



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](#)

석사학위논문

전압 밸런싱 기능을 갖는  
바이폴라 타입 DC-DC 컨버터

제주대학교 대학원

에너지응용시스템학부 전기공학전공

진 창 완

2024년 2월

# 전압 밸런싱 기능을 갖는 바이폴라 타입 DC-DC 컨버터

이 논문을 공학 석사학위 논문으로 제출함

진 창 완

제주대학교 대학원

에너지응용시스템학부 전기공학전공

지도교수 최 영 준

진창완의 공학 석사학위 논문을 인준함

2023년 12월

심사위원장 진 영 규 (인)

위 원 이 개 명 (인)

위 원 최 영 준 (인)

# Bipolar type DC–DC converter with voltage balancing function

Changwan Jin

Faculty of Applied Energy System  
Electrical Engineering Major  
The Graduate School  
Jeju National University

## Abstract

DC microgrid has no reactance components, so it does not generate reactive power, is easy to connect to the grid, and can maximize efficiency through fewer power conversion steps. The configuration of DC microgrid is classified into unipolar, bipolar, and multipolar. Bipolar consists of three lines and is classified into positive, neutral, and negative voltages, allowing three different voltage levels to be utilized. This structure can lower the rated voltage of semiconductor devices and prevent the spread of accidents by not affecting the other pole even if an accident occurs on one pole. However, compared to unipolar, the transmission capacity is low and there is a risk that power quality may be impaired due to voltage imbalance. As a way to resolve voltage imbalance, a power conversion device called a voltage balancer is connected to the DC side of the converter on the system side. However, the voltage balancer has the limitation that when the load is concentrated on one voltage pole, a large voltage difference occurs, which may cause the device to fail, and only serves to reduce voltage imbalance.

Thus, this paper proposes a bipolar type DC-DC converter with voltage balancing function. The proposed converter can simultaneously perform bidirectional power transmission and voltage balancing without a separate voltage balancer circuit, so it

can be applied to emergency power generation sources such as energy storage systems. To verify the proposed converter, the operating principle is analyzed under voltage imbalance conditions and the controller is designed using a mathematical model. Afterwards, it was confirmed that the designed controller operates stably through simulation analysis and experiments.

# 목 차

그림 목차 .....	v
표 목차 .....	vii
I. 서 론 .....	1
1.1 연구 배경 .....	1
1.2 연구 목적 .....	3
1.3 논문의 구성 .....	4
II. DC 마이크로그리드와 전압 밸런서 .....	5
2.1 DC 마이크로그리드와 AC 마이크로그리드의 비교 .....	5
2.2 DC 마이크로그리드의 구성 .....	7
2.2.1 유니폴라 타입 DC 마이크로그리드 .....	7
2.2.2 바이폴라 타입 DC 마이크로그리드 .....	8
2.2.3 멀티폴라 타입 DC 마이크로그리드 .....	9
2.3 전압 밸런서의 구성 .....	11
2.3.1 비절연형 전압 밸런서 .....	12
2.3.2 절연형 전압 밸런서 .....	15
III. 제안하는 컨버터의 구성 및 제어 방법 .....	17
3.1 컨버터 구성 및 동작 원리 .....	17
3.1.1 전압 밸런싱이 가능한 DC-DC 컨버터 .....	17
3.1.2 컨버터 동작 원리 .....	18
3.2 시스템 모델링 .....	27
3.2.1 컨버터 상태공간 평균 모델링 및 소신호 해석 .....	27
3.2.2 메인 컨버터 방전 모드 .....	28
3.2.3 메인 컨버터 충전 모드 .....	30
3.2.4 서브 컨버터 승압 모드 .....	32
3.2.5 서브 컨버터 강압 모드 .....	34
3.3 제어기 설계 방법 .....	36
3.4 컨버터의 특성 분석 .....	44
3.4.1 안정도 분석 .....	44
3.4.2 기존 대비 특성 .....	47

IV. 시뮬레이션 모의해석 및 실험 결과 .....	48
4.1 시뮬레이션 모의해석 .....	48
4.2 실험 세트 구성 및 실험 결과 .....	51
4.3 결과 고찰 .....	58
V. 결론 .....	59
참고문헌 .....	60

## 그림 목 차

Fig. 2.1 Comparison of AC and DC Microgrid systems (a) AC Microgrid, (b) DC Microgrid .....	6
Fig. 2.2 Structure of unipolar-type DC microgrid .....	8
Fig. 2.3 Structure of bipolar-type DC microgrid .....	9
Fig. 2.4 Structure of multipolar-type DC microgrid .....	10
Fig. 2.5 Classification of voltage balancers .....	11
Fig. 2.6 Type of non-isolated voltage balancer (a) buck-boost type, (b) improved buck-boost type, (c) dual buck-boost type (d) Cuk-type, (e) Super-SEPIC type, (f) Super-Zeta type .....	13
Fig. 2.7 Type of non-isolated voltage balancer (a) interleaved type, (b) 3-level buck-boost type, (c) 3-level dual buck-boost type .....	14
Fig. 2.8 Type of isolated voltage balancer (a) DAB type, (b) improved DAB type, (c) TAB type, (d) DAHB type .....	16
Fig. 3.1 Proposed bipolar type DC-DC converter topology .....	17
Fig. 3.2 Circuit operation mode of the case 1 (a) $S_1, S_3$ ON, (b) $S_1$ ON, $S_3$ OFF (c) $S_1, S_3$ OFF (d) $S_1$ OFF, $S_3$ ON .....	19
Fig. 3.3 Circuit operation mode of the case 2 (a) $S_1, S_4$ ON, (b) $S_1$ OFF, $S_4$ ON (c) $S_1, S_4$ OFF (d) $S_1$ ON, $S_4$ OFF .....	22
Fig. 3.4 Circuit operation mode of the case 3 (a) $S_2, S_3$ ON, (b) $S_2$ OFF, $S_3$ ON (c) $S_2, S_3$ OFF (d) $S_2$ ON, $S_3$ OFF .....	24
Fig. 3.5 Circuit operation mode of the case 4 (a) $S_2, S_4$ ON, (b) $S_2$ OFF, $S_4$ ON (c) $S_2, S_4$ OFF (d) $S_2$ ON, $S_4$ OFF .....	26
Fig. 3.6 Controller block diagram of the proposed converter (a) main converter, (b) sub converter .....	36
Fig. 3.7 Bode plot without and with controller in discharge mode (a) current controller, (b) voltage controller .....	39
Fig. 3.8 Bode plot without and with controller in charge mode (a) current controller, (b) voltage controller .....	40
Fig. 3.9 Bode plot before and after applying controller in boost mode (a) current controller, (b) voltage controller .....	42



Fig. 3.10 Bode plot before and after applying controller in buck mode (a) current controller, (b) voltage controller .....	43
Fig. 3.11 Proposed converter system control block diagram .....	44
Fig. 3.12 Simplified system control block diagram .....	45
Fig. 3.13 Root locus plot (a) open-loop, (b) closed-loop .....	46
Fig. 3.14 Nyquist plot applying double loop controller .....	47
Fig. 4.1 Simulation model schematic of the proposed converter .....	48
Fig. 4.2 Waveform of the simulation results (Discharging mode) .....	49
Fig. 4.3 Waveform of the simulation results (Charging mode) .....	50
Fig. 4.4 Experimental setup of DC-DC converter prototype .....	51
Fig. 4.5 Waveform of experiment results about discharging mode (a) negative load injection, (b) sub converter boost mode operation .....	52
Fig. 4.6 Waveform of experiment results about discharging mode (a) positive load injection, (b) sub converter buck mode operation .....	53
Fig. 4.7 Waveform of experiment results about charging mode (a) negative load injection, (b) sub converter boost mode operation .....	54
Fig. 4.8 Waveform of experiment results about charging mode (a) negative load injection, (b) sub converter buck mode operation .....	55
Fig. 4.9 Waveform of experiment results about discharging mode (a) boost mode operation (b) buck mode operation .....	56
Fig. 4.10 Waveform of experiment results about charging mode (a) boost mode operation (b) buck mode operation .....	57

## 표 목 차

Table 2.1 Voltage range of DC distribution system .....	7
Table 2.2 Advantages and disadvantages of DC microgrid line configuration .....	10
Table 3.1 Main converter controller specification .....	38
Table 3.2 Sub converter controller specification .....	41
Table 3.3 Number of reduced components depending on voltage balancer type .....	47
Table 4.1 Proposed converter system parameter .....	48

# I. 서론

## 1.1 연구 배경

마이크로그리드는 분산에너지원을 통해 소규모 단위로 에너지의 공급을 관리하는 지역 전력망을 의미한다. 마이크로그리드의 구성은 AC와 DC 전력망으로 분류할 수 있으며 지난 수년 동안 AC 마이크로그리드를 표준으로 연구가 진행되었다. 그러나 직류 전원과 디지털 부하가 증가함에 따라 오늘날 DC 마이크로그리드가 대체 솔루션으로 고려되면서 변화하고 있다. DC 마이크로그리드는 AC 마이크로그리드보다 전력변환 단계가 적고 리액티브 성분이 없어 무효전력에 의한 손실이 발생하지 않는다. 그리고 조류제어에 효율적이며 상위 계통으로 사고 확산을 방지할 수 있는 장점이 있다[1-3].

IEC-60038에 따르면 DC 전력망의 공칭전압 기준은 750V, 1,500V, 3,000V로 구분된다. 이를 토대로 DC 마이크로그리드를 구축할 때 전압 기준을 선정할 수 있으며, 선로 구성 방식에 따라 유니폴라, 바이폴라, 멀티폴라의 형태로 전력망을 운영할 수 있다[4, 5]. 유니폴라 시스템은 구조가 단순하여 제어가 용이하고 전압 불평형이 발생하지 않는다. 그러나 비교적 높은 전압을 활용하기 때문에 DC 전압단과 연계되는 전력변환장치 설계와 보호를 고려해야 한다. 또한 계통 사고 발생 시 전력이 차단되어 계통 운영에 악영향을 끼칠 우려가 있다. 바이폴라 시스템은 유니폴라 시스템보다 전압 레벨 수가 많기 때문에 낮은 DC 전압 활용이 가능하고, 반도체 소자의 정격 전압을 낮출 수 있어 경제적인 효과를 얻을 수 있다. 그러나 유니폴라 시스템보다 송전용량이 적고 DC 전압단에 부하 불평형으로 인한 전압 불평형이 발생한다는 단점이 있다. 멀티폴라 시스템은 다양한 전압 레벨을 활용할 수 있지만 구조가 복잡해지고 송전용량이 매우 낮아 단거리 전력망에만 적용할 수 있다. 바이폴라 시스템과 마찬가지로 전압 불평형이 발생하기 때문에 이를 해소하기 위한 방안을 마련해야 한다[6, 7].

전압 불평형을 해소하는 방법은 계통 측 컨버터에 전압 균형 알고리즘 제어를 적용하거나 전압 밸런서라는 전력변환장치를 추가하여 전압 극간에 불평형을 해소할 수 있다. 전압 균형 알고리즘 제어를 적용하면 계통 측 컨버터 사고 발생 시 DC 전압이 불안정해진다. 따라서 DC 마이크로그리드를 구성할 때 전압 밸런서는 필수적으로 구축되어야 한다[8, 9].

## 1.2 연구 목적

본 논문의 목적은 전압 밸런싱 기능을 갖는 바이폴라 타입 DC-DC 컨버터에 대한 연구이다. 바이폴라 DC 마이크로그리드 구축할 때 가장 고려해야 하는 점은 DC 전압을 안정적으로 유지하는 것이다. 바이폴라 DC 마이크로그리드는 분산전원 및 부하의 불규칙적인 전력 패턴으로 인해 DC 전압의 불평형이 발생할 우려가 있다. 전압 불평형이 발생하면 중성선 전류의 상승으로 이어져 손실이 발생하고 이는 바이폴라 DC 마이크로그리드의 효율성을 저해하는 요인이 된다[10]. 이러한 문제를 해결하기 위해 전압 밸런서라는 전력변환장치를 적용한다. 전압 밸런서의 기본 회로는 벡-부스트 전압 밸런서로 센싱하는 전압을 입력전압의 절반이 되도록 제어한다. 그러나 전압 밸런서는 한쪽 DC 전압단에 부하가 집중되는 경우 전압 차이가 크게 발생하여 전압 밸런서의 소자가 고장 날 우려가 있으며, 전압 불평형 저감 역할만 수행하는 한계를 지니게 된다[11].

이에 본 논문에서는 양방향 전력전송과 전압 밸런서 역할을 동시에 수행할 수 있는 바이폴라 타입 DC-DC 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 양방향 전력을 공급하는 도중에도 전압 불평형 시 센싱된 전압 차에 의해 전압 밸런싱 기능이 동작하여 전압 불평형을 해소할 수 있다. 이는 별도의 전압 밸런서 회로를 구축하지 않고도 양방향 전력전송과 전압 불평형을 저감할 수 있다는 장점을 가진다. 제안하는 컨버터를 검증하기 위해 회로 구조에 따른 동작을 분석하여 제어기를 설계하고 PLECS 프로그램을 통해 시뮬레이션 모의해석을 수행한다. 이후 실험 세트를 제작하여 제안하는 컨버터가 양방향 전력전송과 전압 밸런싱 기능을 동시에 수행할 수 있는지 검증하였다. 이를 통해 제안하는 컨버터는 전압 불평형 시 양방향 전력전송과 동시에 전압 불평형을 해소할 수 있어 바이폴라 DC 마이크로그리드에 ESS에 연계되는 DC-DC 컨버터로도 활용할 수 있음을 확인하였다.

### 1.3 논문의 구성

본 논문은 총 5장으로 구성되어 있으며 각 장의 구성은 다음과 같다.

제 1장에서는 본 논문의 서론에 해당하며 연구의 배경 및 목적과 구성에 대해 설명한다.

제 2장에서는 DC 마이크로그리드의 구성과 선행 연구된 전압 밸런서에 대해서 기술한다.

제 3장에서는 제안하는 컨버터의 회로와 동작 모드를 설명하고, 제어기 설계 및 컨버터 특성 분석에 대해 기술한다.

제 4장에서는 PLECS를 이용한 시뮬레이션 모의해석 결과와 실제 컨버터 제작을 통해 실험한 결과에 대해 설명한다.

마지막으로 제 5장에서는 시뮬레이션 모의해석 결과와 실험 결과를 바탕으로 본 연구의 결론을 맺는다.

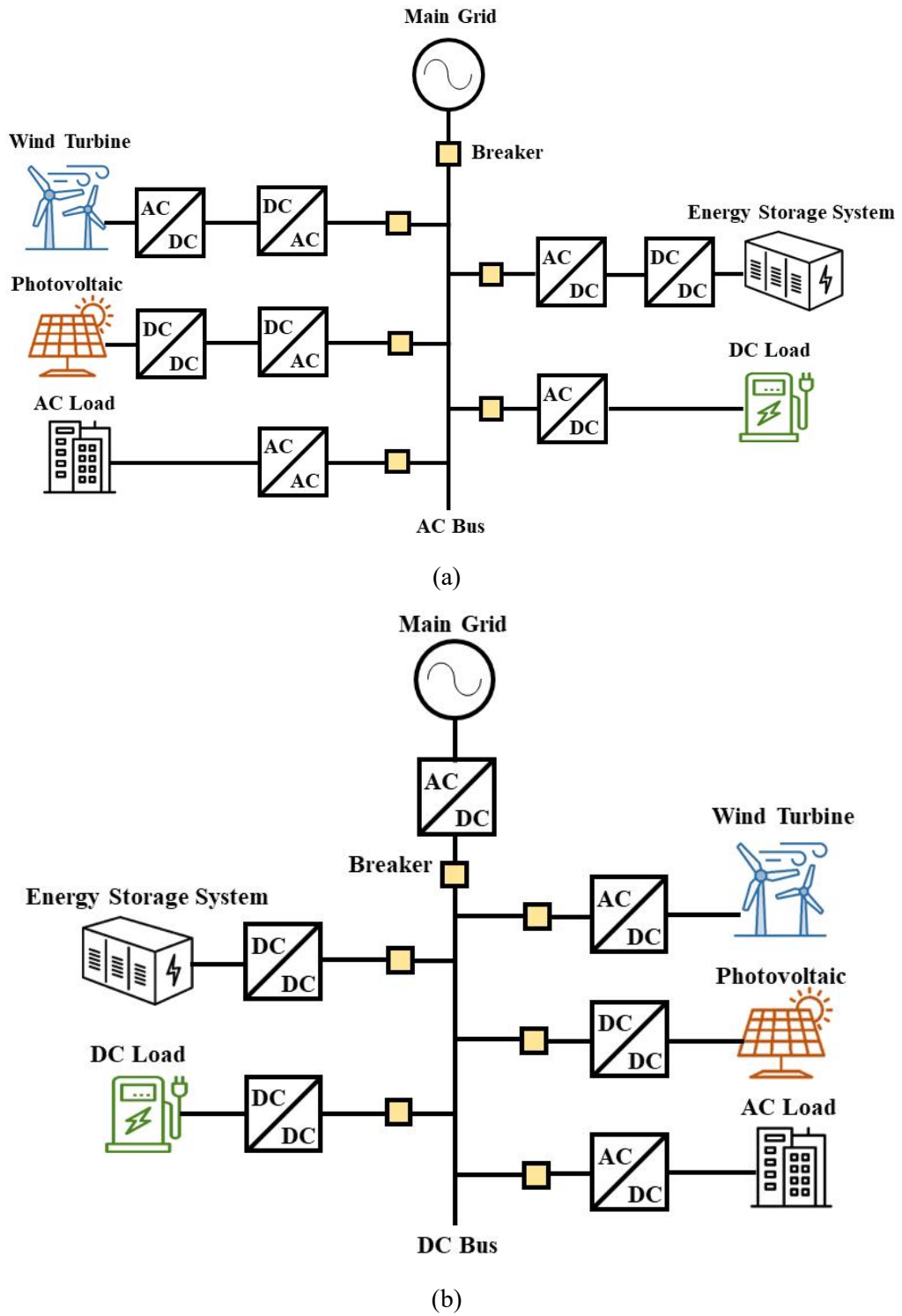
## II. DC 마이크로그리드와 전압 밸런서

### 2.1 DC 마이크로그리드와 AC 마이크로그리드의 비교

전 세계적으로 전력 계통은 전압의 변성이 용이하고 장거리 송전이 수월한 AC 마이크로그리드를 적용하고 있다. 그러나 재생에너지와 같은 분산전원과 디지털 부하 및 전기자동차의 보급 확산으로 인하여 DC 마이크로그리드에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다.

Fig 2.1은 AC 마이크로그리드와 DC 마이크로그리드의 구성을 나타낸다. 기존의 AC 마이크로그리드는 회전기기의 회전 원리에 적합하고 변압기를 통해 전압 변환이 용이하다는 장점을 가진다. 그러나 AC 마이크로그리드는 주파수, 위상각, 회전방향, 전압의 크기 동기화, 리액턴스 성분 등에 의해 발생하는 무효전력, 표피효과 및 전력변환에 의한 전력 손실이 발생한다. 반면, DC 마이크로그리드는 리액턴스 성분이 없어 무효전력이 발생하지 않으며, 계통과 연계가 수월하고, 적은 전력변환단계에 의해 효율을 극대화할 수 있다. DC 마이크로그리드를 적용하면 에너지 전송효율, 신뢰도, 전력 품질과 운전비용을 개선할 수 있고, 변환 과정의 축소로 전체 에너지의 5~15 [%]의 절감 효과를 얻을 수 있다[12, 13].

최근 재생에너지원과 같은 분산전원과 디지털 부하가 증가함에 따라 전압변동에 민감한 특징을 가지므로, 안정적인 전력공급이 필수적이다. DC 마이크로그리드의 경우 DC 전력의 형태로 에너지를 저장한 후 비상시 연속적인 전력을 쉽게 부하에 공급함으로써, 신뢰성을 개선할 수 있고 DC 전력의 형태로 저장하기 때문에 전력변환 단계를 줄여 전력변환 시 발생하는 손실을 저감할 수 있다.



**Fig. 2.1** Comparison of AC and DC Microgrid systems  
 (a) AC Microgrid, (b) DC Microgrid



## 2.2 DC 마이크로그리드의 구성

DC 마이크로그리드는 선로 구성에 따라 유니폴라, 바이폴라, 멀티폴라 방식으로 분류된다. DC 전압은 초고압직류송전(High Voltage Direct Current, HVDC), 고압직류송전(Medium Voltage Direct Current, MVDC), 저압직류송전(Low Voltage Direct Current, LVDC)로 구분되며 각 전압 범위는 Table 2.1과 같이 나타낸다[14].

**Table 2.1** Voltage range of DC distribution system

DC voltage type	Value
HVDC	100kV ~
MVDC	1.5 ~ 100kV
LVDC	~ 1.5kV

### 2.2.1 유니폴라 타입 DC 마이크로그리드

유니폴라 타입 DC 마이크로그리드의 기본 구조는 Fig 2.2와 같다. 유니폴라 방식은 전원과 부하가 DC 버스의 양극과 음극 사이에 연결되며 하나의 전압 레벨에서 전력을 공급한다. 이와 같은 방식은 구조가 간단하고 DC 극 사이 전압 불평형이 발생하지 않는다는 장점이 있다. 그러나 DC 버스 전압 레벨이 낮으면 송전능력이 부족하여 중장거리 송전이 어렵고, DC 버스 전압 레벨이 높으면 수요처의 전압 레벨을 일치시키기 위해 더 많은 DC-DC 컨버터가 요구된다. 그리고 계통 사고 시 DC 전압을 유지하지 못하여 수용가에 전력을 공급하지 못한다는 단점을 가진다.

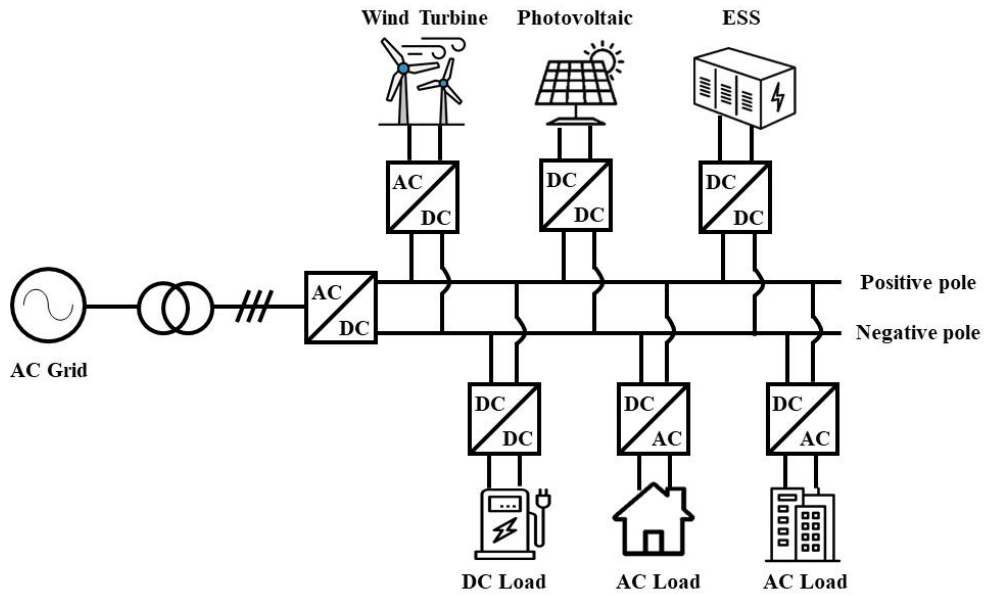


Fig. 2.2 Structure of unipolar-type DC microgrid

### 2.2.2 바이폴라 타입 DC 마이크로그리드

바이폴라 타입 DC 마이크로그리드의 기본 구조는 Fig 2.3과 같다. 바이폴라 방식은 유니폴라 방식에 비해 구조는 복잡하고 낮은 송전용량을 가진다. 3선 DC 버스 시스템으로 알려진 바이폴라 방식은  $+V_{dc}$ ,  $-V_{dc}$ , 및 중성선으로 구성되며 이는 세 가지 다른 전압 레벨을 선택할 수 있다. 낮은 DC 전압을 사용하여 반도체 소자의 정격 전압을 낮출 수 있고, 중성점을 접지로 활용 가능하며, 전압 레벨에 따라 서로 다른 부하를 연계하기 용이하다. 그러나 부하의 불평등한 분배로 인해 DC 전압의 불평형이 발생할 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 바이폴라 타입 DC 마이크로그리드에는 전압 밸런서 회로 또는 전원측 전력변환장치에 불평형 제어 알고리즘이 필수적이다.

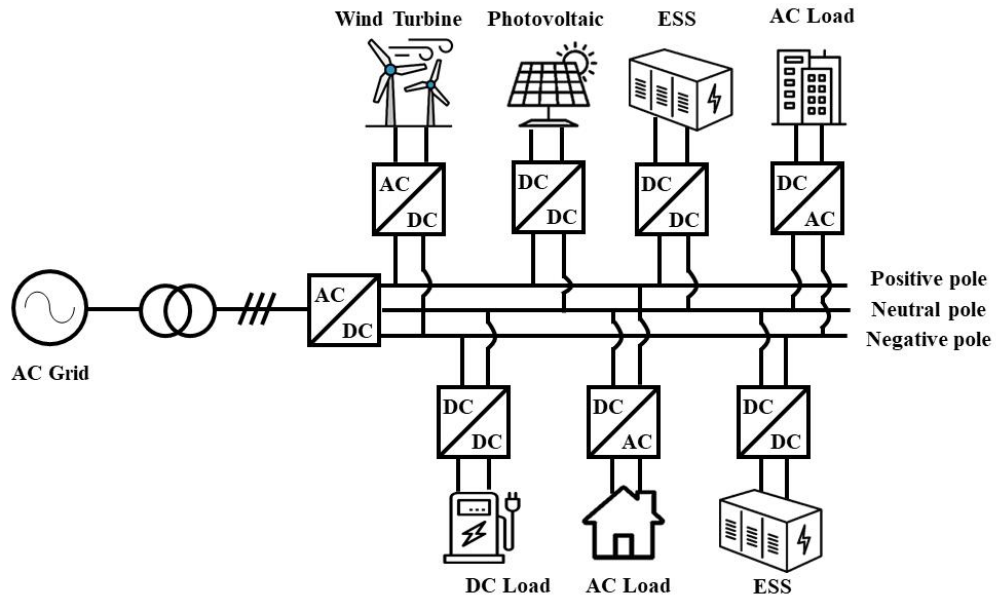


Fig. 2.3 Structure of bipolar-type DC microgrid

### 2.2.3 멀티폴라 타입 DC 마이크로그리드

멀티폴라 타입 DC 마이크로그리드는 새로운 개념으로 연구되고 있으며 구성은 Fig 2.4와 같다. 유니폴라 또는 바이폴라 방식의 전압보다 훨씬 낮은 전압 레벨을 사용 가능하고, 부하와 DC 전압 버스단에 다양한 연결 구조가 형성된다. 이러한 전압 레벨 중 일부는 부하와 직접적으로 연계하여 사용이 가능하다. 하지만 송전용량이 매우 낮아 단거리에만 적용이 가능하고, 케이블 연결 및 컨버터 연계가 복잡해진다는 단점이 있다. 이와 같은 방식은 시스템 경험이 부족하여 추가적인 연구가 필요하다. Table 2.2에 선로 구성방식별 장단점을 정리하였다[15-22].

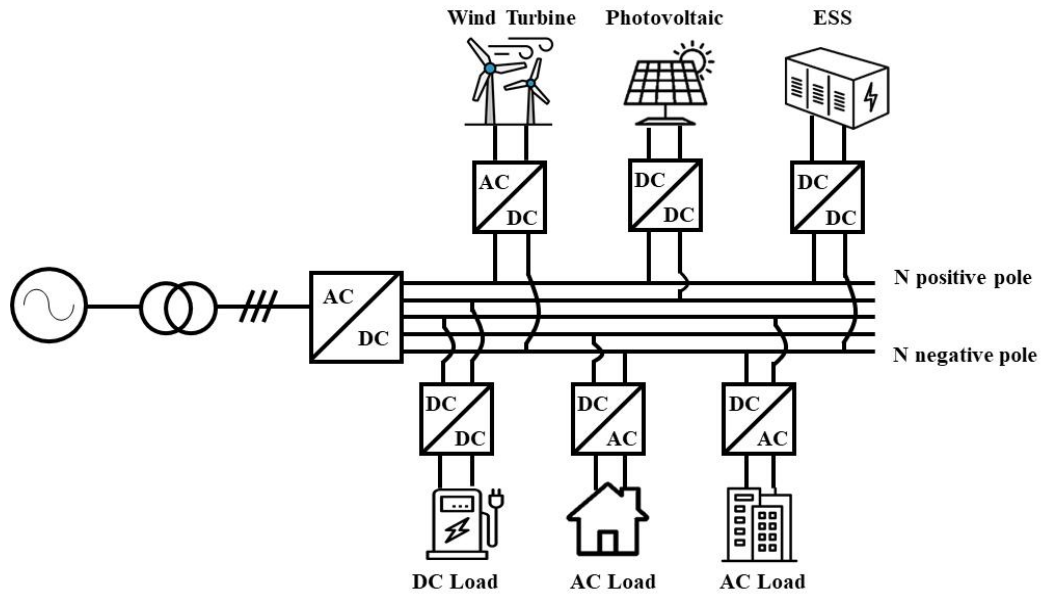


Fig. 2.4 Structure of multipolar-type DC microgrid

Table 2.2 Advantages and disadvantages of DC microgrid line configuration

Structure type	Pros	Cons
Unipolar	<ul style="list-style-type: none"> <li>송전용량이 큼</li> <li>전압 불평형 현상이 발생하지 않음</li> <li>구조가 간단함</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>계통 사고 시 전력 공급이 어려움</li> <li>높은 정격 전압의 소자가 필요함</li> </ul>
Bipolar	<ul style="list-style-type: none"> <li>중성선을 접지로 활용 가능함</li> <li>유니폴라에 비해 낮은 정격 전압의 소자 활용 가능</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>유니폴라에 비해 송전용량이 낮음</li> <li>전력 손실, 고조파 및 부하로 인해 전압 불평형이 발생함</li> </ul>
Multipolar	<ul style="list-style-type: none"> <li>접지 대비 가장 낮은 DC 전압 활용이 가능함</li> <li>다중 부하에 다양한 전압을 공급함</li> <li>부하와 전압단을 직접 연계 가능함</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>송전용량이 매우 낮음</li> <li>장거리 송전에 적용하기 어려움</li> <li>추가적인 연구가 필요함</li> </ul>

### 2.3 전압 밸런서의 구성

바이폴라 타입 DC 마이크로그리드에서 DC 버스 전압 안정화는 안정적인 전력 공급을 위해 필수적이다. DC 버스 전압 불평형에 대한 솔루션으로 전압 밸런서라고 불리는 전력변환장치를 구축하거나 전압 균형 제어 알고리즘을 적용한다.

전압 밸런서의 구조는 Fig 2.5와 같이 분류된다. 중앙 집중식 구조는 AC 전력망과 인터페이스하는 컨버터와 연결된 전압 밸런서 하나만 배치된다. 이와 같은 구조는 선로가 긴 DC 마이크로그리드에서 선로에 의해 부하 말단에 전압 강하가 발생하여 전압 불평형이 발생할 우려가 있다. 분산형 구조는 DC 버스 전압단에 여러 개의 전압 밸런서를 배치하여 전압 불평형을 완화하지만 추가되는 전압 밸런서에 따라 비용이 증가하게 된다.

전압 밸런서의 회로는 절연형 밸런서와 비절연형 밸런서로 구분된다. 비절연형 밸런서는 구조가 간단하고 가격이 저렴하지만 입력단과 출력단이 연결되어 있어 안전에 취약하다. 절연형 밸런서는 1차측과 2차측 회로가 분리되어 있어 안정성을 확보하지만 회로 구조상 소자 및 부품이 추가되어 비절연형 밸런서보다 비용이 증대된다[23].

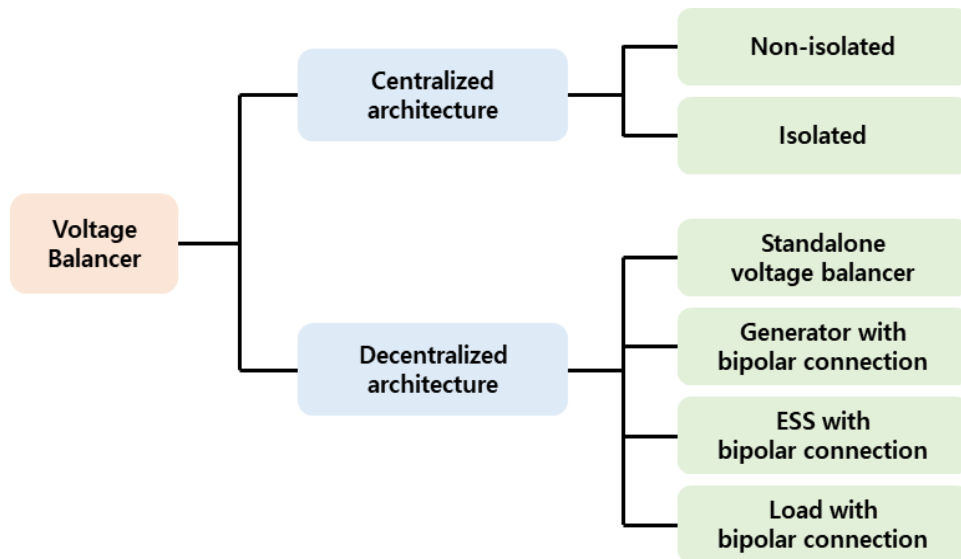
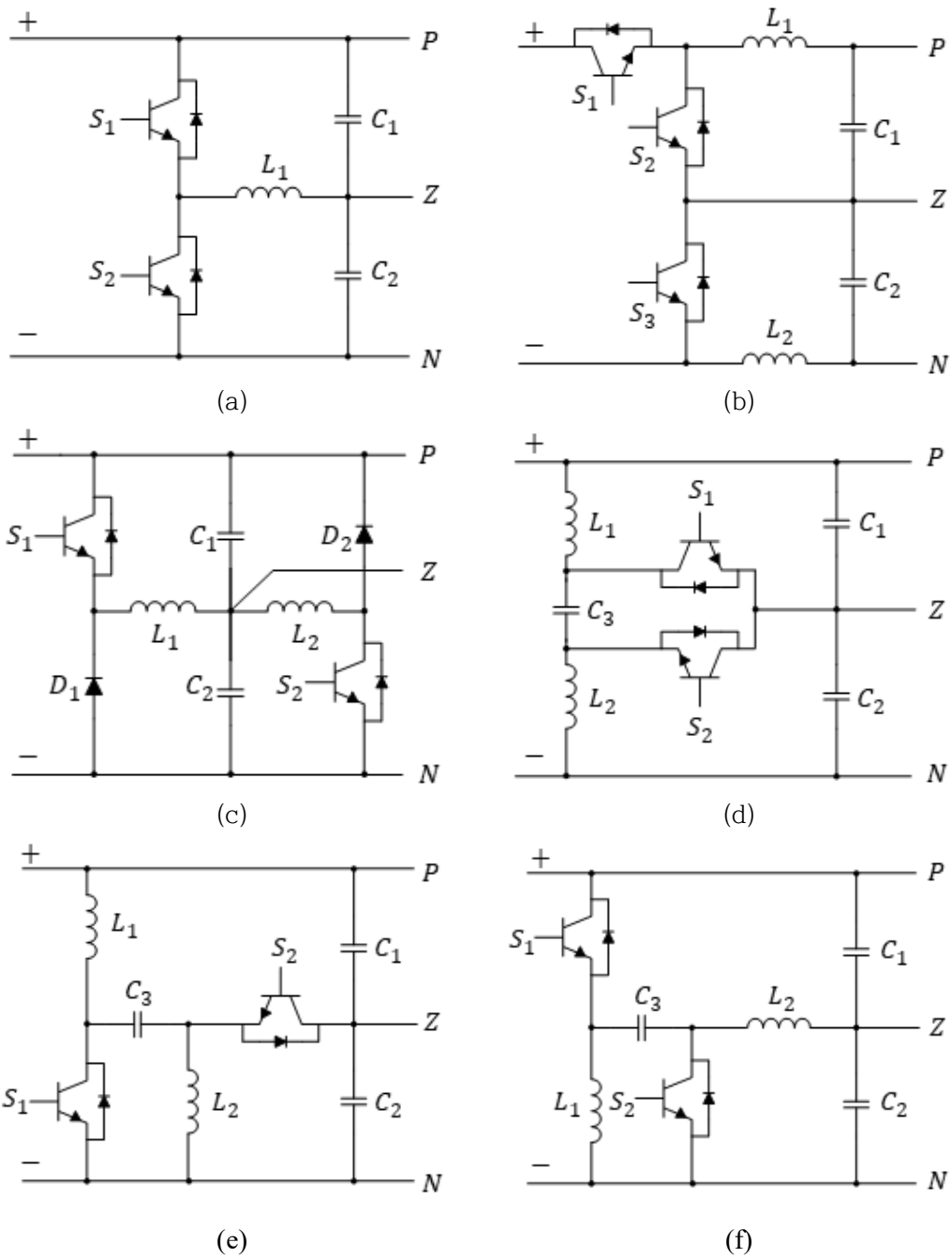


Fig. 2.5 Classification of voltage balancers

### 2.3.1 비절연형 전압 밸런서

비절연형 전압 밸런서의 종류는 Fig 2.6와 같이 나타낼 수 있다. 가장 단순한 비절연형 전압 밸런서는 Fig 2.6 (a)와 같이 벅-부스트 형태이다. 벅-부스트 밸런서는 단방향 또는 양방향 정류기 DC 단에 연결하여 사용된다. 이와 같은 구조는 인덕터의 전류 리플이 높고 DC 링크 커패시터의 부피가 커진다는 단점이 있다. 또한 불균형한 조건에서 바이폴라 출력에 두 개의 부하가 연결되어 있을 때 입력과 출력 단자 사이에 흐르는 무효 순환 전류가 발생한다[24]. Fig 2.6 (b)는 벅-부스트 밸런서를 개선한 전압 밸런서로 정류기에 의해 공급되는 입력 DC 전압을 조절할 수 있고, 턴 오프 스위칭 손실이 줄어든다. 그러나 두 전압 밸런서는 Shoot-through 문제가 발생하여 DC 마이크로그리드의 신뢰성에 영향을 미친다[25].

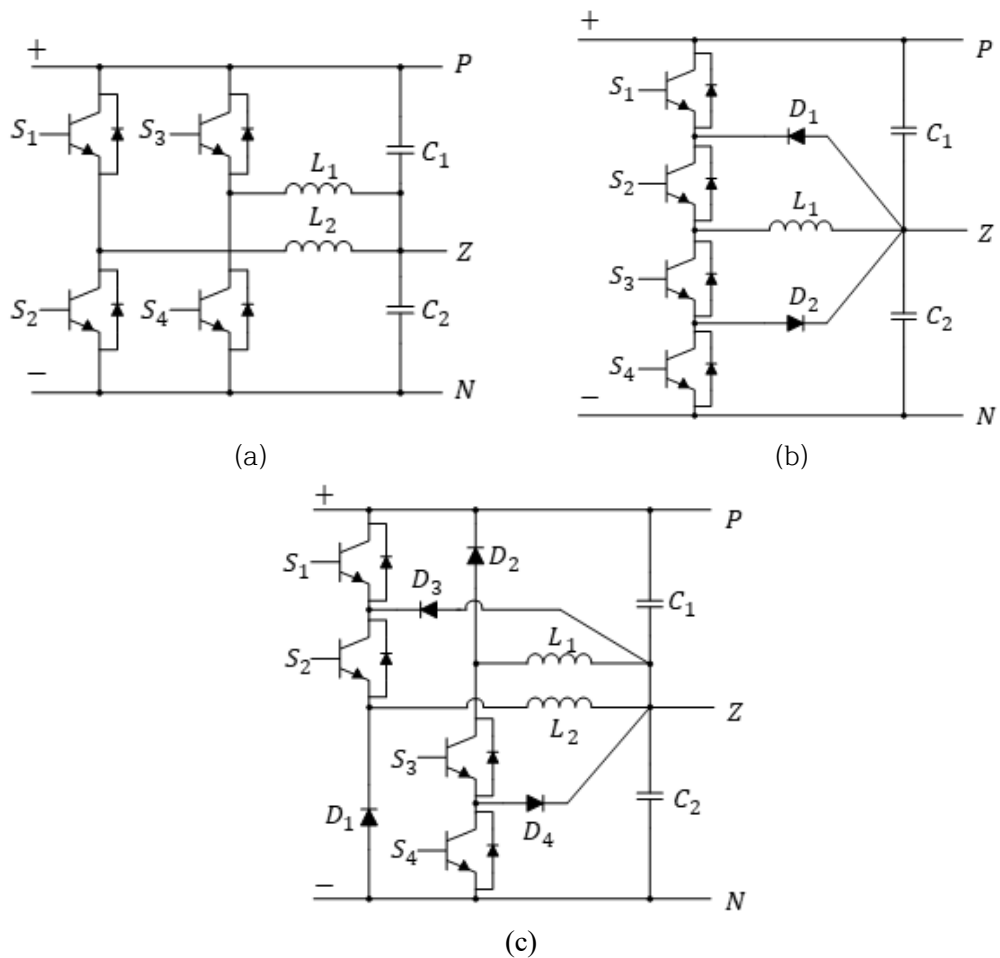
Shoot-through 문제를 해결하기 위해 기존 벅-부스트 유형에서 파생된 회로는 Fig 2.6 (c)와 같다. Fig 2.6 (c)는 듀얼 벅-부스트 전압 밸런서의 회로를 나타내며, 인덕터 환류 전류는 스위치의 바디 다이오드 대신 독립 환류 다이오드를 통과한다. 동시에 스위치와 다이오드는 DC 링크 전압의 절반을 차단하여 손실을 줄일 수 있다[11]. Fig 2.6 (d)는 Cuk 컨버터에서 파생된 전압 밸런서로 부하 전류가 인덕터에 분할되어 낮은 인덕터 전류로 동작하고 스위치의 Shoot-through 문제를 해결할 수 있다. 이와 유사한 전압 밸런서로 Fig 2.6 (e), (f)와 같은 유형의 전압 밸런서도 제안되었다[26-29].



**Fig. 2.6** Type of non-isolated voltage balancer

(a) buck-boost type, (b) improved buck-boost type, (c) dual buck-boost type (d) Cuk-type, (e) Super-SEPIC type, (f) Super-Zeta type

앞서 설명된 전압 밸런서들은 인덕터 전류 리플의 영향을 받게 된다. 전류 리플을 완화하기 위해 인터리브드 기법을 적용한 밸런서가 제안되었으며 Fig 2.7 (a)와 같다[30]. Fig 2.7 (a)는 인덕터에서 커패시터로 흐르는 전체 리플 전류의 평균값이 0이 될 수 있어 커패시터의 용량이 크게 감소된다. 기존 2레벨 전압 밸런서에서 2개의 스위치와 2개의 클램핑 다이오드를 추가하여 Fig 2.7 (b)와 같은 3레벨 벅-부스트 전압 밸런서도 제안되었으나, 높은 인덕터 전류 리플을 가지고 스위치 Shoot-through 문제가 발생한다[31]. Fig 2.7 (c)는 3레벨 듀얼 벅-부스트 전압 밸런서로 더 복잡한 구조지만 Shoot-through 문제와 무효 순환전류가 발생하지 않는다[32].



**Fig. 2.7** Type of non-isolated voltage balancer

(a) interleaved type, (b) 3-level buck-boost type, (c) 3-level dual buck-boost type



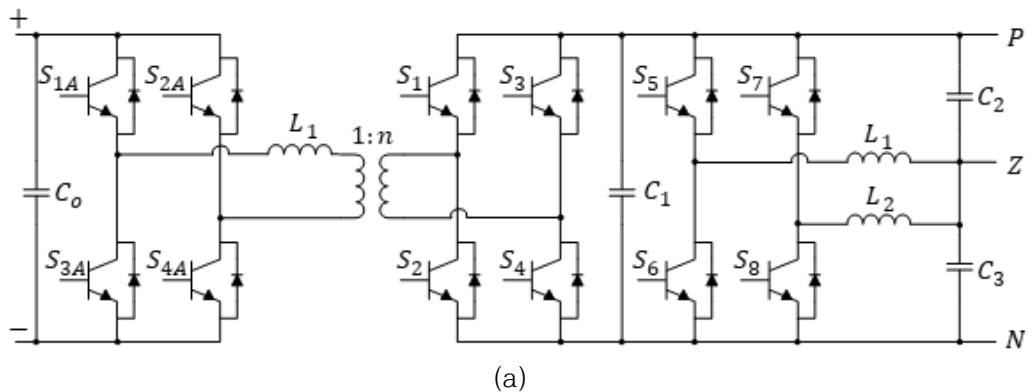
### 2.3.2 절연형 전압 밸런서

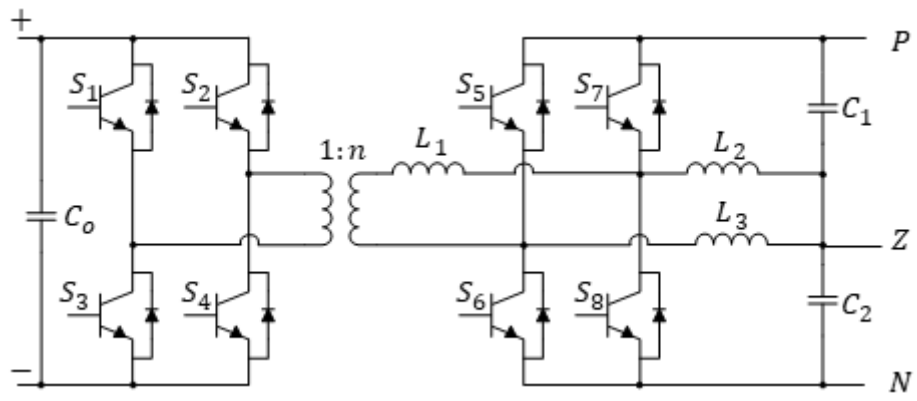
절연형 전압 밸런서는 1차측과 2차측이 분리되어 안전성이 우수하며 구조는 Fig 2.8과 같이 나타낸다. Fig 2.8 (a)는 인터리브드 벅-부스트 밸런서와 결합된 DAB(Dual-active-bridge, DAB) 컨버터로 고주파 변압기를 통해 DC 전압을 조절하고 바이폴라 DC 마이크로그리드 전용 전압 밸런서로 구성된다. 그러나 Fig 2.8 (a)는 두 개의 전력변환 단계가 존재하여 전력 밀도, 전력변환 효율이 저하된다[33].

Fig 2.8 (b)는 DAB 컨버터 구조에 2개의 DC 인덕터를 추가한 회로로 DC 오프셋 전류를 사용하여 전압 균형을 유지하고 영전압 스위칭 동작을 하여 스위칭 손실이 줄어드는 장점이 있다. 그러나 변압기 및 스위칭 소자가 추가되어 비용이 크게 증가하게 된다[34].

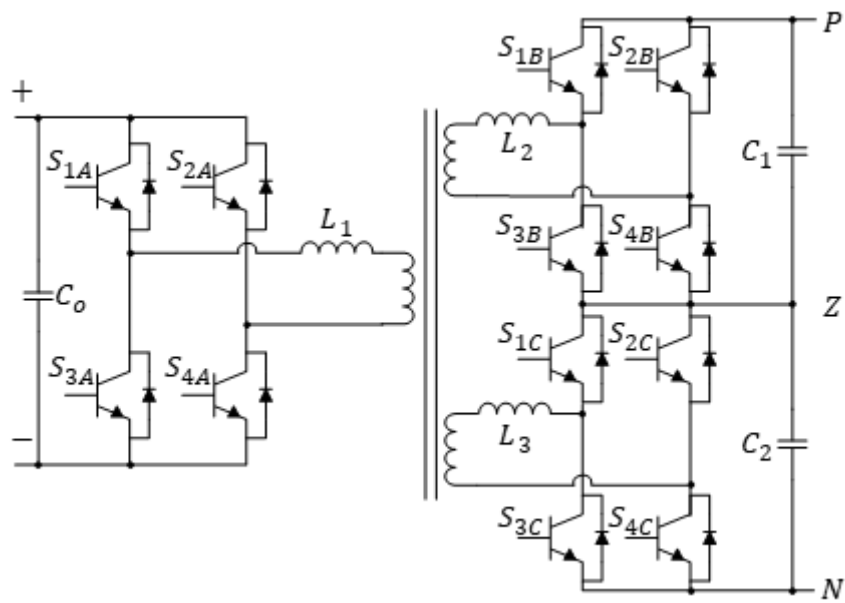
Fig 2.8 (c)는 TAB(Triple-active-bridge, TAB) 컨버터를 기반으로 DAB 컨버터의 두 배의 정적 이득을 제공하며 양극 측 반도체는 버스 전압의 절반의 스트레스를 받게 된다. 또한 모든 포트에서 ESS, 전원 또는 부하를 연결할 수 있는 간단하고 중앙 집중화된 제어기능을 제공하지만 많은 수의 활성 스위치, 센서, 3권선 변압기가 추가되고 제어가 복잡해지는 단점이 존재한다.

Fig 2.8 (d)는 DAHB(Dual-active-half-bridge, DAHB) 컨버터에 인덕터와 커패시터를 추가한 밸런서로 피드백 제어나 추가 활성화 스위치 없이 전압 밸런싱을 수행할 수 있다. 기존 DAHB 컨버터와 동일하게 위상천이 제어가 적용되나 바이폴라 측 반도체 소자는 전체 DC 버스 전압을 지원해야 한다[35].

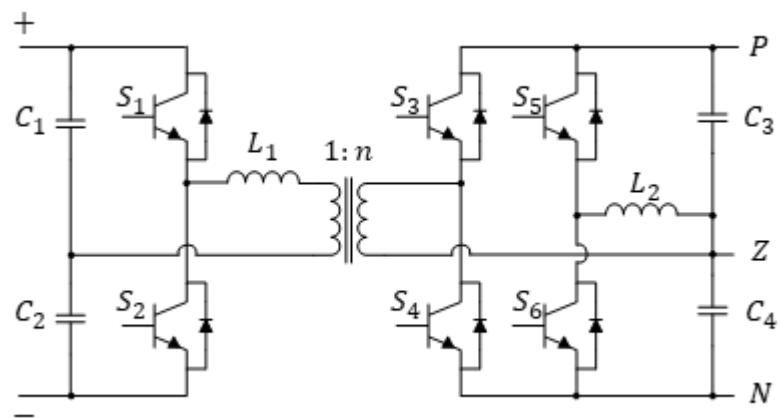




(b)



(c)



(d)

**Fig. 2.8** Type of isolated voltage balancer

(a) DAB type, (b) improved DAB type, (c) TAB type, (d) DAHB type

### Ⅲ. 제안하는 컨버터의 구성 및 제어 방법

#### 3.1 컨버터 구성 및 동작 원리

##### 3.1.1 전압 밸런싱이 가능한 DC-DC 컨버터

바이폴라 DC 마이크로그리드에서 전압 밸런서는 필수적인 전력변환장치로 DC-DC 또는 AC-DC 컨버터와 연계되어 구성된다. 이는 전압 밸런서가 전압 불평형 저감의 역할만을 수행하기 때문에 전력을 공급하기 위해서는 별도의 컨버터가 필요하다. 따라서 본 논문에서는 전압 밸런싱 기능을 갖는 바이폴라 타입 DC-DC 컨버터를 제안하고자 한다. 제안하는 컨버터는 Fig 3.1과 같고 하프 브리지 형태의 스위칭 레그 2개와 인터리브드 방식을 적용하였다. 스위치  $S_1$ ,  $S_2$ 가 동작하는 부분을 메인 컨버터라 정의하고, 스위치  $S_3$ ,  $S_4$ 가 동작하는 부분을 서브 컨버터라 정의한다. 메인 컨버터가 바이폴라 전압단으로 전력을 공급하는 동작을 방전 모드, 바이폴라 전압단에서 입력단으로 전력을 공급하는 동작을 충전 모드라 정의한다.

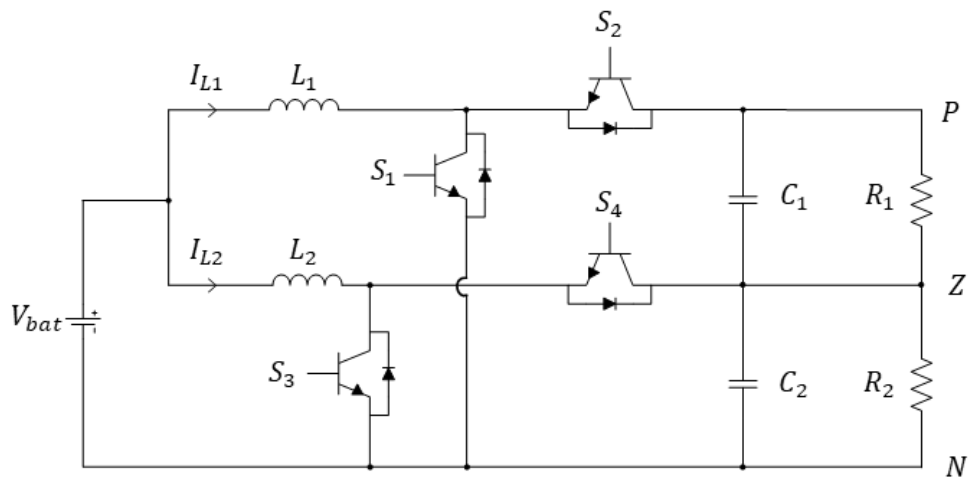


Fig. 3.1 Proposed bipolar type DC-DC converter topology

Fig 3.1에서 양극과 중성선 사이의 전압을  $V_{pz}$ 라고 하고, 중성선과 음극 전압단 사이의 전압을  $V_{nz}$ 로 나타내었다.  $V_{pz}$  전압단에 걸리는 부하를  $R_1$ ,  $V_{nz}$  전압단에 걸리는 부하를  $R_2$ 라고 했을 때  $R_1$ 과  $R_2$ 가 다른 경우 전압 분배의 원칙에 따라  $V_{pz}$  전압과  $V_{nz}$  전압의 불평형이 발생하게 된다. 전압 불평형이 발생하는 조건은  $R_1 > R_2$ 와  $R_1 < R_2$ 인 두 가지 경우에 발생하게 된다.  $R_1 = R_2$ 인 경우는 불평형이 발생하지 않지만 실제 부하의 패턴은 불규칙하다. 따라서 본 논문에서 컨버터의 동작원리는 불평형 상태일 때만 고려한다.

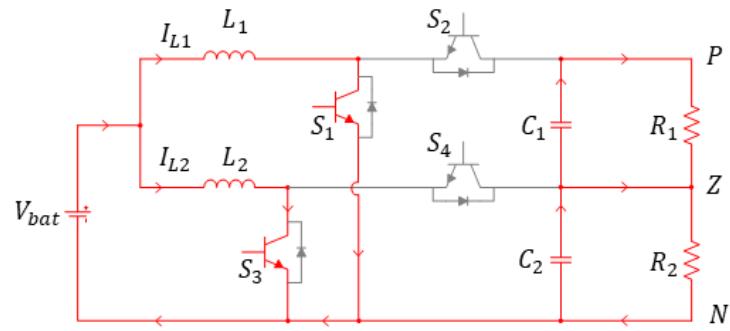
메인 컨버터는 양방향 전력전송을 수행하고, 서브 컨버터는 바이폴라 DC 측 전압 밸런서 역할을 수행한다. 메인 컨버터가 방전 모드로 동작할 때는 스위치  $S_1$ 이 PWM 동작을 수행하여  $V_{pn}$  전압을 제어하고 충전 모드로 동작하는 경우 스위치  $S_2$ 가 PWM을 수행하여 정전류-정전압(Constant Current - Constant Voltage, CC-CV) 충전을 수행한다. 서브 컨버터는 승압 모드로 동작할 때는 스위치  $S_3$ 가 ON/OFF되어  $V_{nz}$  전압을 승압시키고, 강압 모드로 동작할 때는 스위치  $S_4$ 를 ON/OFF하여  $V_{nz}$  전압을 강압시킨다.

메인 컨버터 동작 모드에 따라 서브 컨버터의 동작을 분류하면 4가지 경우로 나타낼 수 있으며, 이를 Case 1, 2, 3, 4로 정리하였다. Case 1, 2는 메인 컨버터가 방전 모드로 동작할 때 서브 컨버터의 동작 원리를 분석하고, Case 3, 4는 충전 모드로 동작할 때 서브 컨버터의 동작 원리를 분석하였다.

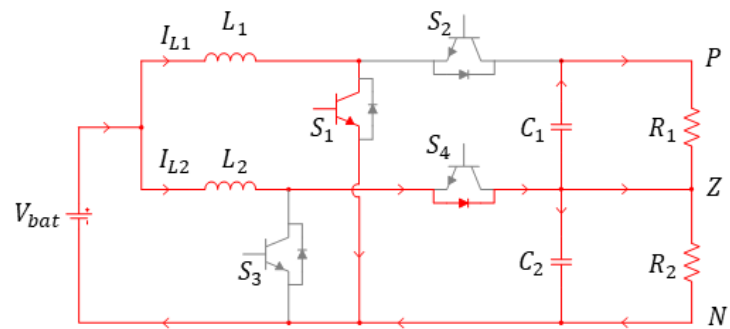
### 3.1.2 컨버터 동작원리

Case 1(Main converter: discharging mode, Sub conveter: boost mode)

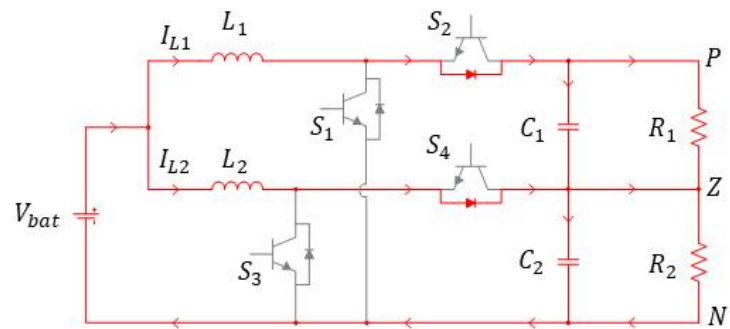
Case 1은 메인 컨버터가 방전 모드로 동작하고 양극 전압이 증가할 때 서브 컨버터의 승압 모드를 분석한다. 메인 컨버터는 스위치  $S_1$ 에 PWM 동작을 통해  $V_{pn}$  전압 제어를 수행한다. 서브 컨버터는  $V_{pz}$  전압과  $V_{nz}$  전압의 차이를 센싱하여 스위치  $S_3$ 를 ON/OFF하여  $V_{nz}$  전압을 제어한다. 스위치  $S_1$ ,  $S_3$ 의 동작에 따른 컨버터의 회로는 Fig 3.2와 같이 나타낸다.



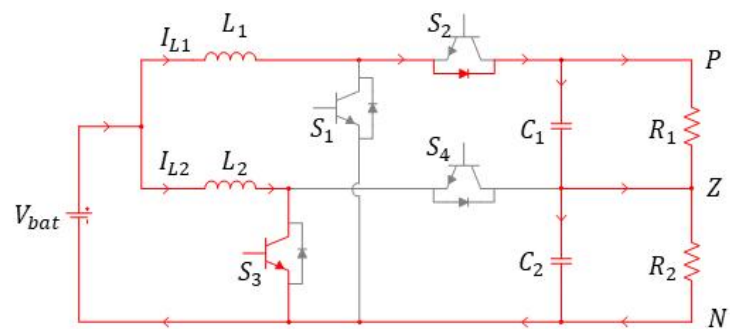
(a)



(b)



(c)



(d)

**Fig. 3.2** Circuit operation mode of the case 1

(a)  $S_1, S_3$  ON, (b)  $S_1$  ON,  $S_3$  OFF (c)  $S_1, S_3$  OFF (d)  $S_1$  OFF,  $S_3$  ON

Fig 3.2 (a), (c)를 통해 스위치  $S_1$ 이 ON/OFF 될 때 인덕터  $L_1$ 의 한주기 평균 전압을 구할 수 있다. 스위치  $S_1$ 이 ON 시  $L_1$ 에 인가되는 전압은  $V_{bat}$ 이 되고 OFF 시  $L_1$ 에 인가되는 전압은  $V_{bat} - V_{pn}$ 이므로 인덕터  $L_1$ 의 한주기 평균 전압  $V_{L1}$ 은 식 (3.1)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서  $D_1$ 은 메인 컨버터가 방전 모드일 때 스위치 시비율(Duty ratio)을 의미한다. 입력 전압이 메인 컨버터의 출력 측에 전달하는 전압 전달비를 구하면 식 (3.2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{L1} = V_{bat} \times D_1 + (V_{bat} - V_{pn}) \times (1 - D_1) \quad (3.1)$$

$$G_{v1} = \frac{V_{pn}}{V_{bat}} = \frac{1}{1 - D_1} \quad (3.2)$$

Fig 3.2 (b), (d)를 통해 스위치  $S_3$ 가 ON/OFF 될 때 인덕터  $L_2$ 의 한주기 평균 전압을 구하는 과정에서 메인 컨버터와 마찬가지로 스위치  $S_3$ 가 ON 되면 인덕터  $L_2$ 에 인가되는 전압은  $V_{bat}$ 과 같다. 그러나 스위치  $S_3$ 가 OFF 될 때  $L_2$ 에 인가되는 전압은  $V_{bat} - V_{nz}$ 가 된다. 인덕터  $L_2$ 의 한주기 평균 전압  $V_{L2}$ 는 식 (3.3)과 같이 나타낼 수 있으며, 여기서  $D_3$ 는 서브 컨버터의 스위치  $S_3$  시비율을 의미한다. 서브 컨버터의 전압 전달비를 구하면 식 (3.4)와 같다. 식 (3.2)와 (3.4)를 통해 Case 1과 같은 동작을 수행할 때  $D_1$ ,  $D_3$ 는 식 (3.5)를 만족한다.

$$V_{L2} = V_{bat} \times D_3 + (V_{bat} - V_{nz}) \times (1 - D_3) \quad (3.3)$$

$$G_{v2} = \frac{V_{nz}}{V_{bat}} = \frac{1}{1 - D_3} \quad (3.4)$$

$$D_1 = \frac{1 + D_3}{2} \quad (3.5)$$

Case 2(Main: discharging mode, Sub: buck mode)

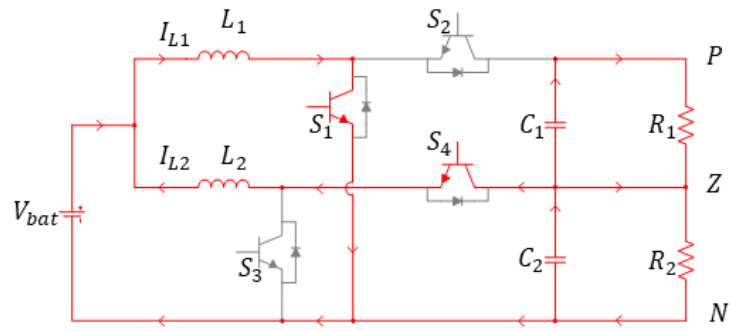
Case 2는 방전 모드로 동작할 때 양극 부하 증가로 인한 서브 컨버터의 강압 모드 동작을 분석한다. 메인 컨버터는 Case 1과 같이 스위칭 동작을 수행하고 서브 컨버터는 스위치  $S_4$ 를 ON/OFF하여  $V_{nz}$  전압 제어를 수행한다. 스위치  $S_1$ 과  $S_4$ 의 동작에 따른 컨버터의 회로는 Fig 3.3과 같다.

메인 컨버터의 한주기 평균 인덕터 전압  $V_{L1}$ 은 식 (3.1)과 같다. 반면 Fig 3.3 (b), (d)를 통하여 서브 컨버터의 인덕터  $L_2$ 의 한주기 평균 인덕터 전압을 구하면 식 (3.6)과 같다. 여기서  $D_4$ 는 스위치  $S_4$ 의 시비율을 의미하며 인덕터  $L_2$ 에 흐르는 전류는 입력 전류와 중첩되어 인덕터  $L_1$ 에 흐르게 된다. 이로 인해  $R_1$ 에 흐르는 전류가 증가하게 되고 스위치  $S_4$ 가 ON 되었을 때 전류 분배 법칙에 의해  $V_{pz}$  전압과  $V_{nz}$  전압 불평형을 해소할 수 있다. 식 (3.2)와 (3.7)을 통해 Case 2와 같은 동작을 수행할 때  $D_1$ ,  $D_4$ 는 식 (3.8)을 만족한다.

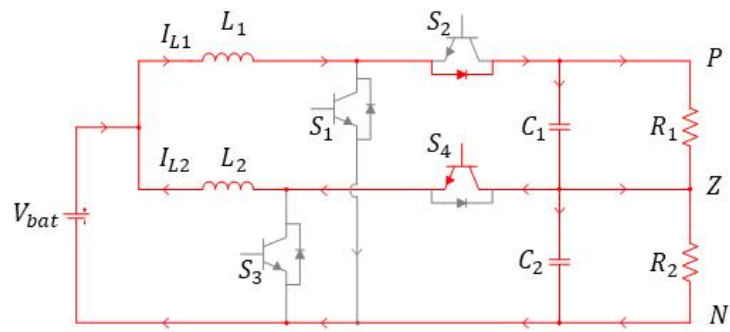
$$V_{L2} = (V_{nz} - V_{bat}) \times D_4 - V_{bat} \times (1 - D_4) \quad (3.6)$$

$$G_{v4} = \frac{V_{bat}}{V_{nz}} = D_4 \quad (3.7)$$

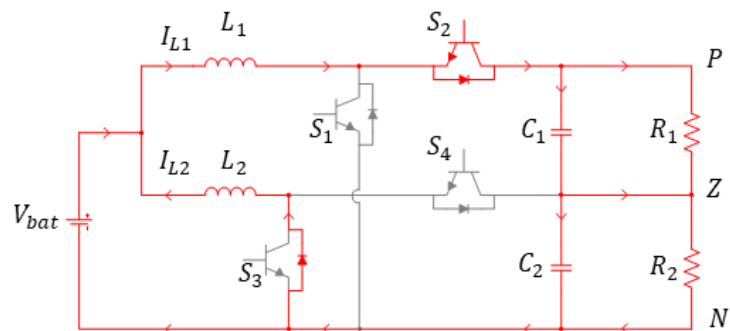
$$D_1 = \frac{2 - D_4}{2} \quad (3.8)$$



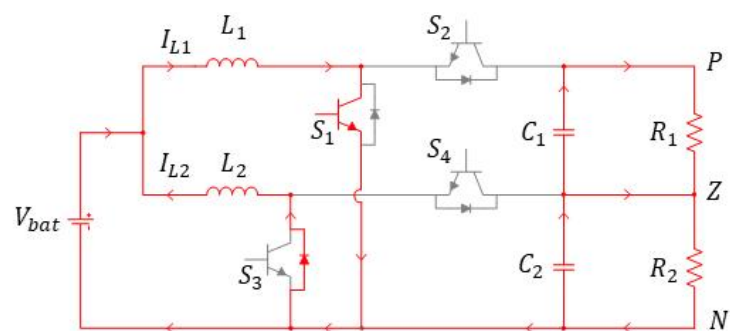
(a)



(b)



(c)



(d)

**Fig. 3.3** Circuit operation mode of the case 2

(a)  $S_1, S_4$  ON, (b)  $S_1$  OFF,  $S_4$  ON (c)  $S_1, S_4$  OFF (d)  $S_1$  ON,  $S_4$  OFF



Case 3(Main: charging mode, Sub: boost mode)

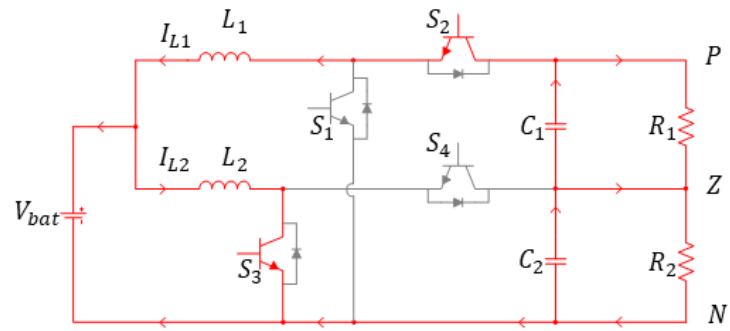
Case 3은 메인 컨버터가 충전 모드로 동작하고 서브 컨버터가 승압 모드로 동작할 때를 분석한다. 스위치  $S_2$ 와  $S_4$ 의 동작에 따른 회로는 Fig 3.4와 같다. 메인 컨버터는 스위치  $S_2$ 가 PWM 동작을 수행하여  $V_{pn}$  전압에서  $V_{bat}$  전압으로 전력을 공급한다. 배터리 충전 과정은 일반적으로 충전 상태(State of Charge, SOC)의 70%까지 CC 충전을 통해 배터리 전압을 높이고 이후 CV 충전을 수행하여 배터리가 포화상태가 되면서 충전 전류를 서서히 감소한다. 이러한 방법은 낮은 용량감소, 빠른 충전 시간, 동작 편이성, 긴 수명에 대한 내부저항이 작다는 장점이 있다[36].

본 논문에서는 실제 배터리 모델링을 DC 전압원으로 가정하고 충전 모드를 CC 충전으로만 동작하도록 설계하였다. CC 충전 시 메인 컨버터의 인덕터 한주기 평균 전압은 식 (3.9)와 같이 나타낼 수 있으며 이를 통해 전압 전달비를 도출하면 식 (3.10)과 같다. 여기서  $D_2$ 는 스위치  $S_2$ 의 시비율을 의미한다. 서브 컨버터는 Case 1과 동일하게 동작하며 인덕터  $L_2$ 의 한주기 전압 평균식은 식 (3.3)과 같고 전압전달비를 도출하면 식 (3.4)와 같다. 식 (3.4)와 (3.10)을 통해 Case 3와 같은 동작을 수행할 때  $D_2$ ,  $D_3$ 는 식 (3.11)을 만족한다.

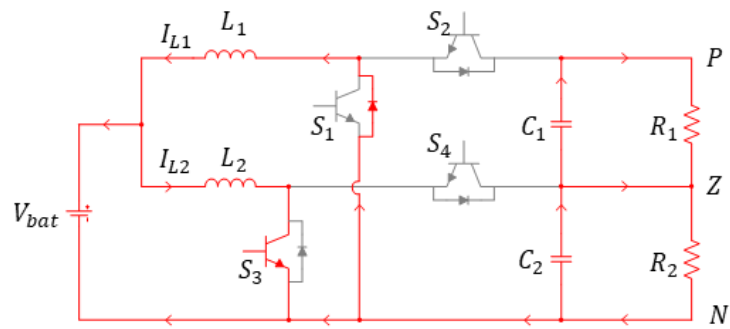
$$V_{L1} = (V_{pn} - V_{bat}) \times D_2 - V_{bat} \times (1 - D_2) \quad (3.9)$$

$$G_{v4} = \frac{V_{bat}}{V_{pn}} = D_2 \quad (3.10)$$

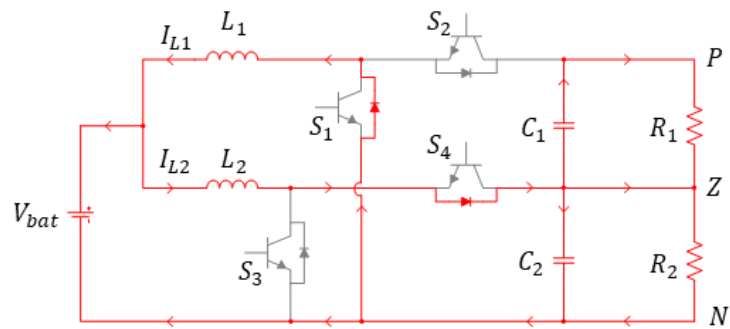
$$D_2 = \frac{1 - D_3}{2} \quad (3.11)$$



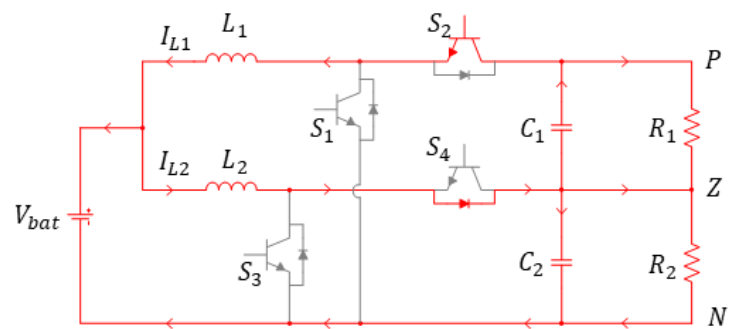
(a)



(b)



(c)



(d)

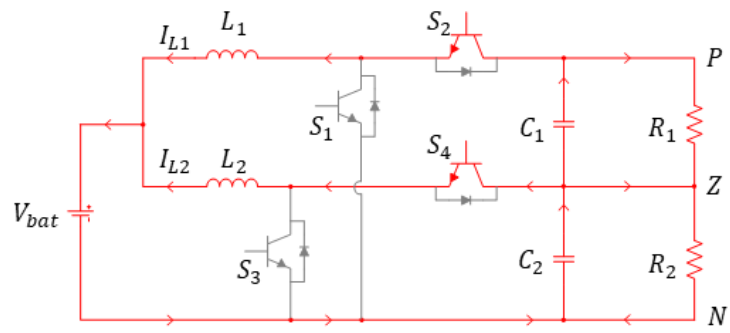
**Fig. 3.4** Circuit operation mode of the case 3

(a)  $S_2, S_3$  ON, (b)  $S_2$  OFF,  $S_3$  ON (c)  $S_2, S_3$  OFF (d)  $S_2$  ON,  $S_3$  OFF

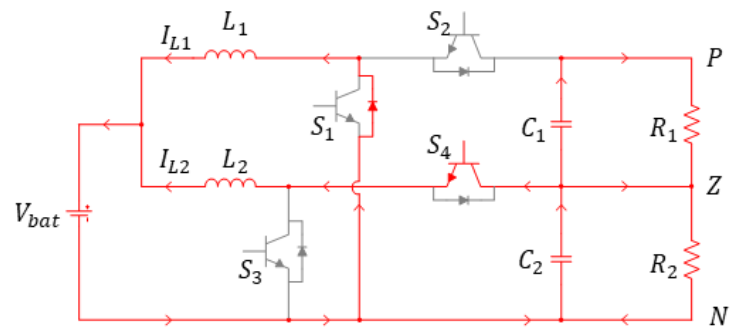
Case 4(Main: charging mode, Sub: buck mode)

Case 4는 메인 컨버터가 충전 모드로 동작할 때 양극 부하 증가로 인해 서브 컨버터가 강압 모드로 동작할 때를 분석한다. 메인 컨버터는 스위치  $S_2$ 를 ON/OFF 하여 CC 충전을 수행하고, 서브 컨버터는 Case 2와 같이 스위치  $S_4$ 를 ON/OFF하여 강압 모드로 동작한다. 스위치 동작에 따른 회로는 Fig 3.5와 같이 나타나고 메인 컨버터와 서브 컨버터의 인덕터 한주기 평균 전압은 각각 식 (3.6), (3.9)와 같다. 식 (3.7)와 (3.10)의 관계를 정리하면 Case 4와 같은 동작을 수행할 때  $D_2$ ,  $D_4$ 는 식 (3.12)을 만족한다.

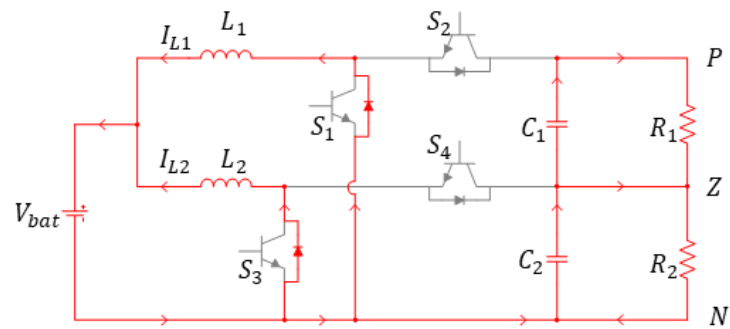
$$D_2 = \frac{D_4}{2} \quad (3.12)$$



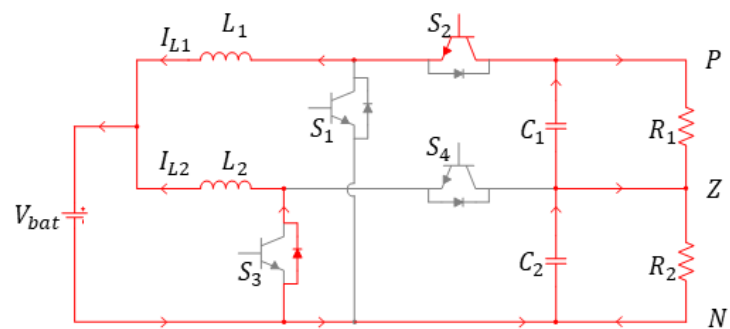
(a)



(b)



(c)



(d)

**Fig. 3.5** Circuit operation mode of the case 4

(a)  $S_2, S_4$  ON, (b)  $S_2$  OFF,  $S_4$  ON (c)  $S_2, S_4$  OFF (d)  $S_2$  ON,  $S_4$  OFF

## 3.2 시스템 모델링

### 3.2.1 컨버터 상태공간 평균 모델링 및 소신호 해석

제안하는 컨버터의 제어기를 설계하기 전에 컨버터 모델링을 수행해야 한다. 메인 컨버터와 서브 컨버터의 모델링은 상태공간 평균화 기법을 적용하였으며, 동작 모드에 따라 개별적으로 모델링하였다. 상태공간 평균화 기법에서 회로의 상태 방정식은 식 (3.13)와 같이 나타낼 수 있다. 일반적으로 컨버터의 상태 방정식을 유도할 때 상태변수를 인덕터 전류와 커패시터 전압으로 적용한다[37]. 제안하는 컨버터에서 메인 컨버터의 출력 전압 측 커패시터가 직렬로 연결되어 있어 3개의 상태변수를 고려해야 한다. 이를 기반으로 컨버터 모델링을 수행하면 3차 상태 방정식이 유도되어 소신호 해석에 있어 수학적 계산과정이 복잡해진다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu, v_o = Mx + N \\ x &= \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}, u = v_i \end{aligned} \quad (3.13)$$

따라서, 본 논문에서는 기존 방법과 달리 2개의 상태변수를 사용하여 컨버터를 분석하기 위해 다음을 가정한다. 메인 컨버터의 스위칭 동작에 따라 커패시터 전압( $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ )은 연속된 선형 전압으로 출력 전압  $V_{pm}$ 은 식 (3.14)과 같이 각 커패시터 전압의 합으로 표현할 수 있다. 식 (3.14)에 양변을 미분하면 식 (3.15)과 같이 출력 전압에 대한 등가 미분 방정식을 도출할 수 있다. 이를 토대로 메인 컨버터의 상태변수는 인덕터 전류  $I_{L1}$ 과 출력단 전압  $V_{pm}$ 을 사용한다.

$$V_{pm} = V_{c1} + V_{c2} \quad (3.14)$$

$$\frac{dv_{pm}(t)}{dt} = \frac{dv_{c1}(t)}{dt} + \frac{dv_{c2}(t)}{dt} \quad (3.15)$$

### 3.2.2 메인 컨버터 방전 모드

메인 컨버터의 스위치  $S_1$ 이 턴온 될 때 상태 방정식은 식 (3.16)와 같고 턴오프 될 때 회로 방정식은 식 (3.17)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서  $C$ 는  $C_1$ ,  $C_2$ 의 값과 같다고 가정한다. 식 (3.16)과 (3.17)을 통해 계수 행렬식을 구하면 식 (3.18)과 같고, 정상상태에서 한 주기 동안을 평균화하면 A와 B의 평균은 식 (3.19)와 같이 유도된다. 여기서,  $d$ 는 스위치의 시비율을 의미한다. 식 (3.19)을 식 (3.13)에 대입하여 정리하면 식 (3.20)과 같은 상태행렬식으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1}(t) \\ \dot{v}_{pn}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ v_{pn}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{bat}(t)] \quad S_1 \text{ ON} \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1}(t) \\ \dot{v}_{pn}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C} - \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ v_{pn}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{bat}(t)] \quad S_1 \text{ OFF} \quad (3.17)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 C} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad S_1 \text{ ON} \quad (3.18)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C} - \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 C} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad S_1 \text{ OFF}$$

$$A = A_1 d + A_2 (1-d), B = B_1 d + B_2 (1-d) \quad (3.19)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1}(t) \\ \dot{v}_{pn}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d_1}{L_1} \\ \frac{1-d_1}{C} - \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ v_{pn}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{bat}(t)] \quad (3.20)$$

여기서 평균화하여 유도된 상태행렬식에서  $d_1$ 은 메인 컨버터가 방전 모드로 동작할 때 시비율을 나타내며, 입력과 출력 전압 관계에 의한 비선형적 특성을 가진다. 이는 전체 시스템도 비선형적 특성이 나타나게 되며 시스템 해석에 어렵게 된다. 따라서 한 동작점에서 비선형 시스템을 선형 시스템과 근사화하여 소신호로 해석한다. 이를 위해 평균 변수를 직류 성분과 교류 성분으로 표시하면 식 (3.21)과 같이 나타낼 수 있으며 이를 식 (3.13)에 대입하면 식 (3.22)와 같다. 스위치의 동작에 따른 행렬과 미소 변동분을 고려하기 위해 정상상태 성분과 섭동 성분으로 나누면 식 (3.23)과 같다. 이후 정상상태 성분과 2차 섭동 성분을 제거하고 남은 섭동 성분을 라플라스 변환하면 식 (3.24)과 같다.

$$x = X + \hat{x}, v_{pn} = V_{pn} + \hat{v}_{pn}, u = U + \hat{u}, d = D + \hat{d} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} \dot{X} + \dot{\hat{x}} &= [(D + \hat{d})A_1 + (1 - D - \hat{d})A_2](X + \hat{x}) \\ &\quad + [(D + \hat{d})B_1 + (1 - D - \hat{d})B_2](U + \hat{u}) \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= [DA_1 + (1 - D)A_2]\hat{x} + [DB_1 + (1 - D)B_2]\hat{u} \\ &\quad + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d} \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\hat{x}(s) = (sI - A)^{-1}B\hat{u}(s) + (sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d}(s) \quad (3.24)$$

식 (3.24)의 수식을 정리하면 식 (3.25)와 같이 유도할 수 있으며, 이를 이용하여 메인 컨버터의 시비율과 입력 전류의 관계  $G_{id\_dis}$ 는 식 (3.26)과 같이 구할 수 있고, 시비율과 출력 전압의 관계  $G_{vd\_dis}$ 는 식 (3.27)과 같다. 여기서

$$\Delta_1 \text{는 } \Delta_1 = s^2 + \frac{R_1 + R_2}{2R_1R_2L_1C}s + \frac{(1 - d_1)^2}{L_1C} \text{을 나타낸다.}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{L1}(s) \\ \hat{v}_{pm}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_1} \begin{bmatrix} \frac{s}{L_1} + \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 L_1 C} \\ \frac{1 - d_1}{L_1 C} \end{bmatrix} \hat{v}_{bat}(s) + \frac{1}{\Delta_1} \begin{bmatrix} (1 - d_1)i_{L1} + (sC + \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2})v_{pm} \\ -sL_1 i_{L1} + (1 - d_1)v_{pm} \end{bmatrix} \hat{d}_1(s) \quad (3.25)$$

$$G_{id\_dis}(s) = \frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{d}_1} = \frac{(1 - d_1)i_{L1} + (sC + \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2})v_{pm}}{L_1 C s^2 + \frac{(R_1 + R_2)L_1}{2R_1 R_2} s + (1 - d_1)^2} \quad (3.26)$$

$$G_{vd\_dis}(s) = \frac{\hat{v}_{pm}}{\hat{d}_1} = \frac{-sL_1 i_{L1} + (1 - d_1)v_{pm}}{L_1 C s^2 + \frac{(R_1 + R_2)L_1}{2R_1 R_2} s + (1 - d_1)^2} \quad (3.27)$$

### 3.2.3 메인 컨버터 충전 모드

메인 컨버터가 충전 모드로 동작할 때 스위치  $S_2$ 가 PWM 동작을 수행하며 ON/OFF 되고 식 (3.13)을 적용하여 상태 방정식을 구하면 식 (3.28)과 같다. 스위치  $S_2$  ON/OFF 동작에 따른 계수 행렬식을 나타내면 식 (3.29)와 같고 이를 식 (3.19)에 대입하면 식 (3.30)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1}(t) \\ \dot{v}_{pm}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_1} \\ -\frac{1}{C} - \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ v_{pm}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{bat}(t)] \quad S_2 \text{ ON} \quad (3.28)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1}(t) \\ \dot{v}_{pm}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 - \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ v_{pm}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{bat}(t)] \quad S_2 \text{ OFF}$$



$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_1} \\ -\frac{1}{C} - \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 C} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad S_2 \text{ ON} \quad (3.29)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 - \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 C} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad S_2 \text{ OFF}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1}(t) \\ \dot{v}_{pm}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d_2}{L_1} \\ -\frac{d_2}{C} - \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ v_{pm}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{bat}(t)] \quad (3.30)$$

여기서  $d_2$ 는 메인 컨버터가 충전 모드로 동작할 때 시비율을 나타내며, 식 (3.21)을 식 (3.30)에 대입하여 직류 성분과 2차 미소 변동분을 제거하고 라플라스 변환을 수행하면 식 (3.31)과 같은 상태행렬식으로 유도할 수 있다. 식 (3.31)을 통해서 메인 컨버터가 충전 모드로 동작할 때 시비율과 입력 전류의 관계  $G_{id\_char}$ 를 식 (3.32)과 같이 나타낼 수 있고 시비율과 출력 전압의 관계

$G_{vd\_char}$ 는 식 (3.33)와 같다. 여기서  $\Delta_2$ 는  $\Delta_2 = s^2 + \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 L_1 C} s + \frac{d_2^2}{L_1 C}$ 을 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{L1}(s) \\ \hat{v}_{pm}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_2} \begin{bmatrix} -\frac{s}{L_1} - \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2 L_1 C} \\ \frac{d_2}{L_1 C} \end{bmatrix} [\hat{v}_{bat}(s)] \quad (3.31)$$

$$+ \frac{1}{\Delta_2} \begin{bmatrix} d_2 i_{L1} - (sC + \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2}) v_{pm} \\ sL_1 i_{L1} + d_2 v_{pm} \end{bmatrix} \hat{d}_2(s)$$

$$G_{id\_char} = \frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{d}_2} = \frac{d_2 i_{L1} - (sC + \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_2}) v_{pn}}{L_1 C s^2 + \frac{(R_1 + R_2)L_1}{2R_1 R_2} s + d_2^2} \quad (3.32)$$

$$G_{vd\_char} = \frac{\hat{v}_{pn}}{\hat{d}_2} = \frac{sL_1 i_{L1} + d_2 v_{pn}}{L_1 C s^2 + \frac{(R_1 + R_2)L_1}{2R_1 R_2} s + d_2^2} \quad (3.33)$$

### 3.2.4 서브 컨버터 승압 모드

서브 컨버터를 모델링하기 위해 인덕터 전류  $I_{L2}$ 와 커패시터 전압  $V_{c2}$ 를 상태변수로 사용하여 시스템 모델링을 수행한다. 서브 컨버터가 승압 모드일 때 스위치  $S_3$ 가 ON/OFF 동작을 수행하고 식 (3.13)을 적용하여 상태 방정식을 구하면 식 (3.34)과 같이 나타낼 수 있다. 식 (3.34)에서 계수 행렬식을 정리하면 식 (3.35)와 같고 이를 식 (3.13)에 대입하면 식 (3.36)과 같은 상태행렬식을 유도할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L2}(t) \\ \dot{v}_{nz}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L2}(t) \\ v_{nz}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{bat}(t)] \quad S_3 \text{ ON} \quad (3.34)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L2}(t) \\ \dot{v}_{nz}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L2}(t) \\ v_{nz}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{bat}(t)] \quad S_3 \text{ OFF}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad S_3 \text{ ON}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad S_3 \text{ OFF} \quad (3.35)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L2}(t) \\ \dot{v}_{nz}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d_3}{L_2} \\ \frac{1-d_3}{C_2} & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L2}(t) \\ v_{nz}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{bat}(t)] \quad (3.36)$$

여기서  $d_3$ 는 서브 컨버터가 승압 모드로 동작할 때 시비율을 의미하고, 소신호 해석을 위해 식 (3.21)~(3.24)을 활용하고 라플라스 변환하면 식 (3.37)과 같이 라플라스 영역에서 상태행렬식으로 유도된다. 식 (3.37)을 유도하기 위해 메인 컨버터의 모델링과 같이 정상상태 성분과 2차 섭동 성분은 제거하고 남은 섭동 성분만 라플라스 변환한다. 여기서  $\Delta_3$ 는  $\Delta_3 = s^2 + \frac{1}{R_2 C} s + \frac{(1-d_3)^2}{L_1 C}$ 을 나타낸다. 앞에서 구한 식 (3.37)을 이용하여 서브 컨버터의 승압 모드 시비율과 입력 전류의 관계  $G_{id\_boost}$ 와 시비율과 출력 전압의 관계  $G_{vd\_boost}$ 는 식 (3.38), (3.39)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{L2}(s) \\ \hat{v}_{nz}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_3} \begin{bmatrix} sC_2 + \frac{1}{R_3} \\ (1-d_3) \end{bmatrix} \hat{v}_{bat}(s) + \frac{1}{\Delta_3} \begin{bmatrix} (1-d_3)i_{L2} + (sC_2 + \frac{1}{R_2})v_{nz} \\ -sL_2 i_{L2} + (1-d_3)v_{nz} \end{bmatrix} \hat{d}_3(s) \quad (3.37)$$

$$G_{id\_boost} = \frac{\hat{i}_{L2}}{\hat{d}_3} = \frac{(1-d_3)i_{L2} + (sC_2 + \frac{1}{R_2})v_{nz}}{L_2 C_2 s^2 + \frac{L_2}{R_2} s + (1-d_3)^2} \quad (3.38)$$

$$G_{vd\_boost} = \frac{\hat{v}_{nz}}{\hat{d}_3} = \frac{-sL_2 i_{L2} + (1-d_3)v_{nz}}{L_2 C_2 s^2 + \frac{L_2}{R_2} s + (1-d_3)^2} \quad (3.39)$$

### 3.2.5 서브 컨버터 강압 모드

서브 컨버터가 강압 모드로 동작할 때는 스위치  $S_4$ 를 ON/OFF하여 출력 전압  $V_{nz}$ 의 전압을 제어한다. 스위치  $S_4$ 가 ON/OFF 될 때 상태 방정식을 구하면 식 (3.40)과 같이 나타낼 수 있으며 이를 통해 계수 행렬식을 구하면 식 (3.41)과 같다. 앞에서 구한 계수 행렬식을 통해 식 (3.19)에 대입하면 식 (3.42)와 같은 상태행렬식으로 유도된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L2}(t) \\ \dot{v}_{nz}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_2} - \frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L2}(t) \\ v_{nz}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{bat}(t)] \quad S_4 \text{ ON} \quad (3.40)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L2}(t) \\ \dot{v}_{nz}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 - \frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L2}(t) \\ v_{nz}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{bat}(t)] \quad S_4 \text{ OFF}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_2} - \frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad S_4 \text{ ON} \quad (3.41)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 - \frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad S_4 \text{ OFF}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L2}(t) \\ \dot{v}_{nz}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d_4}{L_2} \\ -\frac{d_4}{C_2} - \frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L2}(t) \\ v_{nz}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{bat}(t)] \quad (3.42)$$

여기서  $d_4$ 는 서브 컨버터가 강압 모드로 동작할 때 시비율을 의미하며, 식 (3.42)을 식 (3.22)에 대입하고 직류 성분과 2차 미소 변동분을 제거한 후 라플라스 변환을 하면 식 (3.43)와 같다. 서브 컨버터가 강압 모드로 동작할 때 시비율과 입력 전류의 관계  $G_{id\_buck}$ 은 식 (3.44)과 같고, 시비율과 출력 전압의 관계  $G_{vd\_buck}$ 은 식 (3.45)과 같다. 여기서  $\Delta_4$ 는  $\Delta_4 = s^2 + \frac{1}{R_2 C} s + \frac{d_4^2}{L_1 C}$ 을 나타낸다.

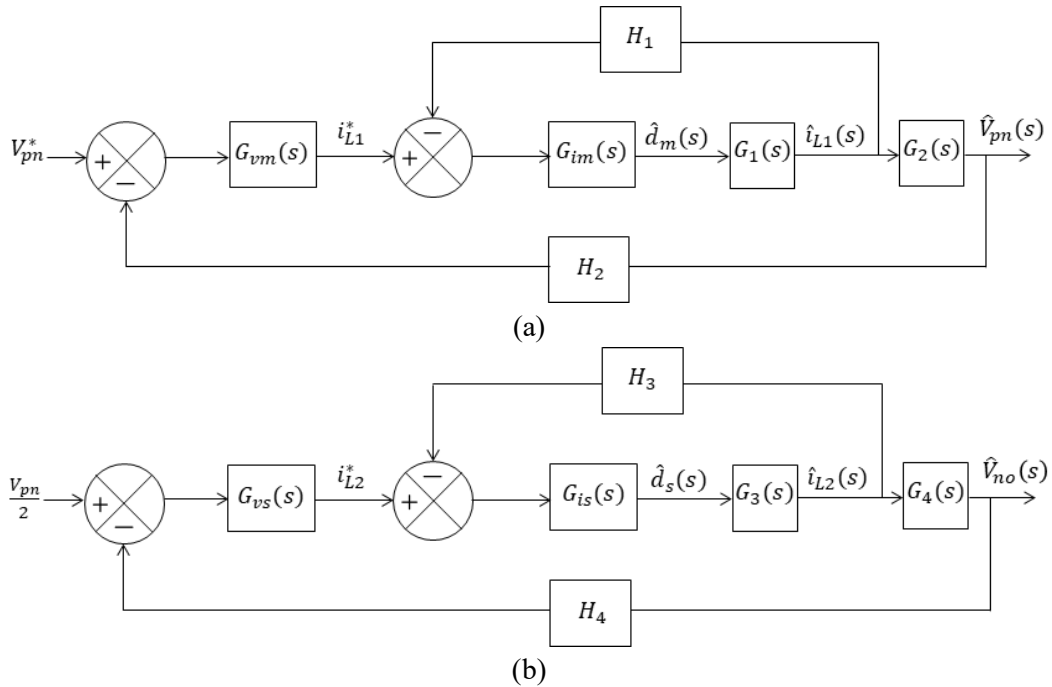
$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{L2}(s) \\ \hat{v}_{nz}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_4} \begin{bmatrix} -\frac{s}{L_2} - \frac{1}{R_2 L_2 C_2} \\ \frac{d_4}{L_2 C_2} \end{bmatrix} \hat{v}_{bat}(s) + \frac{1}{\Delta_4} \begin{bmatrix} -d_4 i_{L2} + (s C_2 + \frac{1}{R_2}) v_{nz} \\ s L_2 i_{L2} + d_4 v_{nz} \end{bmatrix} \hat{d}_4(s) \quad (3.43)$$

$$G_{id\_buck} = \frac{\hat{i}_{L2}}{\hat{d}_4} = \frac{-d_4 i_{L2} + (s C_2 + \frac{1}{R_2}) v_{nz}}{L_2 C_2 s^2 + \frac{L_2}{R_2} s + d_4^2} \quad (3.44)$$

$$G_{vd\_buck} = \frac{\hat{v}_{nz}}{\hat{d}_4} = \frac{s L_2 i_{L2} + d_4 v_{nz}}{L_2 C_2 s^2 + \frac{L_2}{R_2} s + d_4^2} \quad (3.45)$$

### 3.3 제어기 설계 방법

제안하는 컨버터의 제어기는 PI 타입의 전압-전류 제어기로 구성된 이중루프 제어방식을 적용한다. 내부 제어루프에는 전류 제어기로 구성하여 인덕터 전류를 제어하고 외부 제어루프에는 전압 제어기로 구성하여 커패시터 전압을 제어한다. 이중루프 제어방식으로 적용하면 낮은 정상상태 오차를 가지고, 전압 지령 변화시 인덕터 전류 오버슈트가 감소한다. 따라서 본 논문에서는 메인 컨버터와 서브 컨버터의 제어기를 이중루프 제어방식을 적용하여 제어기를 설계한다[38].



**Fig. 3.6** Controller block diagram of the proposed converter  
(a) main converter, (b) sub converter

Fig 3.6은 메인 컨버터와 서브 컨버터의 제어블록도를 나타낸다. Fig 3.6 (a)에서  $G_1$ 은 메인 컨버터 측 시비율에 대한 인덕터 전류  $I_{L1}$ 의 전달함수,  $G_2$ 는 인덕터 전류에 대한 출력 전압  $V_{pm}$ 의 전달함수,  $G_{vm}$ 은 전압 제어기,  $G_{im}$ 은 전류 제어기를 의미한다. Fig 3.6(b)에서  $G_3$ 는 서브 컨버터 측 시비율에 대한 인덕터 전류  $I_{L2}$ 의 전달함수,  $G_4$ 는 인덕터 전류에 대한 음극단 전압  $V_{nz}$ 의 전달함수,  $G_{vs}$ 는 전압 제어기,  $G_{is}$ 는 전류 제어기를 의미한다. 여기서  $H_1$ ,  $H_2$ ,  $H_3$ ,  $H_4$ 는 센서 이득으로 본 논문에서는 1로 간주하였다.

메인 컨버터는 전압 지령과  $V_{pm}$  전압과 비교하여 출력되는 에러 값을 전압 제어기를 통해 전류 지령값을 발생시킨다. 이후 전류 지령값은 인덕터 전류  $I_{L1}$ 과 비교하여 전류 제어기를 통해 스위칭 신호를 출력한다. 출력된 스위칭 신호는 반송파와 비교하여 PWM 신호를 만들어내고 이후 스위치를 동작시킨다. 서브 컨버터는 전압 불평형이 발생하는 경우에만 동작하기 때문에 메인 컨버터와 별도로 동작한다. 서브 컨버터는 출력 전압  $V_{pm}$ 의 값을 센싱하여 절반 값인  $0.5V_{pm}$ 를 지령값으로 사용한다.  $0.5V_{pm}$  지령값이  $V_{nz}$  전압과 비교하여 전압 제어기를 통해 전류 지령값을 발생시킨다. 전류 지령값은 인덕터 전류  $I_{L2}$ 와 비교하여 전류 제어기를 통해 스위칭 신호를 발생하고 이후 PWM 신호를 생성하여 스위치를 동작한다.

일반적으로 PI 제어기를 설계할 경우 제어기의 안정성을 고려하여 위상여유는 적어도 45[deg] 이상이 되도록 선정하며 대역폭은 스위칭 주파수의 1/10 이하로 선정한다. Table 3.1은 메인 컨버터의 보상기 설계 사양을 나타내며, 여기서  $\omega_c$ 는 대역폭(Cut-off bandwidth)이고, PM(Phase margin)은 위상여유를 의미한다. 이중루프 제어방식은 내부에 포함된 전류 제어기가 외부 전압 제어기에 영향을 끼칠 우려가 있다. 이러한 간섭을 피하기 위해 전압 제어기의 대역폭은 전류 제어기의 대역폭보다 1/10 이하로 선정해야 안정적인 제어가 가능하다. 그러나 실제 시스템에서 고려되지 않는 기생성분, 시비율 변화에 따른 모델링 오차 등을 감안하여 두 제어기의 대역폭 차이는 크게 주어야 시스템이 안정하다. 따라서 전류 제어기의 대역폭은 스위칭 주파수의 1/10 이하인

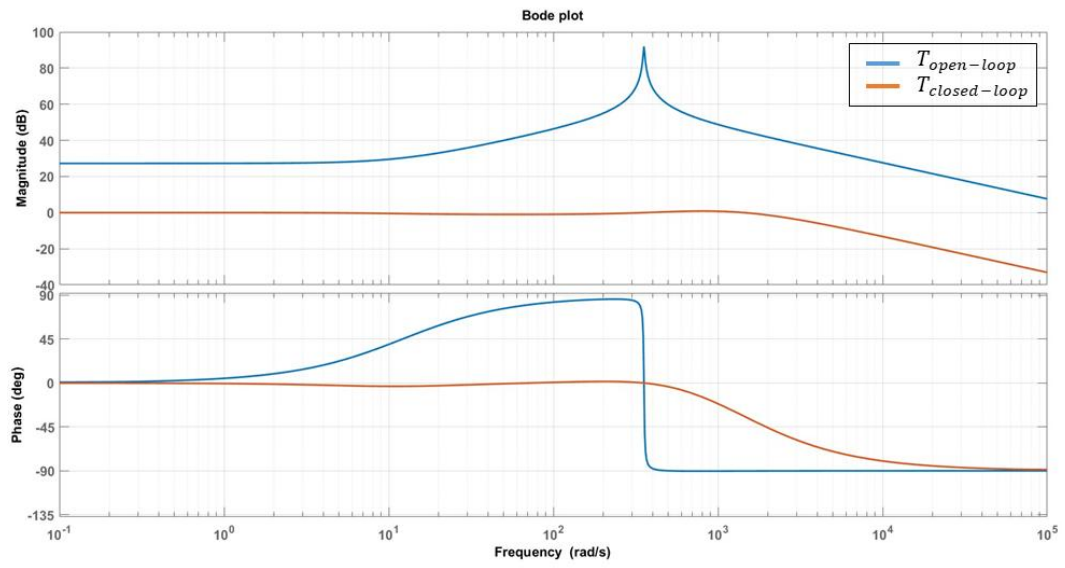
3[krad/s]로 정했으며, 전압 제어기의 대역폭은 전류 제어기 대역폭의 1/20 이하인 100[rad/s]로 선정하였다.

**Table 3.1** Main converter controller specification

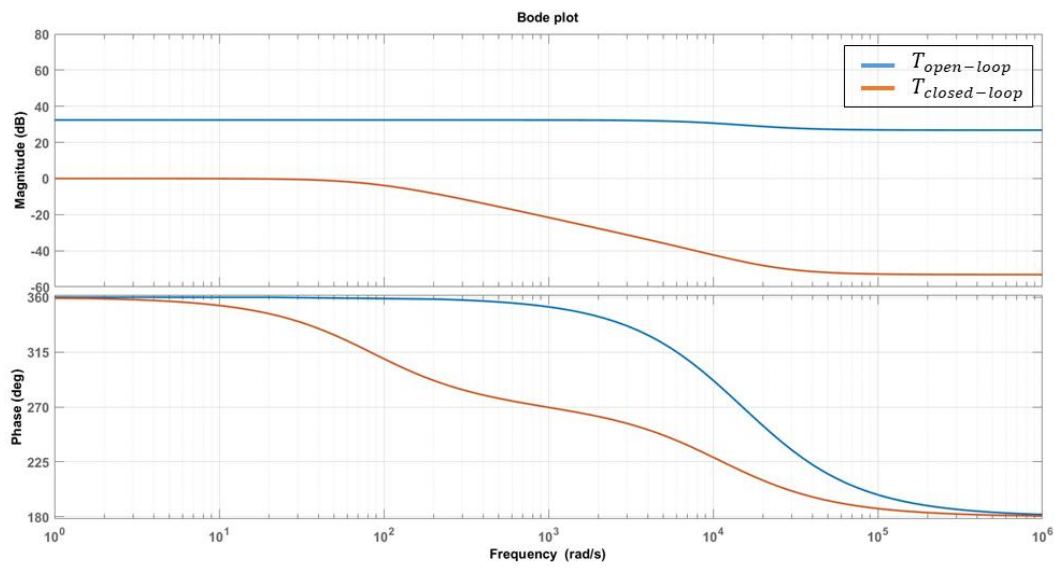
<b>Controller</b>	<b>Bandwidth(<math>\omega_c</math>)</b>	<b>Phase Margin(PM)</b>
<b>Current</b>	3 [krad/s]	50 [deg]
<b>Voltage</b>	100 [rad/s]	80 [deg]

Fig 3.7, 3.8은 메인 컨버터가 방전 모드로 동작할 때 각 전달함수의 보상 전과 후의 주파수 응답 특성을 나타낸다. Fig 3.7에서 전류 제어기는 3[krad/s] 대역폭에서 위상여유 56[deg]를 확보하고, 전압 제어기는 100[rad/s]에서 위상여유 89.4[deg]를 가지기 때문에 두 제어기는 설계 사양을 만족한다. 마찬가지로 Fig 3.8에서 전류 제어기는 3[krad/s]에서 52.9[deg]의 위상여유를 확보하고, 전압 제어기는 100[rad/s]에서 위상여유가 89[deg]이므로 설계 사양을 만족한다.



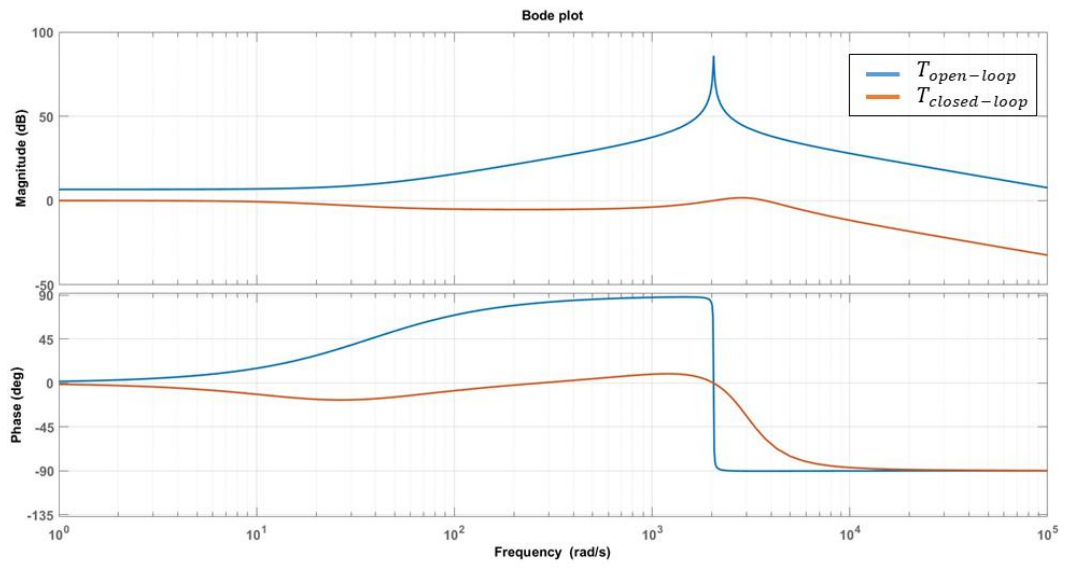


(a)

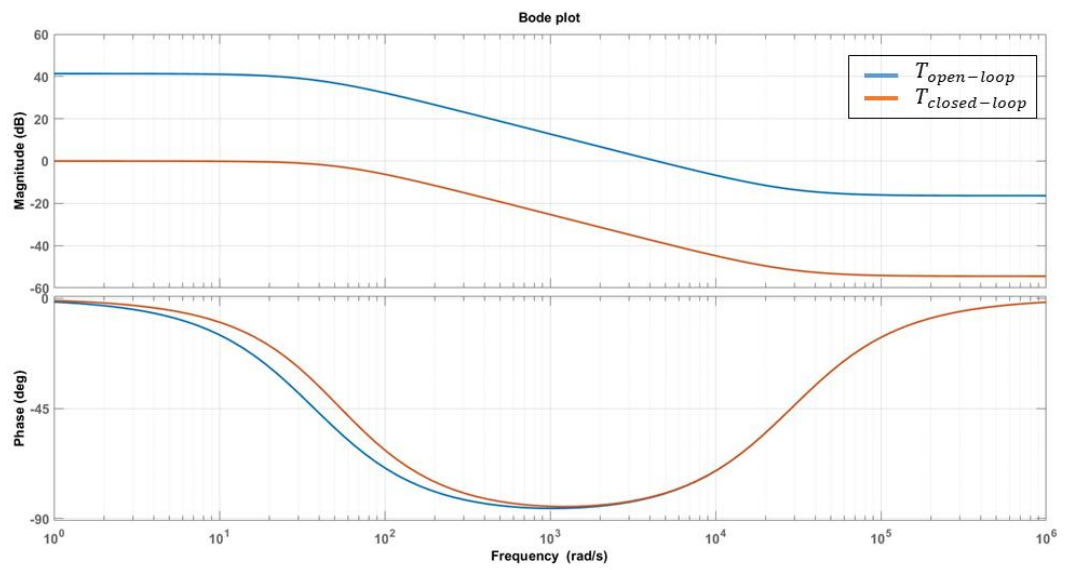


(b)

**Fig. 3.7** Bode plot without and with controller in discharge mode  
 (a) current controller, (b) voltage controller



(a)



(b)

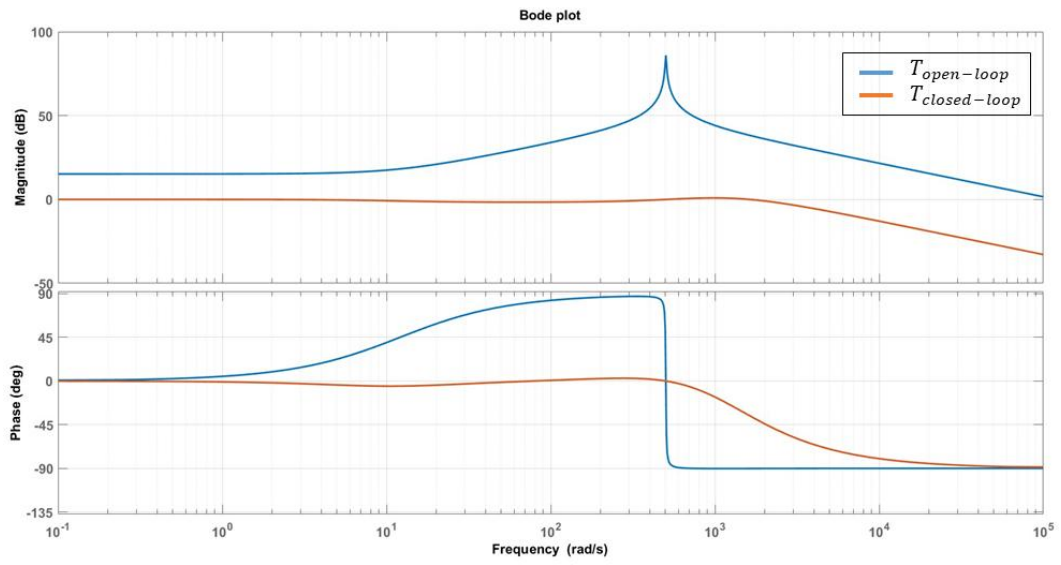
**Fig. 3.8** Bode plot without and with controller in charge mode  
(a) current controller, (b) voltage controller

서브 컨버터의 제어기도 이중루프 제어구조를 적용하기 때문에 제어기 설계 시 메인 컨버터의 설계 과정과 동일하다. 그러나 서브 컨버터는 전압 불평형이 발생하는 경우에만 동작하기 때문에 제어기의 설계 사양은 메인 컨버터와 다르게 설계해야 한다. 메인 컨버터가  $V_{pm}$  전압을 제어하는 동안 전압 불평형이 발생해도  $V_{pm}$  전압은 양극 전압과 음극 전압의 합이기 때문에 제어기가 정상적으로 동작한다. 따라서 서브 컨버터 제어기는 메인 컨버터 제어기 대역폭보다 크게 선정하였다. Table 3.2는 서브 컨버터의 제어기 설계 사양을 나타낸다. 앞에서 언급했듯이 전류 제어기의 대역폭은 스위칭 주파수의 1/10 이하인 5[krad/s], 위상 여유는 70[deg]로 선정하였다. 전압 제어기의 대역폭은 200[rad/s], 위상 여유는 80[deg]로 선정하였다.

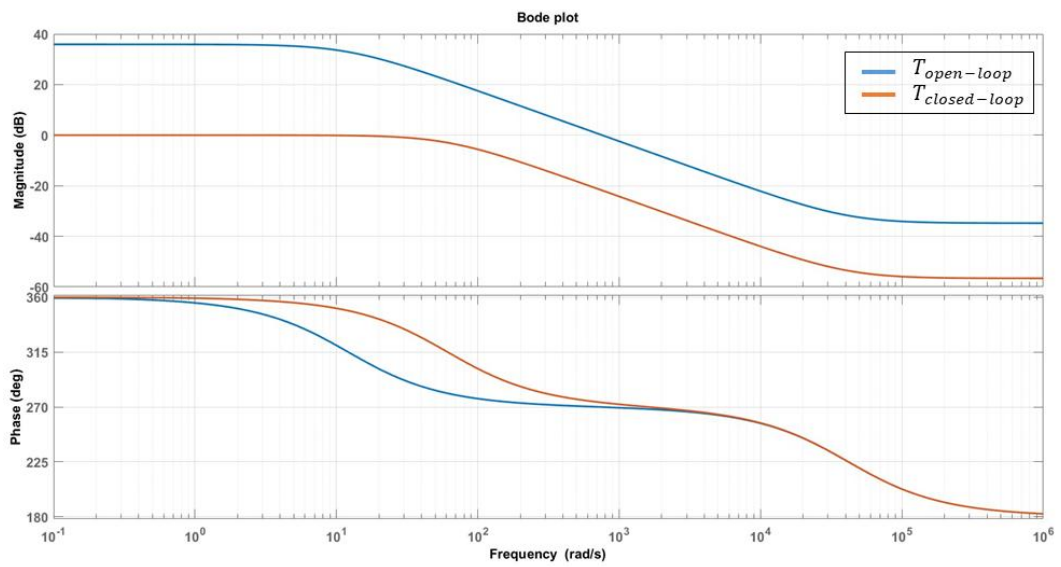
**Table 3.2** Sub converter controller specification

Controller	Bandwidth( $\omega_c$ )	Phase Margin(PM)
Current	5 [krad/s]	70 [deg]
Voltage	200 [rad/s]	80 [deg]

이와 같은 설계 사양을 기반으로 서브 컨버터 모드에 따른 전달함수의 보상 전과 후의 주파수 응답 특성은 Fig 3.9, 3.10과 같다. Fig 3.9는 서브 컨버터가 승압 모드로 동작할 때 주파수 응답을 나타낸다. 전류 제어기는 5[krad/s]에서 위상여유 84.2[deg]를 확보하며 전압 제어기는 200[rad/s]에서 위상여유 89.6[deg]를 가지기 때문에 Table 3.2에서 선정한 설계 사양을 만족한다. Fig 3.10은 서브 컨버터가 강압 모드로 동작할 때 주파수 응답을 나타내며 전류 제어기는 5[krad/s]에서 위상여유 81.1[deg], 전압 제어기는 200[rad/s]에서 86.9[deg]를 확보한다. 메인 컨버터와 서브 컨버터의 모드 별 제어기를 설계하였으나, 서브 컨버터는 입력 지령값이  $V_{pm}$  센싱한 값이 들어가기 때문에  $V_{nz}$  전압 제어 시 메인 컨버터에 영향을 끼칠 우려가 있다. 이러한 영향을 분석하기 위해 전체 시스템 제어 과정에 대한 안정도를 분석할 필요가 있다.

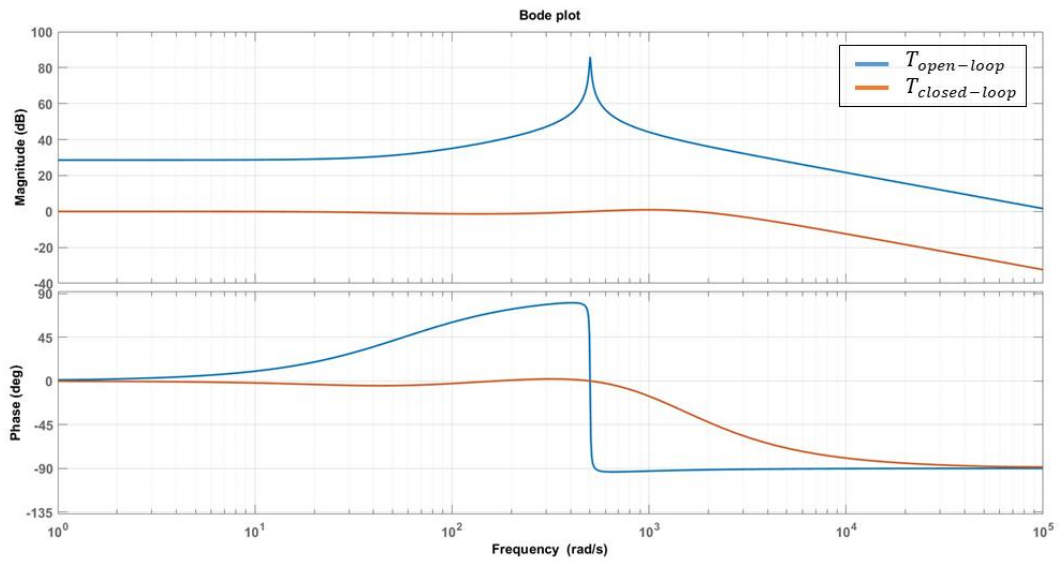


(a)

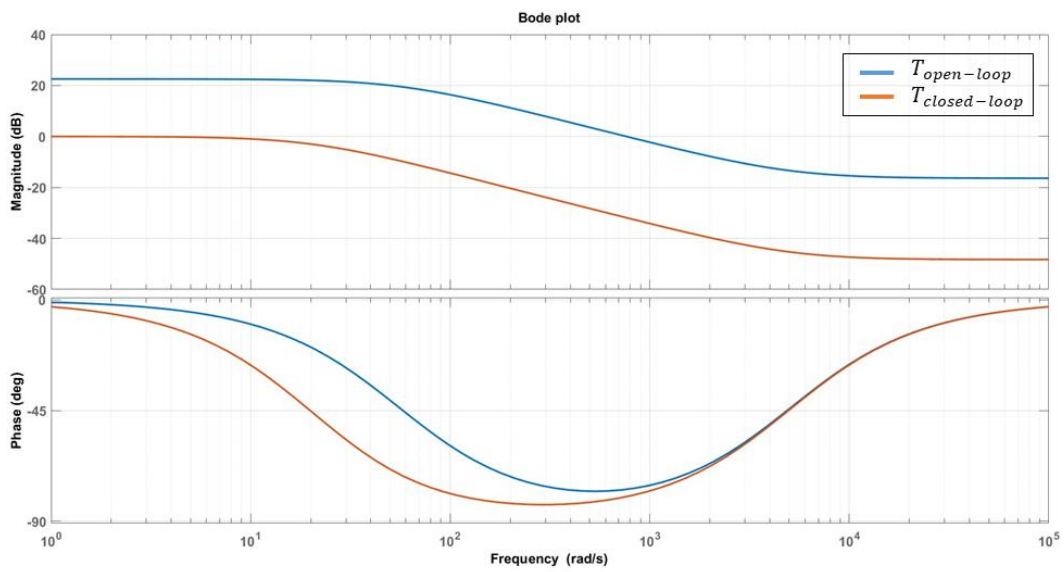


(b)

**Fig. 3.9** Bode plot without and with controller in boost mode  
 (a) current controller, (b) voltage controller



(a)



(b)

**Fig. 3.10** Bode plot of the without and with controller in buck mode  
 (a) current controller, (b) voltage controller

### 3.4 컨버터의 특성 분석

#### 3.4.1 안정도 분석

제안하는 컨버터의 제어 블록 다이어그램을 정리하면 Fig 3.11과 같이 나타낼 수 있다. 메인 컨버터가  $V_{pm}$  전압을 제어함과 동시에 서브 컨버터가  $V_{pn}$  전압을 입력 지령값으로 활용하여  $V_{nz}$  전압을 제어한다. Fig 3.11의 제어 블록 다이어그램을 간소화하면 Fig 3.12와 같이 나타낼 수 있다. 여기서  $T_{im}$ 는 메인 컨버터의 내부 제어기에 대한 루프이득,  $T_{is}$ 는 서브 컨버터의 내부 제어기에 대한 루프이득,  $T_{main}$ 은 메인 컨버터 전체 제어기의 루프이득,  $T_{sub}$ 는 서브 컨버터의 전체 제어기의 루프이득을 나타내며 식 (3.46)–(3.49)와 같다.

$$T_{im} = \frac{G_{im}(s)G_1(s)}{1 + G_{im}(s)G_1(s)} \quad (3.46)$$

$$T_{is} = \frac{G_{is}(s)G_3(s)}{1 + G_{is}(s)G_3(s)} \quad (3.47)$$

$$T_{main} = \frac{G_{vm}(s)G_2(s)T_{im}}{1 + G_{vm}(s)G_2(s)T_{im}} \quad (3.48)$$

$$T_{sub} = \frac{G_{vs}(s)G_4(s)T_{is}(s)}{1 + G_{vs}(s)G_4(s)T_{is}(s)} \quad (3.49)$$

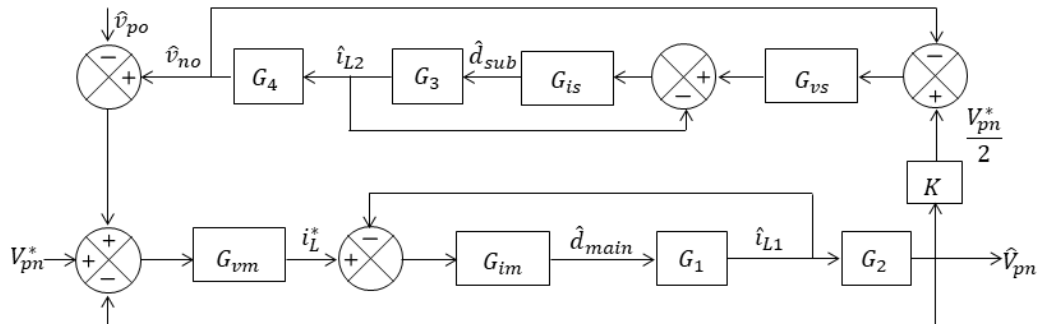


Fig. 3.11 Proposed converter system control block diagram

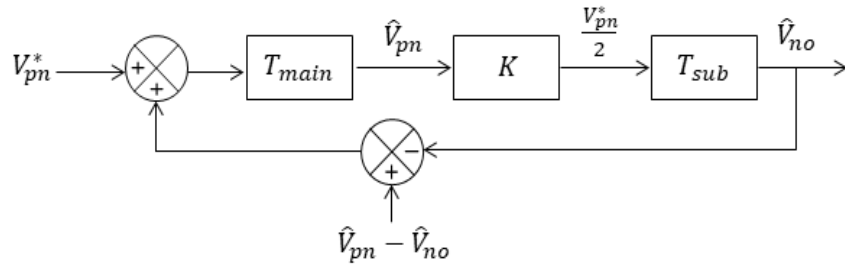
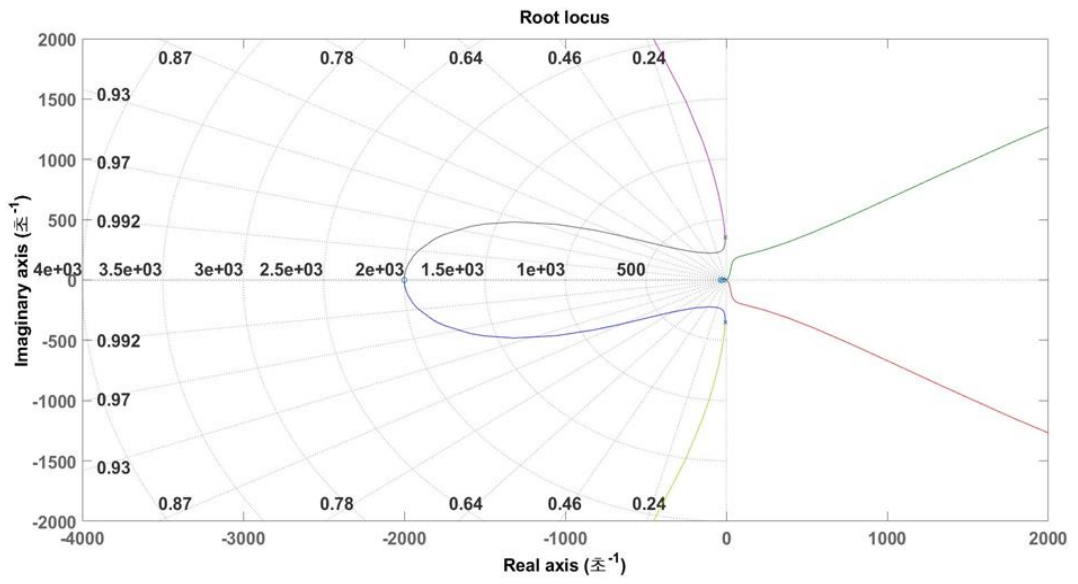


Fig. 3.12 Simplified system control block diagram

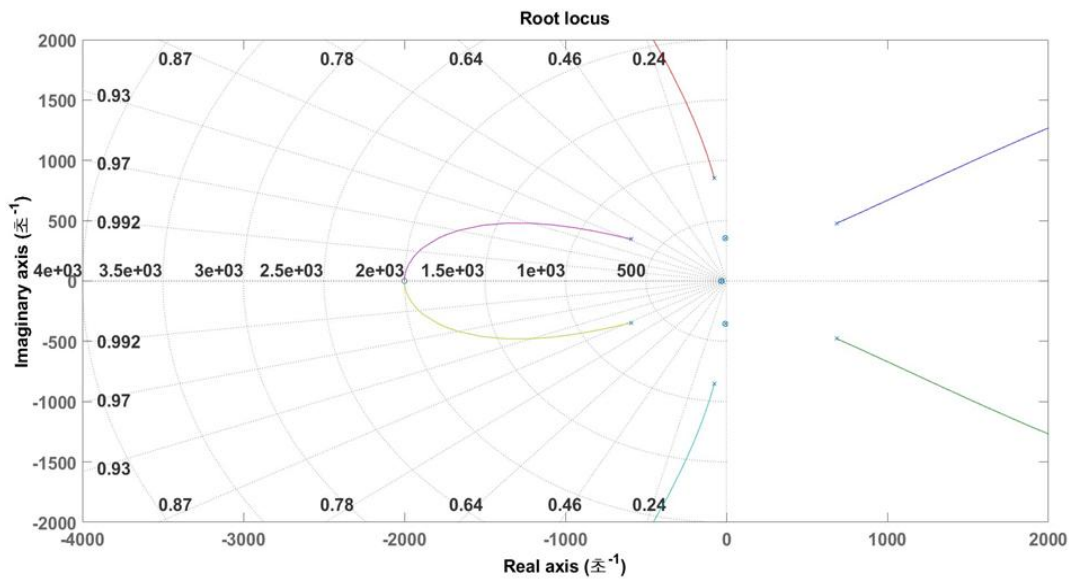
전체 시스템에 대한 안정도는 나이퀴스트 판별법을 적용하여 시스템의 안정도를 판별한다. 나이퀴스트 판별법은 식 (3.50)의 등식이 성립하는 경우 시스템이 안정하다고 판별할 수 있다. 여기서  $Z$ 는 시스템 폐루프 전달함수의 우반평면에 위치한 극점의 수,  $P$ 는 개루프 전달함수의 우반평면에 위치한 극점의 수,  $N$ 은  $-\infty < \omega < \infty$ 에서 주파수 영역에서의 개루프 전달함수의 궤적이  $(-1+0j)$ 를 시계방향으로 감아도는 수를 나타낸다[39, 40].

$$Z = P + N \quad (3.50)$$

Fig 3.13은 시스템 개루프 전달함수와 폐루프 전달함수의 근궤적을 나타내고, Fig 3.14는 나이퀴스트 선도를 나타낸다. 개루프 전달함수에서 우반평면에 위치한 극점의 개수는 0개이고, 폐루프 전달함수에서 우반평면에 위치한 극점의 개수는 2개이다. Fig 3.14의 나이퀴스트 선도를 분석하면  $(-1+0j)$ 를 시계방향으로 감아도는 횟수는 2회로 식 (3.50)의 등식을 성립하기 때문에 전체 시스템은 안정하다고 볼 수 있다.



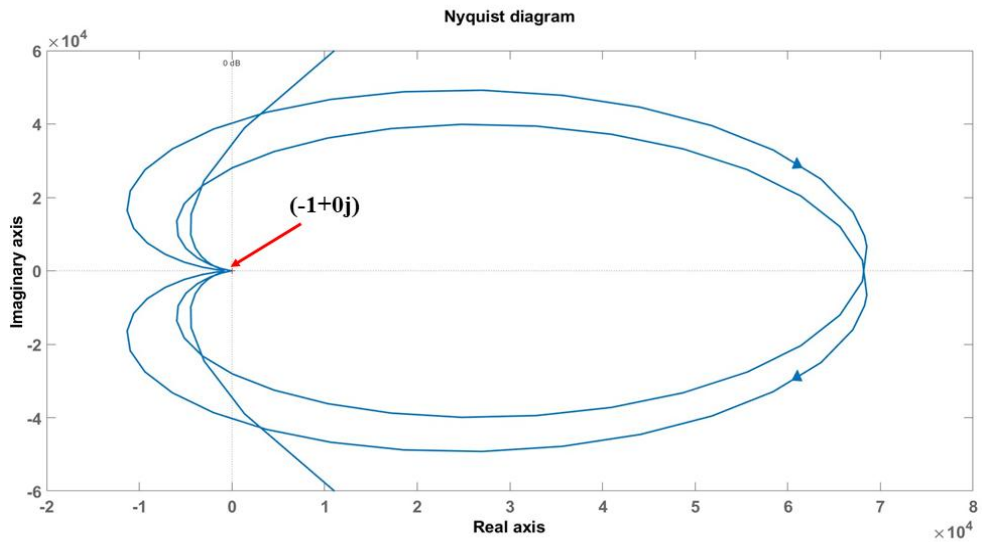
(a)



(b)

**Fig. 3.13** Root locus plot (a) open-loop, (b) closed-loop





**Fig. 3.14** Nyquist plot applying double loop controller

### 3.4.2 기존 대비 특성

선행 연구된 전압 밸런서들은 입력 전압단에 단방향 또는 양방향 컨버터를 연계하여 전압 불평형을 저감한다. 반면 제안한 컨버터는 별도의 전압 밸런서 회로를 가지지 않고도 전압 불평형을 해소할 수 있다. Table 3.3은 제안한 컨버터를 활용했을 때 Fig 2.6, 2.7에서 제시된 전압 밸런서 대비 감축되는 부품 소자를 나타낸다. 전압 밸런서의 입력단과 연계되는 컨버터는 사용 목적에 따라 다양한 회로로 구성되기 때문에 논외로 한다.

**Table 3.3** Number of reduced components depending on voltage balancer type

Type	Switches	Diodes	Inductors	Capacitors
Buck-boost	2	0	1	2
Improved buck-boost	3	0	2	2
Dual buck-boost	2	2	2	2
Cuk	2	0	2	3
Super-SEPIC	2	0	2	3
Super-Zeta	2	0	2	3
Interleaved	4	0	2	2
3-level buck-boost	4	2	1	2
3-level dual buck-boost	4	4	2	2

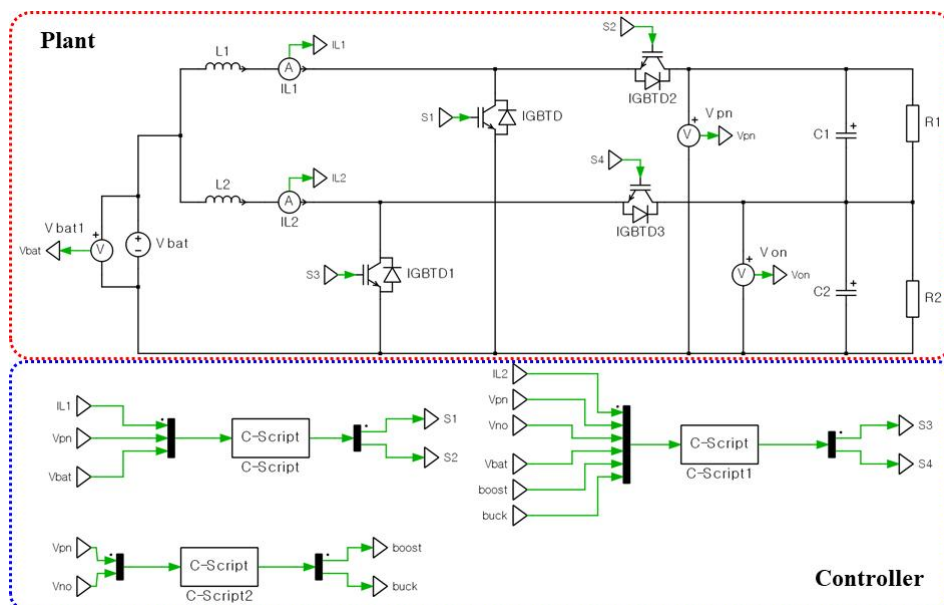
## IV. 시뮬레이션 모의해석 및 실험 결과

### 4.1 시뮬레이션 모의해석

본 논문에서 제안하는 컨버터의 동작을 검증하기 위해 PLECS 시뮬레이션 모의해석 프로그램을 통하여 진행하였다. 사용된 회로도에는 Fig 4.1과 같으며 모의해석 조건은 Table 4.1과 같다. 시뮬레이션 시나리오는 메인 컨버터가 동작할 때 양극단과 음극단에 부하를 투입하여 서브 컨버터의 동작을 확인한다.

**Table 4.1** Proposed converter system parameter

Parameter	Value
Input voltage	250 [V]
Output voltage	600 [V]
Inductor	2.5 [mH]
Capacitor	1100 [uF]
Resistor	150 [Ohm]
Rated power	5 [kW]
Switching frequency	10 [kHz]



**Fig. 4.1** Simulation model schematic of the proposed converter

Fig 4.2는 메인 컨버터가 방전 모드로 동작할 때 서브 컨버터의 동작 결과를 나타낸다. 메인 컨버터가 평형 부하 상태에서 동작할 때 서브 컨버터는 동작하지 않으므로 인덕터 전류  $I_{L2}$ 의 전류는 흐르지 않는다. 1초에 양극 부하가 투입되면 양극 전압이 약 270V까지 감소한다. 이때 서브 컨버터가 동작하여 인덕터 전류  $I_{L2}$ 가  $L_1$ 측으로 전류를 공급하여 전압 불평형을 완화한다. 4초에 음극 부하를 투입하면 음극 전압이 약 285V로 감소하는데, 스위치  $S_3$ 가 동작하여 인덕터 전류  $I_{L2}$ 가  $V_{nz}$  측으로 전력을 공급하여 전압 불평형을 해소한다. 이때, 인덕터 전류  $I_{L2}$ 가 과도 상태 때 급격히 증가하는데 이는 컨버터 구조상 스위치  $S_3$ 가 ON 되면서 바이패스 회로가 발생하여 인덕터 전류  $I_{L1}$ 이 순간적으로 인덕터  $L_2$ 로 흐르게 된다. 그러나 스위칭 동작을 통해 이후 안정적으로 제어가 되며 전압 불평형이 해소됨을 확인하였다.

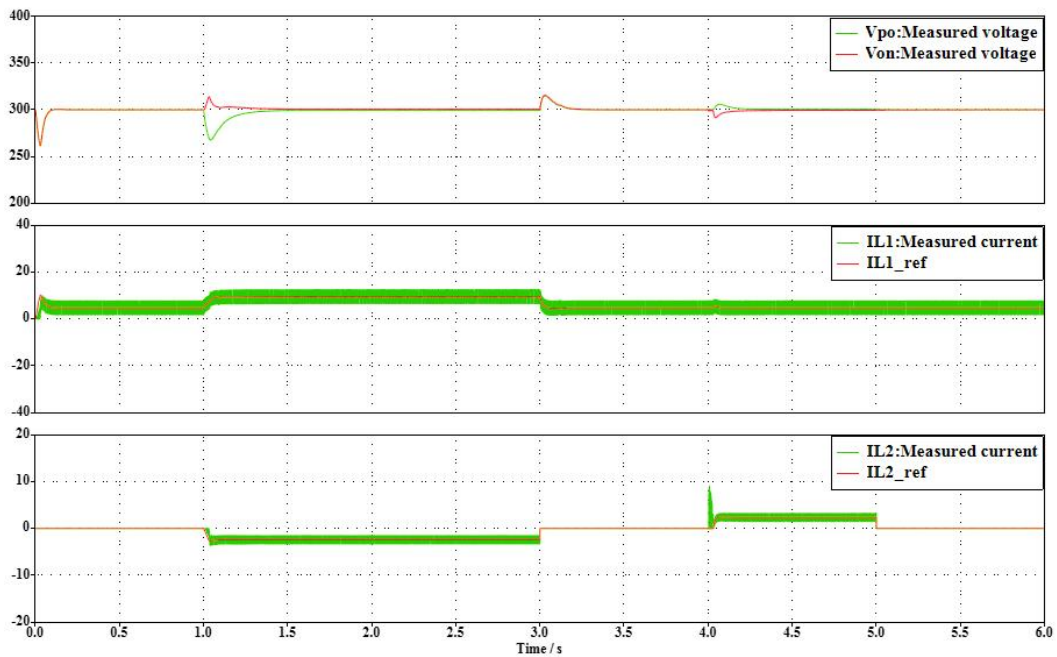


Fig. 4.2 Waveform of the simulation results (Discharging mode)

Fig 4.3은 메인 컨버터가 충전 모드로 동작할 때 부하 불평형에 따른 서브 컨버터의 동작 결과를 나타낸다. 메인 컨버터는 정전류 제어를 통해 충전 모드를 수행하며 1초에 음극 부하가 투입되어 전압 불평형이 발생한다. 서브 컨버터는 강압 모드로 동작하여 약 0.4초 내로 전압 불평형을 해소한다. 3초에 메인 컨버터의 전류 지령값을 증가할 때, 안정적으로 제어되며 이후 4초에 음극 부하가 투입된다.  $V_{nz}$  전압은 약 280V로 떨어지면 서브 컨버터가 동작하여 인덕터 전류  $I_{L2}$ 를 공급한다. Fig 4.2와 마찬가지로 4초에 인덕터 전류  $I_{L2}$ 가 순간적으로 증가하는 현상이 나타나지만 이후 스위치  $S_4$ 가 동작하여 안정적으로 전압 불평형을 해소함을 확인하였다.

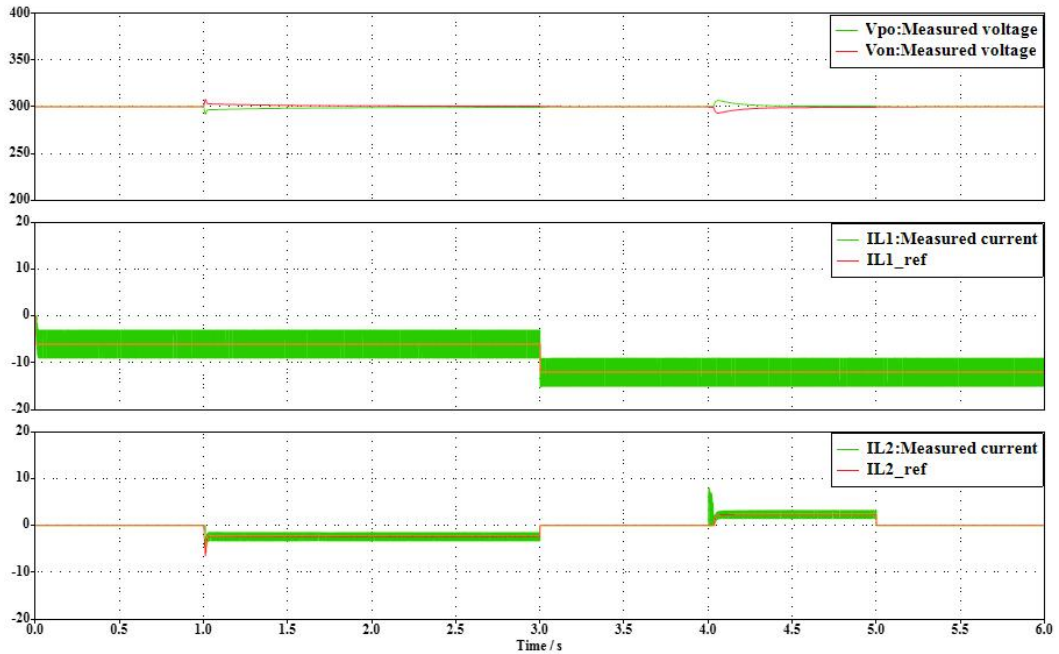


Fig. 4.3 Waveform of the simulation results (Charging mode)

## 4.2 실험 세트 구성 및 실험 결과

제안한 컨버터 모델링 및 제어기의 타당성을 입증하기 위하여 Fig 4.4와 같이 실험 세트를 설치하여 실험을 수행하였다. 입력단 전압과 출력단 전압은 Elektro-Automatik 社의 EA-PSB 10750-20 양방향 파워 서플라이를 사용하였으며 제어기는 Imperix 社의 B-BOX RCP 장비를 활용하였다. 또한 PWM 동작을 수행하는 스위치 부분은 Imperix에서 판매하고 있는 SiC 하프 브리지 모듈을 적용하였다. 측정 방법은 시뮬레이션과 동일하게 250V에서 600V로 할 때 부하 투입에 따른 서브 컨버터의 밸런싱 동작과 600V에서 250V로 정전류 제어를 수행할 때 서브 컨버터의 밸런싱하는 조건으로 진행하였다.

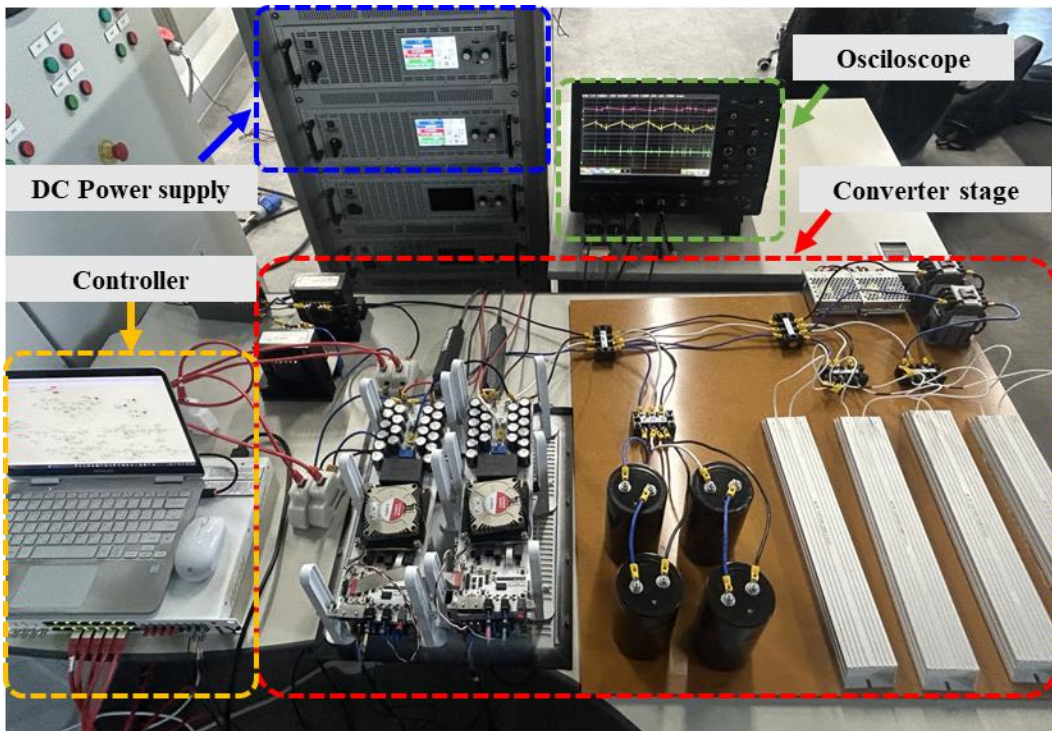
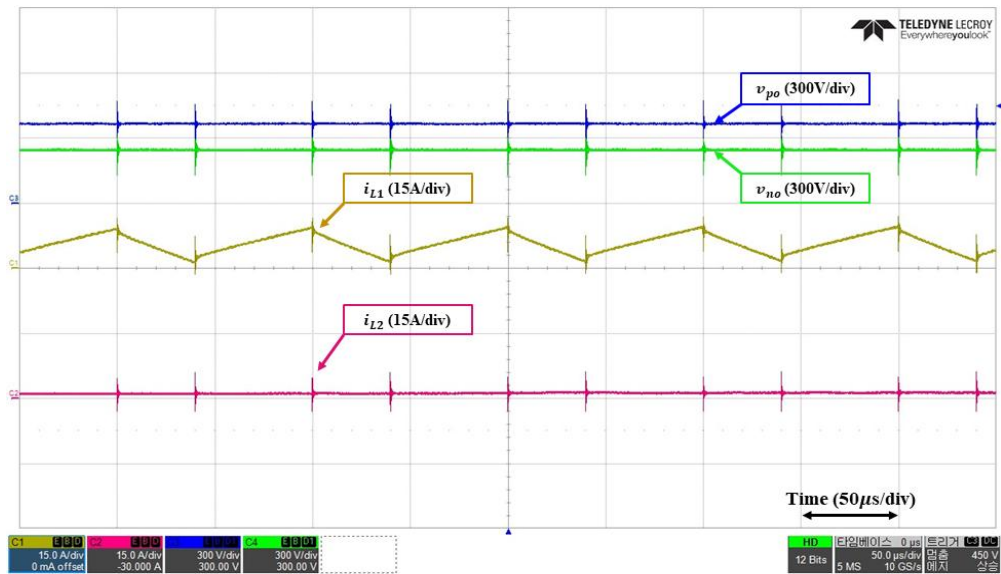
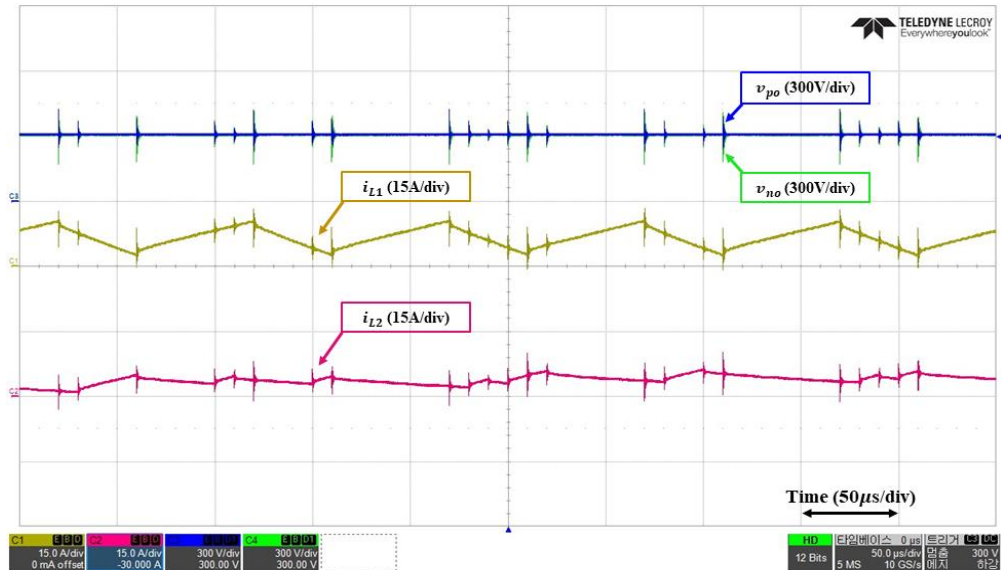


Fig. 4.4 Experimental setup of DC-DC converter prototype

Fig 4.5 (a)는 음극 부하 투입, (b)는 서브 컨버터 승압 모드일 때 실험 결과를 나타낸다. Fig 4.5 (a)에서 음극 부하 투입 시 상/하단 커패시터의 크기가 동일함에도 불구하고 전압 불평형이 발생한다. Fig 4.5 (b)에서 서브 컨버터가 동작함에 따라 인덕터 전류  $I_{L2}$ 가  $V_{nz}$  전압으로 전류를 공급하여 전압 불평형을 해소한다.



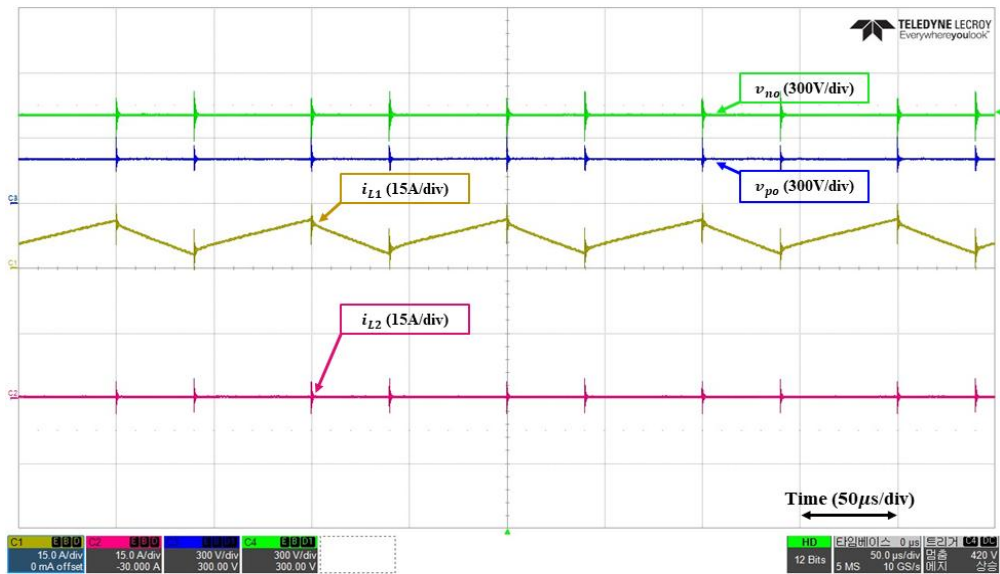
(a)



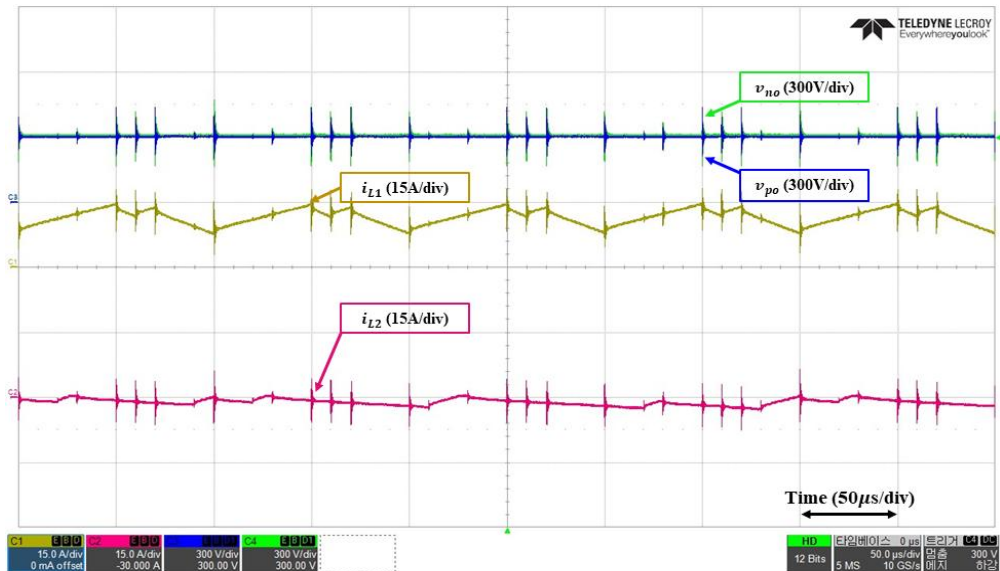
(b)

Fig. 4.5 Waveform of experiment results about discharging mode (a) negative load injection, (b) sub converter boost mode operation

Fig 4.6 (a)는 양극 부하 투입, (b)는 서브 컨버터 강압 모드 동작했을 때 실험 결과를 나타낸다. Fig 4.6 (a)에서 양극 부하 투입으로 인해  $V_{nz}$  전압이  $V_{pz}$  전압보다 커져 전압 불평형이 발생한다. Fig 4.6 (b)에서 서브 컨버터가 강압 모드로 동작하며 인덕터 전류  $I_{L2}$ 를 인덕터  $L_1$ 측으로 공급하여 전압 불평형을 해소한다.



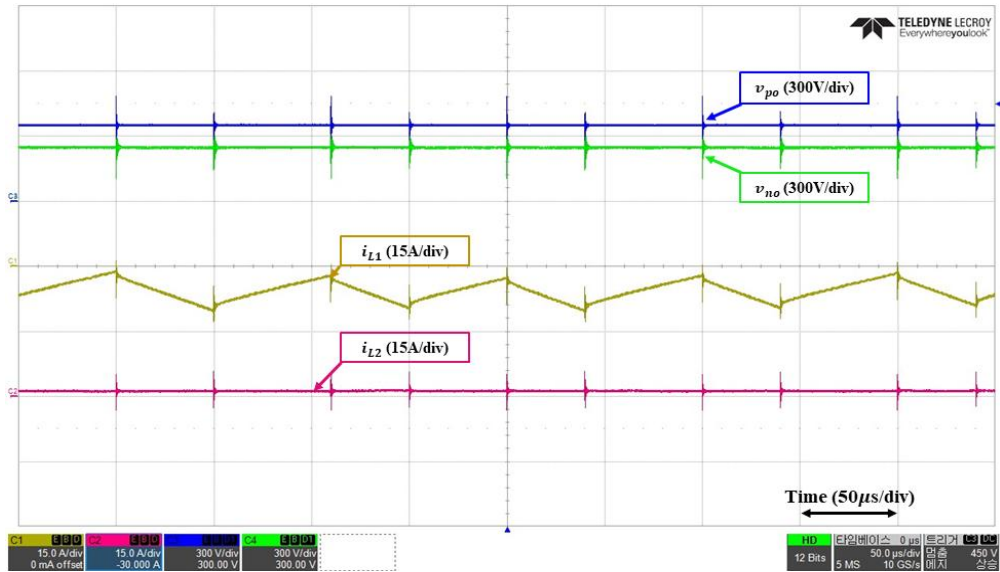
(a)



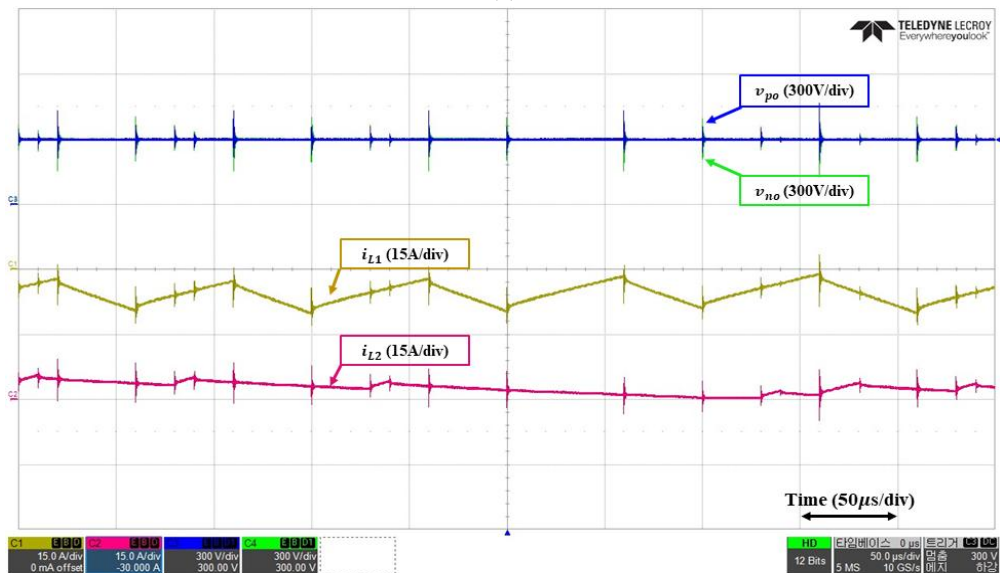
(b)

**Fig. 4.6** Waveform of experiment results about discharging mode (a) positive load injection, (b) sub converter buck mode operation

Fig 4.7 (a)는 메인 컨버터가 충전 모드로 동작할 때 음극 부하 투입 결과, Fig 4.7 (b)는 서브 컨버터 승압 모드에 대한 결과를 나타낸다. Fig 4.7 (b)에서 스위치  $S_3$ 가 동작하여 인덕터 전류  $I_{L2}$ 가  $V_{nz}$  전압으로 전류를 공급하여 전압 불평형을 해소한다.



(a)

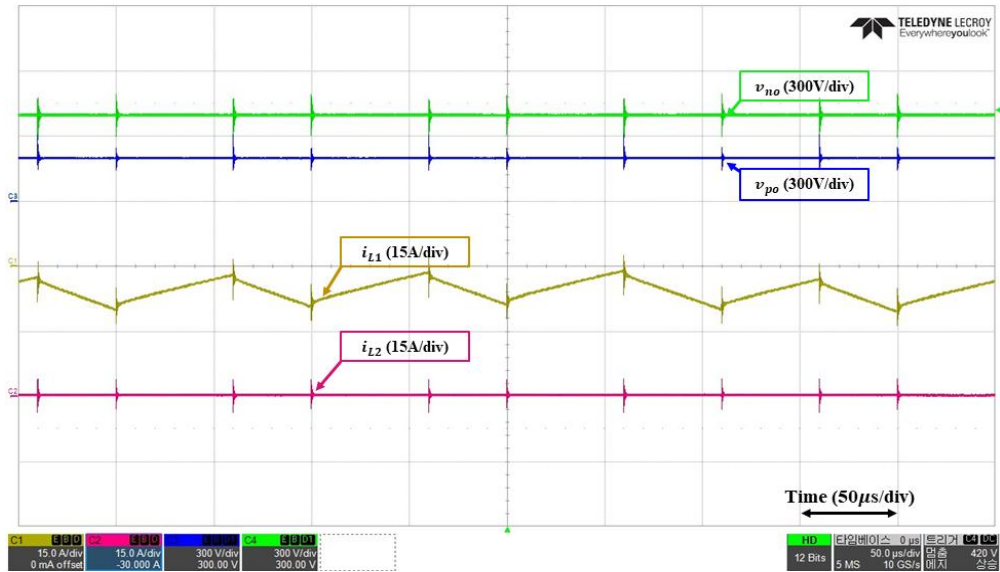


(b)

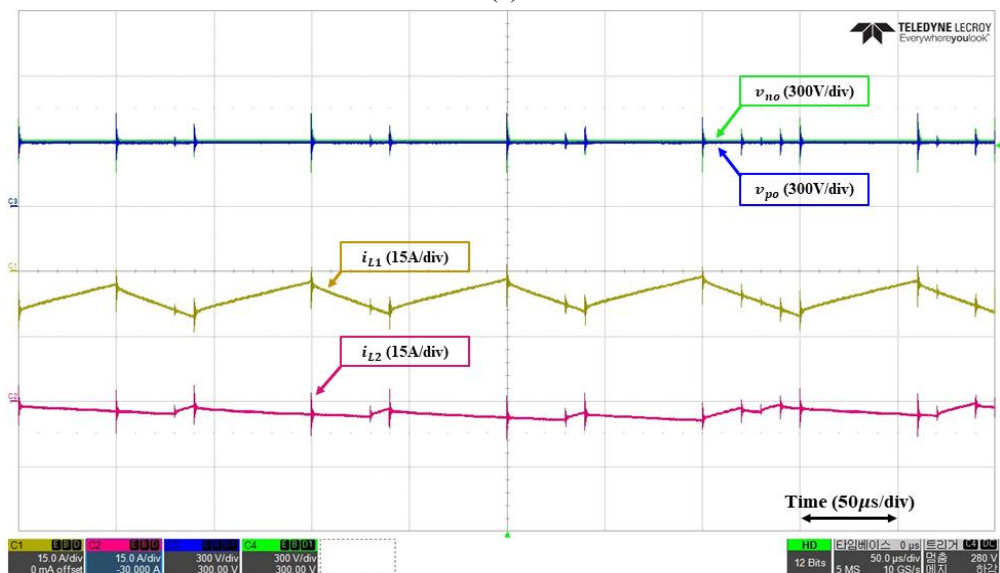
**Fig. 4.7** Waveform of experiment results about charging mode  
(a) negative load injection, (b) sub converter boost mode operation



Fig 4.8 (a)는 메인 컨버터가 충전 모드일 때 양극 부하 투입 결과, Fig 4.8 (b)는 서브 컨버터 강압 모드에 대한 결과를 나타낸다. Fig 4.8 (b)에서 스위칭 동작을 통해 인덕터 전류  $I_{L2}$ 가  $V_{bat}$  측으로 흐르게 되고, 전압 불균형이 해소됨을 확인하였다.



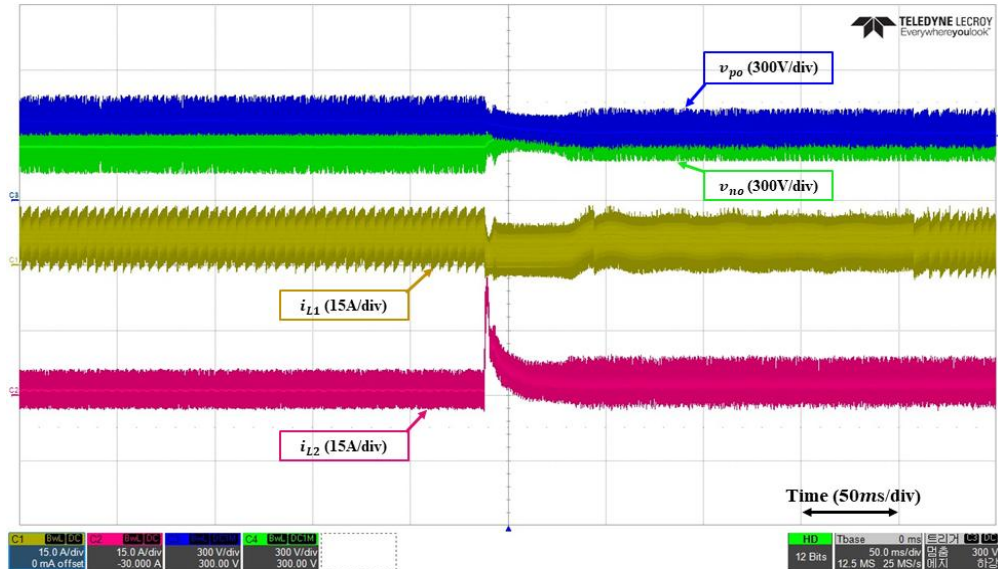
(a)



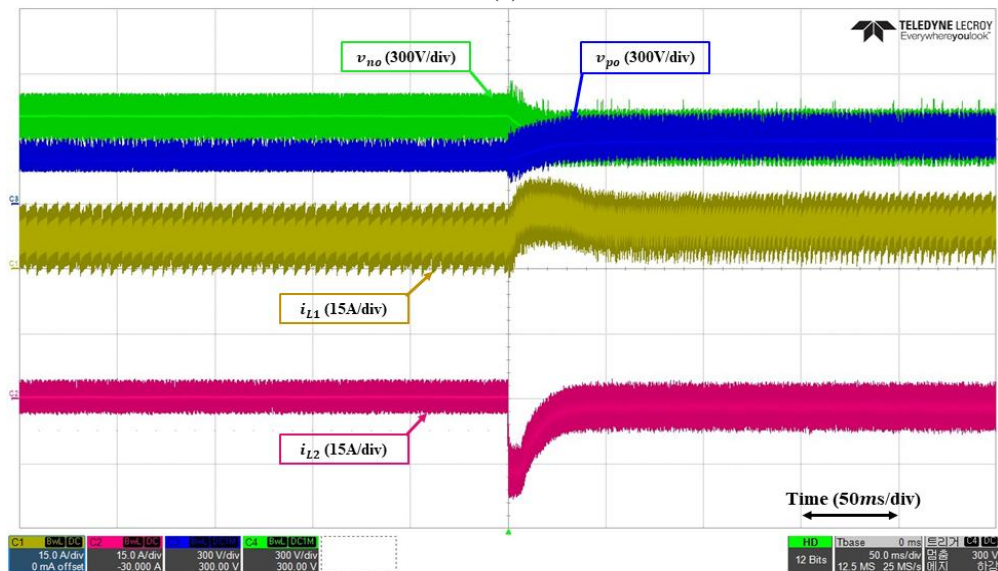
(b)

**Fig. 4.8** Waveform of experiment results about charging mode  
(a) negative load injection, (b) sub converter buck mode operation

Fig 4.9, 4.10은 전압 불평형 상태에서 서브 컨버터 동작에 따른 과도 상태 결과를 나타낸다. Fig 4.9 (a)에서 인덕터 전류  $I_{L2}$ 가 순간적으로 상승하는데 이는 Fig 4.2의 4초에 발생하는 결과와 유사하다. Fig 4.9 (b)에서도 인덕터 전류  $I_{L2}$ 가 변동되지만 이후 정상적으로 동작하여 전압 불평형을 해소한다.



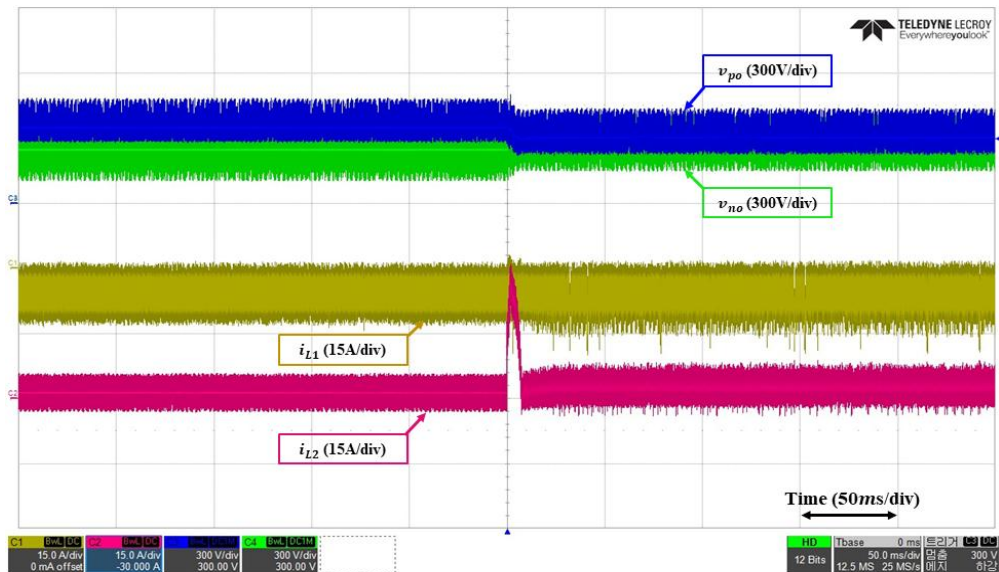
(a)



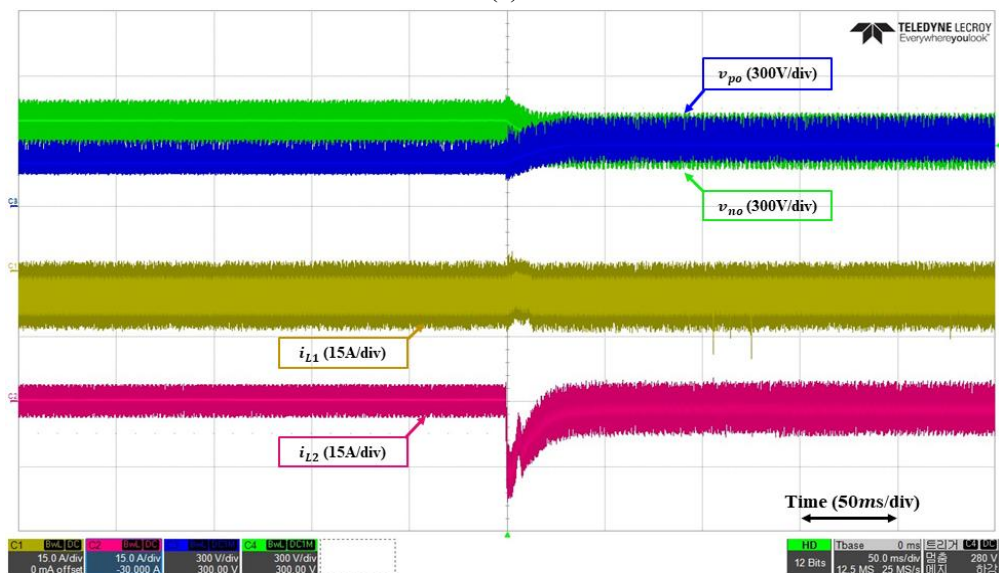
(b)

Fig. 4.9 Waveform of experiment results about discharging mode  
(a) boost mode operation (b) buck mode operation

Fig 4.10 (a)에서 서브 컨버터 동작 시 인덕터 전류  $I_{L2}$ 가 순간적으로 증가한다. 이는 Fig 4.3의 4초에 발생하는 과도 상태와 비슷하다. Fig 4.10 (b)에서 서브 컨버터가 밸런싱 동작하면 양극 전압과 음극 전압의 불평형을 해소함을 확인하였다.



(a)



(b)

**Fig. 4.10** Waveform of experiment results about charging mode  
(a) boost mode operation (b) buck mode operation

### 4.3 결과 고찰

본 논문에서 제안한 컨버터를 시뮬레이션 모의해석과 실험 세트를 제작하여 검증한 결과 전압 불평형 조건에서 양방향 전력전송과 전압 밸런싱을 동시에 수행할 수 있음을 확인하였다. 제안한 컨버터가 충전 또는 방전 모드로 동작할 때 서브 컨버터를 운전하지 않으면 부하 투입에 따라 전압 불평형이 발생하는 반면 서브 컨버터를 동작하면 이중루프 제어를 통해 전압 불평형이 해소됨을 확인할 수 있다. 그러나 음극 부하 투입으로 인해 서브 컨버터가 승압 모드로 동작할 때 인덕터 전류  $I_{L2}$ 의 순시적으로 증가하는 현상이 발생한다. 이는 컨버터 회로 구조상 스위치  $S_3$ 가 처음 켜지면서 순간적으로 바이폴라 전압단에 전류가 흐르지 않고 입력 전압단으로 단락 회로가 구성되어 나타나는 현상이다. 그러나 서브 컨버터의 제어기가 동작하여 스위치  $S_4$ 의 다이오드를 통해 전력을 음극 전압단으로 공급하며 전압 불평형을 해소함과 동시에 양방향 전력전송을 수행하였다. 따라서 제안하는 컨버터의 모델링을 기반으로 하여 설계된 이중루프 제어기가 유효함을 증명하였다.

## V. 결론

본 논문은 전압 밸런싱 기능을 갖는 바이폴라 타입 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안한 컨버터는 양극 전압과 음극 전압을 센싱하여 양방향 전력전송을 수행함과 동시에 전압 밸런싱 기능을 통해 전압 불평형을 해소하는 목적으로 설계되었다. 이는 양방향 컨버터와 전압 밸런서를 동시에 사용하는 효과를 보인다. 본 논문에서 전압 불평형 조건에 따른 동작 원리를 분석하고 상태 방정식을 유도하였으며, 이를 통해 이중루프 제어기를 설계하였다. 제안한 컨버터 제어기의 타당성을 입증하기 위해 부하 투입 조건에 따른 시뮬레이션 모의해석을 수행하고 실제 실험 세트를 제작하여 검증하였다.

부하 투입 시 DC 전력을 활용하기 때문에 저항 부하를 적용하였으며, 양극단과 음극단의 저항값 변동에 따른 전압 불평형에 대해 모의하였다. 양극 부하가 증가하는 경우 음극단 전압이 상승하게 되는데, 서브 컨버터가 강압 모드로 동작하여 음극단 전압을 바이폴라 전압의 1/2배가 되도록 제어한다. 음극 부하가 증가하는 경우 음극단 전압이 감소하여 서브 컨버터가 승압 모드로 동작한다. 과도 시 단락 회로가 구성되어 인덕터 전류의 순시값이 급증하는 구간이 발견되었으나 스위치 ON/OFF 동작에 따라 빠른 시간대로 정상적인 동작을 수행함을 확인하였다. 따라서 제안한 컨버터는 바이폴라 DC 마이크로그리드의 ESS용 컨버터에 적용할 수 있다.

향후 제안한 컨버터가 바이폴라 DC 마이크로그리드에 적용됐을 때 계통 상황에 따른 컨버터 운영 방법과 계통 사고 시 컨버터의 과도 응답 특성에 대한 추가 연구를 수행할 예정이며, 제안한 컨버터가 바이폴라 DC 마이크로그리드 내에서 전압 밸런싱만 수행할 때의 동특성과 제어 방법에 대해 분석할 것이다. 향후 연구를 수행함으로써 제안한 컨버터를 계통에 연계할 때 발생하는 문제를 미리 분석할 수 있으며, 전압 밸런싱만 독립적으로 운영할 때 제안한 컨버터 이외의 전력변환장치에 미치는 영향을 파악할 수 있을 것으로 기대된다.

## 참 고 문 헌

- [1] J. Lee, H. Kim, B. Han, Y. Jeong, H. Yang and H. Cha, "DC Micro-Grid Operational Analysis with a Detailed Simulation Model for Distributed Generation," *Journal of Power Electron*, Vol. 11, No. 3, May 2011.
- [2] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna and M. Castilla, "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 158-172, Jan. 2011.
- [3] H.J.Su, G.W.Chang, S.Ranade, H.J.Lu, "Modeling and simulation of an ac microgrid for harmonics study", *IEEE ICHQP 2012*, pp. 668-672, 2012.
- [4] Jae-Sang Hwang, U.A. Khan, Woo-Ju Shin, Jae-Kyu Seong, "Validity Analysis on the Positioning of Superconducting Fault Current Limiter in Neighboring AC and DC Microgrid", *IEEE Trans. on Applied Superconductivity*, Vol. 23, No. 3, 2013
- [5] F.Katiraei, R.Iravani, P.Lehn, "Micro-grid autonomous operation during and subsequent to islanding process" *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 20, No. 1, Jan 2005.
- [6] P.Salonen, P.Nuutinen, P.Peltoniemi, J.Partanen, "LVDC distribution system protection — Solutions, implementation and measurements", 2009 *IEEE EPE*, pp. 1-10, 2009.
- [7] Weixing Lu, B.T. Ooi, "Multiterminal LVDC system for optimal acquisition of power in wind-farm using induction generators", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 17, No. 4, pp. 558-563, 2002.
- [8] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise and R. Uchida, "DC Voltage Control of the DC Micro-grid for Super High Quality Distribution," 2007 *Power Conversion Conference - Nagoya*, Nagoya, Japan, 2007, pp. 518-525.
- [9] P. Mounica, and S. Srinivasa Rao. Bipolar bidirectional DC-DC converter for

- bi-polar DC micro-grids with energy storage systems. *International Journal of Electronics*, vol. 108, no. 4, pp. 1–17, 2021.
- [10] Gi-Hyeon Gwon, "Study on the Effect of PV on Voltage Unbalance in Low-Voltage DC Distribution System," *Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers*, vol. 35, no. 1, pp. 16-22, 2021, doi: 10.5207/JIEIE.2021.35.1.016
- [11] X. Zhang and C. Gong, "Dual-Buck Half-Bridge Voltage Balancer," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 3157-3164, Aug. 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2202363.
- [12] D.J. Hammerstrom, "AC Versus DC Distribution Systems. Did We Get it Right?", *Proceedings in Power Engineering Society General Meeting*, IEEE 1-5, 2007
- [13] P. Nuutinen et al., "Research Site for Low-Voltage Direct Current Distribution in a Utility Network—Structure, Functions, and Operation," in *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2574-2582, Sept. 2014.
- [14] Changhee Han, Gilsoo Jang, Hansang Lee, "MVDC(Medium-voltage Direct Current) 기술동향" *전기의 세계*, Vol. 68, No. 1, pp 17-21, Jan. 2019.
- [15] F. S. Al-Ismail, "DC Microgrid Planning, Operation, and Control: A Comprehensive Review," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 36154-36172, March 2021.
- [16] P. Silva and C. M. D. S. Medeiros, "A Promising Future To DC Power System: A Review," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 15, no. 9, pp. 1639-1642, September 2017.
- [17] K. Bharath, M. Krishnan, P. Kanakasabapathy, —A Review on DC Microgrid Control Techniques, Applications and Trends, *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 9, no. 3, pp. 1328-1338, September 2019.
- [18] E. Irmak, N. Güler, E. Kabalcı and A. Calpbinici, "A Modified Droop Control Method for PV Systems in Island Mode DC Microgrid," 8<sup>th</sup> *International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, pp. 1008-1013, November 2019.

- [19] V. F. Pires, A. Cordeiro, D. Foito, J. F. Silva, —Control transition mode from voltage control to MPPT for PV generators in isolated DC microgrids, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 137, pp. 1-15, May 2022
- [20] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, "Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 3066-3075, December 2010.
- [21] S. Rivera, R. Lizana F., S. Kouro, T. Dragičević and B. Wu, "Bipolar DC Power Conversion: State-of-the-Art and Emerging Technologies," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 1192-1204, April 2021.
- [22] V. F. Pires, D. Foito, A. Cordeiro, A. J. Pires, —A Bidirectional DC-DC Converter to Interlink Unipolar and Bipolar DC Microgrids, 9<sup>th</sup> International Conference On Smart Grid (icSmartGrid), pp 1-6, June– July 2021.
- [23] V. F. Pires, A. Cordeiro, C. Roncero-Clemente, S. Rivera and T. Dragičević, "DC–DC Converters for Bipolar Microgrid Voltage Balancing: A Comprehensive Review of Architectures and Topologies," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 981-998, Feb. 2023.
- [24] S. Rivera, R. Lizana F., S. Kouro, T. Dragičević and B. Wu, "Bipolar DC Power Conversion: State-of-the-Art and Emerging Technologies," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 1192-1204, April 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.2980994.
- [25] J. Lago, J. Moia and M. L. Heldwein, "Evaluation of power converters to implement bipolar DC active distribution networks — DC-DC converters," 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, USA, 2011, pp. 985-990, doi: 10.1109/ECCE.2011.6063879.
- [26] L. Herrera, M. Lee, M. Prasad, and B.-H. Tsao, "Comparison and control of voltage balancers for bipolar DC aircraft power systems," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, Sep. 2018, pp. 6710–6714.



- [27] J. Lago, J. Moia, and M. L. Heldwein, "Evaluation of power converters to implement bipolar DC active distribution networks—DC–DC converters," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., Phoenix, AZ, USA, Nov. 2011, pp. 985–990.
- [28] X. Zhang and C. Gong, "Dual-buck half-bridge voltage balancer," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 8, pp. 3157–3164, Aug. 2013.
- [29] F. Wang, Z. Lei, X. Xu, and X. Shu, "Topology deduction and analysis of voltage balancers for DC microgrid," IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 5, no. 2, pp. 672–680, Jun. 2017.
- [30] J.-M. Park, T.-H. Park, B.-J. Kim, K.-M. Choo, and C.-Y. Won, "The interleaved buck/boost type voltage balancer with coupled-inductor in bi-polar DC microgrid," in Proc. IEEE Transp. Electrific. Conf. Expo, Asia–Pacific (ITEC Asia–Pacific), Seogwipo-Si, South Korea, May 2019, pp. 1–5.
- [31] L. Herrera, D. DiMaria, C. Miller, and B.-H. Tsao, "Controller design of parallel buck voltage balancers for bipolar DC microgrids," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE), Baltimore, MD, USA, Sep. 2019, pp. 1006–1011.
- [32] X. Zhang, C. Gong, and Z. Yao, "Three-level DC converter for balancing DC 800-V voltage," IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 7, pp. 3499–3507, Jul. 2015.
- [33] J. -Y. Lee, H. -S. Kim and J. -H. Jung, "Enhanced Dual-Active-Bridge DC–DC Converter for Balancing Bipolar Voltage Level of DC Distribution System," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 12, pp. 10399-10409, Dec. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2959503.
- [34] B. Li et al., "DC/DC Converter for Bipolar LVdc System With Integrated Voltage Balance Capability," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 5, pp. 5415-5424, May 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3032417.
- [35] K. Kim and H. Cha, "Dual-Active-Half-Bridge Converter With Output Voltage Balancing Scheme for Bipolar DC Distribution System," in IEEE Transactions

- on *Industrial Electronics*, vol. 69, no. 7, pp. 6850-6858, July 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3099233.
- [36] Weixiang Shen, Thanh Tu Vo and A. Kapoor, "Charging algorithms of lithium-ion batteries: An overview," 2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Singapore, 2012, pp. 1567-1572.
- [37] Jung Seung-Hwan et al., "Modeling of Buck Converter in the Photovoltaic Power Conditioning System," in *JOURNAL OF THE KOREAN SOLAR ENERGY SOCIETY*, 2010, pp. 305-310.
- [38] Yeongmin Jo, Jua Lee, Yongrae Kim, Soobin Kim, Seungho Song, and Juyeop Choi, "Modeling of Boost Converter and Performance Comparison of Single-loop & Dual-loop Controller," in *JOURNAL OF THE KOREAN SOLAR ENERGY SOCIETY*, 2021, pp. 79-79.
- [39] Y. Deng, J. Liu, W. Tang, X. Wei, X. Han and C. Feng, "Stability analysis of bi-directional DC-DC converter based on battery energy storage," 2021 International Conference on Intelligent Computing, Automation and Systems (ICICAS), Chongqing, China, 2021, pp. 84-89.
- [40] H. Liu, S. Cui, H. Zhang, Y. Hu, Y. Xue and C. Liu, "The Hybrid Bidirectional DC/DC Converter: Mutual Control and Stability Analysis," in *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 9, no. 2, pp. 769-778, March 2023.
- [41] Joon Han et al., "Modeling of Bi-directional DC/DC Converter for Connecting DC Distribution System using EMTP," *The transactions of The Korean Institute of Electrical Engineers*, vol. 63, no. 5, pp. 615-621, 2014.

## 감사의 글

복학하고 학부 연구생으로 처음 연구실 생활을 시작했던 저에겐 석사과정이 2년보다 길게 느껴집니다. 뚜렷한 목표의식이 없었던 저에게 연구실 생활은 많은 가르침을 주었습니다. 어느덧 이 순간도 끝을 향하고 있고 졸업이라는 열매를 맺게 되었습니다. 혼자라면 힘들었을 이 과정에서 저를 응원해주고 도와주신 분들에게 감사의 마음을 전합니다.

먼저 전력전자라는 학문만이 아닌 전기공학 및 연구가치에 대해 일깨워주신 김일환 총장님께 감사드립니다. 학부 연구생 시절부터 학문적 지식뿐만 아니라 많은 배경지식 등을 열정적으로 가르쳐주셔서 감사합니다.

예기치 못한 변화 속에서도 저를 제자로 받아주신 최영준 교수님께도 진심으로 감사드립니다. 저를 포함한 학생들을 위해 불철주야 고생하시고 항상 배려해주셔서 너무 감사합니다. 때로는 교수가 아닌 학위과정을 마친 선배로서 진로에 대한 조언과 격려, 졸업한 이후에도 도움이 필요하면 언제든지 말하라던 그 마음은 앞으로도 잊지 않고 명심하겠습니다. 고맙습니다.

학위 논문이 완성될 수 있도록 심사해주시고 부족했던 부분을 보완할 수 있도록 많은 의견을 내주신 이개명, 진영규 교수님에게도 감사드립니다. 또한 학부 시절부터 석사과정을 마무리하기까지 많은 가르침을 주셨던 김호찬, 김세호, 김호민, 송시홍 교수님에게도 감사드립니다.

항상 책임은 본인이 질 테니 저에게 자신감을 북돋아 주고 많은 것을 알려주신 진홍이 형, 이론적인 공부만이 아닌 현장을 같이 다니고 연구실에서 실험 세트 제작하면서 많은 경험을 겪게 해준 명석이 형, 늘 동생들을 생각해주시고 회사에서 겪은 많은 경험과 지식을 바탕으로 차분하게 알려주셨던 승현이 형, 형들 덕분에 연구실에서 보낸 모든 시간이 저에겐 피와 살이 되었습니다. 연구실과 학생들을 위해 배려해주시고 힘써주신 형들에게 다시 한번 감사하다는 말씀을 드립니다. 그리고 항상 연구실에서 서로를 챙겨주려 했던 아선 누나, 누나 덕분에 혼자서 힘들어하지 않고 잘 버틴 것 같아요. 너무 고맙습니다.

복학하고 아무런 생각이 없던 저에게 먼저 연락해서 연구실을 소개해주신 민혁이 형, 많은 이야기를 해주시고 공부하다가 모르는 부분을 물어볼 때마다 같이 찾아주고 알려주셨던 상현이 형, 매번 장난치고 저를 놀렸지만 공부 이외에 업무적으로도 잘 알려줬던 기훈이 형, 처음 연구실 들어왔을 때 쉽게 적응할 수 있도록 항상 옆에서 차근차근 알려주셨던 현이 형, 너무 감사합니다. 졸업한 이후에도 저의 학업을 생각해주시고 고민도 들어주고 많은 조언을 해주셔서 감사합니다.

대학원 생활을 같이 시작한 지훈이 항상 서로를 배려하고 도와줄 수 있는 일은 먼저 나서서 도와줘서 고마워, 앞으로도 계속 서로 도움이 되는 사이로 남았으면 좋겠습니다. 항상 늦게까지 공부하고 많은 도움을 준 형석이 형, 형 덕분에 공부하면서 놓치는 부분들을 다시 공부할 수 있었고 많이 배웠습니다. 늦게 연구실에 들어왔지만 누구보다 열심히 하는 유섭이, 같이 일하고 공부하면서 힘들었을 때도 많았지만 서로 의견을 조율하면서 많이 배우고 의지할 수 있었던 거 같아 지금처럼 계속하면 잘할 거라 믿어. 타지 생활하느라 힘들었을 Nguyen, Thank you for always thinking about it more seriously than anyone else and solving it whenever i asked a questions.

갑작스럽게 연구실의 일원이 되기까지 우여곡절이 많았던 현준이, 현규, 주일이 너희들 덕분에 별 탈 없이 졸업하는 거 같다. 먼저 취업한 현준이 처음이라 힘들겠지만 잘해낼거라 믿고, 연구실에 남을 현규는 잘 견뎌서 박사학위까지 받기를 응원할게, 그리고 곧 졸업할 주일에도 열심히 노력한만큼 좋은 결과들이 있을 테니 걱정말고 잘 이겨내렴. 그리고 잘 챙겨주지 못했지만 이제야 들어온 정현이, 희정이, 현진이, 태석이도 교수님과 형들을 따라 열심히 공부하면 모두 좋은 결과를 내고 무사히 졸업할 수 있을거야. 도움이 필요하면 언제든지 연락하렴.

대학원 생활을 하면서 항상 응원해주었던 영창이, 승철이, 준호, 상현이, 너희들 덕분에 중간중간 힘들었던 순간마다 잘 버틸 수 있었던 거 같아. 힘들때나, 슬플때나, 기쁠때나 늘 서로를 생각해주는 너희들 덕분에 어느덧 졸업을 하게 되었고 사회에 발을 내딛게 되었네. 앞으로도 서로를 배려하고 응원하고 도움을 줄 수 있는 사이가 되자. 너무 고맙고 사랑한다.

마지막으로 우리 가족에게 감사를 전하고 싶습니다. 대학원 입학하는 순간에 믿고 힘을 실어준 아버지, 막내인 저를 항상 걱정하고 밥은 잘 챙기는지 잠은 잘 자는지 신경 써주신 어머니, 공부하느라 고생한다고 필요한 거는 없는지 항상 물어보는 형, 같은 전기공학과 선배로서 동생에게 조언해주는 누나, 그리고 저를 늘 아껴주고 사랑해주시는 할아버지, 할머니, 외할머니, 하늘에 계신 외할아버지. 모두 고맙고 사랑합니다.

석사과정을 마무리하는 시점에서 지난 시간을 돌아보니 고마운 사람들이 참 많은 것 같습니다. 저도 여러분을 본받아 베풀 수 있는 사람이 되도록 노력하겠습니다. 감사합니다.

2023년 12월

진창완 드림