



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



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

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

배터리 에너지 저장장치를 위한
부분전력처리형 DC-DC 컨버터의
설계 및 해석

**Design and Analysis of
Partial Power Processing Converters
for Battery Energy Storage Systems**

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
정 석 진

배터리 에너지 저장장치를 위한
부분전력처리형 DC-DC 컨버터의
설계 및 해석

**Design and Analysis of
Partial Power Processing Converters
for Battery Energy Storage Systems**

지도교수 최성진

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함

2025 년 12 월

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
정 석 진

정 석 진의
공학석사학위 논문을 인준함.

심사위원장	손영광	(인)
심사위원	최성진	(인)
심사위원	김상원	(인)

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
2025 년 12 월

국문 요약

배터리 에너지 저장장치를 위한 부분전력처리형 DC-DC 컨버터의 설계 및 해석

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
정 석 진

최근 2050 탄소 중립 달성을 위한 신재생 에너지의 확산과 전기 자동차(EV) 시장의 급격한 성장에 따라, 전력망의 안정성을 확보하기 위한 에너지 저장 시스템(Energy Storage System, ESS), 특히 배터리 에너지 저장 시스템(BESS)의 중요성이 대두되고 있다. 대용량 BESS 구축을 위해 다수의 배터리 팩을 병렬로 연결하는 방식이 널리 사용되고 있으나, 이는 배터리 모듈 간의 임피던스 및 충전 상태(State of Charge, SoC) 불균형으로 인한 순환 전류(Circulating Current) 문제를 야기한다. 이를 해결하기 위해 각 배터리 모듈에 개별 dc-dc 컨버터를 적용하여 전압을 제어하는 방식이 필수적이나, 기존의 전력처리(Full Power Processing, FPP) 방식은 시스템의 모든 전력을 컨버터가 변환해야 하므로 전력 변환 손실이 크고, 컨버터의 정격 용량이 커져 부피와 비용이 증가하는 한계를 갖는다.

이에 본 논문에서는 BESS 의 시스템 효율을 극대화하고 컨버터 용량을 저감하기 위해 부분전력처리(Partial Power Processing, PPP) 방식을 적용한 dc-dc 컨버터의 설계 방법을 제안한다. 제안하는 시스템은 배터리와 dc 버스 사이의 전압 차이만을 보상하도록 입출력 병렬-직렬(Input-Parallel Output-Series, IPOS) 구조로 결선되어, 컨버터가 처리하는 전력비율을 저감한다.

본 연구에서는 부분전력처리 구조에 최적화된 토폴로지인 하프 브리지-푸시풀(Half-Bridge Push-Pull, HB-PP) 컨버터를 선정하였다. 해당 토폴로지는 기존의 부분전력처리에 주로 사용되는 이중 능동브리지(Dual Active Bridge, DAB) 방식 대비 스위치 수를 저감하면서도, 고전류가 흐르는 2 차측(dc 버스 측)의 도통 손실을 효과적으로 줄일 수 있는 구조적 장점을 갖는다. 또한, 변압기 누설 인덕턴스에 의한 전압 서지 문제를 해결하고 스위칭 손실을 저감하기 위해 2 차측에 능동 클램프(Active Clamp) 회로를 적용하여 신뢰성을 확보하였다.

제안하는 시스템의 타당성을 검증하기 위해 14kW 급 BESS 사양을 기반으로 시작품을 제작하여 실험을 수행하였다. 실험 결과, 컨버터는 배터리의 충·방전 모드에서 안정적인 양방향 전력 제어 성능을 보였다. 특히, 부분전력처리 동작을 통해 컨버터 자체의 효율은 약 89.8% 수준임에도 불구하고, 전체 시스템 효율은 최대 99.55%를 달성하였다. 이는 기존 FPP 방식 대비 월등히 높은 효율이며, 제안된 설계 방식이 차세대 고효율·고밀도 BESS 구축을 위한 실효적인 솔루션임을 입증한다.

목차

그림목차	viii
표 목차	x
1 서론	1
1.1 연구배경 및 필요성	1
1.2 연구의 목표 및 구성	8
2 부분전력처리의 필요성	10
2.1 기존 전력처리 방식의 특징 및 문제점	10
2.2 제안하는 부분전력처리 방식의 특징	13
2.3 부분전력처리와 BESS의 결합	17
2.4 부분전력처리 시스템 결선 방식	20
2.5 부분전력처리 연구 사례	27
3 부분전력처리용 dc-dc 컨버터 토폴로지 선정 및 설계	30
3.1 토폴로지의 요구 조건 분석	30
3.1.1 절연형 토폴로지의 필요성	31
3.1.2 높은 전압 변환비의 필요성	31
3.2 부분전력처리용 토폴로지 선정	33
3.2.1 동작 모드 분석	35
3.2.2 제안하는 설계 절차	41
4 제안하는 방법의 검증	50
4.1 시뮬레이션	50
4.2 하드웨어 검증	54
5 결론 및 향후과제	67

그림목차

그림 1.1	대한민국 신재생에너지 발전량 (2024년): (a) 태양광 발전, (b) 풍력 발전. . .	2
그림 1.2	BESS 구조	4
그림 1.3	병렬 BESS 아키텍처: (a) 시스템 구성, (b) 전압 불평형 시 BESS간 전류 흐름.	6
그림 1.4	Dc-dc 컨버터가 결합된 병렬 BESS 구성.	7
그림 2.1	두 가지 형태의 전력처리방식: (a) 전전력처리, (b) 부분전력처리.	11
그림 2.2	전력처리비율 K_p 의 변화에 의한 시스템 효율 곡선	15
그림 2.3	배터리 랙과 연결된 dc-dc 컨버터 결선 방식: (a) 전전력처리, (b) 부분전력 처리	18
그림 2.4	배터리 전압비 α 와 최대 전력처리비율 $K_{p,max}$ 의 관계 분석	21
그림 2.5	배터리 시스템 결선 예시: (a) BPDS, (b) DPBS.	22
그림 2.6	배터리 방전시 시스템 전력 흐름: (a) BPDS (b) DPBS.	24
그림 2.7	시스템 전압 이득의 변화에 대한 컨버터 전압 이득 변화: (a) BPDS (b) DPBS.	26
그림 2.8	시스템 충방전 동작 시 전력 흐름:(a) 충전 동작, (b) 방전 동작.	26
그림 3.1	BPDS 구조에서 발생 가능한 배터리 단락 경로	32
그림 3.2	제안하는 토폴로지 및 응용: (a) 풀 브리지 듀얼 액티브 브리지(FBDAB), (b) 하프 브리지 듀얼 액티브 브리지(HBDAB), (c) 하프 브리지 푸시-풀 (HB-PP).	36
그림 3.3	동작 모드 분석: (a) 등가 회로, (b) 구간 1 ($t_0 \sim t_1$), (c) 구간 2 ($t_1 \sim t_2$), (d) 구간 3 ($t_2 \sim t_3$), (e) 구간 4 ($t_3 \sim t_4$), (f) 구간 5 ($t_4 \sim t_5$), (g) 구간 6 ($t_5 \sim t_6$).	38
그림 3.4	강압 모드에서의 HB-PP 토폴로지 스위칭 전압 및 전류 파형.	39
그림 3.5	N 에 대한 배터리 전압비의 변화.	44
그림 3.6	제안하는 회로 설계 흐름도.	49

그림 4.1	제안하는 토폴로지의 시뮬레이션 파형: (a) 배터리 충전 모드, (b) 배터리 방전 모드.	52
그림 4.2	충전모드 동작 중 전류 지령치 변화 시 컨버터 동작 파형: (위) C_3 전압, (아래) i_{bus} 지령치 및 i_{bus}	53
그림 4.3	방전모드 동작 중 전류 지령치 변화 시 컨버터 동작 파형: (위) C_3 전압, (아래) i_{bus} 지령치 및 i_{bus}	55
그림 4.4	하드웨어 구성: (a) 양방향 전원 장치, (b) 컨버터 하드웨어 셋업 전체 모습.	56
그림 4.5	컨버터 동작 파형: (a,b) 배터리 방전 모드, (c,d) 배터리 충전 모드.	57
그림 4.6	방전모드에서 컨버터 및 시스템의 효율 측정 결과: (a) 컨버터 효율, (b) 시스템 효율.	59
그림 4.7	충전모드에서 컨버터 및 시스템의 효율 측정 결과: (a) 컨버터 효율, (b) 시스템 효율.	60
그림 4.8	이론적 시스템 효율과 측정된 시스템 효율 비교: (a) 충전 모드, (b) 방전 모드.	61
그림 4.9	배터리 전압 동작 범위: (a)배터리 전압 별 듀티 할당, (b) 듀티에 따른 컨버터 출력 전압.	64
그림 4.10	Dc bus 전압 유지를 위한 CV 제어시 컨버터와 배터리의 전압 분배	65
그림 4.11	하드웨어 방열 분석.	65
그림 4.12	하드웨어 손실 분석: $V_{bt} = 360V \times \dot{I}$	66

표 목차

표 3.1	토폴로지 후보군들의 비교	34
표 3.2	배터리 별 SoC-OCV 곡선으로부터 계산한 파라미터[2]	45
표 4.1	BESS 설계 사양	51
표 4.2	선행 연구 결과와의 비교	62

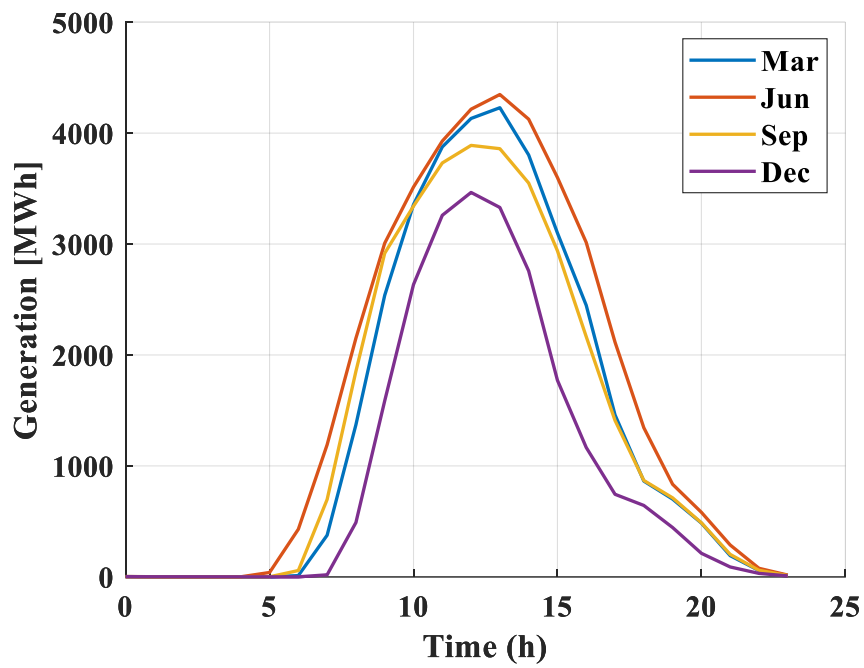
제 1 장

서론

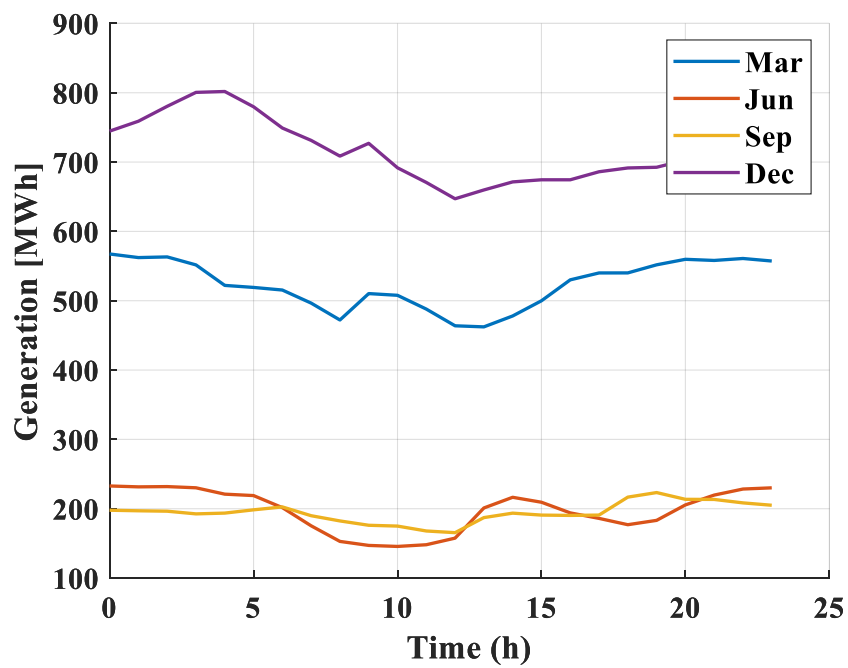
1.1 연구 배경 및 필요성

최근 전 세계적으로 지속 가능한 미래를 위한 에너지 전환이 가속화되면서, 2050년까지 실질 탄소 배출량을 '0'으로 만드는 탄소 중립이 주요 국가들의 핵심 정책 목표가 되었다[3]. 이에 따라 온실가스 배출이 없는 신재생에너지 자원의 확보와 효율적인 활용 기술은 전력망의 안정성을 확보하기 위한 필수적인 요소로 대두되고 있다. 신재생에너지는 발전 과정에서 온실가스 배출이 없다는 명확한 장점이 있지만, 기상 조건에 따라 발전량이 급변하는 간헐성이라는 본질적인 한계를 내포한다. 그림 1.1은 한국에너지공단에서 발표한 2024년 대한민국의 풍력 및 태양광 발전량 자료를 바탕으로 도식화한 것이다. 태양광 발전은 하루 중 시간대별 발전량 변화가 큰 패턴을 보이는 반면, 풍력 발전은 시간대별로는 불규칙한 특성을 보이며 계절에 따른 발전량 차이가 더 크게 나타난다. 따라서, 이러한 간헐성을 보이는 신재생 에너지 발전원이 계통에 지속적으로 추가될 경우, 간헐성으로 인한 계통의 불안정성을 해소하는 것이 보다 중요해진다[4].

이와 더불어, 전기자동차(Electric Vehicle, EV) 시장이 확대됨에 따라 EV에 사용되는 에너지 수요가 증가하게 되어, 충전소의 필요 용량도 지속적으로 증가해 왔다[5, 6]. 따라서, 우려되는



(a)



(b)

그림 1.1 대한민국 신재생에너지 발전량 (2024년): (a) 태양광 발전, (b) 풍력 발전.

계통 불안정성의 해소 및 전력망의 신뢰도 확보를 위해 발전량이 많은 시간대의 과잉 에너지를 저장하여, 필요시 재사용하는 에너지 저장 시스템(Energy Storage System, ESS)의 중요성이 강조되어 왔다.

ESS의 대표적인 방식으로는 양수 발전(Pumped-storage Hydroelectricity, PHS)과 배터리 에너지 저장 시스템(Battery Energy Storage System, BESS)이 있다[7-9]. 양수 발전은 오랜 기간 시장을 주도해 온 기술로, 대용량의 에너지를 장기간 저장할 수 있어 계통 안정화에 기여해 왔다. 그러나, [9]에 의하면, 양수 발전의 효율은 약 75%에서 85%인데 비해, 리튬 이온 배터리를 사용한 BESS는 90%에서 98%로 더 높은 에너지 효율을 보인다. 이처럼 높은 효율과 더불어 최근 기술 발전과 비용 하락에 힘입어 BESS의 비중이 폭발적으로 증가하는 추세이다. 일례로 중국의 에너지 저장 시장의 경우, 2020년 90% 이상을 차지하던 BESS의 점유율이 2024년에는 양수발전과 대등한 수준까지 변화하였다[10, 11]. 이는 BESS가 높은 에너지 밀도와 빠른 응답 속도, 유연한 용량 확장성 등의 장점을 바탕으로 미래 전력망의 핵심 요소로 자리 잡고 있음을 시사한다. 본 논문에서 다루는 BESS는 그림 1.2와 같이 다수의 배터리 유닛과 dc-dc 컨버터 그리고 교류 계통과 BESS를 연결하기 위한 인버터로 구성된다.

BESS는 상기한 장점에도 불구하고 여러 한계를 가진다. 우선, 리튬 이온 배터리는 PHS에 비해 저장되는 에너지(kWh)당 비용이 상대적으로 높아 초기 투자 비용 측면에서 부담이 크다 [12]. 또한, BESS는 배터리의 열화에 따른 성능 저하와 제한된 수명을 피할 수 없다. 일반적으로 PHS가 약 20년에서 40년 정도의 수명을 가지는 것에 비해, 리튬 이온 BESS의 수명은 약 15년에서 20년, 사이클 수명은 2,000에서 10,000회 수준으로 상대적으로 짧다[13, 12]. 이 외에도 코발트, 리튬, 니켈과 같은 핵심 원자재에 대한 의존도 및 공급망 위험, 사용 후 배터리의 재활용 과정에서 발생하는 환경적 영향 역시 BESS가 해결해야 할 과제로 남아 있다[14].

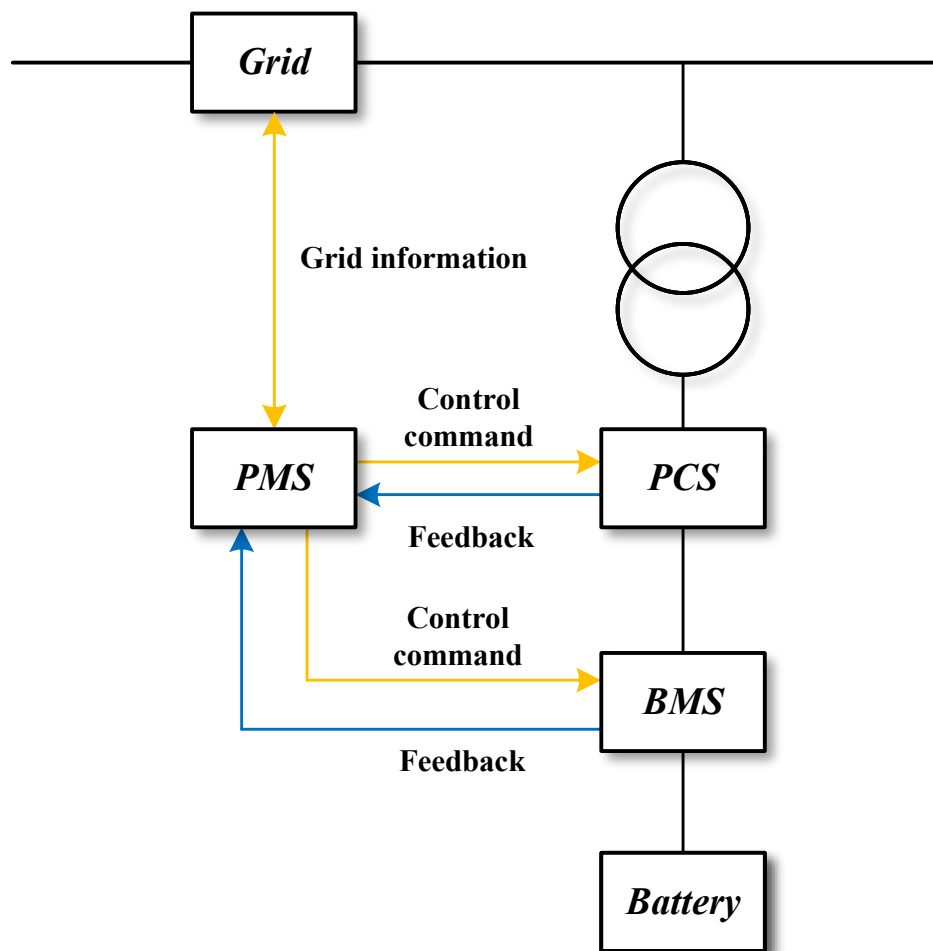


그림 1.2 BESS 구조

그러나 BESS의 초기 설치 비용에서 가장 높은 비율을 차지하는 리튬 이온 배터리의 가격이 지속적으로 하락하고 있음에 따라, 상대적으로 적은 비율을 차지하던 PCS(Power Conversion System)나 PMS(Power Management System)의 중요도가 더욱 증가할 전망이다[15].

BESS의 성능과 효율을 극대화하기 위해 학계에서는 다양한 연구가 진행되고 있다. 이는 크게 배터리 팩의 정밀한 상태 추정(State Estimation) 기술 [16–20]과 전력 변환 장치의 고도화된 제어 전략 [21–26]으로 구분될 수 있다. 특히 전력 변환 장치는 배터리 에너지 저장 장치와 전력 계통 혹은 부하를 전기적으로 연계하는 BESS의 핵심 구성 요소이다. 그중에서도 dc-dc 컨버터는 저장된 에너지를 계통이나 부하가 요구하는 전압 레벨로 변환하는 동시에, 전력 변환 손실을 최소화하여 시스템 전체의 성능을 결정짓는 결정적인 역할을 수행한다 [27–30].

또한 최근에는 배터리 시스템의 신뢰성과 운용 유연성을 극대화하기 위해, 그림 1.3(a)와 같이 단일 대용량 배터리 대신 다수의 배터리 팩을 병렬로 구성하는 아키텍처가 활발히 연구되고 있다 [29, 31, 32].

그러나 이러한 병렬 연결 구조에서는 각 유닛 간의 제조 공차 및 노화 속도 차이로 인해 임피던스 및 SOC(State of Charge) 불균형이 필연적으로 발생한다. 이로 인해 모듈 간 전압 편차가 발생하고, 이러한 조건에서 그림 1.3(b)와 같이 모듈 사이에 제어되지 않는 순환 전류가 유도되어 시스템 기대 용량을 저하시킨다.

이러한 문제를 해결하기 위해, 병렬형 BESS에서는 그림 1.4와 같이 각 배터리 유닛마다 개별 dc-dc 컨버터를 통합하는 구성이 요구된다. 각 dc-dc 컨버터는 배터리의 입출력 전류를 독립적으로 제어하고 모듈 간 전압 차이를 능동적으로 보상하여 모든 배터리 유닛의 전압을 dc 버스 전압에 맞추는 것으로 순환 전류를 억제하는 역할을 수행한다.

한편, 그림 1.2와 같은 기존의 전(全)전력처리(Full Power Processing, FPP) 방식에서는 dc-dc 컨버터의 입력 및 출력 전압이 각각 배터리 전압과 dc 버스 전압과 동일하게 형성되며, 배터리가 공급하거나 흡수하는 모든 전력이 컨버터를 거쳐 변환된다. 따라서 컨버터 효율이

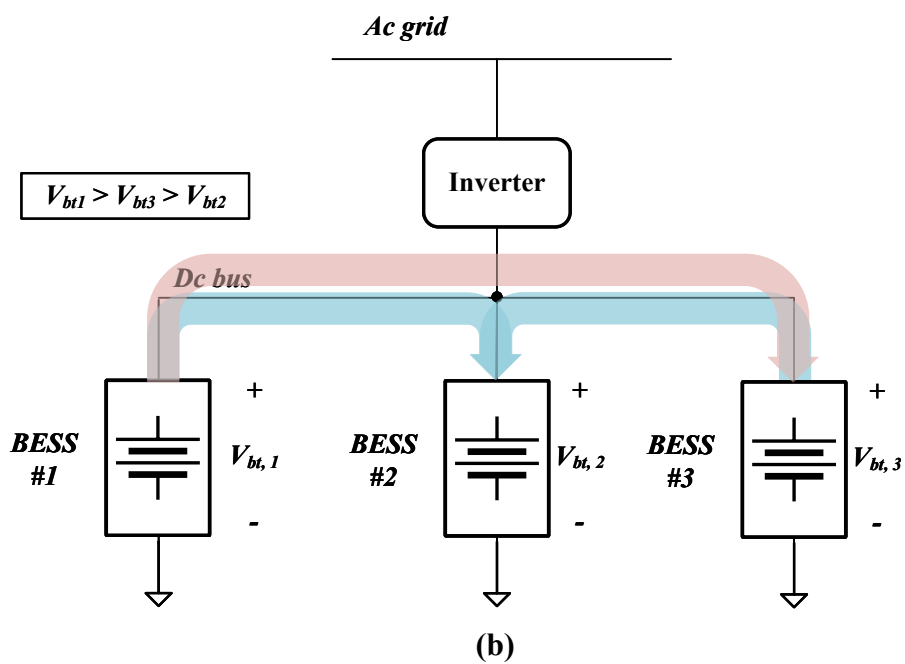
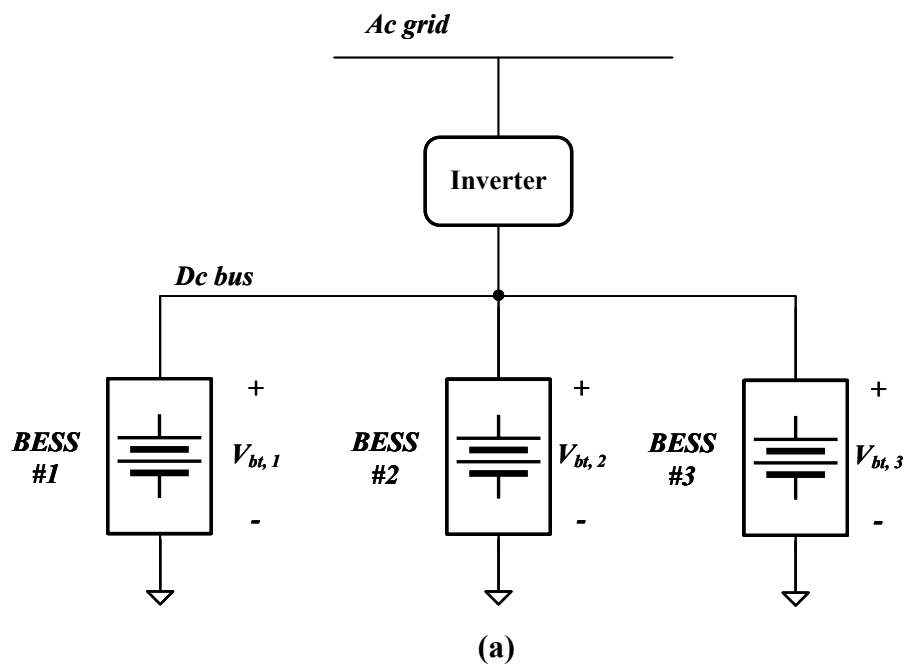


그림 1.3 병렬 BESS 아키텍처: (a) 시스템 구성, (b) 전압 불평형 시 BESS간 전류 흐름.

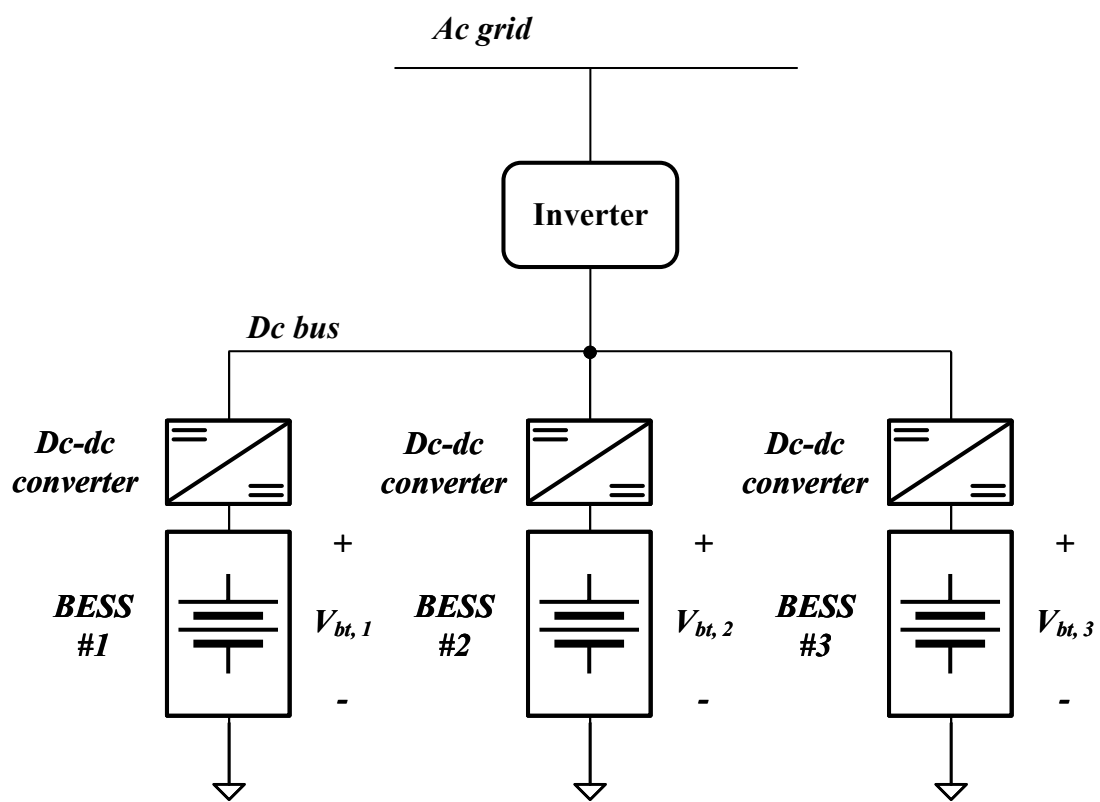


그림 1.4 Dc-dc 컨버터가 결합된 병렬 BESS 구성.

곧 시스템 전체 효율을 결정하게 되며, 중부하 조건에서의 전력 변환 손실은 발열과 방열 설계 부담을 가중시켜 BESS의 높은 비용 문제를 더욱 악화시키는 요인이 된다.

따라서 병렬형 BESS에서는 동작 조건 변화에도 불구하고 시스템 전체 효율을 높고 일정하게 유지하면서, 순환 전류 억제와 절연 기능을 동시에 만족할 수 있는 새로운 구조의 전력 변환 시스템이 요구된다. 특히, 배터리와 dc 버스 간 전력의 일부만을 처리하는 부분전력처리(Partial Power Processing, PPP) 방식을 적용하면, 컨버터 정격과 손실을 줄여 시스템 효율을 향상시키고, 동시에 방열 및 비용 부담을 경감할 수 있을 것으로 기대된다. 본 논문에서는 이러한 요구를 만족시키기 위한 부분전력처리 기반 BESS용 전력 변환 구조 및 이에 적합한 dc-dc 컨버터 토폴로지를 다룬다.

1.2 연구의 목표 및 구성

본 논문의 목적은 병렬형 BESS에서 요구되는 순환 전류 억제를 위해 부분전력처리 방식을 적용하여 시스템 효율과 비용 측면의 이점을 동시에 확보할 수 있는 새로운 전력 변환 구조를 제안하고 검증하는 데 있다. 이를 위해, 하프 브리지-푸시풀(Half-Bridge Push-Pull, HB-PP) 토폴로지를 기반으로 하는 부분전력처리용 dc-dc 컨버터를 설계하고, 제안 구조의 성능을 분석 및 실험적으로 입증한다.

본 논문의 주요 기여는 다음과 같이 정리할 수 있다.

- 첫째, 기존의 전전력처리(FPP) 방식과 부분전력처리(PPP) 방식의 동작 특성과 한계를 비교·분석하고, BESS에 적용될 수 있는 부분전력처리 기반 전력 변환 구조의 요구사항을 도출한다.
- 둘째, 요구사항을 만족시키기 위한 부분전력처리용 dc-dc 컨버터로서 HB-PP 토폴로지를 제안하고, 그 기본 구조와 동작 모드를 해석한다. 이를 바탕으로 주요 소자들의 설계 방법을 제시한다.

- 셋째, 제안된 HB-PP 기반 부분전력처리 구조를 설계방법을 토대로 실험적으로 구현하고, 동일한 컨버터 효율 조건에서 기존 전전력처리 방식과의 시스템 효율을 비교함으로써 제안 방법의 유효성과 우수성을 검증한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 기존 전력처리방식과 부분전력처리 방식의 특징과 문제점을 분석하고, BESS에 적용하기 위한 부분전력처리 구조의 요구사항을 정리한다. 또한 두 방식을 직접 비교함으로써 부분전력처리 방식의 필요성을 강조한다. 3장에서는 부분전력처리를 위한 dc-dc 컨버터로서 하프 브리지-푸시풀 토폴로지를 제안하고, 그 특징과 기본 구조, 동작 모드를 상세히 해석한다. 이를 바탕으로 컨버터의 핵심 소자 설계 방법 및 설계 순서를 제시한다. 4장에서는 시뮬레이션과 하드웨어 실험을 통해 설계한 컨버터의 성능 및 시스템 효율 개선을 검증한다. 마지막으로 5장에서는 본 논문의 내용을 정리하고 결론 및 향후 연구 과제를 도출한다.

제 2 장

부분전력처리의 필요성

본 장의 주된 목적은 기존의 전전력처리 방식과 본 연구에서 제안하는 부분전력처리 방식의 체계적인 비교 분석을 수행하는 것이다. 우선, 전전력처리 방식이 갖는 효율 및 정격 용량 측면의 단점을 분석하여 본 연구의 필요성을 역설한다. 이어서, 전력의 일부만을 처리하여 시스템 전체 효율을 높이는 부분전력처리 방식의 핵심적인 특징을 소개한다. 마지막으로, 이러한 이점을 실제 시스템에서 구현하기 위해 선행되어야 할 구조적 요구사항과 제약 조건들을 심도 있게 논의한다.

2.1 기존 전력처리 방식의 특징 및 문제점

그림 2.1은 두 가지 전력 처리 구조를 제시한다. 그림 2.1(a)에 나타난 전력처리 방식은 배터리와 부하 사이에 컨버터가 직렬로 연결되는 가장 일반적인 전력 변환 구조이다. 이 구조에서는 소스에서 공급되는 모든 에너지가 dc-dc 컨버터의 전력단을 거쳐 부하로 전달된다. 즉, 컨버터가 전체 시스템의 전력 흐름을 100% 제어하는 구조를 가진다.

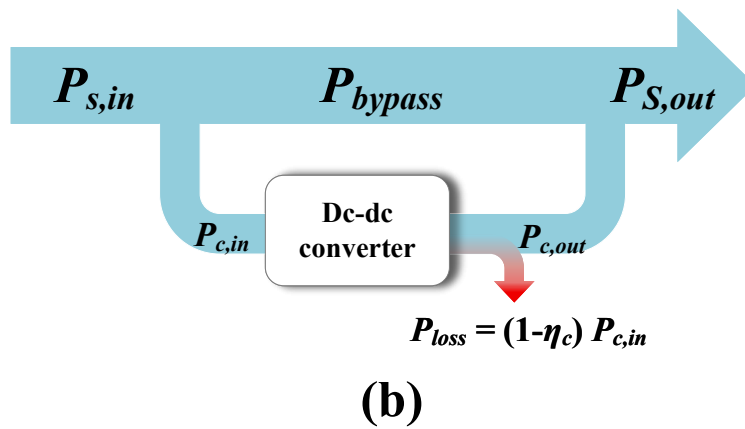
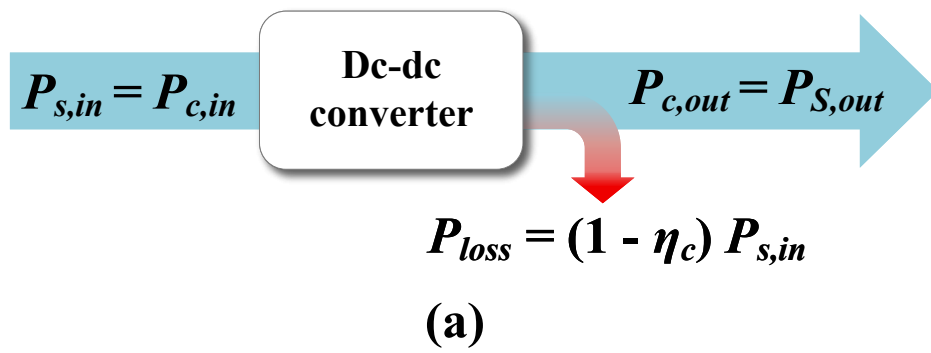


그림 2.1 두 가지 형태의 전력처리방식: (a) 전전력처리, (b) 부분전력처리.

전전력처리 방식은 입출력 전압 및 전류를 독립적으로 정밀하게 제어할 수 있다는 장점이 있으나, 시스템의 전체 전력이 컨버터를 통과함에 따라 효율 측면에서 본질적인 한계를 갖는다. FPP 구조에서의 시스템 효율(η_s)은 컨버터 자체의 효율(η_c)에 종속되며, 다음과 같이 표현된다.

$$\eta_{s,FPP} = \frac{P_{s,out}}{P_{s,in}} = \frac{P_{c,out}}{P_{c,in}} = \eta_c \quad (2.1)$$

여기서, $P_{s,out}$, $P_{s,in}$, $P_{c,out}$ 과 $P_{c,in}$ 은 각각 시스템 출력 전력, 시스템 입력 전력, 컨버터 출력 전력과 컨버터 입력 전력이다. 해당 전력처리방식의 특성상 시스템 출력 전력($P_{s,out}$)과 컨버터 출력 전력($P_{c,out}$)은 서로 일치하며, 입력 전력의 경우에도 동일한 관계가 성립한다.

따라서, 대용량 BESS와 같이 높은 전력이 전달되는 시스템에서 컨버터 효율의 저하는 곧바로 막대한 에너지 손실로 이어진다. 전력 처리 과정에서 발생하는 손실($P_{loss,FPP}$)은 식 (2.2)와 같이 입력 전력($P_{s,in}$)과 컨버터 효율에 의해 결정된다.

$$P_{loss,FPP} = P_{c,in} \cdot (1 - \eta_c) = P_{s,in} \cdot (1 - \eta_s) \quad (2.2)$$

식 (2.2)에서 알 수 있듯이, 전전력처리 방식은 처리해야 할 전력 용량이 증가할수록 전력 변환 손실이 선형적으로 증가한다. 이는 컨버터 내 능동 및 수동 소자의 전압·전류 스트레스를 가중시키며, 결과적으로 컨버터의 부피와 비용을 결정하는 전력 정격(Power Rating, P_r)을 시스템의 최대 용량(P_{rated})과 동일하게 설계해야 함을 의미한다.

$$P_{r,FPP} = P_{rated} \quad (2.3)$$

결국 전전력처리 방식은 고효율 달성을 위해 고가의 반도체 소자나 복잡한 회로 기술을 적용해야 하며, 발열 문제를 해결하기 위한 방열 설계 비용이 상승한다는 단점이 존재한다.

2.2 제안하는 부분전력처리 방식의 특징

그림 2.1(b)에 제시된 구조는 컨버터가 전체 전력을 감당해야 하는 전전력처리 방식의 근본적인 한계를 극복하기 위한 대안이다. 이 구조에서는 시스템 전체 전력의 일부만이 컨버터를 통해 변환되고, 나머지 전력은 컨버터를 거치지 않고 입력단에서 출력단으로 직접 전달(Bypass)된다. 부분전력처리를 통해 컨버터의 처리 전력을 저감하는 전략은 크게 두 가지로 구분된다. 첫째는 전압은 동일하게 유지하며 처리 전류를 분담하는 방식이며, 둘째는 전류는 동일하게 유지하며 처리 전압을 분담하는 방식이다. 전력의 일부분만을 제어한다는 특징에 따라 이를 부분전력처리 방식이라 칭하며, 기존 전전력처리 방식 대비 전력 변환 손실을 구조적으로 저감할 수 있다는 장점을 갖는다[33]. 나아가, 전전력처리 구조와 달리, 부분전력처리 구조에서는 시스템 효율이 컨버터 효율과 일치하지 않으며, 이는 아래와 같은 방식으로 유도될 수 있다.

부분전력처리 구조의 가장 큰 특징은 시스템 전체 효율(η_s)이 컨버터 개별 효율(η_c)과 분리된다는 점이다. 이를 정량적으로 분석하기 위해 전력 흐름을 수식화하면 다음과 같다. 그림 2.1(b)와 같이, 시스템의 출력 전력($P_{s,out}$)은 컨버터에 의해 제어된 출력 전력($P_{c,out}$)과 직접 전달된 바이패스 전력(P_{bypass})의 합으로 표현된다.

$$P_{s,out} = P_{bypass} + P_{c,out} \quad (2.4)$$

이에 따라, 시스템 출력 전력 대비 컨버터가 처리하는 전력의 비율을 부분전력처리 성능을 나타내는 지표로 사용할 수 있으며, 이를 전력처리비율(K_p)이라 정의한다.

$$K_p = \frac{P_{c,out}}{P_{s,out}} \quad (2.5)$$

식 (2.5)을 이용하면, 컨버터가 처리해야 할 전력량($P_{c,out}$)과 바이패스되는 전력량(P_{bypass})은 각각 식 (2.6) 및 (2.7)와 같이 시스템 출력 전력에 대한 함수로 나타낼 수 있다.

$$P_{c,out} = K_p \cdot P_{s,out} \quad (2.6)$$

$$P_{bypass} = (1 - K_p) \cdot P_{s,out} \quad (2.7)$$

식 (2.6)은 부분전력처리 방식을 적용할 경우, 컨버터의 정격 용량을 시스템 정격 용량의 K_p 배로 축소할 수 있음을 시사한다. 이는 전력용 반도체 소자의 비용 절감 및 컨버터의 소형화를 가능하게 한다. 또한, 전력 변환 과정에서 발생하는 손실($P_{loss,PPP}$)은 컨버터를 통과하는 전력에 대해서만 발생하므로, 식 (2.8)와 같이 정의된다.

$$P_{loss,PPP} = P_{c,in}(1 - \eta_c) = (P_{s,in} - P_{bypass})(1 - \eta_c) \quad (2.8)$$

한편, 컨버터 효율 (η_c)는 컨버터의 입력 전력과 출력 전력의 비율로 정의된다.

$$\eta_c = \frac{P_{c,out}}{P_{c,in}}. \quad (2.9)$$

식(2.5) 와 (2.9)로부터, 컨버터 입력 전력($P_{c,in}$)은 다음과 같이 유도된다.

$$P_{c,in} = \frac{P_{c,out}}{\eta_c} = \frac{K_p \cdot P_{s,out}}{\eta_c}. \quad (2.10)$$

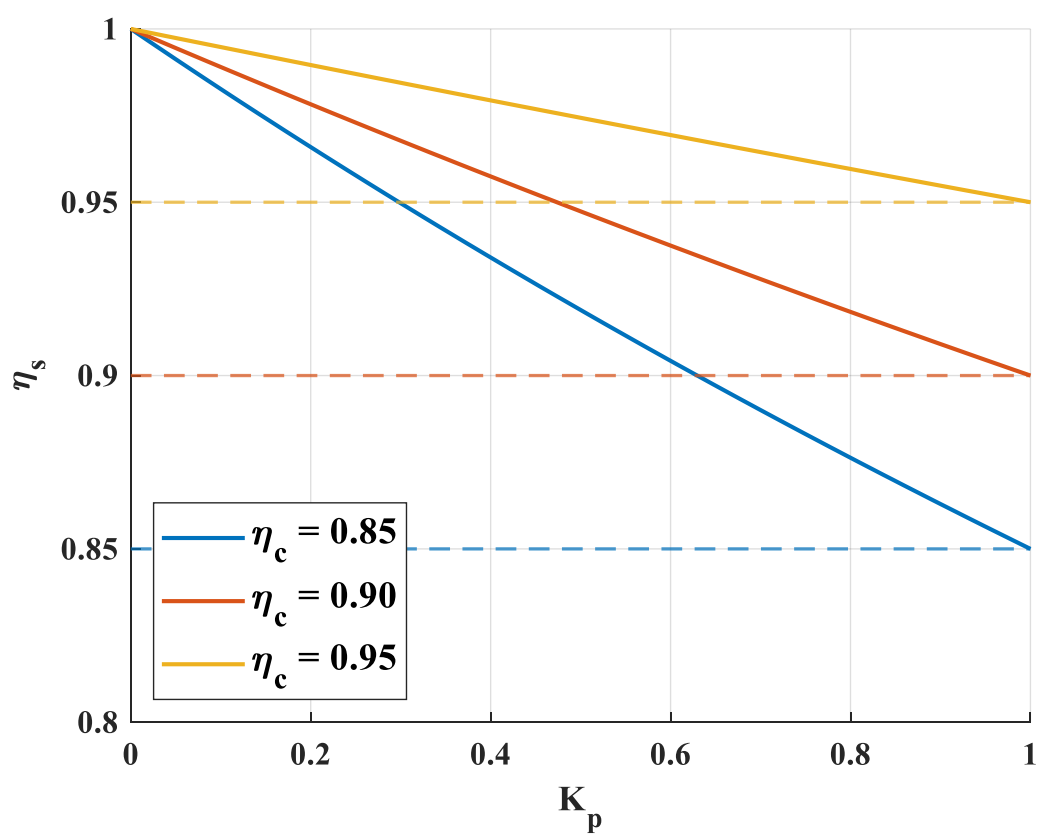


그림 2.2 전력처리비율 K_p 의 변화에 의한 시스템 효율 곡선

따라서 최종적으로 시스템 전체 효율(η_s)은 전체 출력 전력을 전체 입력 전력($P_{s,in} = P_{c,in} + P_{bypass}$)으로 나눈 값이므로, 앞선 식들을 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\eta_s = \frac{P_{s,out}}{P_{s,in}} = \frac{P_{s,out}}{P_{c,in} + P_{bypass}} \quad (2.11)$$

(2.7)와 (2.10)을 (2.11)에 대입하면, 시스템 효율을 전력처리비율 K_p 와 컨버터 효율의 함수로 표현할 수 있다.

$$\eta_s = \frac{P_{s,out}}{\frac{K_p \cdot P_{s,out}}{\eta_s} + (1 - K_p)P_{s,out}} = \frac{\eta_c}{K_p + (1 - K_p)\eta_c} \quad (2.12)$$

따라서 식 (2.12)에 따르면, 시스템 효율은 컨버터가 처리하는 시스템 전력의 비율이 낮을수록 (즉, K_p 가 작을수록) 향상되며, 컨버터 효율 η_c 가 높을수록 증가하는 경향을 보인다. 그림 2.2는 다양한 η_c 조건에서 전력처리비율 K_p 변화에 따른 시스템 효율의 변화를 도식화한 것이다. 해당 결과에서 확인할 수 있듯이, 부분전력처리($K_p < 1$) 구간에서는 시스템 효율이 컨버터 효율보다 높게 나타나며, $K_p = 1$ 인 전전력처리의 경우 시스템 효율이 컨버터 효율과 동일함을 확인할 수 있다.

전력처리비율(K_p)은 시스템이 요구하는 전압/전류 제어 범위에 의해 결정된다. 부분전력처리 구조에서는 컨버터가 전체 전력이 아닌 전압(또는 전류)의 일부만을 분담하여 처리하므로, K_p 는 결선 방식에 따라 입·출력 전압비 또는 전류비로 정의될 수 있다. 문헌 [34]에서는 부분전력처리의 장점인 고효율 및 소형화 효과를 극대화하기 위해, 결선 구조에 따라 K_p 를 0.23–0.43 이하로 제한할 것을 권고한다.

이론적으로는 K_p 를 0에 가깝게 설정하여 컨버터의 전력 처리량을 최소화하는 것이 이상적이나, K_p 가 과도하게 작아질 경우 실제 하드웨어 구현에는 상당한 제약이 따른다. 예를 들어 $K_p = 0.01$ 로 설계하여 시스템 전력의 1%만 처리하고자 하면, 컨버터는 전체 전력 흐름에 대해 매우 작은 전압(또는 전류)을 정밀하게 생성·제어해야 한다. 이 경우 센싱 오프셋/노이즈,

PWM 해상도, 데드타임 및 기생 저항·리플 성분이 상대적으로 크게 작용하여 전류(또는 전압) 추종 오차가 증가하고, 제어기 이득 및 대역폭 설계가 까다로워져 안정도 확보가 어려워질 수 있다.

특히 배터리와 같이 운전 중 전압 조건이 지속적으로 변화하는 애플리케이션에서는 이러한 문제가 더욱 심화된다. 입출력 전압 차가 줄어드는 구간에서 물리적인 최소 듀티 한계로 인한 제어 불감대(Dead-zone)가 발생하거나, 동작점 이동에 따른 급격한 제어 이득 변화로 인해 시스템이 불안정해지는 주된 원인이 된다.

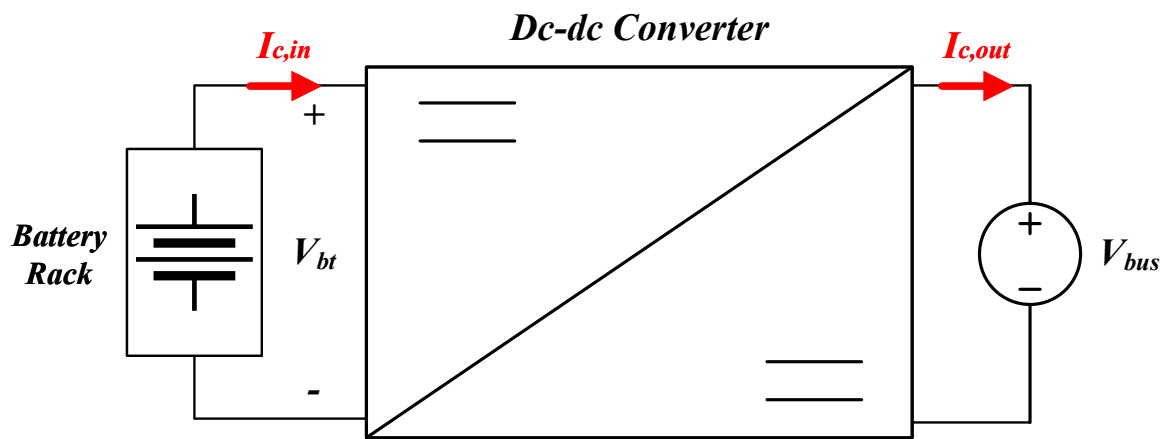
2.3 부분전력처리와 BESS의 결합

전전력처리 구조의 BESS에서 dc-dc 컨버터의 역할은 각 배터리의 입출력 전류를 제어하고, 그림 1.4와 같이 병렬 연결 시 모듈 간 전압 차이를 보상하여 순환 전류를 억제하는 역할을 수행한다. 이때, dc-dc 컨버터의 입출력 전압은 각각 배터리 전압 및 dc 버스 전압과 동일하게 형성된다.

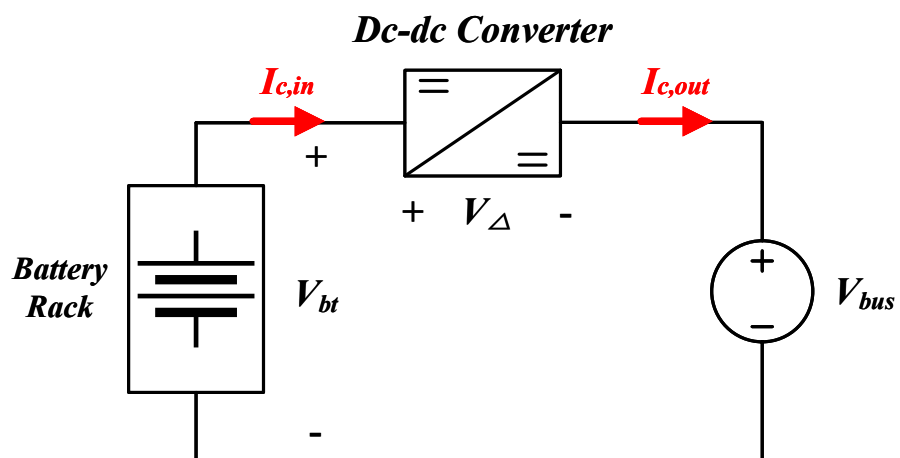
부분전력처리 구조의 BESS 또한 순환 전류 억제 및 전압 제어를 위해 dc-dc 컨버터의 배치가 필수적이다. 그러나 그 역할과 동작 원리는 기존 전전력처리 방식과 일부 차이를 보인다.

부분전력처리 구조에서 dc-dc 컨버터의 역할은 직렬 전압 조정기(series voltage regulator, SVR)의 역할과 같이 동작한다. 이때, 컨버터는 전체 전압을 전담하는 대신 dc 버스와 배터리 간의 전압 차이만을 보상하는 역할을 수행한다. 이를 통해, 배터리와 컨버터가 직렬로 연결된 전체 BESS 유닛의 단자 전압이 dc 버스 전압과 일치하도록 제어한다.

부분전력처리의 또 다른 이점으로는 컨버터 부피 저감 효과를 들 수 있다. 그림 2.3은 배터리 시스템의 두 가지 결선 방식을 나타내며, 그림 2.3(a)와 (b)는 각각 전전력처리(FPP) 구조와 부분전력처리(PPP) 구조를 보여준다. 그림 2.3(b)에 키르히호프 전압법칙(KVL)을 적용하면



(a)



(b)

그림 2.3 배터리 랙과 연결된 dc-dc 컨버터 결선 방식: (a) 전전력처리, (b) 부분전력처리

다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$V_{bus} = V_{bt} + V_{\Delta} \quad (2.13)$$

여기서, V_{Δ} 는 PPP 컨버터가 처리하는 헤드룸 전압을, V_{bus} 는 dc 버스 전압을 각각 의미한다. 따라서, 그림 2.3(b)의 K_p 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$K_p = \frac{V_{\Delta} I_{bus}}{V_{bus} I_{bus}} = \frac{V_{\Delta}}{V_{bus}}. \quad (2.14)$$

동작 중 배터리 전압 변화를 고려하면, K_p 역시 배터리 전압에 따라 변동한다. 따라서 본 시스템의 K_p 는 $K_{p,\min}$ 과 $K_{p,\max}$ 사이에서 변화한다. 먼저 $K_{p,\min}$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$K_{p,\min} = \frac{V_{\Delta,\min}}{V_{bus}} \quad (2.15)$$

또한 $K_{p,\max}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$K_{p,\max} = \frac{V_{\Delta,\max}}{V_{bus}} \quad (2.16)$$

식 (2.13)을 (2.15) 및 (2.16)에 적용하면, 앞서 정의한 식들은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다. 먼저 $K_{p,\min}$ 은

$$K_{p,\min} = \frac{V_{bus} - V_{bt,\max}}{V_{bus}} \quad (2.17)$$

으로 정리되며, $K_{p,\max}$ 는

$$K_{p,\max} = \frac{V_{bus} - V_{bt,\min}}{V_{bus}} \quad (2.18)$$

와 같다. 여기서 $V_{bt,\max}$ 와 $V_{bt,\min}$ 은 각각 배터리 전압의 최댓값과 최솟값을 의미한다. 식 (2.18)로부터, 허용 배터리 전압 범위 내에서 부분전력처리 조건을 만족하기 위한 설계 조건을 도출할

수 있다. 여기서 설명의 편의를 위해, 배터리 전압비 α 를 배터리 전압 최솟값과 최댓값의 비로 다음과 같이 정의한다.

$$\alpha = \frac{V_{bt,min}}{V_{bt,max}}. \quad (2.19)$$

(2.19)를 (2.18)에 대입하면, $K_{p,max}$ 는 다음과 같이 정리된다.

$$K_{p,max} = \frac{V_{bus} - \alpha V_{bt,max}}{V_{bus}}. \quad (2.20)$$

따라서 컨버터 정격 저감 효과(즉, 요구되는 전력처리비율)는 배터리 전압비 α 에 의해 결정된다. 배터리 전압 범위가 넓을수록(즉, α 가 작을수록) 더 큰 $K_{p,max}$ 가 요구되며, 이에 따라 컨버터는 더 높은 전력 정격으로 설계되어야 한다. 그림 2.4에서와 같이 $\alpha = 0.84$ 인 경우, $K_{p,max}$ 가 0.2를 초과하는 조건을 만족하기 위해 컨버터 정격이 증가한다. 반면 $\alpha = 0.96$ 인 경우에는 $K_{p,max}$ 가 0.095 이하로 유지되어 요구 컨버터 정격이 크게 감소하며, 결과적으로 매우 높은 시스템 효율을 기대할 수 있다.

2.4 부분전력처리 시스템 결선 방식

이전 절에서 언급된 것과 같이, 부분전력처리를 구현하는 방법은 전압은 동일하게 유지하며 처리 전류를 분담하거나, 전류는 동일하게 유지하며 처리 전압을 분담하는 방식으로 구분된다. 이러한 부분전력처리 구조를 구현하기 위해서는 dc-dc 컨버터, 배터리, dc 버스 간의 결선 방식이 기존 전전력처리 방식과 달라져야 한다.

대표적인 결선 방식으로는 IPOS(Input-Parallel Output-Series) 구조가 있다. 명칭에서 알 수 있듯이, 해당 구조는 그림 2.5(a)와 같이 컨버터의 입력단을 병렬로, 출력단을 직렬로 연결하는 구조이다. 본 논문에서는 시스템 관점에서, 입력과 출력 대신 각각 배터리와 dc 버스로 고려하였다. 따라서, IPOS 대신 BPDS(Battery-Parallel Dc bus-Series)라는 명칭을 사용한다.

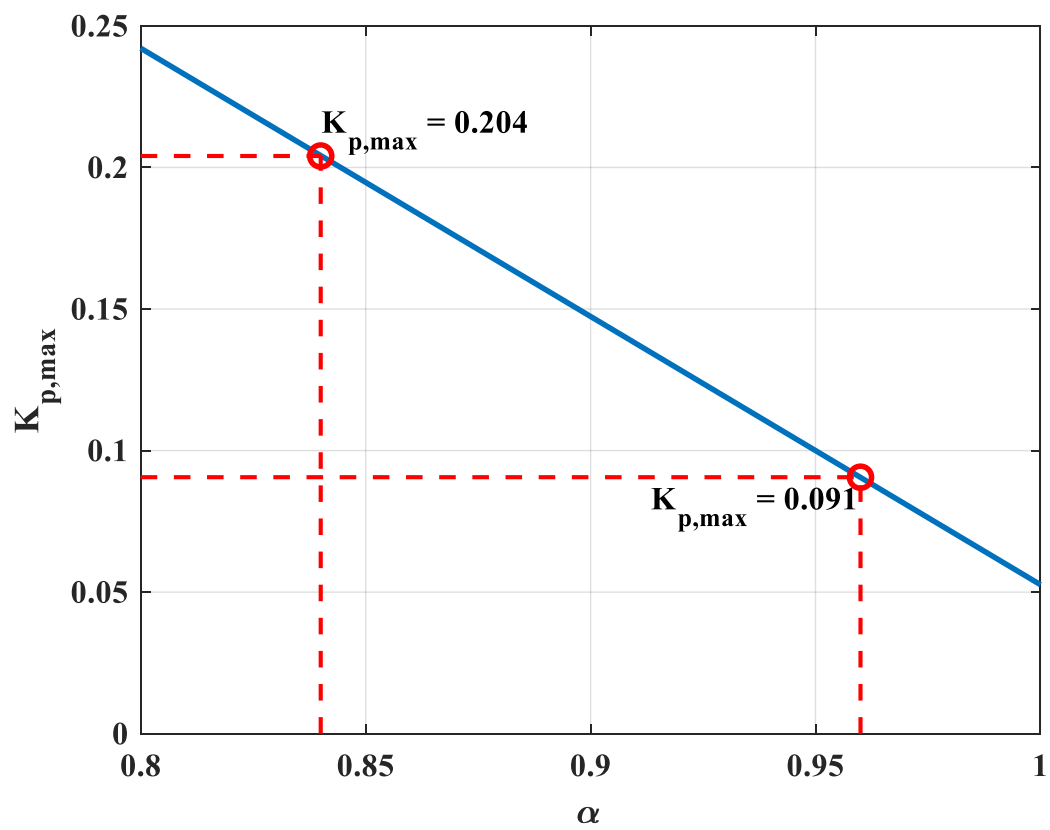
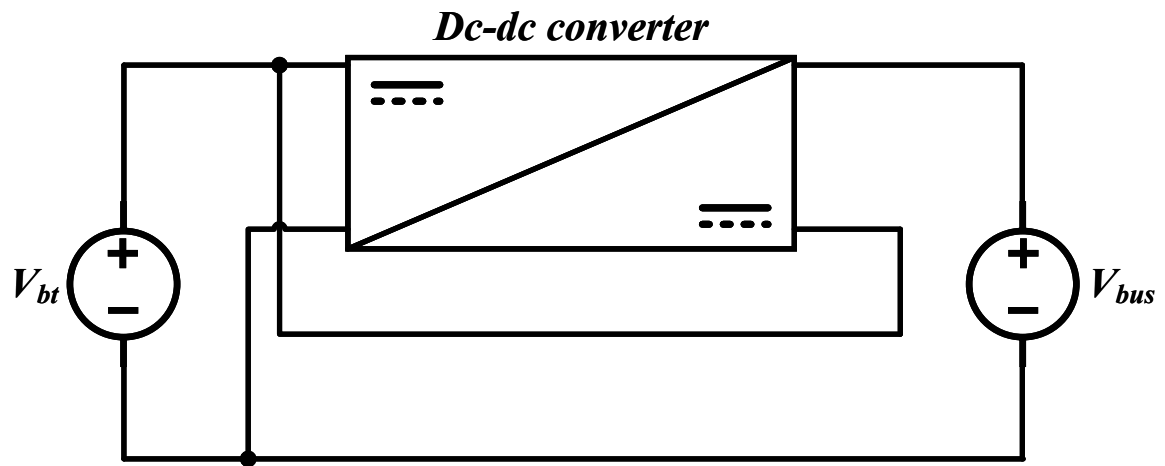
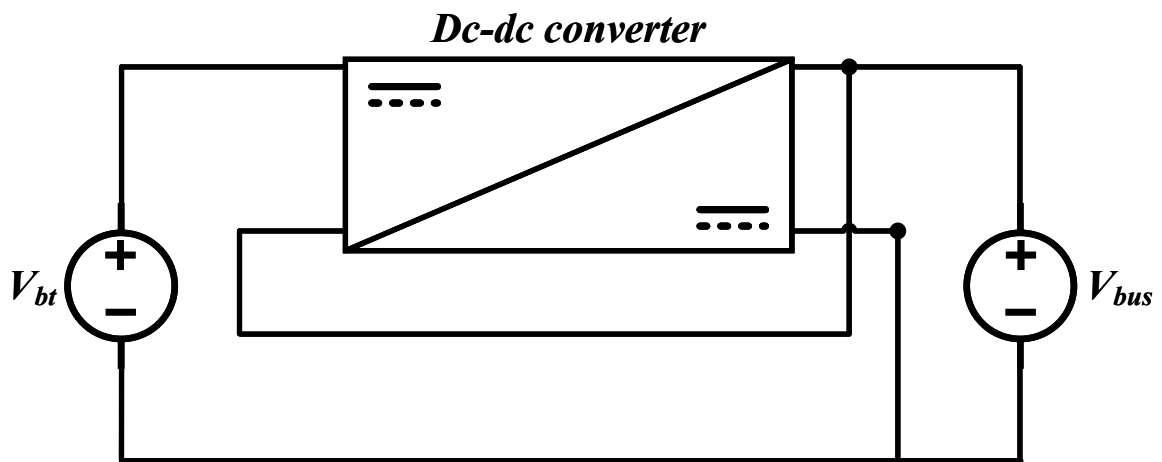


그림 2.4 배터리 전압비 α 와 최대 전력처리비율 $K_{p,max}$ 의 관계 분석



(a)



(b)

그림 2.5 배터리 시스템 결선 예시: (a) BPDS, (b) DPBS.

또 다른 방식으로서는 그림 2.5(b)와 같은 ISOP(Input-Series Output-Parallel) 구조가 있다. 이는 BPDS 방식과 달리 dc-dc 컨버터의 입력단을 직렬로, 출력단을 병렬로 연결하는 구성을 갖는다. BPDS와 동일한 이유로, 본 논문에서 ISOP는 DPBS(Dc bus-Parallel Battery Series)로 명명한다. 컨버터 입출력 전압의 극성, dc 버스와 배터리의 연결 지점 등의 차이를 바탕으로 다양한 형태의 결선 방식이 발표되어 왔으나, 이들은 기본적으로 입출력 관점에서 BPDS와 DPBS 구조를 벗어나지 않는다. 특히 본 연구의 적용 대상인 BESS는 충전과 방전 모드가 모두 가능해야 한다. 이에 따라 전력 흐름의 방향이 바뀌면 입력과 출력의 역할이 전환되므로, 시스템 해석 시 BPDS와 DPBS의 특성을 모두 고려해야 한다.

다음으로 고려해야 할 사항은 BPDS 구조 내에서 구체적으로 어떤 구성 요소가 병렬로, 그리고 어떤 요소가 직렬로 연결되는지를 결정하는 것이다. 구체적으로, dc-dc 컨버터의 입력단에는 dc 버스 또는 배터리가 연결될 수 있다.

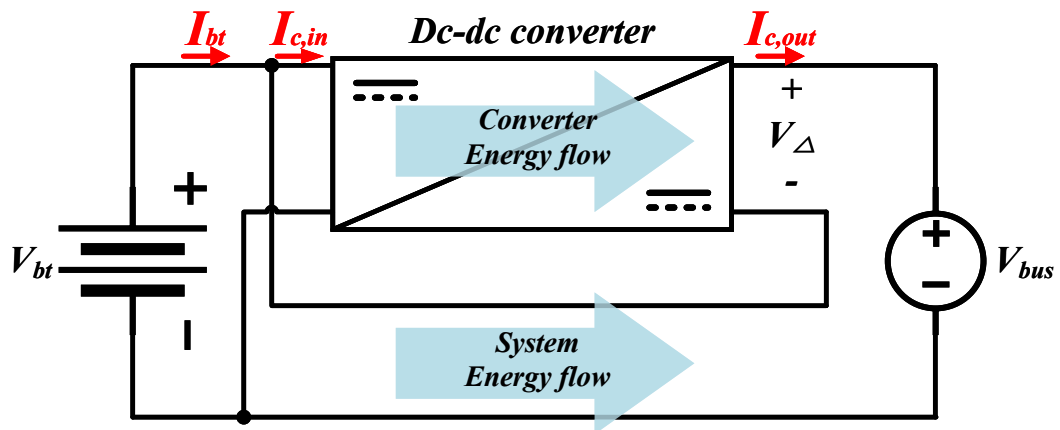
그림 2.6은 BPDS와 DPBS 결선시 시스템 전력 흐름과 컨버터 전력 흐름을 각각 나타낸 것이다. 그림 2.6(a)의 BPDS에서 전체 시스템에 KVL을 적용하면 다음과 같다. 한 가지 전제 조건은 dc 버스 전압이 항상 배터리 전압보다 높다는 것이다. 여기서, 두 구성 요소의 비교를 위해 시스템 전압 이득과 컨버터 전압 이득을 각각 정의한다. 각 전압 이득은 배터리 방전 모드 동작을 기준으로 정의되었다.

그림 2.6(a)에서 전체 시스템 전압 이득($G_{v,sys}$)은 다음과 같이 정의된다.

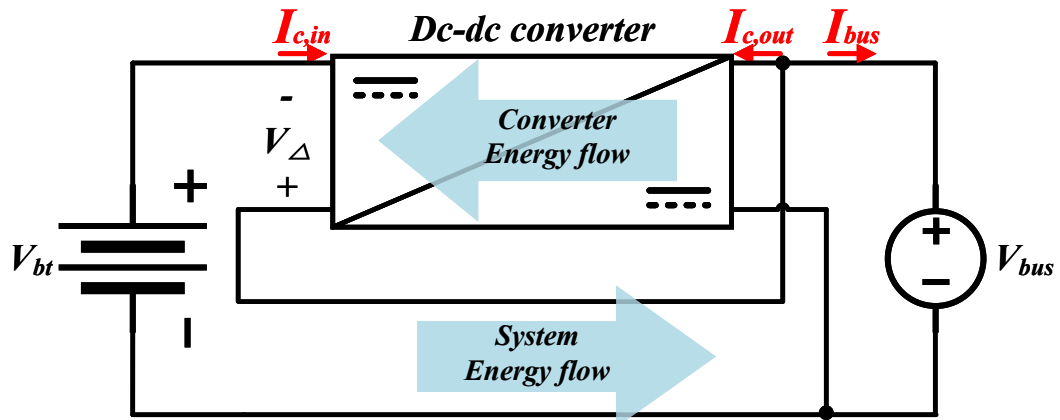
$$G_{v,sys} = \frac{V_{s,out}}{V_{s,in}} = \frac{V_{bus}}{V_{bt}} \quad (2.21)$$

다음으로, 컨버터 전압 이득($G_{v,conv}$)은 다음과 같이 정의된다.

$$G_{v,conv(a)} = \frac{V_{c,out}}{V_{c,in}} = \frac{V_{\Delta}}{V_{bt}} \quad (2.22)$$



(a)



(b)

그림 2.6 배터리 방전시 시스템 전력 흐름: (a) BPDS (b) DPBS.

반면, 그림 2.6(b)와 같이 dc 버스 전압이 병렬로 연결된 경우, 입출력 관계는 앞선 경우와 차이를 보인다. 시스템 전압 이득은 동일하나, 컨버터 전압 이득은 다음 식과 같이 다르게 표현된다.

$$G_{v,conv(b)} = \frac{V_{c,out}}{V_{c,in}} = \frac{V_{\Delta}}{V_{bus}} \quad (2.23)$$

따라서, 식 (2.22)와 (2.23)을 각각 시스템 이득에 대해 나타낼 수 있는데, 이는 다음과 같다.

$$G_{v,conv(a)} = \frac{V_{\Delta}}{V_{bt}} = G_{v,sys} - 1 \quad (2.24)$$

$$G_{v,conv(b)} = \frac{V_{\Delta}}{V_{bus}} = 1 - \frac{1}{G_{v,sys}} \quad (2.25)$$

그림 2.7에 나타난 바와 같이 식 (2.24)와 (2.25)의 대소 관계를 비교했을 때, 식 (2.24)이 더 큼을 알 수 있다. 즉, 두 구조는 동일한 시스템 전압 이득을 갖지만, 방전 모드에서 (a) 구조가 (b) 구조에 비해 상대적으로 높은 입출력 전압 변환비를 요구한다. 이러한 높은 전압 이득 조건은 컨버터 설계 조건을 일부 완화하는 데 도움이 된다. 또한, 각 구조의 K_p 는 다음과 같이 도출된다.

$$K_{p,(a)} = G_{v,conv(a)} = G_{v,sys} - 1 \quad (2.26)$$

$$K_{p,(b)} = \frac{G_{v,sys}}{\eta_s} - 1 \quad (2.27)$$

위 식에서 알 수 있듯이, 시스템 효율이 100%인 이상적인 조건을 제외한다면 배터리를 병렬로 연결하는 BPDS 구조가 K_p 를 더욱 효과적으로 저감시킬 수 있다. 이는 식 (2.12)에 근거하여 BPDS 구조에서 더 높은 시스템 효율을 기대할 수 있음을 의미한다. 이러한 전압 이득 특성과 효율적 이점을 종합적으로 고려하여, 본 연구에서는 그림 2.6(a)와 같은 BPDS 구조를 최종적으로 채택하였다.

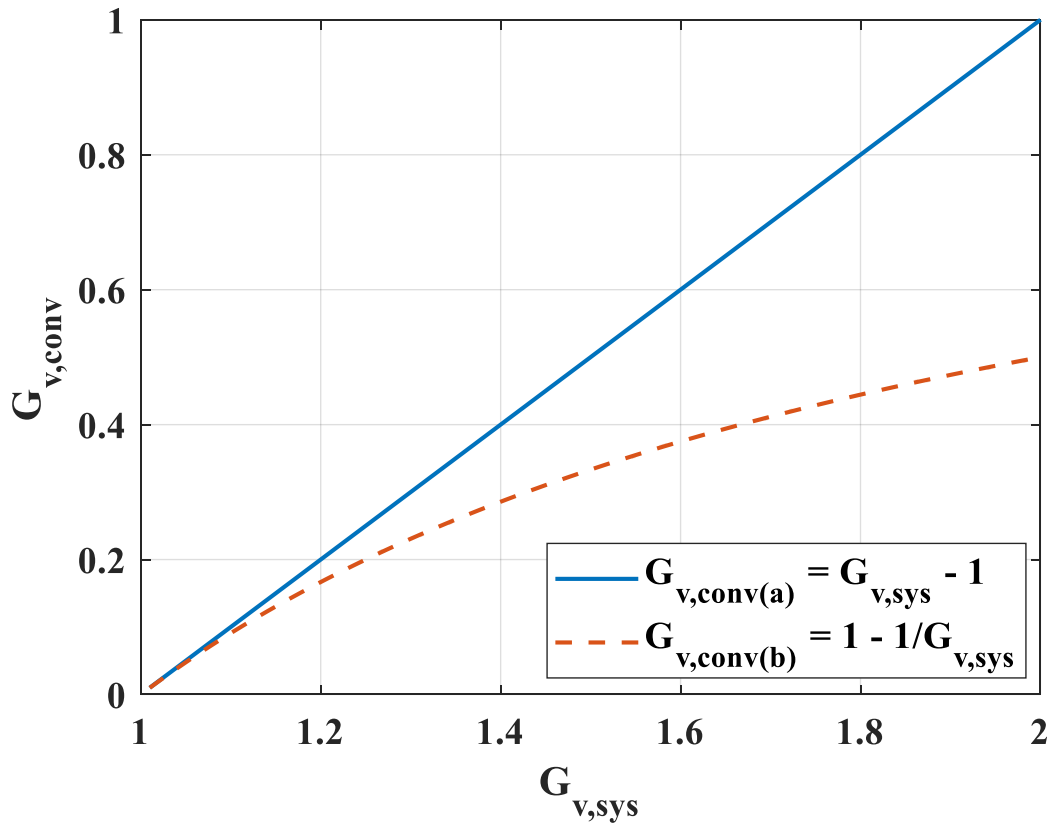


그림 2.7 시스템 전압 이득의 변화에 대한 컨버터 전압 이득 변화: (a) BPDS (b) DPBS.

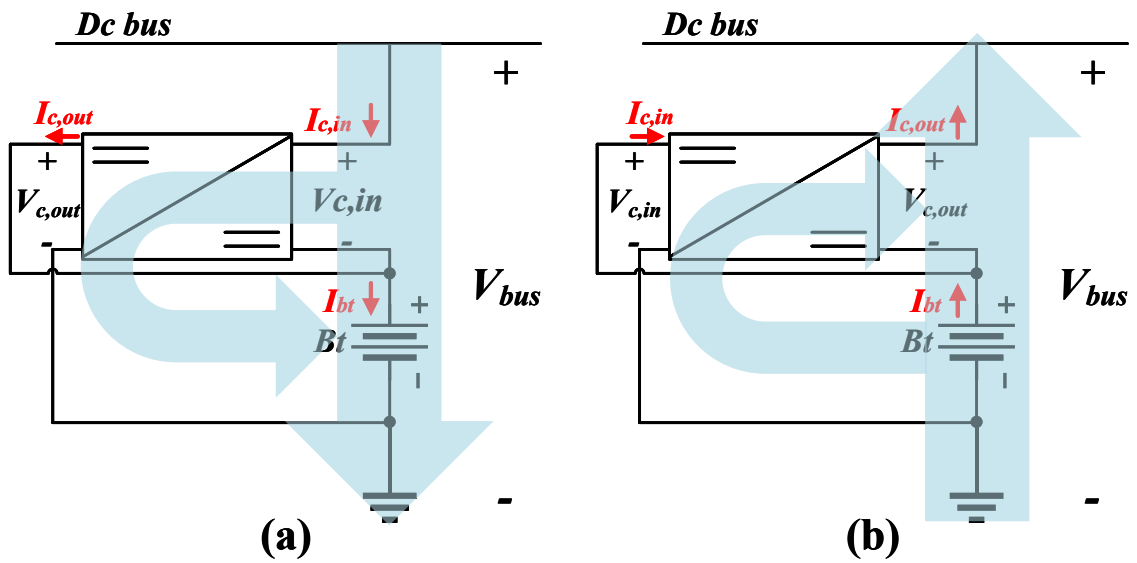


그림 2.8 시스템 충방전 동작 시 전력 흐름: (a) 충전 동작, (b) 방전 동작.

그림 2.8에 제안하는 BPDS 구조의 배터리 충전 동작과 방전 동작시 시스템 전력 흐름과 컨버터 전력 흐름을 각각 나타내었다. 또한, BPDS 구조에서 K_p 는 다음과 같이 정리할 수 있다. 배터리 방전 모드에서,

$$K_{p,discharge} = \frac{V_{\Delta} \cdot I_{bus}}{V_{bus} \cdot I_{bus}} = \frac{V_{\Delta}}{V_{bus}}, \quad (2.28)$$

배터리 충전 모드에서는 아래와 같다.

$$K_{p,charge} = \frac{V_{bt} \cdot I_{\Delta}}{V_{bt} \cdot I_{bt}} = \frac{I_{\Delta}}{I_{bt}} = \frac{K_{p,discharge}}{1 + K_{p,discharge}} \eta_{s,FPP}^{charge} \quad (2.29)$$

여기서 $\eta_{s,FPP}^{charge}$ 는 충전 모드에서의 부분전력처리 컨버터의 효율을 의미한다.

2.5 부분전력처리 연구 사례

현재까지 주로 연구된 부분전력처리 적용 사례들은 태양광 발전[35, 36], 풍력 발전[37] 및 BESS와 같이 시스템 운전 중 동작 전압이 넓은 범위에서 변화하는 응용 분야를 중심으로 연구되어 왔다. 이 가운데 BESS는 충방전 상태에 따라 단자 전압이 크게 변동하며, 고출력·대용량 운전을 위해 높은 전력 변환 효율과 전력 밀도가 요구되므로, 컨버터의 정격을 축소하고 손실을 저감할 수 있는 부분전력처리 구조의 주요 적용 대상 중 하나로 인식되고 있다. 본 절에서는 연구의 대상인 BESS를 중심으로, 기존에 제안된 부분전력처리 응용 사례들을 간략히 정리한다.

전전력처리 BESS 및 ESS에 대한 선행 연구는 수~수십 kW급 분산형 BESS부터 수백 kW급 계통 연계형 ESS에 이르기까지 다양한 정격에서 수행되어 왔다. 예를 들어, 이태영 등은 태양광 연계 BESS를 위한 2kW급 비절연 양방향 동기 벽 컨버터 설계에서 SiC MOSFET과 High-Flux 코어 인덕터를 적용하여 전도 손실과 스위칭 손실을 저감하고 전력 밀도를 향상시키는 하드 웨어 설계 방안을 제시하였다[38]. 또한 양석현 등은 태양광 연계형 3kW급 하이브리드 ESS를 대상으로, LLC 및 직렬 공진형(Series Resonant Converter, SRC) 양방향 컨버터를 적용하여

전 부하 영역에서 소프트 스위칭을 달성하고, 무순단 절체(Seamless Transfer) 알고리즘을 통해 계통 사고 시에도 안정적인 비상 전원(UPS) 공급 기능을 구현하였다[39]. 한편 Ouchi 등은 비절연 H-브리지 양방향 dc-dc 컨버터를 기반으로 하는 5kW급 ESS용 모듈을 개발하고, 이를 최대 4대까지 병렬 연결하여 20kW급 시스템으로 확장 가능한 구조를 제안하였다[40]. 또한 부하 조건에 따라 활성 모듈 수를 조정함으로써 광범위한 출력 범위에서 97% 이상의 시스템 효율과 원활한 모드 전환 특성을 실증하였다. 더 큰 정격의 예로, Kawakami 등은 6.6kV 배전 계통용 500kW급 모듈러 멀티레벨 캐스케이드 컨버터 기반 BESS를 개발하여, 별도의 AC 필터 없이 1.6% 수준의 낮은 전류 왜곡(THD)과 98.6%의 시스템 효율을 달성하고, 개별 배터리 모듈의 독립적인 SoC 밸런싱 제어 성능을 실증하였다[41].

한편 부분전력처리 BESS의 경우, Granello 등은 플라이백 구조를 이용하여 컨버터가 시스템 전력의 최대 50%만 처리하게 하여 충전 및 방전 시 시스템 효율을 99% 이상으로 달성하는 5kW급 BESS를 구현하였다[42]. 또한, Cao 등은 CLLC 구조를 기반으로 컨버터가 시스템 전력의 최대 20% 가량만 처리하게 하여, 500kHz 고주파 구동 환경에서도 98.8%의 최고 효율을 달성하는 18kW급 배터리 충전기를 구현하였다. Anzola 등은 DAB 구조를 통해 시스템 전력은 50kW이나 컨버터는 4.7kW의 전력만 처리하는 배터리 충전기를 제시하였으나 동작은 실험적으로 검증되지 않았다. 이외에도 최근 새로이 주목받고 있는 나트륨(Sodium) 배터리에도 부분전력처리를 적용한 시도가 존재하나[43], 이를 실제 대용량 BESS 시스템 레벨로 확장하여 검증한 사례는 아직 부족한 실정이다.

한편, 부분전력처리 시스템은 입력과 출력이 직렬 또는 병렬로 연결되는 구조적 특성상 컨버터의 1차측과 2차측 사이에 전기적 절연이 확보되지 않는다. 이러한 비절연 특성으로 인해 1차측에서 발생한 지락 사고가 2차측으로 전이되거나, 반대로 2차측의 사고가 1차측으로 확산될 위험이 존재하므로 부분전력처리 시스템에 특화된 고장 진단 연구가 필수적이다. 이에 대해 Guerrero 등은 [44]에서 접지 저항을 dc 시스템의 양극, 음극 및 중성점에 순차적으로 연결하여

지락 사고의 발생 여부뿐만 아니라 구체적인 고장 위치까지 식별할 수 있는 진단 기법을 제안하였다. 그러나, 아직 관련 연구의 수가 적어 충분한 신뢰성 확보 및 상용화를 위해서는 다양한 고장 시나리오에 대한 심층적인 분석이 더욱 요구된다.

제 3 장

부분전력처리용 dc-dc 컨버터 토폴로지 선정 및 설계

2장에서는 부분전력처리 구현을 위한 시스템의 결선 방식을 다루었으며, 최종적으로 배터리를 병렬로, dc 버스를 컨버터와 직렬로 연결하는 BPDS 구조가 유리함을 증명하였다. 이를 바탕으로, 본 장에서는 선정된 시스템 구조에 맞는 dc-dc 컨버터의 토폴로지 선정 및 설계에 대해 분석하고자 한다. 구체적으로는 부분전력처리에 적합한 dc-dc 컨버터의 요구 조건을 도출하고, 이를 만족하는 토폴로지 후보군들의 특성을 비교 분석하여 가장 적합한 최적화된 토폴로지를 도출하는 것을 목표로 한다.

3.1 토폴로지의 요구 조건 분석

앞서 언급한 바와 같이 배터리는 충방전 동작을 모두 수행해야 하므로, 양방향 동작이 가능한 절연형(예: DAB, Flyback) 또는 비절연형(예: Buck-Boost, SEPIC) 토폴로지를 후보군으로 고려할 수 있다. 그러나, 본 시스템의 구조적 특성을 고려할 때, 절연형 토폴로지를 적용하는 것이 더욱 바람직하다. 이러한 이유는 아래와 같이 설명할 수 있다.

3.1.1 절연형 토폴로지의 필요성

그림 2.8에, 사용하고자 하는 BPDS 구조의 결선 방식이 나타나 있다. 해당 시스템에 비절연형 dc-dc 컨버터를 적용할 경우, BPDS 결선의 구조적 특성상 배터리와 컨버터 입출력 간에 그림 3.1에서 나타낸 것과 같이 접지 루프가 형성되어 단락 사고를 유발하게 된다.

따라서, 그림 2.8의 구조에서는 변압기를 포함한 절연형 토폴로지의 사용이 필수적이다. 그러나 시스템 결선상, 컨버터의 1차측과 2차측이 외부에서 다시 전기적으로 연결되므로, 절연형 토폴로지를 사용함에도 시스템 전체적으로는 비절연 특성을 갖게 된다.

이러한 토폴로지 선정의 제약을 극복하기 위해, 문헌[45]에서는 절연형 토폴로지와 비절연형 토폴로지의 적용이 모두 가능한 수정된 부분전력처리 결선 방식을 제안한 바 있다. 그러나 [46]에 분석된 바와 같이, 비절연형 토폴로지가 적용된 방식에서의 부분전력처리 비율 K_p 은 최대 0.85에 달한다. 이는 컨버터가 시스템 전력의 대부분을 처리함을 의미하므로, 부분전력처리를 통한 용량 저감 효과가 매우 제한적이다.

결과적으로, 낮은 K_p 를 유지하면서 회로적 단락을 방지하기 위해서는 IPOS 결선 구조에는 절연형 토폴로지를 적용하는 것이 가장 적절하다고 고려하였다.

3.1.2 높은 전압 변환비의 필요성

또한, 그림 2.7에서 살펴본 바와 같이 부분전력처리 방식은 전전력처리 방식에 비해 dc-dc 컨버터에 발전 모드 기준으로 높은 전압 변화비를 요구한다. 2장에서 언급한 바와 같이, 그림 2.8(a)와 (b)의 부분전력처리 BESS의 전력 흐름으로부터 시스템 동작 시 컨버터의 전력 흐름을 고려하면, 해당 컨버터는 배터리 충전 시 승압 모드로, 방전 시 강압 모드로 동작한다. 따라서, 시스템이 방전 모드로 동작하는 경우 컨버터 전압 이득은 식 (2.22)으로 나타난다. 이를

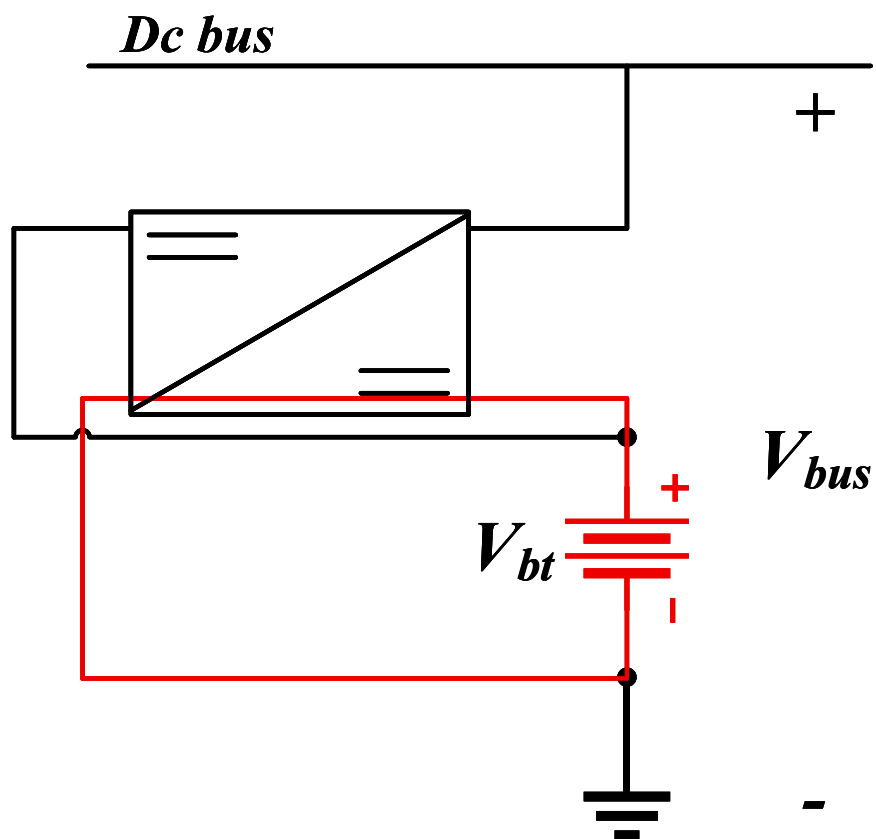


그림 3.1 BPDS 구조에서 발생 가능한 배터리 단락 경로

$G_{v,discharge}$ 로 다시 나타내면 다음과 같다.

$$G_{v,discharge} = \frac{V_{\Delta}}{V_{bt}} < 1 \quad (3.1)$$

반면 시스템이 배터리 충전 모드로 동작하는 경우 컨버터 전압 이득은 식 (3.1)의 역수로 나타난다.

$$G_{v,charge} = \frac{V_{bt}}{V_{\Delta}} > 1 \quad (3.2)$$

따라서, 시스템 효율 개선을 위해 K_p 를 감소하고자 하는 경우, 이는 (2.28)으로부터 V_{Δ} 가 감소하게 되고, 이는 식 (3.1)과 (3.2)으로부터 더 작은 강압 모드의 컨버터 전압 이득과 더 큰 승압 모드의 컨버터 전압 이득을 요구함을 알 수 있다. 이러한 두 동작 모드의 전압 이득 요구사항을 종합적으로 고려할 때, 부분전력처리 구조가 본질적으로 비절연 방식임에도 불구하고 높은 전압 변환비를 달성하기 위해 변압기 내장한 토폴로지를 적용하는 것이 적절하다고 판단된다.

3.2 부분전력처리용 토폴로지 선정

앞서 논의된 설계 요구사항을 바탕으로, 부분전력처리 구현을 위해 그림3.2에 제시된 세 가지 절연형 양방향 토폴로지(FBDAB, HBDAB, HB-PP)를 비교 검토한다. 본 연구의 부분전력처리 구조에서 컨버터의 1차측은 배터리에 연결되어 상대적으로 높은 전압을 형성하는 반면, 2차측은 dc 버스와 배터리 사이에 위치하여 낮은 전압을 제어한다. 즉, 컨버터는 높은 입출력 전압비와 2차측의 높은 통전 전류 특성을 고려하여 선정되어야 한다.

표 3.1는 주요 설계 지표를 바탕으로 세 가지 토폴로지를 비교한 결과를 보여준다. 우선, 그림 3.2(a)의 풀브리지 이중 능동브리지 (FBDAB)는 8개의 스위칭 소자를 사용하여 제어 자유도가 높다. 그러나 부분전력처리에서 요구되는 처리 전력 대비 스위치 수가 많아 시스템의 부피와

표 3.1 토폴로지 후보군들의 비교

Parameter	FBDAB[47]	HBDAB[48]	HB-PP (제안하는 회로)
주 스위칭 소자 수	8	4	4
보조 스위칭 소자 수	0	0	2
커패시터 수	2	4	4
인덕터 수	1	1	2
변압기 수	1	1	1
스위칭 소자 피크 전압 (1차측)	높음	높음	높음
스위칭 소자 피크 전압 (2차측)	낮음	낮음	보통
스위칭 소자 RMS 전류 (1차측)	낮음	보통	보통
스위칭 소자 RMS 전류 (2차측)	보통	높음	보통

비용이 증가하는 단점이 있다. 반면 그림 3.2(b)의 하프브리지 이중 능동브리지 (HBDAB)와 그림 3.2(c)의 HB-PP는 스위치 수를 줄일 수 있어 전력 밀도 및 효율 측면에서 유리하다.

HBDAB와 HB-PP를 비교할 때 핵심 고려 요소는 2차측의 도통 손실이다. 부분전력처리 구조에서는 2차측에 시스템 전체 전류(I_{bus})가 흐르므로, 2차측 스위치의 RMS 전류를 저감하는 것이 컨버터 효율 향상에 필수적이다. HBDAB는 하프브리지 구조의 특성상 동일 정격의 FBDAB에 비해 스위칭 소자에 요구되는 전류 스트레스가 본질적으로 증가하며, 따라서 고전류 처리가 요구되는 PPP 구성에서는 설계 부담이 커진다.

반면 HB-PP는 이중 인덕터 푸시풀(dual-inductor push-pull) 구조를 통해 스위칭 소자 전류 스트레스를 완화할 수 있어, 부분전력처리 결선에서 직렬로 연결되는 구간에 보다 적합하다. 다만 일반적인 HB-PP는 푸시풀 구조의 특성상 2차측 스위치에 인가되는 피크 전압이 출력 전압의 2배가 되는 단점이 있다. 그러나 본 논문에서 제안하는 부분전력처리 시스템에서는 2차측 처리 전압(V_{Δ})이 배터리 전압에 비해 현저히 낮도록 설계되므로, 해당 구조적 특성에 의해 발생하는 전압 스트레스를 허용 가능한 범위 내로 제한할 수 있다.

또 한 가지 HB-PP 구조의 문제점은 변압기 누설 인덕턴스와 기생 커패시턴스 간의 공진으로 인해 스위칭 시 전압 또한 HB-PP는 변압기 누설 인덕턴스와 기생 커패시턴스 간 공진에 의해 스위칭 시 전압 서지(Voltage Surge) 및 링잉(Ringing)이 발생할 수 있다. 특히 승압 모드에서는 스위칭 순간 누설 인덕턴스에 높은 전류가 인가되므로 이 현상이 더욱 두드러진다. 일반적으로 RCD 스너버(snubber)를 적용하여 서지를 완화할 수 있으나, 서지 에너지를 열로 소모하므로 효율 저하가 불가피하다.

이에 본 연구에서는 HB-PP의 우수한 도통 손실 특성을 유지하면서 전압 서지 문제를 근본적으로 완화하기 위해, 2차측에 능동 클램프(Active Clamp) 회로를 통합한 구조를 최종 토폴로지 제안한다. 능동 클램프는 서지 에너지를 커패시터에 저장한 후 회생시켜 전압 스트레스를 제한하며, 동시에 메인 스위치의 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching, ZVS) 동작을 보조한다.

결과적으로 제안하는 능동 클램프 기반 HB-PP 토폴로지는 보조 스위치가 추가되더라도 FBDAB 대비 적은 메인 스위치 수(4개)를 유지할 수 있으며, HBDAB 대비 높은 효율과 향상된 동작 안정성을 기대할 수 있어 본 시스템에 가장 적합한 토폴로지 판단된다.

3.2.1 동작 모드 분석

그림 3.3은 제안하는 토폴로지의 회로도를 나타낸다. 그림과 같이 하프 브리지 측은 배터리(V_{bt})에 연결되며, 푸시풀 측은 배터리와 직렬로 연결되어 dc 버스를 구성한다. 이 때 푸시풀 측 전압은 V_{Δ} 로 나타낼 수 있다. 푸시풀 측에는 출력 전류 리플을 저감하기 위해 두 개의 인덕터를 활용한 인터리브드(Interleaved) 구조를 적용하였다. 편의상, 본 논문에서는 하프 브리지 측을 1차측, 푸시풀 측을 2차측으로 각각 지칭한다.

제안하는 컨버터는 강압 또는 승압 모드로 동작 가능하다. 승압 모드에서는 전력이 푸시풀 측에서 하프 브리지 측으로 전달되는 반면, 강압 모드에서는 하프 브리지 측에서 푸시풀 측으로 전력이 흐른다. 전압과 전류의 기준 방향은 그림 3.3(a)에 나타난 수동 부호 규약을 따르며, 강압

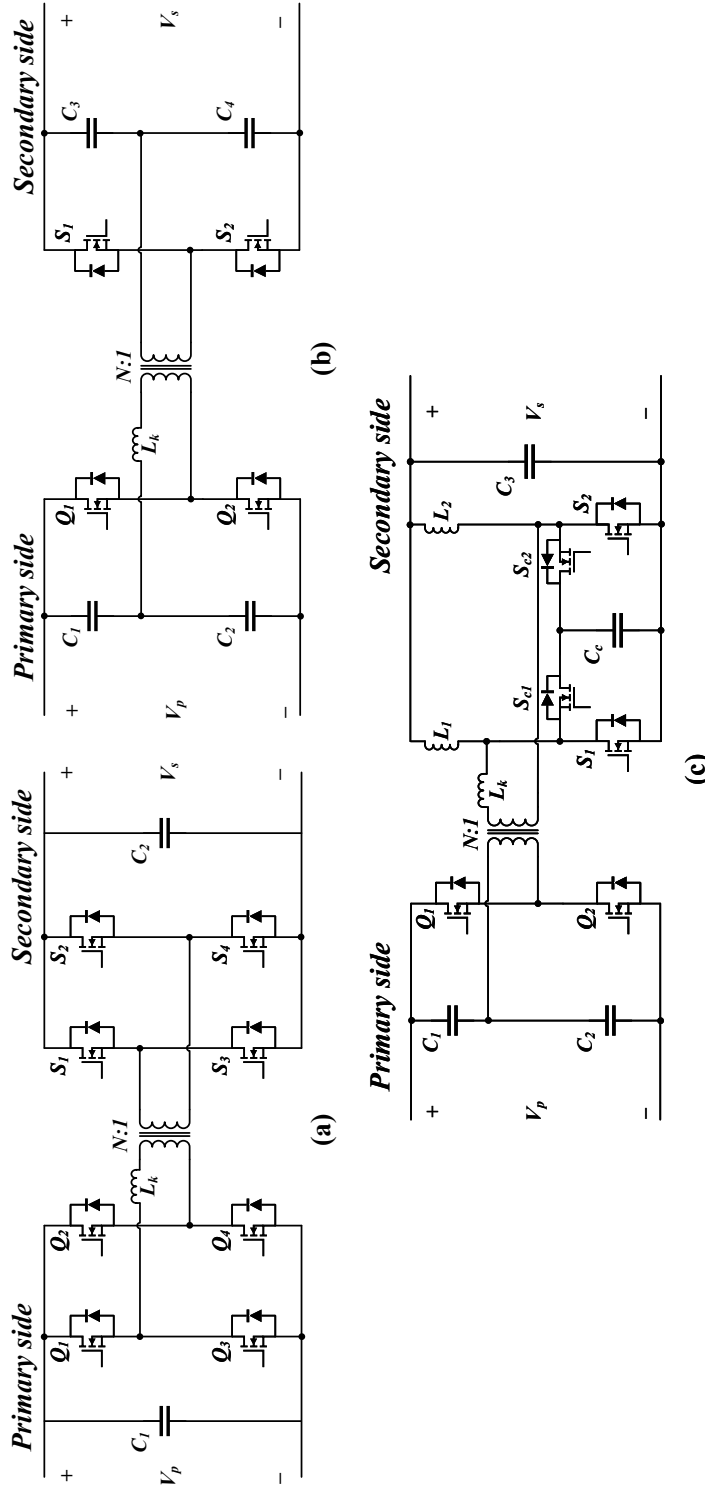


그림 3.2 제안하는 토폴로지 및 응용: (a) 풀 브리지 듀얼 액티브 브리지(FBDAB), (b) 하프 브리지 듀얼 액티브 브리지(HBDAB), (c) 하프 브리지 푸시-풀(HB-PP).

모드 동작을 기준으로 정의된다. 시간에 따른 각 스위치의 구동 신호와 그에 대응하는 컨버터의 주요 동작 파형은 그림 3.4과 같다. 각 모드별 상세 동작 원리는 다음과 같다.

- 구간 1: ($t_0 \sim t_1$) 시점 $t = t_0$ 에서, 그림 3.3(b)와 같이 S_1 과 S_2 , 푸시풀(Push-pull) 측의 두 스위치가 모두 도통된다. 따라서 L_1 과 L_2 의 전압은 다음과 같이 주어진다.

$$v_{L1} = v_{L2} = -V_{\Delta} \quad (3.3)$$

결과적으로 두 인덕터는 강압 모드에서 V_{Δ} 로 에너지를 방출하고, 승압 모드에서는 V_{Δ} 에 의해 에너지를 축적한다. 이 구간 동안 변압기를 통한 1차측과 2차측 간의 전력 이동은 발생하지 않는다.

- 구간 2: ($t_1 \sim t_2$) 시점 $t = t_1$ 에서, 그림 3.3(c)에 나타난 대로 S_2 의 턴 오프와 함께 Q_1 의 턴 온이 일어난다. 이 때, i_{L2} 는 S_{c2} 의 바디 다이오드를 통해 클램프 커패시터 C_c 를 충전한다. 해당 동작을 통해 S_2 의 출력 커패시턴스의 급격한 전압 상승을 억제하게 된다. 이후 클램프 커패시터와 변압기의 누설 인덕턴스 간 공진이 일어나기 때문에, 클램프 커패시터의 전류 i_{C_c} 의 극성이 반전되기 이전에 S_{c2} 를 턴 온 하는 것으로 S_{c2} 의 영전압 스위칭(ZVS)가 가능하다.

해당 구간에서 각 인덕터 양단에 걸리는 전압은 다음과 같이 표현된다.

$$v_{L1} = -V_{\Delta} \quad (3.4)$$

$$v_{L2} = \frac{V_{bt}}{2N} - V_{\Delta}. \quad (3.5)$$

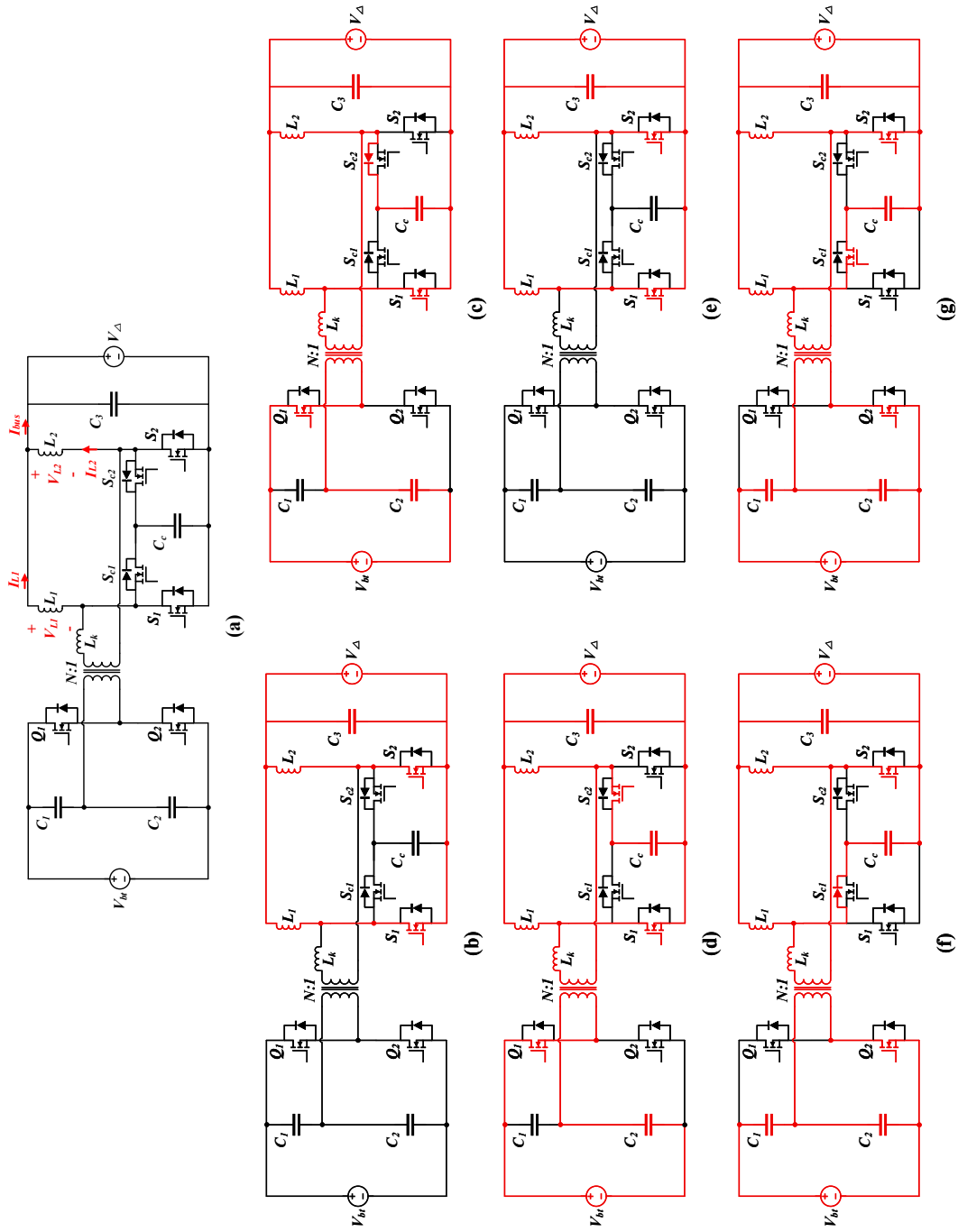


그림 3.3 동작 모드 분석: (a) 등가 회로, (b) 구간 1 ($t_0 \sim t_1$), (c) 구간 2 ($t_1 \sim t_2$), (d) 구간 3 ($t_2 \sim t_3$), (e) 구간 4 ($t_3 \sim t_4$), (f) 구간 5 ($t_4 \sim t_5$), (g) 구간 6 ($t_5 \sim t_6$).

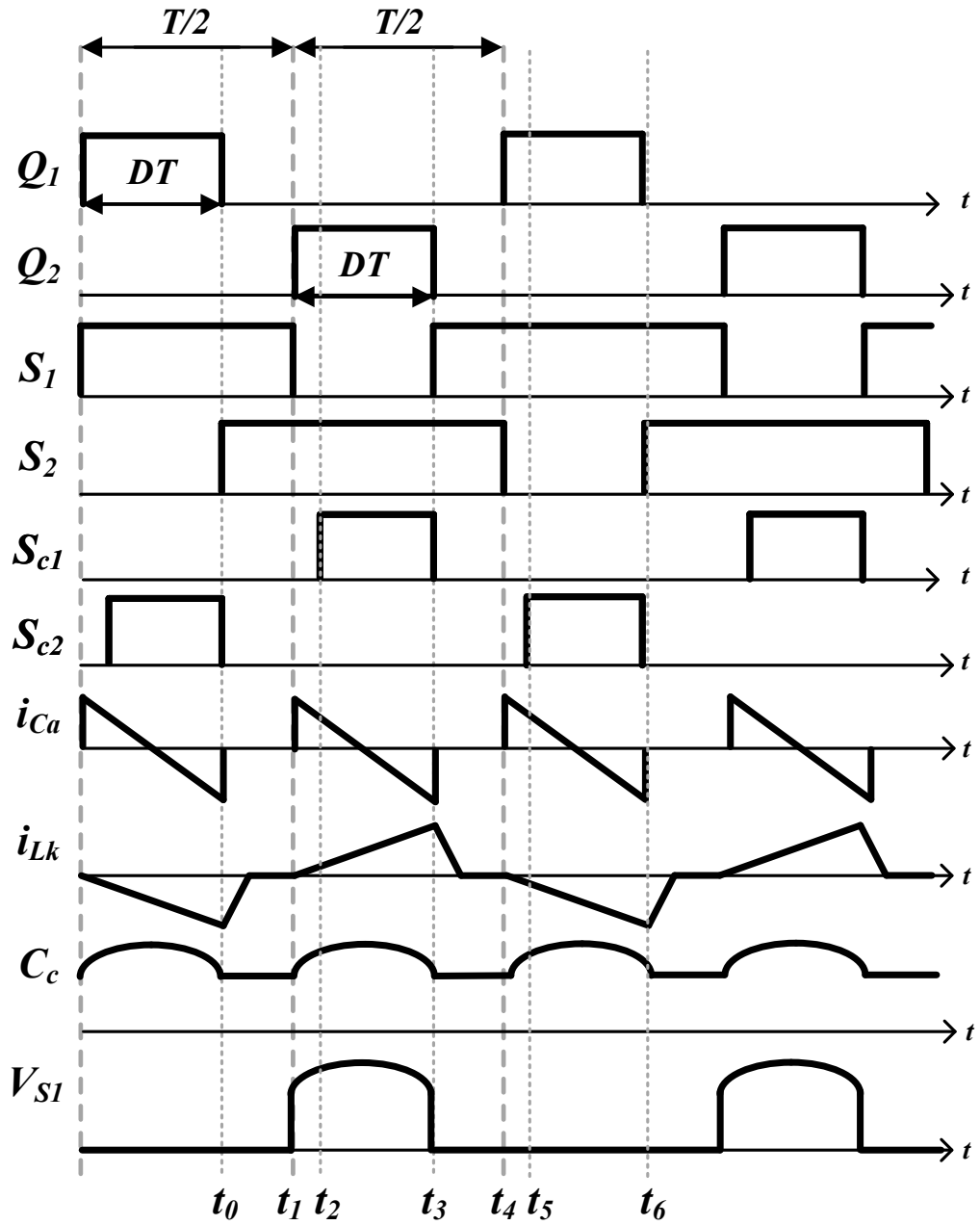


그림 3.4 강압 모드에서의 HB-PP 토폴로지 스위칭 전압 및 전류 파형.

강압 모드에서 L_1 은 S_1 을 통해 V_Δ 와 연결되어 축적된 에너지를 방출하며, L_2 는 C_1 과 연결되어 V_{bt} 로부터 에너지를 축적한다. 반대로 승압 모드에서는 L_1 이 S_1 을 통해 에너지를 축적하고, L_2 는 V_{bt} 측으로 에너지를 방출한다.

- 구간 3: ($t_2 \sim t_3$) 해당 구간 내에서 i_{c2} 는 S_{c2} 를 통해 누설 인덕턴스로 향한다. 따라서, C_c 에 저장된 에너지는 변압기를 통해 1차측으로 전달된다. 즉, 변압기 2차측 권선에 흐르는 전류는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_S = i_{L2} + i_{C_c} \quad (3.6)$$

해당 구간에서 각 인덕터 양단에 걸리는 전압은 구간 2와 동일하다.

$$v_{L1} = -V_\Delta \quad (3.7)$$

$$v_{L2} = \frac{V_{bt}}{2N} - V_\Delta. \quad (3.8)$$

- 구간 4: ($t_3 \sim t_4$) 이후, S_{s2} 의 턴오프와 S_2 의 턴온이 일어나며 컨버터 동작이 구간 4로 전환된다. 이는 그림 3.3(e)와 같이 구간 1과 유사하게 동작한다.

$$v_{L1} = v_{L2} = -V_\Delta \quad (3.9)$$

- 구간 5: ($t_4 \sim t_5$) 구간 5의 동작은 구간 2와 대칭적으로, 구간 2의 동작에서 Q_1 을 Q_2 로, S_1 을 S_2 로, S_{s2} 를 S_{s1} 로 변경한 것과 동일하다. 따라서, 해당 구간에서 C_c 의 충전이 일어나며, 동시에 i_{L1} 을 통해 1차측으로 에너지를 전달한다. 강압 모드에서 L_1 은 변압기에 의해 여자된다. 이때 전력은 1차측에서 2차측으로 흐르기 시작한다. 따라서 L_1 은 에너지를 축적하며 전류 i_{L1} 은 증가한다. L_2 는 구간 1의 L_1 과 유사하게 V_Δ 로 에너지를 방출한다.

한편, 승압 모드에서 L_1 은 변압기 1차측으로 에너지를 방출한다. 이때 L_1 의 1차측 환산 전류에 의해 C_2 는 충전되고 C_1 은 방전된다. 이 모드에서 L_2 는 S_2 를 통해 에너지를 축적한다.

$$v_{L1} = -V_{\Delta} \quad (3.10)$$

$$v_{L2} = \frac{V_{bt}}{2N} - V_{\Delta}. \quad (3.11)$$

- 구간 6: ($t_5 \sim t_6$) 구간 6의 동작은 구간 3과 유사하게, S_{c1} 을 통해 C_c 의 변압기 1차측으로의 에너지 방출이 일어난다.

$$i_S = i_{L1} + i_{Cc} \quad (3.12)$$

또한, 해당 모드에서 인덕터 전압은 다음과 같이 나타난다.

$$v_{L1} = -V_{\Delta} \quad (3.13)$$

$$v_{L2} = \frac{V_{bt}}{2N} - V_{\Delta}. \quad (3.14)$$

$t = t_6$ 에서, S_{c1} 과 Q_2 가 턴오프 되고, S_1 이 턴온됨으로 컨버터는 다시 구간 1 동작으로 돌아가게 된다.

L_1 과 L_2 에 대한 자속 평형 조건을 적용하면, 강압 동작 시 컨버터의 전압 이득을 다음과 같이 도출할 수 있다.

$$G_v = \frac{V_{LV}}{V_{HV}} = \frac{V_{\Delta}}{V_{bt}} = \frac{D}{2N} \quad (3.15)$$

3.2.2 제안하는 설계 절차

- 듀티 사이클 범위 (D_{min}, D_{max})

첫 번째 단계로 컨버터의 듀티 사이클 범위를 선정한다. 본 연구에서는 1차측 스위치(Q_1, Q_2)의 듀티 사이클을 D 로 설정하고, 2차측 스위치 (S_1, S_2)는 $1 - D$ 가 되도록 제어한다. 만약 D 가 0.5 이상이 되면 브리지 구조 특성상 암 단락(Arm Short)이 발생하므로, 이를 방지하기 위한 적절한 듀티 사이클 범위 설정이 필수적이다.

- **배터리 동작 범위 ($V_{bt,min}, V_{bt,max}$)**

다음으로 배터리 동작 범위를 결정해야 한다. 대상 응용회로가 배터리 기반임을 고려할 때, 해당 컨버터는 정전압 제어와 더불어 정전류(CC) 제어를 수행할 수 있어야 한다.

따라서 배터리 방전 모드에서 컨버터의 출력 전류(I_{bus})가 일정하게 제어된다고 가정하면, 방전 모드에서의 K_p 범위는 다음 식과 같이 정의된다.

$$K_{p,min} = \frac{V_{\Delta,min}}{V_{bus}} = 1 - \frac{V_{bt,max}}{V_{bus}} \quad (3.16)$$

$$K_{p,max} = \frac{V_{\Delta,max}}{V_{bus}} = 1 - \frac{V_{bt,min}}{V_{bus}} \quad (3.17)$$

시스템 동작 중 배터리 전압이 최소값인 경우에도 시스템은 dc 버스의 전압을 형성할 수 있게 정전압 (CV) 제어가 가능해야 한다. 따라서, 아래와 같은 식이 성립한다.

$$V_{\Delta,max} + V_{bt,min} \geq V_{bus} \quad (3.18)$$

이는 배터리 전압이 최대치에 도달하는 경우에도 필수적이다.

$$V_{\Delta,min} + V_{bt,max} \geq V_{bus} \quad (3.19)$$

만약, 듀티 비가 D_{max} 일 때 배터리 전압이 $V_{bt,min}$ 이라면, CV 제어를 위해서는 다음과 같은 조건이 성립해야 한다.

$$V_{bt,max} + \frac{D_{min} \cdot V_{bt,max}}{2N} = V_{bus} \quad (3.20)$$

마찬가지로, D_{min} 에서는 아래와 같다.

$$V_{bt,min} + \frac{D_{max} \cdot V_{bt,min}}{2N} = V_{bus}. \quad (3.21)$$

따라서 식 (3.20)를 (3.21)에 대입하면, 식 (2.19)의 배터리 전압비(α)은 다음과 같이 권수비와 듀티의 식으로 새로이 나타낼 수 있다.

$$\alpha = \frac{V_{bt,min}}{V_{bt,max}} = \frac{2N + D_{min}}{2N + D_{max}} \quad (3.22)$$

앞서 말한바와 같이 효율을 극대화하기 위해서 부분전력처리 비율의 최솟값인 $K_{p,min}$ 을 최대한 낮추기 위해서는 $V_{bt,max}$ 를 V_{bus} 에 근접하게 설정해야 한다. 그러나 식 (3.20)에서 나타나듯이, D_{min} 의 제약 조건 하에서 이러한 요구사항을 만족시키기 위해서는 높은 변압기 권선비(N)가 필수적으로 요구된다. 식 (3.22)에서 확인할 수 있듯이, 권선비 N 이 증가할수록 배터리 전압비 α 는 1(Unity)에 수렴하게 된다. 이는 곧 $V_{bt,min}$ 이 $V_{bt,max}$ 와 매우 근접한 값으로 제한됨을 의미하며, 결과적으로 높은 N 값은 배터리의 운용 전압 범위를 현저히 좁히는 원인이 된다.

• 변압비 권선비 (N)

그림 3.5은 N 의 변화에 따른 배터리 전압비의 추이를 나타내며, 앞서 분석한 바와 같이 변압기 권선비 N 이 증가할수록 가용 전압 범위가 제한되는 경향성을 보여준다. 따라서,

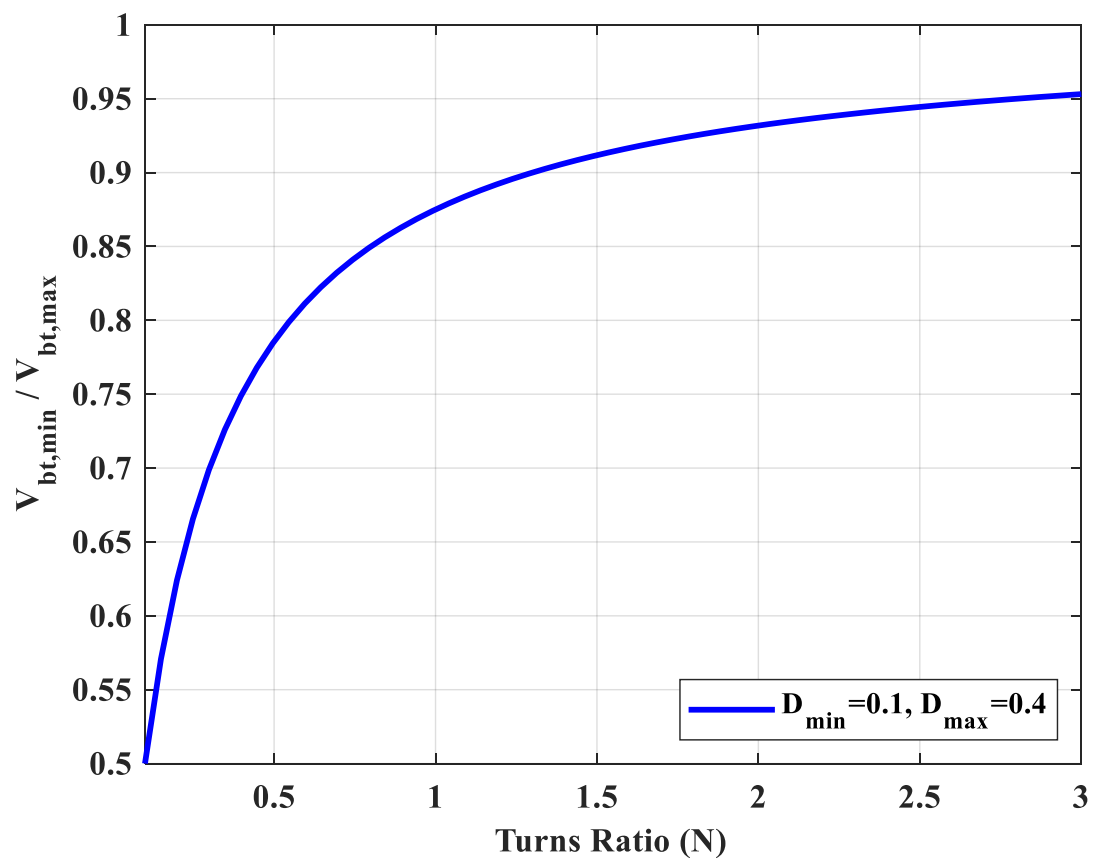


그림 3.5 N 에 대한 배터리 전압비의 변화.

표 3.2 배터리 별 SoC-OCV 곡선으로부터 계산한 파라미터[2]

Parameter	LFP	NMC	LMO	NCA
OCV at SoC = 0.8 [V]	3.3	4	4	3.95V
OCV at SoC = 0.2 [V]	3.2	3.5	3.5	3.45
α	0.97	0.88	0.88	0.87

사용하고자 하는 배터리 전압 범위를 먼저 결정한 후, 해당 전압비를 커버할 수 있는 N 을 선정하는 것이 적절하다. [2]의 SoC-OCV 곡선에 의하면, 각각의 배터리들은 양극재 조합에 따라 다른 출력 특성을 가진다. 예를 들어, LFP 배터리는 SoC 80%일 때 약 3.3V, 20%일 때 3.2V 정도로 각각의 전압을 BESS 배터리 설계 최대 전압 및 최소 전압으로 설정한다면, 이 때의 α 는 약 0.97이다. 그러나 같은 SoC 범위 내의 NMC 배터리의 경우 α 는 0.875 정도이다. 동일한 조건에서, 나머지 배터리들의 데이터들은 표 3.2에 표기하였다. 따라서, BESS에 어떠한 배터리를 사용하는지에 따라 선정한 변압비 권수비가 적절한지의 유무를 판단할 수 있으므로 배터리 물성과 동작 SoC 범위 등의 고려가 선제적으로 필요하다. 그러나, 선정한 변압기 권수비는 다음과 같은 하한과 상한을 만족해야 한다. 먼저, N 의 하한값은 식 (3.19)에서 결정된다.

$$N \geq \frac{D_{min} \cdot V_{bt,max}}{2 \cdot (V_{bus} - V_{bt,max})} \quad (3.23)$$

이와 유사하게, 최소 배터리 전압 조건인 식 (3.18)로부터 N 의 상한값을 구할 수 있다.

$$N \leq \frac{D_{max} \cdot V_{bt,min}}{2 \cdot (V_{bus} - V_{bt,min})} \quad (3.24)$$

- 수동소자설계

인덕터 L_1 과 L_2 의 값은 인덕터 리플 전류 설계 사양을 기반으로 다음과 같이 산정된다.

$$L_{1,2} \geq \frac{V_{bt} \cdot (1-2D)}{2N \cdot \Delta i_{bus}} DT_s \quad (3.25)$$

여기서 Δi_{bus} 는 DC 버스의 허용 리플 전류를 의미한다. 식 (3.25)에서 N 과 T_s 는 고정된 값이며, 나머지 파라미터에 의해 필요한 L 의 최소치가 결정된다. 수식 내의 항 $(1-2D)D$ 는 듀티비 $D = 0.25$ 일 때 최소치를 갖는다. 이때 $D = 0.25$ 조건에서의 V_{bt} 는 배터리 운용 범위의 중간값에 해당하므로, 식 (3.25)의 V_{bt} 는 다음과 같이 근사하여 적용할 수 있다.

$$V_{bt} \approx \frac{V_{bt,max} + V_{bt,min}}{2} \quad (3.26)$$

하프 브리지 측 필터 커패시터 C_1 과 C_2 는 컨버터의 승압(Step-up) 모드 동작을 기준으로, 푸시풀 측 필터 커패시터 C_3 는 강압(Step-down) 모드 동작을 기준으로 하여 커패시터 전압 리플 사양에 맞춰 다음과 같이 계산된다.

$$C_{1,2} \geq \frac{DT_s \cdot I_{bus}}{\Delta v_{c1,c2} \cdot 4N} \quad (3.27)$$

$$C_3 \geq \frac{V_{bt}(1-2D)D}{32NL \cdot \Delta v_{c3}} T_s^2 \quad (3.28)$$

여기서 $\Delta v_{c1,c2}$ 와 Δv_{c3} 는 각각 커패시터 C_1, C_2 및 C_3 의 전압 리플을 나타내며, I_{bus} 는 그림 3.3(a)에 도시된 푸시풀 측의 전체 전류인 i_{bus} 의 평균치로 다음과 같이 표현된다.

$$i_{bus} = i_{L1} + i_{L2} + i_{C3} \quad (3.29)$$

$$I_{bus} = \langle i_{bus} \rangle \quad (3.30)$$

또한, 능동 클램프용 클램프 커패시턴스는 스위치의 턴-오프 시간이 가장 긴 최소 듀티 (D_{min}) 조건에서도 안정적인 클램핑 동작을 보장해야 하므로, 그 최소값은 다음과 같이 계산된다.

$$C_c \geq \frac{(1 - D_{min})^2 T_s^2}{\pi^2 L_{lk}} \quad (3.31)$$

• 능동소자설계

1차측($V_{ds,pri}$)과 2차측($V_{ds,sec}$)에 인가되는 드레인-소스 전압 스트레스는 각각 식 (3.32)와 (3.33)로 주어진다.

$$V_{ds,Q1} = V_{ds,Q2} = V_{bt} \quad (3.32)$$

$$V_{ds,S1} = V_{ds,S2} = \frac{V_{bt}}{2N} + \frac{I_{bus}}{2} \sqrt{L_k C_c} \quad (3.33)$$

또한, 능동 클램프 스위치에도 2차측 스위치와 동일한 드레인-소스 스트레스가 인가된다.

$$V_{ds,Sc1} = V_{ds,Sc2} = \frac{V_{bt}}{2N} + \frac{I_{bus}}{2} \sqrt{L_k C_c} \quad (3.34)$$

전류 리플을 무시할 수 있다고 가정할 때, 1차측($I_{rms,Pri}$) 및 2차측($I_{rms,Sec}$)의 RMS 전류는 각각 식 (3.35)와 (3.36)와 같이 표현된다.

$$I_{Q1,rms} = I_{Q2,rms} = \frac{I_{bus} \sqrt{D}}{2N} \quad (3.35)$$

$$I_{S1,rms} = I_{S2,rms} = \frac{I_{bus}}{2} \sqrt{1 + 2D} \quad (3.36)$$

능동 클램프 스위치의 경우 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$I_{Sc1,rms} = I_{Sc2,rms} = \frac{I_{bus}}{2} \sqrt{D} \quad (3.37)$$

따라서, 시스템의 안정적인 동작을 보장하기 위해 1차측 및 2차측 스위칭 소자는 앞서 계산된 전압 및 전류(RMS) 스트레스에 대해 충분한 설계 마진을 갖는 정격의 소자로 선정되어야 한다. 전체적인 설계 흐름은 그림 3.6에 요약되어 있다.

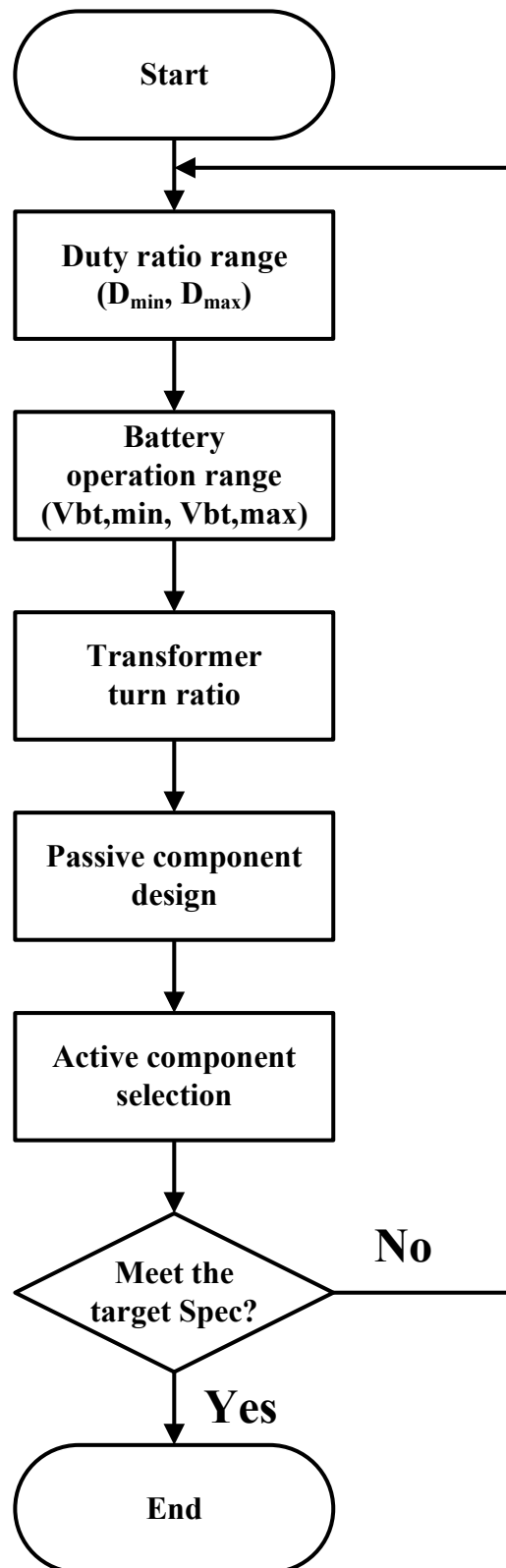


그림 3.6 제안하는 회로 설계 흐름도.

제 4 장

제안하는 방법의 검증

본 장에서는 제안하는 방식에 대한 실험적 검증 내용을 다룬다. 소프트웨어 시뮬레이션과 하드웨어 실험을 통해 하프-브리지 푸시-풀(HB-PP) 컨버터의 성능을 평가한다. 우선 PLECS 시뮬레이션을 이용하여 회로의 동작 원리 및 설계 파라미터를 검증한다. 이어 하드웨어 프로토타입을 제작하여 제안하는 부분전력처리 구조의 실효성을 입증한다. 마지막으로 정상 상태 파형 및 효율 분석 결과를 이론적 수치와 비교함으로써 제안하는 토폴로지의 타당성을 검증한다.

4.1 시뮬레이션

제안한 15 kW급 부분전력처리 시스템의 설계 절차를 검증하기 위해 HB-PP 컨버터를 설계하였다. 듀티비 D 는 하프브리지 토폴로지의 듀티 한계를 반영하여 10%–45% 범위로 제한하였고, 배터리 전압 범위는 345–365 V로 설정하였다. 이러한 사양을 바탕으로 (3.24)를 이용해 변압기 권선비 N 을 산정하였으며, N 은 2.625 미만을 만족해야 한다. 이에 따라 구현 가능한 값 중 가장 근접한 $N = 2$ 를 선택하였다. 또한 동작 버스 전류를 $I_{bus} = 35$ A로 가정할 때, 전류 리플을 5% 이하로 제한하기 위해 L_1 과 L_2 를 각각 100 μ H로 설계하였다. 더불어 전압 편차 ΔV_{Δ} 를 제한하

표 4.1 BESS 설계 사양

Parameter	Symbol	Value
Dc Bus Voltage	V_{bus}	380 [V]
Battery Voltage	V_{bt}	345 ~ 365 [V]
Converter Voltage	V_{Δ}	15 ~ 35 [V]
Minimum Duty	D_{min}	10 [%]
Maximum Duty	D_{max}	45 [%]
Switching frequency	f_{sw}	100 [kHz]
Transformer turn ratio	N	2:1
Inductance	L_1, L_2	100 [μ H]
Capacitor (Primary)	C_1, C_2	33 [μ F]
Capacitor (Secondary)	C_3	100 [μ F]
Capacitor (Active Clamp)	C_c	500[nF]
MOSFET (Primary)	Q_1, Q_2	C3M0075120K ($V_{DS} = 1200$ V, $I_D = 32$ A)
MOSFET (Secondary)	S_1, S_2	IMW65R027M1H ($V_{DS} = 650$ V, $I_D = 47$ A)
MOSFET (Active Clamp)	S_{c1}, S_{c2}	IMW65R027M1H ($V_{DS} = 650$ V, $I_D = 47$ A)

고 배터리 측 전압 리플을 0.5% 이하로 유지하기 위해 커패시터 C_3 및 C_1, C_2 를 설계하였으며, 그 결과를 표 4.1에 요약하였다.

그림 4.1은 시뮬레이션 주요 파형을 나타낸다. 시뮬레이션에 적용된 파라미터는 표 4.1에 요약되어 있다. dc 버스 전류 리플(Δi_{bus})을 1.2A 미만으로 제한하기 위해 인덕터 L_1 과 L_2 는 식 (3.25)을 따라 100 μ H로 설계하였다. 시뮬레이션 결과 Δi_{bus} 는 약 1.07A로 측정되어 설계 목표를 만족함을 확인하였다. 커패시터 C_1, C_2 및 C_3 는 각각 식 (3.27)와 (3.28)을 이용하여 설계하였다. 이때 최대 전압 리플 설계치는 C_1 과 C_2 의 경우 V_{bt} 의 0.5%, C_3 의 경우 V_{Δ} 의 0.05%로 설정하였다. 시뮬레이션 결과 Δv_{c1} 은 약 0.2%, Δv_{c3} 는 0.035% 이하로 나타나 설계 요구사항이 충족됨을 검증하였다.

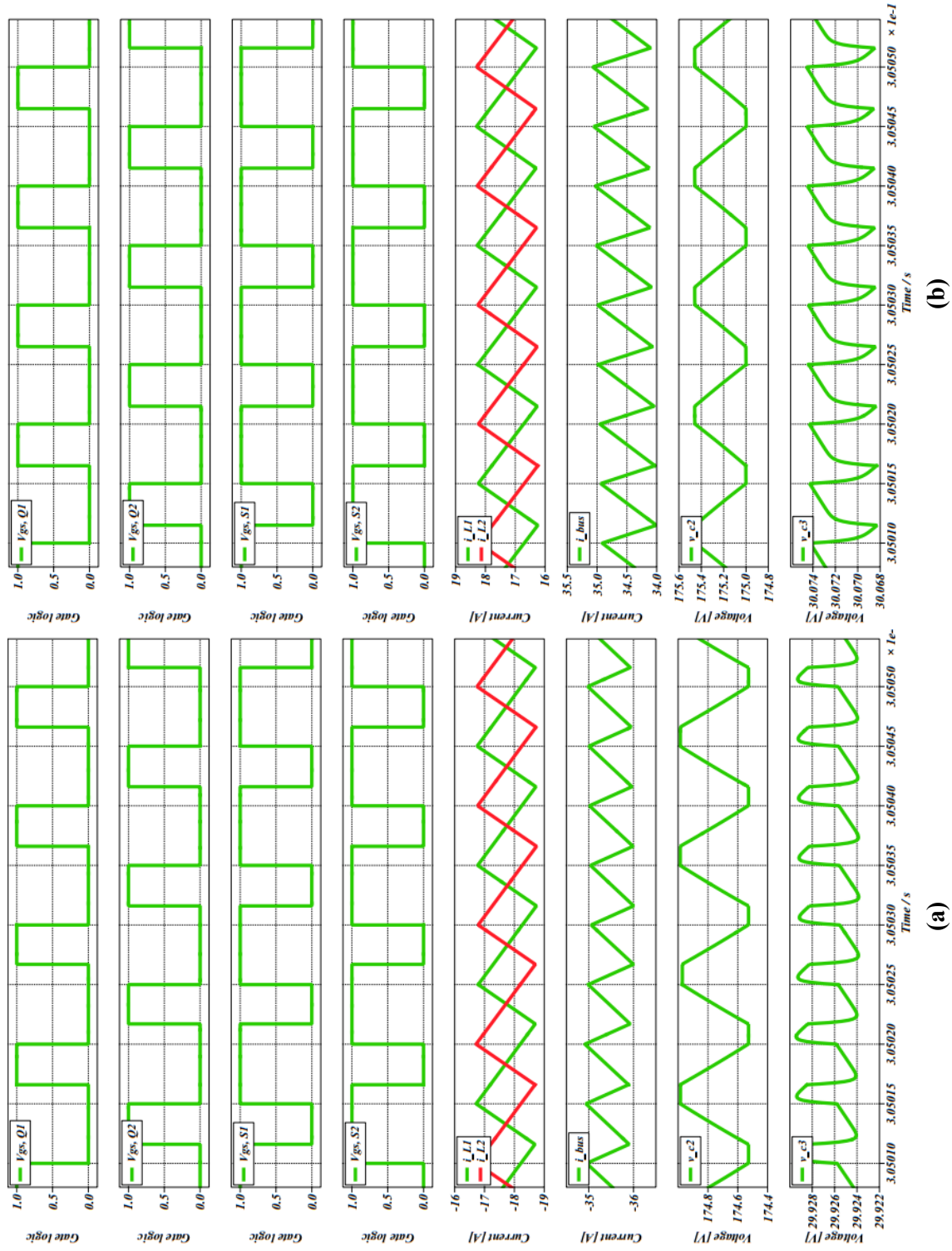


그림 4.1 제한하는 토폴로지의 시뮬레이션 파형: (a) 배터리 충전 모드, (b) 배터리 방전 모드.

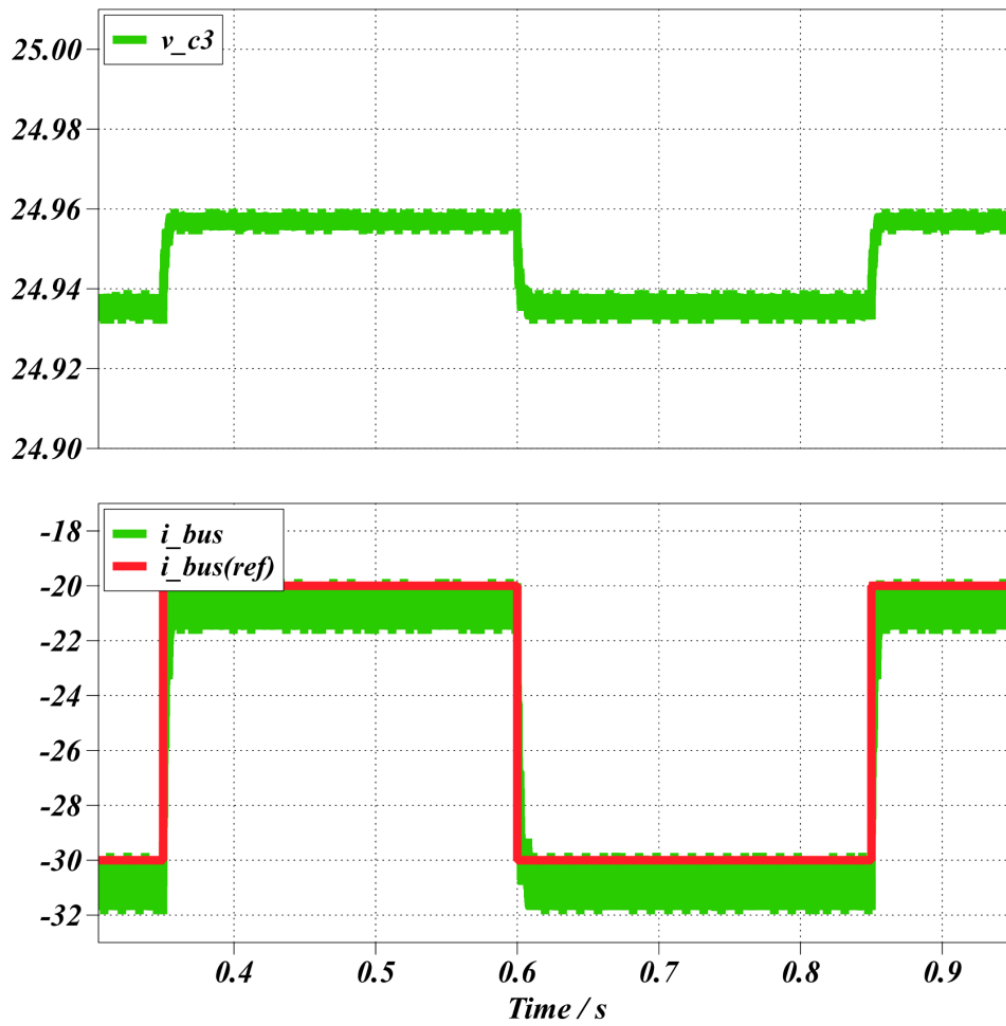


그림 4.2 충전모드 동작 중 전류 지령치 변화 시 컨버터 동작 파형: (위) C_3 전압, (아래) i_{bus} 지령치 및 i_{bus}

컨버터 운전 중 전류 지령 변화에 대한 동특성을 확인하기 위해 시뮬레이션을 수행하였다. 구체적으로, $V_{bt} = 355V$ 에서 충전 모드로 동작 중 전류 지령을 30 A에서 20 A로 변경한 뒤, 다시 30 A로 복귀시켰다. 시뮬레이션 결과 i_{bus} 의 리플이 다소 크게 나타났으나, 지령 변화에 따라 i_{bus} 가 목표 전류로 추종할 수 있음을 확인하였다.

이를 방전 모드에서도 동일한 절차로 반복하였다. 이때 배터리 전압은 $V_{bt} = 360V$ 로 설정하였으며, i_{bus} 전류 지령을 30A에서 20A, 30A로 단계적으로 변경하였다. 방전 모드에서도 충전 모드와 유사하게, 지령 변화에 따라 i_{bus} 가 목표 전류로 추종하며 과도 응답 이후 정상 상태로 수렴함을 확인하였다.

4.2 하드웨어 검증

그림 4.4(b)는 제작된 프로토타입 컨버터와 성능 평가를 위한 실험 환경을 보여준다. 배터리와 DC 버스를 모의하기 위해 그림 4.4(a)와 같이 두 대의 양방향 전원 공급 장치를 사용하였다. 그림 4.5는 35A 정전류(CC) 모드 동작 시 컨버터의 주요 파형을 나타낸다. 측정된 항목은 스위칭 소자 Q_1 과 S_1 의 게이트-소스 전압 신호, 그리고 인덕터 L_1 과 L_2 의 전류이다. 구체적으로 그림 4.5(a), (b)의 배터리 충전 모드와 (c) 및 (d)의 방전 모드 동작 파형은 서로 대칭적이며, i_{L1} 과 i_{L2} 의 전류 방향이 반전된 점을 제외하면 유사한 동작 특성을 보인다.

시뮬레이션은 비교적 이상적인 환경을 가정하는 반면, 하드웨어 검증 단계에서는 dc 버스와 배터리 양측에서 일정 수준의 전압 강하가 관찰되었다. 이러한 전압 강하는 버스 및 배터리를 컨버터에 연결하는 배선의 저항에 크게 기인하며, 각 배선의 저항은 약 0.1 Ω 수준으로 측정되었다. 이와 같은 추가 전압 강하를 (3.15)에 반영하면, 시뮬레이션 단계에서 달성 가능했던 I_{bus} 가 실제 하드웨어 실험에서는 듀티 범위를 초과하여 구현이 불가능할 수 있다. 따라서 하드웨어 검증에서는 동작 중 최대 I_{bus} 를 35 A로 제한하였다.

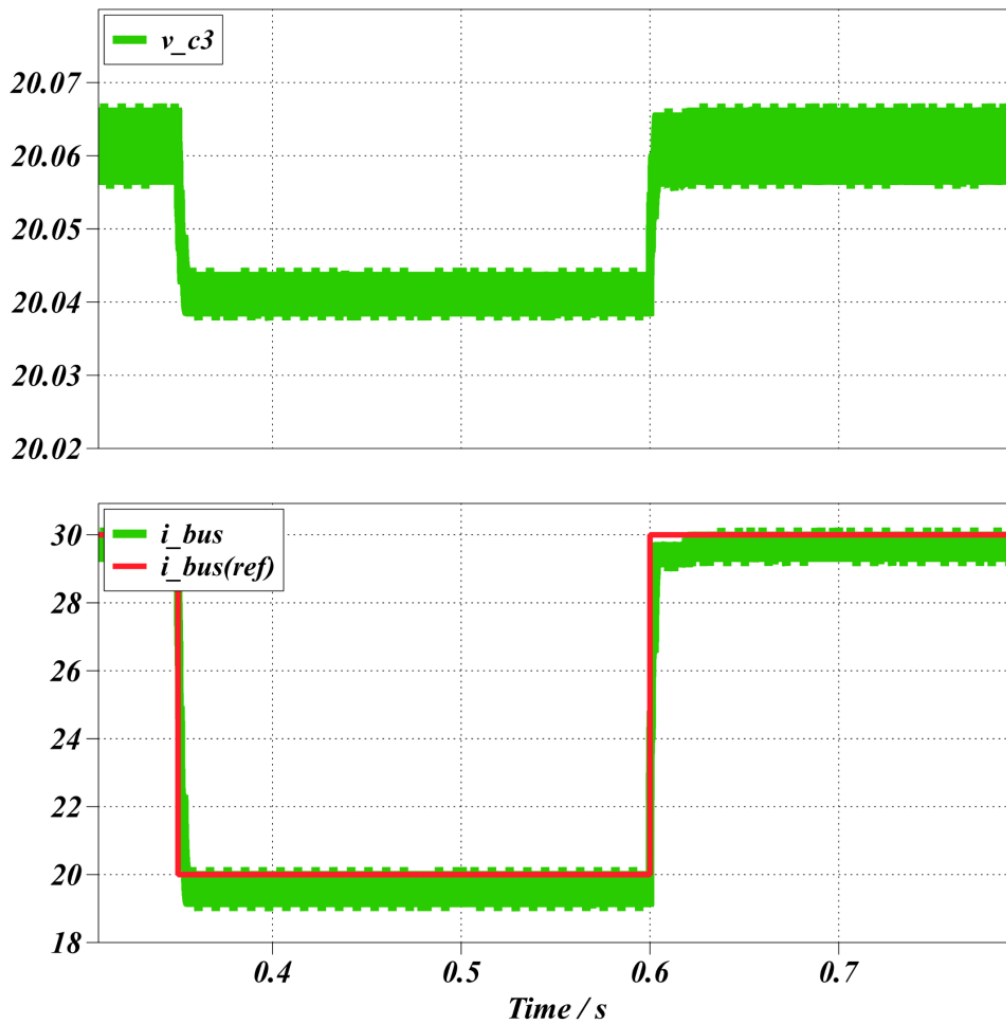
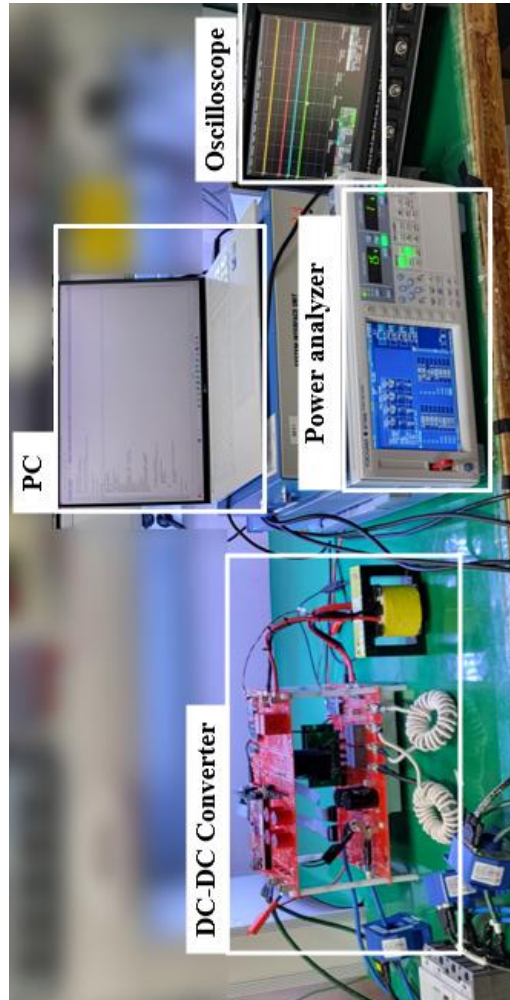


그림 4.3 방전모드 동작 중 전류 지령치 변화 시 컨버터 동작 파형: (위) C_3 전압, (아래) i_{bus} 지령치 및 i_{bus}

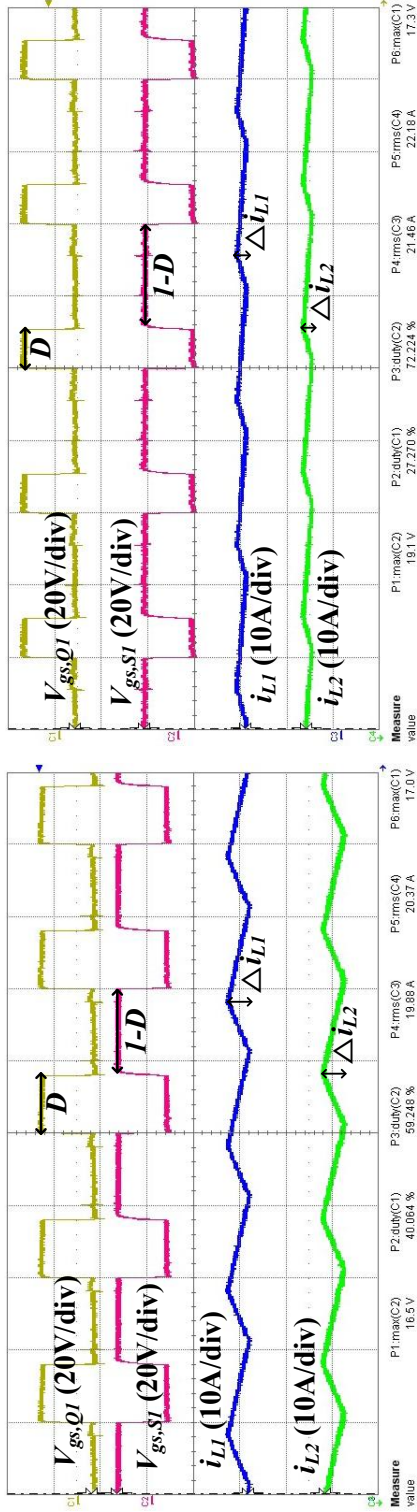


(a)

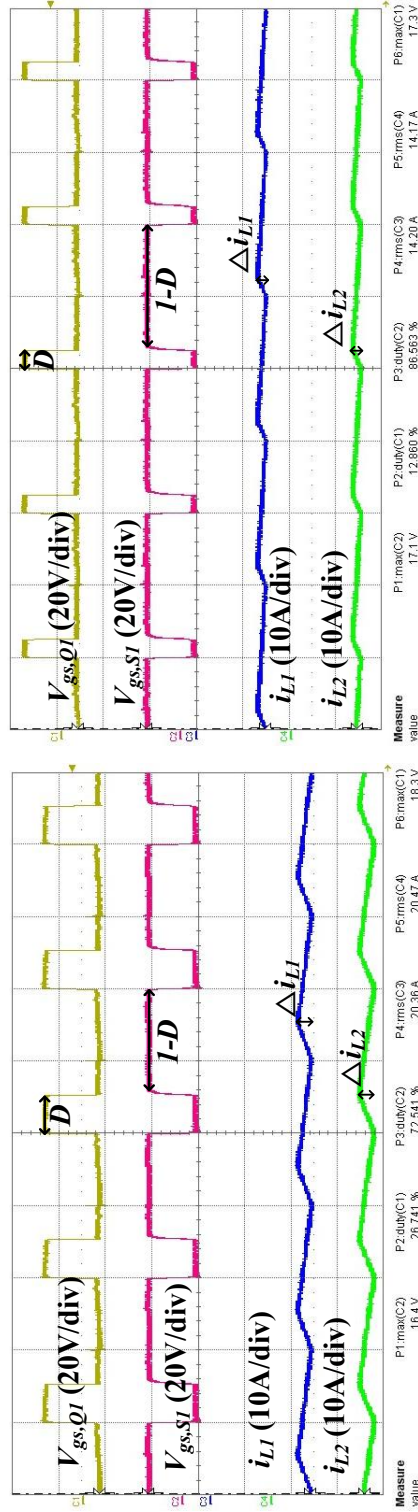


(b)

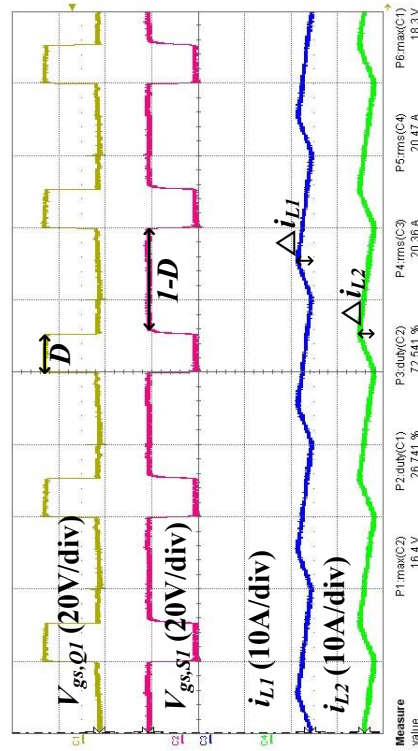
그림 4.4 하드웨어 구성: (a) 양방향 전원 장치, (b) 컨버터 하드웨어 셋업 전제 모습.



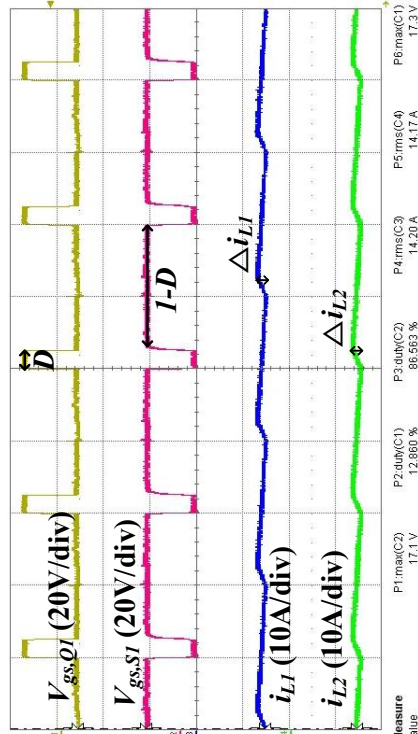
(a)



(b)



(c)



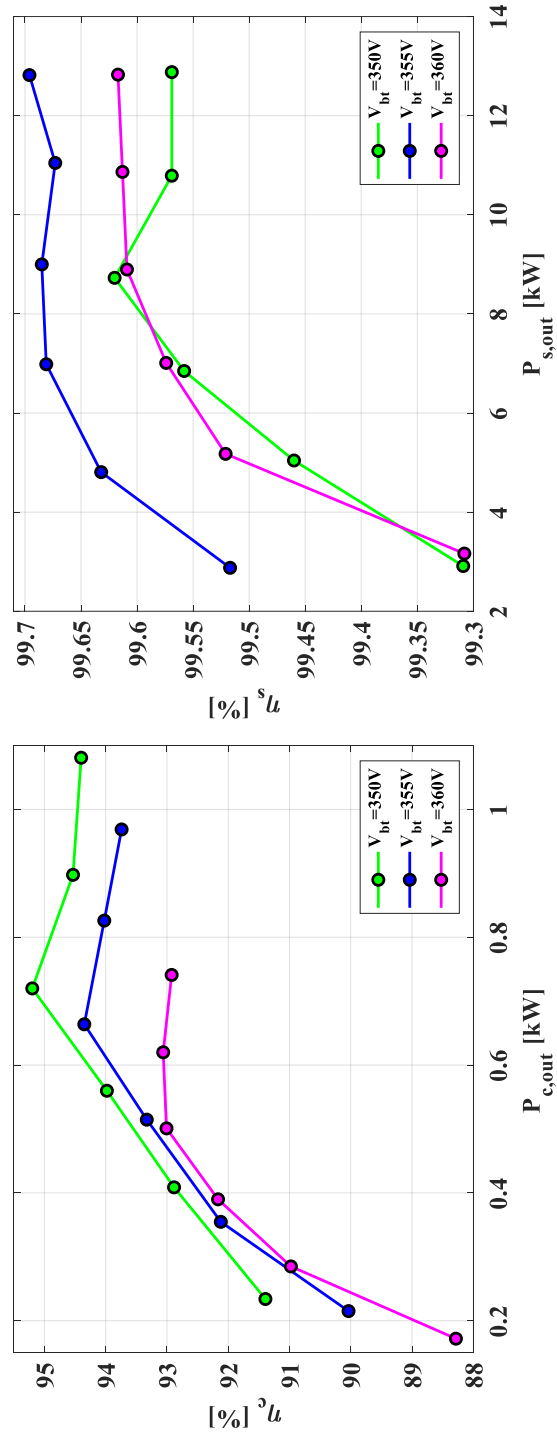
(d)

그림 4.5 컨버터 동작 파형: (a,b) 배터리 방전 모드, (c,d) 배터리 충전 모드.

그림 4.6는 V_{bus} 를 일정하게 유지한 조건에서 방전 모드 동작 중 배터리 전압 변화에 따른 컨버터 및 시스템 효율을 나타낸다. 컨버터의 최대 효율은 $P_{c,out} = 720\text{W}$ 에서 약 95.2%로 측정되었으며, 시스템 효율은 전체 동작 범위에서 99.3% 이상을 유지하였다. 그림 4.7에 나타난 충전 모드에서도 유사한 경향이 관찰된다. 컨버터 효율은 $P_{c,out} = 630\text{W}$ 에서 약 93.7%로 최대가 되며, 시스템 효율은 전 동작 범위에서 99% 이상을 안정적으로 유지한다.

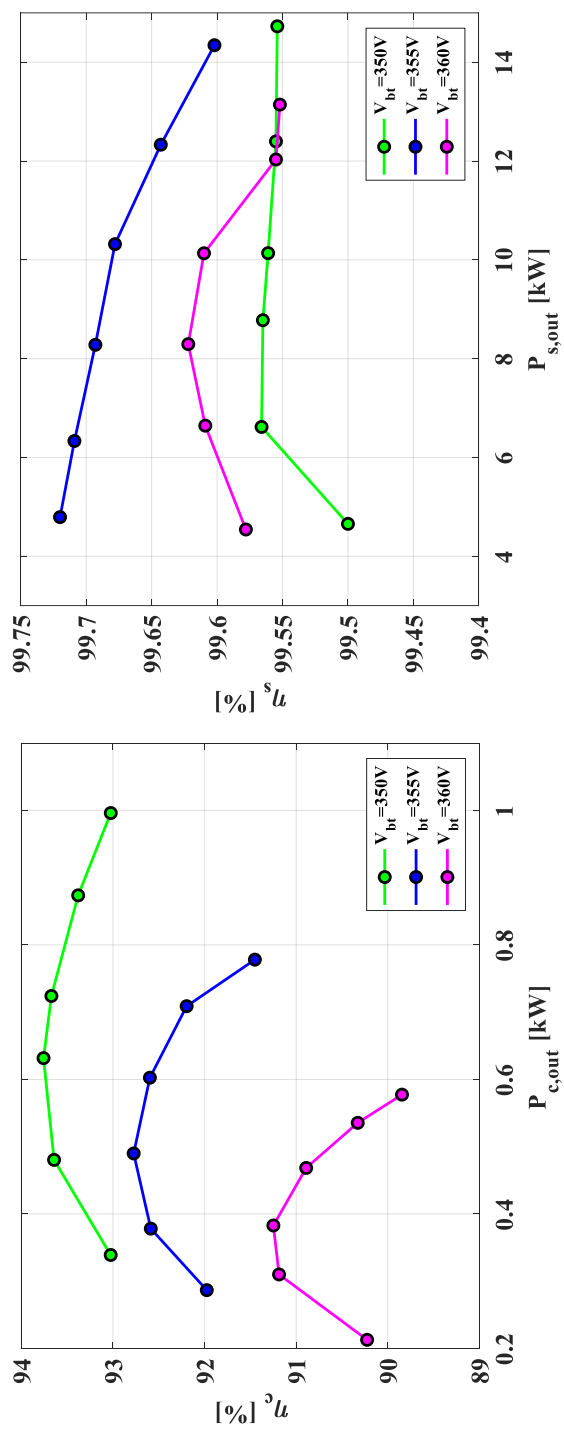
그림 4.6(a)에서 확인할 수 있듯이, $V_{bt} = 360\text{V}$ 조건에서는 컨버터 효율(η_c)이 실험 조건 중 가장 낮게 나타난다. 그러나 동일 전압에서 전력처리비율 K_p 또한 최소가 되므로, 식 (2.12)에 따라 그림 4.6(b)의 시스템 효율(η_s)은 $V_{bt} = 350\text{V}$ 조건과 유사한 수준을 유지한다. 유사한 경향은 그림 4.7의 충전 모드 결과에서도 관찰된다. $V_{bt} = 360\text{V}$ 에서 컨버터 효율은 다시 최소값을 보이지만, 상대적으로 낮은 K_p 로 인해 시스템 효율은 $V_{bt} = 350\text{V}$ 조건과 비교적 유사하게 나타난다. 다만 $V_{bt} = 360\text{V}$ 에서의 시스템 효율은 여전히 $V_{bt} = 355\text{V}$ 조건보다 낮게 유지된다. 이는 높은 시스템 효율(η_s)을 달성하기 위해 전력처리비율 K_p 와 컨버터 효율(η_c)을 종합적으로 고려해야 함을 시사한다. 그림 4.8은 이론적으로 계산한 시스템 효율과 실험으로 측정한 시스템 효율을 비교한 오차 분석 결과를 나타낸다. 그림 4.8(a)는 배터리 충전 모드, (b)는 방전 모드에서의 결과이다. 이론 시스템 효율은 (2.12)를 이용하여 계산하였으며, 이때 K_p 는 (2.28)와 (2.29)로부터 산정하였다. 또한 시스템 효율 계산에는 전력 분석기로 측정한 컨버터 효율을 사용하였다. 측정값과 이론값의 차이는 최대 0.3% 수준으로 매우 작으며, 두 결과가 서로 거의 일치함을 확인하였다.

그림 1.4과 같은 병렬 BESS 구성에서, 컨버터가 설계한 배터리 전압 범위 내에서 V_{bus} 를 380V로 유지할 수 있어야 하므로, 그림 4.9(a)와 같이 배터리 전압과 그에 해당하는 듀티를 할당하였다. 그림 4.9(a)에 할당된 배터리 전압과 듀티 조건에서 측정한 컨버터 출력 전압은 그림 4.9(b)에 나타내었다. 또한, 측정한 값을 바탕으로 배터리와 dc-dc 컨버터 간의 전압 분배비를



(a) (b)

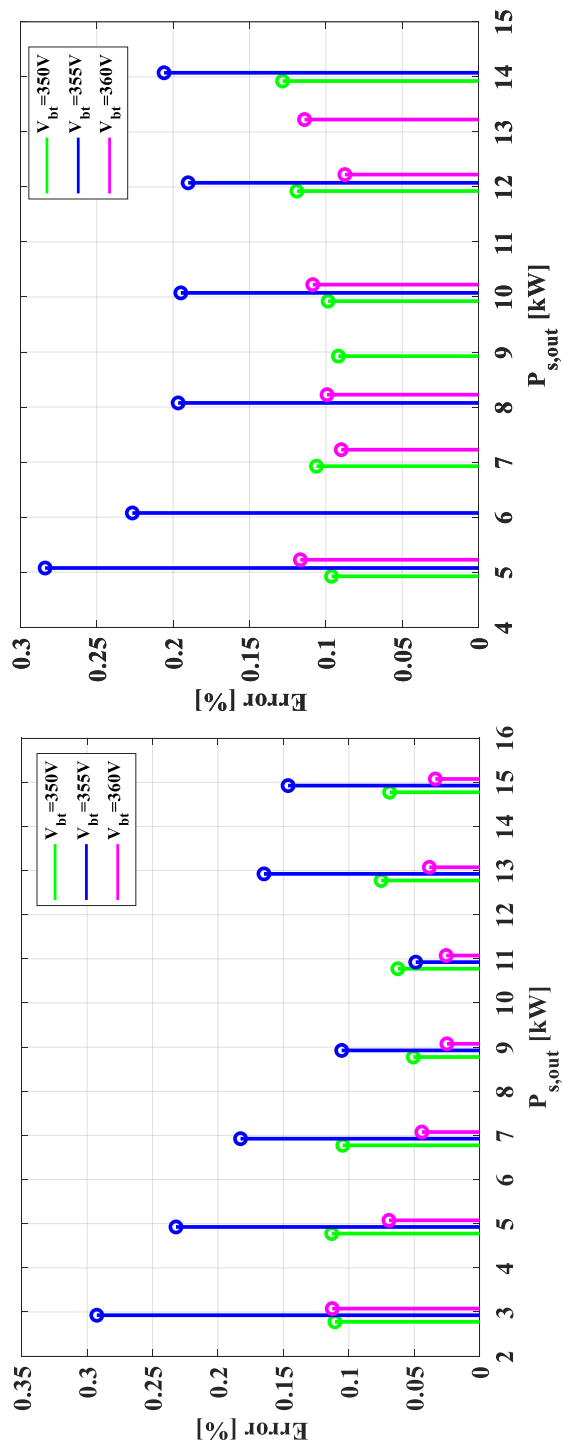
그림 4.6 방전모드에서 컨버터 및 시스템의 효율 측정 결과: (a) 컨버터 효율, (b) 시스템 효율.



(a)

(b)

그림 4.7 충전모드에서 컨버터 및 시스템의 효율 측정 결과: (a) 컨버터 효율, (b) 시스템 효율.



(a) 충전 모드, (b) 방전 모드.

표 4.2 선행 연구 결과와의 비교

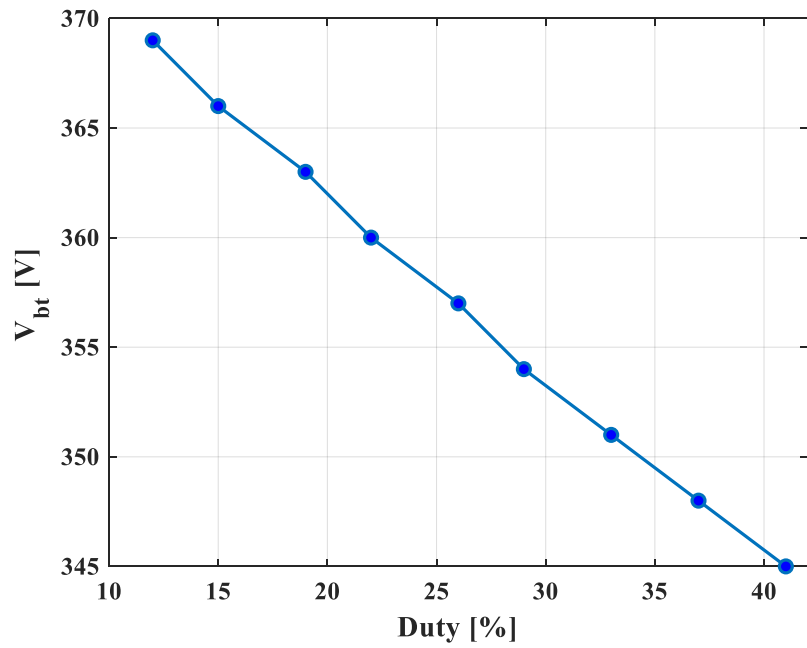
Topology	Buck-boost[50]	HB-buck[38]	LLC[39]	H-Bridge[40]	FB-PP[51]	HB-PP
$P_{s,out}[kW]$	3.8	2	3	20	22	12.8
$P_{c,out}[kW]$	3.8	2	3	20	4.4	0.741
K_p	1	1	1	1	0.2	0.058
변압기 사용	N	N	Y	N	Y	Y
양방향 동작	Y	Y	Y	Y	N	Y
$\eta_s[\%]$	98	99.23	97.2	97.8	96	99.7
$\eta_c[\%]$	98	99.23	97.2	97.8	82.6	92.9

그림 4.10에 도식화였다. 이러한 분석을 바탕으로, 해당 컨버터가 적용된 BESS는 배터리 응용 어플리케이션의 필수적인 동작 요소인 CC 제어와 CV 제어가 모두 가능함을 검증하였다.

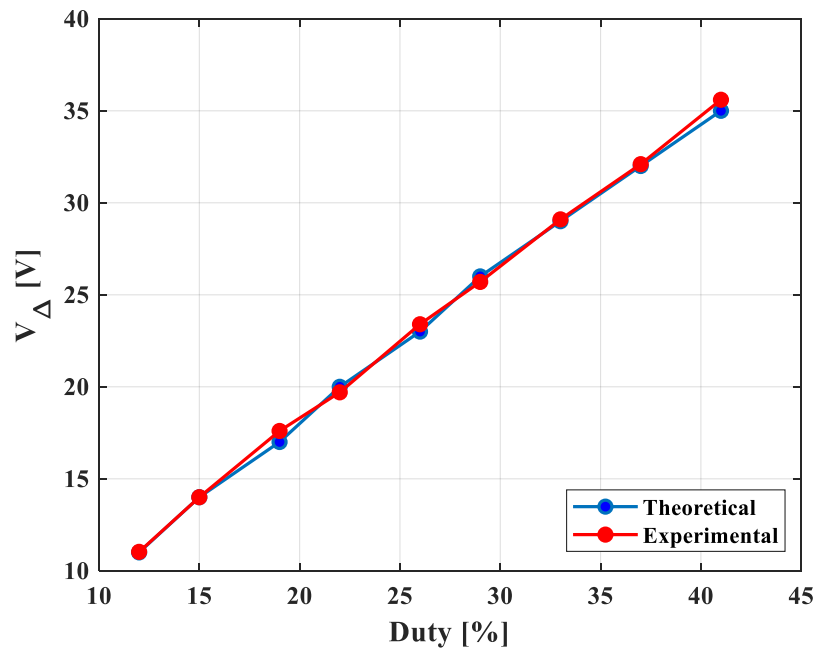
그림 4.11은 하드웨어 안정성 검증을 위해 시스템을 $I_{bus} = 35A$ 조건에서 30분간 연속 운전 한 후의 열 분포를 나타낸다. 이 때 주위 온도는 약 $18^{\circ}C$ 를 유지하였다. 설계 단계에서 1차측은 2차측 대비 상대적으로 낮은 RMS 전류가 흐르므로, 전도 손실이 전체 발열에서 차지하는 비중 이 작을 것으로 가정하였다. 이에 따라 전력 밀도 향상을 위해 1차측 방열 면적을 최소화하는 설계를 채택하였다.

그러나 실제 실험 결과, 30분 경과 후 1차측 MOSFET의 중심부 온도는 약 $87^{\circ}C$ 로 측정되 어, $38^{\circ}C$ 를 기록한 2차측 MOSFET 대비 2배 이상의 온도 상승을 보였다. 실험을 통해 측정한 데이터를 바탕으로 1차측과 2차측 각각의 전도 손실과 스위칭 손실 및 인덕터의 전도 손실을 분석한 결과는 그림 4.12과 같다. 그림 4.12으로부터, 2차측에 비해 1차측의 전도 손실은 충분히 무시 가능한 수치이나 스위칭 손실의 경우 2차측 도통 손실의 절반 정도에 해당하는 손실이 1차측에서 발생하는 것을 알 수 있다. 이는 설계 이전 단계에서 가정했던 것과 다르게, 실제로는 1차측 역시 2차측과 유사한 수준의 방열 설계가 고려되어야 함을 시사한다.

마지막으로, 본 실험을 통해 검증된 제안하는 시스템의 성능을 기존 ESS용 dc-dc 컨버터 연구 사례들과 비교하여 표 4.2에 정리하였다. 각각의 사례들은 시스템 및 컨버터 출력 전력, 변압기 사용 여부 및 양방향 동작 여부, 시스템 및 컨버터 효율의 항목으로 비교되었다. 대부분의 선행 연구들은 전전력처리 구조를 취하고 있어, 컨버터의 정격 용량($P_{c,out}$)과 시스템 용량($P_{s,out}$)이 동일하다. 반면 본 연구에서는 부분전력처리 구조를 적용하여, 컨버터 전력처리비율을 최소 5.8%까지 저감하였다. 또한 양방향 동작 모두에서 부분전력처리를 통해 컨버터 정격 저감이 가능함을 확인하였다. 구체적으로 충전 모드에서는 시스템 전력이 최대 14.4kW일 때 컨버터 처리 전력은 약 778 W로 측정되어, 컨버터가 시스템 전력의 약 5.5%만을 처리함을 확인하였다. 방전 모드에서는 시스템 전력이 12.8kW인 조건에서 컨버터가 처리하는 최대 전력이 약 1.1kW로 측정되어, 시스템 전력의 최대 약 8.4%만을 처리하면서도 시스템 운전이 가능함을 확인하였다. 또한, 부분전력처리를 적용한 문헌 [51]의 FB-PP 방식과 비교했을 때도 더 낮은 K_p 를 달성하였으며, 이를 통해 컨버터 효율(η_c) 92.9% 및 전체 시스템 효율(η_s) 99.7%의 성능을 입증하였다. 또한, [51]은 배터리 충전기로 설계되어 단방향 동작만 지원하는 데 비해, 본 연구의 컨버터는 배터리의 충전 및 방전을 모두 지원한다. 다만 각 선행 연구는 정격 전압, 스위칭 주파수, 냉각 조건 등이 상이하므로, 표 4.2의 비교는 효율의 절대적 우열을 판단하기보다는 부분전력처리 구조에 따른 상대적 경향을 확인하는 데 의미가 있다.



(a)



(b)

그림 4.9 배터리 전압 동작 범위: (a)배터리 전압 별 듀티 할당, (b) 듀티에 따른 컨버터 출력 전압.

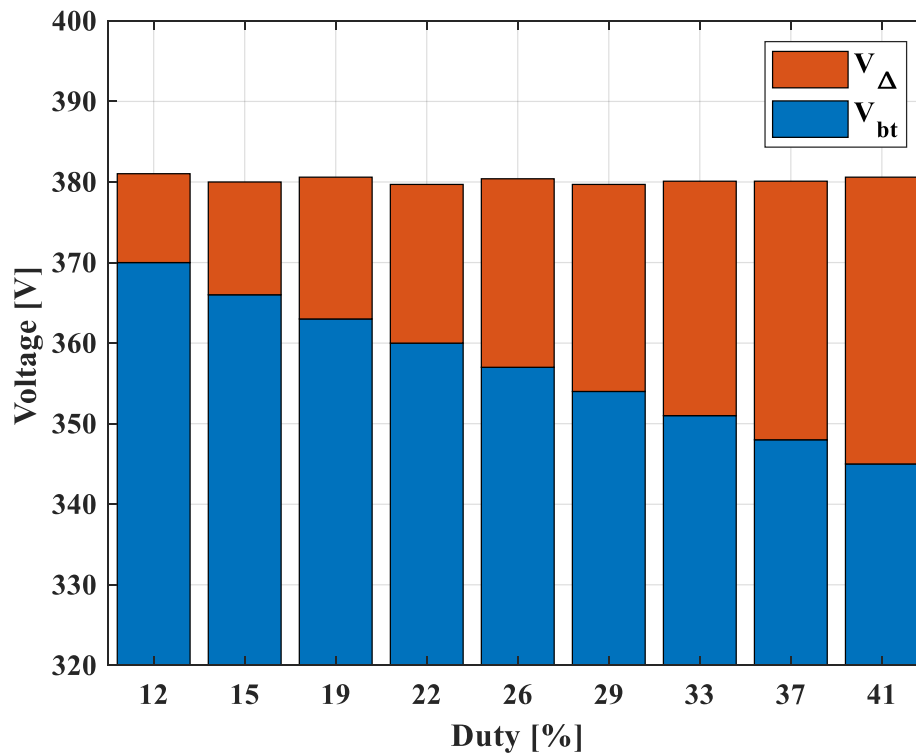


그림 4.10 Dc bus 전압 유지를 위한 CV 제어시 컨버터와 배터리의 전압 분배

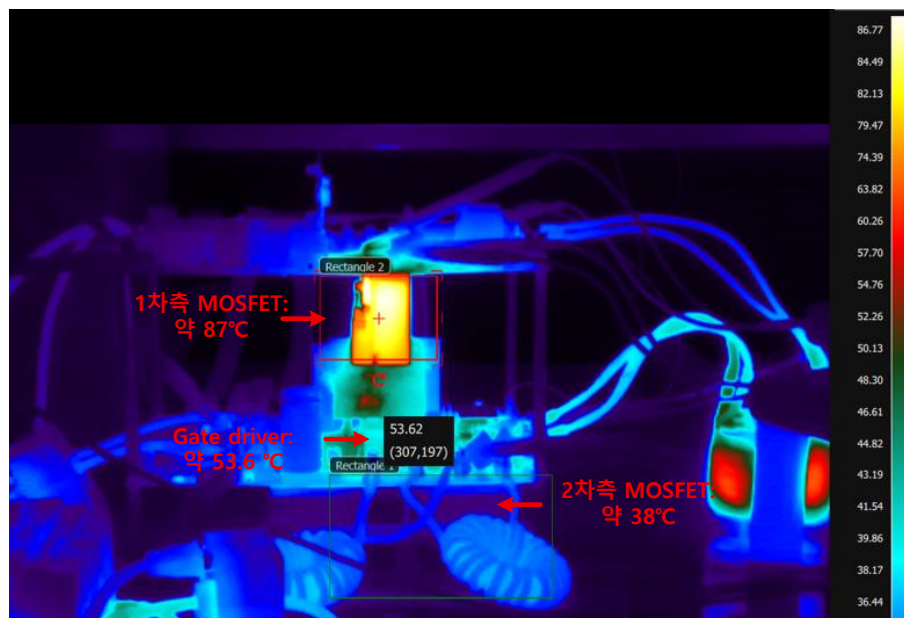


그림 4.11 하드웨어 방열 분석.

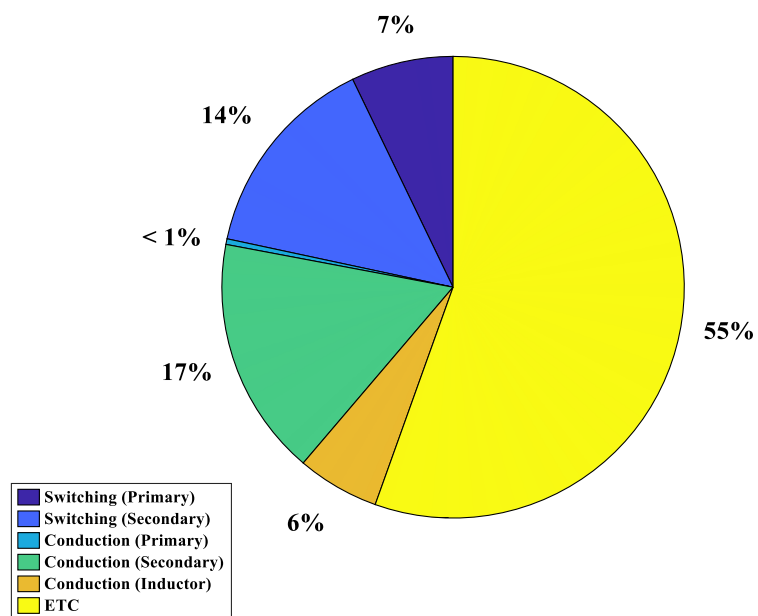


그림 4.12 하드웨어 손실 분석: $V_{bt} = 360V \times \dot{i}$.

제 5 장

결론

본 연구에서는 배터리 에너지 저장 시스템(BESS)의 시스템 효율 향상과 컨버터의 소형화 및 전력 처리 용량 저감을 목표로, 양방향 부분전력처리(PPP) 적용시 컨버터의 설계 고려사항을 심도 있게 분석하였다.

부분전력처리 기반 아키텍처의 특성을 분석한 결과, 도통 손실 저감, 소자 스트레스 최소화, 그리고 2차측의 유리한 전류 특성 측면에서 강점을 갖는 하프 브리지-푸시 풀(HB-PP) 구조를 최적의 토폴로지로 선정하였다. 또한, 구간별 스위칭 동작 분석 및 전압 이득 유도를 포함한 상세한 동작 해석을 수행하였으며, 실제 배터리 전압 범위를 고려하여 듀티비, 변압기 권선비, 수동 및 능동 소자를 선정하기 위한 체계적인 설계 절차를 확립하였다.

제안된 설계의 타당성과 성능은 시뮬레이션 및 18kW급 BESS 하드웨어 테스트 베드를 이용한 실험을 통해 검증되었다. 제작된 프로토타입은 안정적인 양방향 전력 제어 성능을 입증하였으며, 최대 99.4% 이상의 시스템 효율을 달성함으로써 처리 전력 저감 및 에너지 변환 성능 향상에 기여하는 부분전력처리 구조의 효용성을 확인하였다. 비록 경부하 조건에서 컨버터 단독 효율은 91% 미만을 기록하였으나, 컨버터의 낮은 전력처리비율로부터 전체 시스템 효율은 크게 향상됨을 실험적으로 검증하였다.

본 연구의 분석 및 실험 결과는 고효율, 모듈형 확장성, 그리고 컨버터 용량 저감이 필수적인 차세대 에너지 저장 시스템 분야에서 부분전력처리 기반 컨버터 아키텍처가 갖는 실용적 가치를 명확히 보여준다.

본 논문에서 다루지 않은 컨버터 및 시스템의 동적 해석, 변압기 코어 및 권선수 선정과 같은 구체적인 설계는 제안한 설계 방법의 타당성을 보다 명확히 검증하기 위해 향후 반드시 보완되어야 할 과제이다. 또한, 컨버터의 동작 안정성과 신뢰성 확보를 위해 커패시터 및 스위칭 소자의 수명 평가와 열화 특성에 대한 연구가 향후 필수적으로 수행되어야 한다. 이외에도 본 연구에서 제시한 부분전력처리 결선 방식(BPDS 및 DPBS)으로 인해 발생할 수 있는 고장 확산 문제 역시 향후 충분한 연구가 필요하다. 해당 내용을 제외한 향후 연구로는 소프트 스위칭 조건의 최적화, 고전력 및 고주파 동작을 위한 설계 방법론의 확장 등을 고려 가능하다. 아울러, 제안된 HB-PP 부분전력처리 구조의 실용성을 제고하기 위해 고도화된 제어 전략의 통합 및 대규모 병렬 BESS 구성에서의 장기 신뢰성 평가 또한 중요한 후속 연구 과제가 될 것이다.

연구논문 실적

- [1] Seok-Jin Jeong, Nguyen-Anh Nguyen, Ngoc Thao Pham, Jin-Su Park and Sung-Jin Choi, "Design Consideration of Bi-directional Half-Bridge Push-Pull Partial-Power-Processing Converters for Battery Energy Storage Systems," **MDPI Energies**. (Under review).

국내 학술대회

- [1] 정석진, 웬 웬 안, 최성진, "배터리 팩 병렬운전을 위한 2.5kW급 차동 컨버터 토폴로지 선정 및 최적 설계," *전력전자학회 전력전자학술대회*, pp. 298-300, 7월, 2024.
- [2] 정석진, 박진수, 웬 웬 안, 최성진, "배터리 팩 통합형 양방향 부분전력처리 컨버터용 능동 클램프의 동작 및 설계," *전력전자학회 전력전자학술대회*, pp. 255-257, 7월, 2025.
- [3] 박진수, 정석진, 웬 웬 안, 최성진, "PPC와 통합된 배터리 팩의 효과적인 초충회로 전략," *전력전자학회 전력전자학술대회*, pp. 138-140, 7월, 2025.

해외 학술대회

- [1] Seok-Jin Jeong, Nguyen-Anh Ngyuen, Andrew Ngini Mwangi and Sung-Jin Choi, "Novel Battery Interface Converter with Bi-directional Current Flow utilizing Partial Power Processing," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Philadelphia, PA, Oct. 2025.

참고 문헌

- [1] Hyosung Corporation, “Large-scale energy storage system for renewable energy,” Corporate Presentation, Seoul, South Korea, Apr. 2017, power & Industrial Systems Performance Group.
- [2] M.-K. Tran, A. DaCosta, A. Mevawalla, S. Panchal, and M. Fowler, “Comparative study of equivalent circuit models performance in four common lithium-ion batteries: Lfp, nmc, lmo, nca,” *Batteries*, vol. 7, no. 3, p. 51, 2021.
- [3] International Energy Agency (IEA), “Net zero by 2050: A roadmap for the global energy sector,” Paris, France, 2021, accessed: Nov. 30, 2025. [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/net-zero-by-2050>
- [4] H. Sadeghi, M. Rashidinejad, and A. Abdollahi, “A comprehensive sequential review study through the generation expansion planning,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 67, pp. 1369–1394, 2017.
- [5] E. Commission, “A roadmap for moving to a competitive low carbon economy in 2050,” *European Commission, Brussels, COM (2011)112 final*, 2011.
- [6] I. E. Agency, “Global ev outlook 2024,” 2024, [Accessed December, 2024]. [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2024>

- [7] J. Kim, J. Song, C.-H. Kim, J. Mahseredjian, and S. Kim, “Consideration on the present and future of battery energy storage system to unlock battery value,” *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, pp. 1–16, 2024.
- [8] A. M. Adeyinka, O. C. Esan, A. O. Ijaola, and P. K. Farayibi, “Advancements in hybrid energy storage systems for enhancing renewable energy-to-grid integration,” *Sustainable Energy Research*, vol. 11, no. 1, p. 26, 2024.
- [9] G. G. Farivar, W. Manalastas, H. D. Tafti, S. Ceballos, A. Sanchez-Ruiz, E. C. Lovell, G. Konstantinou, C. D. Townsend, M. Srinivasan, and J. Pou, “Grid-connected energy storage systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 111, no. 4, pp. 397–420, 2023.
- [10] China Energy Storage Alliance (CNESA). (2020) Global Energy Storage Market Analysis - 2020 Q3 Summary. Accessed: Nov. 30, 2025. [Online]. Available: <https://en.cnesa.org/latest-news/2020/11/17/cnesa-global-energy-storage-market-analysis2020q3-summary>
- [11] ——. (2024) CNESA Officially Released 2024 Q3 Energy Storage Market Data. Accessed: Nov. 30, 2025. [Online]. Available: <https://en.cnesa.org/latest-news/2024/11/15/cnesa-officially-released-2024-q3-energy-storage-market-data>
- [12] B. Zakeri and S. Syri, “Electrical energy storage systems: A comparative life cycle cost analysis,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 42, pp. 569–596, 2015.
- [13] G. G. Farivar, W. Manalastas, H. D. Tafti, S. Ceballos, A. Sanchez-Ruiz, E. C. Lovell, G. Konstantinou, C. D. Townsend, M. Srinivasan, and J. Pou, “Grid-connected energy storage systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 111, no. 4, pp. 397–420, 2022.

- [14] E. A. Olivetti, G. Ceder, G. G. Gaustad, and X. Fu, "Lithium-ion battery supply chain considerations: analysis of potential bottlenecks in critical metals," *Joule*, vol. 1, no. 2, pp. 229–243, 2017.
- [15] Asian Development Bank, *Handbook on Battery Energy Storage System*. Manila, Philippines: Asian Development Bank, Dec. 2018. [Online]. Available: <https://www.adb.org/publications/battery-energy-storage-system-handbook>
- [16] M. O. Qays, Y. Buswig, M. L. Hossain, and A. Abu-Siada, "Recent progress and future trends on the state of charge estimation methods to improve battery-storage efficiency: A review," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 8, no. 1, pp. 105–114, 2020.
- [17] S. Peng, C. Chen, H. Shi, and Z. Yao, "State of charge estimation of battery energy storage systems based on adaptive unscented kalman filter with a noise statistics estimator," *Ieee Access*, vol. 5, pp. 13 202–13 212, 2017.
- [18] B.-J. Kim, S.-J. Na, and I.-H. Cho, "Research on improving the reliability and reducing the weight of battery packs for railway vehicles," *Journal of Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 810–821, 2024.
- [19] M. Cacciato, G. Nobile, G. Scarcella, and G. Scelba, "Real-time model-based estimation of soc and soh for energy storage systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 794–803, 2016.
- [20] Z. Yu, J. Liu, Y. Lu, C. Feng, L. Li, and Q. Wu, "Combined ekf-lstm algorithm-based enhanced state-of-charge estimation for energy storage container cells," *Journal of Power Electronics*, vol. 24, no. 8, pp. 1329–1339, 2024.

- [21] F. Garcia, A. Ferreira, and J. Pomilio, "Control strategy for battery-ultracapacitor hybrid energy storage system," in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. IEEE, 2009, pp. 826–832.
- [22] A. Damiano, G. Gatto, I. Marongiu, M. Porru, and A. Serpi, "Real-time control strategy of energy storage systems for renewable energy sources exploitation," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 2, pp. 567–576, 2013.
- [23] D. Li, H. Chen, Y. Yao, D. W. Gao, and B. Xu, "Mdt-mvmd-based frequency modulation for photovoltaic energy storage systems," *Journal of Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 324–335, 2025.
- [24] S. Teleke, M. E. Baran, A. Q. Huang, S. Bhattacharya, and L. Anderson, "Control strategies for battery energy storage for wind farm dispatching," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 24, no. 3, pp. 725–732, 2009.
- [25] Y. Zhu, L. Xiong, C. Ban, and S. Huang, "Distributed sliding mode consensus control of energy storage systems in wind farms for power system frequency regulation," *Journal of Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1104–1117, 2024.
- [26] Y. Zeng, Q. Zhang, Y. Liu, X. Zhuang, and H. Guo, "Hierarchical cooperative control strategy for battery storage system in islanded dc microgrid," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 37, no. 5, pp. 4028–4039, 2021.
- [27] M. A. H. Rafi and J. Bauman, "A comprehensive review of dc fast-charging stations with energy storage: Architectures, power converters, and analysis," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 7, no. 2, pp. 345–368, 2021.

- [28] T. S. Babu, K. R. Vasudevan, V. K. Ramachandaramurthy, S. B. Sani, S. Chemud, and R. M. Lajim, “A comprehensive review of hybrid energy storage systems: Converter topologies, control strategies and future prospects,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 148 702–148 721, 2020.
- [29] M. Liu, X. Cao, C. Cao, P. Wang, C. Wang, J. Pei, H. Lei, X. Jiang, R. Li, and J. Li, “A review of power conversion systems and design schemes of high-capacity battery energy storage systems,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 52 030–52 042, 2022.
- [30] T. Soong and P. W. Lehn, “Evaluation of emerging modular multilevel converters for bess applications,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 5, pp. 2086–2094, 2014.
- [31] J. Huang, S. Mao, and F. Shen, “Virtual dc machine-based distributed soc balancing control strategy for parallel battery storage units in dc microgrids,” *Journal of Power Electronics*, pp. 1–12, 2024.
- [32] C.-S. Moo, K. S. Ng, and Y.-C. Hsieh, “Parallel operation of battery power modules,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, pp. 701–707, 2008.
- [33] J. Anzola, I. Aizpuru, A. A. Romero, A. A. Loiti, R. Lopez-Erauskin, J. S. Artal-Sevil, and C. Bernal, “Review of architectures based on partial power processing for dc-dc applications,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 103 405–103 418, 2020.
- [34] N. G. F. dos Santos, J. R. R. Zientarski, and M. L. da Silva Martins, “A review of series-connected partial power converters for dc-dc applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 7825–7838, 2021.

- [35] B.-D. Min, J.-P. Lee, J.-H. Kim, T.-J. Kim, D.-W. Yoo, and E.-H. Song, “A new topology with high efficiency throughout all load range for photovoltaic pcs,” *IEEE Transactions on Industrial electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4427–4435, 2008.
- [36] H. Zhou, J. Zhao, and Y. Han, “Pv balancers: Concept, architectures, and realization,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3479–3487, 2014.
- [37] A. J. Balbino, M. C. Tanca-Villanueva, and T. B. Lazzarin, “A full-bridge partial-power processing converter applied to small wind turbines systems,” in *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, 2020, pp. 985–990.
- [38] 이태영, 조병극, 조영훈, 홍찬욱, 이한솔, and 조관열, “배터리 에너지 저장장치용 고효율 2kw 급 양방향 dc-dc 컨버터 설계,” *전력전자학회논문지*, vol. 22, no. 4, pp. 312–323, 2017.
- [39] S.-H. Yang, M.-J. Kim, S.-W. Choi, and J.-S. Cho, “Development of 3kw hybrid ess with function of emergency power supply,” *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, vol. 20, no. 1, pp. 11–18, 2015.
- [40] T. Ouchi, A. Kanouda, N. Takahashi, and M. Moteki, “Seamless controlled parallel bi-directional dc-dc converter for energy storage system,” in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*. IEEE, 2014, pp. 1–10.
- [41] N. Kawakami, S. Ota, H. Kon, S. Konno, H. Akagi, H. Kobayashi, and N. Okada, “Development of a 500-kw modular multilevel cascade converter for battery energy storage systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3902–3910, 2014.
- [42] P. Granello, T. B. Soeiro, N. H. Van Der Blij, and P. Bauer, “Revisiting the partial power processing concept: Case study of a 5-kw 99.11% efficient flyback converter-based

- battery charger,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 8, no. 3, pp. 3934–3945, 2022.
- [43] P. Li, H. Tian, and F. Gao, “Partial power processing converter design with 99% energy utilization efficiency for sodium-ion batteries,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2025.
- [44] J. M. Guerrero, J. Anzola, C. A. Platero, I. Aizpuru, and A. Iturregi, “Ground fault diagnosis method for partial power converter-based electric systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2025.
- [45] M. C. Mira, Z. Zhang, and A. M. Andersen, “Analysis and comparison of dc/dc topologies in partial power processing configuration for energy storage systems,” in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia)*. IEEE, 2018, pp. 1351–1357.
- [46] W. Hu, J. Tao, Z. Ding, and H. Yang, “Analysis and control of partial power processing nonisolated bidirectional dc-dc converter,” *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 51, no. 9, pp. 4427–4441, 2023.
- [47] M. Pakjoo, “Comparison of sps, dps and tps in dual active bridge converter,” 2021.
- [48] S. Chakraborty and S. Chattopadhyay, “Fully zvs, minimum rms current operation of the dual-active half-bridge converter using closed-loop three-degree-of-freedom control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 12, pp. 10 188–10 199, 2018.
- [49] Plexim GmbH, “PLECS user manual,” Available online: <https://www.plexim.com>, Zurich, Switzerland, 2025, accessed: Dec. 3, 2025.

- [50] R. Khanaki, “Integration of non-isolated converters in battery storage systems: Topology development, evaluation and optimisation,” Ph.D. dissertation, Queensland University of Technology, 2021.
- [51] H. Köse and M. T. Aydemir, “Design and implementation of a 22 kw full-bridge push–pull series partial power converter for stationary battery energy storage system with battery charger,” *Measurement and Control*, vol. 53, no. 7-8, pp. 1454–1464, 2020.

Design and Analysis of Partial Power Processing Converters for Battery Energy Storage Systems

Seok-Jin Jeong

Dept. of Electrical, Electronic

And Computer Engineering,

The Graduate School,

University of Ulsan

Supervised by Prof. Sung-Jin Choi

ABSTRACT

With the global proliferation of renewable energy aimed at achieving 2050 carbon neutrality and the rapid growth of the electric vehicle (EV) market, the importance of Energy Storage Systems (ESS), particularly Battery Energy Storage Systems (BESS), has gained significant attention for ensuring grid stability. While parallel connection of multiple battery packs is widely adopted to construct large-scale BESS, it leads to circulating current issues caused by mismatches in impedance and State of Charge (SoC) among battery modules. Although applying individual dc-dc converters to control the voltage of each module is essential to resolve this, conventional Full Power Processing (FPP) methods suffer

from limitations such as high power conversion losses and increased volume and cost due to large converter power ratings.

To address these challenges, this paper proposes a design method for a dc-dc converter utilizing a Partial Power Processing (PPP) scheme to maximize BESS system efficiency and reduce converter capacity. The proposed system is configured in an Input-Parallel Output-Series (IPOS) structure to compensate only for the voltage difference between the battery and the dc bus, thereby significantly reducing the fraction of power processed by the converter.

In this study, a Half-Bridge Push-Pull (HB-PP) converter is selected as the optimal topology for the PPP structure. This topology offers structural advantages over the conventional Dual Active Bridge (DAB) method, specifically by reducing the number of switches while effectively mitigating conduction losses on the high-current secondary side (dc bus side). Furthermore, an active clamp circuit is applied to the secondary side to ensure reliability by suppressing voltage surges caused by transformer leakage inductance and reducing switching losses.

To verify the validity of the proposed system, an 14kW prototype was fabricated and tested based on BESS specifications. Experimental results demonstrated stable bidirectional power control performance in both battery charging and discharging modes. Notably, through PPP operation, the overall system efficiency achieved a maximum of 99.55%, despite the converter's standalone efficiency being approximately 89.8%.

These results represent significantly higher efficiency compared to conventional FPP methods and prove that the proposed design is an effective solution for constructing next-generation high-efficiency and high-density BESS.

감사의 글

학위 논문 한 편을 완성하기까지, 참으로 많은 분들의 도움을 받았습니다. 혹시라도 제 마음을 충분히 전하지 못하거나, 감사의 인사를 미처 담아내지 못한 분이 있을까 걱정되는 마음이 큼니다.

먼저, 학부 시절부터 지금까지 지도교수로서 학문적으로는 물론 인간적으로도 큰 가르침을 주신 최성진 교수님께 깊이 감사드립니다. 대학원에 입학한 이후 졸업에 이르기까지 교수님께서 베풀어 주신 지원과 지도는 제 연구와 성장의 든든한 기반이 되었습니다. 특히 보다 넓은 시각에서 스스로를 돌아보고, 사회 속에서의 제 역할을 고민할 수 있도록 이끌어 주신 점에 대해 진심으로 감사드립니다. 다시 한번 고개 숙여 감사의 말씀을 올립니다. 또한 학부 시절 교과목과 개인적인 상담을 통해 많은 도움을 주신 박재현 교수님, 늘 격려의 말씀을 건네 주시며 새로운 관점으로 세상을 바라볼 수 있도록 도와주신 손영광 교수님께도 감사드립니다.

다음으로, 저에게 큰 버팀목이 되어 주신 팀장 Anh 께 감사의 마음을 전합니다. 반복되는 의심과 정체 속에서 쉽게 빠져나오지 못할 때, “길은 결국 만들어 갈 수 있다”는 것을 태도와 실천으로 보여 주신 Anh 의 모습은 앞으로 제 삶에 오래 남을 롤모델이 될 것입니다. 또한 같은 팀으로서 첫 학기부터 함께하며 큰 도움을 준 Thao, 성실한 자세로 늘 귀감이 되고 앞으로 연구실을 이끌어갈 Andrew, 새로 합류했음에도 묵묵히 자기 자리를 지키며 자신만의 길을 걸어가는 Minh, Tuyen, Duc, Ali 에게도 감사와 응원의 마음을 전합니다. 또, 이미 졸업했지만 함께 지내는 동안 좋은 추억을 남겨 준 Watta 박사님,

Quoc 박사님, Tin 박사님께도 깊이 감사드립니다.

학부 시절부터 지금까지 함께해 왔고, 몇 개월 뒤 다시 만나게 될 병렬이 형, 늘 새로운 것을 탐구하고 적용하고자 하는 주형이, 저와 함께 일하며 많은 수고를 해 준 진수, 그리고 앞으로 새롭게 연구를 시작할 승준에게도 고맙다는 말을 전합니다. 제가 다음에 찾아올 때까지 연구실도 잘 부탁드립니다.

마지막으로, 제가 여기까지 올 수 있도록 늘 곁을 지켜 주시고 믿어 주신 부모님께 진심으로 감사드립니다. 부모님의 마음을 온전히 이해하기에는 아직 시간이 더 필요하겠지만, 언젠가는 그 깊이를 제대로 헤아릴 수 있도록 늘 마음에 새기며 살아가겠습니다.

이 밖에도 감사 인사를 전하고 싶은 분들이 많습니다. 혹시 제가 미처 빠뜨린 분이 계시더라도 너그러이 이해해 주시면 감사하겠습니다.

기회가 된다면 종종 뵈 수 있으면 좋겠습니다. ECCL 화이팅.

2025 년 12 월

정석진