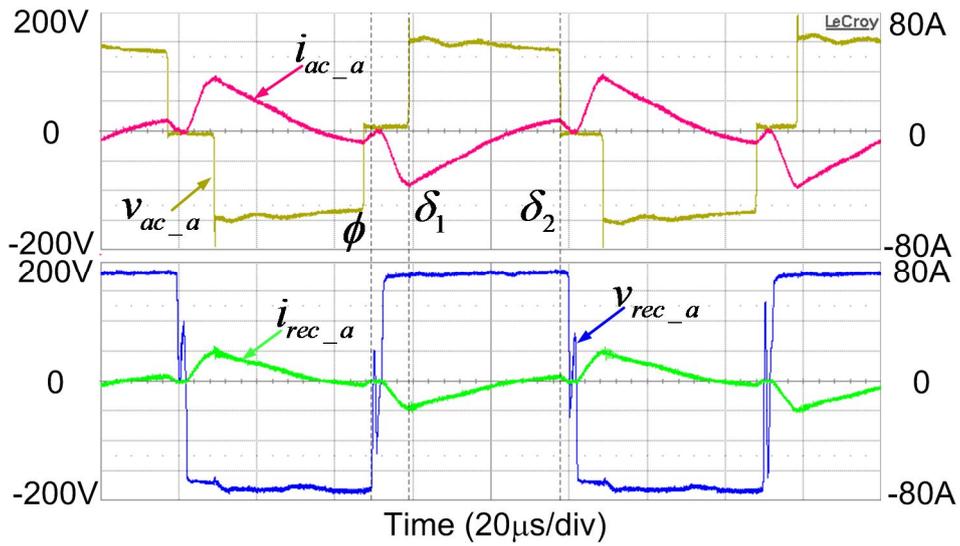
그림 4.18 2.7kW 회생 운전 시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압과 전류 ($m=0.8, \gamma=0$)

(a), (b), (c): 전원 계통각이 0에서 $\frac{\pi}{2}$ 로 증가될 때의 순차적인 파형을

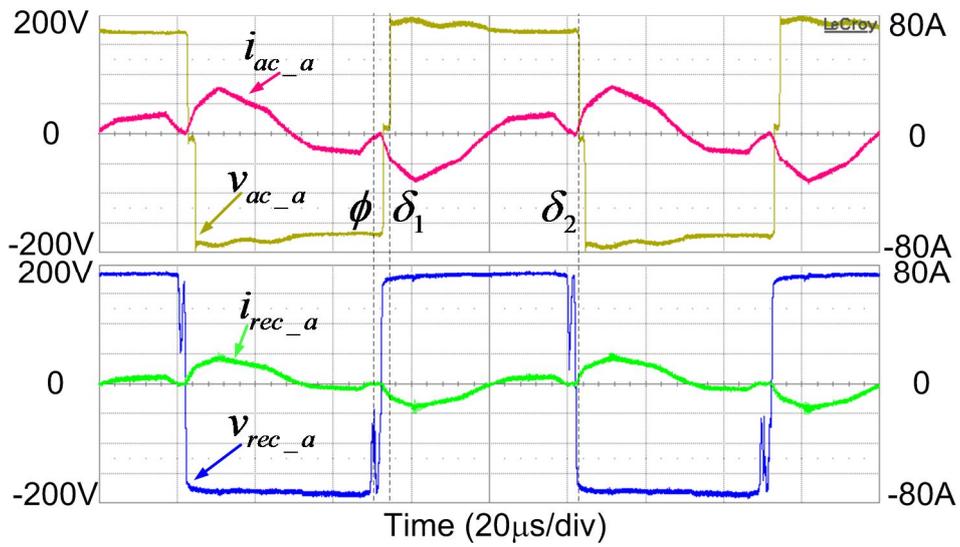
을 보인다. 정현 변조 지수가 0.8인 경우의 실험 결과와 마찬가지로 전력 공급 운전과 회생 운전 시의 영전압 스위칭 특성이 대칭적인 형태를 띠기 때문에 나타나는 현상이라고 볼 수 있다. 고주파 양방향 정류기도 그림 4.17의 경우와 마찬가지로 스위칭 시점에서 전류의 값이 영에 가까워 데드타임에서 출력 전압이 왜곡되다가 데드타임이 끝나면서 전압이 정의되고 왜곡이 사라진다.



(a)



(b)



(c)

그림 4.19 2.7 kW 회생 운전 시 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압과 전류 ($m=1, \gamma=0$)

(a), (b), (c): 전원 계통각이 0에서 $\frac{\pi}{2}$ 로 증가될 때의 순차적인 파형

제 5 장 반도체 변압기 회로와의 비교

본 장에서는 제안된 전력 변환 회로와 그림 2.5에 나타난 반도체 변압기 회로를 효율 및 필요한 전력 소자와 수동 소자의 크기 관점에서 비교하였다.

5.1 제안된 전력 회로의 손실 분석

본 절에서는 그림 3.1에 나타난 제안된 전력 회로의 손실을 각 부분별로 나누어 계산하였다. 수동 소자에서 발생하는 손실 계산에는 실험을 위해 제작된 회로의 측정수를 측정하여 적용하였으며, 스위칭 소자에서 발생하는 손실을 계산하기 위해 사용된 인버터 모듈(Mitsubishi 사의 PM75CLA060)의 데이터시트(datasheet)를 참조하였다.

5.1.1 풀 브릿지 인버터의 손실

풀 브릿지 인버터의 스위칭 소자는 능동 소자와 역병렬 다이오드로 구성되어 있으며 그 손실은 전도 손실과 스위칭 손실로 나뉘어진다. 전도 손실은 전류가 흐를 때 스위칭 소자의 도통 전압에 의해 발생하는 손실을 의미하며, 스위칭 손실은 스위칭 소자가 켜지거나 꺼질 때 발생하는 손실이다. 전류가 능동 소자와 다이오드에 흐르는 경우 각각의 전도 손실을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{cond_D} = v_D \cdot i_D, \quad (5-1)$$

$$P_{cond_T} = v_T \cdot i_T, \quad (5-2)$$

여기서 v_D, v_T 는 각각 다이오드와 능동 소자 양단에 걸리는 전압을 가리키며, i_D, i_T 는 각각 다이오드와 능동 소자에 흐르는 전류를 나타낸다. 다이오드와 능동 소자의 전도 손실을 나타내는 p_{cond_D}, p_{cond_T} 는 도통 전압과 도통 시 흐르는 전류의 곱으로 계산된다. 능동 소자와 다이오드의 도통 전압은 각각의 반도체 특성에 따라 달라지며, 일반적으로 소자에 흐르는 전류가 클수록 증가하는 경향을 보인다. 본 논문에서는 실험에 사용되는 인버터 모듈의 데이터시트를 참조하여 도통 시 흐르는 전류에 따른 능동 소자와 다이오드의 도통 전압을 구하여 전도 손실 계산에 이용하였다 [88].

스위칭 손실은 스위치를 꺼거나 켤 때 순시적으로 능동 소자에 흐르는 전류와 능동 소자 양단의 전압에 의해 발생된다. 풀 브릿지 인버터 레그의 스위칭 손실은 스위칭 시점의 전류 방향에 따라 달라진다. 전류가 레그로 흘러 들어오는 경우의 스위칭 손실은 그림 3.7을 통해 살펴볼 수 있다. 아래쪽 스위치가 꺼질 때, 능동 소자 양단에 인가되는 전압이 점차 상승하면서 직류단 전압에 까지 이르게 된다. 전압의 순시적인 오버슈트는 스위칭 소자의 부유 인덕턴스로 인해 발생한다. 그리고 스위치에 흐르는 전류가 점차 감소하여 영에 이르게 된다. 이 때 순시적인 스위칭 소자 양단의 전압과 스위칭 소자에 흐르는 전류의 곱이 소자가 꺼질 때 발생하는 손실이 된다.

인버터 레그의 위, 아래의 스위칭 소자는 상보적으로(complementarily) 동작하기 때문에 아래쪽 스위치가 꺼질 때 위쪽 능동 소자(T_+)가 켜진다. 스위칭

소자의 출력 캐패시턴스(C_s)가 충분히 작아 흘러 들어오는 전류를 통해 방전
이 된다고 가정하면, 위쪽 능동 소자가 켜지는 시점에서 그 역병렬 다이오드
가 도통되어 위쪽 능동 소자의 양단에 걸리는 전압은 영이 된다. 따라서 이
때 발생하는 스위칭 손실은 없다.

그러나 아래쪽 스위치가 켜질 때는 스위칭 손실이 발생한다. 그림 3.7에서
나타내듯이 전류가 레그로 흘러 들어오는 경우, 아래쪽 스위치가 켜지는 시점
에서 아래쪽 능동 소자에 흐르는 전류가 점차 증가되며, 능동 소자의 양단에
인가되는 전압도 점차 증가한다. 스위치를 끌 때와 마찬가지로 스위칭 시 순
시적으로 능동 소자의 양단에 인가되는 전압과 능동 소자에 흐르는 전류의 곱
으로 스위칭 손실을 나타낼 수 있다.

그림 3.7의 경우와 반대로 스위칭 시점에서 전류가 레그에서 흘러나가는 경
우에는 위쪽 능동 스위치에서 스위칭 손실이 발생한다. 따라서 스위칭 시점에
서의 전류의 방향에 따라 어떤 스위치에서 스위칭 손실이 발생하는지가 정해
진다.

능동 소자가 꺼지고 켜질 때 발생하는 스위칭 에너지 손실은 다음과 같이
나타낼 수 있다.

$$E_{SW_on} = \int_{t_{on}} v_T i_T dt, \quad (5-3)$$

$$E_{SW_off} = \int_{t_{off}} v_T i_T dt, \quad (5-4)$$

식 (5-3)과 (5-4)에 나타낸 것처럼 스위칭 시 능동 소자에 흐르는 전류와 능

동 소자에 인가되는 전압에 따라 스위칭 손실이 달라진다. 본 논문에서는 실험에 사용되는 인버터 모듈의 데이터시트를 참조하여 스위칭 시 흐르는 전류 및 능동 소자에 인가되는 전압에 따른 스위칭 손실을 계산하였다 [88].

5.1.2 저주파 양방향 정류기의 손실

저주파 양방향 정류기의 스위칭 동작은 그림 3.17에 나타낸 것과 같이 전원 계통의 전압에 동기되어 이루어진다. 전원 계통 전압이 영일 때만 스위칭하기 때문에 스위칭 손실은 거의 없으며, 전도 손실은 (5-1), (5-2)와 같이 스위칭 소자에 흐르는 전류와 도통 전압의 곱으로 나타낼 수 있다.

능동 소자와 다이오드가 전류를 도통하는 구간은 전류의 방향에 의해 정해진다. 예를 들어 전력 공급 운전을 하는 경우, 저주파 양방향 정류기의 입력 전류와 입력 전압의 역률이 위상차가 없다면, 전류는 모두 다이오드로만 흐르고, 회생 운전을 하는 경우에는 반대로 능동 소자로만 흐르게 된다. 저주파 양방향 정류기의 입력 전압과 입력 전류는 (3-1), (3-4)로 나타내어지고, 전원 계통의 역률각을 고려하면 계통 주파수의 반주기 동안의 한 상의 저주파 양방향 정류기의 능동 소자와 다이오드의 평균 전도 손실은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{cond1_T} = \frac{2}{\pi - \gamma} \int_{\gamma}^{\pi} v_T |i_{ph}| d\theta, \quad (5-5)$$

$$P_{cond1_D} = \frac{2}{\gamma} \int_0^{\gamma} v_D |i_{ph}| d\theta, \quad (5-6)$$

이 때 능동 소자와 다이오드의 도통 전압(v_T, v_D)은 저주파 양방향 정류기에 흐르는 전류에 따라 스위칭 소자의 데이터시트의 값을 통해 구할 수 있다. 3상 평형 시스템을 가정하면, 전체 저주파 양방향 정류기의 손실은 (5-5), (5-6)에 나타낸 능동 소자와 다이오드의 전도 손실의 합을 3배한 값으로 볼 수 있다.

5.1.3 고주파 전력 전달 부분의 손실

고주파 전력 전달 부분은 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기, 그리고 그 사이를 연결해 주는 고주파 다권선 변압기로 이루어져 있다. 본 절에서는 고주파 전력 전달 부분에서 발생하는 손실을 계산한다.

정현 변조 풀 브릿지와 고주파 양방향 정류기의 스위칭 손실은 5.1.1절에서 설명한 바와 같이 각각의 풀 브릿지 모듈의 레그의 스위칭이 일어나는 시점의 전류의 크기와 방향에 의해 정해진다. 그림 3.68의 듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 구조와 각각의 출력 전압을 통해 스위칭 손실 계산 방법을 설명한다. 먼저 일차측 풀 브릿지 인버터의 스위칭 손실에 대해 알아본다. 그림 3.68에서 일차측의 풀 브릿지 인버터는 1 이하의 통류율을 가진 출력 전압을 내보내고, 2차측은 구형파 전압을 출력한다. 각각의 스위칭 시점에서 켜거나 끄는 스위치의 종류와 그 때의 전류 방향에 따라 5.1.1절에서 설명한 대로 스위칭 손실을 계산할 수 있다. 예를 들어, δ_1 에서는 오른쪽 레그의 위쪽 능동 소자가 꺼지고 아래쪽 능동 소자가 켜진다. 이 때 $i_p < 0$ 인 경우에는 아래쪽 능동 소자에서 영전압 스위칭이 이루어져 스위칭 손실이 없으며, 위쪽 능동 소자가 꺼지면서 스위칭 손실이 발생한다. 반대로 δ_1 에서 $i_p \geq 0$ 인 경우에는 위쪽 능동 소자에 전류가 흐르고 있지 않으므로 꺼질 때의 스위칭 손실이 없으며, 아래쪽 소자가

표 5.1 각 스위칭 시점에서의 각 레그의 스위칭 손실

스위칭 시점	스위칭 손실
δ_1 : 일차측 오른쪽 레그	$i_p(\delta_1) < 0: E_{SW_off}$ $i_p(\delta_1) \geq 0: E_{SW_on}$
δ_2 : 일차측 왼쪽 레그	$i_p(\delta_2) > 0: E_{SW_off}$ $i_p(\delta_2) \leq 0: E_{SW_on}$
ϕ : 이차측 양 레그	$i_p(\phi) < 0: E_{SW_off}$ $i_p(\phi) \geq 0: E_{SW_on}$

켜질 때 스위칭 손실과 함께 위쪽 스위치의 역병렬 다이오드에서 발생하는 역방향 회복 전류(reverse recovery current)에 의한 손실이 발생한다.

표 5.1은 그림 3.68의 듀얼 액티브 브릿지 구조에서 각각의 스위칭 시점에서의 전류 방향에 따라 해당 레그의 스위칭 에너지 손실을 나타낸다. 출력 전압과 변압기에 흐르는 전류는 스위칭 반주기에 대해 대칭적이기 때문에, 반주기 동안의 손실을 계산하여 2를 곱하면 한 주기 동안의 스위치 에너지 손실을 구할 수 있고, 여기에 스위칭 주파수를 곱하면 스위칭 손실을 구할 수 있다.

이 개념은 제안된 전력 변환 회로의 고주파 전력 전달 부분의 스위칭 손실 계산에도 적용할 수 있다. 3.5.1절에서 설명한 것처럼 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 각 레그가 스위칭 하는 시점의 전류를 해석적으로 구한 뒤, 표 5.1의 개념을 적용하면 각각의 레그에서 발생하는 스위칭 에너지 손실을 구할 수 있다. 이 때 (5-3), (5-4)로 표현되는 스위칭 에너지 손실은 계산된 각 스위칭 시점에서의 전류값을 제작된 실험 세트에 사용된 인버터 모듈의 데이터 시트의 스위칭 에너지 손실 표에 적용하여 구하였다.

고주파 전력 전달 부분의 전도 손실은 (5-1), (5-2)에 나타낸 것과 같이 스위칭

소자에 흐르는 전류와 그 때의 도통 전압의 곱으로 계산할 수 있다. 전도 손실도 그림 3.68에 나타낸 듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 구조와 각각의 출력 전압을 통해 설명될 수 있다. 그림 3.68의 일차측과 이차측의 풀 브릿지 인버터의 출력 전압에 따라 변압기의 전류가 각 풀 브릿지 인버터 중 어떤 스위칭 소자를 통해 흐르는지 정해진다. 표 5.2에 그림 3.68의 일차측과 이차측의 풀 브릿지 인버터의 출력 전압과 전류의 방향에 따라 도통되는 스위칭 소자의 종류를 정리해 나타냈다. 이 관계를 이용하여 각 구간에서 전류 부호에 따라 도통되는 소자를 알 수 있고, 그 때의 전류와 해당 소자의 도통 전압을 곱하여 전도 손실을 계산할 수 있다.

이 개념은 제안된 전력 변환 회로의 고주파 전력 전달 부분의 전도 손실 계

표 5.2 전류 방향과 출력 전압에 따른 도통되는 스위칭 소자 수

구간	도통되는 스위칭 소자
일차측 풀 브릿지 인버터	
$0 \sim \delta_1$	능동 소자 1개, 다이오드 1개
$\delta_1 \sim \delta_2$	$i_p > 0$: 능동 소자 2개 $i_p \leq 0$: 다이오드 2개
$\delta_2 \sim \pi$	능동소자 1개, 다이오드 1개
이차측 풀 브릿지 인버터	
$0 \sim \phi$	$i_p > 0$: 능동 소자 2개 $i_p \leq 0$: 다이오드 2개
$\phi \sim \pi$	$i_p > 0$: 다이오드 2개 $i_p \leq 0$: 능동 소자 2개

산에도 적용될 수 있다. 3.5.1절에서 설명한 것처럼 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압에 따른 각 모드에서의 전류를 해석적으로 구할 수 있다. 각 모드에서의 전류가 양의 값을 가지는 구간과 음의 값을 가지는 구간을 분리하여 각각의 구간에서의 전도 손실을 계산한다. 각각의 출력 전압과 변압기에 흐르는 전류는 스위칭 반주기에 대해 대칭적이기 때문에 스위칭 반주기 동안만의 전도 손실을 계산한다.

그림 3.69에서 나타낸 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 파형을 기준으로 각 구간에서의 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 전도 손실은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

(1) ($0 \leq \theta < \delta_I$) 구간

$$P_{cond2_period_1} = (3v_T + 3v_D)|i_{ac}|,$$

$$P_{cond2_period_1_avg} \approx (3v_T + 3v_D)I_{ac_rms}, \quad (5-7)$$

여기서 I_{ac_rms} 는 정현 변조 풀 브릿지 인버터에 흐르는 전류의 실효값(root mean square value)을 나타낸다. 이 구간에서는 모든 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압이 영벡터이므로 각각의 풀 브릿지 인버터 모듈에서 전류는 다이오드 하나와 능동 소자 하나를 거쳐 흐르기 때문에 정현 변조 풀 브릿지에 흐르는 전류에 총 3개의 능동 소자와 3개의 다이오드의 도통 전압을 곱하여 전도 손실을 구할 수 있다. 계산을 간단히 하기 위해 이 구간의 평균 손실을 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전류의 실효치를 통해 계산하였다. 능동 소자와 다이오드의 도통 전압은 사용된 소자의 데이터시트에 I_{ac_rms} 값을 적용시켜

구한다.

(2) ($\delta_1 \leq \theta < \delta_2$) 구간

$$P_{cond2_period_2} = \frac{\Delta\theta_{pos}}{\delta_2 - \delta_1} \int_{\Delta\theta_{pos}} (4v_T + 2v_D)|i_{ac}|d\theta + \frac{\Delta\theta_{neg}}{\delta_2 - \delta_1} \int_{\Delta\theta_{neg}} (2v_T + 4v_D)|i_{ac}|d\theta,$$

$$P_{cond2_period_2_avg} \approx \frac{1}{\delta_2 - \delta_1} \left(\begin{aligned} &(4V_{T_pos} + 2V_{D_pos})I_{ac_pos_rms}\Delta\theta_{pos} \\ &+ (2V_{T_neg} + 4V_{D_neg})I_{ac_neg_rms}\Delta\theta_{neg} \end{aligned} \right), \quad (5-8)$$

여기서 $\Delta\theta_{pos}$, $\Delta\theta_{neg}$ 는 이 구간에서 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전류가 양인 구간의 음인 구간의 폭을 나타내고, $I_{ac_pos_rms}$ 와 $I_{ac_neg_rms}$ 는 각각 정현 변조 풀 브릿지의 출력 전류가 양, 음인 구간의 전류의 실효값을 의미하며, V_{T_pos} , V_{D_pos} , V_{T_neg} , V_{D_neg} 는 각각 출력 전류가 양, 음인 구간의 전류의 실효값을 소자의 데이터시트에 적용시켜 구한 능동 소자와 다이오드의 도통 전압을 나타낸다. 이 구간에서는 두 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 영벡터를 출력하고, 한 상은 유효 벡터를 출력한다. 풀 브릿지 인버터가 유효 벡터의 전압을 출력하는 경우 전류의 방향에 따라 도통하는 소자의 종류가 달라진다. 전류의 부호가 양인 경우에는 능동 소자를 통해 흐르고, 음인 경우에는 다이오드를 통해 흐른다. 이 점을 고려하여 (5-8)과 같이 전류의 부호가 양인 구간과 음인 구간을 구분하여 도통 전압을 곱한다. 계산을 간단히 하기 위해 전류의 부호가 양인 구간의 전류의 실효값과 음인 구간의 전류의 실효값을 따로 구해서 이 구간의 평균 전도 손실을 계산하였다. 능동 소자와 다이오드의 도통 전압은 각각 $I_{ac_pos_rms}$ 와 $I_{ac_neg_rms}$ 의 값을 스위칭 소자의 데이터시트에 적용시켜 구

하였다.

(3) ($\delta_2 \leq \theta < \delta_3$) 구간

$$P_{cond2_period_3} = \frac{\Delta\theta_{pos}}{\delta_3 - \delta_2} \int_{\Delta\theta_{pos}} (5v_T + v_D) |i_{ac}| d\theta + \frac{\Delta\theta_{neg}}{\delta_3 - \delta_2} \int_{\Delta\theta_{neg}} (v_T + 5v_D) |i_{ac}| d\theta,$$

$$P_{cond2_period_3_avg} \approx \frac{1}{\delta_3 - \delta_2} \left((5V_{T_pos} + V_{D_pos}) I_{ac_pos_rms} \Delta\theta_{pos} + (V_{T_neg} + 5V_{D_neg}) I_{ac_neg_rms} \Delta\theta_{neg} \right). \quad (5-9)$$

이 구간에서는 한 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 영벡터를 출력하고, 두 상은 유효 벡터를 출력한다. 유효 벡터를 출력하는 구간에서는 전류의 방향에 따라 도통되는 소자의 종류가 달라지므로, 그 점을 고려하면 (5-9)와 같이 전류의 부호를 구분하여 전도 손실을 구할 수 있다.

(4) ($\delta_3 \leq \theta < \delta_4$) 구간

$$P_{cond2_period_4} = \frac{\Delta\theta_{pos}}{\delta_4 - \delta_3} \int_{\Delta\theta_{pos}} 6v_T |i_{ac}| d\theta + \frac{\Delta\theta_{neg}}{\delta_4 - \delta_3} \int_{\Delta\theta_{neg}} 6v_D |i_{ac}| d\theta,$$

$$P_{cond2_period_4_avg} \approx \frac{1}{\delta_4 - \delta_3} \left(6V_{T_pos} I_{ac_pos_rms} \Delta\theta_{pos} + 6V_{D_neg} I_{ac_neg_rms} \Delta\theta_{neg} \right). \quad (5-10)$$

이 구간에서는 세 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터가 모두 유효 벡터를 출력한다. 전류의 부호에 총 6개의 능동 소자 혹은 6개의 다이오드가 도통되며, 전류의 부호에 따라 구간을 나누어 전도 손실을 계산한다.

(5) ($\delta_4 \leq \theta < \delta_5$) 구간

$$P_{cond2_period_5} = \frac{\Delta\theta_{pos}}{\delta_4 - \delta_5} \int_{\Delta\theta_{pos}} (5v_T + v_D) |i_{ac}| d\theta + \frac{\Delta\theta_{neg}}{\delta_4 - \delta_5} \int_{\Delta\theta_{neg}} (v_T + 5v_D) |i_{ac}| d\theta,$$

$$P_{cond2_period_5_avg} \approx \frac{1}{\delta_4 - \delta_5} \left(\begin{aligned} & \left((5V_{T_pos} + V_{D_pos}) I_{ac_pos_rms} \Delta\theta_{pos} \right) \\ & + \left((V_{T_neg} + 5V_{D_neg}) I_{ac_neg_rms} \Delta\theta_{neg} \right) \end{aligned} \right). \quad (5-11)$$

이 구간에서는 ($\delta_2 \leq \theta < \delta_3$) 구간과 같이 두 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터가 모두 유효 벡터를 출력하고 한 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 영벡터를 출력한다. ($\delta_2 \leq \theta < \delta_3$) 구간과 동일하게 전류의 부호에 따라 구간을 나누어 전도 손실을 구한다.

(6) ($\delta_5 \leq \theta < \delta_6$) 구간

$$P_{cond2_period_6} = \frac{\Delta\theta_{pos}}{\delta_5 - \delta_6} \int_{\Delta\theta_{pos}} (4v_T + 2v_D) |i_{ac}| d\theta + \frac{\Delta\theta_{neg}}{\delta_5 - \delta_6} \int_{\Delta\theta_{neg}} (2v_T + 4v_D) |i_{ac}| d\theta,$$

$$P_{cond2_period_6_avg} \approx \frac{1}{\delta_5 - \delta_6} \left(\begin{aligned} & \left((4V_{T_pos} + 2V_{D_pos}) I_{ac_pos_rms} \Delta\theta_{pos} \right) \\ & + \left((2V_{T_neg} + 4V_{D_neg}) I_{ac_neg_rms} \Delta\theta_{neg} \right) \end{aligned} \right). \quad (5-12)$$

이 구간에서는 ($\delta_1 \leq \theta < \delta_2$) 구간과 같이 한 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터가 모두 유효 벡터를 출력하고 두 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 영벡터를 출력한다. ($\delta_1 \leq \theta < \delta_2$) 구간과 동일하게 전류의 부호에 따라 구간을 나누어 전도 손실을 구한다.

(7) ($\delta_6 \leq \theta < \pi$) 구간

$$P_{cond2_period_7} = (3v_T + 3v_D)|i_{ac}|,$$

$$P_{cond2_period_7_avg} \approx (3v_T + 3v_D)I_{ac_rms}, \quad (5-13)$$

이 구간에서는 ($0 \leq \theta < \delta_7$) 구간과 같이 세 상의 정현 변조 풀 브릿지 인버터가 모두 영벡터를 출력한다. ($0 \leq \theta < \delta_7$) 구간과 동일하게 이 구간에서의 전류의 실효치를 구하여 전도 손실을 계산한다.

전체 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 전도 손실은 위에서 구한 각 구간의 전도 손실을 모두 더하여 구할 수 있으며, 다음과 같이 나타내어진다.

$$P_{cond2_avg} = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^7 \Delta\theta_k P_{cond2_period_k_avg}, \quad (5-14)$$

여기서 $\Delta\theta_k$ 는 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 출력 전압에 따른 각 구간의 폭을 나타낸다.

고주파 양방향 정류기의 전도 손실도 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 경우와 같은 방식으로 구할 수 있다. 아래에 각 구간에서의 전도 손실을 나타냈다.

(1) ($0 \leq \theta < \phi$) 구간

$$P_{cond3_period_1} = \frac{\Delta\theta_{pos}}{\phi} \int_{\Delta\theta_{pos}} 2v_T |i_{rec}| d\theta + \frac{\Delta\theta_{neg}}{\phi} \int_{\Delta\theta_{neg}} 2v_D |i_{rec}| d\theta,$$

$$P_{cond3_period_1_avg} \approx \frac{1}{\phi} \left(2V_{T_pos} I_{rec_pos_rms} \Delta\theta_{pos} + 2V_{D_pos} I_{rec_neg_rms} \Delta\theta_{neg} \right), \quad (5-15)$$

여기서 $I_{rec_pos_rms}$ 와 $I_{rec_neg_rms}$ 는 이 구간 내에서 고주파 양방향 정류기의 출력 전류가 양, 음일 때의 실효값을 의미한다. 이 구간에서는 전류가 양인 경우 항상 능동 소자만을 통해 도통되며, 음인 경우에는 다이오드만을 통해 도통된다. 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 경우와 마찬가지로 전류의 방향에 따라 구간을 나누어 실효치를 구한 뒤 평균 전도 손실을 계산한다.

(2) ($\phi \leq \theta < \pi$) 구간

$$P_{cond3_period_2} = \frac{\Delta\theta_{pos}}{\pi - \phi} \int_{\Delta\theta_{pos}} 2V_D |i_{rec}| d\theta + \frac{\Delta\theta_{neg}}{\pi - \phi} \int_{\Delta\theta_{neg}} 2V_T |i_{rec}| d\theta,$$

$$P_{cond3_period_2_avg} \approx \frac{1}{\pi - \phi} (2V_{D_pos} I_{rec_pos_rms} \Delta\theta_{pos} + 2V_{T_pos} I_{rec_neg_rms} \Delta\theta_{neg}). \quad (5-16)$$

이 구간에서는 전류가 양인 경우 항상 다이오드만을 통해 도통되며, 음인 경우에는 능동 소자만을 통해 도통되고, 그에 따라 전도 손실을 계산한다.

전체 고주파 양방향 정류기의 전도 손실은 위에서 구한 각 구간의 전도 손실을 더하여 구할 수 있으며, 다음과 같이 나타내어진다.

$$P_{cond3_avg} = \frac{1}{\pi} (\phi P_{cond3_period_1_avg} + (\pi - \phi) P_{cond3_period_2_avg}) \quad (5-17)$$

3상 평형 부하를 연결한 경우 고주파 양방향 정류기에 평균적으로 같은 전류가 흐른다고 가정하면, 3상의 고주파 양방향 정류기의 전체 손실은 (5-17)을 세배하여 계산할 수 있다.

고주파 다권선 변압기의 손실은 동손(copper loss)과 철손(core loss)로 구분할

수 있다. 동손은 변압기에 흐르는 전류와 저항 성분을 이용하여 구할 수 있으며, 다음 식으로 표현된다.

$$P_{cond_trans} = R_{trans_pri} I_{ac_rms}^2 + 3R_{trans_sec} I_{rec_rms}^2, \quad (5-18)$$

여기서 I_{ac_rms} , I_{rec_rms} 는 정현 변조 풀 브릿지와 고주파 양방향 정류기에 흐르는 전류의 실효치를 가리키며 R_{trans_pri} , R_{trans_sec} 는 고주파 양방향 변압기의 일차측, 이차측의 저항 성분을 의미한다.

변압기의 철손은 철심의 데이터시트에서 주어지는 손실 밀도(loss density)를 이용하여 구할 수 있다 [87]. 참고 문헌 [89]에서는 본 논문에서 제작된 변압기에 사용된 철심 재질인 FT-3M의 철손을 다양한 크기의 자속 밀도와 다양한 주파수에 따라 실험적으로 구하여 데이터시트에서 주어진 손실 밀도와 그 결과가 유사함을 보였으며, 실험 결과를 토대로 (5-19)와 같은 손실 밀도 식을 유도하였다. 본 논문에서는 이 식을 이용하여 철손을 계산한다.

$$P_{core_trans} = 3.935 f^{1.585} B_m^{1.88}, \quad (5-19)$$

여기서 f 는 스위칭 주파수, B_m 은 최대 자속 밀도를 가리킨다. 제안된 전력 변환 장치에는 고주파 다권선 변압기 3개가 사용되므로 식 (5-19)에 세 배를 곱하면 전체 변압기 철손을 구할 수 있다.

5.1.3 출력 풀 브릿지 인버터의 손실

출력 풀 브릿지 인버터의 손실 또한 5.1.1절에서 설명한 개념을 이용하여 구할 수 있다. 그림 5.1에 출력 풀 브릿지 인버터의 구조와 출력 전압 합성 파형을 나타냈다. 스위칭 손실은 표 5.1에서 나타낸 것과 같이 각 스위칭 시점에서의 전류 방향에 따라 계산할 수 있다. 그런데 출력 풀 브릿지 인버터의 경우 스위칭 주파수가 출력 전류의 주파수보다 매우 빠르다고 가정하면 스위칭 한 주기 동안의 전류는 거의 일정하다고 가정할 수 있다. 따라서 매 스위칭 반주기마다 켜 때의 능동 소자를 켜 때의 에너지 손실(E_{sw_on})과 끌 때의 에너지 손실(E_{sw_off})이 발생한다. 제안된 전력 변환 장치는 3상의 출력 풀 브릿지 인버터를 가지고 있으므로 출력 전류의 한 주기 동안 발생하는 스위칭 에너지 손실의 평균값에 3배를 하면 전체 출력 풀 브릿지 인버터의 스위칭 손실을 구할 수 있다.

전도 손실은 출력 풀 브릿지 인버터에 흐르는 전류와, 전류가 도통되는 소

표 5.3 전류 방향에 따른 출력 풀 브릿지 인버터 각 스위칭 소자의 도통 비율

		왼쪽 레그	오른쪽 레그
$i_{out} \geq 0$	능동 소자	$\frac{T_{on_a}}{T_s}$	$1 - \frac{T_{on_b}}{T_s}$
	다이오드	$1 - \frac{T_{on_a}}{T_s}$	$\frac{T_{on_b}}{T_s}$
$i_{out} < 0$	능동 소자	$1 - \frac{T_{on_a}}{T_s}$	$\frac{T_{on_b}}{T_s}$
	다이오드	$\frac{T_{on_a}}{T_s}$	$1 - \frac{T_{on_b}}{T_s}$

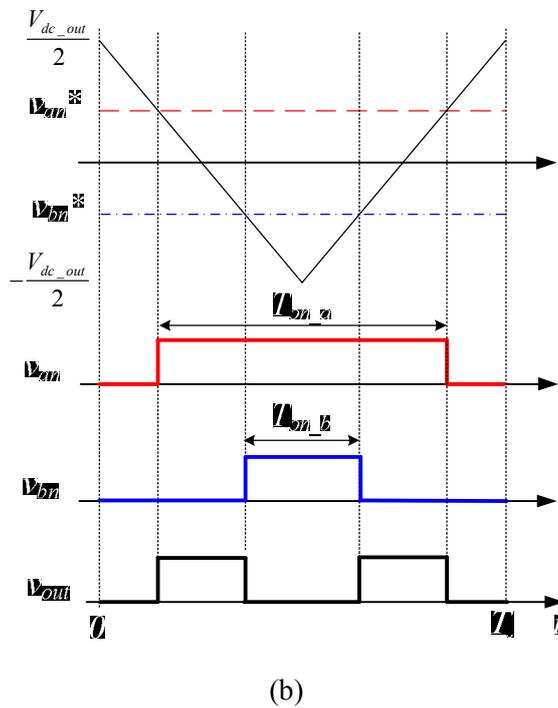
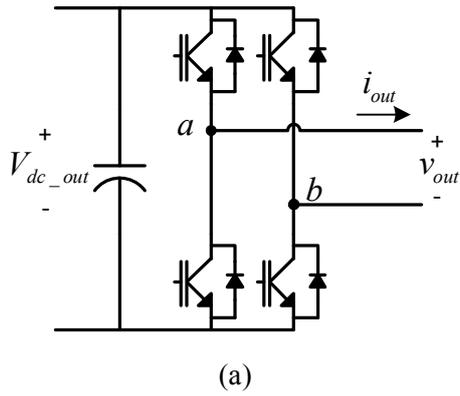


그림 5.1 출력 풀 브릿지 인버터

(a) 출력 풀 브릿지 인버터의 구조

(b) 출력 풀 브릿지 인버터의 출력 전압 파형

자의 도통 전압을 곱하여 구할 수 있다. 스위칭 한 주기 내에서는 전류의 방향이 일정하기 때문에 출력 전압의 형태에 따라 도통되는 소자의 종류가 결정되며, 스위칭 주기 중 각 레그의 위쪽 스위치가 켜지는 시간의 비율을 이용하여 그 관계를 나타낼 수 있다. 출력 풀 브릿지 인버터의 각 레그의 지령 전압이 (5-20)과 같이 주어지고, 각 레그의 위쪽 스위치가 켜지는 시간을 T_{on_a} , T_{on_b} 라고 하면 표 5.3과 같이 전류 방향에 따라 각 스위치 소자의 도통 비율이 정해진다. 출력 풀 브릿지 인버터의 역률을 고려하여 이를 정리하면 전도 손실을 (5-21)과 같이 구할 수 있다.

$$v_{an}^* = \frac{1}{2}v_{out}^*, v_{bn}^* = -\frac{1}{2}v_{out}^*, \quad (5-20)$$

$$P_{cond4} = \frac{1}{\pi - \gamma} \int_{\gamma}^{\pi} \left(v_T \left(1 + \frac{v_{out}^*}{V_{dc_out}} \right) + v_D \left(1 - \frac{v_{out}^*}{V_{dc_out}} \right) \right) |i_{out}| d\theta + \frac{1}{\gamma} \int_0^{\gamma} \left(v_T \left(1 - \frac{v_{out}^*}{V_{dc_out}} \right) + v_D \left(1 + \frac{v_{out}^*}{V_{dc_out}} \right) \right) |i_{out}| d\theta \quad (5-21)$$

본 절에서 설명한 방법으로 계산된 손실과 그에 따른 효율을 그림 5.2에 나타냈다. 제안된 전력 변환 회로의 손실 중 대부분이 스위칭 소자에서 발생하며 제안된 전력 변환 회로는 입력에서 출력까지 총 8개의 전력 소자가 도통되기 때문에 전도 손실의 비중이 크다. 특히 전도 손실의 또 실험에 사용된 전력용 반도체의 도통 전압이 높아서 더욱 효율이 낮게 계산되었다. 실험에 사용된 시스템은 220 V의 전원 계통에 연결되고 직류단 전압은 입력측과 출력측 모두 180 V가 되는데, 제작의 편의성을 위해 실험에 사용된 풀 브릿지 인버터

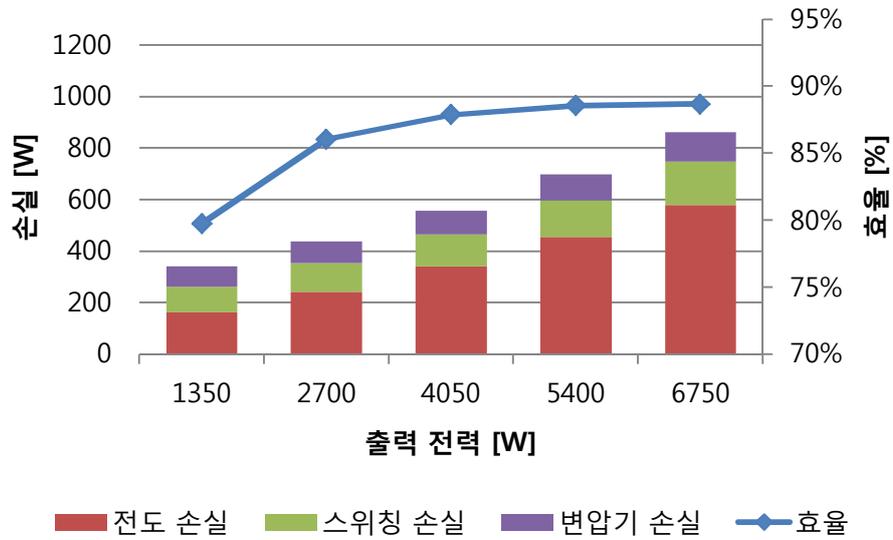


그림 5.2 제작된 전력 변환 회로의 손실과 효율 계산값

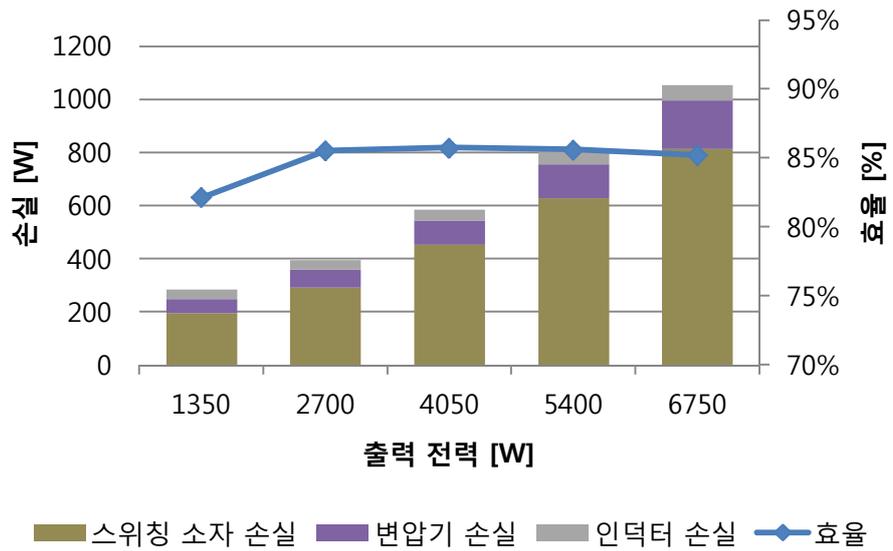


그림 5.3 제작된 전력 변환 회로의 손실과 효율 측정값

모듈은 600 V의 정격 전압을 가지고 있어 직류단 전압에 비해 높은 정격을 가지고 있다. 이 스위치 소자는 시스템의 정격에 비해 상대적으로 높은 도통 전압을 가지고 있어 많은 전도 손실이 발생된다. 690 V의 전원 계통에 1200 V 정격의 전력 소자를 사용하는 등 전력 소자의 설계를 최적화하면 손실을 크게 줄일 수 있을 것으로 예상된다.

그림 5.3은 제작된 전력 변환 회로의 손실과 효율을 측정한 결과를 나타낸다. 손실의 측정은 전력 측정 장치(PM6000, Voltech)을 통해 이루어졌다. 저주파 양방향 정류기와 출력 풀 브릿지 인버터의 입력 및 출력 전압, 전류를 측정하여 전체 손실을 측정하였고, 3 상의 고주파 다권선 변압기와 실험을 위해 추가로 사용된 인덕터의 손실을 각각 측정하였다. 그림 5.3을 보면 스위칭 소자의 손실은 계산된 결과와 약간의 차이를 가지지만 유사한 경향을 보인다. 고주파 전력 변환 부분의 손실을 계산할 때 변압기에 흐르는 전류를 구하는 과정에서 변압기의 저항 및 전력 소자의 도통 전압의 영향을 고려하지 않았는데, 그 과정에서 약간의 오차가 발생하는 것으로 보인다.

반면 변압기의 손실은 계산된 값과 상당한 차이를 보인다. 손실 계산 결과에서는 전체 손실 중 변압기의 손실이 차지하는 비중이 크지 않으며 특히 부하가 늘어나도 그 크기에 큰 차이가 없을 것으로 예상되었으나, 실제로는 부하에 따라 손실이 상대적으로 크게 늘어나면서 시스템의 전체 효율이 계산된 값보다 낮게 된다. 이것은 고주파 다권선 변압기의 자속이 DC 바이어스(bias)되어 손실이 증가하기 때문으로 보인다. 고주파 다권선 변압기의 각 권선에는 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압이 인가된다. 이상적으로는 고주파 다권선 변압기의 각 권선에 교류 성분의 전압만 인가되

나, 스위칭 소자간의 턴-온(turn-on)/턴-오프(turn-off) 시간의 차이, 데드타임의 영향, 게이트 드라이브(gate drive) 신호의 지연 등으로 인해 인가되는 전압의 평균값이 영이 아니게 될 수 있고, 이 경우 DC 바이어스된 자속이 변압기에 인가된다 [92]. 변압기에 DC 바이어스된 자속이 인가되면 변압기 자속의 운전 점을 이동시켜 원치 않는 포화를 일으켜 변압기의 철손을 증가시킨다. 이러한 현상을 방지하기 위해 DAB 컨버터의 경우 자속 평형(flux balancing)을 위한 회로 혹은 제어 방법을 사용하는 경우가 많다 [92]. 그러나 제안된 전력 변환 회로에서는 이 문제에 대한 연구가 아직 이루어지지 않아 변압기에 자속의 DC 바이어스가 발생할 수 있다. 실험 시 운전 조건에 따라 DC 바이어스 정도가 변동되어 손실을 증가시키는 요소로 작용하는 것으로 보인다. 향후 제안된 전력 변환 장치에 사용되는 고주파 다권선 변압기에 인가되는 자속의 평형을 유지할 수 있도록 변압기의 설계 및 제어 방법을 연구할 필요가 있다.

또한 실험 시 변압기의 이차측 각 상에 연결시켜 사용한 인덕터의 철손도 효율 계산시에는 포함되지 않아 계산된 효율과 측정된 효율과의 차이를 증가시킨다. 제안된 전력 변환 회로의 고주파 전력 변환 부분 설계시 필요한 최적의 인덕터의 양을 선정하여 변압기의 누설 인덕턴스가 그 값을 가지도록 설계 하면 외부 인덕터의 사용이 필요 없어 이 부분에서 발생하는 손실을 줄일 수 있을 것으로 예상된다.

5.2 반도체 변압기 구조의 교류 전력 변환 회로의 효율 분석

본 절에서는 그림 2.5에 나타난 반도체 변압기를 이용한 교류 전력 변환 회로의 효율을 분석하여 제안된 전력 변환 회로의 효율과 비교한다. 제안된 전

력 변환 회로와 동일하게 220 V의 전원 계통에 연결하여 180 V의 직류단 전압을 사용한다고 가정하였다. 그리고 전력용 반도체도 제안된 전력 변환 회로와 동일한 풀 브릿지 인버터 모듈(PM75CLA060)을 사용한다고 가정하여 스위칭 소자의 손실을 구할 때 그 데이터시트를 참조하였다.

이 회로는 교류 전원 혹은 부하에 연결되는 입력측, 출력측에 동일한 단상 PWM 승압형 인버터 구조를 사용하고 있는데, 이 부분의 손실은 제안된 전력 변환 회로의 출력 풀 브릿지 인버터와 동일하게 동작하므로 같은 방식으로 손실을 계산할 수 있다.

고주파 전력 전달 부분은 듀얼 액티브 브릿지 컨버터와 동일한 구조를 사용한다. 그림 3.24에 나타낸 듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 출력 전압 파형에 따라 발생하는 각 모드별 전압과 전류의 관계식을 풀면, 각 모드에서의 전류 및 스위칭 시점에서의 전류를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_0 = \frac{(\pi - 2\phi)V_o - \pi V_i}{2\omega L}, \quad (5-22)$$

$$i_\phi = \frac{\pi V_o - (\pi - 2\phi)V_i}{2\omega L}, \quad (5-23)$$

일차측과 이차측의 직류단 전압을 동일하게 제어한다고 가정하면, 스위칭 시점의 전류는 (5-24), (5-25)로 구할 수 있다.

$$i_0 = \frac{-\phi V}{2\omega L}, \quad (5-24)$$

$$i_\phi = \frac{\phi V}{2\omega L}, \quad (5-25)$$

스위칭 손실은 표 5.1의 내용을 그대로 적용할 수 있다. 식 (5-24), (5-25)를 보면 스위칭 시점에서의 전류는 항상 영전압 스위칭이 가능하도록 하는 조건을 만족시키기 때문에 스위치가 꺼질 때의 손실(E_{SW_off})만을 고려하여 스위칭 손실을 계산할 수 있다. 또한 식 (5-24), (5-25)의 전류를 이용하면 그림 3.24에 나타낸 전압 출력에 따른 각 구간에서의 전류를 구할 수 있으며, 이것을 이용하여 5.1.3절에서 제안된 전력 변환 회로의 전도 손실을 구하는 것과 마찬가지로 전도 손실을 계산할 수 있다.

(1) ($0 \leq \theta < \phi$) 구간

$$P_{cond_period_1} = \frac{\Delta\theta_{pos}}{\phi} \int_{\Delta\theta_{pos}} 4v_T |i_p| d\theta + \frac{\Delta\theta_{neg}}{\phi} \int_{\Delta\theta_{neg}} 4v_D |i_p| d\theta,$$

$$P_{cond_period_1_avg} \approx \frac{1}{\phi} (4V_{T_pos} I_{p_pos_rms} \Delta\theta_{pos} + 4V_{D_pos} I_{p_neg_rms} \Delta\theta_{neg}), \quad (5-26)$$

여기서 $I_{p_pos_rms}$ 와 $I_{p_neg_rms}$ 는 이 구간 내에서 변압기에 흐르는 전류가 양, 음일 때의 실효값을 의미한다. 이 구간에서는 전류가 양인 경우 일차측 및 이차측 풀 브릿지 인버터의 능동 소자만이 도통되며, 음인 경우에는 다이오드만이 도통된다. 제안된 전력 변환 장치의 고주파 전력 전달 부분의 전도 손실 계산 시와 마찬가지로 전류의 방향에 따라 구간을 나누어 실효치를 구한 뒤 평균 전도 손실을 계산한다.

(1) ($\phi \leq \theta < \pi$) 구간

$$P_{cond_period_2} = (2v_D + 2v_T) |i_p|,$$

$$P_{cond_period_2_avg} \approx (2v_D + 2v_T) I_{p_rms} \quad (5-27)$$

여기서 I_{p_rms} 는 변압기에 흐르는 전류의 실효값을 의미한다. 이 구간에서는 전류의 방향에 관계 없이 2개의 능동 소자와 2개의 다이오드가 도통된다. 전류의 부호가 양인 경우에는 일차측 풀 브릿지 인버터에서는 2개의 능동 소자가 도통되고, 이차측에서는 2개의 다이오드가 도통된다. 전류의 방향이 바뀌면 일차측과 이차측 풀 브릿지 인버터의 도통되는 소자가 서로 뒤바뀐다. 따라서 항상 2개의 능동 소자와 2개의 다이오드의 도통 전압을 전류에 곱하여 전도

표 5.4 반도체 변압기 회로의 효율 분석을 위해 사용된 변압기의 제정수

항목	값 [단위]
용량	4 [kVA]
정격 전압	180 [V _{RMS}]
정격 전류	22 [A _{RMS}]
턴 수	일차측: 30, 이차측: 30
운전 주파수	10 [kHz]
철심 재질	나노 크리스탈 (FT-3M, Hitachi)
최대 자속 밀도	1.09 [T]
전체 권선 저항	17.3 [mΩ]
전체 누설 인덕턴스	30.42 [μH]

손실을 구할 수 있다.

변압기의 저항 및 누설 인덕턴스 성분은 [18]에서 나타낸 설계값과 같은 퍼 유닛(per unit, PU) 값을 가지는 것을 가정하여 표 5.4와 같이 선정하였다. 변압기의 철손은 제안된 전력 변환 회로의 변압기 손실 계산할 때와 같이 (5-19)를 이용하여 계산하였으며, 동손은 다음과 같이 계산한다.

$$P_{cond_trans} = R_{trans} I_{p_rms}^2 \quad (5-28)$$

그림 5.4에 계산된 반도체 변압기 회로의 손실과 효율을 나타냈다. 전반적으로 제안된 전력 변환 회로에 비해 손실이 작다. 이 차이는 주로 고주파 전력 변환 부분에서 흐르는 전류의 크기 차이에 의해 발생하는 것으로 보인다. 일차측과 이차측에 인가되는 전압의 크기가 동일한 듀얼 액티브 브릿지 컨버터의 경우 변압기에 흐르는 전류가 제안된 전력 변환 회로의 그것에 비해 상대적으로 작다. 제안된 전력 변환 회로는 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 간의 위상 차이가 작아도 둘 사이에 순시적인 전압차가 있어 변압기에 더 큰 전류가 흐르게 된다. 또 제안된 전력 변환 회로의 경우 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 전압 사용률이 이 회로보다 낮기 때문에 동일한 전력을 출력할 때 스위칭 소자에 흐르는 전류가 더 커서 스위치에서 발생하는 손실이 더 큰 것으로 보인다.

반도체 변압기 회로 중 입, 출력측의 정현 변조 풀 브릿지 인버터는 제안된 전력 변환 장치의 출력 풀 브릿지 인버터와 동작이 동일하여 그 손실에 차이가 없다. 다만 제안된 전력 변환 회로의 입력측 저주파 양방향 정류기에서는

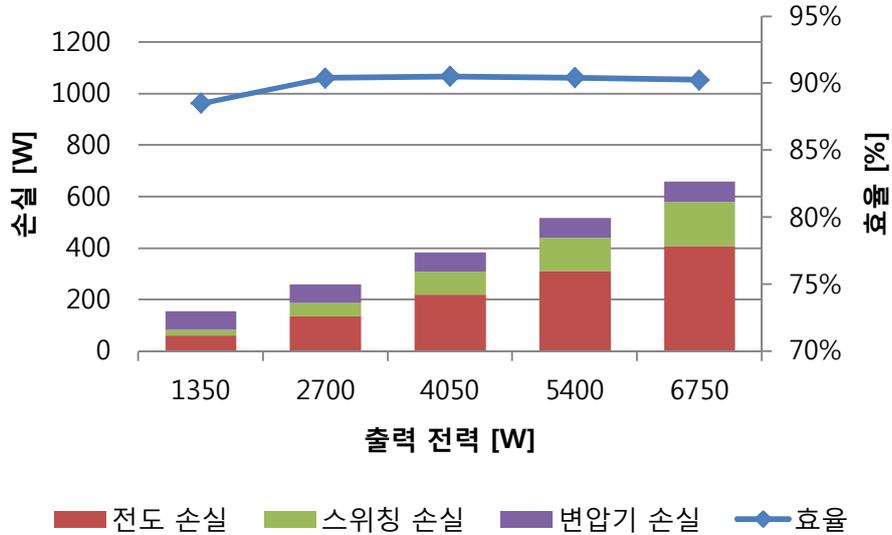


그림 5.4 반도체 변압기 회로의 손실과 효율 계산값

스위칭 손실이 거의 없는 데 반해 반도체 변압기 회로는 입력측 폴 브릿지 인버터에서도 PWM 동작을 함으로써 스위칭 손실이 발생한다.

본 절에서는 전력 변환 회로 자체의 손실만을 고려하였고 입력, 출력측에 사용되는 필터의 손실은 고려하지 않았다. 그런데 반도체 변압기 회로는 입출력측 모두 PWM 동작을 위한 대용량의 인덕터를 사용하기 때문에 그 부분에서 발생하는 손실을 고려하면 제안된 전력 변환 회로와의 효율 차이가 더 줄어들 것으로 예상된다. 본 절에서 손실 계산할 때 사용한 조건대로 직류단 전압이 180 V, 스위칭 주파수가 10 kHz 일 때, 스위칭 주파수 대역의 전류 고조파는 IEEE 519 규제를 만족시키기 위해 기본파 전류의 0.3% 이내의 크기로 제한되어야 한다 [90]. 이 규제를 만족시키기 위한 인덕터 값을 참고 문헌 [91]에서 제안된 방법을 이용하여 계산하면 약 0.37 PU의 인덕터가 필요하다. 인덕

터의 저항 성분이 인덕터 크기의 5% 정도가 된다고 가정하면 여기서 추가적으로 1.65%의 손실이 발생한다. 제안된 전력 변환 회로는 출력측만 PWM 동작을 위해 인덕터가 사용되기 때문에 이로 인한 손실이 더 적을 것으로 예상된다.

5.3 전력 소자와 수동 소자의 사용량 비교

본 절에서는 제안된 전력 변환 회로와 반도체 변압기 회로에 사용되는 전력 소자와 수동 소자의 사용량을 비교한다. 220 V, 60 Hz 의 3상 전원에 연결하는 각 회로를 12 kW 용량으로 설계할 때 필요한 전력 소자와 수동 소자를 비교한 값을 표 5.5에 나타냈다.

전력 소자에는 각 소자에 인가되는 전압과 전류의 첨두값(V_{peak} , I_{peak}), 사용되는 소자의 수(q) 그리고 (5-29)로 정의되는 소자 이용률(U)을 이용하여 비교할 수 있다.

$$U = \frac{P_o}{\sum_q V_{peak} I_{peak}}, \quad (5-29)$$

여기서 P_o 는 출력 전력을 나타낸다. 제안된 전력 변환 회로와 반도체 변압기 회로는 모두 풀 브릿지 인버터 모듈 12개로 구성되어 사용되는 전력 소자의 수는 같다. 그러나 제안된 전력 변환 회로의 고주파 전력 변환 부분의 전압 사용률이 낮아 해당 부분의 전력 소자의 전류 첨두값이 반도체 변압기 회로의 그것보다 크고, 그로 인해 제안된 전력 변환 회로의 소자 이용률이 더 낮다.

표 5.5 반도체 변압기 회로의 효율 분석을 위해 사용된 변압기의 제정수

		제안된 전력 변환 회로	반도체 변압기 회로
전력 소자	V_{peak}, I_{peak}	24×180V, 44.44A 12×180V, 36.8A 12×180V, 73.6A	24×180V, 44.44A 24×180V, 24.21A
	q	48	48
	U	0.0279	0.0405
인덕터 ($\sum LI^2$)		12.44	23.70
캐패시터 ($\sum CV^2$)		53.46	97.2
변압기 (kVA)		3×8 kVA	3×4 kVA

수동 소자는 인덕터와 캐패시터의 경우는 각 소자에 저장되는 에너지량으로, 변압기는 그 용량으로 비교하였다. 일차측 및 이차측 직류단에 대용량의 전해 캐패시터가 필요하다. 본 절에서는 [18]에서 나타낸 설계값과 같은 PU 값을 가지는 것을 가정하여 사용되는 직류단 전해 캐패시터의 크기를 3000 uF 로 선정하였다. 인덕터는 입력측 및 출력측의 상전류 고조파를 억제하기 위한 필터로써 사용되며 5.2절에서 설명한 것과 같이, IEEE 519 규제를 만족시키기 위해서 필요한 값인 0.37 PU, 4 mH의 인덕터를 사용한다고 보았다. 제안된 전력 변환 회로의 경우에는 이차측 직류단 캐패시터와 출력측 인덕터는 반도체 변압기 회로의 그것과 같은 값을 사용하나, 일차측 직류단 캐패시터 및 입력 필터로는 표 4.1에 나타낸 값을 적용하였다. 결과적으로 제안된 전력 변환 회로에 사용되는 인덕터 및 캐패시터의 에너지량은 반도체 변압기 회로의 그것의 절반 정도가 된다. 반면 변압기의 경우 4.1절에서 설명한 것과 같이 제안된 전

력 변환 회로의 변압기 이용률이 0.5가 되어 반도체 변압기 회로보다 2배 더 큰 용량의 변압기가 필요하다.

제 6 장 결론 및 향후 과제

본 장에서는 논문의 연구 결과를 요약하고, 향후 연구 과제를 제시한다.

6.1 연구 결과

본 논문에서는 새로운 계통 연계형 3상 교류-교류 전력 변환 회로를 제안하고 그 운전 방법에 대해 분석하였다. 제안된 전력 변환 회로는 다음과 같은 특징을 가진다.

(1) 계통 연계형 교류-교류 전력 변환 회로

제안된 전력 변환 회로는 3상 전원 계통에 연계 가능한 양방향 전력 변환 회로이다. 전원 계통에 직접 연결되어 계통으로 입력되는 전류의 입력 전류의 고조파를 저감시킬 수 있는 운전 특성을 가지고, 입력 전류의 역률을 제어할 수 있어 전원 계통에서 요구하는 고조파 및 역률 규제를 만족시킬 수 있다.

(2) 수동 소자 사용 억제

제안된 전력 변환 회로는 수동 소자의 사용을 줄일 수 있는 구조를 가진다. 전원 계통과 연결되는 저주파 양방향 정류기는 PWM 동작 없이 입력 전압의 부호에 동기되어 전원 계통 주파수로 동작하며 입력 교류 전압과 입력측 직류단을 그대로 연결시켜주도록 동작한다. 따라서 교류-직류 연결 부분에 PWM 승압형 컨버터를 사용하는 구조에 비해 발생하는 전압 고조파의 크기가 작아 입력측에 필요한 수동 필터의 크기를 줄일 수 있다. 또 입력측 직류단에는 대

용량의 전해 캐패시터를 사용하지 않고, 직류단의 포유 인덕턴스로 인한 순시 과도 전압을 억제하는 목적의 스너버 캐패시터만을 사용한다.

입력측과 출력측의 전기적 절연을 위해서는 고주파에서 동작하는 변압기를 사용하였다. 같은 전압, 전류 정격을 갖는 변압기의 경우 보통 그 크기는 동작 주파수에 반비례하기 때문에 고주파 변압기를 사용하면 계통 주파수의 변압기를 사용하는 것보다 시스템의 부피 및 무게를 줄일 수 있다.

(3) 모듈화 구조

제안된 전력 변환 회로의 한 단은 풀 브릿지 인버터 12개로 구성되어 있다. 널리 사용되어 쉽게 구할 수 있는 전력용 반도체 모듈을 사용하고, 한 단에 사용되는 전력 소자를 모두 통일시켜 대량 생산에 유리한 장점을 가진다. 또한 동일한 구조의 단을 여러 개 쌓아 연결할 수 있는 구조를 갖는다. 입력측의 저주파 양방향 정류기는 그 입력단에 연결된 필터 캐패시터에 의해 입력 전압이 분배되어 인가되고, 출력측은 CHB 컨버터의 각 셀과 같이 직렬로 연결되어 부하 전류를 제어할 수 있다. 따라서 낮은 전압 정격을 갖는 전력 소자로 구성된 단들을 쌓아 직렬로 연결하여 높은 전압을 가지는 전원 계통이나 부하 등에 직접 연결할 수 있다.

제안된 전력 변환 회로에 대하여 본 논문은 다음과 같은 분석을 수행하였다.

(1) 고주파 전력 전달 부분 모델링 및 제어기 설계

제안된 전력 변환 회로의 고주파 전력 전달은 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 사이에서 고주파 다권선 변압기를 통해 이루어진다.

저주파 양방향 정류기의 동작 특성으로 인해 입력측 직류단에는 정현파의 절대값 형태의 전압이 형성되고, 이렇게 맥동하는 직류단 전압을 이용하여 특정한 형태의 전력 전달을 하기 위해 고주파 다권선 변압기의 이차 권선들을 직렬로 연결하고 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 변조 함수를 적절히 조작하는 방식을 사용한다.

기본적으로 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 사이에서 전달되는 전력은 각각의 출력 전압의 크기와 위상차에 의해 정해진다. 본 논문에서는 전원 계통의 위상각과 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기의 출력 전압 간의 위상 천이각에 따라 달라지는 둘 사이의 전력 전달식을 유도하였다. 이 때 변조 지수를 1보다 작게 유지하면 일정 수준의 위상 천이각까지는 둘 사이에서 전달되는 전력에 원치 않는 맥동이 발생하지 않는다.

각각의 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 간의 전력 전달 모델을 통해 전체 시스템의 전력 전달을 모델링하고, 분리 제어 방식을 이용하여 각각의 고주파 정류기로 입력되는 전력을 서로 독립적인 시스템으로 제어할 수 있도록 하는 방법을 제안하였다.

(2) 소프트 스위칭 특성 분석

고주파 전력 전달이 발생하는 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기는 운전 조건에 따라 영전압 스위칭이 가능하여 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 본 논문에서는 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 변조 함수와 전원 계통의 위상각, 그리고 정현 변조 풀 브릿지 인버터와 고주파 양방향 정류기 사이의

위상 천이각에 따라 각 부분의 영전압 스위칭이 이루어지는 조건을 분석하였다.

정현 변조 지수가 높을수록, 위상 천이각의 크기가 작을수록 보다 많은 수의 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 레그가 영전압 스위칭을 하는 경향을 보인다. 반면 고주파 양방향 정류기는 모든 동작 영역에서 항상 영전압 스위칭을 한다.

제안된 전력 변환 회로 및 그 분석은 실험을 통해 타당성을 검증하였다. 실험을 위해 제안된 전력 변환 회로 한 단을 제작하고 다양한 실험을 통해 분석 내용을 검증하였다. 제안된 전력 변환 회로의 운전 방법을 보여주고, 운전 조건의 변동에 따른 고주파 전력 전달 부분의 모델링을 확인하였으며, 영전압 스위칭 특성을 확인하였다. 또 제안된 전력 변환 회로와 반도체 변압기 회로의 효율 및 사용되는 전력 소자와 수동 소자를 비교하였다.

6.2 향후 과제

본 논문에서 제안된 전력 변환 회로의 실용화를 위해 다음과 같은 연구가 요망된다.

(1) 다단 구성 시 운전에 대한 연구

제안된 전력 변환 회로는 그 모듈화 특성으로 인해 여러 단을 직렬로 연결함으로써 높은 전압의 전원 계통에 연결할 수 있는 특징을 가진다. 그러나 이러한 멀티레벨 운전을 위해서는 보다 자세한 연구가 필요할 것으로 예

상된다. 제안된 전력 변환 회로는 전원 계통에서 저주파 양방향 정류기의 입력단에 인가되는 전압을 그대로 정류하여 입력측 직류단에서 사용한다. 따라서 전원 계통에서 보았을 때 각 상의 전력에 불균형이 생기면 전원 전류 각 상에 불균형이 발생하는 문제가 있다. 다만 구성 시에는 직렬 연결된 각 단의 같은 상들의 입력 전압은 각 단의 전력에 반비례하게 나뉘어서 인가되므로 각 단의 입력측에 인가된 전압이 서로 같으려면 각 단의 같은 상들은 같은 크기의 전력을 전달하여야 한다. 따라서 같은 상의 각각의 단끼리도 전력 균형을 맞추기 위한 연구가 필요할 것으로 예상된다.

(2) 입력 필터 설계

제안된 전력 변환 회로의 입력 필터는 고주파 전력 전달 부분에서 발생하는 스위칭 주파수 대역의 전류 고조파가 전원 계통으로 전달되는 것을 억제하는 역할을 한다. 수동 소자의 사용을 최대한 억제하면서 전원 계통에서 요구하는 규제를 만족시킬 수 있는 입력 필터의 설계가 필요하다. 입력 필터를 설계하기 위해서는 발생하는 전원 전류의 고조파의 특성을 분석할 필요가 있다. 특히 제안된 전력 변환 회로는 운전 조건에 따라 발생하는 전류 고조파의 크기가 달라지기 때문에 운전 조건에 따라 발생 가능한 전류 고조파를 계산하여 입력 필터 설계 시에 반영시킬 필요가 있다.

(3) 고주파 다권선 변압기 설계

제안된 전력 변환 회로의 고주파 전력 전달 부분에서 고주파 다권선 변압기는 매우 중요한 역할을 한다. 일차 권선과 이차 권선, 그리고 이차 권선 사이의 상호 인덕턴스를 일정하게 유지시키고, 누설 인덕턴스를 조절할 수 있는

설계와 제작 기술이 필요하다. 특히 누설 인덕턴스는 전력 전달에 큰 영향을 준다. 일차 권선과 각각의 이차 권선, 그리고 이차 권선간의 등가 인덕턴스의 크기는 각 부분별로 전달되는 전력의 양, 그리고 전류의 크기에 직접적으로 영향을 주기 때문에 시스템에 따라 적절한 누설 인덕턴스 값을 선정할 필요가 있다. 계통 주파수의 변압기 대신 고주파 변압기를 사용함으로써 변압기 자체의 부피와 무게는 줄었지만, 변압기의 손실이 계통 주파수 변압기와 비슷한 경우, 변압기의 발열을 제어하는 것이 문제가 될 수 있다. 특히 대용량 시스템에서 이 문제에 대처할 필요성이 크다. 변압기에서 발생하는 손실을 줄이면서 방열 특성을 높일 수 있는 소재 선정 및 구조 설계가 필요하다. 특히 본 논문에서 제안된 회로를 수 MW급의 대용량 전력 변환에 이용할 경우 반드시 고주파 변압기 설계 및 제작 기술의 확보가 필요하다.

(4) 입출력 대칭 구조

제안된 전력 변환 회로의 저주파 양방향 정류기는 PWM 동작 없이 전원 계통의 전압을 입력측 직류단에 그대로 연결시켜줌으로써 입력 필터의 크기를 줄일 수 있는 구조를 가진다. 반면 출력측 풀 브릿지 인버터는 CHB 컨버터와 마찬가지로 PWM 동작을 통해 출력 전압을 합성하기 때문에 출력단에 큰 수동 필터를 필요로 한다. 그런데 출력측에도 전원 계통을 연결하는 경우에는 출력측 풀 브릿지 인버터를 또한 입력측 저주파 양방향 정류기와 동일한 방식으로 동작시킬 수 있는 가능성이 있다. 출력측 직류단에도 대용량 캐패시터를 사용하지 않고 풀 브릿지 인버터를 출력측에 연결된 전원 계통의 전압의 부호에 따라 동작시키면 각 상의 출력측 직류단 전압은 출력측 전원 계통 전압의

절대값 형태가 된다. 이 경우 변동되는 출력측 직류단 전압을 고려하여 정현 변조 풀 브릿지 인버터의 동작과 같이 고주파 양방향 정류기의 출력 전압을 합성하여 고주파 전력 전달이 이루어지는 동시에 입력과 출력측 전원 계통 전류가 정현파의 형태를 유지할 수 있도록 해야 한다. 이 같은 구성을 취할 경우 출력측 직류단에 사용되는 전해 캐패시터 및 수동 필터의 사용을 줄일 수 있어 수동 소자의 사용을 더욱 줄일 수 있을 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] H. Bevrani, A. Ghosh, and G. Ledwich, "Renewable energy sources and frequency regulation: Survey and new perspectives," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 4, no. 5, pp. 438–457, Sep. 2000.
- [2] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. P. Guisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, and N. Moreno-Alfonso, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, Jul./Aug. 2006.
- [3] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, Oct. 2006.
- [4] J. A. Baroudi, V. Dinavahi, and A. M. Knight, "A review of power converter topologies for wind generators", *Renew. Energy*, vol. 32, no. 14, pp. 2369 -2385, 2007.
- [5] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo and M. A. M. Prats "The age of multilevel converters arrives", *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 2, pp.28 2008
- [6] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp.2930 2007
- [7] J. Rodriguez, J. Dixon, J. Espinoza, J. Pontt and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: State of the art", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, pp.5-22, 2005.
- [8] A. Alesina, M. Venturini, "Solid-state power conversion: a fourier analysis approach to generalized transformer synthesis", *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. 28, no. 4, pp. 319-330, April 1981.

- [9] L. Huber and D. Borojevic, "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* vol. 31, no.6, 1995.
- [10] P. Wheeler, J. Rodriguez, J. Clare, L. Empringham and A. Weinstein, "Matrix converters: a technology review", *IEEE Tran. Ind. Electron.*, vol. 49, pp.276 2002.
- [11] C. L. Neft, "AC power supplied static switching apparatus having energy recovery capability," U.S. Patent 4 697 230, 1987.
- [12] Johann W. Kolar, Thomas Friedli, Jose Rodriguez, and Patrick W. Wheeler, "Review of three-phase PWM AC-AC converter topologies," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* vol. 58, no.11, pp. 4988-5006, 2011.
- [13] S.Kim, S.K.Sul and T.A.Lipo, "AC/AC power conversion based on matrix converter topology with unidirectional switches," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.36, no.1, pp.139-145, 2000.
- [14] A.Yoo, W.J.Lee, S.Kim, B.M.Dehkordi, and S.K.Sul, "Input filter analysis and resonance suppression control for electrolytic capacitor-less inverter," *Conf. Rec. of IEEE-APEC*, pp. 1786-1792, 2009.
- [15] P. D. Ziogas, Y.-G. Kang, and V. R. Stefanovic, "Rectifier-inverter frequency changers with suppressed dc link components," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 6, pp. 1027-1036, Nov. 1986.
- [16] B. Piepenbreier and L. Sack, "Regenerative drive converter with line frequency switched rectifier and without dc link components," in *Proc. 35th IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, Jun. 20-25, 2004, pp. 3917-3923.
- [17] 김시영, 단방향 전력소자만을 이용한 AC/AC 전력변환, 서울대학교 석사 학위 논문 1998.
- [18] Inoue, S., Akagi, H., "A bidirectional isolated DC-DC converter as a core circuit of

- the next-generation medium-voltage power conversion system,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22 no 2, pp.535-542, 2007.
- [19] H. Krishnamurthy and R. Ayyanar, "Building block converter module for universal (ac-dc, dc-ac, dc-dc) fully modular power conversion architecture", *Proc. 38th IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp.483 -489
- [20] Tiefu Zhao, Liyu Yang, Jun Wang, Alex Q. Huang, “270 kVA solid state transformer based on 10 kV SiC power devices” *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2007.
- [21] M. Steiner and H. Reinold, "Medium frequency topology in railway applications", *Proc. EPE*, pp.1 2007
- [22] A.J.Watson, HQS Dang, G.Mondal, J.C.Clare, and P.W.Wheeler, “Experimental Implementation of a Multilevel Converter for Power System Integration”, in *Proc. IEEE-ECCE*, pp. 2232-2238, Sep, 2009.
- [23] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, “A new neutral-point clamped PWM inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, Sep. 1981.
- [24] T. Brückner, S. Bernet, and H. Güldner, “The active NPC converter and its loss-balancing control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 855–868, Jun. 2005.
- [25] P. W. Hammond, “A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 1, pp. 202–208, Jan/Feb. 1997.
- [26] M. A. Perez, J. R. Espinoza, J. R. Rodriguez, and P. Lezana, “Regenerative medium-voltage AC drive based on a multicell arrangement with reduced energy storage requirements,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 171–180, Feb. 2005.
- [27] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez and M. Perez, "A survey on cascaded multilevel inverters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, pp.2197, 2010.
- [28] J. Wen and K. M. Smedley, “Synthesis of multilevel converters based on single-

- and/or three-phase converter building blocks,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1247–1256, May 2008.
- [29] P. Lezana and G. Ortiz, “Extended operation of cascade multicell converters under fault condition,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2697–2703, Jul. 2009.
- [30] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. Cunningham, and J. Chiasson, "Charge balance control schemes for cascade multilevel converter in hybrid electric vehicles", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, pp.1058 -1064, 2002.
- [31] L. Maharjan, S. Inoue, H. Akagi and J. Asakura, "State-of-charge (SOC)-balancing control of a battery energy storage system based on a cascade PWM converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, pp.1628, 2009.
- [32] O. Alonso, P. Sanchis, E. Gubia and L. Marroyo, "Cascaded H-bridge multilevel converter for grid connected photovoltaic generators with independent maximum power point tracking of each solar array", *Proc. PESC*, pp.731, 2003.
- [33] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodriguez and M. Pacas, "Control of a single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp.4399 -4406, 2009
- [34] Y. Cheng, "A comparison of diode-clamped and cascaded multilevel converters for a STATCOM with energy storage", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, pp.1512, 2006.
- [35] R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, “A three phase soft-switched high power density DC/DC converter for high power applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, Jan/Feb. 1991.
- [36] M.H.Kheraluwala, R.W.Gascoigne, D.M.Divan and E.D.Baumann, “Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter,” *IEEE Trans. Ind. Applicant.*, vol.28, no.6, pp.1294-1301, Nov./Dec. 1992.
- [37] R. L. Steigerwald and R. W. De Doncker, "A comparison of high-power DC–DC

- soft-switched converter topologies", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 32, pp.1139-1145, 1996.
- [38] 유안노, 직렬 연결 고주파 변압기를 가지는 교류/직류 전력변환회로, 서울대학교 박사 학위 논문 2010.
- [39] A.Yoo, M.Kim and S.K.Sul, "An AC/DC power conversion based on series-connected universal link converter" in *Proc. IEEE-ECCE2010*, pp.2913-2920, 2010.
- [40] Myoungho Kim, Anno Yoo, Seung-Ki Sul, "A New universal isolated converter for grid connection," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 48, no. 2, pp. 685–696, Mar./Apr. 2012.
- [41] A. Yoo, K. Kim, and S.-K. Sul, "Analysis of high-frequency power conversion for series-connected universal link AC/DC power converter," in *Proc. ICPE-ECCE Asia*, Jeju, South Korea, May 30–Jun. 3, 2011.
- [42] M.H.Kheraluwala, D.W.Novotny and D.M.Divan, "Design consideration for high-frequency coaxial winding power transformers," *IEEE Trans.Ind.Applicant.*, vol.29, no.2, pp.375-381, Mar./Apr. 1993.
- [43] C. Sun, N. H. Kutkut, D. W. Novotny, and D. M. Divan, "General equivalent circuit of a multi-winding co-axial winding transformer," in *Proceedings of the Thirtieth Annual Industry Applications Conference*, vol. 3. IEEE, Oct. 1995, pp. 2507-2514.
- [44] L. Heinemann, "An actively cooled high power, high frequency transformer with high insulation capability," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo (APEC)*, 2002, vol. 1, pp. 352–357.
- [45] Alexander Stadler and Christof Gulden, "Improved thermal design of a high frequency power transformer," *The 14th European Conf. on Power Electronics and Applications – EPE*, Birmingham, UK, 2011.
- [46] Pavlovsky, M., de Haan, S.W.H., Ferreira, J.A., "Design for better thermal

- management in high-power high-frequency transformers," *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol.4, no., pp. 2615- 2621 Vol. 4, 2-6 Oct. 2005.
- [47] A. Fitzgerald, C. Kingsley and S. Umans, *Electric Machinery*, Fifth Edition, New York: McGraw-Hill, 1990.
- [48] K. Lee , M. Kim , J. Yoon , S. Lee and J.-Y. Yoo "Condition monitoring of DC link electrolytic capacitors in adjustable speed drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, p.1606 , 2008.
- [49] Reliability Prediction of Electronic Equipment, Military Handbook 217 F, 1995.
- [50] R.P.Stratford, "Rectifier harmonics in Power Systems," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.1A-16, no.2, pp.271-276, Mar./Apr. 1980.
- [51] P.Pejovic and Z.Janda, "An analysis of three-phase low-harmonics rectifiers applying the third-harmonic current injection," *IEEE Trans. Power Electro.*, vol.14, no.3, pp.397-407, May 1999.
- [52] P.Pejovic and Z.Janda, "Optimal current programming in three-phase high-power factor rectifier based on two boost converter," *IEEE Trans. Power Electro.*, vol.13, no.6, pp.1152-1163, Nov. 1998.
- [53] Kouro, S., guez, J., Bin Wu, Bernet, S., and Perez, M., "Powering the future of industry: high-power adjustable speed drive Topologies," *IEEE Ind. Applicat. Mag.*, vol. 18, pp. 26-39, Jul./Aug., 2012.
- [54] 설승기, 전기기기제어론. 흥릉과학출판사, 2007, 제4장.
- [55] J. Choi and S. Sul, "Fast current controller in three-phase AC/DC boost converter using dq axis crosscoupling", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, pp.179-185, 1998.
- [56] J. Rodriguez, J. Dixon, J. Espinoza, J. Pontt and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: State of the art", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, pp.5-22, 2005.

- [57] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of phase loop system under distorted utility conditions", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, pp.58 1997.
- [58] S.-K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, pp.431, 2000.
- [59] S.J.Lee, J.K.Kang and S.K.Sul, "A New phase detecting method for power conversion systems considering distorted conditions in power system," *Conf. Rec. of IEEE-IAS*, pp.2167-2172, 1999.
- [60] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. Candela, R. Burgos and D. Boroyevich, "Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, pp.584, 2007.
- [61] UNITED STATES OF AMERICA FEDERAL ENERGY REGULATORY COMMISSION Docket No.RM05-4-001, available: <http://www.ferc.gov/EventCalendar/Files/20051212171744-RM05-4-001.pdf>
- [62] S.Heier, Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems. John Wiley & Sons, Ltd, 2006, Chapter 4.
- [63] N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Robbins, Power Electronics 3rd edition, Wiley, 2003, Chapter 9.
- [64] N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Robbins, Power Electronics 3rd edition, Wiley, 2003, Chapter 8.
- [65] 정대웅, 윙셋 전압에 의한 3상 전압형 인버터 PWM 방법의 일반적 해석, 서울대학교 박사 학위 논문 2000.
- [66] R. Gupta, A. Ghosh, and A. Joshi, "Switching characterization of cascaded multilevel-inverter-controlled systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1047–1058, Mar. 2008.
- [67] Y.-M. Park, H.-S. Yoo, H.-W. Lee, M.-G. Jung, S.-H. Lee, C.-D. Lee, S.-B. Lee, and

- J.-Y. Yoo, "A simple and reliable PWM synchronization and phase-shift method for cascaded H-bridge multilevel inverters based on a standard serial communication protocol," in *Conf. Rec. 41st IEEE IAS Annu. Meeting*, Oct. 2006, vol. 2, pp. 988–994.
- [68] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 858–867, August 2002.
- [69] M. Angulo, P. Lezana, S. Kouro, J. Rodriguez, and B. Wu, "Level-shifted PWM for cascaded multilevel inverters with even power distribution," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, Jun. 2007, pp. 2373–2378.
- [70] Y. M. Chen, Y. C. Liu and F. Y. Wu, "Multi-input dc/dc converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, pp.1096 2002.
- [71] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte and M. A. M. Hendrix, "Family of multiport bidirectional dc–dc converters", *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 153, pp.451, 2006.
- [72] M. Michon, J. L. Duarte, M. Hendrix and M. G. Simoes, "A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems", *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'04)*, pp.4736 -4742, 2004.
- [73] C. Zhao, S. D. Round and J. W. Kolar, "An isolated three-port bidirectional dc-dc converter with decoupled power flow management", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, pp.2443 2008.
- [74] H. M. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte and M. A. M. Hendrix, "Transformer-coupled multiport ZVS bidirectional dc-dc converter with wide input range", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, pp.771, 2008.
- [75] S.Manias and P.D.Ziogas, "A Novel Sinewave in AC to DC Converter with High-Frequency Transformer Isolation," *IEEE Trans.Ind.Electro.*, vol.32, no.4, pp.430-438, Nov. 1985.

- [76] K. Inagaki, T. Furuhashi, A. Ishiguro, M. Ishida, and S. Okuma, "A new PWM control method for ac to dc converters with high-frequency transformer isolation", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 29, pp.486 -492, 1993.
- [77] V. Vlatkovic, D. Borojevic, and F. C. Lee, "A zero-voltage-switched, three-phase isolated PWM buck rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, pp. 148–157, Mar. 1995.
- [78] Y.Okuma, S.Igarashi and Kazuo Kuroki, "Novel Three-Phase SMR Converter with Inherent Snubber Energy Recovery Capability," *IEEE Trans.Ind.Applicat.*, vol.32, no.2, pp.326-334, Mar./Apr. 1996.
- [79] Luyben, W. L., "Distillation decoupling," *AIChE J.* 1970, 16, 198–203.
- [80] Gagnon, E., Pomerleau, A., and Desbiens, A., "Simplified, ideal or inverted decoupling?," *ISA Trans.* 1998, 37, 265–276.
- [81] H.L. Wade, "Inverted decoupling: a neglected technique," *ISA Transactions* 36 (1) (1997) 3-10.
- [82] H.Bai and C.Mi, "Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control," *IEEE Trans.Power Electro.*, vol.23, no.6, pp.2905-2914, Nov. 2008
- [83] F. Krismer, S. Round, and J. W. Kolar, "Performance optimizing of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range," in *Proc. 37th IEEE PESC*, Jun. 2006, pp. 1-7.
- [84] N. Schibli, "DC-DC converters for two-quadrant operation with controlled output voltage," in *Proc. 9th EPE*, 1999, pp. 1-9.
- [85] H. Zhou and A. M. Khambadkone, "Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application,"

- IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 4, pp. 1434-1442, Jan./Aug. 2009.
- [86] A. K. Jain and R. Ayyanar, "PWM control of dual active bridge: comprehensive analysis and experimental verification," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1215–1227, Apr. 2011.
- [87] Nanocrystalline soft magnetic material FINEMET, Hitachi, 2007.
- [88] MITSUBISHI <INTELLIGENT POWER MODULES> PM75CLA060, Mitsubishi, 2005.
- [89] W. Shen , F. Wang , D. Boroyevich and C. W. Tipton "Loss characterization and calculation of nanocrystalline cores for high-frequency magnetics applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp.475 -484, 2008.
- [90] IEEE Recommended Practices and Requirement for Harmonic Control in Electrical Power Systems, *IEEE Std. 519-1992*, May 10, 1992.
- [91] Kamran Jalili and Steffen Bernet, "Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage Source Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, May 2009.
- [92] Ortiz, G.; Muhlethaler, J.; Kolar, J.W.; , ""Magnetic Ear"-based balancing of magnetic flux in high power medium frequency dual active bridge converter transformer cores," *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on* , vol., no., pp.1307-1314, May 30 2011-June 3 2011.

ABSTRACT

This paper proposes a grid-connected three-phase AC-AC power converter. The proposed power converter can be employed to interface a distributed power system or a motor drive system to the grid. The proposed power converter provides galvanic isolation between the input and output side of the converter, and makes it possible to bidirectional power flow between them. Theoretically, the input current flowing into the grid shapes sinusoidal form and its power factor is controllable.

The proposed power converter requires less passive component comparing conventional power converters. Only small LC filters are used at the input-side, which is connected to the grid, and bulky electrolytic capacitor is not used at the DC-link of the input-side. The galvanic isolation and the voltage adaptation are provided by high frequency transformers, instead of line-frequency transformers. These features lead to reduce volume and weight of the power converter.

The proposed power converter has a modular structure. Twelve full-bridge inverters form one stage, which is a basic module of the converter. The proposed power converter can be applied to the grid or load with high voltage level by stacking and connecting the stages in series. Twelve full-bridge inverters can be categorized into four types according to their connecting structure and operation. The low-frequency bidirectional rectifiers, which is connecting to the grid, switch synchronized with the line frequency and simply rectify the input voltage and generate almost no switching loss. The sine-modulated full-bridge inverters and the high-frequency bidirectional rectifiers are connected through the high-frequency multiwinding transformers. The power transfer between them is achieved by the magnitude and phase-difference between their output voltages, like an operation of the dual-active-bridge converter. The output full-bridge inverters synthesize their output

voltage using isolated DC-link voltage, like one cell of the cascaded H-bridge converter.

This paper explains the structure and the operating principle of each part comparing with similar conventional power converters. This paper also analyzes the high-frequency power transfer part and models it. Based on the analyzed model, output-side DC-link voltage controllers are proposed. This paper analyzes soft-switching characteristic according to operating conditions, too.

The proposed power converter and analysis on it were verified with experiments. The prototype 12 kW proposed converter was built, which is used to interface two independent three-phase voltage sources. The operation of each part of the proposed converter was verified at various operating conditions and the input phase current was maintained almost sinusoidal. Also a comparison between the proposed converter and the solid state transformer circuit is performed in terms of their efficiency and necessary passive and power components.

Keywords: AC-AC power converter, bidirectional power flow, grid connection, HF transformer

Student Number: 2008-30212