



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](#)

공학석사학위논문

입·출력 전압 변동을 고려한  
3상 인터리브드 양방향 DC-DC컨버터의  
전류리플 저감 기법



2016년 2월

부경대학교 대학원

전기공학과

선 다 운

공 학 석 사 학 위 논 문

입·출력 전압 변동을 고려한  
3상 인터리브드 양방향 DC-DC컨버터의  
전류리플 저감 기법

지도교수 노의철

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함.

2016년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 기 공 학 과

선 다 운

# 선다운의 공학석사 학위논문을 인준함

2016년 2월 26일



위원장 공학박사 김 인 동 (인)

위 원 공학박사 박 창 현 (인)

위 원 공학박사 노 의 철 (인)

# 목 차

그림목차 .....	iii
표 목 차 .....	v
<b>Abstract</b> .....	vi
<b>1. 서 론</b> .....	1
<b>2. 배터리 충·방전 전력변환 시스템</b> .....	5
2-1. 시스템 구조 .....	5
2-2. 양방향 DC-DC 컨버터 동작원리 .....	7
2-2-1. 배터리 방전 동작원리 .....	7
2-2-2. 배터리 충전 동작원리 .....	15
2-3. 충·방전 전력과 주파수 .....	23
2-3-1. 배터리 방전 전력과 주파수 .....	23
2-3-2. 배터리 충전 전력과 주파수 .....	28
2-4. 전류 리플 해석 .....	33
2-4-1. DC링크 전압이 400[V]인 경우의 전류 리플 분석 .....	35
2-4-2. DC링크 전압이 350[V]인 경우의 전류 리플 분석 .....	38
2-5. 시스템 설계 .....	42
<b>3. 시뮬레이션 및 분석</b> .....	44
3-1. 시뮬레이션 파라미터 .....	44
3-2. 시뮬레이션 결과 분석 .....	46

4. 실험 및 분석 .....	54
4-1. 시스템 하드웨어 구성 .....	54
4-2. 실험 결과 분석 .....	56
5. 결    론 .....	68
참 고 문 헌 .....	70
감사의 글 .....	72



# 그림 목 차

그림 1-1.	세계 전기자동차 시장 전망 .....	1
그림 1-2.	다상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 .....	3
그림 1-3.	배터리 충전을 위한 양방향 전력변환 시스템 .....	4
그림 2-1.	제안하는 배터리 충·방전 시스템의 회로도 .....	6
그림 2-2.	배터리 방전 시 시스템 단상 회로의 전류 흐름도 및 파형 .....	9
그림 2-3.	배터리 충전 시 시스템 단상 회로의 전류 흐름도 및 파형 .....	17
그림 2-4.	방전모드에서의 인덕터 전류 파형 .....	25
그림 2-5.	$V_{DC}$ 가 400 [V] 인 경우의 스위칭 주파수에 대한 방전 전력 .....	26
그림 2-6.	$V_{DC}$ 가 350 [V] 인 경우의 스위칭 주파수에 대한 방전 전력 .....	27
그림 2-7.	충전모드에서의 인덕터 전류 파형 .....	30
그림 2-8.	$V_{DC}$ 가 400 [V] 인 경우의 스위칭 주파수에 대한 충전 전력 .....	31
그림 2-9.	$V_{DC}$ 가 350 [V] 인 경우의 스위칭 주파수에 대한 충전 전력 .....	32
그림 2-10.	$V_B = \frac{2}{3} V_{DC}$ 에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형 (방전모드) ..	34
그림 2-11.	$V_B < \frac{2}{3} V_{DC}$ 에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형 (방전모드) ..	39
그림 2-12.	$V_B > \frac{2}{3} V_{DC}$ 에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형 (방전모드) ..	39
그림 2-13.	출력 전력 및 DC링크 전압 변동에 따른 배터리 전압에 대한 리플 전류의 크기 .....	41

그림 3-1. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 시뮬레이션 회로 .....	45
그림 3-2. $V_{DC}$ 가 350 [V] 인 경우에 대한 스위칭 신호 및 인덕터 전류, 배터리 전류 그리고 스위치 전압 시뮬레이션 파형 .....	49
그림 3-3. $V_{DC}$ 가 400 [V] 인 경우에 대한 스위칭 신호 및 인덕터 전류, 배터리 전류 그리고 스위치 전압 시뮬레이션 파형 .....	52
그림 4-1. 시스템 하드웨어 .....	55
그림 4-2. $V_{DC}$ 가 350 [V] 인 경우에 대한 배터리 전압 및 DC링크 전압, 인덕터 전류 그리고 배터리 전류 실험 파형 .....	60
그림 4-3. $V_{DC}$ 가 400 [V] 인 경우에 대한 배터리 전압 및 DC링크 전압, 인덕터 전류 그리고 배터리 전류 실험 파형 .....	64
그림 4-4. 3상 인버터 출력 선간전압 및 상전류 실험 파형 .....	66

# 표 목 차

표 3-1. 시뮬레이션 파라미터 ..... 44



# Current Ripple Reduction Method of 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter with the Consideration of Input and Output Voltage Variation

Daun Sun

*Department of Electrical Engineering, The Graduate School,  
Pukyong National University*

## **Abstract**

This paper proposes a new method for the current ripple reduction of a 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter. Usually, 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter is used for a battery charging and discharging to reduce the battery current ripple. In V2G application a PWM AC-DC converter is used to connect the AC power grid and the 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter for the battery charging and discharging. In this case the magnitude of DC-link voltage has an effect on the battery current ripple magnitude. Therefore, the magnitude of the battery ripple current is analysed with the variation of battery voltage and DC-link voltage. It is found that the ripple current magnitude can be minimized by control the DC-link voltage.

A 3 [kW] 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter with PWM converter is implemented to obtain the experimental result. Simulation and

experimental results show the usefulness of the proposed method. It is expected that the proposed method can be used effectively to minimize the battery ripple current of a battery application system.



# 1. 서론

그림 1-1은 세계 전기자동차 시장 전망이다. 이에 따르면 전기 자동차 판매량은 2015년 288 만대에서 2020년 629 만대까지 증가할 것으로 예상된다. 세계 각국에서도 전기자동차 시장 활성화를 위하여 많은 지원을 하고 있다. 특히 미국의 캘리포니아 주에서는 일정비율의 전기 자동차를 판매토록 의무화 하여, 캘리포니아 주 전체 자동차의 35 [%]에 해당하는 전기자동차가 운행되고 있다<sup>[1]</sup>.

전기자동차에는 전기모터와 엔진이 결합된 HEV (Hybrid Electric Vehicle), 충전기를 이용하여 배터리를 충전할 수 있는 PHEV (Plug-in Hybrid Electric Vehicle)가 있다. 외부 전력을 이용하여 배터리를 충전하는 PHEV는 심야에 저렴한 전기를 이용하여 배터리를 충전하고 요금이 비싼 피크 시간대에는 배터리에 충전된 전기에너지를 계통으로 되팔 수 있다.



그림 1-1. 세계 전기자동차 시장 전망

이와 같이 전기자동차와 계통을 연계하는 기술을 V2G (Vehicle to Grid)라고 한다. V2G 기술은 전력공급설비를 줄일 수 있으며 전력전송의 손실을 줄여 에너지 효율을 늘릴 수 있다는 장점이 있기 때문에 많은 연구가 진행되고 있다. V2G의 핵심 기술은 PWM 컨버터와 양방향 DC-DC 컨버터 같은 전력 변환장치이며 HEV 혹은 PHEV 등과 같이 전기에너지를 사용하는 자동차에 응용하기 위한 높은 효율과 출력 밀도를 갖는 전력변환장치 개발이 활발히 진행 중이다<sup>[2]-[13]</sup>. 또한 전기자동차의 구성품인 배터리는 생산원가의 가장 큰 비중 (40~50 [%])을 차지하는 핵심 부품인데<sup>[1]</sup> 배터리 입·출력 전류 리플의 크기는 배터리 수명에 영향을 미치므로 컨버터 입·출력 전류 리플 개선에 관한 연구도 수행되고 있다.

그림 1-2는 다상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 회로이다. 인터리브드 방식은 동일한 스위칭 주파수에서 단상으로 동작하는 시스템과 비교하여 전류 리플이 작다. 각 상이 전류를 분담하여 필터 인덕터의 크기가 작아지므로 시스템의 부피가 줄어들게 된다. 또한 주파수 및 듀티 제어를 이용하여 전류 임계모드로 동작함으로써 스위칭 손실을 저감할 수 있고 부하 변동 시 응답속도가 빠르다는 장점이 있다. 이러한 이유로 인터리브드 방식은 높은 출력 밀도와 높은 효율을 가지는 전력 변환장치 토폴로지에 적합하여, 이러한 요구사항을 필요로 하는 양방향 DC-DC 컨버터에 많이 이용된다<sup>[2][3]</sup>.

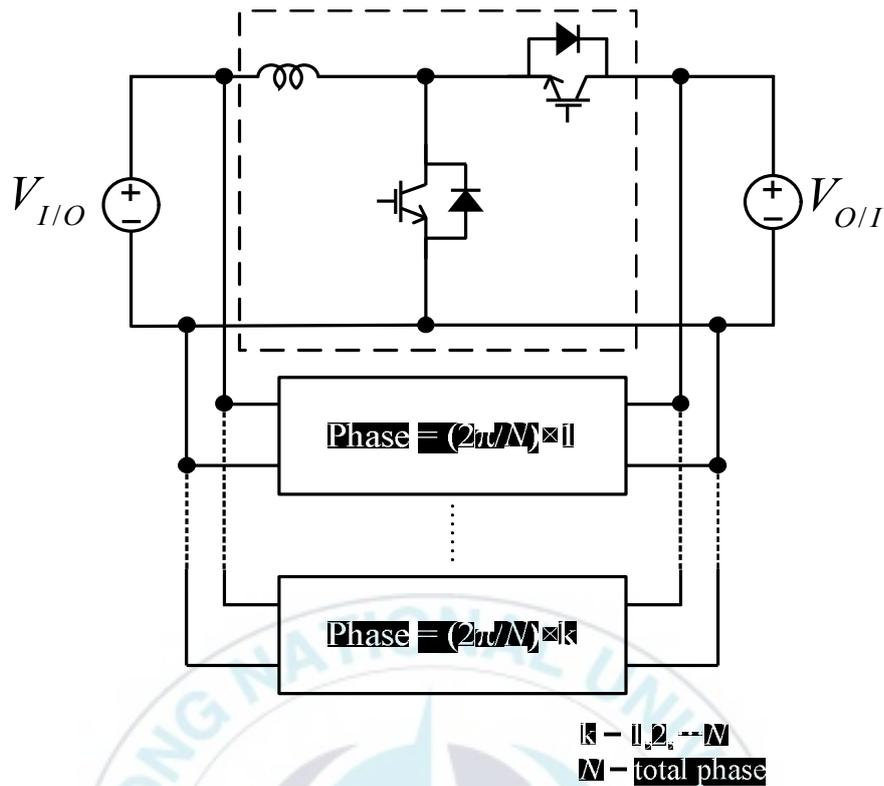


그림 1-2. 다상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터

인터리브드 방식의 양방향 DC-DC 컨버터는 컨버터의 입·출력 전압이 일정하거나 배터리를 이용한 에너지 저장장치 응용과 같이 한쪽 전압만 변동하는 경우에 대한 연구가 주로 수행되었다<sup>[4][5]</sup>.

그림 1-3은 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터와 PWM 컨버터로 구성된 전기자동차용 배터리 충전을 위한 전력변환 시스템의 구성도를 나타내었다. 그림에서  $V_S$ 는 계통 교류 전원이다. 일반적으로 DC링크 전압  $V_{DC}$ 는 PWM 컨버터의 제어 시 일정한 크기로 제어된다. 그런데 그림 1-3의 시스템에서  $V_{DC}$ 를 가변시키면 배터리 입·출력 전류 리플의 크기가 더 작아질 수 있다.

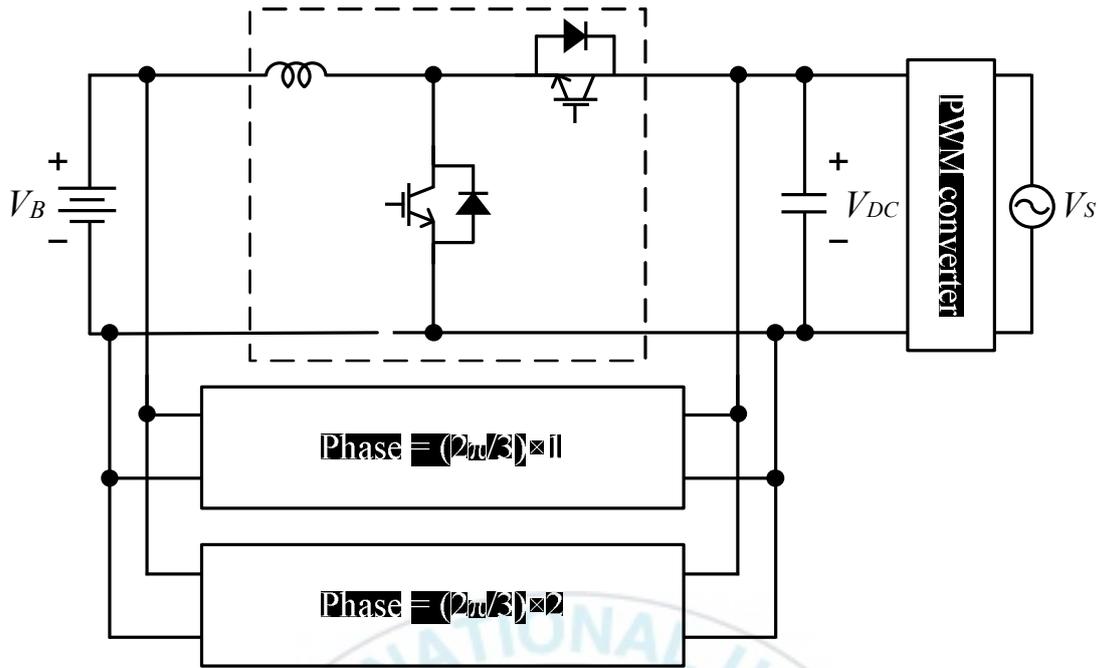


그림 1-3. 배터리 충전을 위한 양방향 전력변환 시스템

따라서 본 논문에서는 배터리 전압  $V_B$ 와 DC링크 전압  $V_{DC}$ 의 전압 변동을 동시에 고려한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 전류 리플 저감 기법을 제안하고자 한다. 배터리 전압과 DC링크 전압의 변동에 따른 배터리 입·출력 전류 리플 크기를 분석하였고, 이 결과를 이용하여 부하 전력의 변동 시 배터리 입·출력 전류의 리플 크기를 최소화 할 수 있는 DC링크 전압의 크기를 찾을 수 있었다. 따라서 제안하는 방식은 기존의 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터에 의한 리플 전류 저감은 물론 DC링크 전압도 가변함으로써 배터리 전류 리플을 더욱 감소시킬 수 있는 특징을 갖는다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안하는 기법에 대한 유효성을 입증하였다.

## 2. 배터리 충·방전 전력변환 시스템

### 2-1. 시스템 구조

그림 2-1은 본 논문에서 제안하는 배터리 충·방전 시스템의 회로도이다.  $V_{DC}$ 를 기준으로 좌측은 양방향 DC-DC 컨버터이고 우측은 PWM 컨버터이다. 양방향 DC-DC 컨버터는  $120^\circ$ 의 위상차를 가지고 동작하는 3상 인터리브드 시스템으로서 각 상은 위상차만을 가지고 동일한 원리로 동작하므로 본 논문에서는 단상 시스템으로 설명하도록 한다. 양방향 DC-DC 컨버터는 배터리 충전 시 컨버터 상단의 스위치 ( $S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}$ )을 사용하여 BUCK 컨버터로 동작하며 이때  $V_{DC}$ 에서 배터리로 에너지가 이동한다. 배터리 방전 시 컨버터 하단의 스위치 ( $S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}$ )를 사용하여 BOOST 컨버터로 동작하며 충전 시와 반대로 배터리에서  $V_{DC}$ 로 에너지가 이동한다.

기존의 양방향 DC-DC 컨버터<sup>[2]</sup>는 전력 제어를 위하여 인덕터 전류를 LEVEL-SHIFT 시키게 된다. 각 스위치 마다 병렬로 ZVS용 커패시터를 결선하여 스위칭 손실을 줄였다. 본 시스템에서는 컨버터 하단의 스위치에만 ZVS용 커패시터를 결선하여 기존의 토폴로지보다 커패시터의 개수를 절반으로 줄였다. 우측의 계통과 연결되어 전력의 흐름을 제어하는 PWM 컨버터는 배터리를 충전하는 경우 GRID에서  $V_{DC}$ 로, 배터리가 방전하는 경우  $V_{DC}$ 에서 GRID로 에너지가 이동한다. 일반적인 경우 역률을 제어하기 위해  $V_{DC}$ 는 일정한 값을 유지하는데 그 크기는 350 ~ 400 [V] 정도이다.

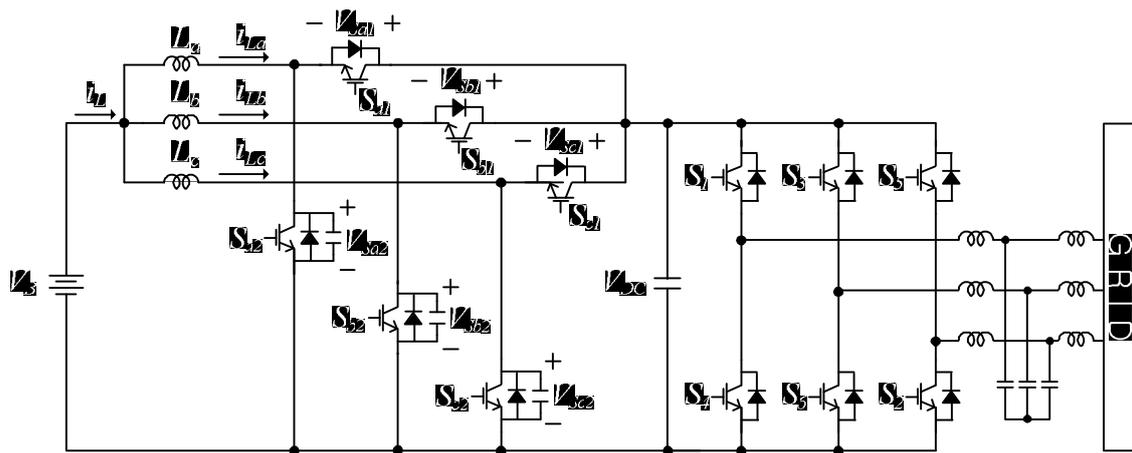


그림 2-1. 제안하는 배터리 충·방전 시스템의 회로도

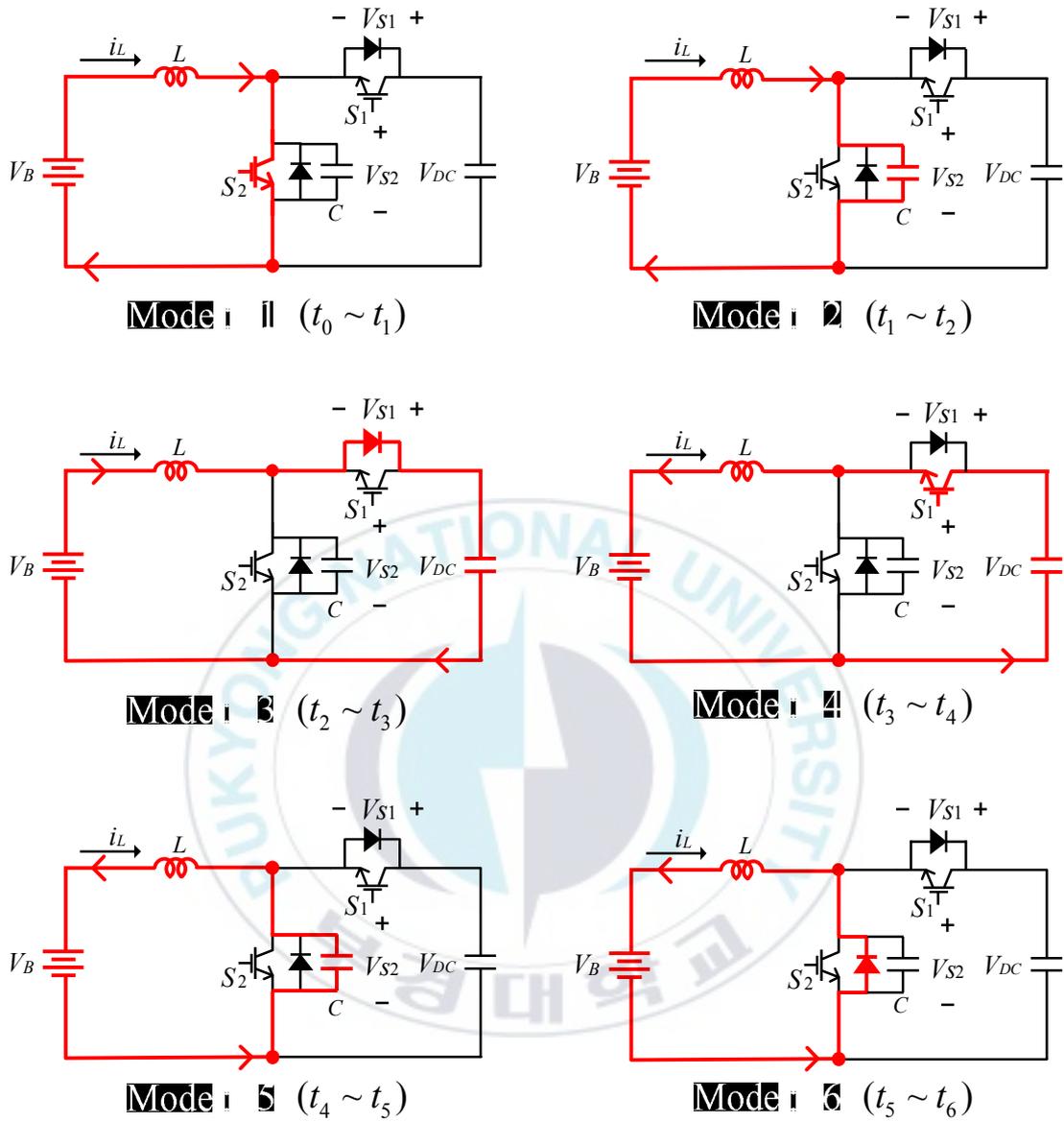
제안하는 시스템에서 전기자동차 배터리 전압  $V_B$ 의 크기는 176 [V]에서 280 [V]로 가변하며 DC링크 전압  $V_{DC}$ 는 350 [V]에서 400 [V]까지 변동한다. 시스템의 최대 정격은 3 [kW]이다.

본 논문에서 다루는 시스템은 부하에 따라 주파수와 듀티를 제어하여 입·출력 전력을 제어하는 방법을 사용하였다. 부하의 크기가 커질수록 스위칭 주파수가 증가하게 되는데, 이때 최대 스위칭 주파수는 스위치와 게이트 드라이버의 동작 주파수를 고려하여 20 [kHz]로 제한하였다. 최대 스위칭 주파수를 제한하게 되면 시스템의 최대 주파수에서 입·출력 전력의 최소값이 제한되므로 이 최소값보다 낮은 전력의 구간에서는 스위치에 결선된 커패시터와 인덕터의 공진을 이용한 DCM (Discontinuous Current Mode)으로 동작시킨다.

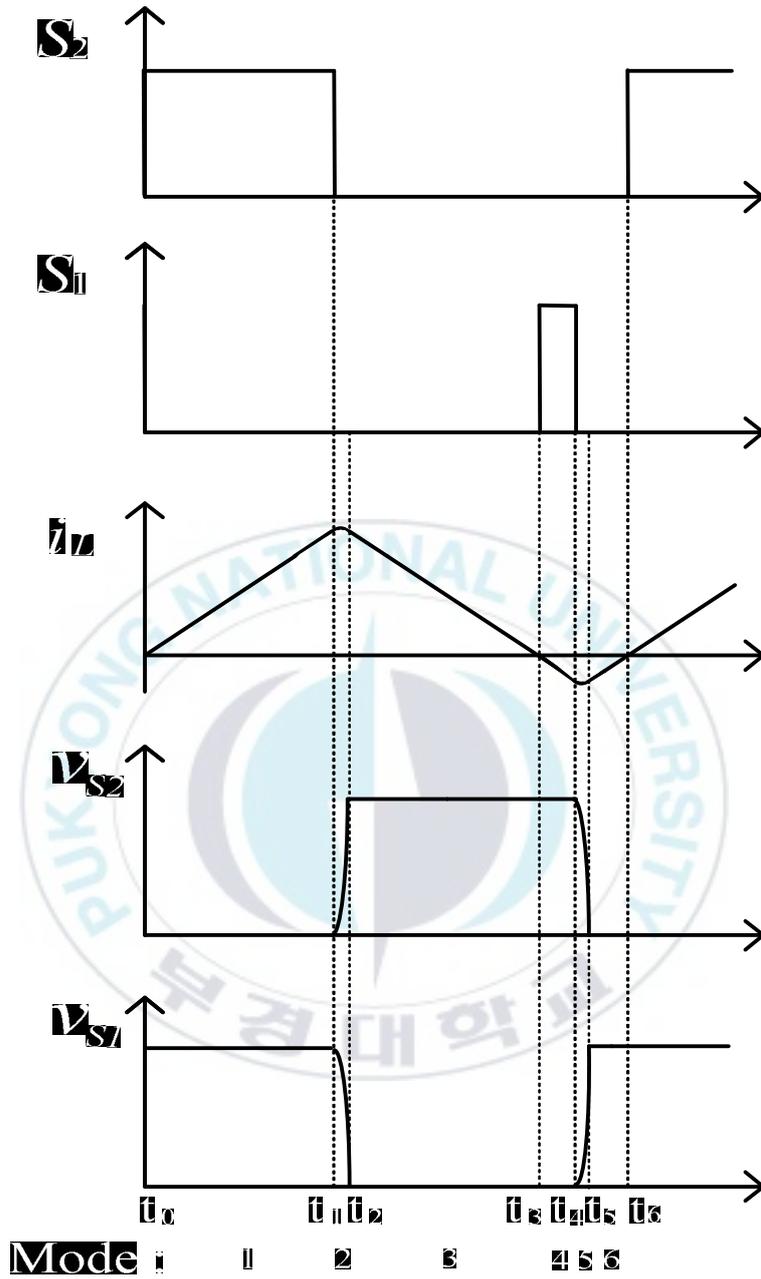
## 2-2. 양방향 DC-DC 컨버터 동작원리

### 2-2-1. 배터리 방전 동작원리

그림 2-2에 배터리 방전 시 양방향 DC-DC 컨버터의 전류 흐름도와 각 부 전압 및 전류 파형을 나타내었다. 방전 동작 시 하단 스위치를 턴-온, 턴-오프 시키는 BOOST 컨버터로 동작한다. 배터리 전압의 크기에 따라 상단의 스위치가 동작을 하는 모드와 동작을 하지 않는 모드로 구분할 수 있는데, 동작 원리는 상단 스위치가 동작하는 모드를 기준으로 설명한다. 그림 2-2(a)는 방전 시 단상을 기준으로 한 전류 흐름도이다. 각 모드에서의 전류 흐름을 굵은 선으로 나타내었으며 방향은 화살표로 표시하였다. 그림 2-2(b)는 스위칭 신호 및 인덕터 전류, 스위치 전압 파형을 나타낸 그림이다. 그림에서 인덕터 전류 방향은 배터리에서 DC링크로 나가는 시계방향을 기준으로 하였으며, 전류 흐름에 따라 모드를 구분하여 설명하면 다음과 같다.



(a) 시스템 단상 회로의 전류 흐름도



(b) 스위칭 신호, 인덕터 전류, 스위치 전압 파형

그림 2-2. 배터리 방전 시 시스템 단상 회로의 전류 흐름도 및 파형

(a) Mode 1 ( $t_0 \sim t_1$ )

인덕터 전류가 0 [A] 일 때 하단의 스위치  $S_2$  를 턴-온 시키면 Mode 1 이 시작한다. 스위치  $S_2$  는 ZVS, ZCS 턴-온하고 인덕터에는 배터리 전압의 크기와 같은  $V_B$  가 인가된다. 인덕터에 인가된 전압에 의하여 전류는 시계방향을 기준으로 양의 방향으로 흐르게 되며 일정한 기울기를 가지고 상승한다. 인덕터의 전류  $i_L$  은 식 2-1로 나타낼 수 있다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t V_B dt \quad (2-1)$$

스위치  $S_2$  에 전류가 흐르고 있으므로 스위치에 인가되는 전압  $V_{S2}$  는 0 [V] 가 된다. 이 경우 스위치  $S_1$  에 걸리는 전압  $V_{S1}$  은 DC링크 전압  $V_{DC}$  와 같다. 이때  $V_{DC}$  는 식 2-2로 나타낼 수 있다.

$$V_{DC} = V_{S1} \quad (2-2)$$

Mode 1은 스위치  $S_2$  의 듀티 만큼 지속되며 Mode 1의 구간이 길수록 방전 전력이 증가하고, 반대로 구간이 짧을수록 방전 전력은 감소한다. 전력이 증가함에 따라 스위칭 주파수는 감소하며 전력이 감소할 때 스위칭 주파수는 상승하게 된다. Mode 1은 스위치  $S_2$  가 ZVS 턴-오프 되면 종료한다.

(b) Mode 2 ( $t_1 \sim t_2$ )

Mode 2는  $S_2$ 가 ZVS 턴-오프 하면 시작된다. 이때 스위치  $S_2$ 에 결선된 ZVS용 커패시터와 인덕터가 직렬로 공진하게 된다. 따라서 스위치 전압  $V_{S2}$ 는 영전압에서  $V_{DC}$ 만큼 상승하며 커패시터는 에너지를 충전하게 된다. Mode 2에서 인덕터 전류  $i_L$ 은 식 2-3과 같고  $V_{S2}$ 는 식 2-4와 같다.

$$i_L = i_L(t_1)\cos\omega_0(t-t_1) + \frac{V_B - V_{S2}(t_1)}{Z_0}\sin\omega_0(t-t_1) \quad (2-3)$$

$$V_{S2} = -V_B + (V_B - V_{S2}(t_1))\cos\omega_0(t-t_1) - Z_0 i_L(t_1)\sin\omega_0(t-t_1) \quad (2-4)$$

여기서  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ,  $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$  이다.

$V_{S2}$ 가  $V_{DC}$ 까지 상승하면 Mode 2는 종료한다.

(c) Mode 3 ( $t_2 \sim t_3$ )

Mode 3은 스위치  $S_1$ 의 다이오드가 턴-온 하면서 시작한다. 전류는 배터리 - 인덕터 -  $S_1$ 의 다이오드 - DC링크의 경로로 흐르게 되며 인덕터 전류 방향은 Mode 2와 같다. 이때 인덕터에는  $V_B$ 와  $V_{DC}$ 의 차이만큼 전압이 인가되는데  $V_{DC}$ 의 전압이 더 크므로 인덕터 전류는 점차 감소하

게 된다. 이 경우의 인덕터 전류는 식 2-5로 나타낼 수 있다.

$$i_L = i_L(t_2) + \frac{1}{L} \int_{t_2}^t (V_B - V_{DC}) dt \quad (2-5)$$

인덕터 전류가 0 [A] 로 감소하면 Mode 3은 종료한다.

(d) Mode 4 ( $t_3 \sim t_4$ )

인덕터 전류가 0 [A] 일 때 스위치  $S_1$  을 턴-온 하면 Mode 4가 시작된다. Mode 3에서  $S_1$  의 다이오드로 전류가 흘러 스위치  $S_1$  의 전압  $V_{S1}$  은 영전압 이었기 때문에 스위치  $S_1$  은 ZVS와 ZCS 턴-온이 가능하다. 인덕터 전압은 Mode 3과 마찬가지로  $V_B$  와  $V_{DC}$  의 차이만큼 인가되고 이때 인덕터의 전류는 시계방향을 기준으로 음의 방향으로 흐른다. 인덕터 전류  $i_L$  은 식 2-6과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_3}^t (V_B - V_{DC}) dt \quad (2-6)$$

$V_{S2}$  는 커패시터가 충전되어  $V_{DC}$  전압을 유지하고 있다. 스위치  $S_2$  를 ZVS 턴-온 시키기 위해서는 ZVS용 커패시터 전압을 영전압으로 감소시켜야 한다. 이때 커패시터의 방전에 필요한 에너지를 얻기 위하여 Mode 4에서 스위치  $S_1$  을 턴-온 시켜 인덕터 에너지가 커패시터에 저장된 에너지와 동일한 크기의 에너지를 가지도록 전류를 증가시킨다. 스

위치  $S_1$ 의 듀티를 고정시켜 전류를  $I_{\min}$ 까지 하강시킨다고 할 때 인덕터 전류  $I_{\min}$ 은 다음 식 2-7로부터 근사값을 구할 수 있다.

$$\frac{1}{2}LI_{\min}^2 = \frac{1}{2}C[V_{DC}^2 - \{2(V_{DC} - V_B)\}^2] \quad (2-7)$$

여기서 배터리 전압  $V_B$ 가 DC링크 전압  $V_{DC}$  크기의  $\frac{1}{2}$ 보다 작은 경우, 공진전압  $2(V_{DC} - V_B)$ 의 값이  $V_{DC}$ 보다 크기 때문에 인덕터의 에너지 없이도 ZVS 스위칭이 가능하게 된다. 따라서 이 경우에는 스위치  $S_1$ 의 스위칭 생략이 가능하다. Mode 4는 스위치  $S_1$ 이 ZVS 턴-오프 되면 종료한다.

(e) Mode 5 ( $t_4 \sim t_5$ )

Mode 5는 스위치  $S_1$ 이 ZVS 턴-오프하면서 시작된다. ZVS용 커패시터는  $V_{DC}$ 만큼 충전되어 있다가 커패시터와 인덕터가 직렬 공진하게 되면서 에너지를 방전한다. 이때 인덕터 전류는 식 2-8로 나타낼 수 있고  $V_{S2}$ 의 전압은 식 2-9와 같다.

$$i_L = i_L(t_4)\cos\omega_0(t-t_4) + \frac{V_B - V_{S2}(t_4)}{Z_0}\sin\omega_0(t-t_4) \quad (2-8)$$

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{S2}(t_4))\cos\omega_0(t-t_4) + Z_0i_L(t_4)\sin\omega_0(t-t_4) \quad (2-9)$$

스위치 전압  $V_{S2}$  가 영전압으로 감소하면 Mode 5가 종료된다.

(f) Mode 6 ( $t_5 \sim t_6$ )

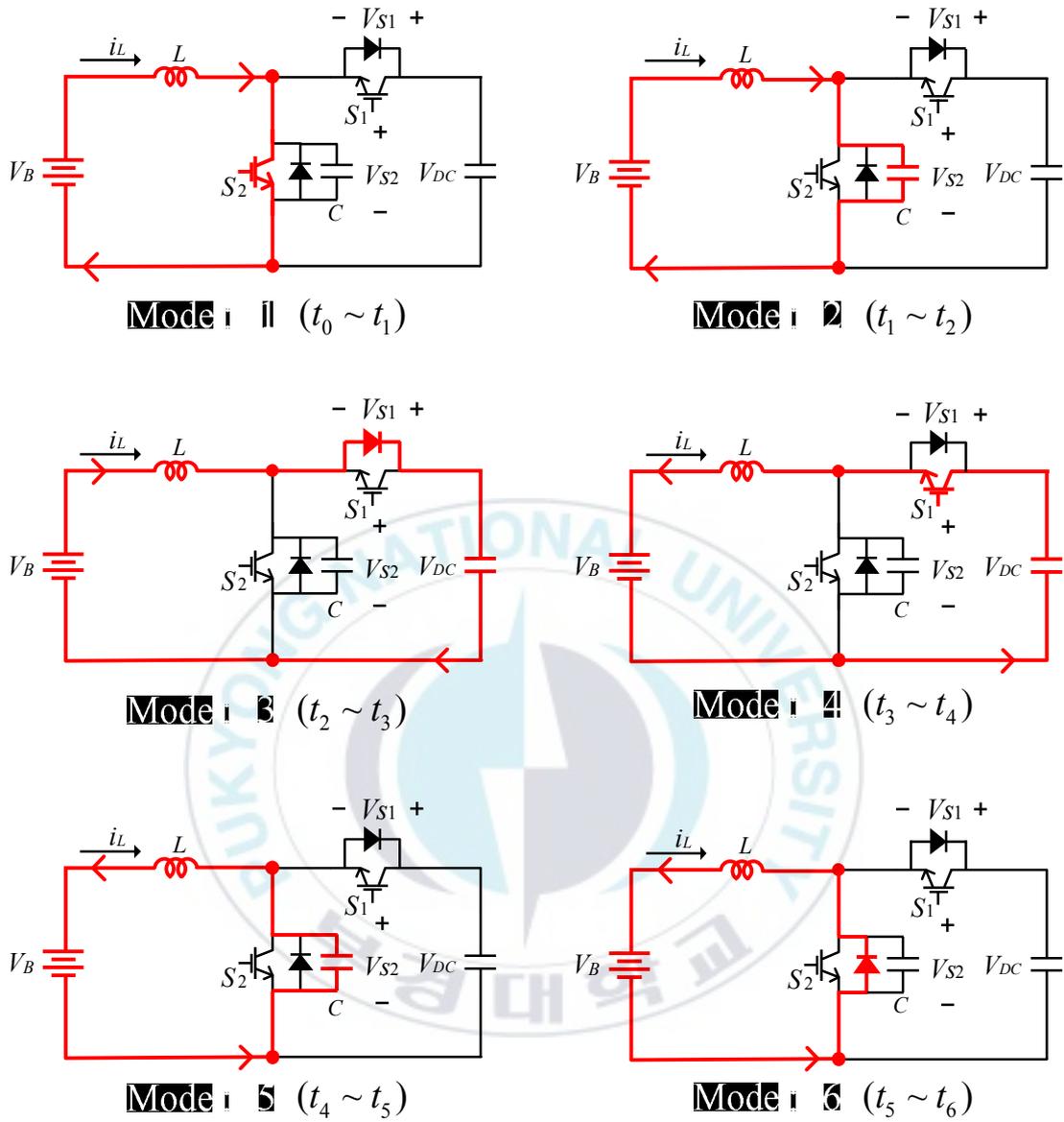
스위치 전압  $V_{S2}$  가 영전압이 되면  $S_2$  의 다이오드가 턴-온 하게 되며 Mode 6이 시작된다. 인덕터에는 배터리 전압  $V_B$  가 인가되기 때문에 인덕터 전류 크기는  $I_{\min}$  에서 0 [A] 로 점점 감소하게 된다. 인덕터 전류는 식 2-10으로 나타낼 수 있다.

$$i_L = i_L(t_5) + \frac{1}{L} \int_{t_5}^t V_B dt \quad (2-10)$$

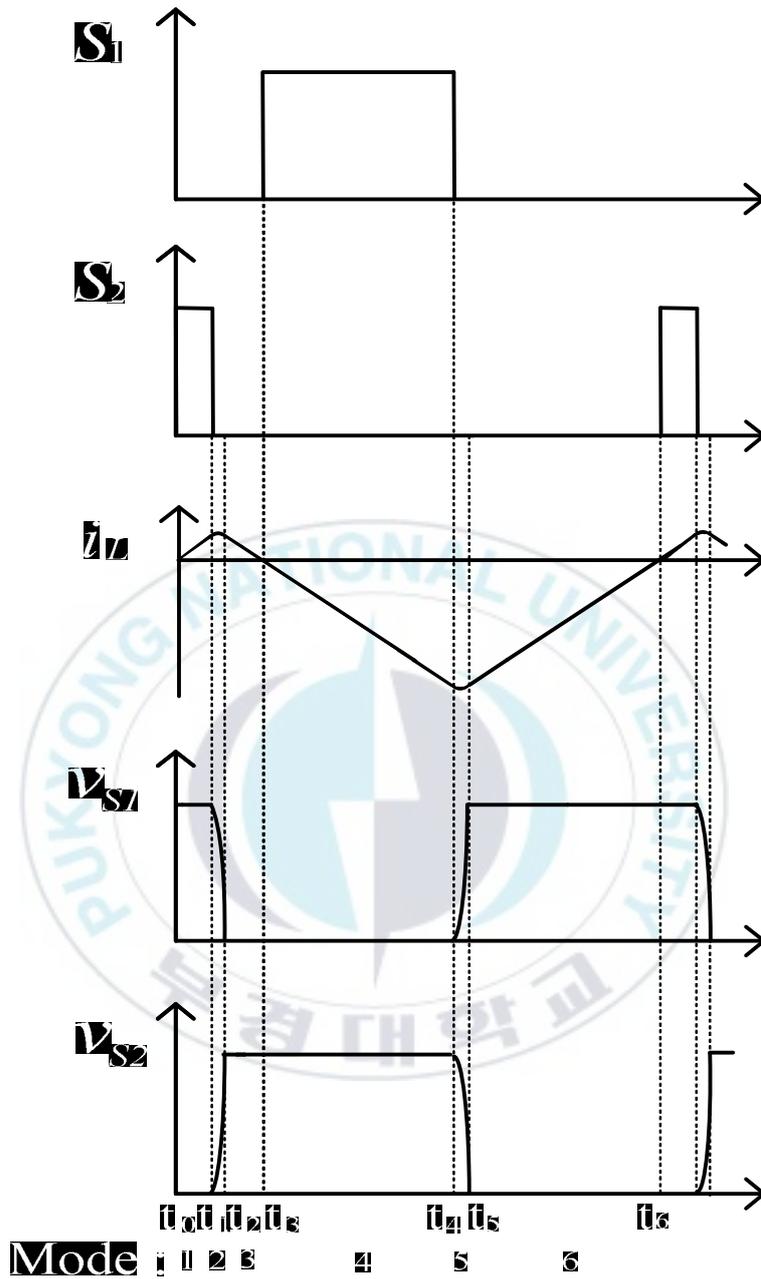
인덕터의 전류가 0 [A] 가 되면 Mode 6은 종료하게 된다.

### 2-2-2. 배터리 충전 동작원리

제안하는 시스템은 배터리 충전 시에 양방향 DC-DC 컨버터의 상단 스위치를 턴-온, 턴-오프 시키는 BUCK 컨버터로 동작한다. 방전 동작 시와 유사하게 배터리 전압에 따라 하단 스위치가 동작하는 모드 혹은 동작하지 않는 모드로 구분할 수 있다. 동작원리는 하단 스위치가 동작하는 모드를 기준으로 설명한다. 그림 2-3(a)는 배터리 충전 시 시스템 단상 회로의 전류 흐름도이다. 전류 흐름은 굵은 선으로 나타내었으며 방향은 화살표로 표시하였다. 그림 2-3(b)는 충전 동작 시 스위칭 신호 및 인덕터 전류, 스위치 전압 파형을 나타낸 그림이다. 그림에 나타난 인덕터 전류 방향은 배터리에서 DC링크로 나가는 시계방향을 기준으로 하였으며, 전류 흐름에 따라 모드를 구분하여 설명하면 다음과 같다.



(a) 시스템 단상 회로의 전류 흐름도



(b) 스위칭 신호, 인덕터 전류, 스위치 전압 파형

그림 2-3. 배터리 충전 시 시스템 단상 회로의 전류 흐름도 및 파형

(a) Mode 1 ( $t_0 \sim t_1$ )

인덕터 전류가 0 [A] 일 때 하단의 스위치  $S_2$  를 턴-온 시키면 Mode 1 이 시작하게 된다. 스위치는 ZVS, ZCS 턴-온하게 되며 인덕터에는 배터리 전압의 크기와 같은  $V_B$  가 인가된다. 인덕터에 인가된 전압에 의하여 전류는 시계방향을 기준으로 양의 방향으로 흐르게 되며 일정한 기울기를 가지고 상승하게 된다. 인덕터의 전류  $i_L$  은 다음의 식 2-11로 나타낼 수 있다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t V_B dt \quad (2-11)$$

스위치  $S_2$  에 전류가 흐르고 있으므로 스위치에 인가되는 전압  $V_{S2}$  는 0 [V] 가 된다. 이 경우 스위치  $S_1$  에 걸리는 전압  $V_{S1}$  은 DC링크 전압  $V_{DC}$  와 동일하고 식 2-12로 나타낼 수 있다.

$$V_{DC} = V_{S1} \quad (2-12)$$

이 경우  $V_{S2}$  는 커패시터가 방전되어 영전압을 유지하고 있다. 스위치  $S_1$  를 ZVS 턴-온 시키기 위해서는 ZVS용 커패시터를  $V_{DC}$  전압까지 충전시켜야 한다. 이때 커패시터의 충전에 필요한 에너지를 얻기 위하여 Mode 1에서 스위치  $S_2$  를 턴-온 시켜 인덕터 에너지가 커패시터 방전에 필요한 에너지와 같아지도록 인덕터 전류  $i_L$  을 상승시킨다. 스위치  $S_2$

의 듀티를 고정시켜 전류를  $I_{\max}$  까지 상승시킨다고 할 때 인덕터 전류  $I_{\max}$  은 다음 식 2-13으로부터 근사값을 구할 수 있다.

$$\frac{1}{2}LI_{\max}^2 = \frac{1}{2}C\{V_{DC}^2 - (2V_B)^2\} \quad (2-13)$$

여기서 배터리 전압  $V_B$  가 DC링크 전압  $V_{DC}$  크기의  $\frac{1}{2}$  보다 큰 경우, 공진전압  $2V_B$  의 값이  $V_{DC}$  보다 크기 때문에 인덕터 전류가 영이라도 ZVS 스위칭이 가능하게 된다. 따라서 이 경우에는 스위치  $S_2$  의 스위칭 생략이 가능하다. Mode 1은 스위치  $S_2$  가 ZVS 턴-오프 되면 종료한다.

(b) Mode 2 ( $t_1 \sim t_2$ )

Mode 2는  $S_2$  가 ZVS 턴-오프 하면 시작된다. 이때 스위치  $S_2$  에 결선된 ZVS용 커패시터와 인덕터가 직렬로 공진하게 된다. 따라서 스위치 전압  $V_{S2}$  는 영전압에서  $V_{DC}$  까지 상승하며 커패시터는 에너지를 충전하게 된다. Mode 2에서의 인덕터 전류  $i_L$  은 식 2-14,  $V_{S2}$  는 식 2-15와 같이 나타낼 수 있다.

$$i_L = i_L(t_1)\cos\omega_0(t-t_1) + \frac{V_B - V_{S2}(t_1)}{Z_0}\sin\omega_0(t-t_1) \quad (2-14)$$

$$V_{S2} = -V_B + (V_B - V_{S2}(t_1))\cos\omega_0(t-t_1) - Z_0 i_L(t_1)\sin\omega_0(t-t_1) \quad (2-15)$$

여기서  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ,  $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$  이다.

$V_{S2}$  가  $V_{DC}$  까지 상승하면 Mode 2는 종료한다.

(c) Mode 3 ( $t_2 \sim t_3$ )

Mode 3은 스위치  $S_1$ 의 다이오드가 턴-온 하면서 시작한다. 전류는 배터리 - 인덕터 -  $S_1$ 의 다이오드 - DC링크로 흐르게 되며 인덕터 전류 방향은 Mode 2와 같다. 이때 인덕터에는  $V_B$ 와  $V_{DC}$ 의 차이만큼 전압이 인가되는데  $V_{DC}$ 의 전압이 더 크므로 인덕터 전류는 점차 감소하게 된다. 이 경우 인덕터 전류는 식 2-16로 나타낼 수 있다.

$$i_L = i_L(t_2) + \frac{1}{L} \int_{t_2}^t (V_B - V_{DC}) dt \quad (2-16)$$

인덕터 전류가 0 [A]로 감소하면 Mode 3은 종료한다.

(d) Mode 4 ( $t_3 \sim t_4$ )

인덕터 전류가 0 [A]일 때 스위치  $S_1$ 이 턴-온 하면 Mode 4가 시작된다. Mode 3에서  $S_1$ 의 다이오드로 전류가 흘러 스위치  $S_1$ 의 전압  $V_{S1}$ 은 영전압이기 때문에 스위치  $S_1$ 은 ZVS와 ZCS 턴-온이 가능하다. 인

덕터 전압은 Mode 3과 마찬가지로  $V_B$ 와  $V_{DC}$ 의 차이만큼 인가되고 이 때 인덕터의 전류는 시계방향을 기준으로 음의 방향으로 흐른다. 인덕터 전류  $i_L$ 은 식 2-17과 같다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_3}^t (V_B - V_{DC}) dt \quad (2-17)$$

Mode 4는 스위치  $S_1$ 의 듀티 만큼 지속되며 Mode 4의 구간이 길수록 충전 전력이 증가하고, 반대로 구간이 짧을수록 충전 전력이 감소한다. 전력이 증가함에 따라 스위칭 주파수는 감소하며 충전 전력이 감소하면 스위칭 주파수는 상승한다.

(e) Mode 5 ( $t_4 \sim t_5$ )

Mode 5는 스위치  $S_1$ 이 ZVS 턴-오프하면서 시작된다. ZVS용 커패시터는  $V_{DC}$ 만큼 충전되어 있다가 커패시터와 인덕터가 직렬 공진하게 되면서 에너지를 방전한다. 이때 인덕터 전류는 식 2-18로 나타낼 수 있고  $V_{S2}$ 의 전압은 식 2-19와 같다.

$$i_L = i_L(t_4) \cos \omega_0(t - t_4) + \frac{V_B - V_{S2}(t_4)}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_4) \quad (2-18)$$

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{S2}(t_4)) \cos \omega_0(t - t_4) + Z_0 i_L(t_4) \sin \omega_0(t - t_4) \quad (2-19)$$

스위치 전압  $V_{S2}$  가 영전압으로 감소하면 Mode 5가 종료된다.

(f) Mode 6 ( $t_5 \sim t_6$ )

스위치 전압  $V_{S2}$  가 영전압이 되면  $S_2$  의 다이오드가 턴-온 되며 Mode 6이 시작된다. 인덕터에는 배터리 전압  $V_B$  가 인가되기 때문에 인덕터 전류 크기는 0 [A] 로 점점 감소한다. 인덕터 전류는 식 2-20으로 나타낼 수 있다.

$$i_L = i_L(t_5) + \frac{1}{L} \int_{t_5}^t V_B dt \quad (2-20)$$

인덕터의 전류가 0 [A] 가 되면 Mode 6은 종료하게 된다.

## 2-3. 충·방전 전력과 주파수

### 2-3-1. 배터리 방전 전력과 주파수

그림 2-2의 Mode 1은 방전 전력의 크기를 결정하는 구간이다. 스위치  $S_2$ 의 듀티 만큼 Mode 1이 지속된다. 듀티가 커지면 Mode 1의 구간이 길어지게 된다. 이때 Mode 3에서는 일정한 기울기로 전류가 감소하기 때문에 Mode 1의 구간이 길어지면 Mode 3의 구간 또한 길어지게 된다. 즉, 스위치  $S_2$ 의 듀티가 커지면 방전 전력이 증가하며 스위칭 주파수는 감소한다. 반대로 듀티가 작아지게 되면 Mode 1의 구간이 짧아지고 방전 전력이 감소하며 스위칭 주파수는 증가하게 된다.

그림 2-4는 방전모드에서의 인덕터 전류 파형을 나타내었다. Mode 2와 Mode 5에서 발생하는 LC 직렬공진은 그 주기가 스위칭 주기와 비교하여 무시할 수 있을 정도로 짧으므로 전력에 대한 스위칭 주파수 계산에서는 고려하지 않았다. 또한 배터리의 시정수는 매우 크기 때문에 스위칭 한 주기에서는 배터리 전압이 일정하다고 가정하였다.

3상 인터리브드 컨버터 동작 시 한 상은 전체 전력의  $\frac{1}{3}$  만큼 부담한다. 배터리 평균전류에 대한 인덕터 평균전류 값을 수식으로 나타내면 식 2-21과 같고 식 2-21을 이용하여 방전 전력  $P_D$ 를 나타내면 식 2-22와 같다.

$$\langle i_B \rangle = 3 \langle i_L \rangle \quad (2-21)$$

$$P_D = 3 \langle i_L \rangle V_B \quad (2-22)$$

그림 2-4에서 인덕터 전류의 최소값  $I_{\min}$  이 0 [A] 라고 가정하면, 인덕터 전류 최대값  $I_{\max}$  는 전류 하강구간  $t_f$  에 대한 식 2-23이나 전류 상승구간  $t_r$  에 대한 식 2-24로 나타낼 수 있다.

$$I_{\max} = \frac{1}{L}(V_{DC} - V_B)t_f \quad (2-23)$$

$$I_{\max} = \frac{1}{L}V_B t_r \quad (2-24)$$

인덕터 전류는 전류 임계모드로 동작하기 때문에 최대값  $I_{\max}$  는 인덕터 전류 평균의 2배가 되며 식 2-22를 이용하여  $I_{\max}$  를 나타내면 식 2-25와 같다.

$$I_{\max} = \frac{P_D}{3} \times \frac{2}{V_B} \quad (2-25)$$

상승구간과 하강구간의 합은 스위칭 주기가 되며 식 2-26과 같다.

$$T = t_f + t_r \quad (2-26)$$

식 2-23, 식 2-24 그리고 식 2-26을 이용하여 스위칭 주기에 대한 계

산을 하면 식 2-27로 나타낼 수 있다.

$$T = t_f + t_r = \frac{P_D L V_{DC}}{1.5 V_B^2 (V_{DC} - V_B)} \quad (2-27)$$

이때 스위칭 듀티는 식 2-23과 식 2-24를 이용하여 식 2-28로 나타낼 수 있다.

$$D = \frac{t_r}{T} = \frac{V_{DC} - V_B}{V_{DC}} \quad (2-28)$$

식 2-28에서 구한 듀티 값을 통하여 배터리 방전 시 양방향 DC-DC 컨버터가 BOOST 컨버터로 동작한다는 것을 알 수 있다.

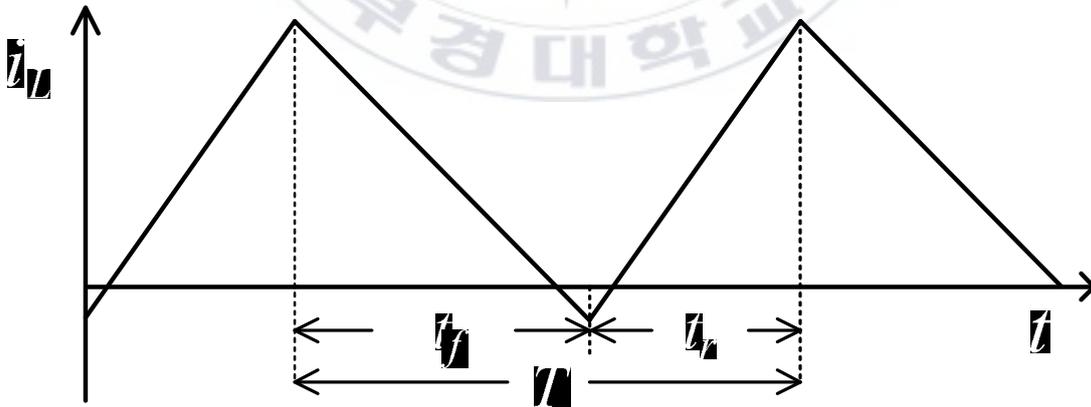


그림 2-4. 방전모드에서의 인덕터 전류 파형

그림 2-5는 DC링크 전압  $V_{DC}$ 가 400 [V] 인 경우 스위칭 주파수에 대한 방전 전력 그래프이다. 배터리 전압은 176 [V] 에서 280 [V] 까지 변동하기 때문에 176 [V], 200 [V], 233 [V], 267 [V], 280 [V] 각각의 전압에 대한 스위칭 주파수와 출력 전력을 나타내었다. 또한, IGBT와 게이트 드라이버의 최대 스위칭 주파수를 고려하여 최대 스위칭 주파수를 20 [kHz] 로 제한했을 때의 방전 전력의 크기를 표시하였다.

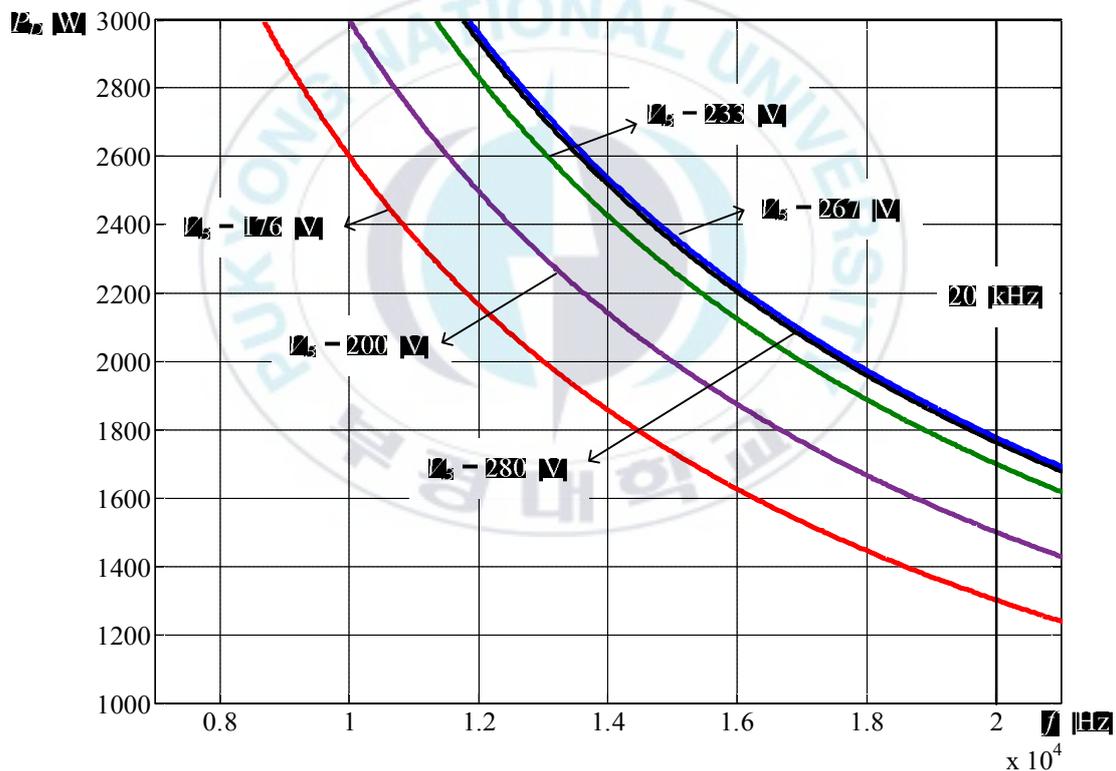


그림 2-5.  $V_{DC}$ 가 400 [V] 인 경우의 스위칭 주파수에 대한 방전 전력

그림 2-6은 DC링크 전압  $V_{DC}$ 가 350 [V] 인 경우의 스위칭 주파수에 대한 방전 전력 그래프이다. 마찬가지로 배터리 전압이 변동하기 때문에 변동범위 내의 전압을 선정하여 나타내었다.  $V_{DC}$ 가 350 [V] 인 경우는 스위칭 주파수의 제한치인 20 [kHz] 에서 400 [V] 인 경우보다 경부하 동작이 가능한 것을 확인할 수 있다.

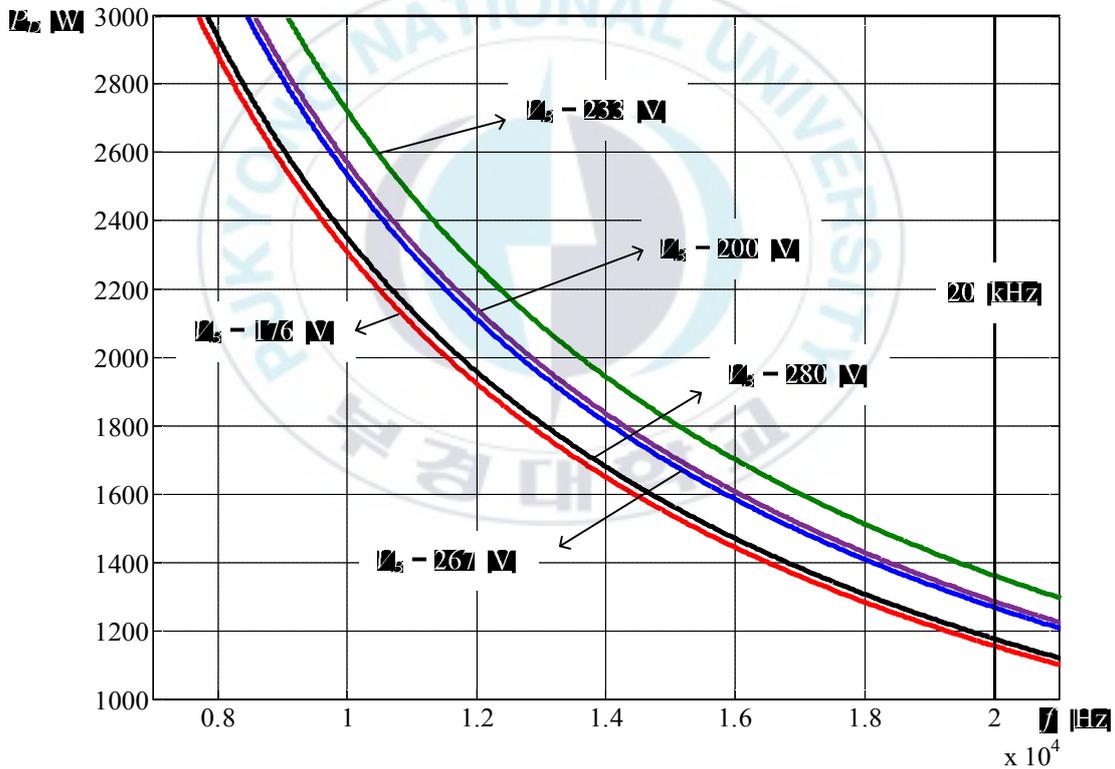


그림 2-6.  $V_{DC}$ 가 350 [V] 인 경우의 스위칭 주파수에 대한 방전 전력

### 2-3-2. 배터리 충전 전력과 주파수

그림 2-3의 Mode 4는 충전 전력의 크기를 결정하는 구간이다. 스위치  $S_1$ 의 듀티 만큼 Mode 4가 지속된다. 듀티가 커지면 Mode 4의 구간이 길어지게 된다. 이때 Mode 6에서는 일정한 기울기로 전류가 감소하기 때문에 Mode 4의 구간이 길어지면 Mode 6의 구간 또한 길어지게 된다. 즉, 스위치  $S_1$ 의 듀티가 커지면 충전 전력이 증가하며 스위칭 주파수는 감소한다. 반대로 듀티가 작아지게 되면 Mode 4의 구간이 짧아지고 충전 전력이 감소하며 스위칭 주파수는 증가하게 된다.

그림 2-7는 충전모드에서의 인덕터 전류 파형을 나타내었다. Mode 2와 Mode 5에서 발생하는 LC 직렬공진은 그 주기가 스위칭 주기와 비교하여 무시할 수 있을 정도로 짧으므로 충전 전력에 대한 스위칭 주파수 계산에서는 고려하지 않았다. 또한 배터리의 시정수는 매우 크기 때문에 스위칭 한 주기에서는 배터리 전압이 일정하다고 가정하였다.

그림 2-7에서 인덕터 전류의 최대값  $I_{\max}$ 이 0 [A]라고 가정하면, 인덕터 전류 최소값  $I_{\min}$ 은 전류 하강구간  $t_f$ 에 대한 식 2-29 혹은 전류 상승구간  $t_r$ 에 대한 식 2-30로 나타낼 수 있다.

$$I_{\min} = \frac{1}{L}(V_{DC} - V_B)t_f \quad (2-29)$$

$$I_{\min} = \frac{1}{L}V_B t_r \quad (2-30)$$

인덕터 전류는 전류 임계모드로 동작하기 때문에 최소값  $I_{\min}$ 은 인덕터 전류 평균의 2배가 되며 충전 전력  $P_C$ 를 이용하여  $I_{\min}$ 을 나타내면 식 2-31과 같다.

$$I_{\min} = \frac{P_C}{3} \times \frac{2}{V_B} \quad (2-31)$$

식 2-29, 식 2-30 그리고 식 2-26을 이용하여 스위칭 주기에 대한 계산을 하면 식 2-32로 나타낼 수 있다.

$$T = t_f + t_r = \frac{P_C L V_{DC}}{1.5 V_B^2 (V_{DC} - V_B)} \quad (2-32)$$

이때 스위칭 듀티는 식 2-29와 식 2-30을 이용하여 식 2-33으로 나타낼 수 있다.

$$D = \frac{t_f}{T} = \frac{V_B}{V_{DC}} \quad (2-33)$$

식 2-33에서 구한 듀티 값을 통하여 배터리 충전 시 양방향 DC-DC 컨버터가 BUCK 컨버터로 동작한다는 것을 알 수 있다.

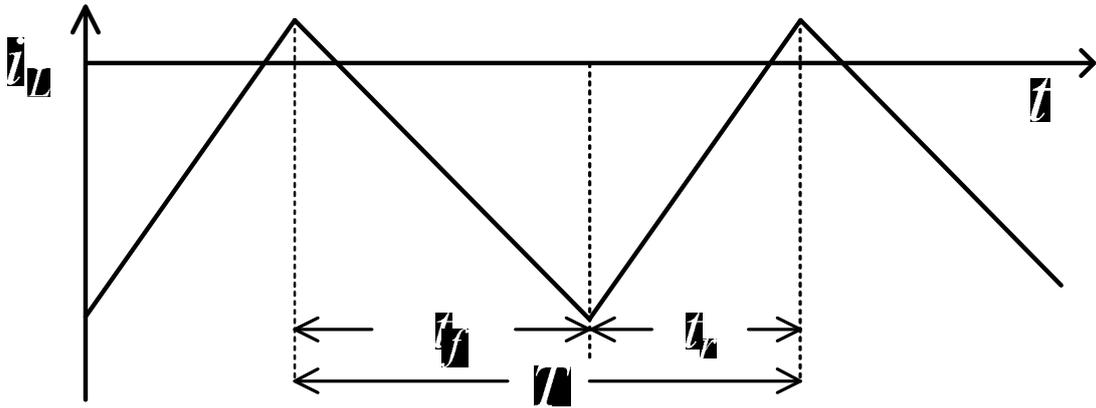


그림 2-7. 충전모드에서의 인덕터 전류 파형



그림 2-8은 DC링크 전압  $V_{DC}$ 가 400 [V] 인 경우 스위칭 주파수에 대한 충전 전력 그래프이다. 배터리 전압은 176 [V] 에서 280 [V] 까지 변동하기 때문에 176 [V], 200 [V], 233 [V], 267 [V], 280 [V] 각각의 전압에 대한 스위칭 주파수와 출력 전력을 나타내었다. 방전 동작 시와 동일하게 최대 주파수인 20 [kHz] 지점을 표시하였다.

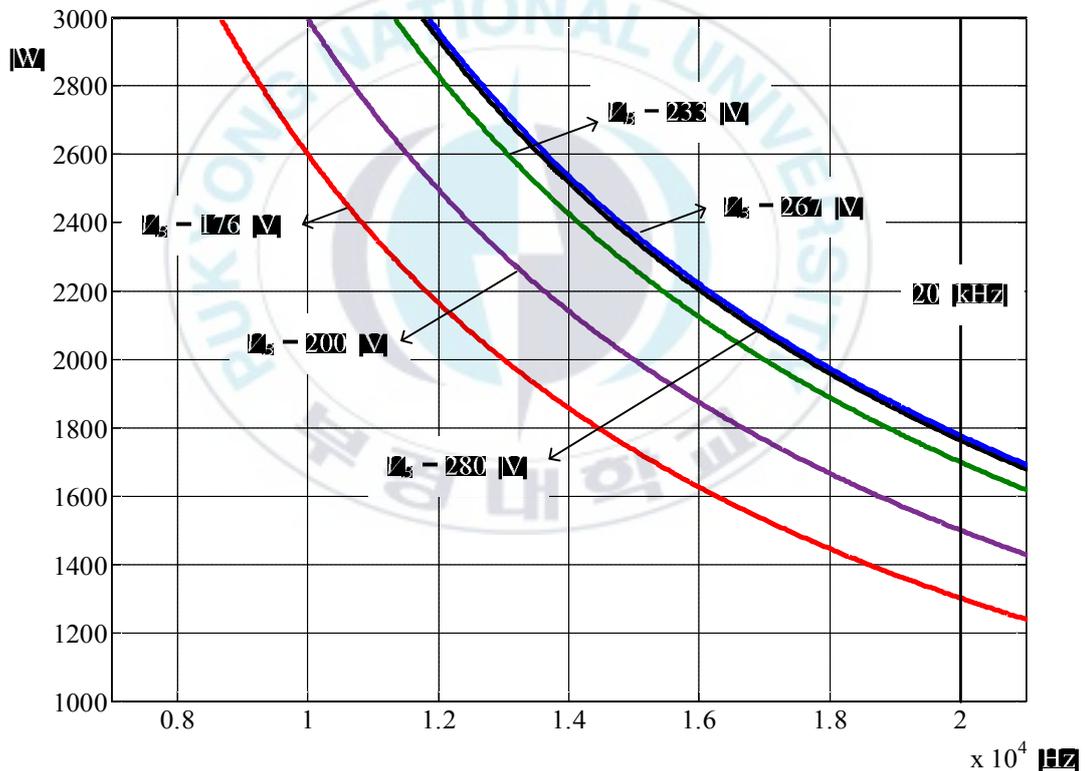


그림 2-8.  $V_{DC}$ 가 400 [V] 인 경우의 스위칭 주파수에 대한 충전 전력

그림 2-9는 DC링크 전압  $V_{DC}$ 가 350 [V] 인 경우의 스위칭 주파수에 대한 충전 전력 그래프이다.  $V_{DC}$ 가 400 [V] 인 경우와 마찬가지로 배터리 전압이 변동하기 때문에 변동범위 내의 전압을 선정하여 나타내었다.

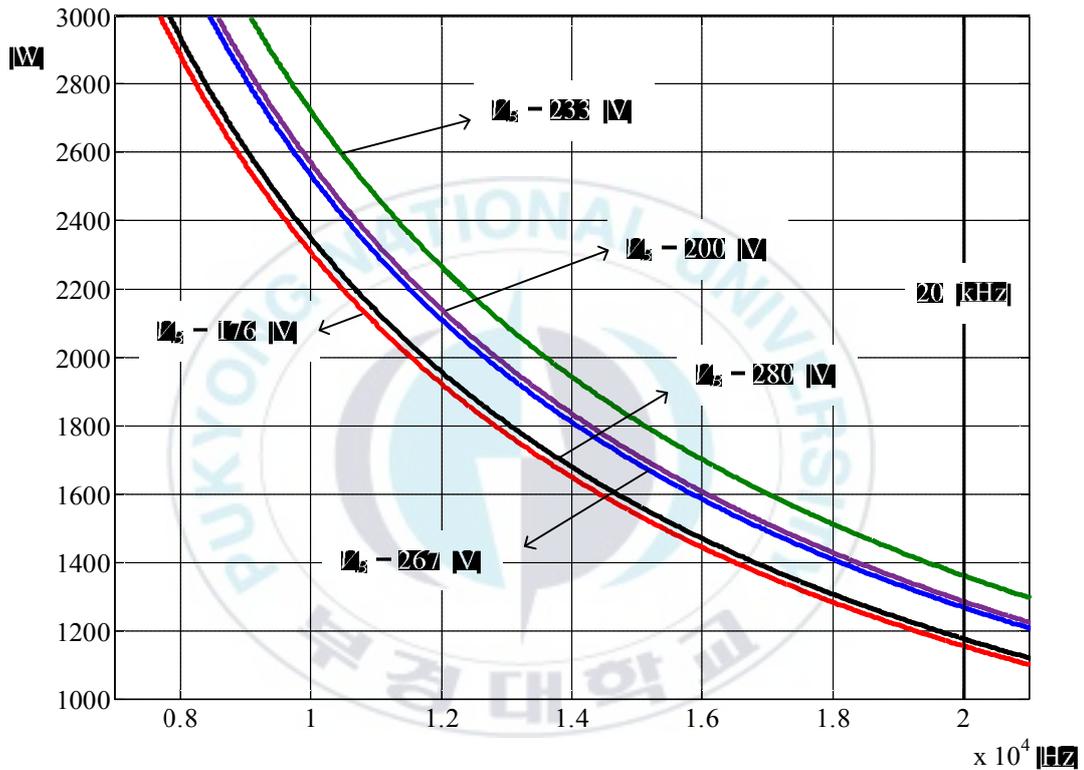


그림 2-9.  $V_{DC}$ 가 350 [V] 인 경우의 스위칭 주파수에 대한 충전 전력

## 2-4. 전류 리플 해석

‘2-3 충·방전 전력과 주파수’에서 충·방전 전력과 배터리 전압에 따라 주파수가 변하는 것을 확인하였다. 이때 주파수가 변하게 되면 전류 리플이 함께 변하게 된다. 전류 리플은 배터리 전압이 변동함에 따라 영향을 받게 되는데 이는 배터리 전압이 인덕터 전류 하강 기울기를 변하게 하면서 전류 리플에 영향을 미치기 때문이다. 시스템에 사용된 배터리는 176 [V]에서 280 [V]까지 변동하게 되므로 이에 따라 전류 리플도 함께 변하게 된다.

이 장에서는 배터리 전압과 DC링크 전압이 함께 변동하는 경우에 대한 배터리 입·출력 전류 리플의 크기를 분석하였다. 배터리 전류 리플을 DC링크 전압 및 배터리 전압 구간에 따라 다음과 같이 분류하였다. DC링크 전압이 400 [V]인 경우, 배터리 전압이 176 [V]에서 267 [V]인 구간과 267 [V]에서 280 [V]인 구간으로 나누었다. DC링크 전압이 350 [V]인 경우, 배터리 전압이 176 [V]에서 233 [V]인 구간과 233 [V]에서 280 [V]인 구간으로 구분하였으며 각 경우에 대한 전류 리플의 크기를 다음과 같이 분석하였다.

먼저 전류 리플의 크기가 0 [A]가 되는 특수한 경우를 설명한 후 일반적인 경우의 전류 리플 크기를 분석하도록 한다. 그림 2-10은 방전 모드 시 배터리 전압이 DC링크 전압의  $\frac{2}{3}$  크기인 구간의 배터리 전류와 각 상의 인덕터 전류 파형이다. 배터리 전압이 DC링크 전압 크기의  $\frac{2}{3}$ 인 구간에서 배터리 전류 리플의 크기는 0 [A]가 된다. 이는 3상 인

터리브드 방식에 적용한 결과로서, N상 인터리브드 적용 시 배터리 전압이 DC링크 전압 크기의  $\frac{N-1}{N}$  인 구간에서 배터리 전류 리플의 크기는 0 [A]가 된다. 따라서 DC링크 전압이 400 [V]인 경우 배터리 전압이 267 [V]일 때 전류 리플이 0이 되며, DC링크 전압이 350 [V]인 경우 배터리 전압이 233 [V]일 때 전류 리플이 0이 된다. 또한 배터리 전압이 233 ~ 267 [V]인 경우 DC링크 전압의 크기가 배터리 전압의 1.5배 크기로 유지되면 이 구간에서 배터리 입출력 전류 리플의 크기는 0 [A]가 된다.

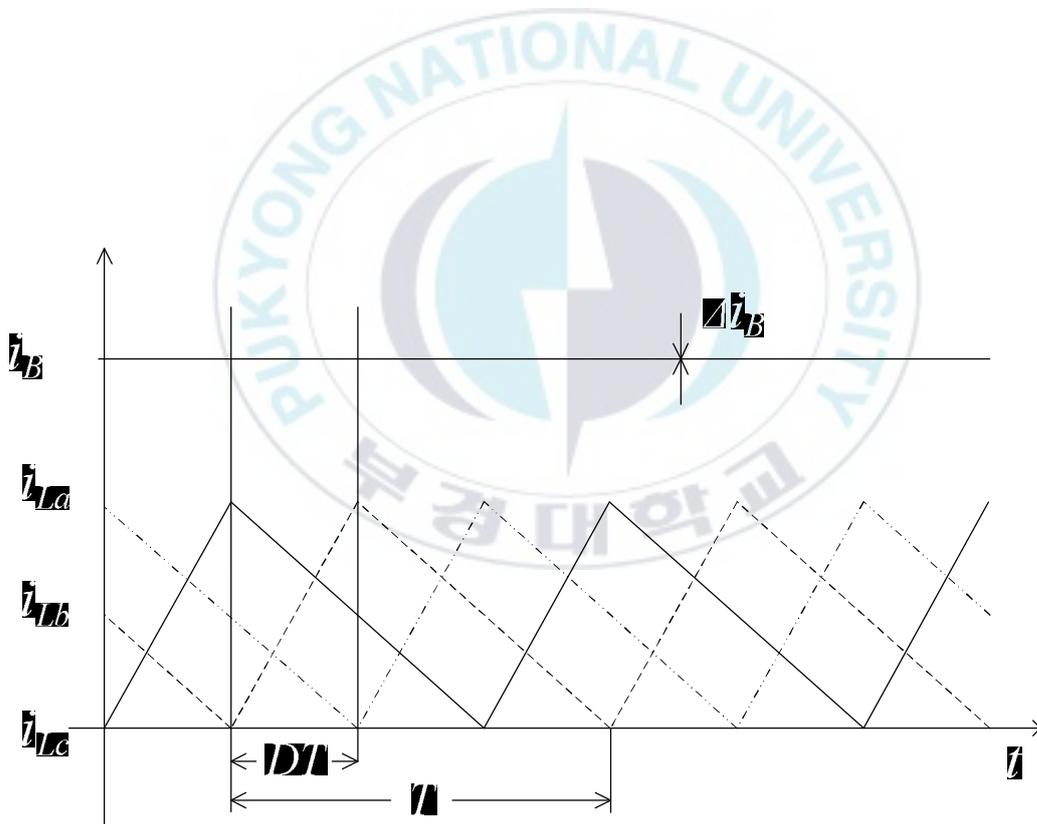


그림 2-10.  $V_B = \frac{2}{3} V_{DC}$  에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형 (방전모드)

### 2-4-1. DC링크 전압이 400 [V] 인 경우의 전류 리플 분석

(a) 배터리 전압이 176 [V] 에서 267 [V] 인 경우

그림 2-11은 방전모드 시 배터리 전압이 DC링크 전압 크기의  $\frac{2}{3}$  보다 작은 구간의 배터리 전류와 인덕터 전류 파형이다. 이는 DC링크 전압이 400 [V] 일 때 배터리 전압이 176 [V] 에서 267 [V] 인 경우를 말한다. 배터리 전류 리플을 구하기 위해서는 인덕터 전류가 상승할 때의 기울기와 하강할 때의 기울기를 알아야 한다. 이는 식 2-1과 식 2-5로부터 구할 수 있다. 인덕터 전류가 상승할 때 식 2-34, 하강할 때 식 2-35로 나타낼 수 있다.

$$\Delta i_{L_r} = \frac{1}{L} \int_0^{DT} V_B dt \quad (2-34)$$

$$\Delta i_{L_f} = \frac{1}{L} \int_{DT}^T (V_B - V_{DC}) dt \quad (2-35)$$

배터리 전류가 하강하는 구간 A, 상승하는 구간을 B로 구분하였다. 배터리 전류가 하강하는 구간인 A에서는 두 상의 인덕터에 정방향으로 전압이 인가되어 전류가 상승하며 한 상의 인덕터에 역방향으로 전압이 인가되어 전류가 하강하게 된다. B에서는 한 상의 인덕터에 정방향으로 전압이 인가되어 전류가 상승하며 두 상의 인덕터에 역방향으로 전압이 인가되어 전류가 하강한다. 이때 배터리 전류 리플 변화량은 A 와 B에

서 동일하므로 상승구간 B에서의 전류 리플 변화를 식으로 나타내면 식 2-36과 같다.

$$\Delta i_B = \frac{1}{L} \int_{t_1}^{t_2} V_B dt + \frac{2}{L} \int_{t_1}^{t_2} (V_B - V_{DC}) dt \quad (2-36)$$

이때 구간 B의 주기  $T_B(t_1 \sim t_2)$ 는 식 2-37과 같다.

$$T_B = \left( \frac{2}{3} - D \right) T \quad (2-37)$$

식 2-36과 식 2-37을 정리하면  $\Delta I_B$ 는 식 2-38로 나타낼 수 있다.

$$\Delta I_B = \frac{2V_{DC} - 3V_B}{L} \left( D - \frac{2}{3} \right) T \quad (2-38)$$

(b) 배터리 전압이 267 [V]에서 280 [V]인 경우

그림 2-12는 방전모드 시 배터리 전압이 DC링크 전압 크기의  $\frac{2}{3}$ 보다 큰 구간의 배터리 전류와 인덕터 전류 파형이다. 즉, DC링크 전압이 400 [V]일 때 배터리 전압이 267 [V]에서 280 [V]인 경우를 말한다.

배터리 전류가 하강하는 구간인 A에서는 한 상의 인덕터에 정방향으로 전압이 인가되어 전류가 상승하며 두 상의 인덕터에 역방향으로 전압이 인가되어 전류가 하강하게 된다. B에서는 세 상의 인덕터에 역방향으로 전압이 인가되어 전류가 하강한다. 이때 배터리 전류 리플 변화

량은 A와 B에서 동일하므로 상승구간 B에서의 전류 리플 변화를 식으로 나타내면 식 2-39과 같다.

$$\Delta i_B = \frac{3}{L} \int_{t_1}^{t_2} (V_B - V_{DC}) dt \quad (2-39)$$

이때 구간 B의 주기  $T_B(t_1 \sim t_2)$ 는 식 2-40과 같다.

$$T_B = \frac{1}{3} T - DT \quad (2-40)$$

즉, 전류 리플의 변화량은 식 2-41로 나타낼 수 있다.

$$\Delta I_B = \frac{3(V_{DC} - V_B)}{L} \left( \frac{1}{3} - D \right) T \quad (2-41)$$

## 2-4-2. DC링크 전압이 350 [V] 인 경우의 전류 리플 분석

(a) 배터리 전압이 176 [V] 에서 233 [V] 인 경우

그림 2-11은 방전모드 시 배터리 전압이 DC링크 전압 크기의  $\frac{2}{3}$  보다 작은 구간의 배터리 전류와 인덕터 전류 파형이다. 이는 DC링크 전압이 350 [V] 일 때 배터리 전압이 176 [V] 에서 233 [V] 인 경우를 말한다. DC링크 전압이 400 [V] 인 경우와 비교하였을 때 배터리 전압의 범위만 다르며 전류 리플을 구하는 원리는 같다. 즉, 전류 리플의 변화량은 식 2-42로 나타낼 수 있다.

$$\Delta I_B = \frac{2V_{DC} - 3V_B}{L} \left( D - \frac{2}{3} \right) T \quad (2-42)$$

(b) 배터리 전압이 233 [V] 에서 280 [V] 인 경우

그림 2-12는 방전모드 시 배터리 전압이 DC링크 전압 크기의  $\frac{2}{3}$  보다 큰 구간의 배터리 전류와 인덕터 전류 파형이다. 이는 DC링크 전압이 350 [V] 일 때 배터리 전압이 233 [V] 에서 280 [V] 인 경우를 말한다. DC링크 전압이 400 [V] 인 경우와 비교하였을 때 배터리 전압의 범위만 다르며 전류 리플을 구하는 원리는 같다. 즉, 전류 리플의 변화량은 식 2-43으로 나타낼 수 있다.

$$\Delta I_B = \frac{3(V_{DC} - V_B)}{L} \left( \frac{1}{3} - D \right) T \quad (2-43)$$

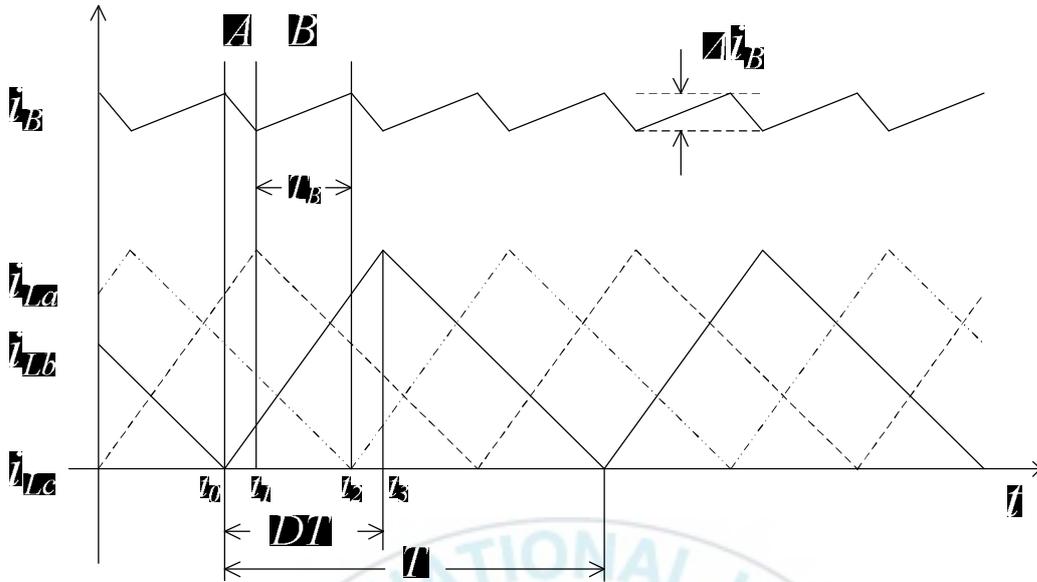


그림 2-11.  $V_B < \frac{2}{3} V_{DC}$  에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형 (방전모드)

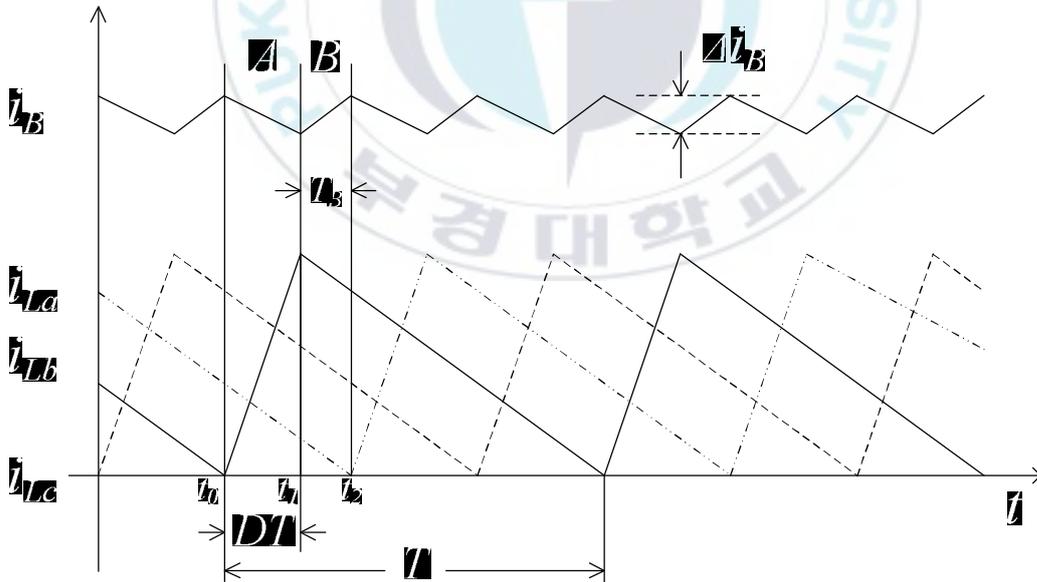


그림 2-12.  $V_B > \frac{2}{3} V_{DC}$  에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형 (방전모드)

그림 2-13에 식 2-38, 식 2-40, 식 2-41 그리고 식 2-42를 이용하여 출력 전력 및 DC링크 전압 변동에 따른 배터리 전압에 대한 리플 전류의 크기를 나타내었다. DC링크는 350 [V]에서 400 [V]까지 변동하기 때문에 이에 따라 최대 범위를 선정하였으며, 출력 전력은 각각 3 [kW], 2 [kW], 1 [kW]를 나타내었다. 배터리 전압변동에 따라 배터리 리플 전류를 분석하면 다음과 같다.

배터리 전압의 범위가 176 [V]에서 187 [V]인 경우 DC링크 전압이 400 [V]일 때 전류 리플이 최소가 되고, 배터리 전압이 187 [V]에서 233 [V]인 경우는 DC링크 전압이 350 [V]일 때 전류 리플이 최소가 된다. 또한 DC링크 전압이 350 [V]와 400 [V]인 경우, 각각 배터리 전압이 DC링크 전압의  $\frac{2}{3}$ 인 233 [V]와 267 [V]에서 전류 리플이 0 [A]가 된다. 따라서 배터리 전압이 233 [V]에서 267 [V]로 가변하는 구간에서는 DC링크 전압을 350 [V]에서 400 [V]까지 함께 변동시켜 줌으로서 전류 리플을 0 [A]로 줄일 수 있게 된다. 배터리 전압의 범위가 267 [V]에서 280 [V]인 경우 DC링크 전압이 400 [V]일 때 전류 리플이 최소가 된다.

리플 전류 분석을 통하여 DC링크 전압을 일정하게 유지시키는 것이 아니라 배터리 전압이 변동함에 따라 DC링크 전압을 함께 변동시켜 줌으로서 배터리 전압이 변동하는 넓은 범위에서 리플 전류를 0 [A]로 만들거나 최소화할 수 있다.

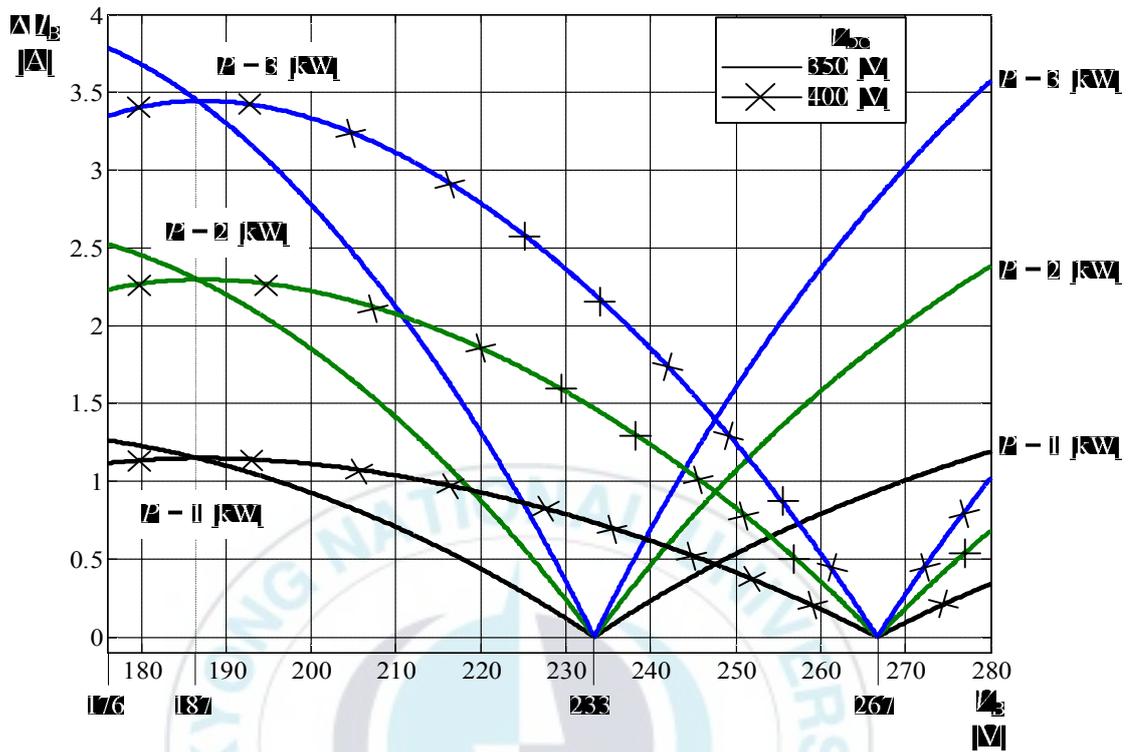


그림 2-13. 출력 전력 및 DC링크 전압 변동에 따른 배터리 전압에 대한 리플 전류의 크기

## 2-5. 시스템 설계

본 논문에서 제안한 시스템은 최대 전력 3 [kW], 배터리 전압  $V_B$  는 176 [V] 에서 280 [V] 로 가변하며 배터리 전류 리플을 줄이기 위하여 배터리 전압 변동에 따라 DC링크 전압  $V_{DC}$  는 350 [V] 에서 400 [V] 까지 변동한다. 또한 시스템 구성에 사용한 스위치와 게이트 드라이버를 고려하여 최대 스위칭 주파수를 20 [kHz] 로 제한하였다.

방전모드 시 전류 불연속모드로 동작하는 조건을 구하면 다음 식 2-44와 같다.

$$L \leq \frac{V_B}{2I_L} DT = \frac{3V_B^2}{2P} DT \quad (2-44)$$

인덕터의 전류가 항상 DCM으로 동작해야 하므로 스위칭 주파수가 최소가 되는 3 [kW] 에서 위의 식 2-43를 만족 시켜야 한다. 이에 따라 인덕턴스의 값을 1 [mH] 로 선정하였다.

스위치에 병렬로 결선된 ZVS용 커패시터의 선정은 본 시스템에 사용한 스위치의 턴-오프 시간을 고려하여 결정하였다. 또한 공진주파수가 스위칭 주파수보다 큰 범위 내에서 선정 하였다. 스위치는 SEMIKRON 사의 SKM40GD123D 소자를 사용하였으며 소자의 턴-오프 시간은 데이터 시트로부터 400 [ns] 임을 알 수 있다. 스위치의 턴-오프 주기를 만족 하는 식은 다음 식 2-45로 나타낼 수 있다.

$$T_{off} \ll \pi \sqrt{LC} \quad (2-45)$$

따라서 ZVS용 커패시터는 위의 식을 만족하면서 LC공진주파수가 스위칭 주파수의 10배 이상이 되기 위하여 2.2 [nF]의 커패시턴스를 갖는 소자를 사용하였다.



### 3. 시뮬레이션 및 분석

#### 3-1. 시뮬레이션 파라미터

표 3-1은 시뮬레이션에 사용한 파라미터이다. 2-5장에서 설계한 파라미터를 토대로 제안한 시스템 검증을 위해 시뮬레이션 하였다.

표 3-1. 시뮬레이션 파라미터

Parameter	Value
$V_{DC}$	350 ~ 400 [V]
$V_B$	176 ~ 280 [V]
$L$	1 [mH]
$C$	2.2 [nF]
$P_{rated}$	3 [kW]
$f_{s_{max}}$	20 [kHz]

그림 3-1은 PLECS 시뮬레이션 틀에서 구현한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 회로이다. 배터리와 DC링크는 전압원으로 대체하였으며 시뮬레이션 틀의 C-Block 기능으로 스위칭 파형을 생성하였다.

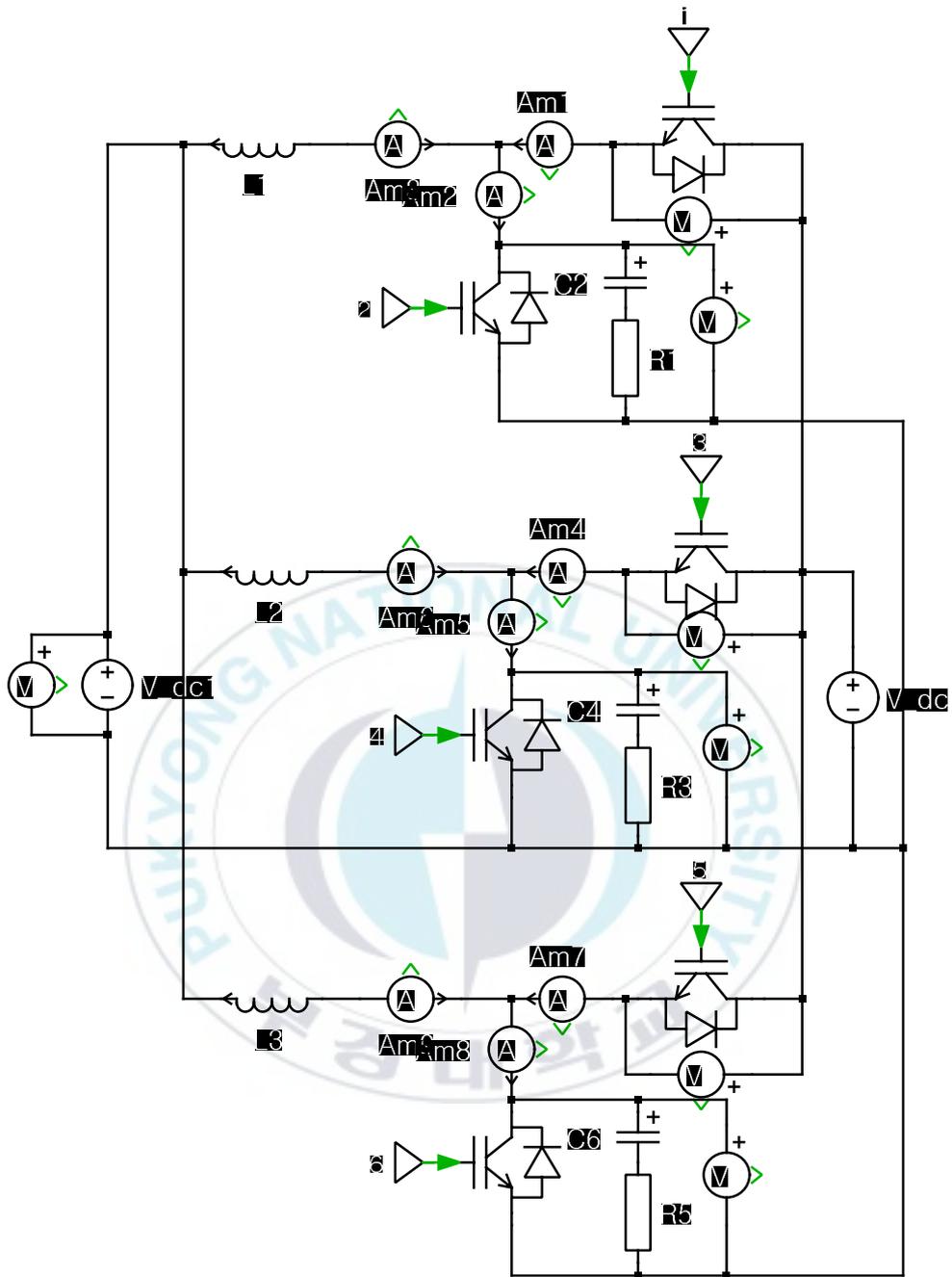


그림 3-1. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 시뮬레이션 회로

### 3-2. 시뮬레이션 결과 분석

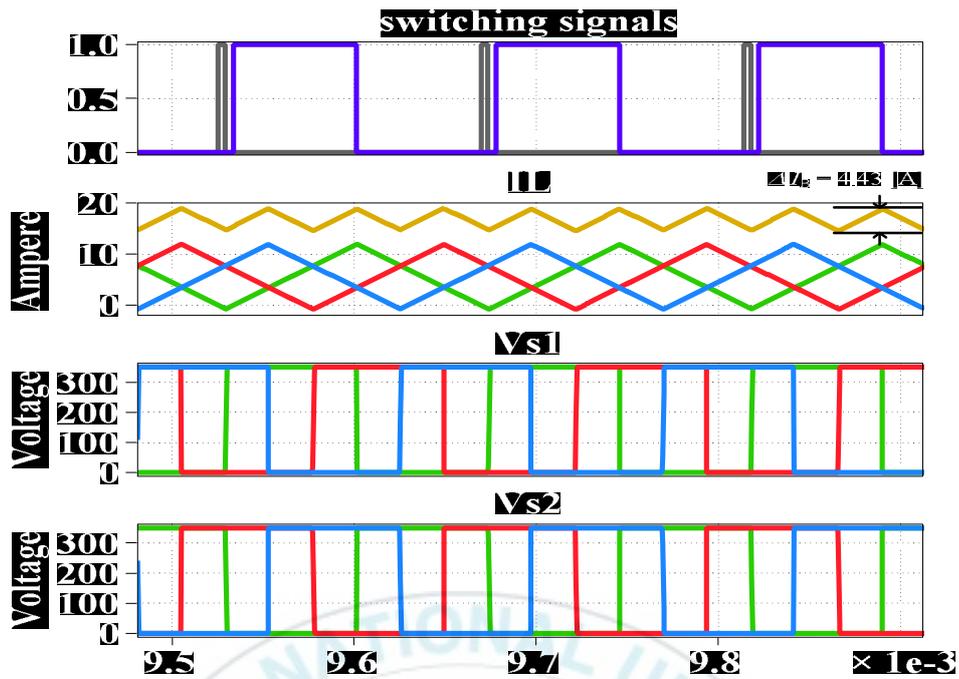
본 시뮬레이션에서는 충·방전 전력과 배터리 전압, DC링크 전압이 변동함에 따라 C-Block을 통해 각각의 스위칭 주파수와 듀티를 계산하여 스위칭 파형을 생성하였다.

충·방전 전력이 2 [kW] 와 3 [kW] 인 경우에 대하여 리플 전류가 0이 되는 구간의 비교확인을 위하여 배터리전압이 각각 176 [V], 233 [V] 그리고 267 [V] 로 구분하여 시뮬레이션을 수행하였다.

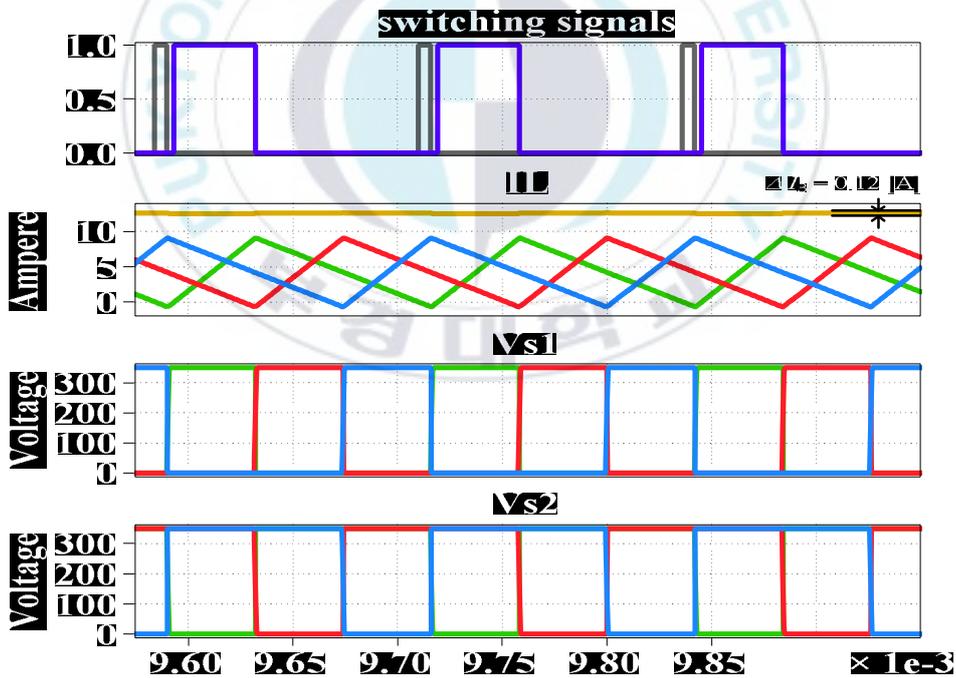
그림 3-2와 그림 3-3은 각각 DC링크 전압이 350 [V], 400 [V] 인 경우에 대한 스위칭 파형 및 인덕터 전류, 배터리 전류, 스위치 전압의 시뮬레이션 파형이다.



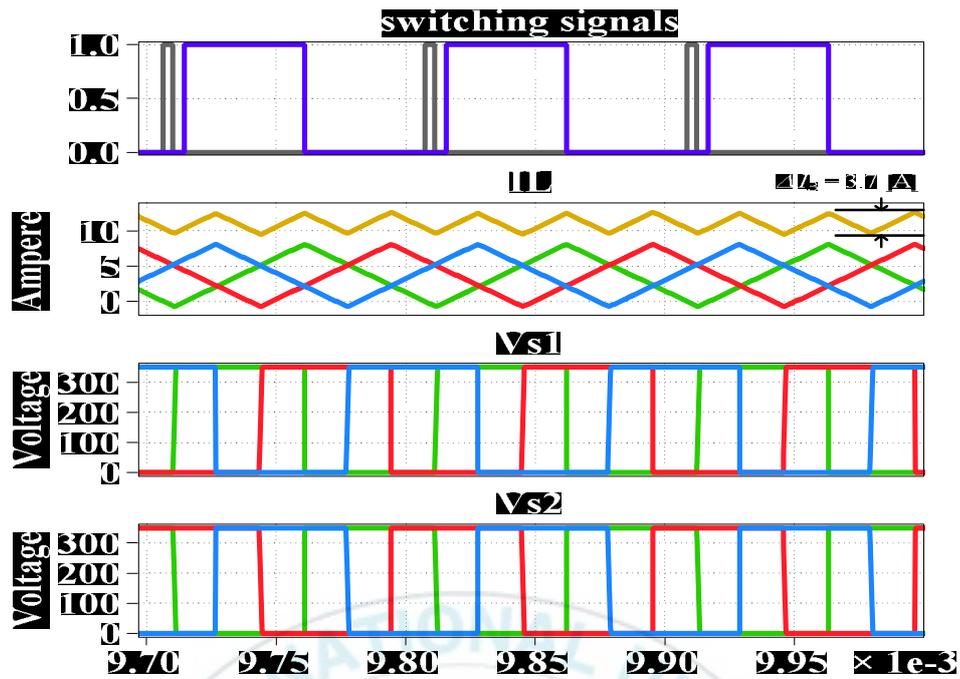
그림 3-2는 DC링크 전압  $V_{DC}$ 가 350[V]인 경우의 시뮬레이션 파형이다. 제안한 제어 기법의 스위칭 파형을 확인하기 쉽도록 한 상만을 나타내었으며, 인덕터 전류 및 스위치 전압은 ZVS, ZCS 스위칭을 확인하기 위하여 3상으로 나타내었다. 출력 전력과 DC링크 전압 및 배터리 전압에 따라 스위칭 주파수와 듀티가 제어되는 것을 확인할 수 있다. 그림 3-2 (a)와 그림 3-2 (b)는 충·방전 전력 3 [kW]에서의 시뮬레이션 파형이다. 배터리 전압이 176 [V]인 그림 3-2 (a)에서의 배터리 전류 리플의 크기는 약 4.43 [A]다. 그림 3-2 (b)는 배터리 전압이 DC링크 전압의  $\frac{2}{3}$ 크기인 233 [V]인 경우에 대한 시뮬레이션 파형이다. 배터리 전류 리플의 크기는 약 0.12 [A]임을 확인하였다. 그림 3-2 (c)와 그림 3-2 (d)는 충·방전 전력 2 [kW]에서의 실험 파형이며 배터리 전압이 DC링크 전압의  $\frac{2}{3}$ 크기에서 전류 리플이 0 [A]에 가까운 것을 확인할 수 있다.



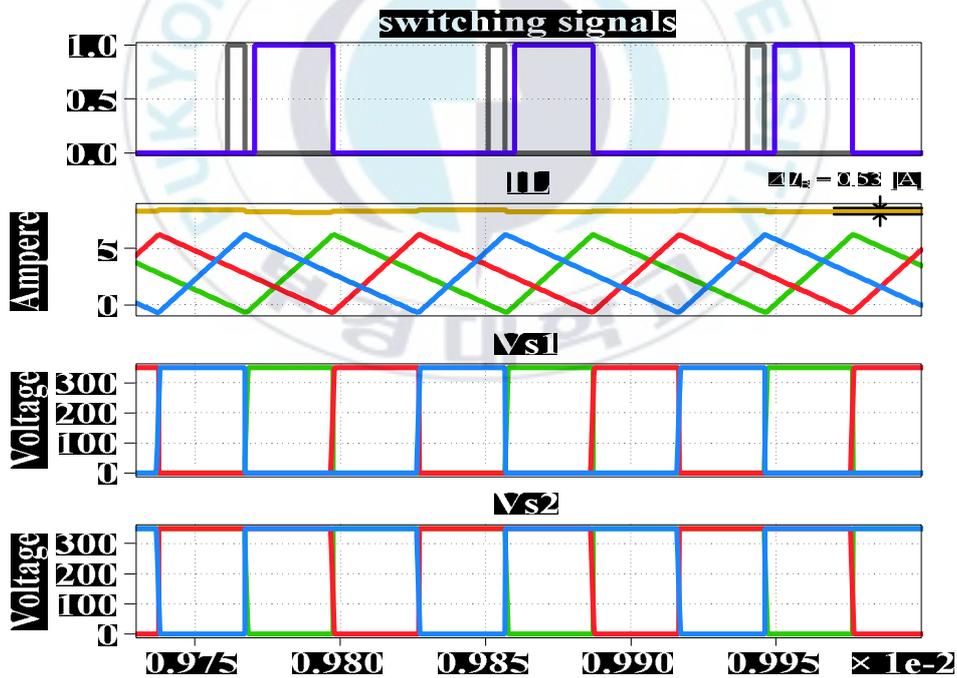
(a)  $P = 3 [kW]$ ,  $V_B = 176 [V]$ ,  $f_{SW} = 7 [kHz]$



(b)  $P = 3 [kW]$ ,  $V_B = 233 [V]$ ,  $f_{SW} = 8 [kHz]$



(c)  $P = 2 [kW]$ ,  $V_B = 176 [V]$ ,  $f_{SW} = 10 [kHz]$

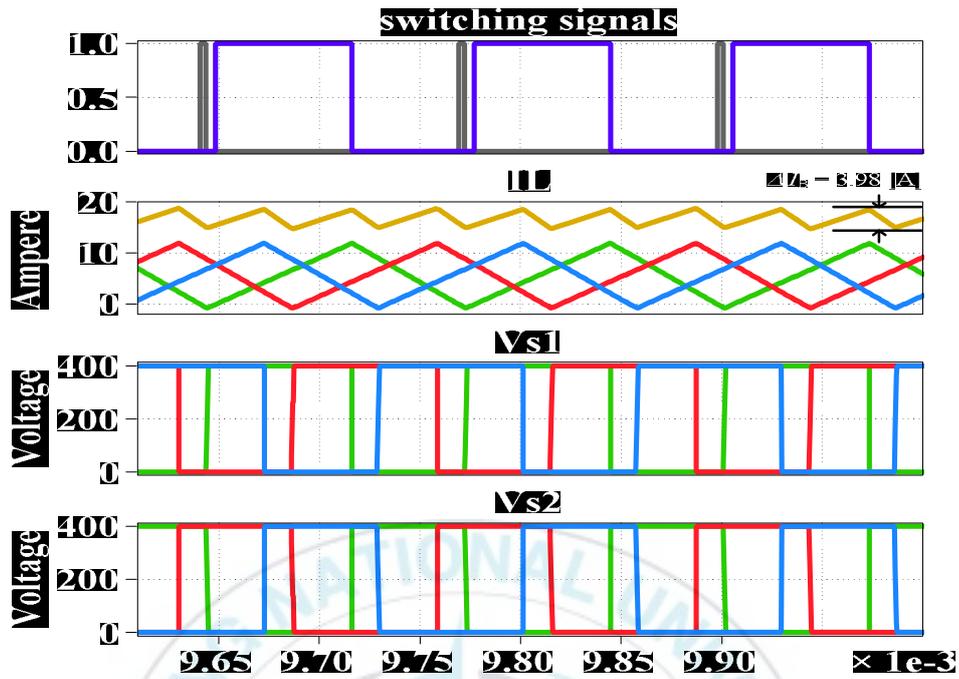


(d)  $P = 2 [kW]$ ,  $V_B = 233 [V]$ ,  $f_{SW} = 11 [kHz]$

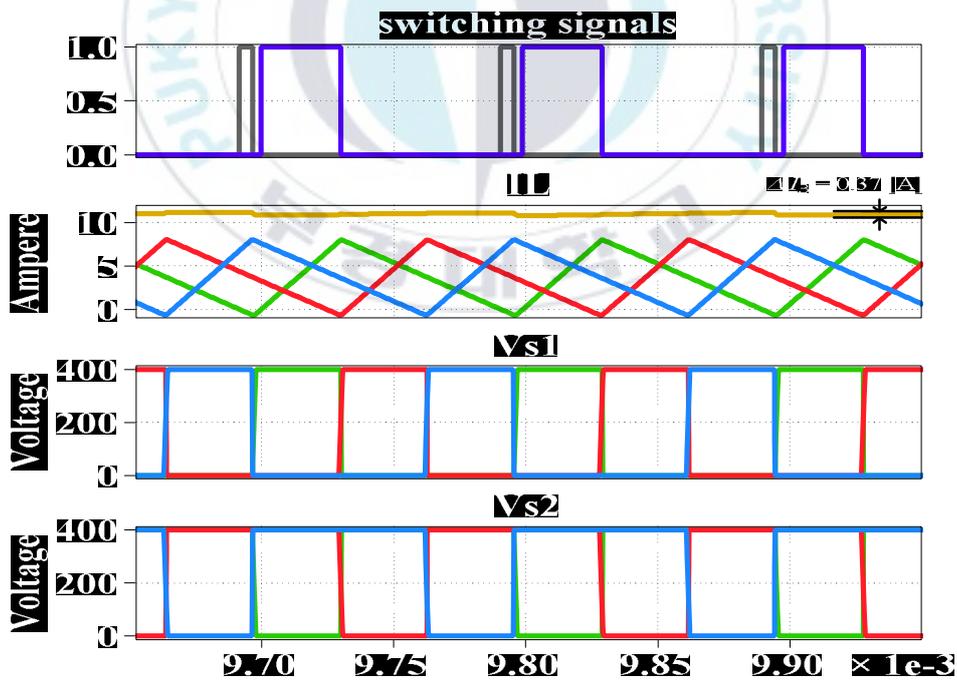
그림 3-2.  $V_{DC}$  가 350 [V] 인 경우에 대한 스위칭 신호 및 인덕터 전류, 배터리 전류 그리고 스위치 전압 시뮬레이션 파형

그림 3-3은 DC링크 전압  $V_{DC}$ 가 400[V]인 경우의 시뮬레이션 파형이다. 그림 3-3 (a)와 그림 3-3 (b)는 충·방전 전력 3 [kW]에서의 시뮬레이션 파형이다. 배터리 전압이 176 [V]인 그림 3-3 (a)에서의 배터리 전류 리플의 크기는 약 3.98 [A]인 것을 확인할 수 있다. 그림 3-3 (b)는 배터리 전압이 DC링크 전압의  $\frac{2}{3}$ 크기인 267 [V]인 경우인데, 배터리 전류 리플의 크기는 약 0.37 [A]임을 확인하였다. 그림 3-3 (c), (d)는 충·방전 전력 2 [kW]에서의 실험 파형이며 배터리 전압이 DC링크 전압의  $\frac{2}{3}$ 크기에서 전류 리플이 0에 가까운 것을 확인할 수 있다.

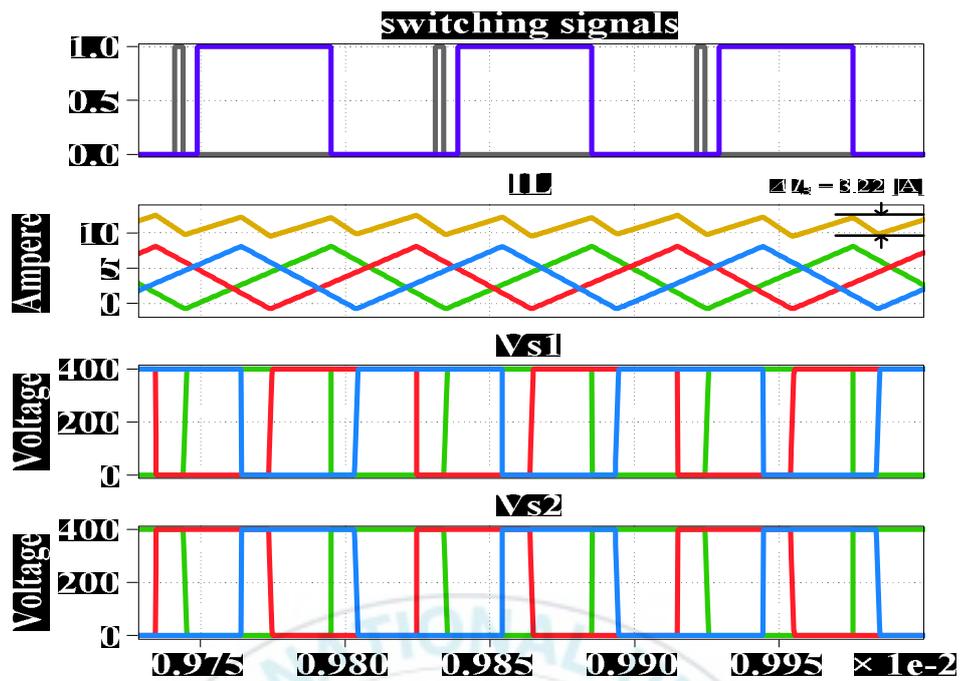




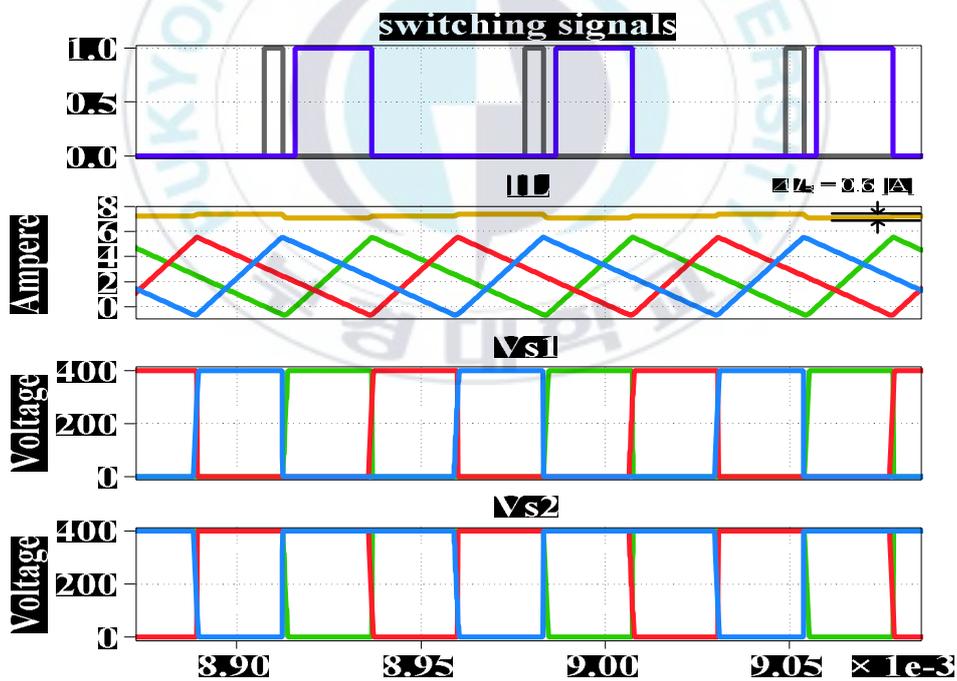
(a)  $P = 3 [kW]$ ,  $V_B = 176 [V]$ ,  $f_{SW} = 7.8 [kHz]$



(b)  $P = 3 [kW]$ ,  $V_B = 267 [V]$ ,  $f_{SW} = 10 [kHz]$



(c)  $P = 2 [kW]$ ,  $V_B = 176 [V]$ ,  $f_{SW} = 11 [kHz]$



(d)  $P = 2 [kW]$ ,  $V_B = 267 [V]$ ,  $f_{SW} = 14 [kHz]$

그림 3-3.  $V_{DC}$  가 400 [V] 인 경우에 대한 스위칭 신호 및 인덕터 전류, 배터리 전류 그리고 스위치 전압 시뮬레이션 파형

이상의 시뮬레이션 결과를 종합하면 다음과 같다.

- ▶ 배터리 전압이 176 [V] 인 경우 DC링크 전압이 400 [V] 인 경우 동일한 출력에서 배터리 입·출력 전류의 리플이 작다.
- ▶ 배터리 전압이 233 ~ 267 [V] 인 경우 DC링크 전압이 배터리 전압의 1.5배 (350 ~ 400 [V]) 이면 배터리 입·출력 전류의 리플 크기는 영에 가깝다.

따라서 제안하는 DC링크 전압을 제어하여 배터리 입·출력 전류의 리플 크기를 저감하는 것이 가능하다는 것을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있다.

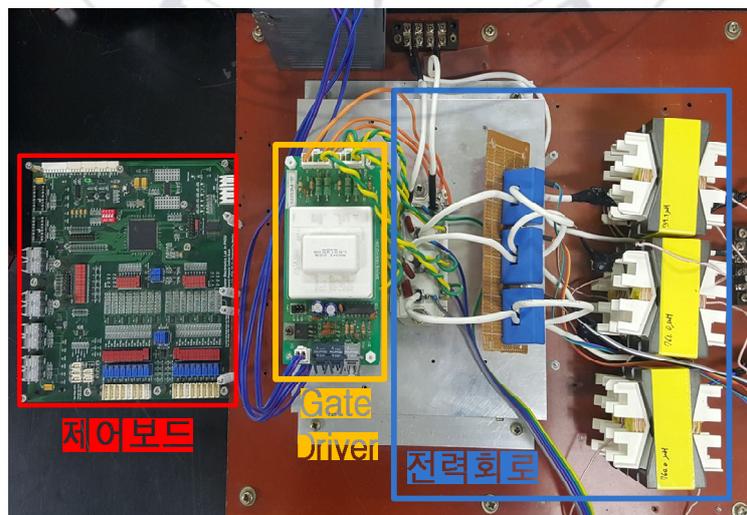


## 4. 실험 및 분석

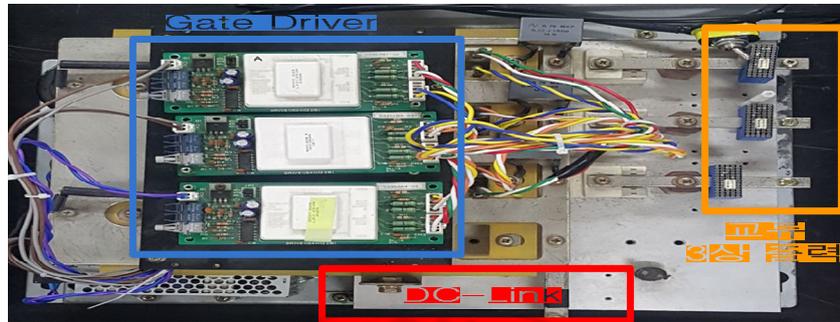
### 4-1. 시스템 하드웨어 구성

그림 4-1은 제안하는 제어기법을 검증하기 위해 제작한 실험세트이다.

그림 4-1 (a)는 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 하드웨어 및 제어보드이며 그림 4-1 (b)는 3상 인버터의 하드웨어이다. 실험에 사용된 제어보드는 TI (Texas Instruments) 사의 TMS320F28335를 이용하였다. DC-DC 컨버터에 사용한 스위치는 SEMIKRON사의 IGBT 모듈 SKM40GD123D 소자를 사용하였으며, 인버터 스위치 소자는 SEMIKRON사의 IGBT 모듈 SKM75GB124D로 제작하였다. 스위치의 게이트 드라이버는 SEMIKRON사의 SKHI 22B를 사용하였으며 전력 회로의 파라미터는 표 3-1를 토대로 제작하였다.



(a) 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 하드웨어 및 제어보드



(b) 3상 인버터 하드웨어

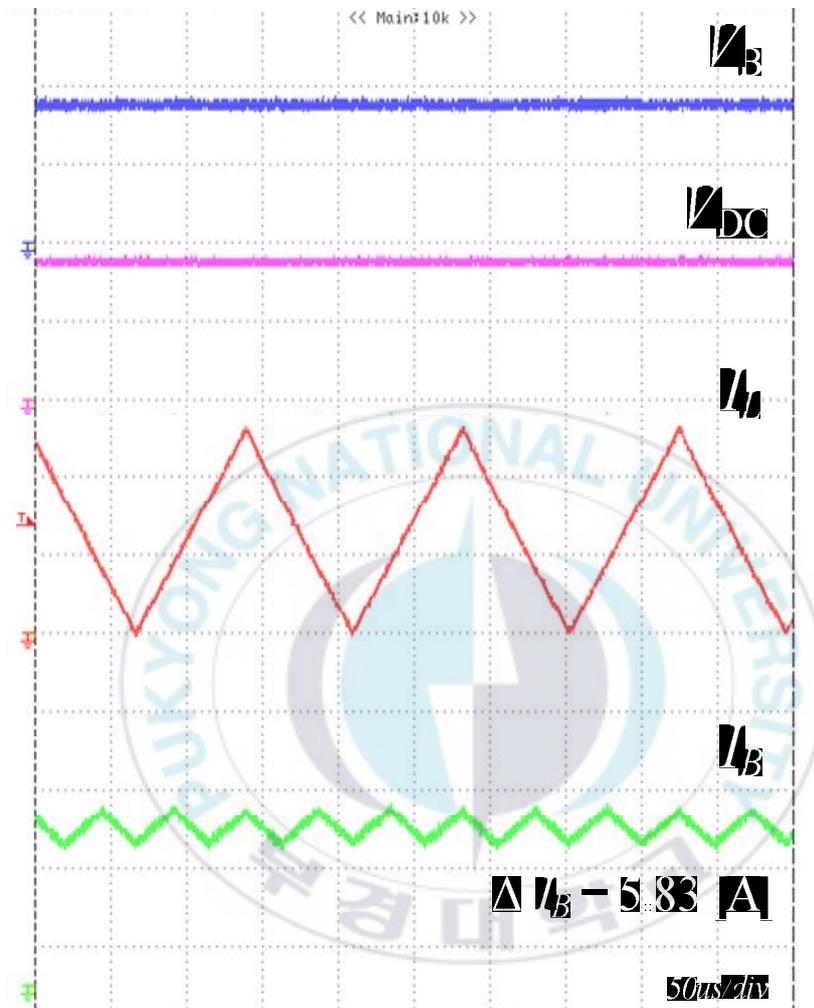
그림 4-1. 시스템 하드웨어

## 4-2. 실험 결과 분석

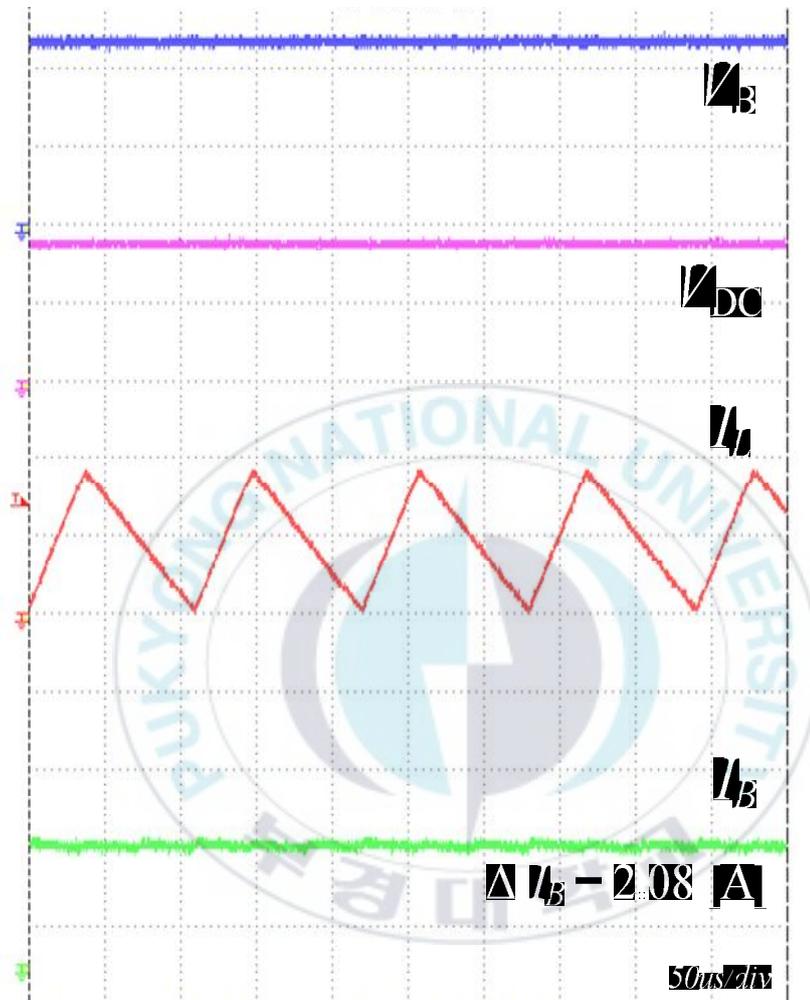
그림 4-2는 DC링크 전압 350 [V]에서의 배터리 전압 및 DC링크 전압, 인덕터 전류, 배터리 전류 파형이다. 그림 4-2 (a)와 (b)는 방전 전력이 3 [kW]일 때의 파형이다. (a)의 배터리 전류 리플은 5.83 [A]이며 (b)에서의 리플은 2.08 [A]로 배터리 전압이 233 [V]일 때 리플이 매우 작은 것을 확인할 수 있다. 그림 4-2 (c)와 (d)는 방전 전력이 2 [kW]일 때의 파형이다. (c)의 배터리 전류 리플은 4.58 [A]이며 (d)에서의 리플은 2.5 [A]로 배터리 전압이 233 [V]일 때 리플이 크게 줄어든 것을 확인할 수 있다.

그림 4-3은 DC링크 전압 400 [V]에서의 배터리 전압 및 DC링크 전압, 인덕터 전류, 배터리 전류 파형이다. 그림 4-3 (a)와 (b)는 방전 전력이 3 [kW]일 때의 파형이다. (a)의 배터리 전류 리플은 5.42 [A]이며 (b)에서의 리플은 2.5 [A]로 배터리 전압이 267 [V]일 때 리플이 매우 작은 것을 확인할 수 있다. 그림 4-3 (c)와 (d)는 방전 전력이 2 [kW]일 때의 파형이다. (c)의 배터리 전류 리플은 3.75 [A]이며 (d)에서의 리플은 2.5 [A]로 배터리 전압이 267 [V]일 때 리플이 크게 줄어든 것을 확인할 수 있다.

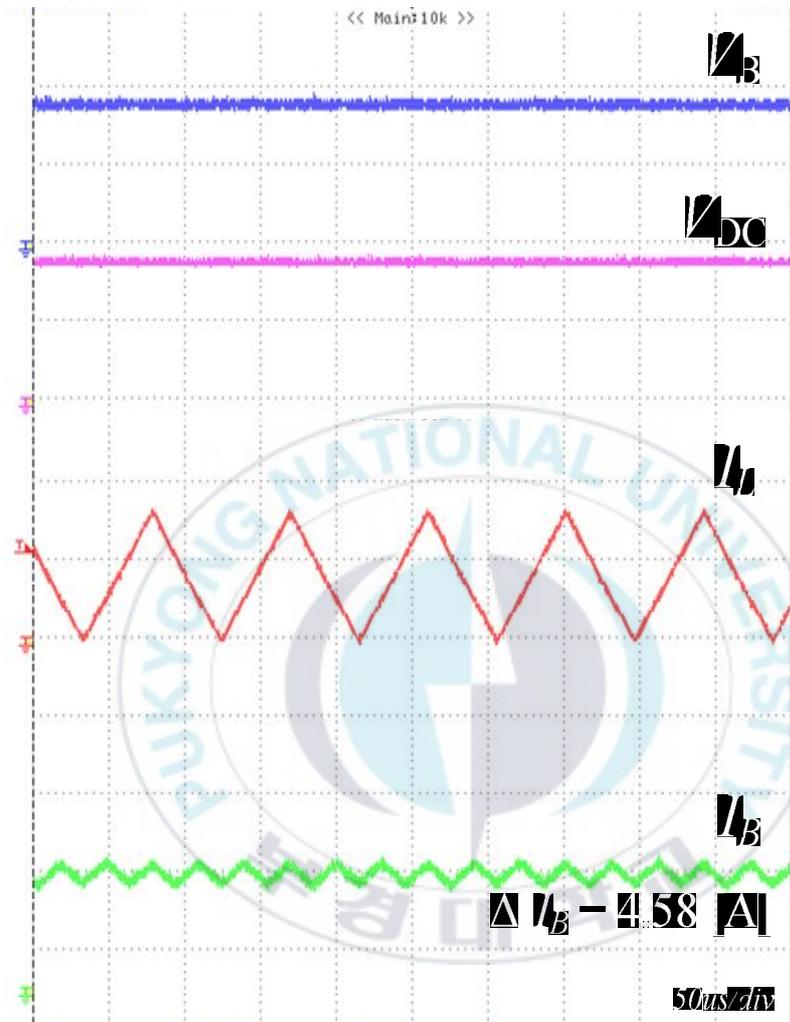
그림 4-4는 DC-DC 컨버터 출력전압을 이용하여 3상 교류 전압을 발생하는 PWM 컨버터의 출력 선간전압과 상전류 파형이다. 그림 4-4 (a)와 (b)는 DC링크 전압이 350 [V]일 때의 파형이며 진폭변조지수  $m_a$ 는 1.1이다. 그림 4-4 (c)와 (d)는 DC링크 전압이 400 [V]일 때의 파형이며 진폭변조지수  $m_a$ 는 각각 0.958, 0.97이다.



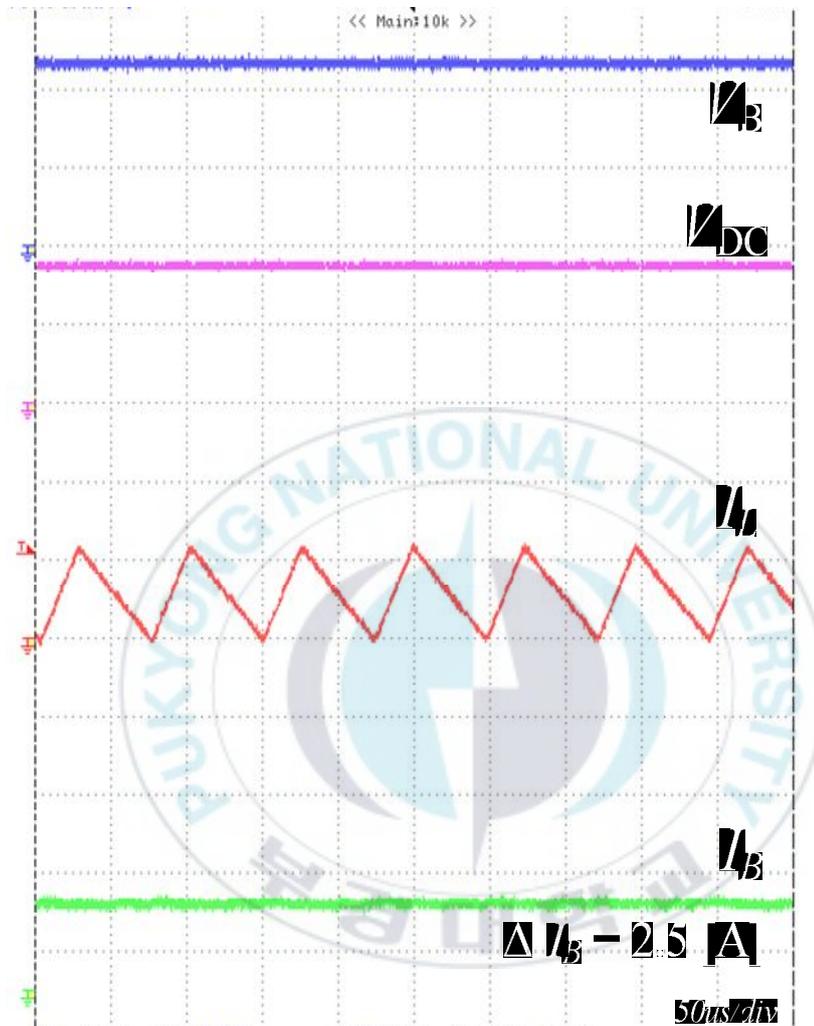
(a)  $P = 3 \text{ [kW]}$ ,  $V_B = 176 \text{ [V]}$ ,  $f_{SW} = 7 \text{ [kHz]}$



(b)  $P = 3$  [kW],  $V_B = 233$  [V],  $f_{SW} = 9$  [kHz]

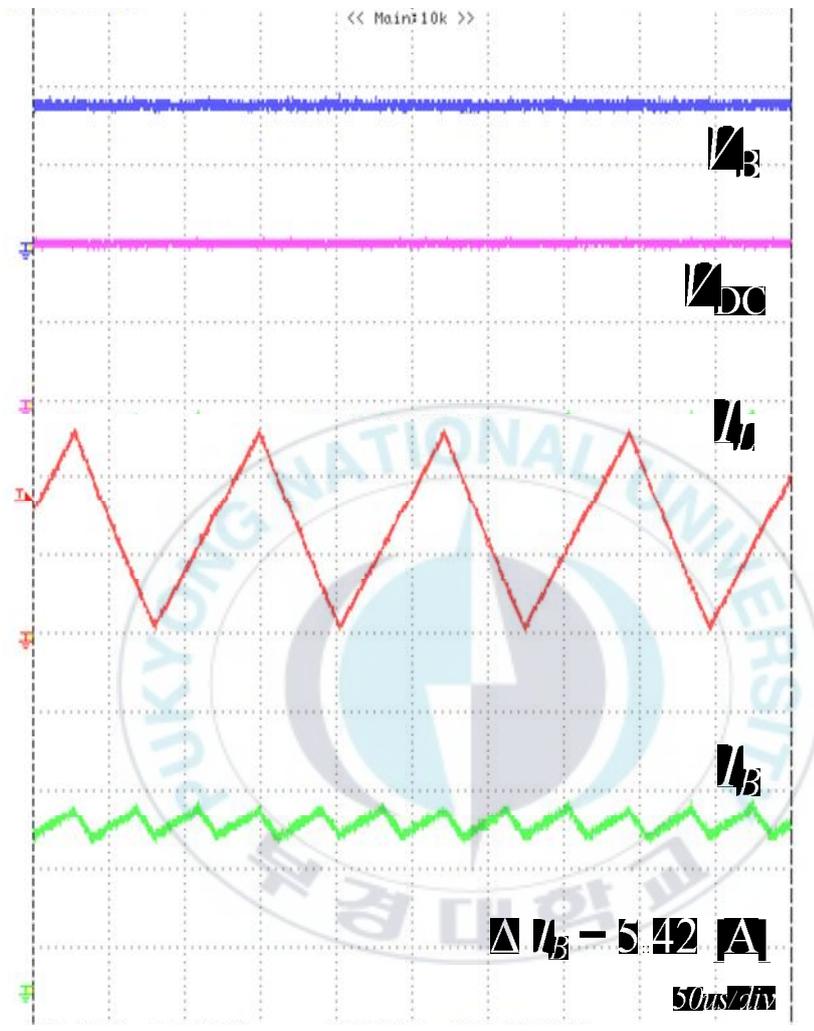


(c)  $P = 2 \text{ [kW]}$ ,  $V_B = 176 \text{ [V]}$ ,  $f_{SW} = 11 \text{ [kHz]}$

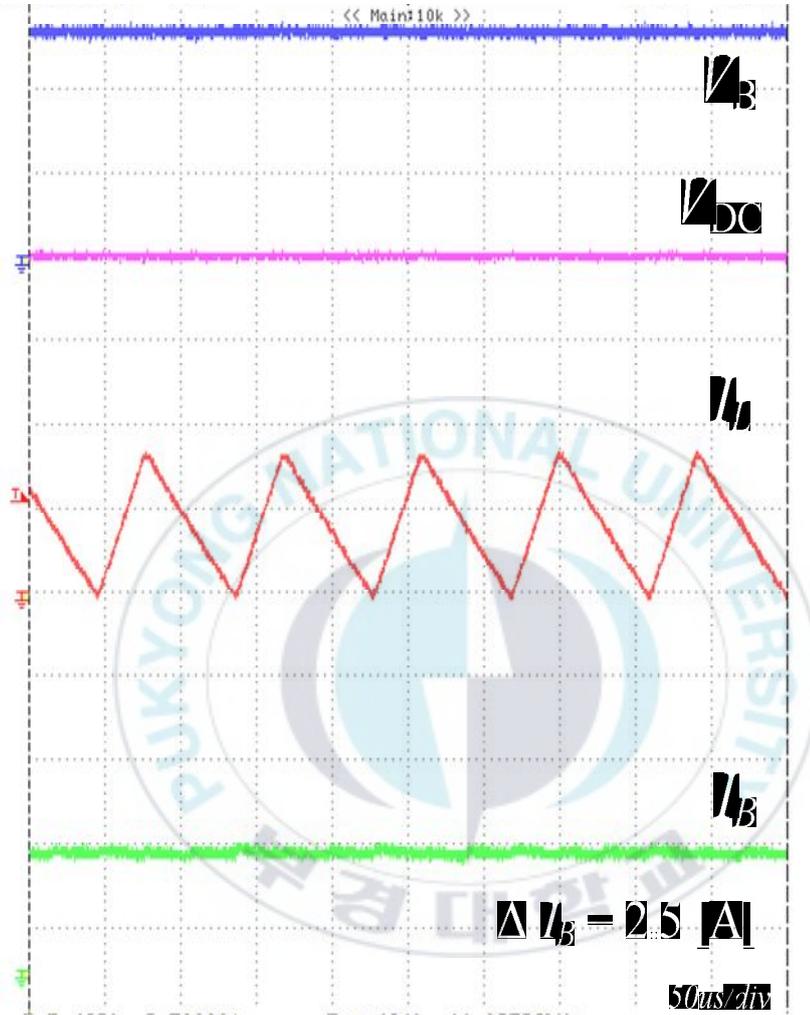


(d)  $P = 2 \text{ [kW]}$ ,  $V_B = 233 \text{ [V]}$ ,  $f_{SW} = 13.6 \text{ [kHz]}$

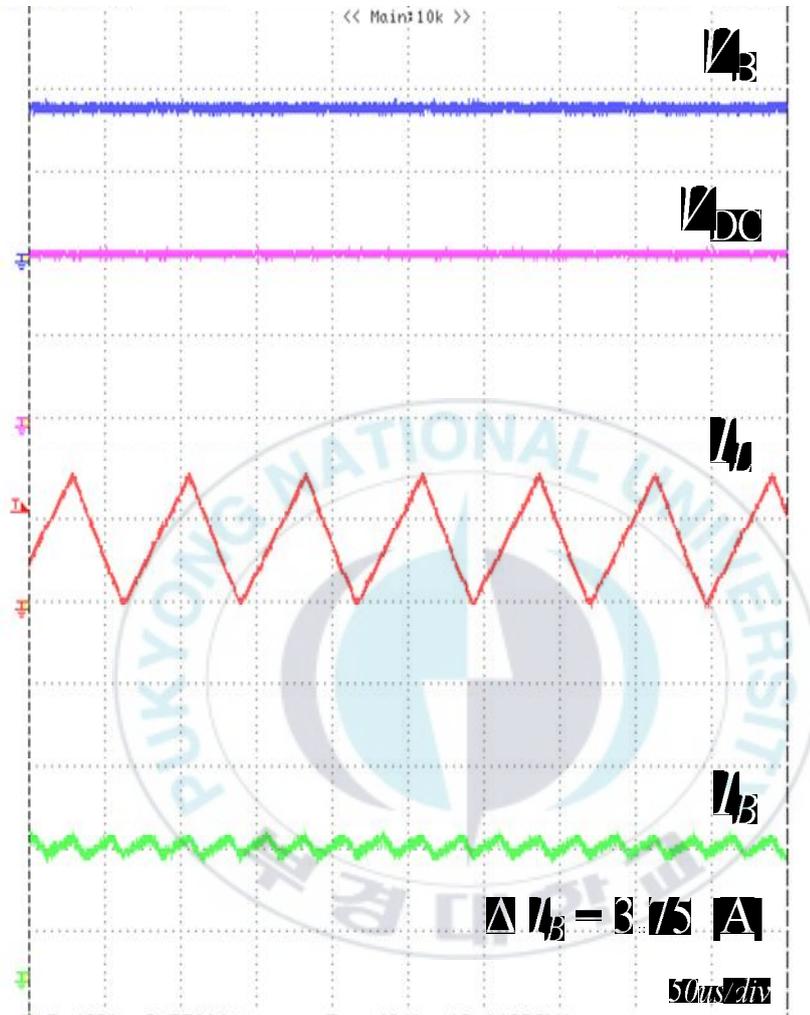
그림 4-2.  $V_{DC}$  가 350 [V] 인 경우에 대한 배터리 전압 및 DC링크 전압, 인덕터 전류 그리고 배터리 전류 실험 파형



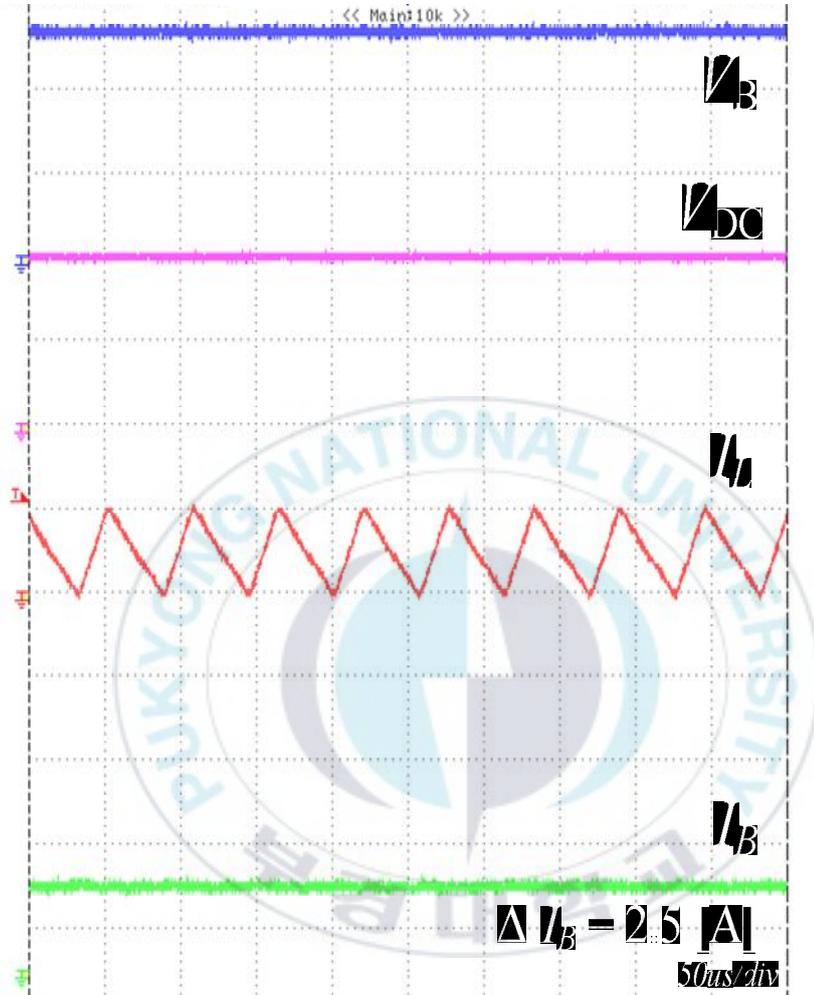
(a)  $P = 3 [kW]$ ,  $V_B = 176 [V]$ ,  $f_{SW} = 8.2 [kHz]$



(b)  $P = 3 \text{ [kW]}$ ,  $V_B = 267 \text{ [V]}$ ,  $f_{SW} = 11 \text{ [kHz]}$



(c)  $P = 2 \text{ [kW]}$ ,  $V_B = 176 \text{ [V]}$ ,  $f_{SW} = 13 \text{ [kHz]}$

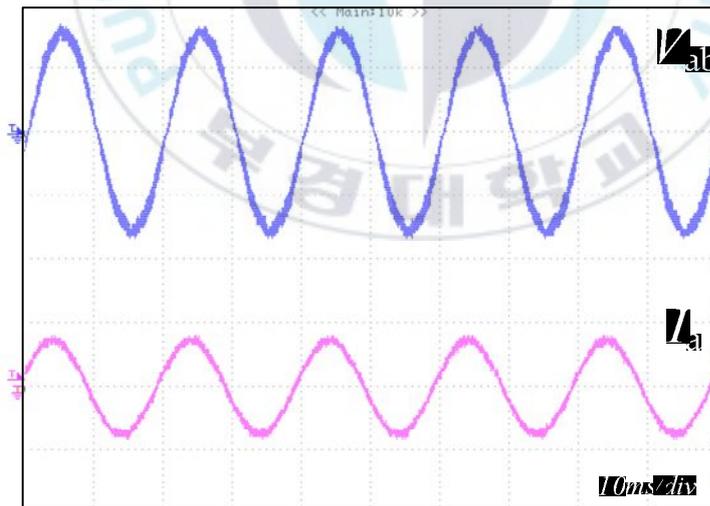


(d)  $P = 2 [kW]$ ,  $V_B = 267 [V]$ ,  $f_{SW} = 17.7 [kHz]$

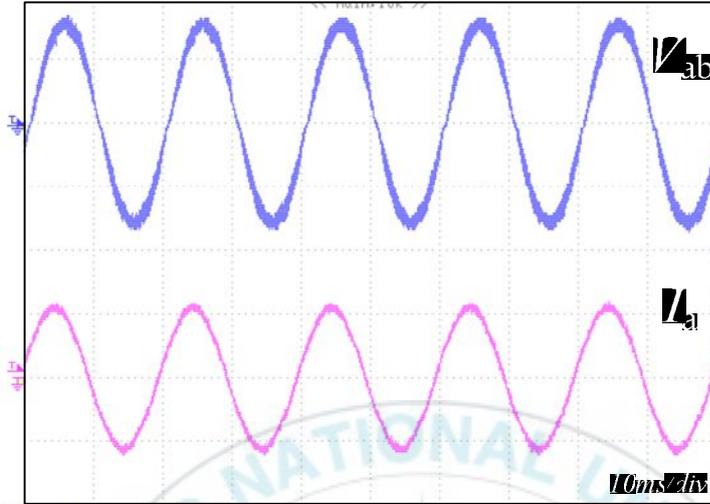
그림 4-3.  $V_{DC}$  가 400 [V] 인 경우에 대한 배터리 전압 및 DC링크 전압, 인덕터 전류 그리고 배터리 전류 실험 파형



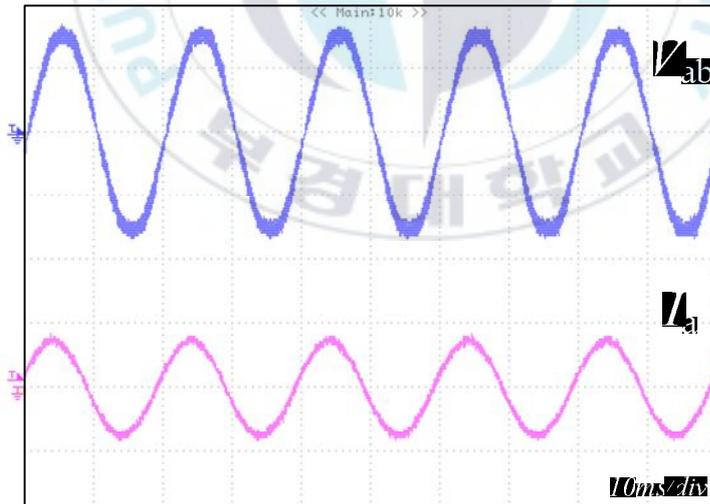
(a)  $P = 3 \text{ [kW]}, V_{DC} = 350 \text{ [V]}, V_{ab} = 220 \text{ [V]}, I_a = 7.87 \text{ [A]}$



(b)  $P = 2 \text{ [kW]}, V_{DC} = 350 \text{ [V]}, V_{ab} = 220 \text{ [V]}, I_a = 5.25 \text{ [A]}$



(c)  $P = 3 [kW], V_{DC} = 400 [V], V_{ab} = 220 [V], I_a = 7.87 [A]$



(d)  $P = 2 [kW], V_{DC} = 400 [V], V_{ab} = 220 [V], I_a = 5.25 [A]$

그림 4-4. 3상 인버터 출력 선간전압 및 상전류 실험 파형

시뮬레이션과 실험 파형에서 배터리 입·출력 전류 리플 크기가 다른 것을 알 수 있다. 이는 시뮬레이션은 DC링크 전압을 기준으로 3 [kW]와 2 [kW] 전력을 발생하도록 시뮬레이션 하였고 실험은 3상 인버터 출력이 3 [kW]와 2 [kW]에 대하여 수행했기 때문이다. 인버터에서 발생하는 손실 성분을 DC-DC 컨버터에서 추가로 공급하기 때문에 리플 전류의 크기 또한 증가한다. 그러나 실험결과에서 확인 하였듯이 배터리 전압이 176 [V]인 경우 DC링크 전압이 350 [V]인 경우보다 400 [V]인 경우 배터리 입·출력 전류 리플이 작고, 배터리 전압이 233 [V] 및 267 [V]인 경우 배터리 입·출력 전류 리플은 실험 조건 중에서 가장 작으며 거의 동일한 값을 가진다. 또한 DC링크 전압이 350 [V]인 경우 400 [V]인 경우와 비교하여 스위칭 주파수가 작기 때문에 보다 경부하 구간에서 주파수 제어 방식을 사용할 수 있다는 것을 확인할 수 있다. 따라서 제안하는 제어 기법을 사용하여 배터리 입·출력 전류 리플의 크기를 저감할 수 있다는 것을 확인할 수 있다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 배터리 충·방전용 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터에서 배터리 충·방전 전류의 리플 성분을 최소화하기 위하여 입력단 DC링크 전압과 출력단인 배터리 전압을 동시에 고려한 새로운 제어 기법을 제안하였다. 일반적으로 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터를 사용하여 배터리 리플 전류를 줄이고 있으나 본 연구 결과 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 입력단 전압도 변동시킴으로써 리플 전류의 크기를 기존보다 훨씬 더 작게 할 수 있었다. 본 논문에서 사용한 양방향 DC-DC 컨버터의 특징은 다음과 같다.

- 전류 임계모드로 동작하면서 스위칭 주파수를 가변시킴으로써 충·방전 전력을 제어한다.
- IGBT ZVS용 커패시터의 개수를 기존 보다 50 [%] 로 줄였다.
- 스위치 턴-온 시 ZVS와 ZCS, 턴-오프 시 ZVS가 되도록 하여 스위칭 손실을 최소화 하였다.
- 컨버터의 용량은 3 [kW] 가 되도록 설계하였다.

제안한 기법으로 배터리 전압의 변동범위는 176 ~ 280 [V], DC링크 전압의 변동범위는 350 ~ 400 [V] 로 해서 배터리 전류의 리플 크기를 분석한 결과 다음과 같은 중요한 결과를 얻을 수 있었다.

- 배터리 전압 변동만을 고려하여 배터리 전류 리플을 개선한 기존 방식에 비해 DC링크 전압도 동시에 고려함으로써 더 넓은 전압 변동범위에서 배터리 전류 리플 저감이 가능하다.
- 배터리 전압이 DC링크 전압 크기의  $\frac{2}{3}$  인 경우 배터리 전류의 리플

크기는 0 [A] 이다.

- 충·방전 시 배터리 전압이 변동하는 일정 구간에서 DC링크 전압을 동시에 가변해 주면 배터리 전류 리플 값을 0 [A]로 유지시킬 수 있다.
- 배터리 전압이 233 ~ 267 [V] 인 구간에서는 DC링크 전압을 350 ~ 400 [V]로 제어하면 배터리 입·출력 리플의 크기는 0 [A]이다.
- 배터리 전압이 176 ~ 187 [V] 인 구간에서는 DC링크 전압을 400 [V]로, 배터리 전압이 187 ~ 233 [V] 인 구간과 267 ~ 280 [V] 인 구간은 각각 350 [V]와 400 [V]로 DC링크 전압을 제어함으로써 입·출력 전류 리플을 최소화할 수 있다.
- 동일한 출력인 경우 DC링크 전압이 350 [V]인 경우가 400 [V]인 경우보다 스위칭 주파수가 낮기 때문에 보다 작은 부하까지 주파수 제어 방식을 적용할 수 있다.
- 출력 부하가 작은 경우 리플의 크기 혹은 주파수 제어 범위의 확장 중에서 보다 중요한 요소를 제어하여 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

3 [kW] 급 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터를 설계하여 제작하였으며 방전 전력 3 [kW]와 2 [kW], 배터리 전압 176, 233 및 267 [V]인 조건에서의 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 기법의 유효성을 입증하였다.

본 논문에서 제안하는 입·출력 전압 변동을 동시에 고려한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 전류 리플 저감 기법은 입·출력 전류 리플의 크기가 시스템 수명에 영향을 미치는 배터리와 같은 에너지 저장 시스템의 성능 개선에 큰 기여를 할 것으로 기대된다.

## 참 고 문 헌

- [1] J.H. An, “스마트그리드 산업 현황,” 전기산업연구원. Feb, 2014.
- [2] J. Zhang, J.S. Lai, R.Y. Kim and W. Yu, “High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional DC-DC converter,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 22, No. 4, pp. 1145-1153, Jul. 2007.
- [3] J.B. Baek, W.I. Choi and B.H. Cho, “Digital Adaptive Frequency Modulation for Bidirectional DC-DC Converter,” *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 11, pp. 5167-5176, Nov. 2013.
- [4] J.H. Jung, B.G. Seo, C.K. Keun, E.C. Nho, I.D. Kim, H.G. Kim and T.W. Chun, “New Soft-Switching Method of 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter for Battery Charging and Discharging,” *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 4, pp. 383-390, Aug. 2014.
- [5] J.H. Jung, B.G. Seo, D.U. Sun and E.C. Nho “Switching Method of 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter to Achieve High Efficiency in Wide Load Range,” *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 64, No. 9, pp. 1306-1314, Sep. 2015.
- [6] J.S. Choi, B.C. Park, D.H. Chung and S.Y. Oh, “Study on the High Efficiency Bi-directional DC/DC Converter Topology Using Multi-Phase Interleaved Method,” *Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers*, Vol. 29, No. 2, pp. 82-90, Feb. 2015.
- [7] J.G. Kim, S.W. Choi, R.K. Park and S.G. Chang, “A New Asymmetrical PWM Bidirectional Half Bridge Converter for Wide Input Voltage Range Applications,” *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 14, No. 3, pp. 235-242, Jun. 2009.
- [8] S.M. Kim, J.Y. Choi, I. Choy, S.H. Song, S.C. Lee and D.H. Lee, “The Design of Interleaved Bi-directional DC-DC Converter for Fuel Cell and Battery Hybrid System,” *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, pp. 45-53, Feb. 2013.

- [9] J.S. Jo, S.M. Jung, J.H. Lee, S.W. Choi and S.B. Han, "A Control Method of Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Utilization and Durability Improvement in Fuel Cell Vehicles," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 10, No. 5, pp. 428-435, Oct. 2005.
- [10] J.S. Choi, S.Y. Oh, D.H. Chung and S.G. Song, "Development of Boost Type Bidirectional DC/DC Converter with High Efficiency For EV using an Interleave Method," *Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers*, Vol. 27, No. 10, pp. 59-68, Oct. 2013.
- [11] S.H. Chang, J.M. Lee, C.T. Kim, J.D. La and Y.S. Kim, "Control of the Bidirectional DC/DC Converter for a DC Distribution Power System in Electric Vehicles," *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 62, No. 7, pp. 943-949, Jul. 2013.
- [12] H.I. Son and C.S. Kim, "A Design of ZVS DC-DC Converter applied to Electric Vehicle," *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 61, No. 7, pp. 982-987, Jul. 2012.
- [13] S.C. Oh, J.S. Park, M.H. Kwon and S.W. Choi, "High Gain Soft switching Bi-directional Converter for Eco-friendly Vehicle HDC," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 17, No. 4, pp. 322-329, Aug. 2012.

## 감사의 글

마지막은 항상 아쉬움과 후련함이 교차하는 것 같습니다. 2년이라는 시간은 어떠한 사람에게는 길다고 느껴질 수도, 혹은 짧다고 느껴질 수도 있습니다. 막막하고 길게 만 느껴지던 2년을 되돌아보니 너무나 짧았습니다. 아직까지도 많이 부족하지만 석사과정은 제 인생의 가장 큰 발전과 가치를 찾을 수 있는 시간이었습니다.

항상 부족한 학생이었던 저를 전력전자의 길로 이끌어주신 노의철 교수님께 깊은 감사의 마음을 드립니다. 교수님의 열정적인 지도와 조언들은 많은 것을 배울 뿐 아니라 제 자신을 반성하고 노력하게 만들었습니다. 말씀 한마디, 한마디 교수님의 가르침 항상 잊지 않고 빛나가지 않는, 더 나은 사람이 되도록 하겠습니다.

학부시절부터 석사과정까지 전공에 있어 깊은 가르침을 주신 김인동 교수님께도 감사의 인사를 드립니다. 자주 찾아뵙지 못해 죄송한 장운석 교수님, 학생들과 가까운 자리에서 따뜻하게 대해주셔서 감사드립니다. 학부시절 전공에 깊은 인상을 남겨주신 김영학 교수님, 교수님의 열정적인 지도를 뒤늦게 깨달은 것 같아 죄송한 마음입니다. 바쁜 와중에도 논문 심사를 위해 귀중한 시간을 내어주신 박창현 교수님, 그리고 많은 가르침을 주신 전기공학과 모든 교수님들께 감사와 존경의 인사를 드립니다.

이번 박사학위논문으로 고생하신 한홍수 선배님, 한국 폴리텍 대학에서 공학도들을 키워내시는 배종우 교수님, 항상 열정적이고 책임감 있는 모습으로 후배들에게 귀감이 되어주시는 강성관 선배님, 학부 시절

멀게 느껴지는 대선배님으로 알고 있었지만 실험실에 들어오고 항상 가까이에서 후배들을 이끌어주시는 김진영 선배님, 박해영 선배님께 감사드립니다. 또한 이 논문을 쓰기까지 가장 많은 도움을 주신 정재현 선배님께 이 페이지를 빌어 감사의 인사를 전하고 싶습니다. 처음 실험실에 들어왔을 때 많은 가르침을 주신 김학수 선배님, 즐거운 정보를 전해주시는 최승수 선배님, 1년 동안 실험실 생활을 같이 하며 이야기도 잘 들어주시고 항상 다정하게 후배들을 잘 챙겨주시던 서보길, 구법진 선배님, 바쁘신 와중에도 학위 논문까지 멋지게 마무리 지으신 조한제 선배님, 미처 적지 못한 많은 선배님들 모든 분들께 너무나 감사하게 생각하고 있다는 마음을 꼭 전하고 싶습니다.

학부시절부터 대학원 석사과정까지 약 6년을 함께하며 동고동락한 지현이, 덕분에 끝까지 마무리 짓고 졸업할 수 있었다고 생각합니다. 정말 고맙다는 말을 전하며 덕분에 즐겁게 공부할 수 있었습니다. 다정하고 매력 넘치는 혜수언니와 기대주 송승민, 두 분 모두 남은 학기 조금만 더 힘내서 좋은 결과로 마무리 지었으면 좋겠습니다. 곧 석사과정에 입학하게 될 이재운 후배님도 많은 경험과 지식을 얻고 나갔으면 합니다. 또한 재학 중 많은 도움을 주신 전기공학과 심창수, 이지은 조교님께도 감사드립니다.

저의 석사 생활 기간 동안 많은 이야기와 즐거움 슬픔을 함께 공유해 준 친구 박수빈, 앞으로 좋은 일들로 가득했으면 좋겠습니다. 그리고 고향을 떠나 타지에서 함께 생활하며 매일 싸우기도 했지만 너무 사랑하는 언니, 항상 미안하고 고마운 마음을 전하고 싶습니다.

마지막으로 평생을 보답해도 모자를 부모님, 부모님께 자랑스러운 자식이 되고 싶지만 아직도 너무나 부족한 딸인 것 같아 죄송한 마음입니

다. 저를 믿어주시고 든든한 버팀목이 되어주시며 응원해주신 덕분에 여기까지 올 수 있었습니다. 항상 존경하며 감사드립니다.

학업을 이어갈 때마다 배움의 길은 끝이 없다고 생각합니다. 누구에게나 배울 점이 있으며 이를 잊지 않고 항상 반성하며 많은 분들의 도움으로 얻은 학위에 부끄러움 없는 사람이 되도록 노력 하겠습니다.

