



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

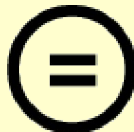
다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



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](#)

공 학 석 사 학 위 논 문

전기자동차 배터리 충방전용 3상
인터리브드 양방향 DC-DC
컨버터의 스위칭 손실 최소화



2013년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 기 공 학 과

권 창 근

공 학 석 사 학 위 논 문

전기자동차 배터리 충방전용 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 스위칭 손실 최소화

지 도 교 수 노 의 철

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함.

2013년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 기 공 학 과

권 창 근

권창근의 공학석사 학위논문을 인준함

2013년 2월 25일



주 심 공학박사 장 윤 석 (인)

위 원 공학박사 노 의 철 (인)

위 원 공학박사 박 창 현 (인)

목 차

그림목차	i
표 목 차	ii
Abstract	iii
1. 서 론	1
2. 제안한 방식의 동작원리	8
2-1. 전체시스템 설계	8
2-2. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 동작원리	11
2-2-1. 3kW 배터리 충전 모드 시 동작원리	11
2-2-2. 3kW 배터리 방전 모드 시 동작원리	17
2-2-3. 3kW 미만 배터리 충전 모드 시 동작원리	23
2-2-4. 3kW 미만 배터리 방전 모드 시 동작원리	29
3. 시뮬레이션 결과	36
3-1. 시뮬레이션 조건	36
3-2. 시뮬레이션 파형 분석	37
3-2-1. 충전 시 시뮬레이션 분석	37
3-2-2. 방전 시 시뮬레이션 분석	42
3-2-3. 3상 인터리브드 충 · 방전 시뮬레이션 분석	47
4. 실험결과	52
5. 결론	54
참고문헌	56

그림 목 차

그림 1-1. Vehicle to Grid (V2G) 구성도	1
그림 1-2. 1-모듈 1-폴로 구성된 양방향 DC-DC 컨버터	2
그림 1-3. 1-모듈 3폴로 구성된 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 ...	3
그림 1-4. 기존의 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 소프트 스위칭 회로	5
그림 1-5. 기존의 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 소프트 스위칭 패턴	6
그림 2-1. V2G 시스템 구성도	8
그림 2-2. 제안하는 1-모듈 3-폴 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 회로도	10
그림 2-3. 3kW 충전 모드 시 스위칭, 전압 전류 파형 및 전류 흐름도	15-16
그림 2-4. 3kW 방전 모드 시 스위칭, 전압 전류 파형 및 전류 흐름도	21-22
그림 2-5. 3kW 미만 충전 시 각 부분 전압전류 파형 및 공진구간 확대파형	27-28
그림 2-6. 3kW 미만 방전 시 각 부분 전압전류 파형 및 공진구간 확대파형	34-35
그림 3-1. 양방향 DC-DC 컨버터의 3 kW급 충전 시 시뮬레이션 파형	38

그림 3-2. 양방향 DC-DC 컨버터의 1.5 kW급 충전 시 시뮬레이션 파형 ..	40
그림 3-3. 양방향 DC-DC 컨버터의 750 W급 충전 시 시뮬레이션 파형 ...	41
그림 3-4. 양방향 DC-DC 컨버터의 3 kW급 방전 시 시뮬레이션 파형	43
그림 3-5. 양방향 DC-DC 컨버터의 1.5 kW급 방전 시 시뮬레이션 파형 ..	45
그림 3-6. 양방향 DC-DC 컨버터의 750 W급 방전 시 시뮬레이션 파형 ...	46
그림 3-7. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 3kW 충전 시 시뮬레이션 파형	48
그림 3-8. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 1.5kW 충전 시 시뮬레이션 파형	49
그림 3-9. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 3kW 방전 시 시뮬레이션 파형	50
그림 3-10. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 1.5kW 방전 시 시뮬레이션 파형	51
그림 4-1. 인덕터 전류(5A/div), IGBT 전압(200V/div), IGBT 게이트신호 및 출력전압(200V/div)	53

표 목 차

표 1-1. 1-모듈 1-폴 양방향 DC-DC 컨버터와 1-모듈 3-폴 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 스위칭 손실 비교	3
표 2-1. 시스템 설계 사양	9



Switching Loss Minimization of a Three-Phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter for Electric Vehicle Battery Charging and Discharging

Kwon Chang Keun

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

Abstract

This paper deals with a design and control method of three-phase interleaved bidirectional DC-DC converter for electric vehicle battery charging and discharging which is applicable to V2G(Vehicle to Grid) system. A typical non-isolated bidirectional DC-DC converter technology is the combination of a buck converter and a boost converter in a half-bridge configuration. The converter can be designed to operate in discontinuous or continuous conducting mode according to the required performance. This paper proposes a new softswitching method for the bidirectional converter in discontinuous mode operation to achieve high efficiency and minimized inductors. The method provides zero-voltage or zero-current switching condition for the switches. Simulation and experimental results show the

usefulness of the proposed scheme. It is expected that the proposed method can be used for high efficient power converter.



1. 서 론

최근 세계 각국은 수송부문의 에너지 사용량을 줄이기 위하여 여러 가지 정책을 추진하고 있으며, 궁극적으로 내연기관 자동차에서 전기자동차, 수소연료전지자동차 등 고효율 그린카 기술개발 및 도입에 정부 차원에서 노력하고 있다. 이에 따라 미국은 차세대 전기자동차와 관련하여 24억 달러의 보조금 집행계획을 발표 하였고, 그 가운데 약 4억 달러를 전기자동차의 실증시험을 위한 차량 구입비용 지원 및 충전인프라 구축에 지원하기로 하였다. 일본은 전기자동차와 플러그인하이브리드자동차의 본격적인 보급을 위해 “EV·PHEV 타운”을 선정하여 실증 실험 모델 사업을 실시하고 있다. 국내에서는 전기자동차의 배터리를 이용해 잉여 전력을 전력망으로 재송전해 전기 가격이 비싼 피크타임(peak time)에 판매하거나 가정에서 사용하는 에너지 관리 저장시스템에 연결해 활용하는 개념으로 V2G(Vehicle to Grid)에 대한 연구가 활발히 진행 중이다. [1-2]

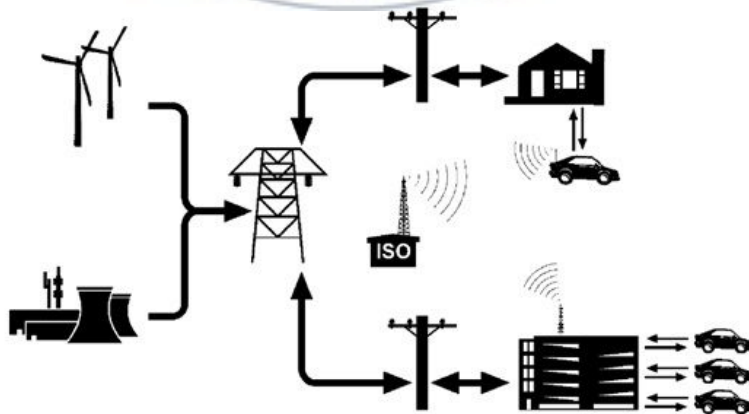


그림 1-1. Vehicle to Grid (V2G) 구성도

그림 1-1은 V2G의 구성도를 나타낸 것이다. 그림 1-1과 같이 V2G 시스템이 구성되었을 때 계통과 차량내부 배터리 사이의 에너지 수수를 위해서는 양방향 DC-DC 컨버터의 전력변환장치가 필요하다. 그런데 그린카의 고효율화에 대한 요구가 증가됨에 따라 V2G 시스템에서 양방향 DC-DC 컨버터의 효율을 높이는 연구에 대한 관심이 고조되고 있다.^[3-9]

따라서 본 논문에서는 양방향 DC-DC 컨버터의 고효율화에 대한 새로운 접근을 시도하고자 한다. 우선 양방향 DC-DC 컨버터의 효율을 높이기 위해 기본적인 양방향 DC-DC 컨버터를 1-폴로 구성된 경우와 3-폴로 구성된 경우를 비교분석 해본다.

그림 1-2는 1-모듈 1-폴로 구성된 일반적인 양방향 DC-DC 컨버터를 나타낸다. V_B 는 배터리 측을 나타내며 V_{DC} 는 인버터의 DC-link전압을 나타낸다. 인버터는 계통전압 V_S 와 연결되어 운전하게 된다.

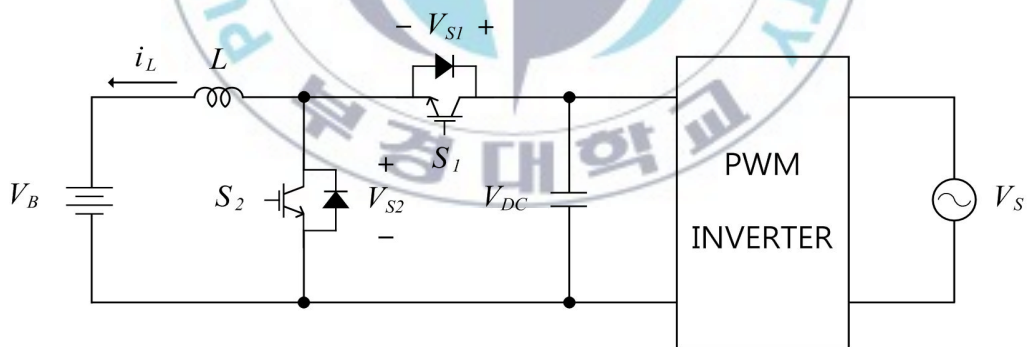


그림 1-2. 1-모듈 1-폴로 구성된 양방향 DC-DC 컨버터

그림 1-3은 1-모듈 3-폴로 구성된 양방향 DC-DC 컨버터를 나타낸다. 각 상은 전류 불연속 모드로 동작하여 스위치의 턴 온이 영전류에서 이루어지도록 동작한다. 또한 각 폴의 스위칭이 120° 의 위상차를 가지도

록 하여 실제 배터리의 충전 및 방전 전류의 리플이 1-모듈 1-폴 컨버터를 사용하는 경우보다 작아지도록 동작한다.

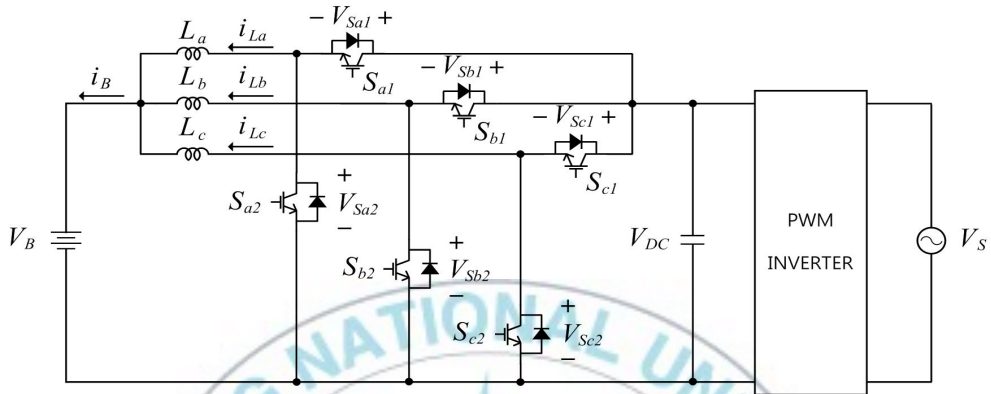


그림 1-3. 1-모듈 3폴로 구성된 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터

표 1-1은 그림 1-2의 양방향 DC-DC 컨버터와 그림 1-3의 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 스위치 손실을 나타낸다.

스위치 손실 성분	데이터 시트 표기 항목	1-모듈 1-폴 양방향 DC-DC 컨버터 (연속모드동작)	1-모듈 3폴 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 (불연속모드동작)
IGBT 도통손실	$V_{CE} \times I_C$	O	O
IGBT 턴 온 에너지	E_{ON}	O	X
IGBT 턴 오프 에너지	E_{OFF}	O	O
다이오드 도통손실	$V_F \times I_F$	O	O
다이오드 오프 에너지	E_{RR}	O	X

O : 손실 있음, X : 손실 없음

표 1-1. 1-모듈 1-폴 양방향 DC-DC 컨버터와 1-모듈 3-폴 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 스위칭 손실 비교

표 1-1에서 나타난 바와 같이 1-모듈 1-폴로 구성하는 시스템에 비해 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터는 IGBT 턴 온 에너지와 다이오드 오프 에너지를 제거 할 수 있다.

그림 1-4와 그림 1-5는 기존의 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 소프트 스위칭을 위해 제안된 회로와 스위칭 패턴을 나타낸 것이다.^[10] 기존의 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터로 동작 할 경우 턴 온(Turn-on) 시 Zero-Voltage Switching (ZVS), Zero-Current Seitching (ZCS) 그리고 턴 오프(Turn-off) 시 Zero-Voltage Switching (ZVS)이 가능하나 3-폴을 구성하는 스위치 6개 모두 각각 스너버 커패시터(Snubber Capacitor)를 필요로 하며 L_a , L_b , L_c 에 흐르는 전류가

Level-Shift 하여 평균 전력을 제어하는 방식이므로 평균전력이 영 (Zero)인 구간에서 도통손실이 크게 발생한다.

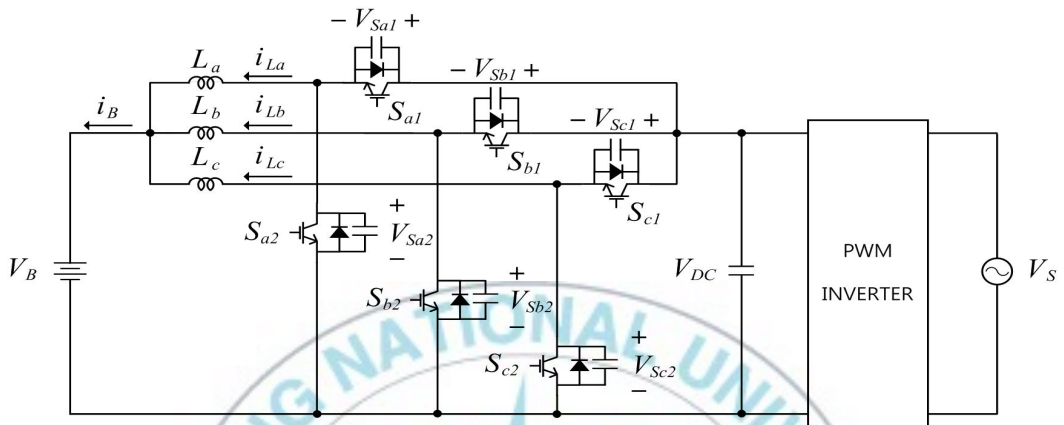


그림 1-4. 기존의 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 소프트 스위칭 회로

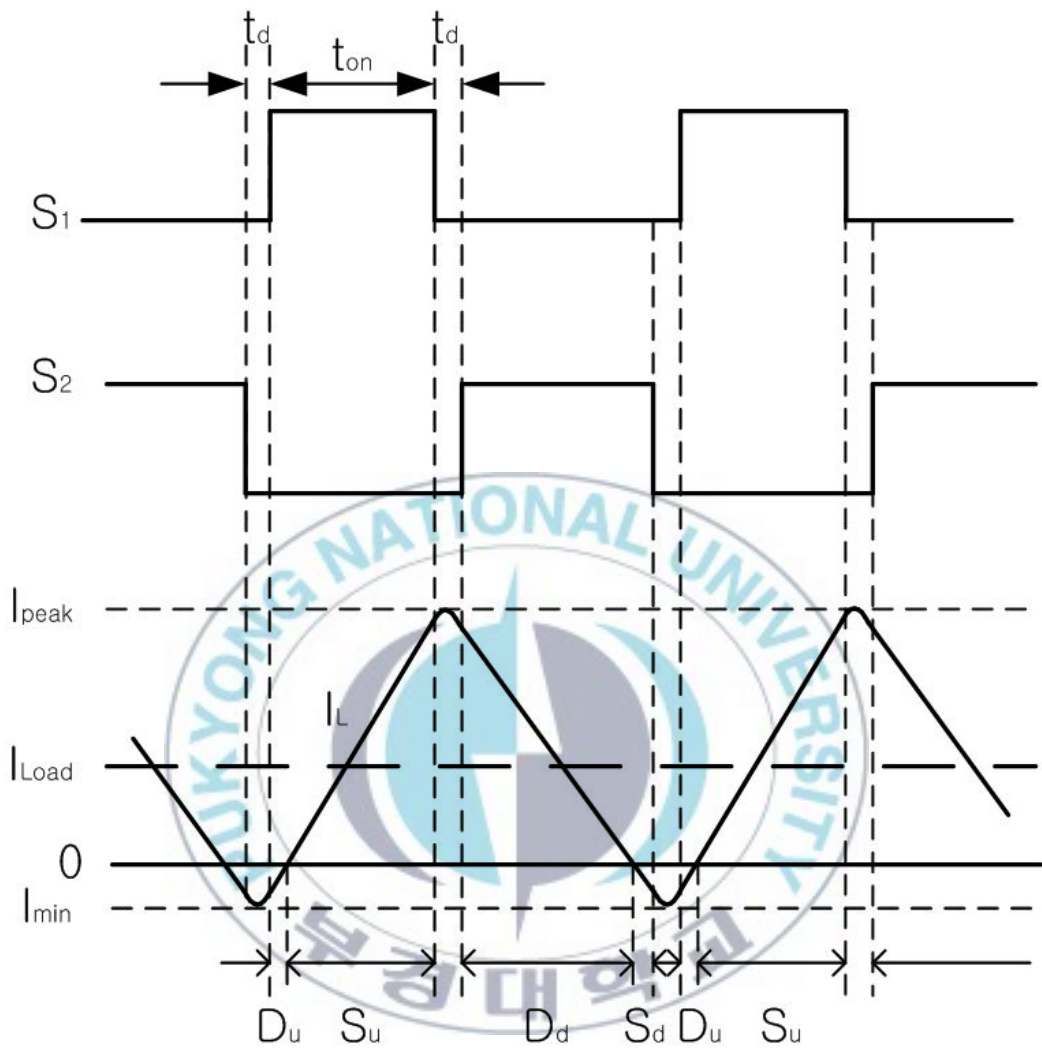


그림 1-5. 기존의 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 소프트 스위칭 패턴

본 논문에서는 V2G를 위한 새로운 방식의 전기자동차 충·방전용 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터를 제안하고 제안한 시스템에 대한 설계 및 제어 방법을 다루고자 한다. 이미 전기자동차 배터리 충·방전 전력변환 장치의 효율을 높이기 위한 연구가 다양하게 진행되고 있지만 본 논문에서는 최소한의 부피와 무게 그리고 소자를 사용하여 모든 스위치를 턴 온 시 ZVS 및 ZCS, 턴 오프 시 ZVS 함으로서 컨버터의 고효율화를 달성하고자 한다.



2. 제안한 방식의 동작원리

2-1. 전체 시스템 설계

그림 2-1은 V2G 시스템의 전력흐름도를 나타낸 것이다. V2G 시스템에서 DC-link 단의 직류 전원은 PWM INVERTER를 통하여 상용 전원과 연결되며 이때 인버터는 양방향 제어가 가능하도록 제어된다. PWM INVERTER를 거쳐 출력된 DC-link단의 직류 전원은 양방향 DC-DC 컨버터를 통해 배터리를 충전 및 방전하는 시스템으로 구성되어 있다.

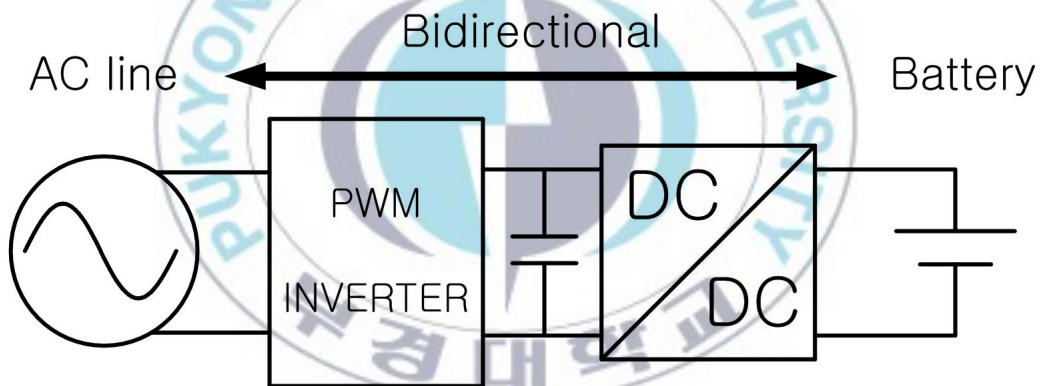


그림 2-1. V2G 시스템 구성도

그림 2-2는 V2G 시스템을 위해 본 논문에서 제안하는 1-모듈 3-폴 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 회로도를 나타낸 것이다. V_s 로 표시된 계통에서 PWM INVERTER을 통해 출력이 400 V DC-link단을 만들고 역률이 1 이 되도록 제어가 된다. 400 V DC-link 단은 PWM INVERTER와 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터가 공유하고 V_B 는

전기자동차 배터리 전압으로 차량의 내부 공간과 무게 등을 고려해 완전 충전 시 280 V, 완전 방전 시 200 V가 되는 배터리를 선정 한다. 3개의 폴로 구성된 스위치는 120°의 위상차를 가지고 동작하며 모든 스위치는 1-모듈 3-폴로 구성된 IGBT 스위치를 사용한다. 인덕터 전류 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} 는 효율을 높이기 위해 소프트 스위칭으로 동작하고 이를 위해 전류 불연속 모드로 동작한다. 인덕터 $L_a \sim L_c$ 는 컨버터의 최대 출력인 경우 전류 불연속 모드로 동작해야 하므로 충전모드에서 식 (2-1)을 만족해야 한다.

$$I_{\min} = I_o - V_i \cdot \frac{D(1-D)}{2L} \cdot T < 0 \quad (2-1)$$

따라서 $L_a \sim L_c$ 는 200 [μ H]로 설계가 된다.

스위칭 주파수는 50kHz로 동작해 인덕터와 커패시터의 크기를 최소한으로 한다.

S_{a2} , S_{b2} , S_{c2} 에 병렬로 연결된 스너버 커패시터(Snubber Capacitor)는 식 (2-2)를 통해 스위칭 주기 20 [μ s]의 10%인 2 [μ s] 내에서 스너버 커패시터가 충전 및 방전이 되기 위해 2 [nF]으로 선정한다.

$$V = \frac{1}{L} \int i dt \quad (2-2)$$

식 (2-2)에서 V 는 400 V 이고, L 은 200 μ H이다.

계통과 PWM INVERTER에 대한 자세한 내용은 생략하며 시뮬레이션

시 이를 간단한 모델링으로 대체한다.

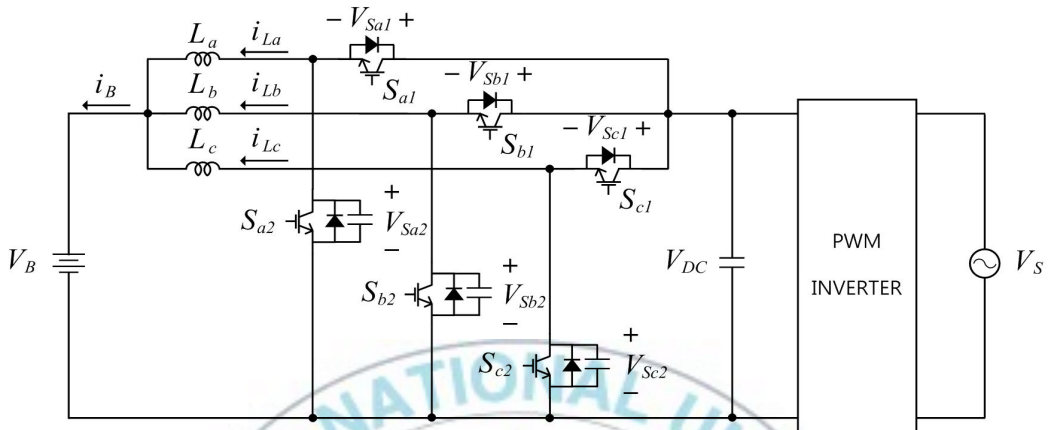


그림 2-2. 제안하는 1-모듈 3-폴 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 회로도

항 목	값
DC-link 전압	400 V
계통전압 V_S	220 Vrms
배터리 전압 V_B	200 ~ 280 V
인덕터 $L_a \sim L_c$	200 μ H
스너버 커패시터 $C_{a2} \sim C_{c2}$	2 nF
스위칭 주파수 f_{sw}	50 kHz
용량	3 kW

표 2-1. 시스템 설계 사양

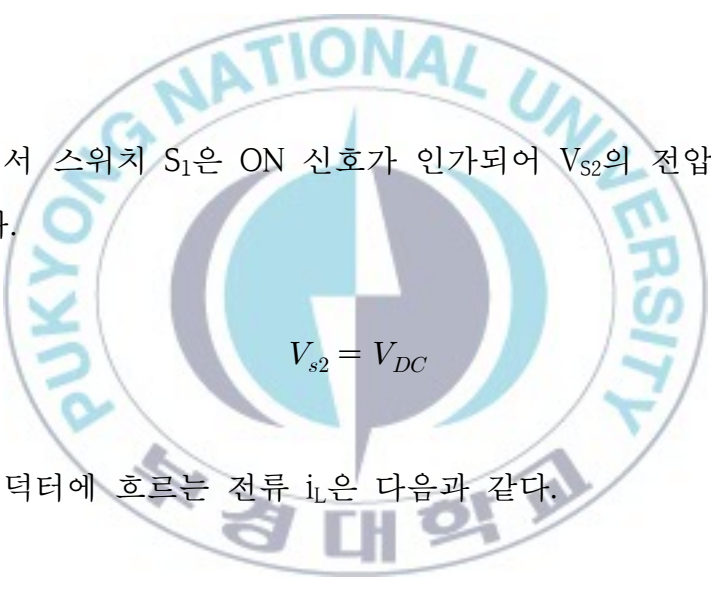
2-2. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 동작 원리

2-2-1 3kW 배터리 충전 모드 시 동작원리

3kW 배터리 충전 모드의 경우 총 4가지 동작모드로 구성되며 각 스위치에 인가되는 스위칭 신호 S_1 , S_2 , 스너버 커패시터 전압 V_{S2} 그리고 인덕터 전류 i_L 은 그림 2-3(a)와 같으며 이때 한 주기 동안 전류의 흐름은 그림 2-3(b)와 같다. 단, 그림 2-2의 각 폴의 동작이 동일하므로 여기서는 a-폴만 나타내었다. 각 구간별로 동작을 살펴보면 다음과 같다.

(1) 구간 I

이 구간에서 스위치 S_1 은 ON 신호가 인가되어 V_{S2} 의 전압은 V_{DC} 와 동일하게 된다.


$$V_{s2} = V_{DC} \quad (2-3)$$

따라서 인덕터에 흐르는 전류 i_L 은 다음과 같다.

$$i_L = i(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_1} (V_{DC} - V_B) dt \quad (2-4)$$

식 (2-4)에서 보듯이 인덕터 i_L 에 인가되는 전압은 DC-link단 전압과 배터리 전압의 차이가 되고 DC-link단 전압이 항상 배터리 전압보다 크기 때문에 전류 기울기가 양의 값을 가지며 상승하게 된다.

다음으로 구간 II로 넘어가는 단계에서 V_{S2} 의 전압과 DC-link전압 V_{DC}

가 동일하기 때문에 V_{S1} 에 인가되는 전압은 0 V 가 된다 따라서 S_1 이 오프 될 때 ZVS의 구현이 가능하다.

(2) 구간 II

이 구간에서는 스위치 S_2 에 병렬 연결되어 충전된 스너버 커패시터가 인덕터를 통해서 방전된다. 따라서 구간 II에서 LC 공진이 발생하며 인덕터 전류 i_L 은 공진전류가 흐르게 된다. 이를 표현하면 다음과 같다.

$$i_L = i(t_1) \cos \omega_o(t - t_1) + \frac{V_B - V_{CO}}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_1) \quad (2-5)$$

여기서 $i(t_1)$ 는 인덕터 t_1 에서의 초기전류, V_{CO} 는 커패시터 초기전압, $Z_o(= \sqrt{L/C})$ 는 특성 임피던스, ω_o 는 공진 주파수 이다.

스위치 S_2 의 전압 V_{S2} 는 스너버 커패시터 방전으로 인해 V_{DC} 에서 0 V로 하강하고 이를 표현하면 다음과 같다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{DC}) \cos \omega_o(t - t_1) + Z_o I_{LO} \sin \omega_o(t - t_1) \quad (2-6)$$

(3) 구간 III

구간 II에서 스너버 커패시터에 충전된 에너지가 모두 방전되면 스위치 S_2 의 다이오드를 통해서 전류가 흐르게 된다. 따라서 인덕터 L에 인가되는 전압은 다음과 같다.

$$V_L = -V_B \quad (2-6)$$

이때, 인덕터 전류 i_L 은 다음과 같다.

$$i_L = i(t_2) - \frac{1}{L} \int_{t_2}^{t_3} (-V_B) dt \quad (2-7)$$

인덕터 전류 i_L 의 방향과 인가되는 전압의 극성이 반대이기 때문에 인덕터 전류 i_L 은 식 (2-7)과 같이 하강하게 된다.

인덕터에 인가되는 전압 V_L 과 전류 i_L 은 인덕터 전류 i_L 이 0 이 될 때까지 식 (2-6)와 식 (2-7)이 성립한다.

(4) 구간 IV

인덕터 전류 i_L 이 0 A 인 점을 지나면 구간 IV로 넘어간다. 배터리 전압 V_B 로 인해 인덕터 전류 i_L 의 방향은 음의 방향이 되고 인덕터와 스위치 S_2 에 병렬 연결된 스너버 커패시터를 통해 흐르게 된다. 따라서 인덕터와 스너버 커패시터의 공진으로 인해 공진전류가 흐르게 된다.

이 때 공진전류 i_L 은 다음과 같다.

$$i_L = i(t_3) \cos \omega_o(t - t_3) + \frac{V_B - V_{CO}}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_3) \quad (2-8)$$

따라서 $i(t_3)$, V_{CO} 의 값은 0 이 된다. 식 (2-8)을 다시 정리하면

$$i_L = \frac{V_B}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_3) \quad (2-9)$$

가 된다.

공진이 발생 했을 때 스너버 커패시터 전압 V_{S2} 는 다음과 같다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{CO}) \cos \omega_o(t - t_3) + Z_o i(t_3) \sin \omega_o(t - t_3) \quad (2-10)$$

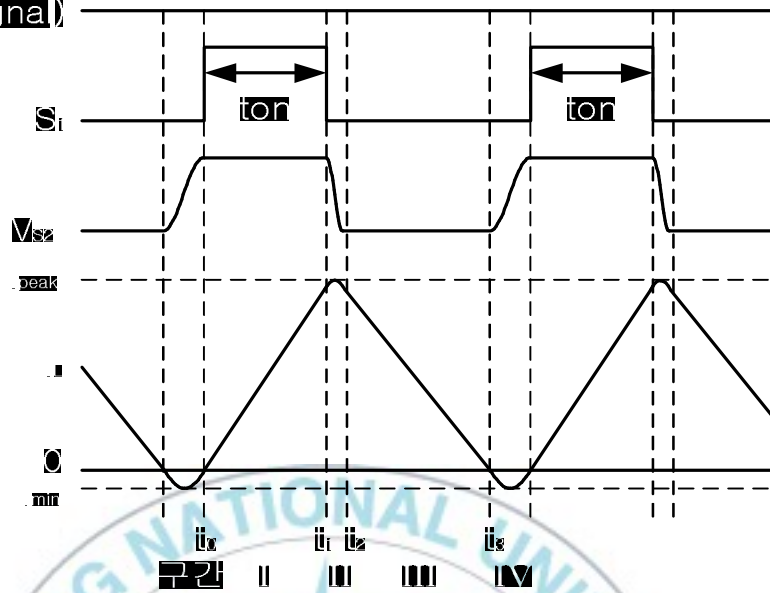
$$V_{S2} = V_B - V_B \cos \omega_o(t - t_3) \quad (2-11)$$

식 (2-11)에서 알 수 있듯이 스너버 커패시터 전압은 최대 배터리 전압의 2배 까지 상승한다. 따라서 배터리 전압이 최소 200 V 에서도 DC-link 전압인 400V 까지 상승하게 된다.

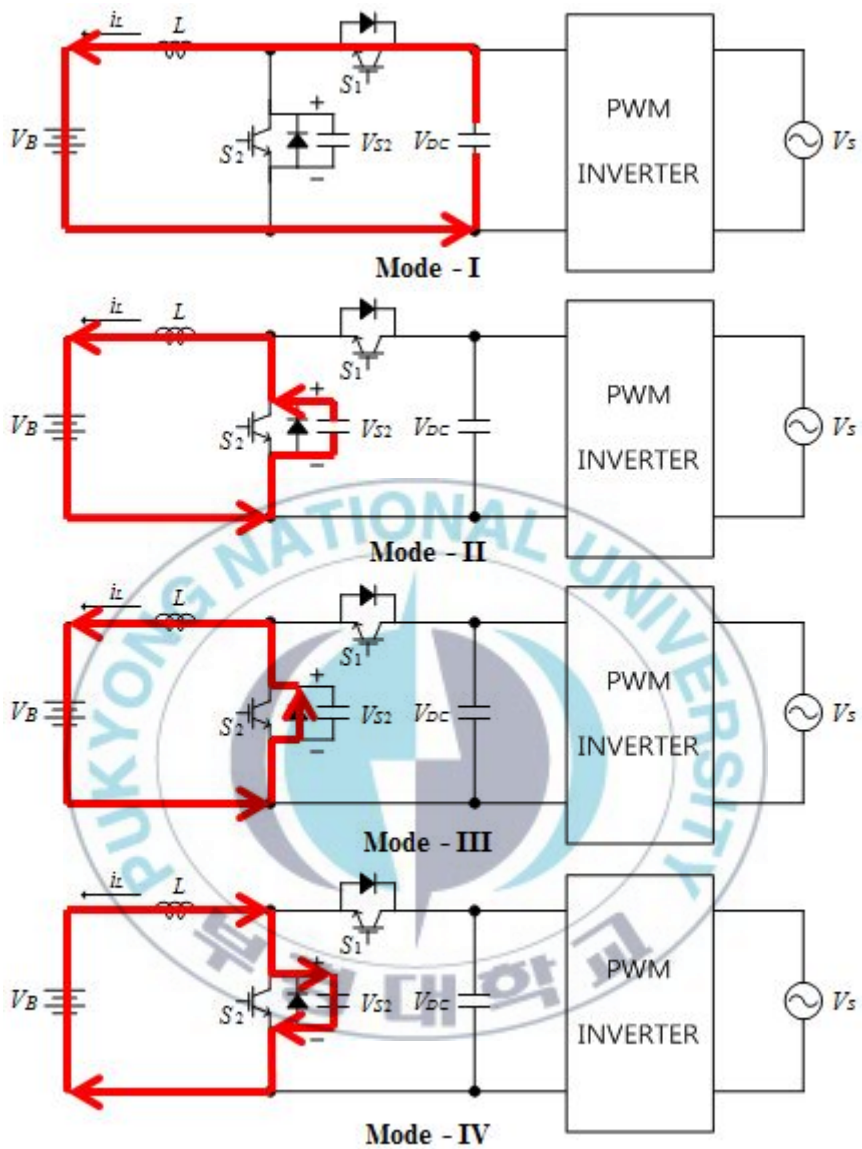
스너버 커패시터 전압 V_{S2} 의 전압이 DC-link 전압까지 상승 하게 되었을 때 스위치 S_1 의 ON 신호를 인가하게 되면 ZVS와 ZCS를 모두 구현 할 수 있다.

3kW 충전 시 구간 I 부터 구간 IV 까지 정리하면 3kW 배터리 충전 시 스위치를 OFF 할 때 ZVS, 스위치를 ON 할 때 ZVS, ZCS 모두 구현 하면서 배터리 충전모드로 동작을 하게 된다.

S₂ (Off Signal)



(a) 스위칭 신호, 전압, 전류 파형



(b) 구간별 전류 흐름도

그림 2-3. 3kW 충전 모드 시 스위칭, 전압 전류 파형 및 전류 흐름도
(a-폴)

2-2-2 3kW 배터리 방전 모드 시 동작원리

3kW 배터리 방전 모드의 경우 총 4가지 동작모드로 구성되며 각 스위치에 인가되는 스위칭 신호 S_1 , S_2 , 스위치 S_1 전압 V_{S1} 그리고 인덕터 전류 i_L 은 그림 2-4(a)와 같으며 이때 한 주기 동안 전류의 흐름은 그림 2-4(b)와 같다. 각 구간별로 동작을 살펴보면 다음과 같다.

(1) 구간 I

이 구간에서 스위치 S_2 는 ON 신호가 인가된다. 따라서 인덕터에 인가되는 전압 V_L 은 다음과 같다.

$$V_L = V_B \quad (2-12)$$

인덕터에 흐르는 전류 i_L 은 다음과 같다.

$$i_L = i(t_o) + \frac{1}{L} \int_{t_o}^{t_1} V_B dt \quad (2-13)$$

여기서 $i(t_o)$ 는 인덕터 초기전류이다.

식 (2-10)에서 보듯이 인덕터 i_L 에 인가되는 전압은 배터리 전압인 V_B 가 되어 인덕터 전류 상승 기울기가 양의 값을 가지며 상승하게 된다.

다음으로 구간 II로 넘어가는 단계에서 V_{S2} 의 전압은 0 V가 된다. 따라서 스위치 S_2 이 OFF 될 때 ZVS의 구현이 가능하다.

(2) 구간 II

스위치 S_2 에 OFF 신호가 인가 된 후 인덕터 전류 i_L 은 스위치 S_2 에 병렬로 연결된 스너버 커패시터를 통해 흐른다. 따라서 공진이 발생하여 공진전류가 흐른다.

이때 공진전류 i_L 은 다음과 같다.

$$i_L = i(t_1) \cos \omega_o(t - t_1) + \frac{V_B - V_{CO}}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_1) \quad (2-14)$$

공진이 발생 했을 때 스너버 커패시터 전압 V_{S2} 는 다음과 같다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{CO}) \cos \omega_o(t - t_1) + Z_o i(t_1) \sin \omega_o(t - t_1) \quad (2-15)$$

여기서, 스너버 커패시터 초기전압 V_{CO} 는 0 V 이므로 이를 정리하면 다음과 같다.

$$V_{S2} = V_B - V_B \cos \omega_o(t - t_1) + Z_o i(t_1) \sin \omega_o(t - t_1) \quad (2-16)$$

식 (2-12)과 같이 스너버 커패시터 전압이 발생하여 DC-link 전압과 동일하게 되었을 때 까지 지속된다.

(3) 구간 III

구간 II에서 스너버 커패시터에 전압이 DC-link 전압과 동일하게 되면 스위치 S_1 에 연결된 다이오드를 통해 인덕터 전류 i_L 이 흐르게 된다.

이때, 인덕터 L에 인가되는 전압은 다음과 같다.

$$V_L = (V_B - V_{DC}) \quad (2-17)$$

인덕터 전류 i_L 은 다음과 같다.

$$i_L = i(t_2) + \frac{1}{L} \int_{t_2}^{t_3} (V_B - V_{DC}) dt \quad (2-18)$$

이 구간에서 인덕터에 인가되는 전압은 인덕터 전류 i_L 과 방향이 반대이므로 인덕터 전류 i_L 의 기울기는 음의 값을 가지며 하강한다.

인덕터에 인가되는 전압 V_L 과 전류 i_L 은 인덕터 전류 i_L 이 0 이 될 때까지 식 (2-14)와 식 (2-15)이 성립한다.

(4) 구간 IV

이 구간에서는 스위치 S_2 에 병렬 연결되어 충전된 스너버 커패시터가 인덕터를 통해서 방전된다. 따라서 구간 IV에서 공진이 발생하고 인덕터 전류 i_L 은 공진전류가 흐르게 되고 이를 표현하면 다음과 같다.

$$i_L = i(t_3) \cos \omega_o(t - t_3) + \frac{V_B - V_{CO}}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_3) \quad (2-19)$$

여기서 인덕터 초기전류 $i(t_3)$ 는 0 A 이므로 이를 정리하면 다음과 같다.

$$i_L = \frac{V_B - V_{CO}}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_3) \quad (2-20)$$

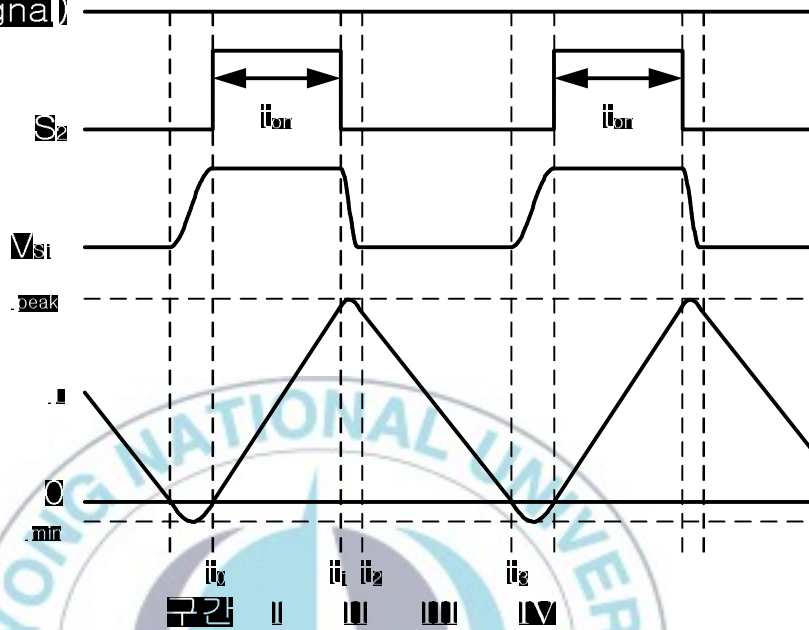
스위치 S_2 의 전압 V_{S2} 는 스너버 커패시터의 방전으로 인해 V_{DC} 에서 0 V로 하강하고 이를 표현하면 다음과 같다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{CO}) \cos \omega_o(t - t_3) + Z_O i(t_3) \sin \omega_o(t - t_3) \quad (2-21)$$

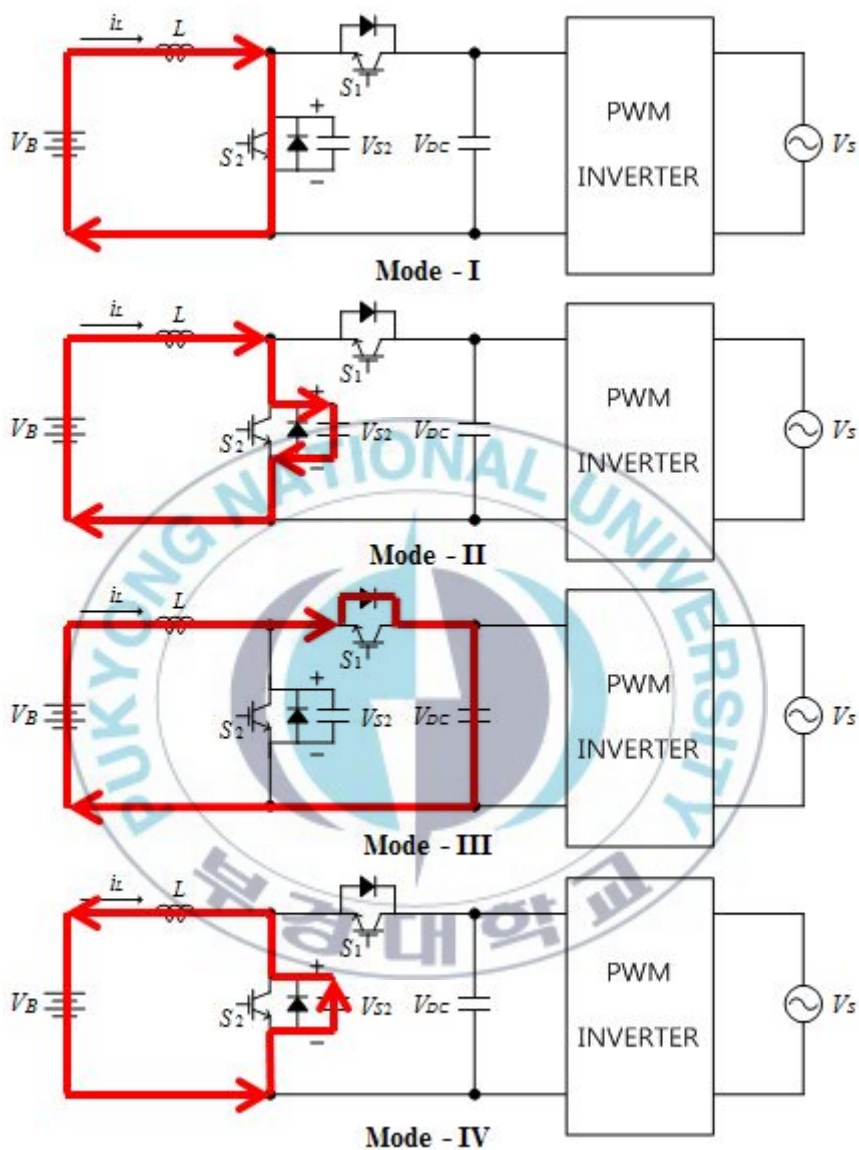
스위치 S_2 에 병렬 연결 되어 있는 스너버 커패시터가 모두 방전되면 전압은 0 V가 되고 인덕터 전류 i_L 도 음의 값을 가지므로 이때 스위치 S_2 에 ON 신호를 인가하면 ZVS, ZCS를 모두 구현할 수 있다.

3kW 방전 시 구간 I 부터 구간 IV 까지 정리하면 3kW 배터리 방전 시 스위치를 OFF 할 때 ZVS, 스위치를 ON 할 때 ZVS, ZCS 모두 구현하면서 배터리 방전모드로 동작을 하게 된다.

Si (Off Signal)



(a) 스위칭 신호, 전압, 전류 파형



(b) 구간별 전류 흐름도

그림 2-4. 3kW 방전 모드 시 스위칭, 전압 전류 파형 및 전류 흐름도

2-2-3 3kW 미만 배터리 충전 모드 시 동작원리

3kW 미만 충전 모드에서는 도통 손실을 줄이기 위해 기존의 방법인 인덕터 전류의 레벨을 조절하여 평균 출력전류를 조절하는 방법과는 다르게 듀티를 조절하여 출력 전류를 제어한다. 이때 작아진 듀티(Duty)로 인해 인덕터 전류 i_L 이 빠르게 0 A 지점을 지나고 공진이 발생한다. 따라서 이 부분에 대한 제어법과 총 4구간으로 구성 되어 있는 부분을 분석하고자 한다.

각 스위치에 인가되는 스위칭 신호 S_1 , 인덕터 전류 i_L , 스너버 커패시터 전압 V_{s2} , 스위치 전압 V_{s1} 은 그림 2-5(a)와 같으며 이때 공진되는 부분을 확대하면 그림 2-5(b)와 같다. 각 구간별로 자세한 동작을 살펴보면 다음과 같다.

(1) 구간 I

이 구간에서 스위치 S_1 은 ON 신호가 인가되어 V_{s2} 의 전압은 V_{DC} 와 동일하게 된다.

$$V_{s2} = V_{DC} \quad (2-22)$$

따라서 인덕터에 흐르는 전류 i_L 은 다음과 같다.

$$i_L = i(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_1} (V_{DC} - V_B) dt \quad (2-23)$$

식 (2-20)에서 보듯이 인덕터 i_L 에 인가되는 전압은 DC-link단 전압과

배터리 전압의 차이가 되고 DC-link단 전압이 항상 배터리 전압보다 크기 때문에 전류 상승 기울기가 양의 값을 가지며 상승하게 된다.

다음으로 구간 II로 넘어가는 단계에서 V_{S2} 의 전압과 DC-link전압 V_{DC} 가 동일하기 때문에 V_{S1} 에 인가되는 전압은 0 V가 된다 따라서 S_1 에 오프 될 때 ZVS의 구현이 가능하다.

(2) 구간 II

이 구간에서는 스위치 S_2 에 병렬 연결되어 충전된 스너버 커패시터가 인덕터를 통해서 방전된다. 따라서 구간 II에서 공진이 발생하고 인덕터 전류 i_L 은 공진전류가 흐르게 되고 이를 표현하면 다음과 같다.

$$i_L = i(t_1) \cos \omega_o(t - t_1) + \frac{V_B - V_{CO}}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_1) \quad (2-24)$$

여기서 $i(t_1)$ 는 인덕터 초기전류, V_{CO} 는 커패시터 초기전압, Z_o 는 특성 임피던스, ω_o 는 공진 주파수 이다.

스위치 S_2 의 전압 V_{S2} 는 스너버 커패시터 방전으로 인해 V_{DC} 에서 0 V로 하강하고 이를 표현하면 다음과 같다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{DC}) \cos \omega_o(t - t_1) + Z_o i(t_1) \sin \omega_o(t - t_1) \quad (2-25)$$

(3) 구간 III

구간 II에서 스너버 커패시터에 충전된 에너지가 모두 방전되면 스위치 S_2 의 다이오드를 통해서 전류가 흐르게 된다. 따라서 인덕터 L에 인

가되는 전압은 다음과 같다.

$$V_L = -V_B \quad (2-26)$$

인덕터 전류 i_L 은 다음과 같다.

$$i_L = i(t_2) + \frac{1}{L} \int_{t_2}^{t_3} (-V_B) dt \quad (2-27)$$

인덕터 전류 i_L 의 방향과 인가되는 전압의 극성이 반대이기 때문에 인덕터 전류 i_L 은 식 (2-24)과 같이 하강하게 된다.

인덕터에 인가되는 전압 V_L 과 전류 i_L 은 인덕터 전류 i_L 이 0 A 가 될 때까지 식 (2-23)과 식 (2-24)가 성립한다.

(4) 구간 IV

3kW 충전 시 와는 달리 줄어드는 듀티로 인해 인덕터 전류 i_L 이 0 A 가 된 후 다음 스위치 S_1 에 ON 신호가 인가되기 전까지 공진이 발생한다. 이때, 공진했을 때의 부분을 확대한 파형과 제어법을 그림 2-5(b)에 나타내었다.

공진이 발생하는 동안 인덕터 전류 i_L 과 스위치 전압 V_{S1} 은 일정한 주기를 가진 정현파 모양을 가진다. 이때, 인덕터 전류 i_L 을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$i_L = i(t_3) \cos \omega_o(t-t_3) + \frac{V_B - V_{CO}}{Z_o} \sin \omega_o(t-t_3) \quad (2-28)$$

인덕터 초기전류 $i(t_3)$ 와 V_{CO} 값이 각각 0 A, 0 V 이므로 이를 다시 정리하면 다음과 같다.

$$i_L = \frac{V_B}{Z_o} \sin \omega_o(t-t_3) \quad (2-29)$$

공진 발생시 스너버 커패시터 전압 V_{S2} 의 전압은 다음과 같다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{CO}) \cos \omega_o(t-t_3) + Z_o i(t_3) \sin \omega_o(t-t_3) \quad (2-30)$$

$$V_{S2} = V_B - V_B \cos \omega_o(t-t_3) \quad (2-31)$$

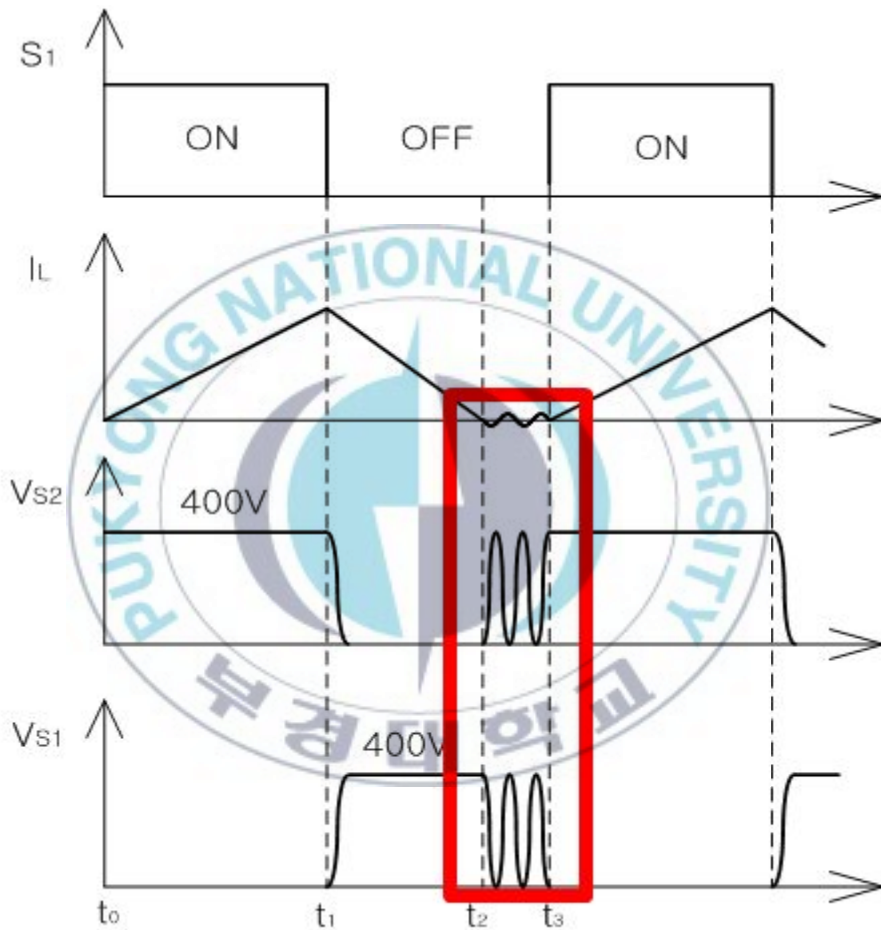
스너버 커패시터 전압 V_{S2} 가 식 (2-28)과 같이 동작할 때 스위치 전압 V_{S1} 은 그림 2-5(b)와 같다.

그림 2-5(b)와 같이 i_L 의 전류가 음에서 양으로 바뀌는 순간 펄스신호를 발생시키고 이 신호와 스위치 신호 S_1 의 원신호 (원래 발생하려던 신호)가 중첩되는 순간 실제신호를 발생시킨다.

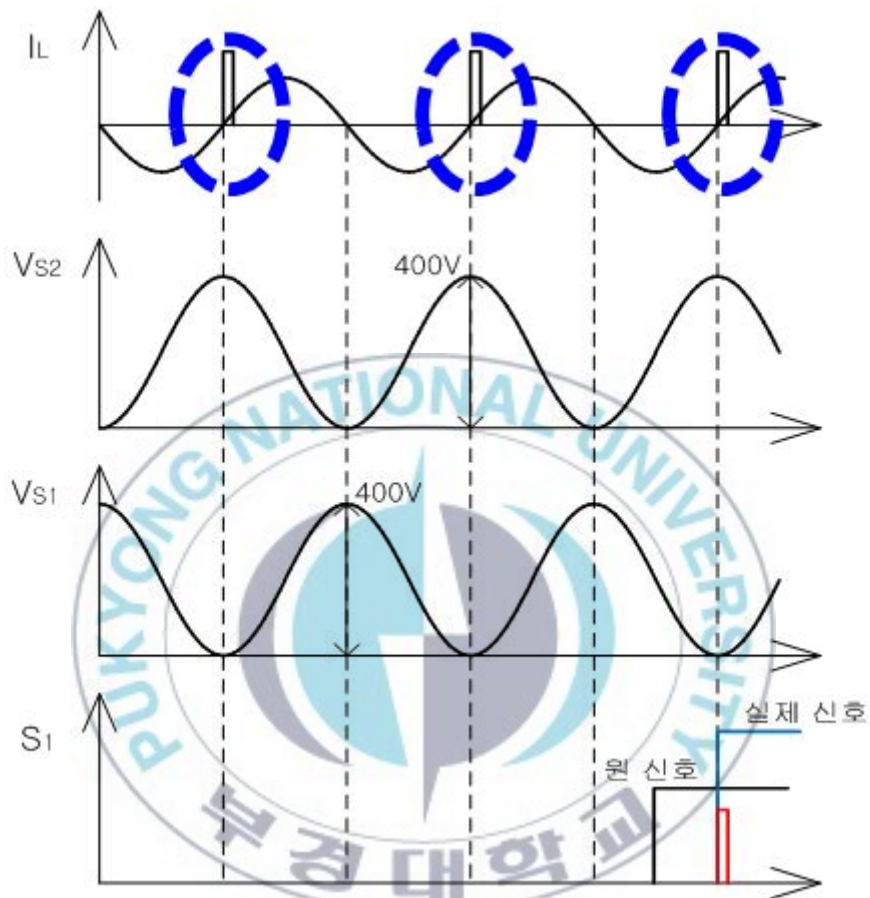
이와 같이 동작을 하게 되면 스위치 S_1 에 ON신호를 인가할 때 ZVS, ZCS를 모두 구현할 수 있다.

3kW 미만 충전 시 구간 I 부터 구간 IV 까지 정리하면 3kW 배터리

충전 시 스위치를 OFF 할 때 ZVS, 스위치를 ON 할 때 ZVS, ZCS 모두 구현하면서 배터리 충전모드로 동작을 하게 된다.



(a) 각 부분의 전압 및 전류 파형



(b) 구간 IV 확대 파형

그림 2-5. 3kW미만 충전 시 각 부분 전압전류 파형 및 공진구간 확대파형

2-2-4 3kW 미만 배터리 방전 모드 시 동작원리

3kW 미만 방전 모드에서는 도통 손실을 줄이기 위해 기존의 방법인 인덕터 전류의 레벨을 조절하여 평균 출력전류를 조절하는 방법과는 다르게 듀티를 조절하여 출력 전류를 제어한다. 이때 작아진 듀티(Duty)로 인해 인덕터 전류 i_L 이 빠르게 0 A 지점을 지나고 공진이 발생한다. 따라서 이 부분에 대한 제어법과 총 4구간으로 구성 되어 있는 부분을 분석 하고자 한다.

각 스위치에 인가되는 스위칭 신호 S_1 , 인덕터 전류 i_L , 스너버 커패시터 전압 V_{S2} , 스위치 전압 V_{S1} 은 그림 2-6(a)와 같으며 이때 공진되는 부분을 확대하면 그림 2-6(b)와 같다. 각 구간별로 자세한 동작을 살펴보면 다음과 같다.

(1) 구간 I

이 구간에서 스위치 S_2 는 ON 신호가 인가된다. 따라서 인덕터에 인가되는 전압 V_L 은 다음과 같다.

$$V_L = V_B \quad (2-32)$$

인덕터에 흐르는 전류 i_L 은 다음과 같다.

$$i_L = i(t_o) + \frac{1}{L} \int_{t_o}^{t_1} V_B dt \quad (2-33)$$

여기서 $i(t_o)$ 는 인덕터 초기전류이다.

식 (2-30)에서 보듯이 인덕터 i_L 에 인가되는 전압은 배터리 전압인 V_B 가 되어 인덕터 전류 상승 기울기가 양의 값을 가지며 상승하게 된다.

다음으로 구간 II로 넘어가는 단계에서 V_{S2} 의 전압은 0 V가 된다. 따라서 스위치 S_2 이 OFF 될 때 Zero Voltage Switching (ZVS)의 구현이 가능하다.

(2) 구간 II

스위치 S_2 에 OFF 신호가 인가된 후 인덕터 전류 i_L 은 스위치 S_2 에 병렬로 연결된 스너버 커패시터를 통해 흐른다. 따라서 공진이 발생하여 공진전류가 흐른다.

이때 공진전류 i_L 은 다음과 같다.

$$i_L = i(t_1) \cos \omega_o(t - t_1) + \frac{V_B - V_{CO}}{Z_O} \sin \omega_o(t - t_1) \quad (2-34)$$

공진이 발생했을 때 스너버 커패시터 전압 V_{S2} 는 다음과 같다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{CO}) \cos \omega_o(t - t_3) + Z_O i(t_1) \sin \omega_o(t - t_3) \quad (2-35)$$

여기서, 스너버 커패시터 초기전압 V_{CO} 는 0 V 이므로 이를 정리하면 다음과 같다.

$$V_{S2} = V_B - V_B \cos \omega_o(t - t_3) + Z_O i(t_1) \sin \omega_o(t - t_3) \quad (2-36)$$

식 (2-33)과 같이 스너버 커패시터 전압이 발생하여 DC-link 전압과 동일하게 되었을 때 까지 지속된다.

(3) 구간 III

구간 II에서 스너버 커패시터에 전압이 DC-link 전압과 동일하게 되면 스위치 S_1 에 연결된 다이오드를 통해 인덕터 전류 i_L 이 흐르게 된다. 이때, 인덕터 L에 인가되는 전압은 다음과 같다.

$$V_L = (V_B - V_{DC}) \quad (2-37)$$

인덕터 전류 i_L 은 다음과 같다.

$$i_L = i(t_2) + \frac{1}{L} \int_{t_2}^{t_3} (V_B - V_{DC}) dt \quad (2-38)$$

이 구간에서 인덕터에 인가되는 전압은 인덕터 전류 i_L 과 방향이 반대이므로 인덕터 전류 i_L 의 기울기는 음의 값을 가지며 하강한다.

인덕터에 인가되는 전압 V_L 과 전류 i_L 은 인덕터 전류 i_L 이 0 이 될 때 까지 식 (2-34)와 식 (2-35)이 성립한다.

(4) 구간 IV

3kW 방전 시 와는 달리 줄어든 듀티로 인해 인덕터 전류 i_L 이 0 A 가 된 후 다음 스위치 S_2 에 ON 신호가 인가되기 전까지 공진이 발생한다. 이때, 공진했을 때의 부분을 확대한 파형과 제어법을 그림 2-6(b)에 나

타내었다.

공진이 발생하는 동안 인덕터 전류 i_L 과 스위치 전압 V_{S2} 는 일정한 주기를 가진 정현파 모양을 가진다. 이 때의 인덕터 전류 i_L 을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$i_L = i(t_3) \cos \omega_o(t - t_3) + \frac{V_B - V_{CO}}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_3) \quad (2-39)$$

인덕터 초기전류 $i(t_3)$ 와 V_{CO} 값이 각각 0 A, 0 V 이므로 이를 다시 정리하면 다음과 같다.

$$i_L = \frac{V_B}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_3) \quad (2-40)$$

공진 발생시 스너버 커패시터 전압 V_{S2} 의 전압은 다음과 같다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{CO}) \cos \omega_o(t - t_3) + Z_o i(t_3) \sin \omega_o(t - t_3) \quad (2-41)$$

$$V_{S2} = V_B - V_B \cos \omega_o(t - t_3) \quad (2-42)$$

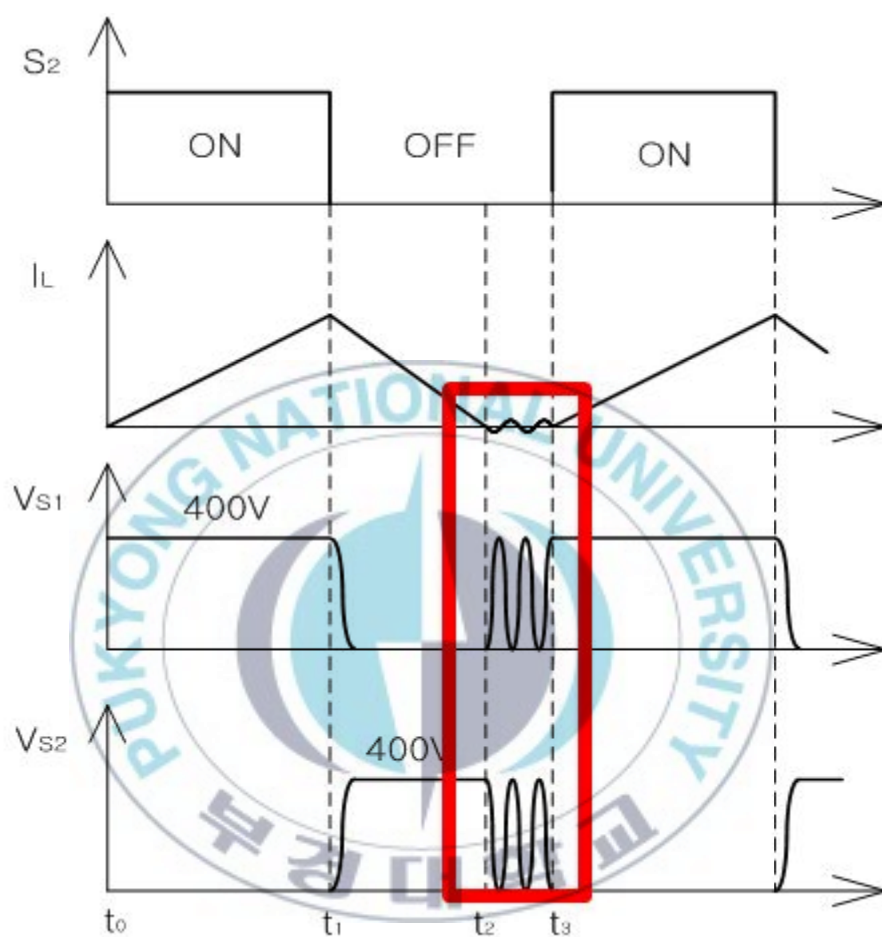
스너버 커패시터 전압 V_{S2} 는 그림 2-6(b)와 같이 동작한다.

그림 2-6(b)와 같이 i_L 의 전류가 음에서 양으로 바뀌는 순간 펄스신호를 발생시키고 이 신호와 스위치 신호 S_1 의 원신호 (원래 발생하려던 신호)가 중첩되는 순간 실제신호를 발생시킨다.

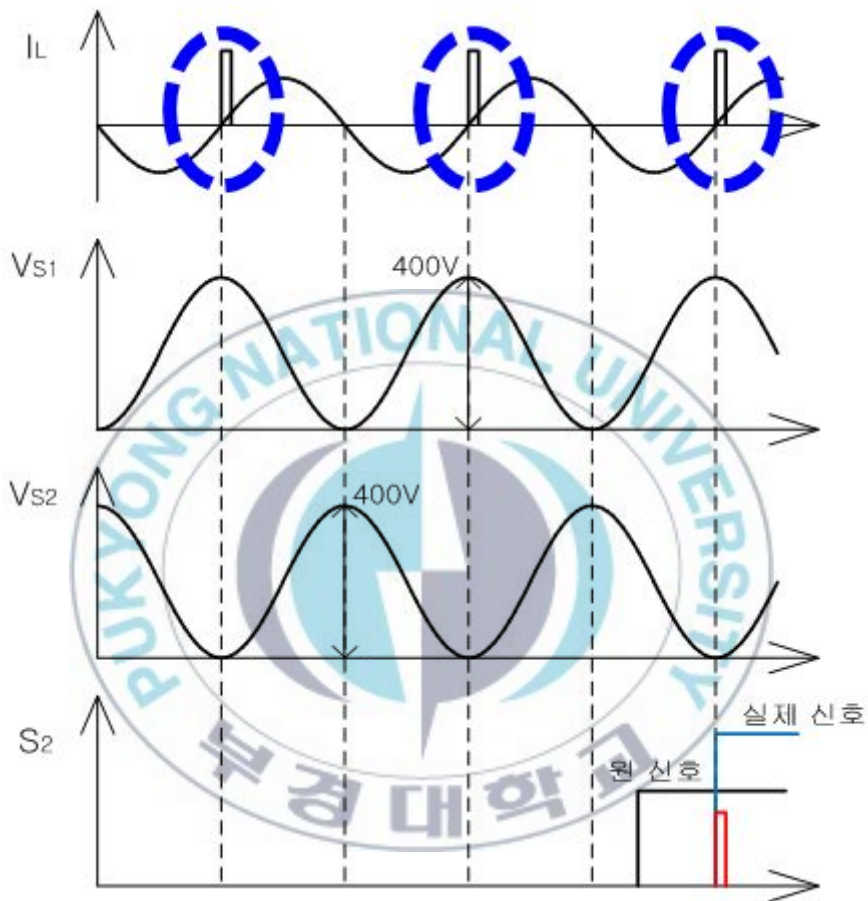
이와 같이 동작을 하게 되면 스위치 S_2 에 ON신호를 인가할 때 ZVS, ZCS를 모두 구현할 수 있다.

3kW 미만 방전 시 구간 I 부터 구간 IV 까지 정리하면 3kW 배터리 충전 시 스위치를 OFF 할 때 ZVS, 스위치를 ON 할 때 ZVS, ZCS 모두 구현하면서 배터리 충전모드로 동작을 하게 된다.





(a) 각 부분 전압 및 전류 파형



(b) 구간 IV 확대 파형

그림 2-6. 3kW미만 방전 시 각 부분 전압전류 파형 및 공진구간 확대파형

3. 시뮬레이션 결과

3-1. 시뮬레이션 조건

본 논문에서는 플러그인 전기자동차의 V2G 시스템에서 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터에 대하여 중점적으로 다루고 있으므로 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터를 제외한 부분은 동일한 특성을 나타낼 수 있도록 간단하게 모델링 하고 주로 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 특성을 관찰하기로 한다.

자세한 시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

- 계통의 220 V 전원은 안정되어 있다고 본다. 따라서 그림 2-1에서 PWM INVERTER를 포함한 DC-link를 전압원으로 등가 모델링 한다.

- 전기자동차 배터리인 리튬이온 전지 부분의 특성은 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 동작 특성을 분석하는데 큰 영향이 없으므로 간단한 전압원으로 모델링 한다. 따라서 최악 조건인 배터리 전압 200 V에서 3kW급의 동작을 하고 3kW 미만급에서 배터리 전압을 올려가며 시뮬레이션을 실행한다.

- 3상으로 구성된 DC-DC 컨버터는 120° 의 위상차를 가지며 동일하게 동작하기 때문에 1상 만으로 시뮬레이션 결과를 분석하고 최종적으로 3상으로 구성된 DC-DC 컨버터의 시뮬레이션 결과를 도출한다.

3-2. 시뮬레이션 파형 분석

3-2-1 충전 시 시뮬레이션 분석

다음은 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터를 구성하고 충전 시 시뮬레이션 조건을 적용한 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

그림 3-1 ~ 3-3은 각각 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 3kW 급, 1.5kW 급, 750 W급 충전 시 시뮬레이션 결과 파형으로 V_{S1} (스위치 S_1 전압), V_{S2} (스위치 S_2 전압), V_{s_S1} (스위치 $S1$ 에 인가되는 신호), I_L (인덕터 전류) 그리고 $V_{Battery}$ (배터리 전압)을 나타낸 것이다. 그림 3-1, 그림 3-2, 그림 3-3의 파형을 동작원리에서 설명한 구간 별로 나누어 상세히 기술하면 다음과 같다.



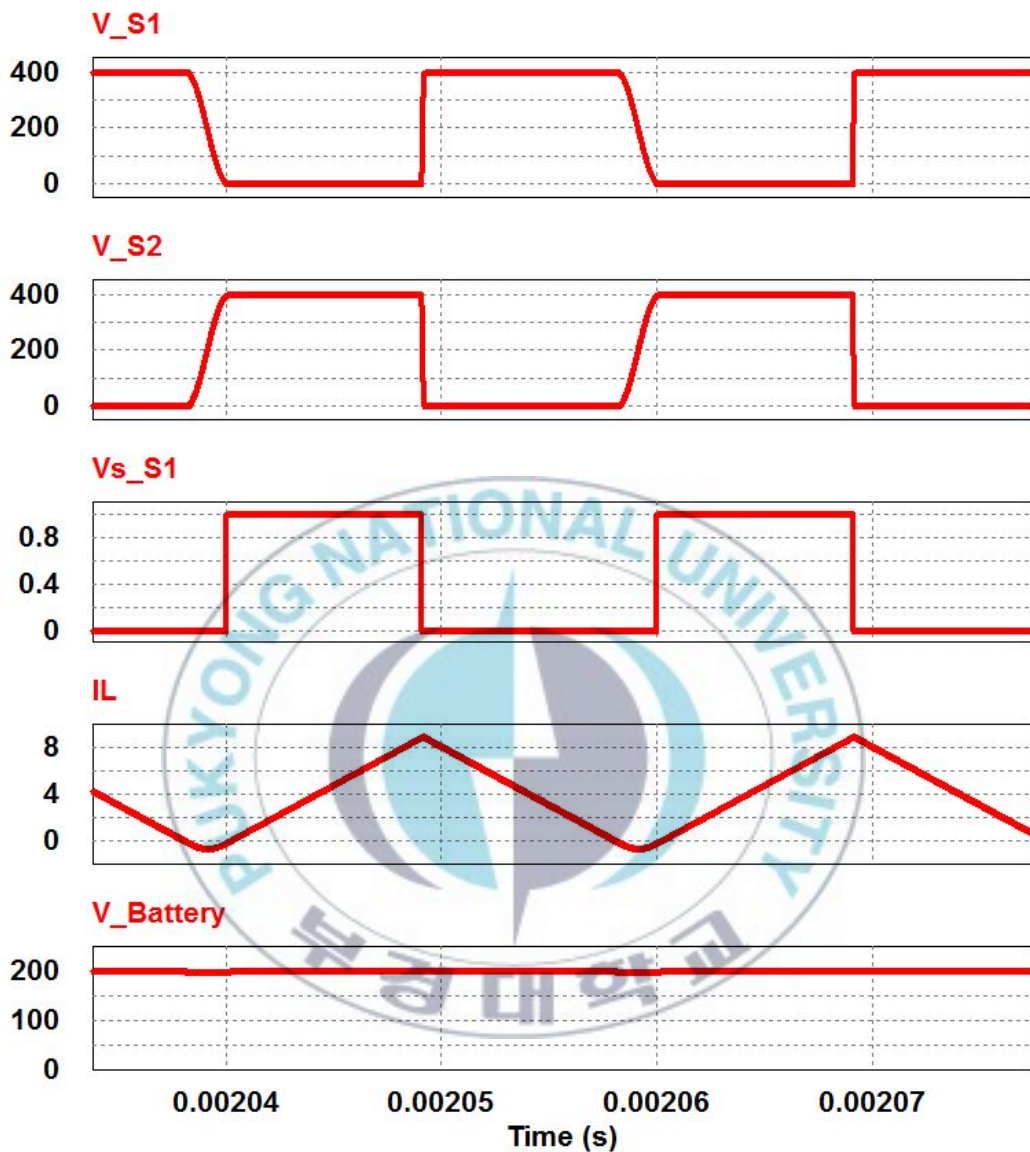


그림 3-1. 양방향 DC-DC 컨버터의 3 kW급 충전 시 시뮬레이션 파형

구간 I에서 스위치 S1에 ON 신호가 인가되어 있는 상태이다. 이때 인덕

터 전류 I_L 은 양의 기울기를 가지며 상승하고 스위치 S2에는 DC-link 전압인 400 V 그리고 스위치 S1에는 0 V의 전압이 인가되는 것을 확인할 수 있다. 따라서 스위치 S2에 OFF 신호가 인가될 때 ZVS가 구현되는 것을 확인할 수 있다. 스위치 S2에 OFF 신호가 인가된 후 최대점 가까이 접근해 있는 인덕터 전류 I_L 로 인해 짧은 시간동안 공진이 발생한 후 인덕터 전류 I_L 이 하강하는 구간 III으로 넘어간다. 이 구간에서 인덕터에 인가되는 전압이 전류의 방향과 반대방향 이기 때문에 인덕터 전류 I_L 은 하강하고 0 A를 지난 후 구간 IV로 넘어가게 된다. 구간 IV에서도 LC공진으로 인해 공진전류가 흐르게 되고 그림 3-1과 같이 인덕터 전류가 음의 방향으로 순간 흐른다. 이때 스위치 S2에 ON 신호를 인가하면 그림 3-1과 같이 ZVS, ZCS를 모두 구현이 되는 것을 확인할 수 있다.

그림 3-2와 그림 3-3은 3kW 미만 충전 시 제어방법으로 시뮬레이션을 한 결과이다. 구간 I, II, III에서 3kW 급과 동일하게 동작이 되는 것을 확인할 수 있다. 그리고 구간 IV에서 본 논문에서 제안한 방법으로 제어했을 경우 스위치 S2에 ON 신호가 인가될 때 ZVS, ZCS 모두 구현이 되는 것을 시뮬레이션 파형을 통해 확인할 수 있다.

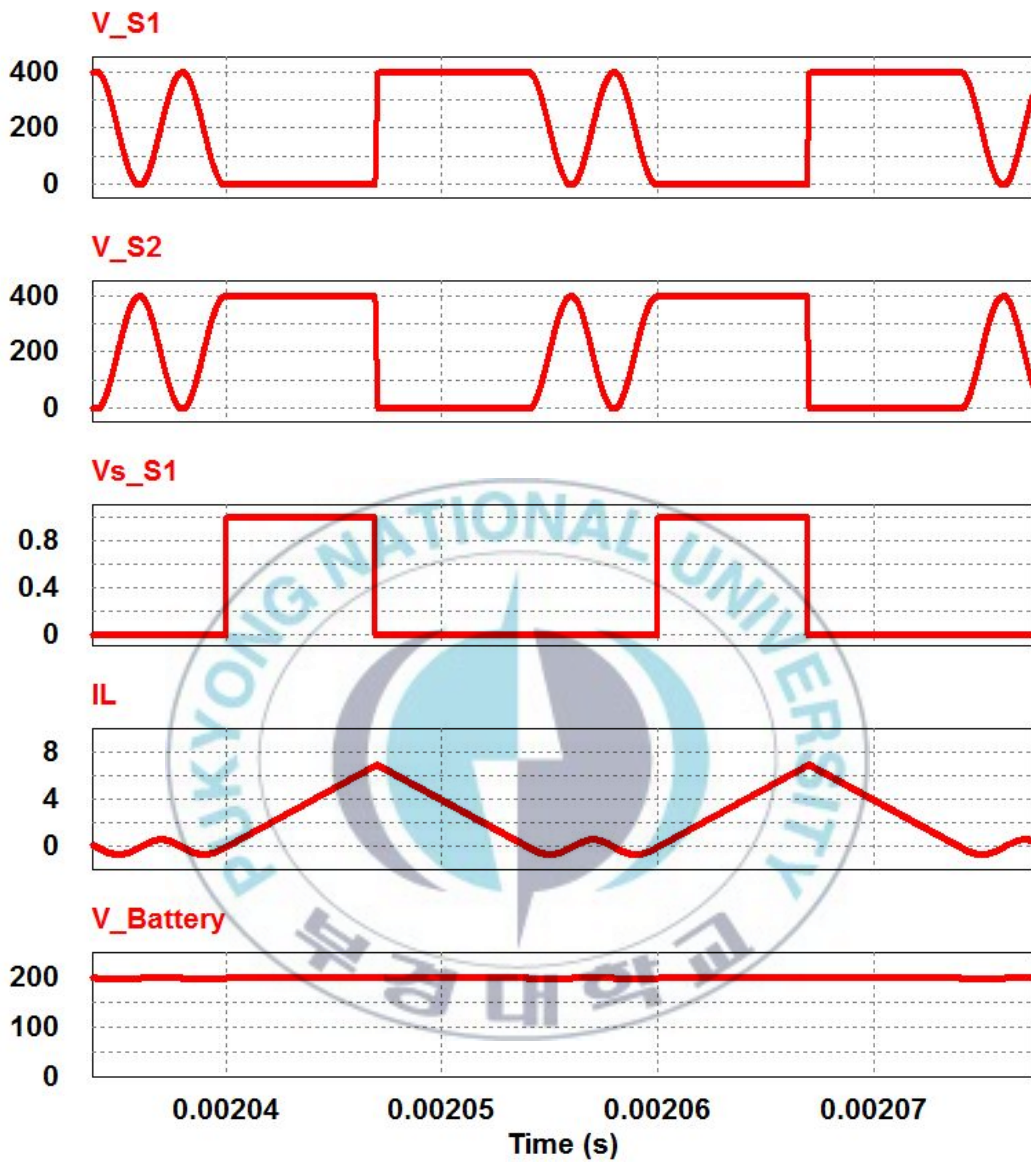


그림 3-2. 양방향 DC-DC 컨버터의 1.5 kW급 충전 시 시뮬레이션 파형

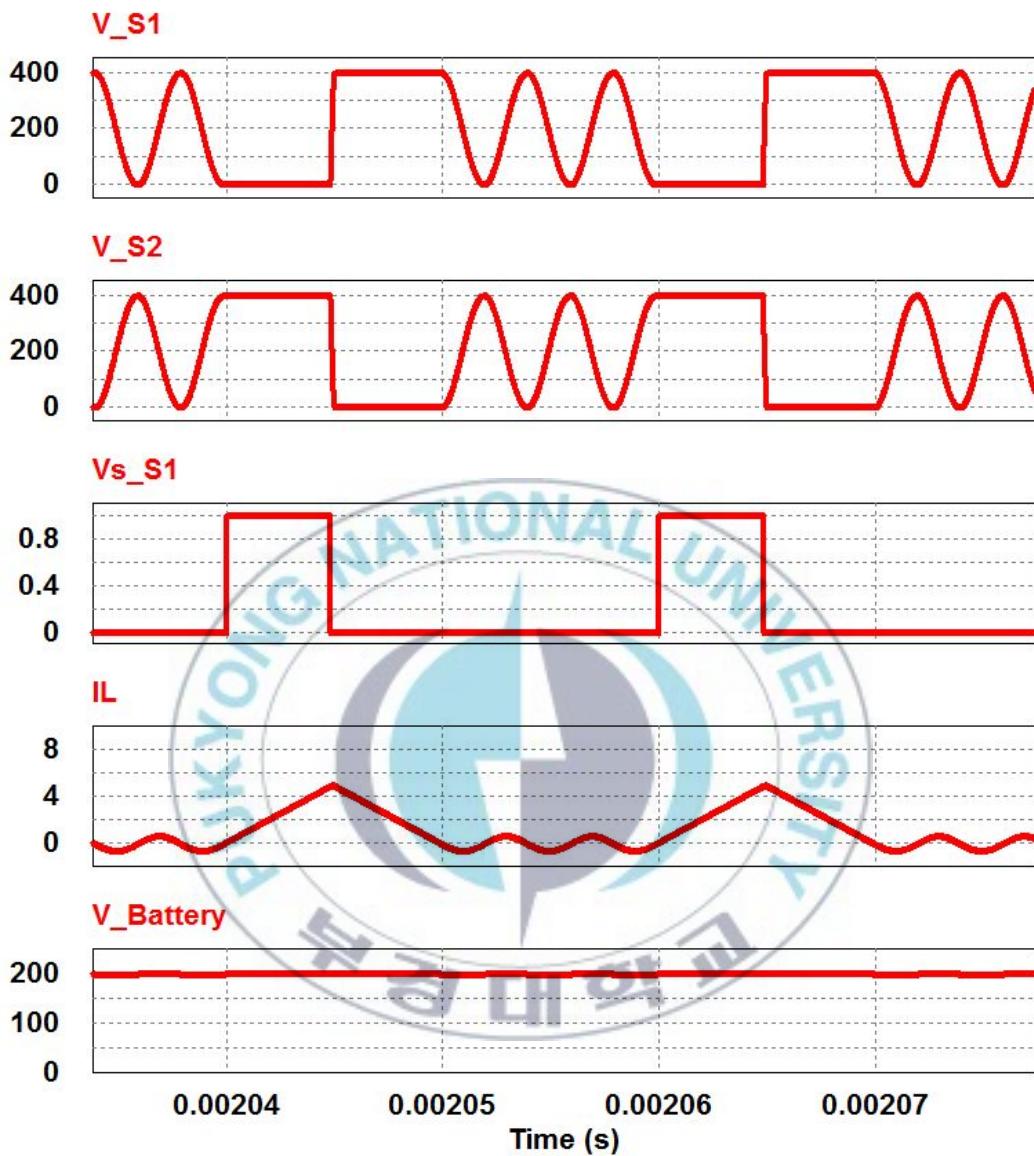


그림 3-3. 양방향 DC-DC 컨버터의 750 W급 충전 시 시뮬레이션 파형

3-2-2 방전 시 시뮬레이션 분석

다음은 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터를 구성하고 방전 시 시뮬레이션 조건을 적용한 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

그림 3-4 ~ 3-6은 각 각 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 3kW 급, 1.5kW 급, 750 W급 방전 시 시뮬레이션 결과 파형으로 V_S1 (스위치 S_1 전압), V_S2(스위치 S_2 전압), V_s_S1(스위치 S_1 에 인가되는 신호), IL(인덕터 전류) 그리고 V_Battery(배터리 전압)을 나타낸 것이다. 그림 3-4, 그림 3-5, 그림 3-6의 파형을 동작원리에서 설명한 구간 별로 나누어 상세히 기술하고자 한다.



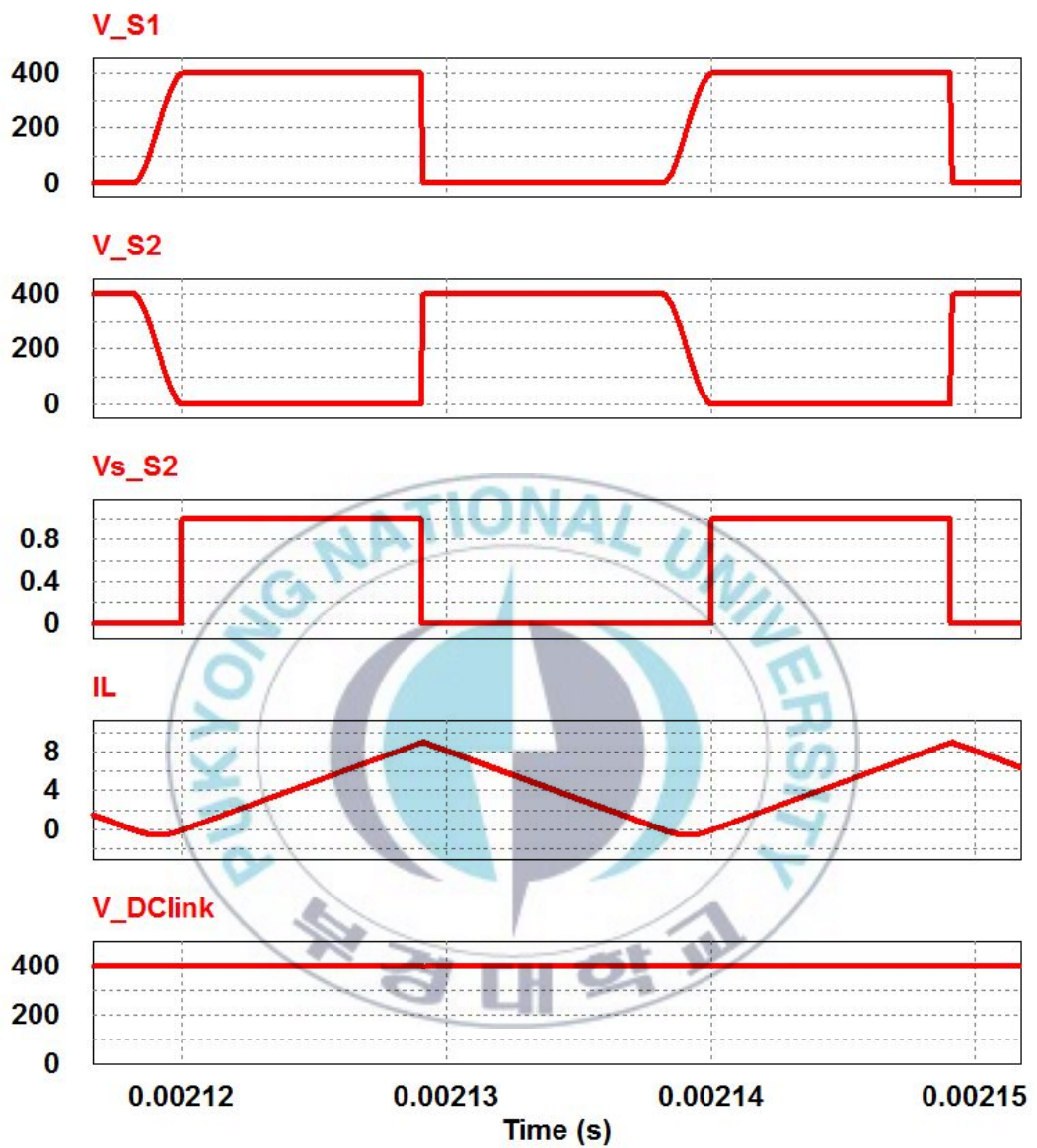


그림 3-4. 양방향 DC-DC 컨버터의 3 kW급 방전 시 시뮬레이션 파형

구간 I에서 스위치 S2에 ON 신호가 인가되어 있는 상태이다. 이때 인덕터 전류 I_L 은 양의 기울기를 가지며 상승하고 스위치 S1에는 DC-link 전압인 400 V 그리고 스위치 S2에는 0 V의 전압이 인가되는 것을 확인할 수 있다. 따라서 스위치 S2에 OFF 신호가 인가될 때 ZVS가 구현되는 것을 확인할 수 있다. 스위치 S2에 OFF 신호가 인가된 후 최대점 가까이 접근해 있는 인덕터 전류 I_L 로 인해 짧은 시간동안 공진이 발생한 후 인덕터 전류 I_L 이 하강하는 구간 III으로 넘어간다. 이 구간에서 인덕터에 인가되는 전압이 전류의 방향과 반대방향이기 때문에 인덕터 전류 I_L 은 하강하고 0 A를 지난 후 구간 IV로 넘어가게 된다. 구간 IV에서도 구간 II와 같이 LC공진으로 인해 공진전류가 흐르게 되고 그림 3-4과 같이 인덕터 전류가 음의 방향으로 순간 흐른다. 이때 스위치 S2에 ON 신호를 인가하면 그림 3-1과 같이 ZVS, ZCS를 모두 구현이 되는 것을 확인할 수 있다.

그림 3-5와 그림 3-6은 3kW 미만 방전 시 제어방법으로 시뮬레이션을 한 결과이다. 구간 I, II, III에서 3kW 급과 동일하게 동작이 되는 것을 확인할 수 있다. 그리고 구간 IV에서 본 논문에서 제안한 방법으로 제어했을 경우 스위치 S2에 ON 신호가 인가될 때 ZVS, ZCS 모두 구현이 되는 것을 시뮬레이션 파형을 통해 확인할 수 있다.

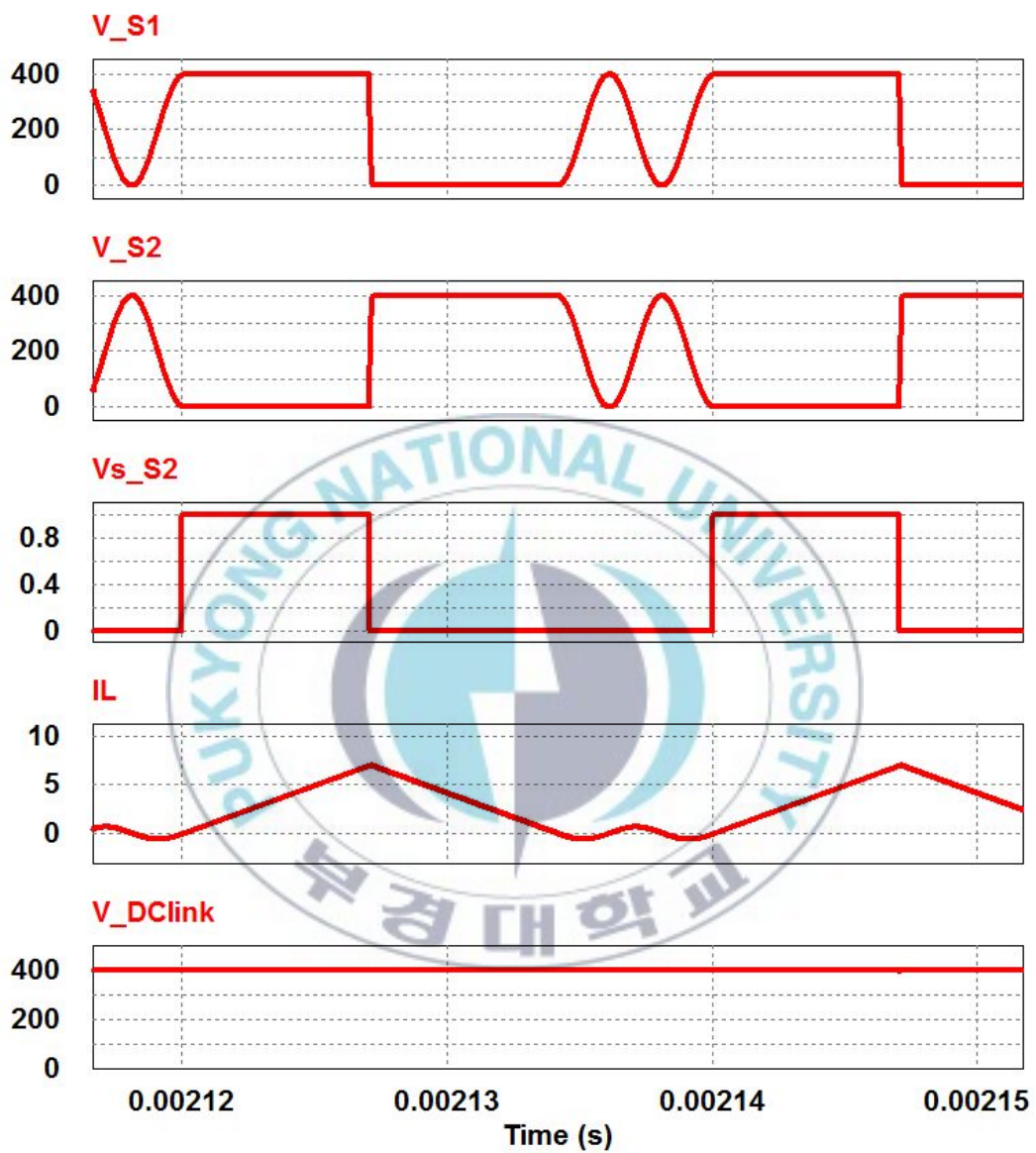


그림 3-5. 양방향 DC-DC 컨버터의 1.5 kW급 방전 시 시뮬레이션 파형

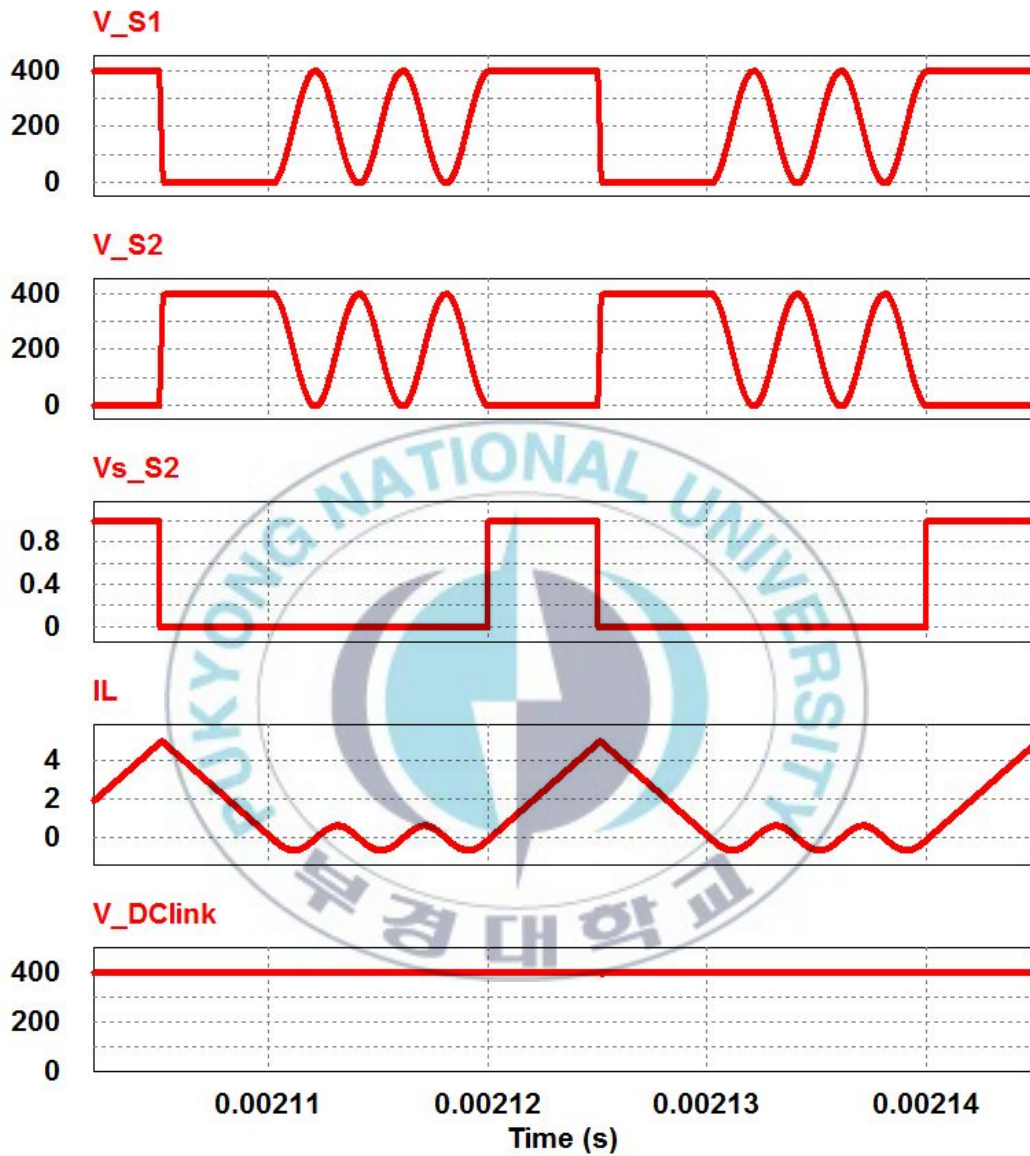


그림 3-6. 양방향 DC-DC 컨버터의 750 W급 방전 시 시뮬레이션 파형

3-2-3. 3상 인터리브드 충·방전 시뮬레이션 분석

그림 3-7은 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터를 구성했을 때 3kW 충전 시 파형을 나타내었고 그림 3-8은 1.5kW 충전 시 파형을 나타내었다. 각 폴은 120° 의 위상차를 가지며 동일하게 동작하며 각 폴은 소프트 스위칭이 되고 있는 것을 확인 할 수 있다.

그림 3-9는 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터를 구성했을 때 3kW 방전 시 파형을 나타내었고 그림 3-10은 1.5kW 방전 시 파형을 나타내었다. 각 폴은 120° 의 위상차를 가지며 동일하게 동작하며 각 폴은 소프트 스위칭이 되고 있는 것을 확인 할 수 있다.



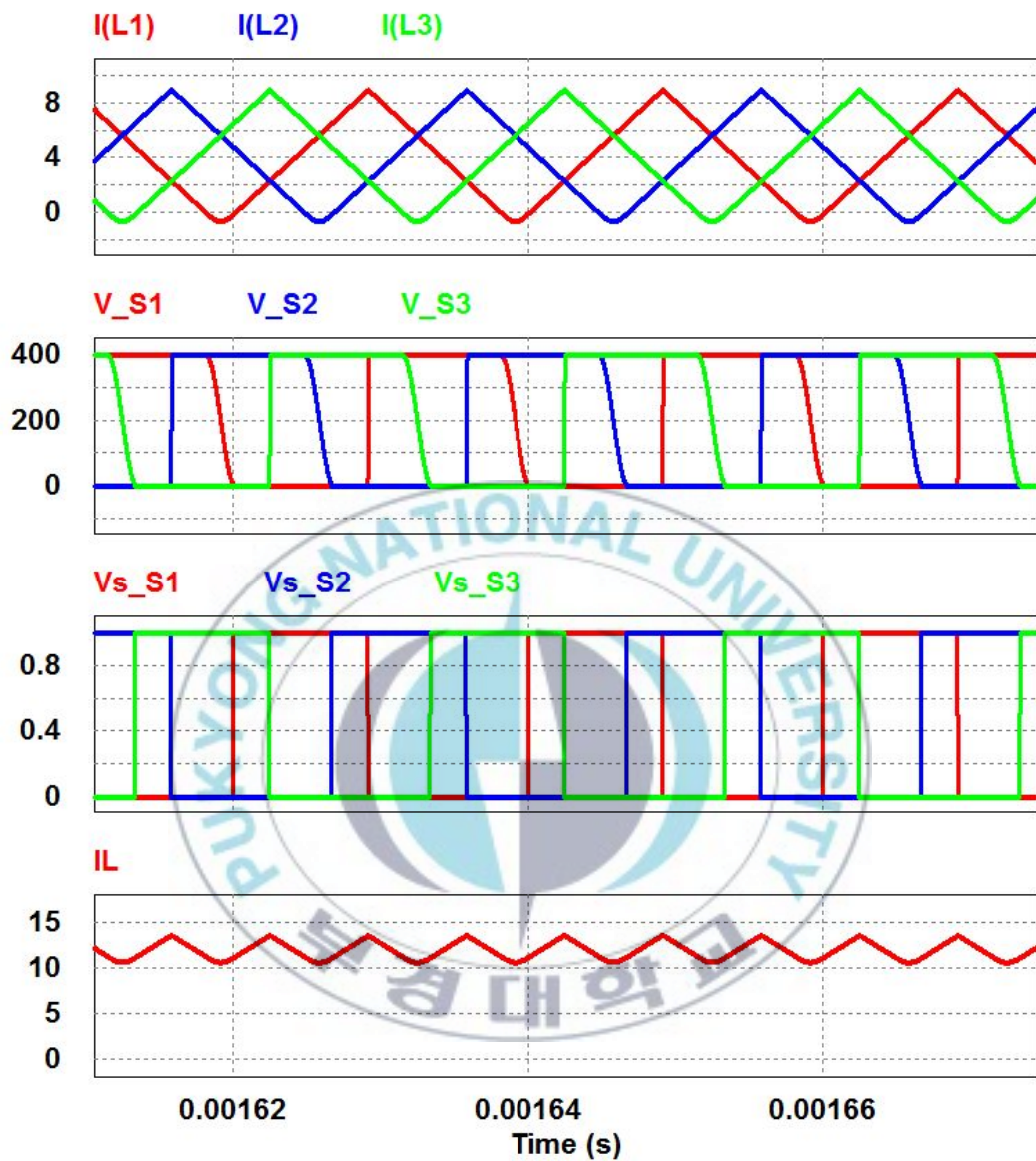


그림 3-7. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 3 kW 충전 시 시뮬레이션 파형

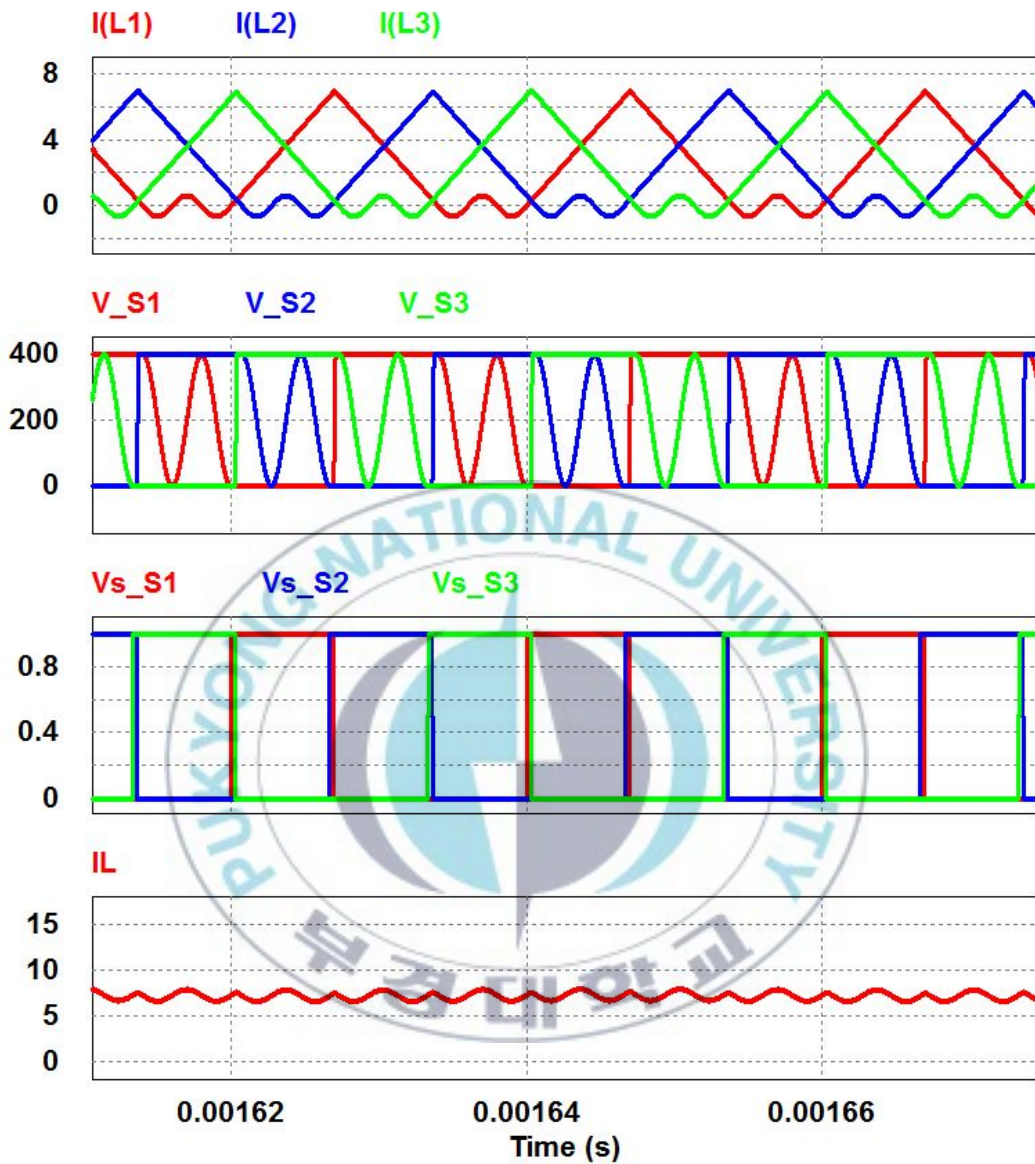


그림 3-8. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 1.5 kW 충전 시
시뮬레이션 파형

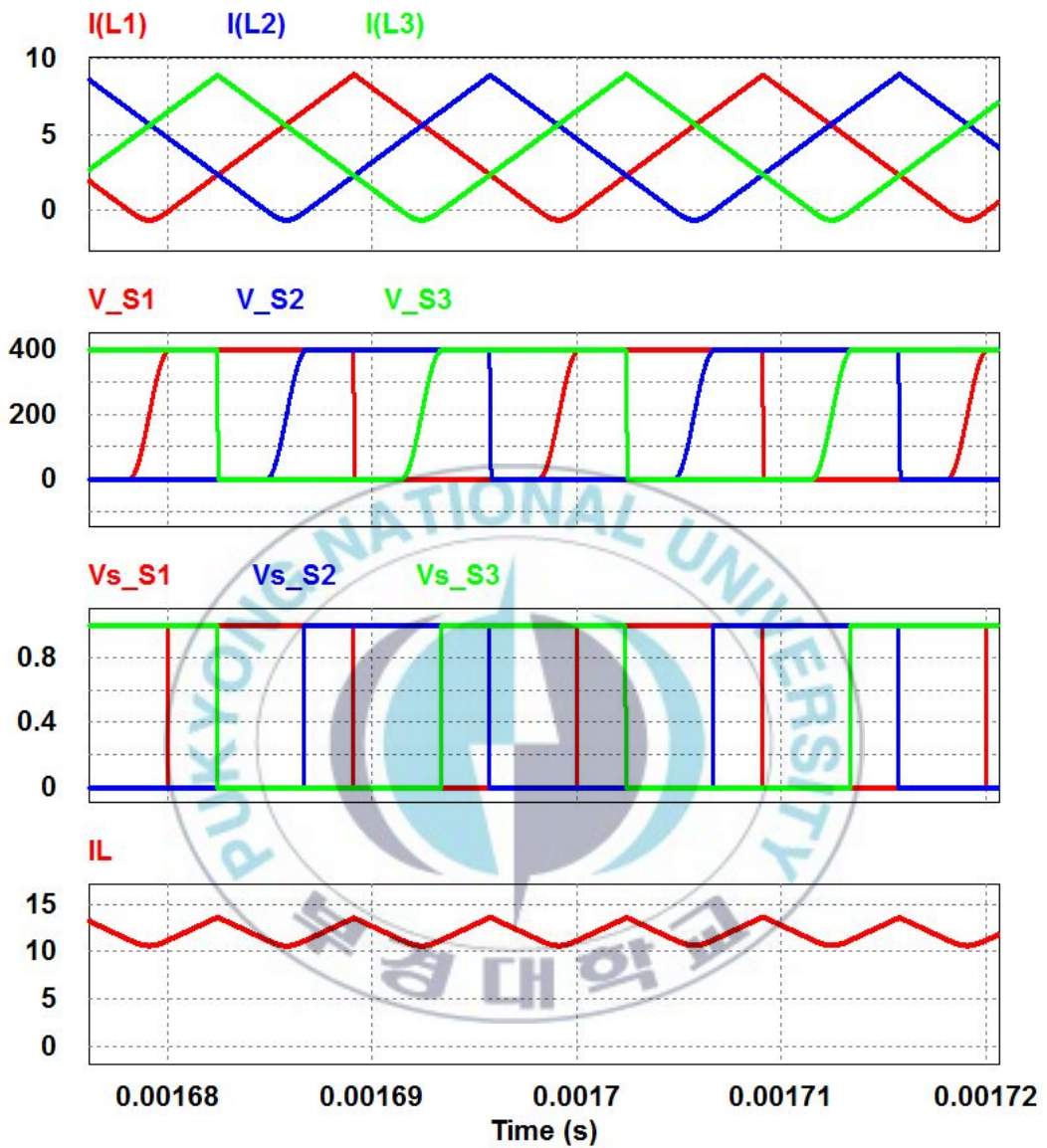


그림 3-9. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 3 kW 방전 시 시뮬레이션 파형

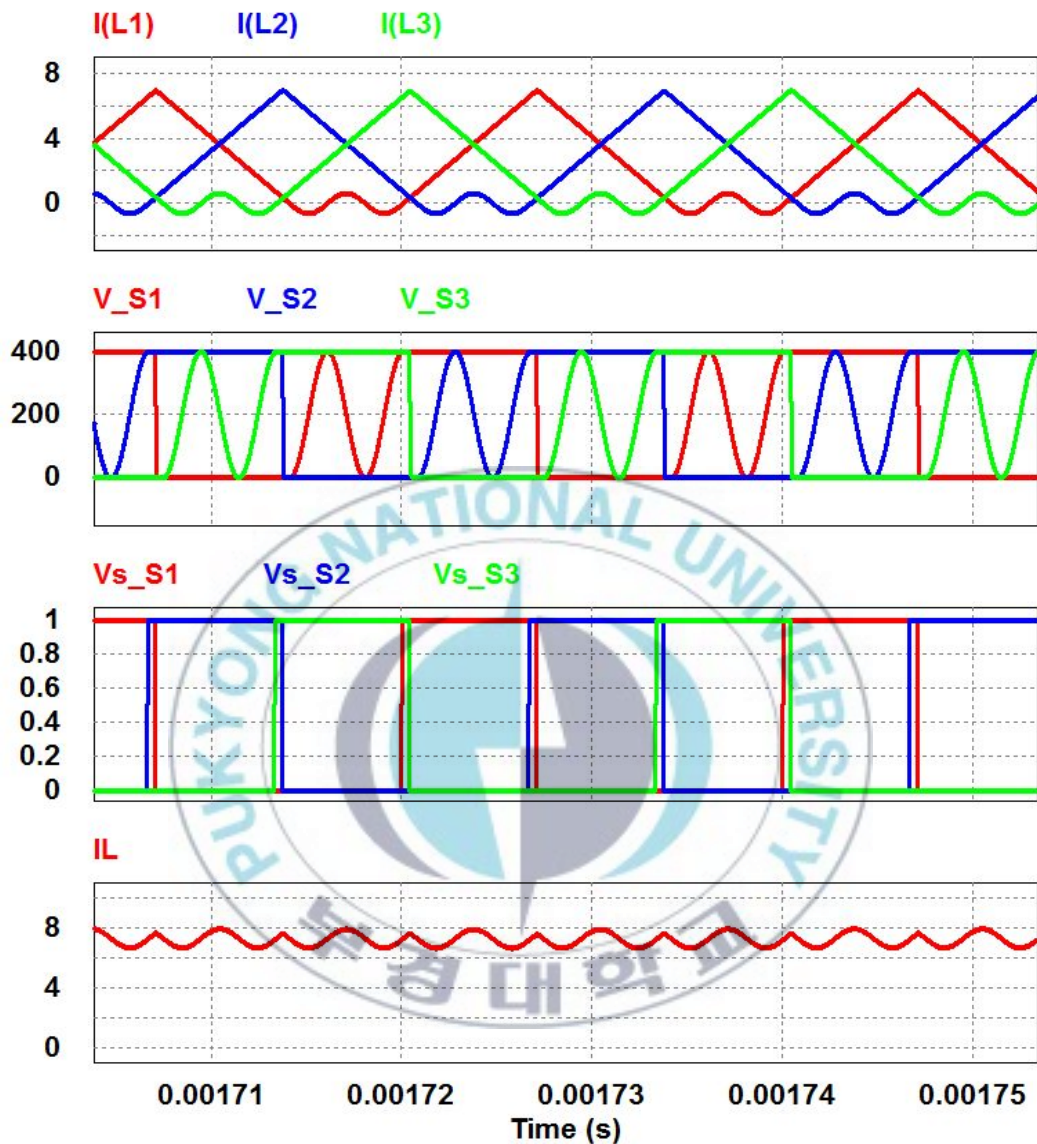


그림 3-10. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 1.5 kW 방전 시
시뮬레이션 파형

4. 실험 결과

시뮬레이션과 동일한 조건과 파라미터를 사용하여 3kW급 양방향 DC-DC컨버터 실험세트를 구성하였다.

그림 4-1에서 맨 위의 파형은 인덕터 전류를 나타내며 영(Zero)에서 피크치는 10A까지 증가와 감소를 함으로써 전류 불연속 모드로 동작하고 있음을 알 수 있다. 위에서 두 번째 파형은 1-폴의 상단부 IGBT의 전압파형을 나타낸다. 턴온시에는 영전류스위칭이 이루어지고 턴오프시에는 영전압 스위칭이 이루어지므로 턴오프시 IGBT전압 파형에 고조파의 전압 스트레스가 발생하지 않는다. IGBT의 턴오프 상태에서 약간의 오실레이션이 발생하는 것은 스위칭특성과 무관하며 이는 다른 폴의 스위칭시 발생하는 현상이다. 위에서 세 번째 파형은 IGBT의 게이트 신호를 보이고 있다. 맨 아래 파형은 충전중인 배터리 양단 전압파형에 해당하는데 실험에서는 배터리 대신에 커패시터를 사용하였으므로 오실레이션 전압이 선명하게 나타나고 있다.

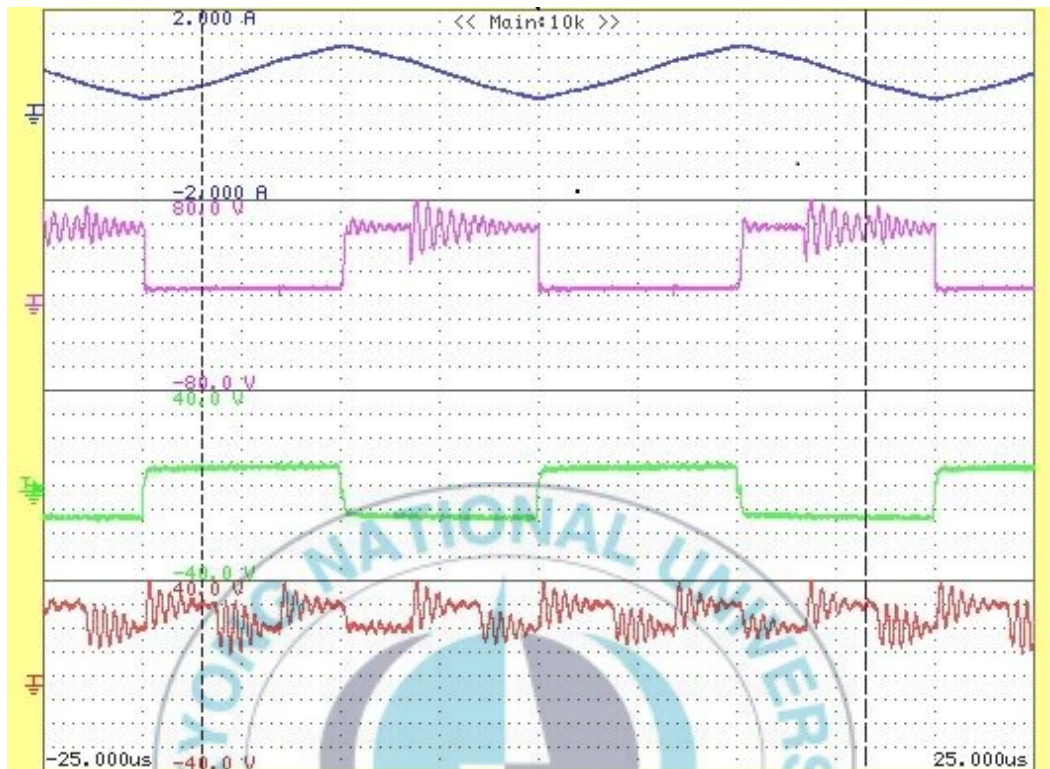


그림 4-1. 인덕터 전류(5A/div), IGBT 전압(200V/div), IGBT 게이트신호 및
출력전압(200V/div)

5. 결 론

본 논문에서는 V2G를 위한 전기자동차용 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 스위칭 손실 최소화를 위하여 새로운 기법을 제안하였으며, 제안한 방식에 대한 모드별 동작 해석과 설계 및 제어기법을 다루었다. 제안한 방식은 기존의 전기자동차 배터리 충·방전용 양방향 DC-DC 컨버터의 소프트 스위칭 기법의 단점인 대기 모드 시 도통손실이 크다는 문제점을 개선하였을 뿐만 아니라 스위칭 소자의 스너버 커패시터 개수도 50%를 줄일 수 있다.

전기자동차 배터리 충·방전 시스템의 에너지 전달은 계통에서 PWM INVERTER를 거쳐 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터와 접속해 전기자동차 배터리를 충전 및 방전한다. 계통에서 PWM INVERTER를 거쳐 만들어진 DC-link는 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터와 공유하게 된다. 이때, DC-link단 전압은 역률이 1이 되게 하기 위해 350 V 이상을 설정하는데 본 논문에서는 400 V 로 하였다. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터는 모든 상황에서 불연속 모드로 동작하도록 인덕터 값을 설계 하였으며 스위칭 주기가 $20\mu s$ 인 것을 고려해 $2\mu s$ 내에서 스너버 커패시터가 충·방전이 이루어지도록 설계 하였다.

배터리, PWM INVERTER, 계통으로 구성되는 시스템에 대한 제어기를 설계하는데 있어서 배터리는 차량내부 배터리가 차지하는 공간을 고려해 200 ~ 280 V로 가변하는 것으로 가정하였고, PWM INVERTER는 이

상적인 경우로 가정하였다. 제어기는 DC-link단의 전압을 일정하게 유지할 수 있도록 설계하였다.

전기자동차 배터리의 충전 에너지는 계통에서 V2G 시스템을 통해 공급되며, 방전 에너지는 역으로 공급된다. 따라서 전기자동차 충 · 방전 시스템의 3kW시 충전 모드, 방전 모드 및 3kW 미만 시 충전 모드, 방전 모드를 설명하였으며 이러한 동작 특성을 기초로 3kW급 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터에 대해 설계하였다.

3kW급에서 용량을 줄여가며 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 시뮬레이션 및 실험을 수행하였으며 3kW와 3kW 미만에서 스위치에 ON 신호가 인가될 때 ZVS, ZCS가 됨을 확인하였고 OFF 신호가 인가될 때에는 ZVS가 됨을 확인함으로써 턴온시와 턴오프시 모두 항상 소프트 스위칭이 됨을 확인하였다. 또한 기존의 방법은 인덕터 전류 i_L 의 레벨을 조절해 평균출력전류를 제어할 수 밖에 없어서 대기 모드시 전력 손실을 피할 수 없으나 제안한 방식은 듀티를 조절해 출력전류를 제어함으로써 대기모드에서 도통손실을 줄일 수 있어 기존의 방법보다 특성은 우수하고 스너버 커패시터의 개수도 기존의 1/2로 줄여 원가가 절감되는 것을 확인 할 수 있었다.

제안한 방식의 시스템은 플러그인 전기자동차 충 · 방전 시스템 뿐만 아니라 하이브리드 전기자동차 충 · 방전 시스템에도 적용 가능할 것으로 판단되며, 아울러 다양한 방식의 배터리 충 · 방전 시스템의 고효율화 구현에 기여할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] 전황수, “주요국의 전기자동차 정책 및 시사점”, 한국전자통신연구원 2012 Electronics and Telecommunications Trends 2012.6, pp. 187-191.
- [2] 노형복 “국내 전기자동차 기술 경쟁력 분석”, KDB 산업은행경제연구소 기술평가원 산업기술 이슈, 2012.3, pp. 133-140.
- [3] 이우중, 엄주경, 한병문, 차한주, “5kW 배터리 충전기용 양방향 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터 설계 및 실험”, 전력전자학회 2011년도 전력전자 학술대회 논문집, 2011.6, pp. 227-233.
- [3] 권창근, 정재현, 노의철, 김인동, 김홍근, 전태원, “전기자동차 배터리 충방전용 양방향 DC-DC 컨버터의 고효율화”, 전력전자학회 2012년도 전력전자 학술대회 논문집, 2012.7, pp. 17-18.
- [4] 김광만, 이영기, 양일석, 김종대, “리튬이차전지의 고효율 충전법 연구 동향”. 전자통신동향분석 제25권 제5호 2010.10, pp. 11-18.
- [5] Sang-Hwa Jung, Young-Jin Woo, Nam-In Kim and Kyu-Hyeong Cho, “Analog-Digital Switching Mixed Mode Low Ripple-High Efficiency Li-Ion Battery Charger”, Industry Applications Conf., 2001. Thiry-Sicth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2011 IEEE Vol.3, 2011.10, pp. 2473-2477.
- [6] Yi-Hwa Liu, Jen-Hao Teng, “Design and Implementation of a Fully-digital Lithium-Ion Battery Charger”, TENCON 2006. 2006 IEEE Region 10 Conf., 2006.11, pp. 1-4.
- [7] Yi-Hwa Liu, Jen-Chung Li, Jen-Hao Teng, “An FPGA-Based Lithium-Ion Battery Charger System”, TENCON 2004. 2004 IEEE Region 10 Conf., Vol.4, 2001.11, pp. 435-438.
- [8] Happing Xu, Xuhui Wen, Li Kong, “Dual-phase DC-DC converter in fuel cell electric vehicle”, Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004. 9th IEEE International, 2004.10, pp. 92-97.
- [9] C. P. Henze, H. C. Martin, D. W. Parsley, “Zero-voltage switching in high

frequency power converters using pulse width modulation” , Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1988. APEC '88. Conference Proceedings 1988., Third Annual IEEE, 1988.2, pp. 33-40.

- [10] Junhong Zhang, Rae-young Kim, Jih-Sheng Lai, “High-Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional DC-DC Converter” , Power Electronics Specialists Conf., 2006. PESC '06. 37th IEEE, 2006, pp. 1-7.

