



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

주파수 변조 방식 3상 인터리브드 양방향
DC-DC 컨버터의 스위칭 기법



2016년 8월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 기 공 학 과

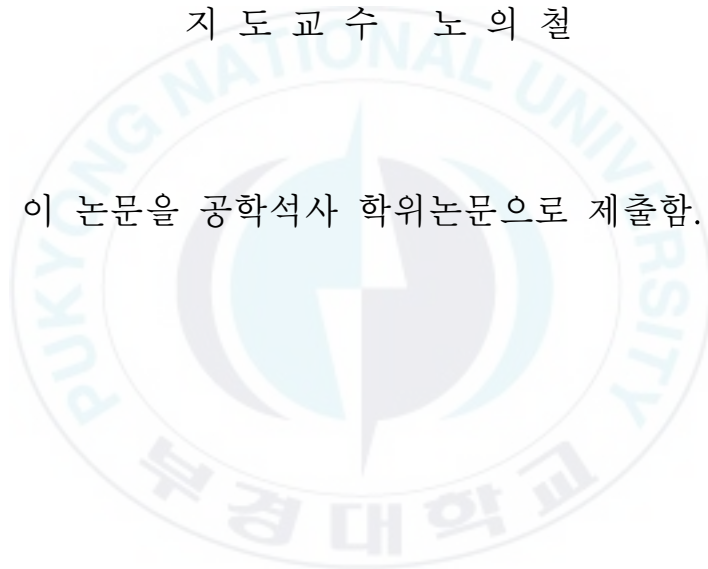
정 혜 수

공 학 석 사 학 위 논 문

주파수 변조 방식 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 스위칭 기법

지 도 교 수 노 의 철

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함.



2016년 8월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 기 공 학 과

정 혜 수

정혜수의 공학석사 학위논문을 인준함

2016년 8월



주 심 공학박사 김 인 동



위 원 공학박사 박 창 현



위 원 공학박사 노 의 철



목 차

그림목차	iii
표 목 차	vi
Abstract	vii
1. 서 론	1
2. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터	3
2-1. 시스템 구성	3
2-2. 시스템 동작 원리	5
2-2-1. 배터리 충전 동작원리	5
2-2-2. 배터리 충전전력과 주파수	11
2-2-3. 배터리 방전 동작원리	14
2-2-4. 배터리 방전전력과 주파수	20
2-3. 상 전환 구간 분석	23
2-3-1. 배터리 전류 리플 분석	23
2-3-2. 상 전환 구간 분석	28
2-4. 제안하는 스위칭 기법	31
2-4-1. 기존의 PWM (Pulse Width Modulation) 방식	31
2-4-2. 주파수와 위상 보상 기법	33
2-5. 시스템 설계	39
3. 시뮬레이션	41
3-1. 시뮬레이션 구성	41

3-2. 시뮬레이션 결과	43
4. 실험	47
4-1. 하드웨어 구성	47
4-2. 실험 결과	48
5. 결 론	52
참 고 문 헌	54
감사의 글	56



그 림 목 차

그림 2-1. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 회로도	4
그림 2-2. 배터리 충전 모드 시 전류흐름과 스위칭 신호, 인덕터 전류, 스위치 전압 파형	10
그림 2-3. 충전모드에서 인덕터 전류 파형	14
그림 2-4. 배터리 방전 모드 시 전류흐름과 스위칭 신호, 인덕터 전류, 스위치 전압 파형	19
그림 2-5. 방전모드에서 인덕터 전류 파형	22
그림 2-6. 3상 동작 시 배터리 전압이 176 [V] ~ 267 [V]인 구간에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형	25
그림 2-7. 3상 동작 시 배터리 전압이 267 [V] ~ 280 [V]인 구간에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형	26
그림 2-8. 2상 동작 시 배터리 전압이 176 [V] ~ 200 [V]인 구간에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형	27
그림 2-9. 2상 동작 시 배터리 전압이 200 [V] ~ 280 [V]인 구간에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형	28
그림 2-10. 3상 및 2상 동작 시 배터리 전압에 따른 배터리 전류 리플 크기	30
그림 2-11. 배터리 전압과 충·방전전력에 따른 상 적용 구간	30
그림 2-12. PWM 파형 및 인덕터 전류 파형	32

그림 2-13. 일반적인 스위칭 기법이 적용된 경우	32
그림 2-14. 3상 동작에서 2상 동작 전환 시 주파수를 보상한 경우 인덕터와 배터리 전류 파형	34
그림 2-15. 2상 동작에서 3상 동작 전환 시 주파수를 보상한 경우 인덕터와 배터리 전류 파형	35
그림 2-16. 충전 전력이 1 [kW]에서 3 [kW]로 증가 시 주파수를 보상한 경우 인덕터와 배터리 전류 파형	35
그림 2-17. PWM 보상을 위한 순서도	38
그림 3-1. 시뮬레이션으로 구성한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 회로도	42
그림 3-2. $176 \leq V_B < 222$ [V], 부하 전력 3 [kW] $\rightarrow$ 1 [kW]인 경우 인덕터 전류와 배터리 전류 및 전압 시뮬레이션 파형	44
그림 3-3. 배터리 충전 모드 시 부하 전력 1 [kW], $V_B = 222$ [V]인 경우 인덕터 전류와 배터리 전류 및 전압 시뮬레이션 파형	45
그림 3-4. $222 \leq V_B < 280$ [V], 부하 전력 1 [kW] $\rightarrow$ 3 [kW]인 경우 (충전모드) 인덕터 전류와 배터리 전류 및 전압 시뮬레이션 파형	45
그림 3-5. $222 \leq V_B < 280$ [V], 부하 전력 3 [kW] $\rightarrow$ 1 [kW]인 경우 (방전모드) 인덕터 전류와 배터리 전류 및 전압 시뮬레이션 파형	46
그림 3-6. 충·방전 한 주기의 시뮬레이션 파형	46
그림 4-1. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 하드웨어	47
그림 4-2. 충전 구간의 실험 파형	48

그림 4-3.	$176 \leq V_B < 222$ [V], 부하 전력 3 [kW] $\rightarrow$ 1 [kW]인 경우	
	인덕터 전류와 배터리 전류의 실험 파형	49
그림 4-4.	부하 전력 1 [kW], $V_B=222$ [V]인 경우	
	인덕터와 배터리 전류의 실험 파형	50
그림 4-5.	$222 \leq V_B < 280$ [V], 부하 전력 1 [kW] $\rightarrow$ 3 [kW]인 경우	
	인덕터 전류와 배터리 전류의 실험 파형	50
그림 4-6.	부하 전력 3 [kW], $V_B=267$ [V]인 경우	
	인덕터와 배터리 전류의 실험 파형	51

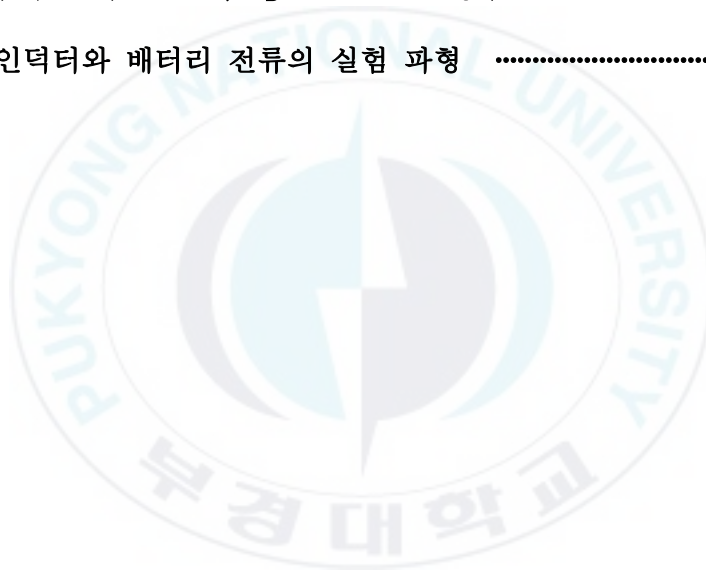


표 목 차

표 1-1. 전기자동차 충전전력량요금	1
표 3-1. 시뮬레이션 파라미터	41



A Switching Method for 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter with Frequency Modulation

Hye Soo Jeong

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

Abstract

This paper deals with a PWM switching method for a seamless transfer between 3-phase and 2-phase operation modes of a 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter. Usually, 3-phase interleaved DC-DC converter is used to reduce a current ripple component. A combined operation of 3-phase and 2-phase of the converter can reduce the ripple component more. However, the conventional PWM method can not solve a severe over current during the phase transfer between 3-phase and 2-phase.

In order to overcome the severe problem a new PWM switching method is proposed. A 3 [kW] DC-DC power converter is designed and implemented, and the converter is operated in discontinuous current mode with varying switching frequency for the power control.

Simulatio and experimental results show the validity of the proposed switching method. It is expected that the proposed switching method can be widely used in the field of current ripple reduction of a 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter.

1. 서 론

최근 전 세계적 환경규제 강화와 수요자의 선호변화 등 대내외 환경 변화에 따라 친환경 전기자동차산업에 대한 관심이 높아지고 있다. 이와 함께 필요에 따라 전기자동차와 전력계통이 전력을 주고받을 수 있는 V2G (Vehicle to Grid) 시스템의 연구의 중요성이 대두되고 있다^[1]. 표 1-1은 한국전력공사에서 제시한 전기자동차 충전전력요금이다. 전기 수요가 적고 전기의 가격이 저렴한 심야 시간대에 전기자동차의 배터리를 충전하고 전기 수요가 많고 전기의 가격이 비싼 낮 시간대에 배터리에 충전된 에너지를 전력회사로 되팔게 되면 전기자동차 사용자의 입장에서는 저렴하게 전기에너지를 구입하여 비싸게 되팔아 수익을 창출할 수 있으며 전력생산자의 입장에서는 피크시간대의 전력부하를 완화하여 효율적인 에너지 관리가 가능하다.

표 1-1. 전기자동차 충전전력요금

구분	기본요금 [원/kW]	전력량 요금 [원/kWh]			
		시간대	여름철	봄가을철	겨울철
저압	2,390	경부하	57.6	58.7	80.7
		중간부하	145.3	70.5	128.2
		최대부하	232.5	75.4	190.8
고압	2,580	경부하	52.5	53.5	69.9
		중간부하	110.7	64.3	101.0
		최대부하	163.7	68.2	138.8

V2G 시스템을 실현하기 위해서는 전기자동차의 양방향 전력전송이 가능해야하므로 계통연계를 위한 PWM 인버터와 함께 양방향 DC-DC 컨버터에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 전기자동차의 핵심 구성품인 배터리는 에너지 충·방전 시 배터리 입·출력 전류 리플의 크기에 따라 배터리의 온도가 변하는데 이는 배터리 수명에 큰 영향을 준다. 이러한 이유로 배터리 입·출력 전류 리플 개선을 위한 연구로 입·출력 전류의 리플이 작은 인터리브드 방식의 컨버터에 대한 관심이 증대되고 있다^{[2]-[12]}. 다상 인터리브드 방식의 컨버터를 전류임계모드로 동작하는 주파수 변조 방식으로 제어하는 경우 각 상의 위상과 주파수는 한 상을 기준으로 결정된다. 최근 배터리 전류 리플의 크기를 최소화하기 위한 새로운 기법으로 상 전환 방식이 제안되었다^[13]. 상 전환이 필요한 조건이나 급격한 부하 변동 상황이 발생하는 경우 상 전환 시점에서 배터리 전류에 외란이 발생하게 된다.

본 논문에서는 상 전환 시나 부하변동 발생 시 각 상의 주파수와 위상을 보상하여 갱신하는 새로운 스위칭 기법을 제안하였다. 제안한 기법을 통해 상 전환이나 부하 변동 과도 상태에서 발생하는 배터리 전류의 외란을 최소화하였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안하는 방식의 타당성을 검증하였다.

2. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터

2-1. 시스템 구성

그림 2-1은 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 회로도이다. 회로도에서 DC-Link 전압 V_{DC} 의 크기는 400 [V]이고 자동차 내부의 배터리 전압 V_B 의 크기는 178 ~ 280 [V]의 가변 범위를 가진다. 본 시스템은 하단 스위치(S_{2a}, S_{2b}, S_{2c})에 병렬 연결된 ZVS용 커패시터만으로 소프트 스위칭이 가능하며 전류입계모드로 동작한다. DC-Link 전압 V_{DC} 에서 배터리 전압 V_B 로 충전할 경우 상단 스위치(S_{1a}, S_{1b}, S_{1c})를 이용하여 벡 컨버터로 동작하며 고압측인 DC-Link단에서 저압측인 배터리로 에너지가 전달된다. 반대로 배터리가 방전하는 경우 하단 스위치(S_{2a}, S_{2b}, S_{2c})를 이용하여 부스트 컨버터로 동작하며 저압측인 배터리에서 에너지를 받아 고압측인 DC-Link단으로 전달한다.

각 상 인덕터 전류의 리플성분은 크지만 각 상의 전류가 더해져서 흐르는 배터리 전류의 리플성분은 매우 작아지게 된다. 3상 인터리브드 컨버터 각 상의 동작은 상호 120° 의 위상차만 있을 뿐, 동작하는 원리는 동일하기 때문에 어느 한 상에 대해 동작원리를 설명하도록 한다.

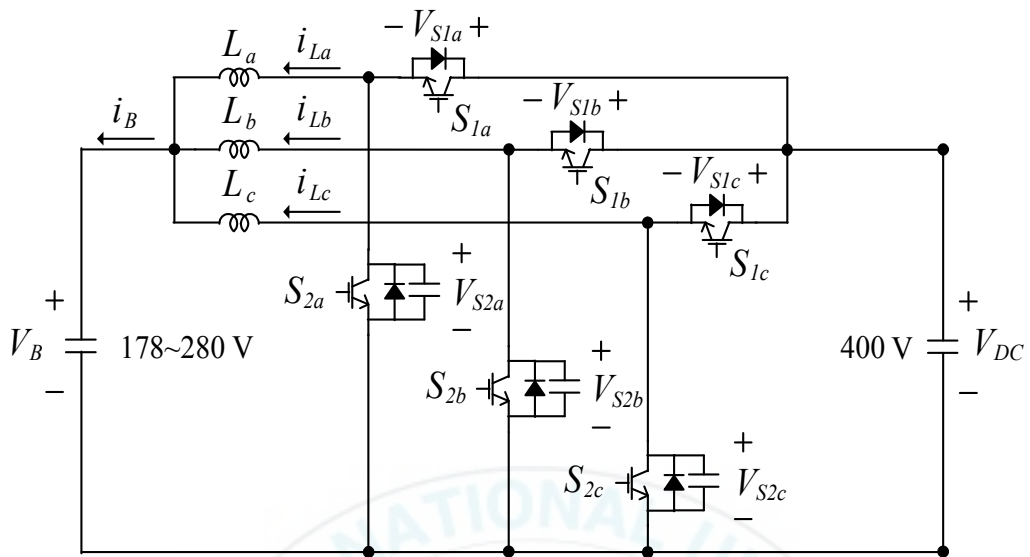


그림 2-1. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 회로도

2-2. 시스템 동작 원리

2-2-1. 배터리 충전 동작원리

그림 2-2 (a)는 배터리 충전 모드 시 단상 회로의 전류흐름도이다. 전류는 DC-link단에서 배터리 단으로 흐르며 기준 화살표 방향과 동일하고 전류가 흐르는 루트는 굵은 선으로 나타내었다. 배터리 충전 모드에서는 상단 스위치(S_{1a}, S_{1b}, S_{1c})만을 이용하며 하단 스위치(S_{2a}, S_{2b}, S_{2c})는 오프 상태를 유지한다. 그림 2-2 (b)는 배터리가 충전할 때 각 모드별 스위칭 신호, 인덕터 전류, 스위치 전압 파형이다. 전류의 흐름에 따라 4개 모드로 구분할 수 있고 각 모드에 대한 동작 원리를 설명하면 다음과 같다.

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

상단 스위치 S_1 이 오프된 상태에서 $t=t_0$ 일 때 스위치 S_1 을 턴-온하면, 그림 2-2 (a)의 Mode I 과 같이 전류가 흐른다. 이 때 S_1 은 ZVS, ZCS 턴-온을 한다. 인덕터 L 에는 V_{DC} 와 V_B 의 차이만큼 전압이 인가되는데 V_{DC} 가 V_B 보다 크므로 인덕터 L 에는 정방향으로 전압이 인가되어 전류 i_L 은 식 (2-1)과 같이 0에서 선형적으로 증가한다.

$$i_L = \frac{V_{DC} - V_B}{L}(t - t_0) \quad (2-1)$$

그림 2-2 (a)의 Mode I 에서 스위치 S_1, S_2 그리고 DC-Link는 폐루

프를 이루므로 각각 전압의 관계를 식 (2-2)로 나타낼 수 있다.

$$V_{DC} = V_{S1} + V_{S2} \quad (2-2)$$

스위치 S_1 은 턴-온 상태이므로 전압 V_{S1} 은 영전압이고 V_{S2} 에는 V_{DC} 가 모두 인가된다. 그러므로 식 (2-2)를 다시 나타내면 식 (2-3)과 같다.

$$V_{DC} = V_{S2} \quad (2-3)$$

상단 스위치 S_1 을 턴-오프하면 Mode I 은 종료된다.

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

상단 스위치 S_1 을 턴-오프하면 컨버터는 그림 2-2 (b)의 Mode II와 같이 전류가 흐른다. 이 때 S_1 은 ZVS 턴-오프를 한다. ZVS용 커패시터에는 식 (2-3)와 같이 V_{DC} 만큼의 에너지가 충전되어 있다. Mode II는 ZVS용 커패시터의 충전된 에너지를 방전하는 구간이다. S_1 턴-오프 시 그림 2-2 (a)의 Mode II에서 인덕터 L 과 커패시터 C 는 직렬로 공진회로가 구성되어 그림 2-2 (b)의 Mode II와 같이 인덕터 전류 i_L 에는 L-C 직렬공진이 발생한다. 인덕터의 전류 i_L 을 수식으로 나타내면 식 (2-4)와 같다.

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

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

Mode II 는 ZVS용 커패시터에 충전된 에너지를 방전하며 V_{S2} 의 크기가 V_{DC} 에서 0이 되는 순간까지 지속된다. V_{S2} 를 수식으로 나타내면 식 (2-5)과 같다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{S2}(t_1))\cos\omega_0(t - t_1) + Z_0 i_L(t_1)\sin\omega_0(t - t_1) \quad (2-5)$$

Mode II 는 V_{S2} 가 영전압이 되면 종료된다.

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

Mode III 은 Mode II 에서 V_{S2} 가 영전압이 되어 스위치 S_2 의 다이오드가 턴-온하면 시작된다. 이 때 인덕터 L 에는 V_B 가 역방향으로 인가되어 인덕터 전류 i_L 은 식 (2-6)과 같이 선형적으로 감소한다.

$$i_L = i_L(t_2) - \frac{1}{L} \int_{t_2}^t V_B dt \quad (2-6)$$

Mode III 은 인덕터 전류 i_L 이 0이 되면 종료된다.

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

Mode IV 는 Mode III 에서 인덕터 전류 i_L 이 영전류가 되어 S_2 의 다이

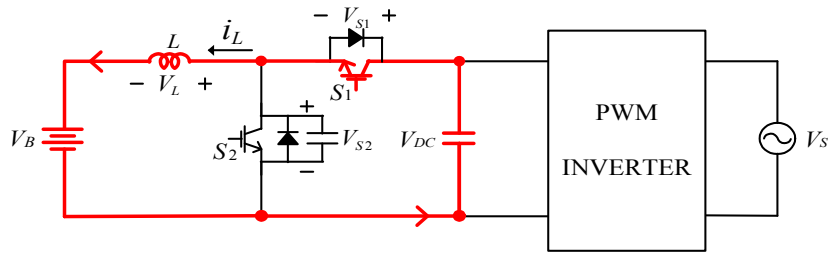
오드가 자연적으로 턴-오프하면 시작된다. 전류가 영전류가 되면 그림 2-2 (a)의 Mode IV에서 인덕터 L 과 커패시터 C 는 직렬로 공진회로가 구성되어 그림 2-2 (b)의 Mode IV와 같이 인덕터 전류 i_L 에는 L-C 직렬 공진이 발생한다. 이 때 인덕터 전류 i_L 은 식 (2-7)로 나타낼 수 있다.

$$i_L = -\frac{V_B}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_3) \quad (2-7)$$

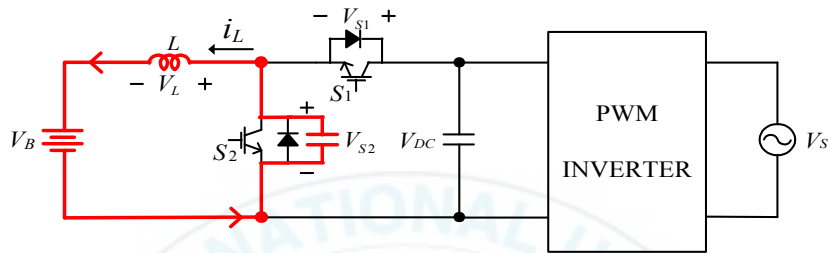
Mode IV에서 ZVS용 커패시터는 V_{DC} 만큼 에너지를 충전하며 V_{s2} 는 영전압에서 V_{DC} 만큼 증가한다. V_{s2} 를 수식으로 나타내면 식 (2-8)과 같다.

$$V_{s2} = V_B - V_B \cos \omega_0(t - t_3) \quad (2-8)$$

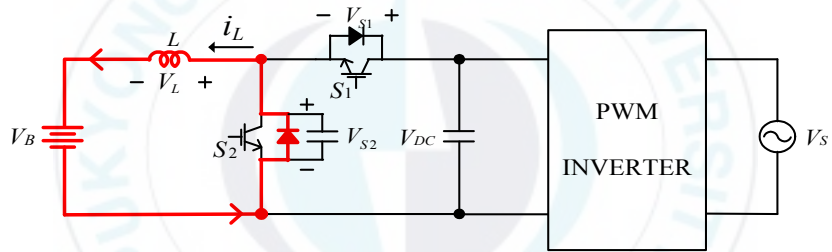
인덕터 전류 i_L 이 영전류가 되면 V_{s1} 가 영전압이 되는데 이 시점에서 S_1 을 턴-온 하면 Mode IV는 종료된다.



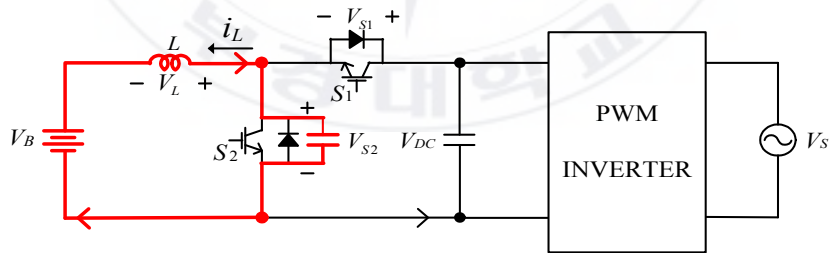
Mode : I ($t_0 \sim t_1$)



Mode : II ($t_1 \sim t_2$)

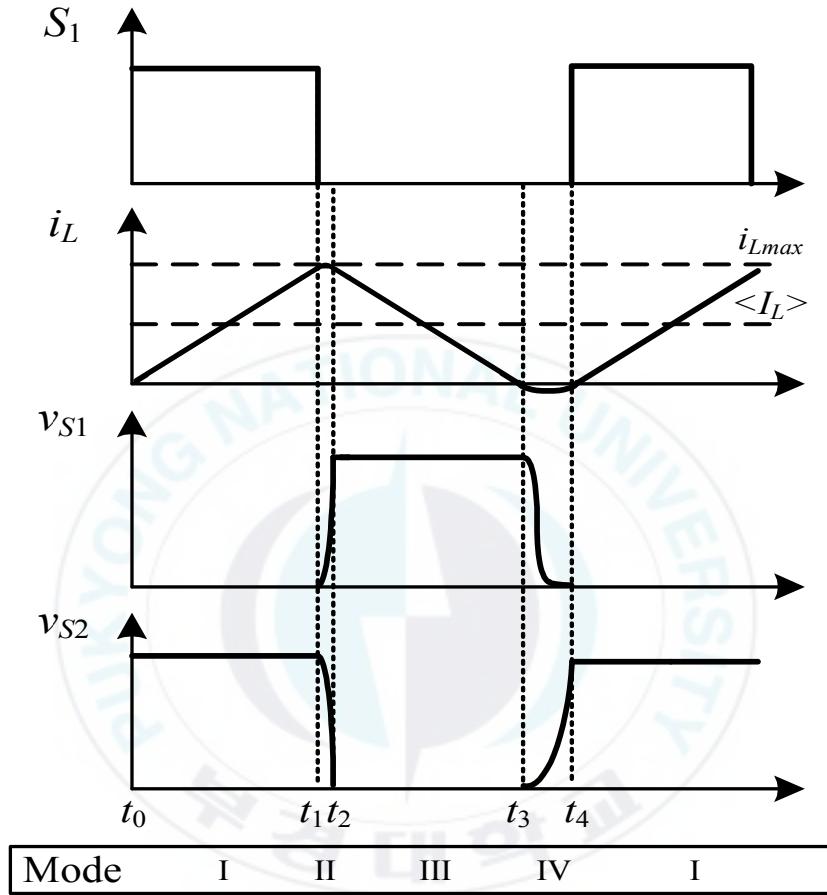


Mode : III ($t_2 \sim t_3$)



Mode : IV ($t_3 \sim t_4$)

(a) 전류흐름



(b) 스위칭 신호, 인덕터 전류, 스위치 전압 파형

그림 2-2. 배터리 충전 모드 시 전류흐름과 스위칭 신호,
인덕터 전류, 스위치 전압 파형

2-2-2. 배터리 충전전력과 주파수

그림 2-1의 컨버터는 배터리 전압과 부하 크기에 따라 2상 또는 3상으로 동작하며 부하의 크기에 따라 스위칭 주파수가 변동한다. 그림 2-2의 Mode I 은 S_1 이 턴-온 되어 있는 구간이며 충전전력과 주파수를 결정한다. Mode I 에서 S_1 의 턴-온 구간이 증가하면 인덕터 전류의 최대값 i_{Lmax} 가 커지므로 충전전력이 커진다. 반대로 S_1 의 턴-온 구간이 감소하면 i_{Lpeak} 가 작아지므로 충전전력이 작아진다. Mode I 구간이 감소하기 때문에 Mode III구간도 감소해서 스위칭 주파수는 증가한다. 즉, 충전전력은 스위칭 주파수도 제어할 수 있다.

PWM 컨버터가 역률제어를 하기 위해 V_{DC} 는 400 [V], 배터리의 시정수가 크므로 V_B 는 스위치의 스위칭 한주기 동안 일정하다고 가정한다. 그림 2-2 (b)에서 알 수 있듯이 MODE II, MODE V에서는 L-C직렬 공진이 일어난다. 공진 주기는 식 (2-4)와 (2-9)에서 알 수 있듯이 스위칭 한 주기와 비교하여 짧기 때문에 충전전력에 영향을 미치지 않는다고 가정한다.

그림 2-3은 충전 모드에서 한 상의 인덕터 전류 파형이다. 스위칭 주파수의 한 주기를 전류 상승 구간 T_1 과 하강 구간 T_2 으로 구분하여 충전전력에 대한 주파수를 2상과 3상인 경우에 대하여 식으로 유도하였다.

그림 2-1의 컨버터가 3상으로 동작 시 각 상의 인덕터 평균전류 $\langle I_L \rangle$ 의 합은 배터리 평균전류 $\langle I_B \rangle$ 와 같다. 이를 수식으로 나타내면 식 (2-9)와 같다.

$$\langle I_B \rangle = 3 \langle I_L \rangle \quad (2-9)$$

충전전력 P_O 를 $\langle I_L \rangle$ 과 배터리 전압 V_B 를 이용하여 나타내면 식 (2-10)과 같다.

$$P_O = 3 \langle I_L \rangle \times V_B \quad (2-10)$$

구간 T_1 에서 인덕터 전류의 변동값 Δi_L 은 식 (2-11) 및 (2-12)와 같으며

$$\Delta i_L = \frac{V_{DC} - V_B}{L} T_1 \quad (2-11)$$

$$\Delta i_L = 2 \langle I_L \rangle \quad (2-12)$$

이를 T_1 에 대해 정리하면 식 (2-13)으로 나타낼 수 있다.

$$T_1 = \frac{2P_O L}{3V_B(V_{DC} - V_B)} \quad (2-13)$$

구간 T_2 에서 인덕터 전류의 변동값 Δi_L 은 식 (2-14)와 같다.

$$\Delta i_L = \frac{V_B}{L} T_2 \quad (2-14)$$

마찬가지로 식 (2-9) ~ (2-11) 그리고 식 (2-14)를 이용하여 T_2 에 대하여 정리하면 다음 식 (2-15)와 같다.

$$T_2 = \frac{2P_O L}{3V_B^2} \quad (2-15)$$

스위칭 주기 T 는 T_1 과 T_2 의 합이므로 T 는 다음 식 (2-16)으로 나타낼 수 있는데,

$$T = T_1 + T_2 \quad (2-16)$$

식 (2-14)와 (2-15)를 이용하여 T 를 정리하면 식 (2-17)과 같다.

$$T = \left(\frac{1}{V_{DC} - V_B} + \frac{1}{V_B} \right) \frac{2P_O L}{3V_B} \quad (2-17)$$

따라서 스위칭 주파수는 다음 식 (2-18)로 결정된다.

$$f = \frac{1}{\left(\frac{1}{V_{DC} - V_B} + \frac{1}{V_B} \right) \frac{2P_O L}{3V_B}} \quad (2-18)$$

그림 2-1의 컨버터가 2상으로 동작 시 $\langle I_B \rangle$ 는 한 상의 인덕터 전류

의 2배가 되며, 동일한 방법으로 스위칭 주파수를 유도하면, 식 (2-19)로 나타낼 수 있다.

$$f = \frac{1}{\left(\frac{1}{V_{DC} - V_B} + \frac{1}{V_B}\right) \frac{P_O L}{V_B}} \quad (2-19)$$

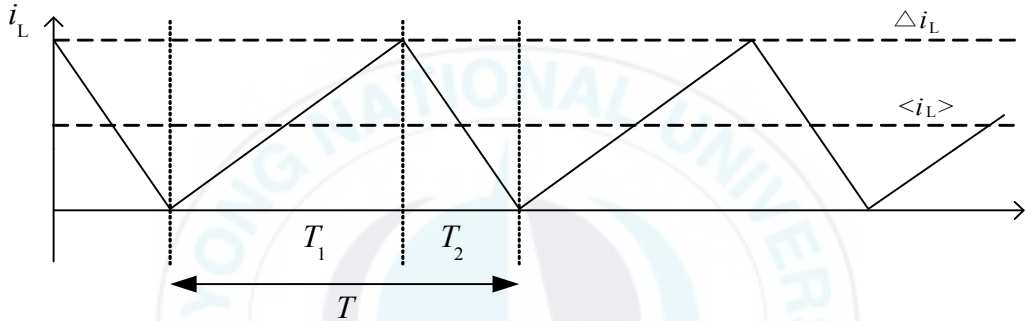


그림 2-3. 충전모드에서 인덕터 전류 파형

2-2-3. 배터리 방전 동작원리

그림 2-4 (a)는 배터리 방전 모드 시 단상 회로의 전류흐름도이다. 전류는 배터리 단에서 DC-link단으로 흐르며 기준 화살표 방향과 반대이며 전류가 흐르는 루트는 굵은 선으로 나타내었다. 배터리 방전 모드에서는 하단 스위치(S_{2a} , S_{2b} , S_{2c})만을 이용하여 상단 스위치(S_{1a} , S_{1b} , S_{1c})는 오프 상태를 유지한다. 그림 2-4 (b)는 배터리가 방전할 때 각 모드별 스위칭 신호, 인덕터 전류, 스위치 전압 파형이다. 방전 모드는 전류의 흐름에 따라 4개 모드로 구분할 수 있고 각 모드에 대한 동작 원리를

설명하면 다음과 같다.

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

하단 스위치 S_2 가 오프된 상태에서 $t=t_0$ 일 때 스위치 S_2 을 턴-온하면, 그림 2-4 (a)의 Mode I 과 같이 전류가 흐른다. 이 때 S_2 은 ZVS, ZCS 턴-온을 한다. 인덕터 L 에는 역방향으로 배터리 전압 V_B 가 인가되어 전류 i_L 은 식 (2-20)과 같이 0에서부터 선형적으로 감소한다.

$$i_L = -\frac{V_B}{L}(t-t_0) \quad (2-20)$$

ZVS용 커패시터의 전압은 영전압을 유지하며, S_2 를 턴-오프 하면 Mode I 은 종료된다.

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

하단 스위치 S_2 를 턴-오프하면 컨버터는 그림 2-4 (a)의 Mode II 와 같이 전류가 흐른다. 이 때 S_2 는 ZVS 턴-오프를 한다. S_2 턴-오프 시 그림 2-4 (a)의 Mode II 에서 인덕터 L 과 커패시터 C 는 직렬로 공진회로가 구성되어 그림 2-4 (b)의 Mode II 와 같이 인덕터 전류 i_L 에는 L-C 직렬공진이 발생한다. 인덕터의 전류 i_L 을 수식으로 나타내면 식 (2-21)과 같다.

$$i_L = i_L(t_1)\cos\omega_0(t-t_1) - \frac{V_B}{Z_0}\sin\omega_0(t-t_1) \quad (2-21)$$

Mode II에서 ZVS용 커패시터는 V_{DC} 만큼 에너지를 충전하며 V_{s2} 는 영전압에서 V_{DC} 만큼 증가한다. V_{s2} 를 수식으로 나타내면 식 (2-22)와 같다.

$$V_{s2} = V_B - (V_B - V_{s2}(t_1))\cos\omega_0(t-t_1) + Z_0 i_L(t_1)\sin\omega_0(t-t_1) \quad (2-22)$$

Mode II는 V_{s2} 가 V_{DC} 가 된 시점에서 종료된다.

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

Mode III은 Mode II에서 V_{s2} 가 V_{DC} 가 되어 스위치 S_1 의 다이오드가 턴-온하며 시작된다. 이 때 인덕터 L 에는 V_{DC} 와 V_B 의 차이만큼 정방향으로 전압이 인가되어 인덕터 전류 i_L 은 식 (2-23)과 같이 선형적으로 증가한다.

$$i_L = i_L(t_2) + \frac{1}{L} \int_{t_2}^t (V_B - V_{DC})dt \quad (2-23)$$

ZVS용 커패시터의 전압은 V_{DC} 를 유지하고 있다. Mode III은 인덕터 전류 i_L 이 0이 되면 종료된다.

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

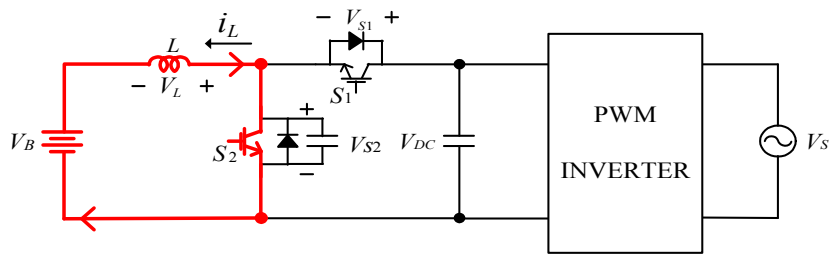
Mode IV는 Mode III에서 인덕터 전류 i_L 이 영전류가 되어 S_1 의 다이오드가 턴-오프하면 시작된다. 전류가 영전류가 되면 그림 2-4 (a)의 Mode IV에서 인덕터 L 과 커패시터 C 는 직렬로 공진회로가 구성되어 그림 2-4 (b)의 Mode IV와 같이 인덕터 전류 i_L 에는 L-C 직렬공진이 발생한다. 이 때 인덕터 전류 i_L 을 수식으로 나타내면 식 (2-24)와 같다.

$$i_L = \frac{V_B}{Z_0} \sin \omega_0 (t - t_3) \quad (2-24)$$

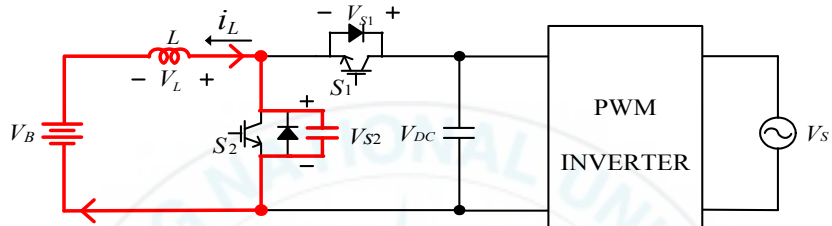
Mode IV에서 ZVS용 커패시터는 충전된 에너지를 방전하며 V_{S2} 의 크기는 V_{DC} 에서 0으로 감소한다. V_{S2} 를 수식으로 나타내면 식 (2-25)와 같다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{S2(t_1)}) \cos \omega_0 (t - t_3) \quad (2-25)$$

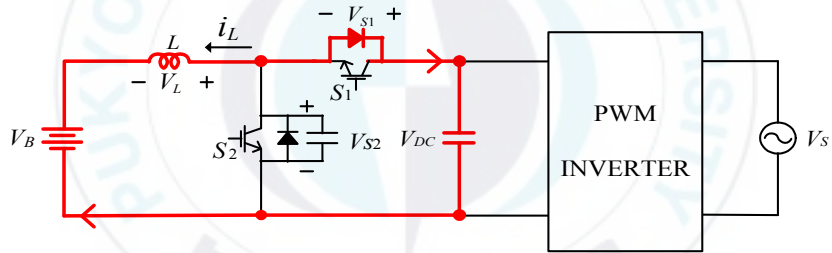
인덕터 전류 i_L 이 영전류가 되면 V_{S2} 가 영전압이 되는데 이 시점에서 S_2 를 턴-온 하면 Mode IV는 종료된다.



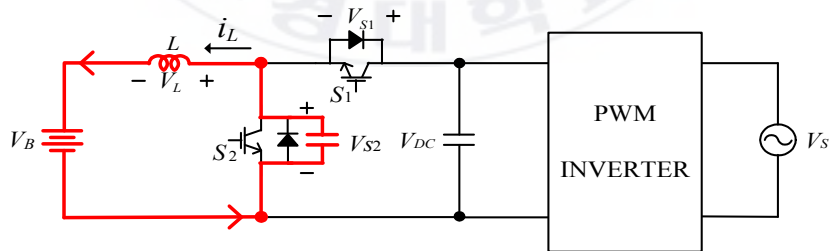
Mode : I ($t_0 \sim t_1$)



Mode : II ($t_1 \sim t_2$)

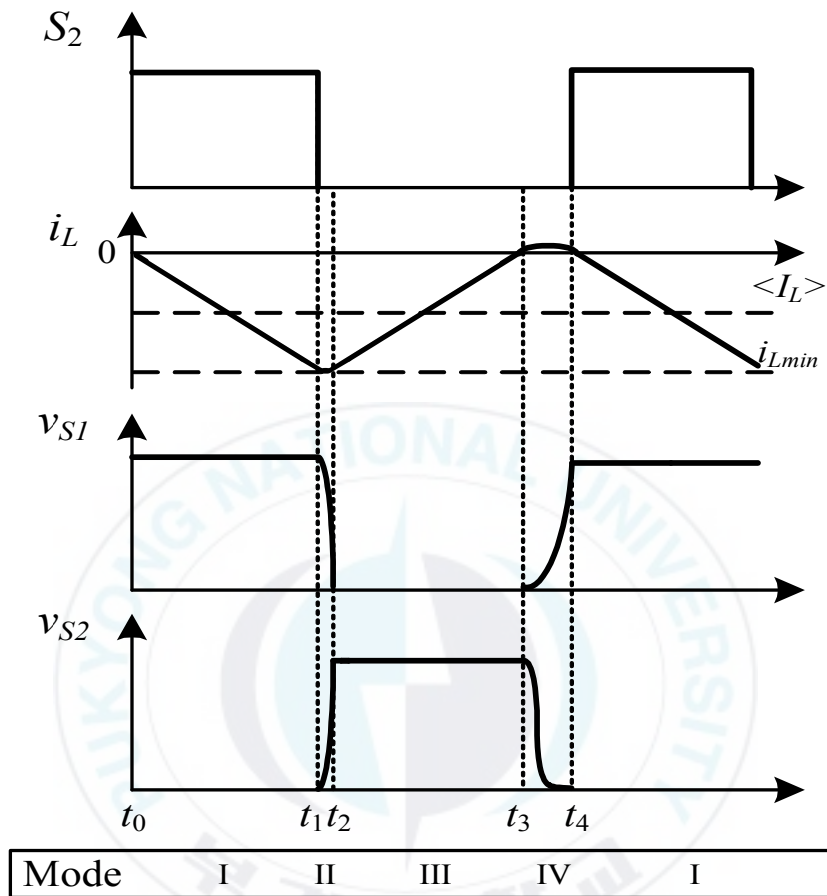


Mode : III ($t_2 \sim t_3$)



Mode : IV ($t_3 \sim t_4$)

(a) 전류흐름



(b) 스위칭 신호, 인덕터 전류, 스위치 전압 파형

그림 2-4. 배터리 방전 모드시 전류흐름과 스위칭 신호,
인덕터 전류, 스위치 전압 파형

2-2-4. 배터리 방전전력과 주파수

그림 2-1의 컨버터는 방전 동작 시에도 배터리 전압과 부하 크기에 따라 2상 또는 3상으로 동작하며 스위칭 주파수가 가변한다. 그림 2-4 (a)의 Mode I 은 S_2 가 턴-온 되어 있는 구간이며 충전전력의 크기를 결정한다. Mode I 에서 S_2 턴-온 구간이 증가하면 인덕터의 전류의 최소값 i_{Lmin} 이 작아지므로 방전전력이 커진다. 반대로 S_2 턴-온 구간이 감소하면 i_{Lmin} 이 커지므로 방전전력이 작아진다. Mode I 구간이 감소하기 때문에 Mode III구간도 감소하여 스위칭 주파수는 증가한다. 즉, 방전전력은 스위칭 주파수로 제어할 수 있다.

방전전력에 대한 스위칭 주파수를 식으로 유도하기 위해 V_{DC} 는 400 [V], 배터리의 시정수가 크므로 V_B 는 스위치의 스위칭 한주기 동안 일정하다고 가정한다. 그림 2-4 (b)에서 알 수 있듯이 MODE II, MODE V에서는 L-C직렬 공진이 일어난다. 공진 주기는 식 (2-20)과 (2-23)에서 알 수 있듯이 스위칭 주파수의 한 주기와 비교하여 짧기 때문에 방전전력에 영향을 미치지 않는다고 가정한다.

그림 2-5은 방전 모드에서 한 상의 인덕터 전류 파형이다. 스위칭 주파수의 한 주기를 전류 상승 구간 T_1 과 하강 구간 T_2 으로 구분하여 나타내었다. 방전전력에 대한 주파수를 2상과 3상인 경우에 대하여 식으로 유도하였다.

그림 2-1의 컨버터가 3상으로 동작 시 구간 T_1 에서 인덕터 전류의 변동값 Δi_L 은 식 (2-12) 및 (2-26)과 같으며

$$\Delta i_L = \frac{V_B}{L} T_1 \quad (2-26)$$

식 (2-10), (2-12) 그리고 (2-26)을 이용하여 T_1 의 구간에 대해 정리하면 식 (2-27)과 같다.

$$T_1 = \frac{2P_O L}{3V_B^2} \quad (2-27)$$

구간 T_2 에서 인덕터 전류의 변동값 Δi_L 은 식 (2-28)과 같다.

$$\Delta i_L = \frac{V_{DC} - V_B}{L} T_2 \quad (2-28)$$

마찬가지로 식 (2-9), (2-10) 그리고 식 (2-28)를 이용하여 T_2 에 대하여 정리하면 식 (2-29)로 나타낼 수 있으며

$$T_2 = \frac{2P_O L}{3V_B(V_{DC} - V_B)} \quad (2-29)$$

T_1 과 T_2 를 합한 스위칭 주기 T 는 다음 식 (2-30)과 같다.

$$T = \left(\frac{1}{V_{DC} - V_B} + \frac{1}{V_B} \right) \frac{2P_O L}{3V_B} \quad (2-30)$$

따라서 스위칭 주파수는 다음 식 (2-31)로 결정된다.

$$f = \frac{1}{\left(\frac{1}{V_{DC} - V_B} + \frac{1}{V_B}\right) \frac{2P_O L}{3V_B}} \quad (2-31)$$

동일한 방법으로 그림 2-1의 컨버터가 2상으로 동작 시 스위칭 주파수는 다음 식 (2-32)으로 결정된다.

$$f = \frac{1}{\left(\frac{1}{V_{DC} - V_B} + \frac{1}{V_B}\right) \frac{P_O L}{V_B}} \quad (2-32)$$

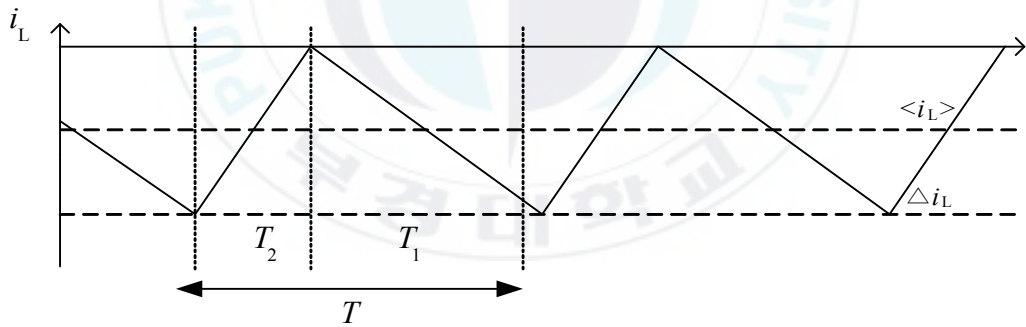


그림 2-5. 방전모드에서 인덕터 전류 파형

2-3. 상 전환 구간 분석

2-3-1. 배터리 전류 리플 분석

본 논문에서 다루는 시스템은 배터리 전압과 부하 전력의 크기에 따라 2상 또는 3상으로 동작한다. 일반적으로 입력 전압과 출력 전압이 일정한 크기로 제어되고 스위칭 주파수가 고정되어 있는 시스템의 전류 리플의 크기는 인덕터 파라미터에만 영향을 받는다. 본 논문에서 다루는 시스템의 배터리 입·출력 전류 리플의 크기는 배터리 전압, 스위칭 주파수 그리고 동작하는 상의 개수에 영향을 받기 때문에 먼저 이에 대한 분석을 하였다. 3상 동작 시 배터리 전류 리플을 구하는 식은 배터리 전압에 따라 3가지로 구분할 수 있으며 각 구간은 배터리의 전압이 0[V] ~ 133[V], 133[V] ~ 267[V], 그리고 267[V] ~ 400[V]인 구간이다. 2상 동작 시 배터리 전류 리플을 구하는 식은 배터리 전압에 따라 2가지로 구분할 수 있으며 각 구간은 배터리의 전압이 0[V] ~ 200[V], 200[V] ~ 400[V]인 구간이다. 본 논문에서 사용되는 배터리의 전압변동 범위는 176[V] ~ 280[V] 이므로 배터리 전류 리플 수식은 3상 동작 시 176[V] ~ 267[V], 267[V] ~ 280[V], 2상 동작 시 176[V] ~ 200[V], 200[V] ~ 280[V] 총 4가지 경우로 분류할 수 있다.

- (a) 3상 동작 시 배터리 전압 변동 범위가 176[V] ~ 267[V] 인 경우
배터리 충·방전전력과 배터리 전류 리플

그림 2-6은 배터리 전압 변동 범위가 176[V] ~ 267[V] 인 경우 배터

리 전류와 인덕터 전류 파형이다. 배터리 전류 리플 Δi_B 는 배터리 전류가 상승하는 구간 T_A 또는 하강하는 구간 T_B 의 전류 변화량이다. 구간 T_A 에서 a상과 b상 인덕터는 정방향 전압이 인가되어 인덕터 전류가 상승하며 c상 인덕터는 역방향 전압이 인가되어 인덕터 전류가 하강한다. 정상상태에서 구간 T_A 와 구간 T_B 에서 인덕터 전류 변화량은 동일하므로 T_A 또는 T_B 에서 배터리 전류 리플 Δi_B 를 구할 수 있다. T_A 에서의 변화량을 구하면 식 (2-33)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta i_B = \frac{2V_{DC} - 3V_B}{L} T_A \quad (2-33)$$

여기서 T_A 는 식 (2-34)와 같다. 식 (2-34)에서 D 는 시스템의 듀티(비율)이다.

$$T_A = (D - \frac{1}{3})T \quad (2-34)$$

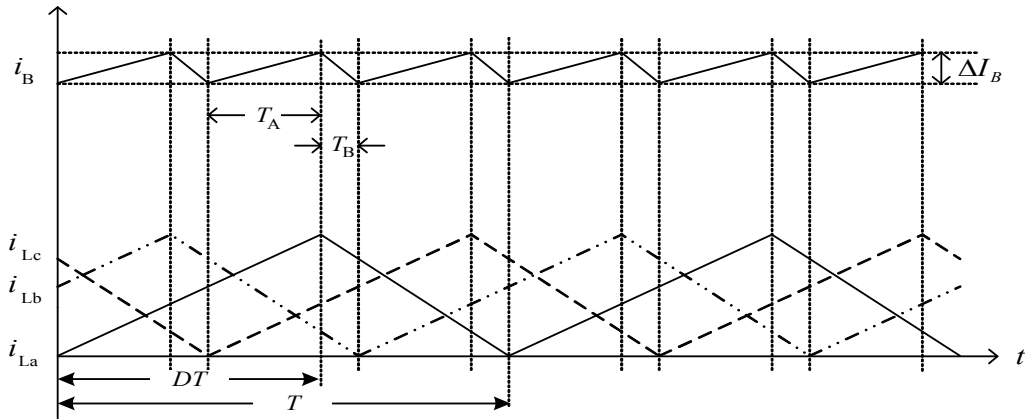


그림 2-6. 3상 동작 시 배터리 전압이 176 [V] ~ 267 [V]인 구간에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형

(b) 3상 동작 시 배터리 전압 변동 범위가 267 [V] ~ 280 [V] 인 경우
배터리 충·방전전력과 배터리 전류 리플

그림 2-7은 배터리 전압 변동 범위가 267 [V] ~ 280 [V] 인 경우 배터리 전류와 인덕터 전류 파형이다. 그림 2-6과 동일하게 배터리 전류가 상승하는 구간 T_A 와 하강하는 구간 T_B 로 구분하였다. T_A 의 전류 변화량을 구하면 다음 식 (2-35)와 같다.

$$\Delta i_B = \frac{3(V_{DC} - V_B)}{L} T_A \quad (2-35)$$

여기서 T_A 는 식 (2-36)과 같다.

$$T_A = (D - \frac{2}{3}) T \quad (2-36)$$

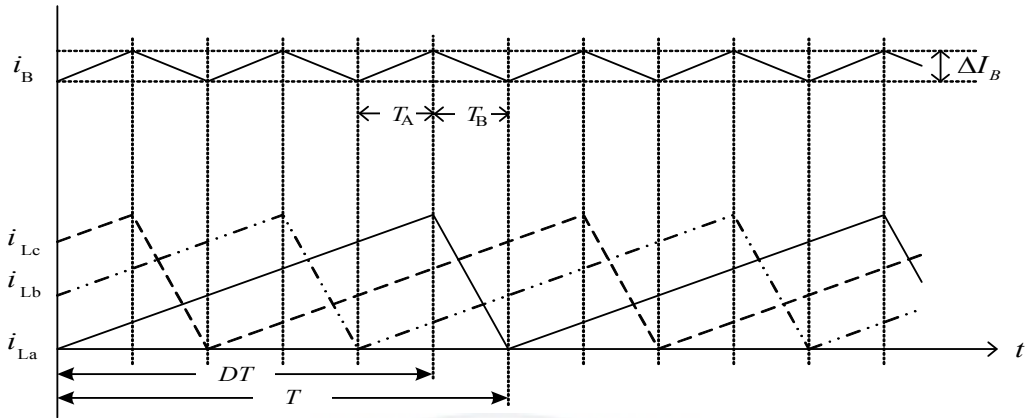


그림 2-7. 3상 동작 시 배터리 전압이 267 [V] ~ 280 [V]인 구간에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형

배터리 전압이 267 [V]일 때 각 상의 인덕터 전류 합은 일정한 값을 유지하므로 배터리 전류 리플 Δi_B 는 0이 된다.

(c) 2상 동작 시 배터리 전압 변동 범위가 176 [V] ~ 200 [V] 인 경우
배터리 충·방전전력과 배터리 전류 리플

그림 2-8은 배터리 전압 변동 범위가 176 [V] ~ 200 [V] 인 경우 배터리 전류와 인덕터 전류 파형이다. 3상으로 동작하는 경우와 마찬가지로 배터리 전류가 상승하는 구간 T_B 와 하강하는 구간 T_A 로 구분하였다. T_A 에서 전류 변화량을 구하면 다음 식 (2-37)과 같다.

$$\Delta i_B = \frac{V_{DC} - 2V_B}{L} DT \quad (2-37)$$

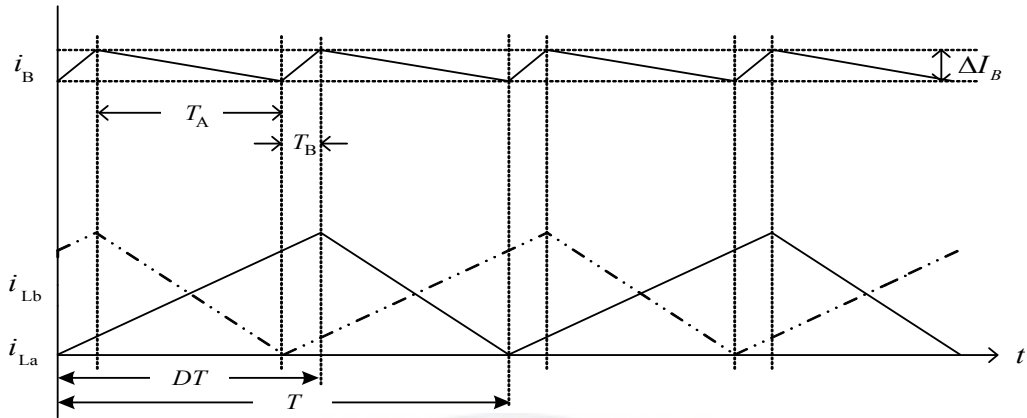


그림 2-8. 2상 동작 시 배터리 전압이 176 [V] ~ 200 [V]인 구간에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형

(d) 2상 동작 시 배터리 전압 변동 범위가 200 [V] ~ 280 [V] 인 경우
배터리 충·방전전력과 배터리 전류 리플

그림 2-9는 배터리 전압 변동 범위가 200 [V] ~ 280 [V] 인 경우 배터리 전류와 인덕터 전류 파형이다. T_A 에서 전류 변화량을 구하면 식 (2-38)과 같다.

$$\Delta i_B = \frac{2(V_{DC} - V_B)}{L} T_A \quad (2-38)$$

여기서 T_A 는 식 (2-39)와 같다.

$$T_A = \left(D - \frac{1}{2}\right) T \quad (2-39)$$

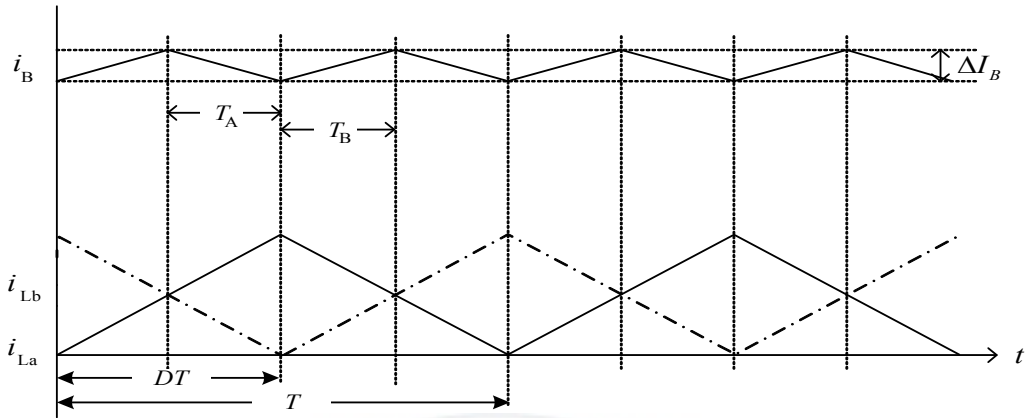


그림 2-9. 2상 동작 시 배터리 전압이 200 [V] ~ 280 [V]인 구간에서 배터리 전류와 인덕터 전류 파형

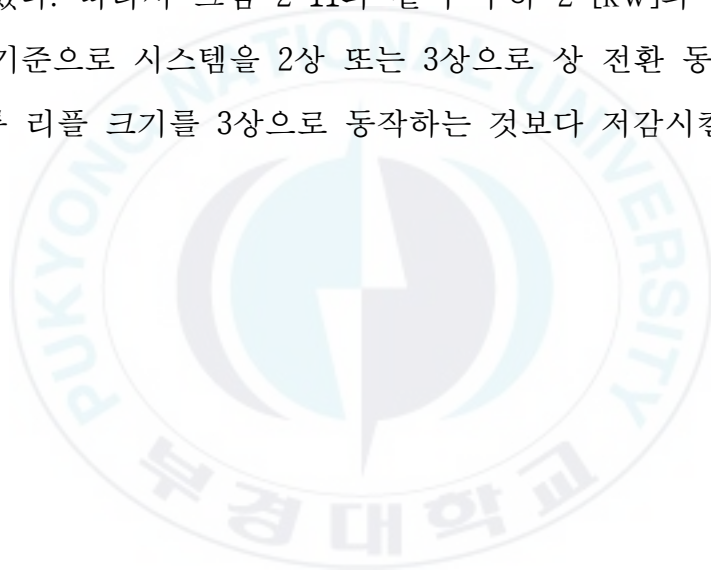
배터리 전압이 200 [V]일 때 각 상의 인덕터 전류 합은 일정하게 유지되므로 배터리 전류 리플 Δi_B 는 0이 된다.

(a), (b), (c) 그리고 (d)의 분석을 종합하면 배터리 전압 변동에 따라 2상 또는 3상으로 동작 시 배터리 전류 리플의 크기가 최소가 되는 지점이 다른 것을 알 수 있다. 따라서 배터리 전압 크기에 따라 동작하는 상의 개수를 제어함으로써 배터리 입·출력 전류 리플의 크기를 줄일 수 있다.

2-3-2. 상 전환 구간 분석

본 논문의 시스템은 단상 1 [kW], 3상 동작 시 최대 3 [kW] 출력이 되도록 설계하였다. 각 상에서 사용한 반도체 소자의 정격은 3 [kW]의 정격을 기준으로 설계하였다. 따라서 2상으로 동작하는 경우 시스템 최

대 출력은 2 [kW]가 된다. 그림 2-10에 식 (2-33), (2-35), (2-37) 그리고 식 (2-38)을 이용하여 배터리 전압이 178 [V] ~ 280 [V]로 변하는 경우 3상과 2상 동작 시 배터리 전류의 리플을 그래프로 나타내었다. 2상 동작 시 최대 출력은 2 [kW]이므로 이 때의 리플 크기를 나타내었고 3상인 경우 3 [kW] 출력과 2 [kW] 출력일 때의 리플 크기를 나타내었다. 부하가 2 [kW]이며 배터리 전압이 222 [V] 이하인 경우 시스템이 3상으로 동작할 때보다 2상으로 동작 시 배터리 전류 리플의 크기가 작은 것을 알 수 있다. 따라서 그림 2-11과 같이 부하 2 [kW]와 배터리 전압 222 [V]를 기준으로 시스템을 2상 또는 3상으로 상 전환 동작을 시키면 배터리 전류 리플 크기를 3상으로 동작하는 것보다 저감시킬 수 있다.



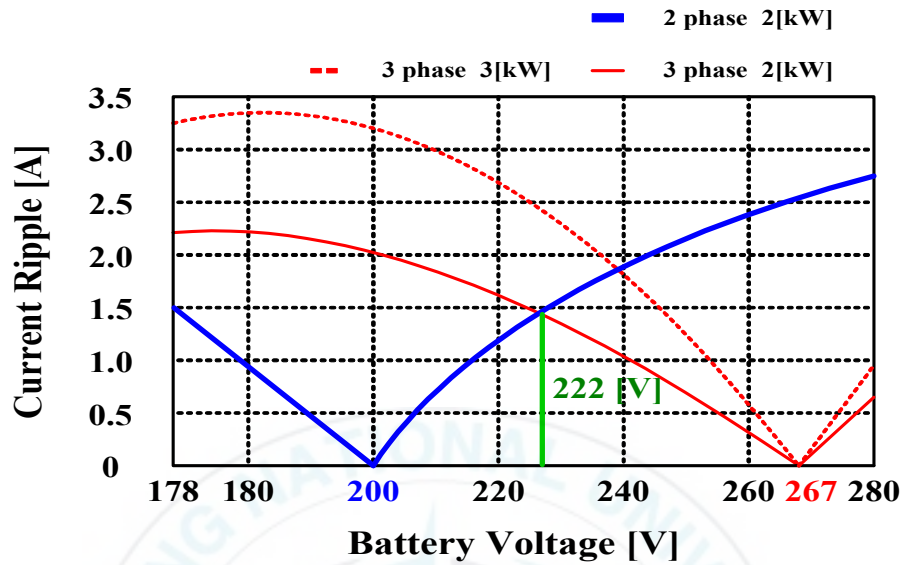


그림 2-10. 3상 및 2상 동작 시 배터리 전압에 따른 배터리 전류 리플 크기

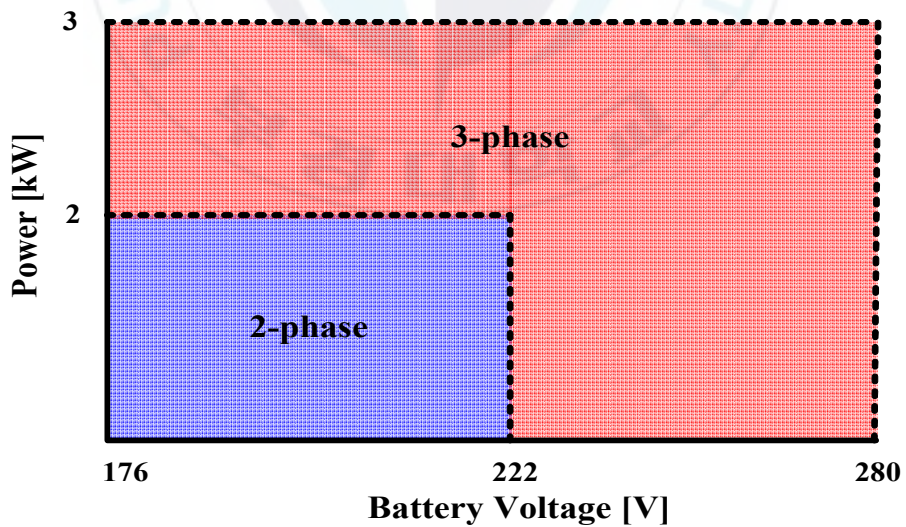
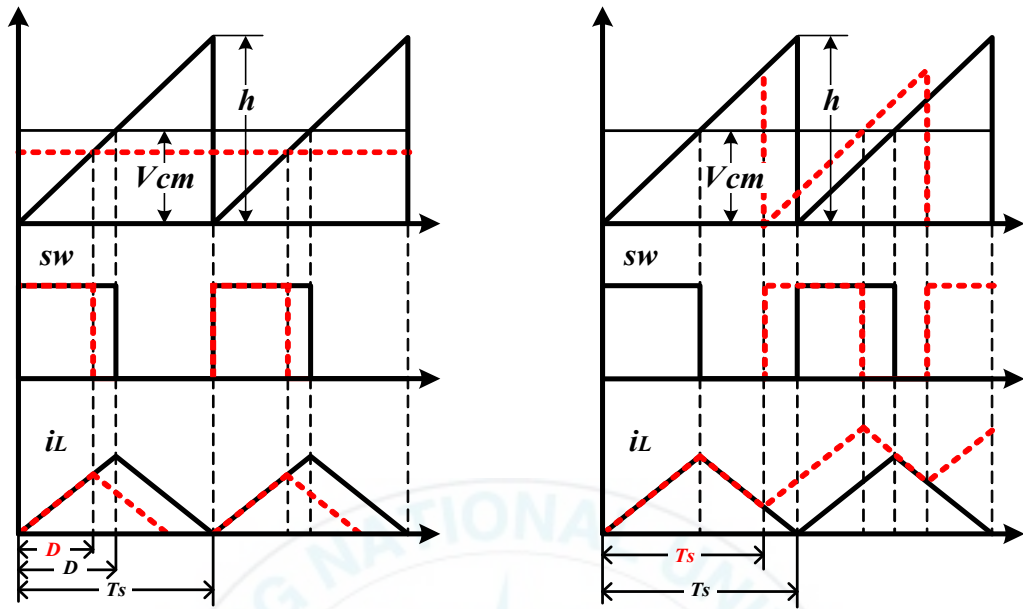


그림 2-11. 배터리 전압과 충·방전전력에 따른 상 적용 구간

2-4. 제안하는 스위칭 기법

2-4-1. 기존의 PWM (Pulse Width Modulation) 방식

그림 2-12에 PWM 파형과 듀티비 또는 주파수 변화에 따른 인덕터 전류 파형을 나타내었다. DSP (Digital Signal Processor)에서 전압 V_{cm} 은 삼각파와 비교되어 펄스 파형을 출력한다. V_{cm} 의 크기가 감소하면 스위치 sw 의 듀티비 D 가 감소된다. 삼각파의 크기 h 는 시스템의 스위칭 주기 T_s 와 비례관계에 있으므로 h 의 크기를 제어하여 스위칭 주기 T_s 를 결정한다. 따라서 V_{cm} 의 크기와 삼각파의 크기 h 를 조절하여 시스템의 PWM 신호의 듀티와 주파수를 제어할 수 있다. 본 논문의 시스템은 스위칭 주파수가 가변하며 조건에 따라 상 전환을 해야 하므로 기존의 방식^[3]으로 스위칭을 할 경우 그림 2-12와 같이 전류가 0이 되거나 상승하는 지점이 발생하게 된다. 그림 2-13은 2상에서 3상으로 상 전환 시 기존의 스위칭 기법이 적용된 인덕터 전류와 배터리 전류 파형이다. 상 전환 시점에서 각 상의 위상차는 180° 에서 120° 로 즉시 변환되지 못하고 한 주기 늦게 위상을 쫓아간다. 그로 인해 배터리 전류 i_B 에 외란이 발생하는 것을 알 수 있다. 외란의 크기는 부하와 배터리 전압의 크기에 따라 변한다. 제안하는 스위칭 기법은 TI(Texas Instruments)사의 TMS320F28335의 ePWM 모듈의 레지스터를 이용하여 상 전환 시 각 상의 위상과 주파수를 보상함으로써 상 전환 혹은 부하 크기가 변하는 경우에 발생하는 전류의 외란을 최소화하였다.



(a) 듀티 변화에 따른 i_L 전류 파형

(b) 주파수 변화에 따른 i_L 전류 파형

그림 2-12. PWM 파형 및 인덕터 전류 파형

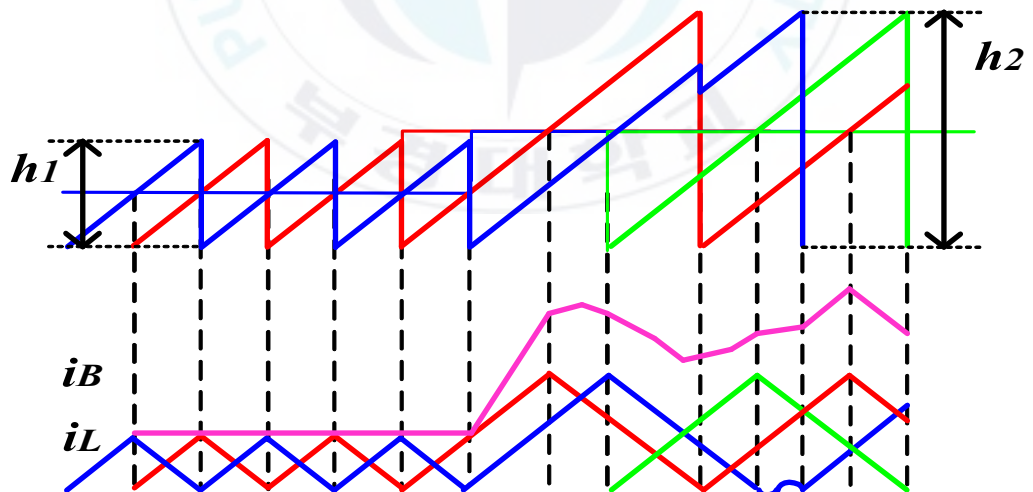


그림 2-13. 일반적인 스위칭 기법이 적용된 경우

2-4-2. 주파수와 위상 보상 기법

2-3-2절에서 부하와 배터리 전압 크기에 따른 상 전환 구간을 분석하였다. 시스템의 상 전환이 발생하는 시점은 그림 2-11에 나타난 것처럼 배터리 전압이 176 [V] ~ 222 [V]이고 부하의 크기가 2 [kW]를 기준으로 증가 혹은 감소하는 경우와 부하가 2 [kW] 이하이며 배터리 전압이 222 [V]를 기준으로 증가 혹은 감소하는 경우로 구분된다. 배터리 충전·방전 시 스위칭 기법이 동일하므로 배터리 충전 모드를 기준으로 시스템의 상 전환 시점과 부하 크기가 급변할 때의 스위칭 보상 기법을 설명하면 다음과 같다. 부하 크기에 따른 스위칭 기법은 부하가 3 [kW]에서 1[kW]로 변하는 경우와 1 [kW]에서 3 [kW]로 변하는 두 가지 경우에 대한 보상 방법을 설명하였다.

- (a) 배터리 전압이 176 [V] ~ 222 [V]이고 부하의 크기가 3 [kW]에서 1 [kW]로 감소하는 경우

그림 2-14는 배터리 전압이 176 [V] ~ 222 [V]이고 부하의 크기가 3 [kW]에서 1 [kW]로 감소하는 경우 인덕터 전류와 배터리 전류 파형이다. 시스템은 3상 동작에서 2상 동작으로 상 전환을 한다. 그림 2-14의 삼각파는 앞절에서 설명하였듯이 스위칭 주파수를 결정하는 요소이다. 식 (2-19)와 식 (2-31)를 이용하여 부하 크기에 따른 스위칭 주기 T_s 를 알 수 있다. h_1 은 부하가 3 [kW]일 때 스위칭 주기와 관련된 값이고 h_2 는 부하가 1 [kW]일 때 스위칭 주기와 관련된 값이다. h_1 과 h_2 의 크기

를 이용하여 상 전환 시점에서의 주기 h_B 를 계산할 수 있다. h_B 를 수식으로 나타내면 식 (2-40)과 같다.

$$h_B = h_2 + x_B \quad (2-39)$$

여기서 x_B 는 상 전환 시점에서 보상해야하는 주파수의 변동분으로 식 (2-40)과 같다.

$$x_B = \frac{h_1}{3} - \frac{h_2}{2} \quad (2-40)$$

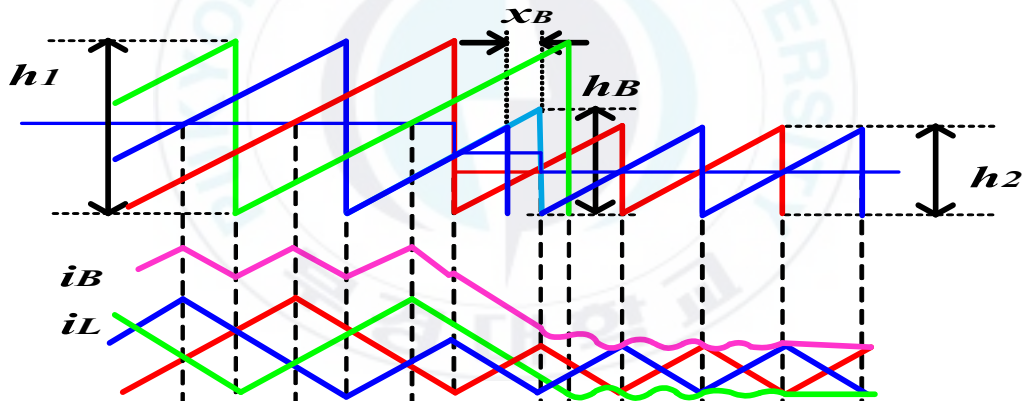


그림 2-14. 3상 동작에서 2상 동작 전환 시 주파수를 보상한 경우 인덕터와 배터리 전류 파형

(b) 부하 2 [kW] 이하이며 배터리 전압이 222 [V] 경계를 지나는 경우

그림 2-15는 부하의 크기가 2 [kW] 이하에서 배터리 전압이 222 [V] 경계를 지나는 경우 인덕터 전류와 배터리 전류 파형이다. 시스템은 2

상 동작에서 3상 동작으로 상 전환을 한다. (a)의 경우와 마찬가지로 상 전환 시점에서 주기 h_B 를 계산하면 식 (2-41)로 나타낼 수 있다.

$$h_B = h_1 - x_B \quad (2-41)$$

여기서 x_B 는 상 전환 시점에서 보상해야 하는 주파수의 변동분으로 식 (2-42)와 같다.

$$x_B = \frac{3}{2}h_1 + \frac{2}{3}h_2 \quad (2-42)$$

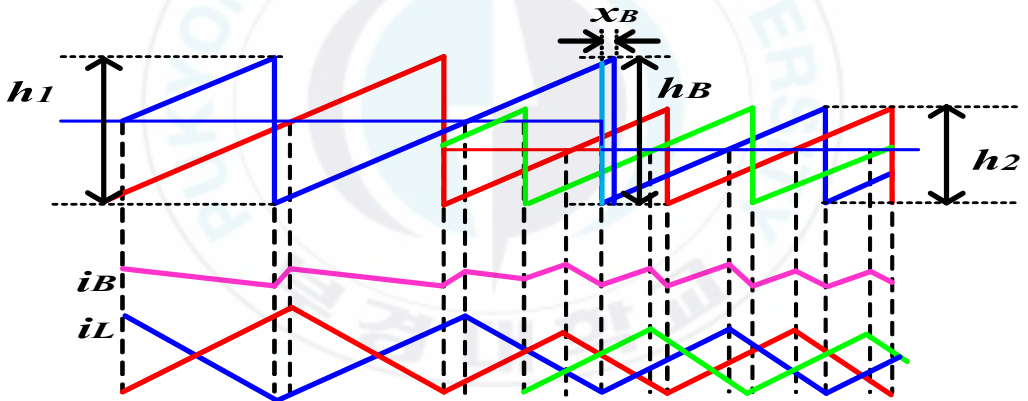


그림 2-15. 2상 동작에서 3상 동작 전환 시 주파수를 보상한 경우 인덕터와 배터리 전류 파형

(c) 배터리 전압이 222 [V] ~ 280 [V]이고 부하의 크기가 1 [kW]에서 3 [kW]로 증가하는 경우

그림 2-16은 배터리 전압이 222 [V] ~ 280 [V]이고 부하의 크기가 1

[kW]에서 3 [kW]로 증가하는 경우의 인덕터 전류와 배터리 전류 파형이다. 시스템은 3상 동작을 유지한다. (a)의 경우와 마찬가지로 부하 변환 시점에서 주기 h_B 와 h_C 를 계산하면 식 (2-43)과 식 (2-44)로 나타낼 수 있다.

$$h_B = \frac{1}{3}h_1 + \frac{2}{3}h_2 \quad (2-43)$$

$$h_C = \frac{2}{3}h_1 + \frac{1}{3}h_2 \quad (2-44)$$

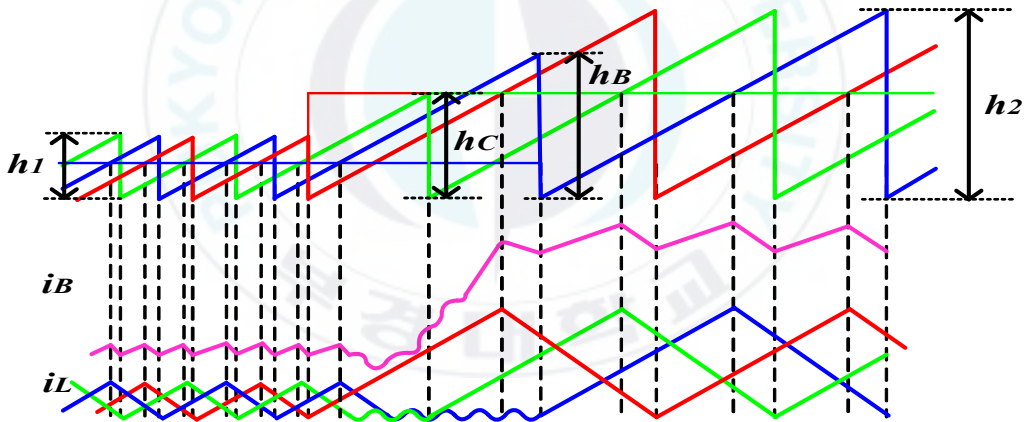


그림 2-16. 충전 전력이 1 [kW]에서 3 [kW]로 증가 시 주파수를 보상한 경우 인덕터와 배터리 전류 파형

그림 2-17은 (a), (b) 그리고 (c)의 각 경우를 판단하여 a상의 PWM 신호를 보상하기 위한 순서도이다. b상과 c상도 동일한 원리로 보상한다. 먼저 DC-link 전압과 배터리 전압 그리고 각 상의 인덕터 전류를 센싱 받은 후 그림 2-11의 조건에 따라 Phase_select(), Phase_change()에서

운전하는 상의 개수를 결정한다. 각 조건이 (a)에 해당되는 경우는 A-2, (b)에 해당되는 경우는 A-1이며 식 (2-39) ~ 식 (2-42)를 이용하여 구한 값을 이용하여 ePWM 모듈의 레지스터에 보상한다. (c)의 경우는 C-3이며 마찬가지로 식 (2-43)과 식 (2-44)를 이용하여 구한 값을 레지스터에 보상해 줌으로써 레지스터에 입력하면 부드러운 상 전환 스위칭이 가능하다.



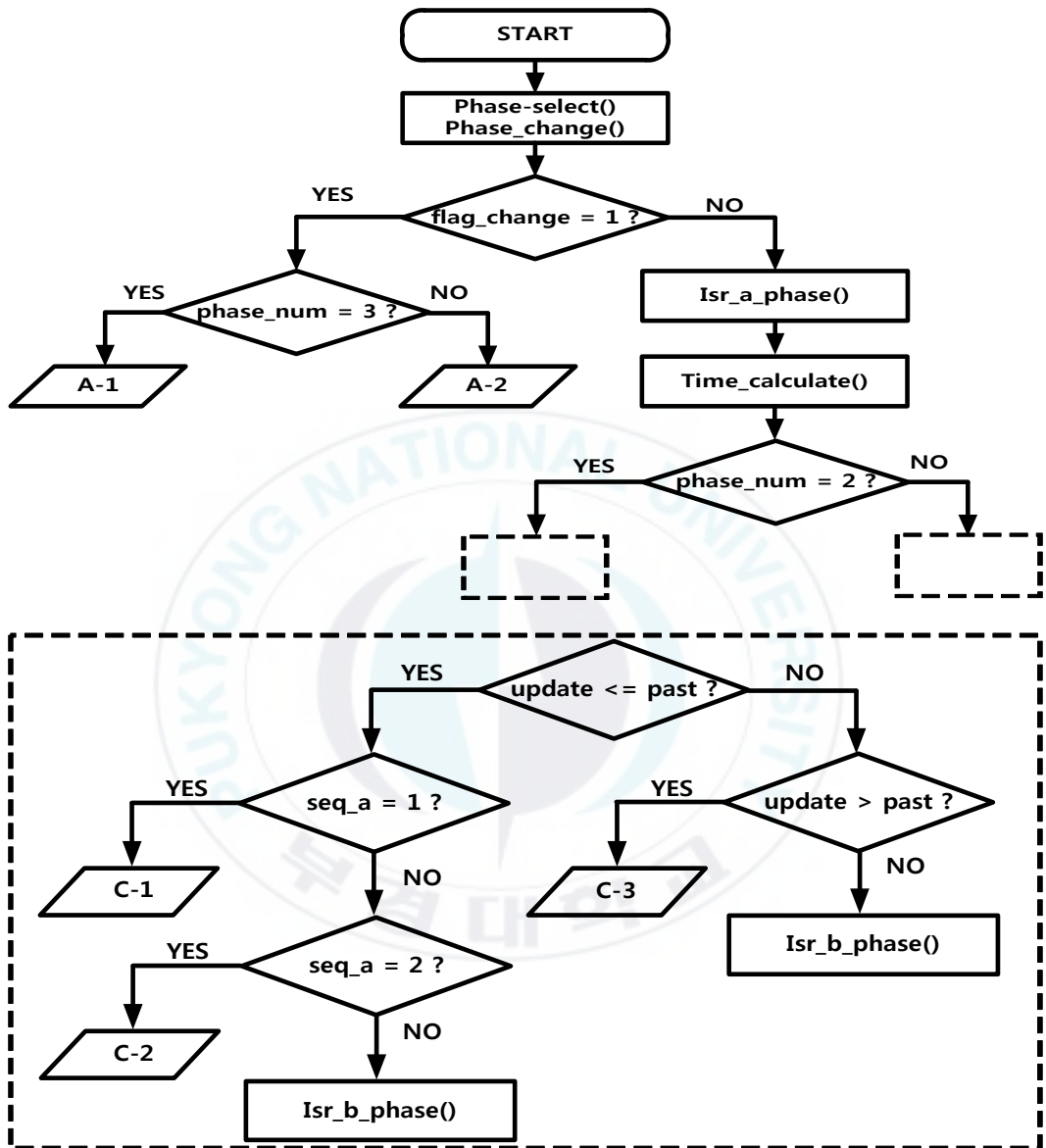


그림 2-17. PWM 보상을 위한 순서도

2-5. 시스템 설계

본 논문에서 다루는 시스템의 정격 충·방전 전력은 3 [kW]이다. DC-Link단 전압 V_{DC} 는 400 [V]이며, 배터리 전압 V_B 는 176 [V] ~ 280 [V]의 가변 범위를 가진다. 스위칭 주파수는 10 [kHz] ~ 35 [kHz] 범위에서 가변한다.

각 상의 인덕터 전류는 최대 충·방전 전력인 3 [kW]에서 DCM으로 동작해야 하므로 식 (2-45)을 만족해야 한다.

$$L \leq \frac{3V_B^2}{2P_O}DT \quad (2-45)$$

식 (2-45)를 이용하여 컨버터의 인덕턴스 값은 1 [mH]로 선정하였다.

ZVS용 커패시터의 충·방전 시간은 스위치의 턴-온 시간(T_{on})과 턴-오프 시간(T_{off})보다 크거나 같아야 한다. 시스템에 사용된 반도체 소자는 SEMIKRON사의 SKM40GD123D인데 T_{on} 은 70 ns이고, T_{off} 는 400 ns이다. ZVS용 커패시터의 커패시턴스는 식 (2-46), (2-47)을 모두 만족해야 한다.

$$T_{on} \leq \frac{CV_B}{I_{\max}} \quad (2-46)$$

$$T_{off} \leq \frac{CV_B}{I_{\min}} \quad (2-47)$$

또한, 공진 주파수는 스위칭 주파수 변동에 영향을 미치므로 최대 스위칭 주파수의 3배인 100 kHz 이상의 공진주파수를 가지며 식 (2-46), (2-47)을 만족하는 규격화 된 2.2 nF의 커패시터를 선정하였다.



3. 시뮬레이션

3-1. 시뮬레이션 구성

표 3-1에 2-5절에서 설계한 시스템 파라미터를 나타내었다. 표 3-1의 파라미터 값을 이용하여 그림 2-1의 회로도를 시뮬레이션 상으로 구성하였다.

표 3-1. 시뮬레이션 파라미터

Parameter	Value
V_{DC}	400 [V]
V_B	176~280 [V]
$L_a \sim L_c$	1 [mH]
$C_a \sim C_c$	2.2 [nF]
f_s	10 [kHz] ~ 35 [kHz]
$P_{o,max}$	3 [kW]

그림 3-1은 시뮬레이션으로 구성한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 회로도이다. PSIM 시뮬레이션 툴을 사용하였으며 DC-Link 단 전압은 400 V로 유지된다고 가정하였다. 배터리는 7.5 [mF] 커패시터로 170 [V] 초기 충전된 상태에서 280 [V]까지 충전 후 다시 170 [V]까지 방전한다. 스위칭 파형을 생성하기 위해 MCU대신 PSIM의 C Block기능을 사용하였고 C Block을 통해 부하 명령치를 25 [ms]마다 3 [kW] 또는 1 [kW]로 변화시키며 시뮬레이션을 수행하였다.

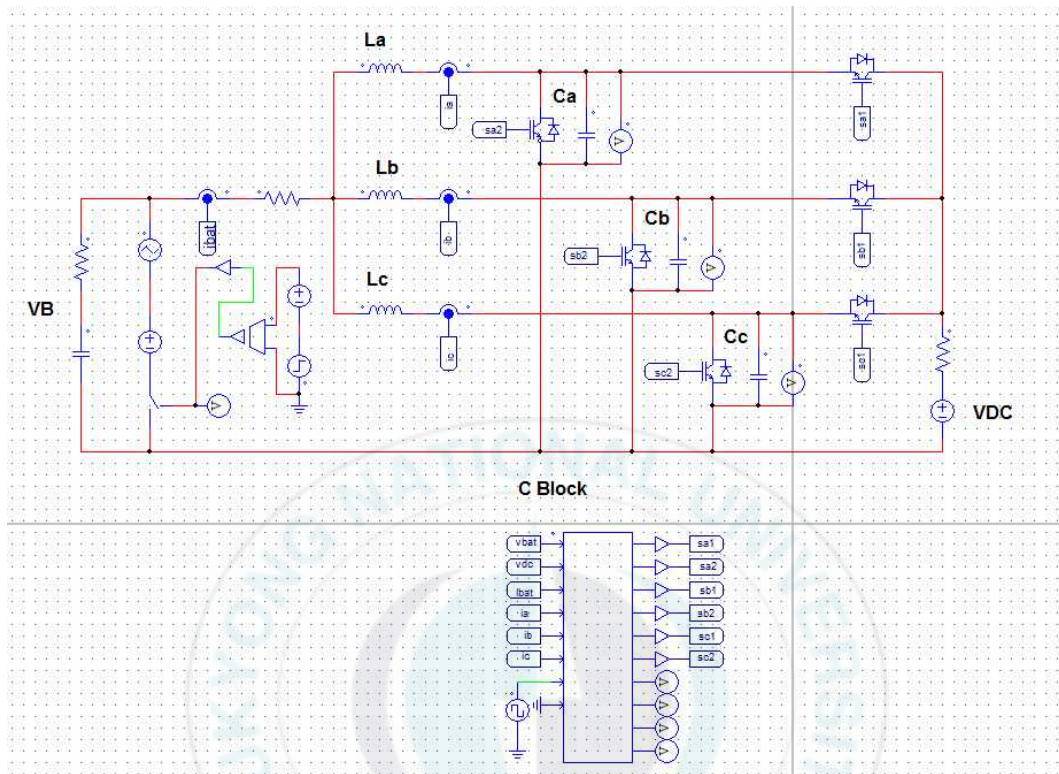


그림 3-1. 시뮬레이션으로 구성한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터 회로도

3-2. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 DC Link단 전압 V_{DC} 는 400 [V]로 고정하고 배터리 전압 V_B 를 초기전압 170 [V]에서 280 [V]까지 충전 후 다시 280 [V]에서 170 [V]까지 방전하도록 설정하여 수행하였다. 시스템은 V_B 의 크기에 따라 스위칭 주파수는 가변하며 또한 V_B 의 크기와 부하 명령치에 따라 3상 또는 2상으로 동작한다.

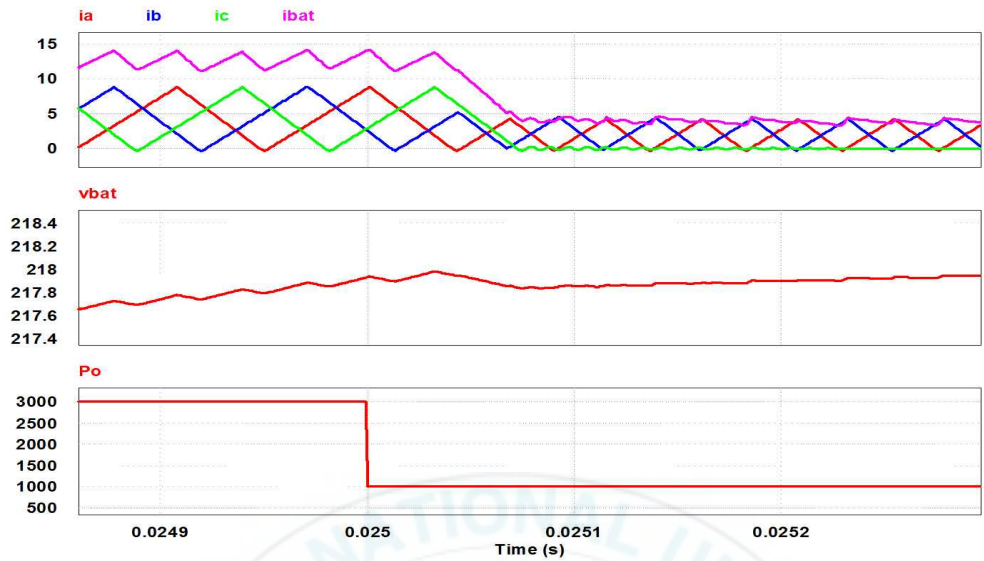
그림 3-2는 배터리 충·방전 모드 시 배터리 전압 범위 176 [V] ~ 222 [V]에서 부하가 3 [kW] → 1 [kW]로 감소할 때 각 인덕터 전류, 배터리 전류 그리고 배터리 전압의 시뮬레이션 결과 파형이다.

그림 3-3은 배터리 충전 모드 시 부하가 1 [kW]인 경우 배터리 전압이 222 [V]가 될 때 각 인덕터 전류, 배터리 전류 그리고 배터리 전압의 시뮬레이션 결과 파형이다.

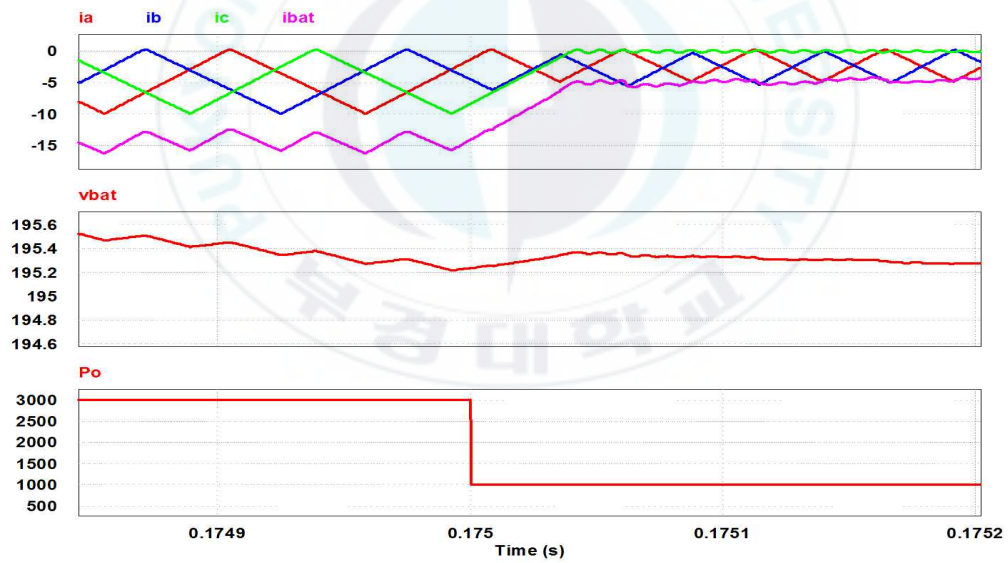
그림 3-4는 배터리 전압 범위 222 [V] ~ 280 [V]에서 배터리 충전 모드 시 부하가 1 [kW] → 3 [kW]로 증가할 때, 그림 3-5는 배터리 방전 모드 시 부하가 2 [kW] → 1 [kW]로 감소할 때 각 인덕터 전류, 배터리 전류 그리고 배터리 전압의 시뮬레이션 결과 파형이다.

또한 그림 3-6에 배터리 전압이 초기전압 170 [V]부터 280 [V]까지 충전 후 다시 170 [V]까지 방전하는 전체 시뮬레이션 파형이다.

배터리 전압 및 부하 전력의 크기에 따라 각 인덕터의 전류는 외란 없이 전류 임계 모드를 유지하며 부드러운 상 전환을 하는 것을 알 수 있었다.



(a) 배터리 충전 모드 시



(b) 배터리 방전 모드 시

그림 3-2. $176 \leq V_B < 222$ [V], 부하 전력 3 [kW] $\rightarrow$ 1 [kW]인 경우 인덕터 전류와 배터리 전류 및 전압 시뮬레이션 파형

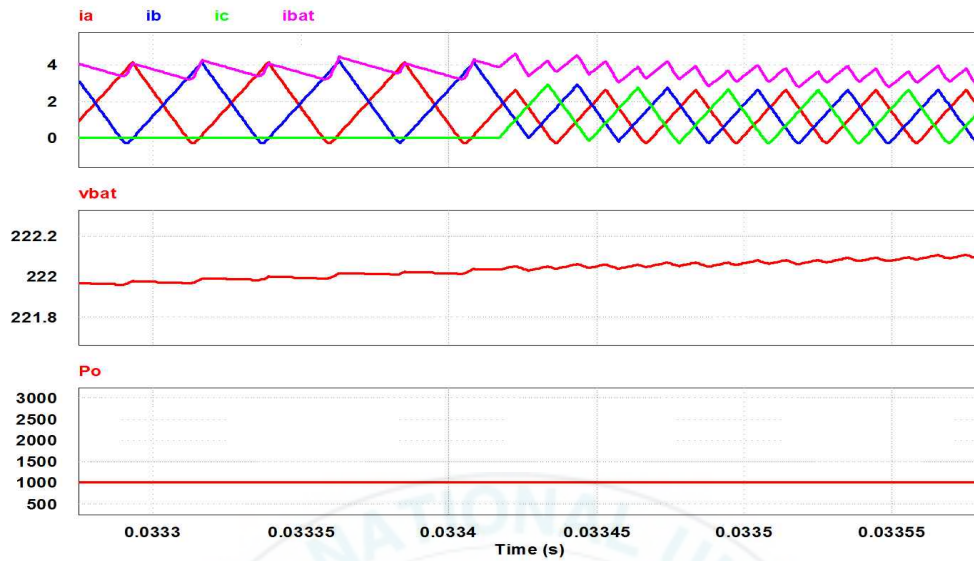


그림 3-3. 배터리 충전 모드 시 부하 전력 1 [kW], $V_B=222$ [V]인 경우 인덕터 전류와 배터리 전류 및 전압 시뮬레이션 파형

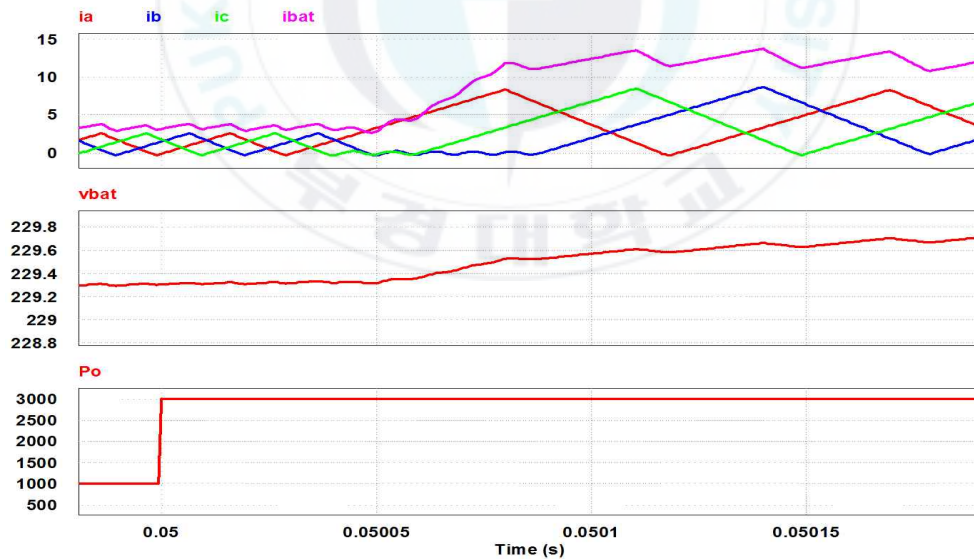


그림 3-4. $222 \leq V_B < 280$ [V], 부하 전력 1 [kW] $\rightarrow$ 3 [kW]인 경우 (충전모드) 인덕터 전류와 배터리 전류 및 전압 시뮬레이션 파형

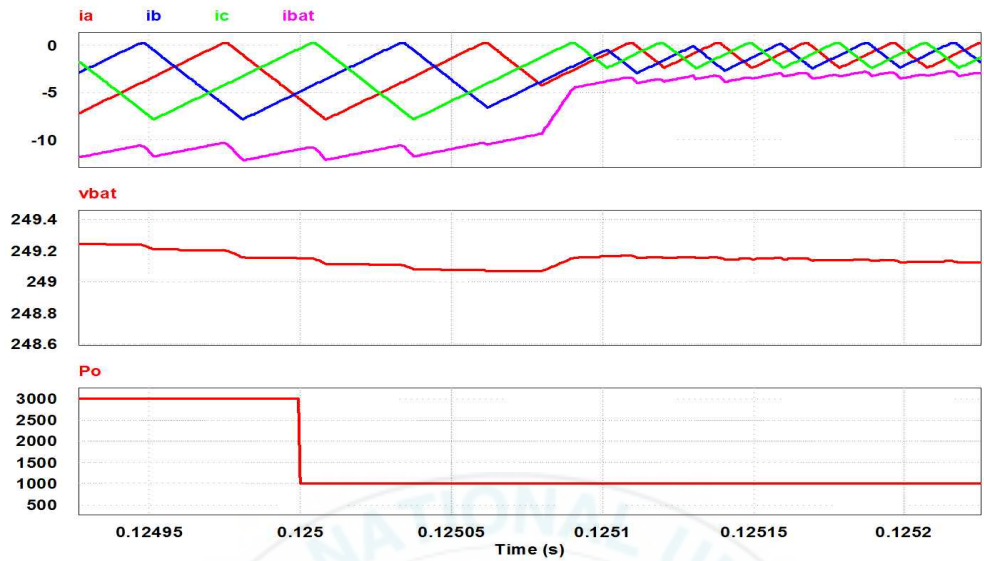


그림 3-5. $222 \leq V_B < 280$ [V], 부하 전력 3 [kW] $\rightarrow$ 1 [kW]인 경우 (방전모드)
인덕터 전류와 배터리 전류 및 전압 시뮬레이션 파형

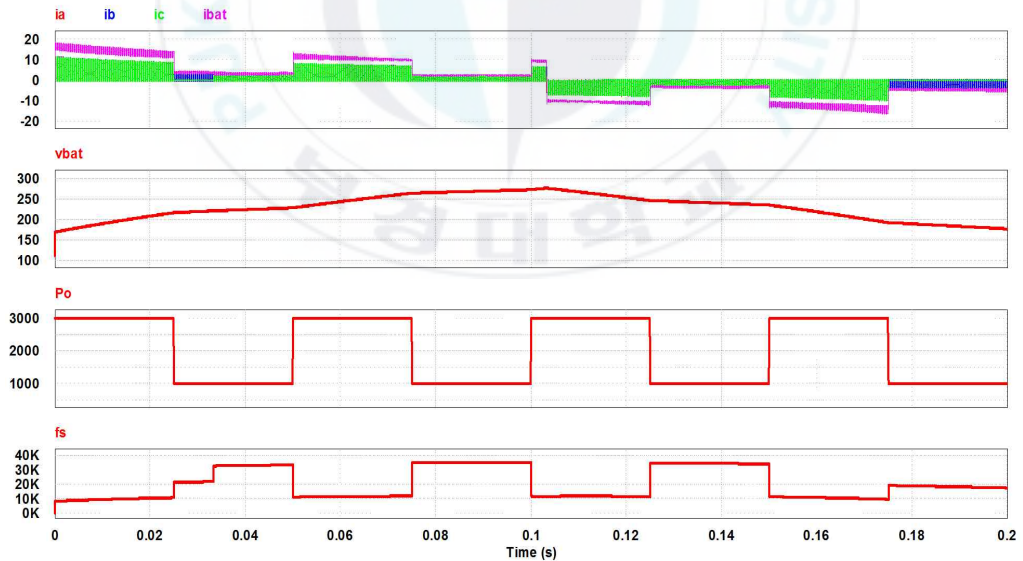


그림 3-6. 충·방전 한 주기의 시뮬레이션 파형

4. 실험

4-1. 하드웨어 구성

그림 4-1은 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 하드웨어 사진이다. 표 3-1의 시뮬레이션 파라미터와 동일한 파라미터를 사용하여 제작하였다.

실험에 사용된 IGBT는 SEMIKRON사의 SKM40GD123D소자를 사용하였으며 TI(Texas Instruments)사의 TMS320F28335를 사용하여 시스템을 제어하였다. 실제 배터리를 사용하여 실험을 할 경우 시정수가 매우 크므로 실험 파형을 측정하는 기간이 길어져 측정 장비로 실험 파형을 관측하기 어렵다는 문제점이 있다. 따라서 본 논문에서는 실제 배터리를 대신하여 전해 커패시터를 사용하였다.

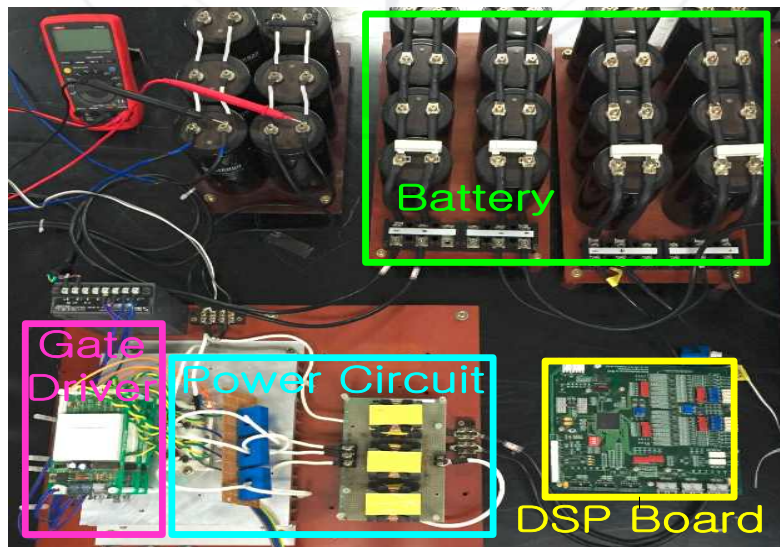


그림 4-1. 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 하드웨어

4-2. 실험 결과

실험은 시뮬레이션의 경우와 동일한 조건에서 수행하였다. 배터리가 176 [V]에서 280 [V]까지 충전할 때 부하 명령치가 3 [kW] $\rightarrow$ 1 [kW], 1 [kW] $\rightarrow$ 3 [kW]인 경우에 대하여 실험을 수행하였으며 3상 인덕터 전류 (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc})와 배터리 전류 i_B 의 스케일은 5 A/DIV, 시간 축 스케일은 200 μ s/DIV 으로 설정하였다. 그림 4-2에 전체 실험 파형을 나타내었다.

인덕터 전류 i_{Lc} 의 그래프를 살펴보면 전류가 0인 구간이 볼 수 있다. 이는 상 전환이 발생하여 시스템이 2상으로 동작할 때이다. 배터리 전류 i_B 의 그래프를 살펴보면 배터리 전류 리플이 매우 작아지는 구간이 있다. 이 때 배터리 전압의 크기는 267 [V]이다.

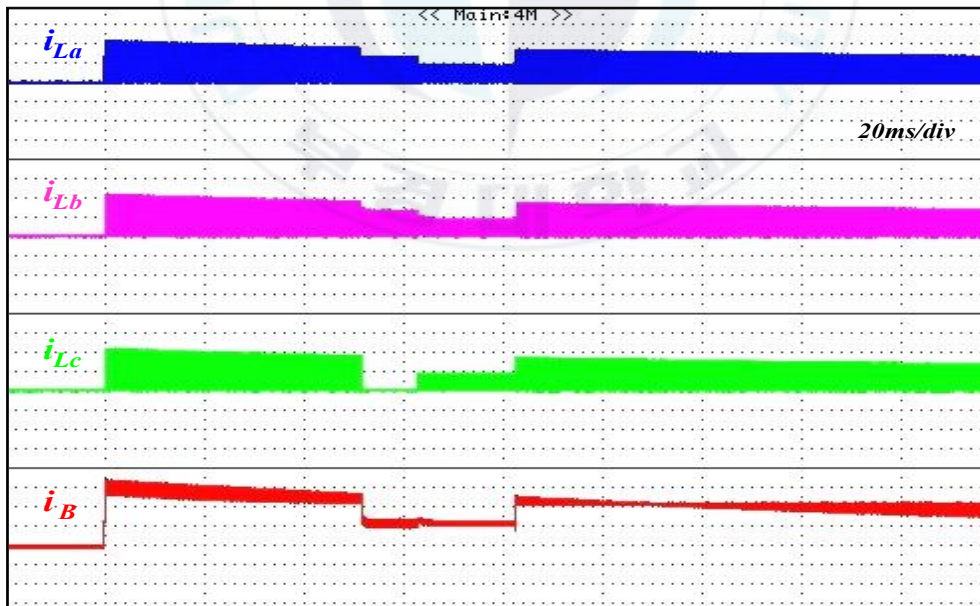


그림 4-2 충전 구간의 실험 파형

그림 4-3은 배터리 전압 범위 176 [V] ~ 222 [V]에서 부하가 3 [kW] → 1 [kW]로 감소할 때 각 인덕터와 배터리 전류의 실험 결과 파형이다.

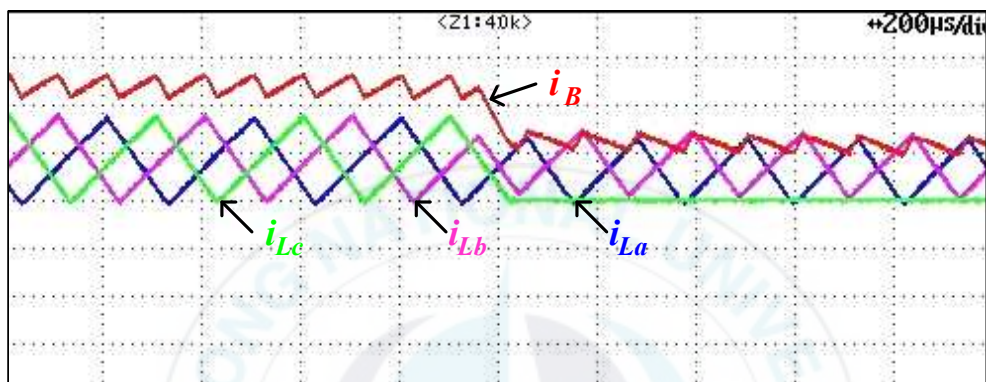


그림 4-3. $176 \leq V_B < 222$ [V], 부하 전력 3 [kW] → 1 [kW]인 경우 인덕터 전류와 배터리 전류의 실험 파형

그림 4-4는 부하가 1 [kW]인 경우 배터리 전압이 222 [V]가 될 때 각 인덕터와 배터리 전류의 실험 결과 파형이다.

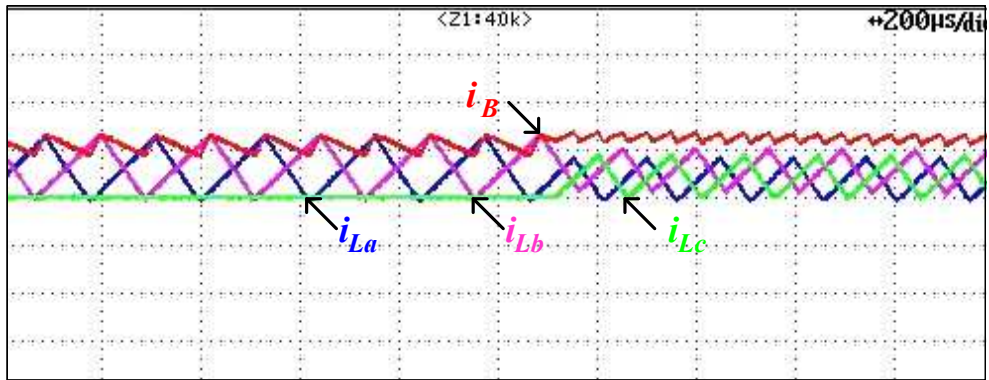


그림 4-4. 부하 전력 1 [kW], $V_B=222$ [V]인 경우 인덕터와 배터리 전류의 실험 파형

그림 4-5는 배터리 전압 범위 222 [V] ~ 280 [V]에서 부하가 1 [kW] → 3 [kW]로 증가할 때 각 인덕터와 배터리 전류의 실험 결과 파형이다.

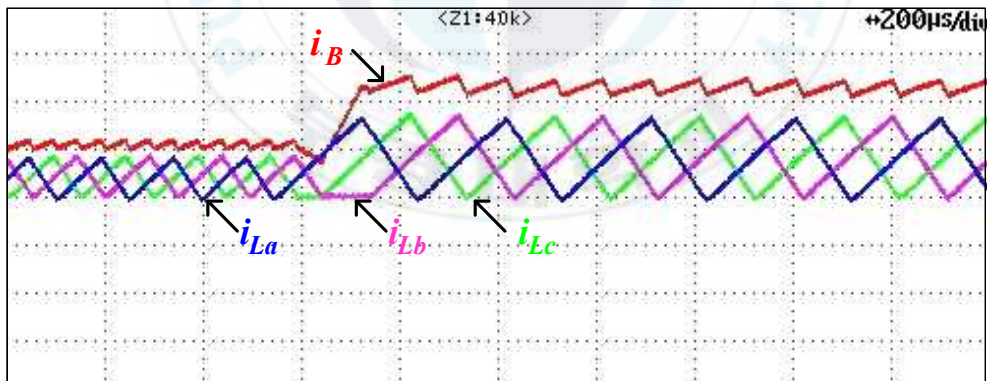


그림 4-5. $222 \leq V_B < 280$ [V], 부하 전력 1 [kW] → 3 [kW]인 경우 인덕터 전류와 배터리 전류의 실험 파형

그림 4-6은 부하가 3 [kW]이고 배터리 전압이 267 [V]일 때 각 인덕터와 배터리 전류의 실험 결과 파형이다. 배터리 전류의 리플이 거의

없는 것을 확인할 수 있다.

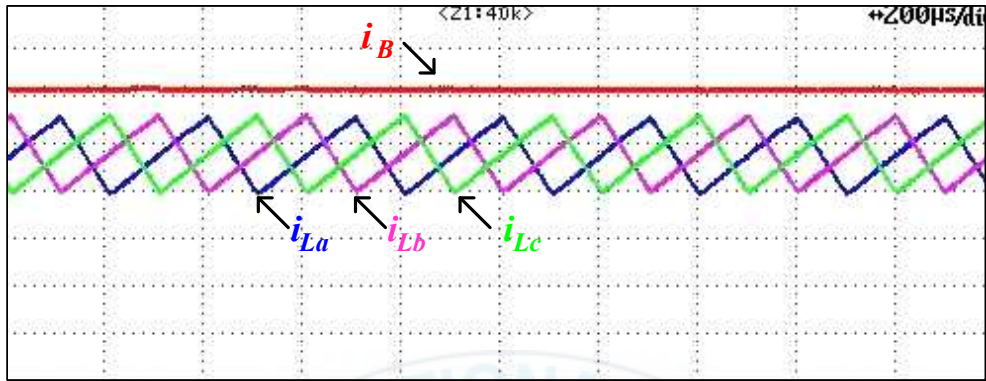


그림 4-6. 부하 전력 3 [kW], $V_B=267$ [V]인 경우 인덕터와 배터리 전류의 실험 파형

실험을 통해 배터리 전압 및 부하 전력의 크기가 변함에 따라 각 인덕터의 전류가 외란 없이 전류 임계 모드를 유지하며 부드러운 상 전환을 하는 것을 확인할 수 있었다.

5. 결 론

본 논문에서는 3상 또는 2상 동작 모드를 가지는 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 상 전환 동작을 위한 주파수 변조 방식의 스위칭 기법에 대해 다루었다. 시스템은 DCM으로 동작하며 하단 스위치에만 ZVS용 커패시터를 이용하여 소프트 스위칭이 가능하며 배터리 전압과 부하의 크기에 따라 시스템의 스위칭 주파수를 가변하여 충·방전 전력을 제어할 수 있다.

본 논문에서는 시스템의 각 구간별 동작원리, 주파수와 충·방전전력의 관계, 배터리 전류 리플과 상 전환 구간을 분석하여 배터리 전류 리플이 최소가 되는 구간을 확보하였다. 또한 이를 수식으로 유도한 후 배터리 전압과 부하 크기에 따른 그래프로 나타내었다. 분석한 자료를 바탕으로 스위칭 주파수를 가변하여 부드러운 상 전환이 가능한 주파수 변조 방식의 스위칭 기법을 제안하였고 이 스위칭 기법을 이용한 시스템에 대한 시뮬레이션과 실험을 수행하였다.

최대 충·방전용량을 3 [kW]로 설계하여 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 충·방전 동작 시 충·방전 전력의 크기와 배터리 전압의 크기에 따라서 시스템의 상 전환 시 발생하는 배터리 전류 리플의 외란을 최소화한 것을 확인하였으며 배터리 전류의 리플 성분이 최소가 되는 구간의 범위가 증가한 것을 확인하였다. 제안하는 주파수 변조 방식의 스위칭 기법을 이용하는 경우 부하가 커짐에 따라 주파수가 작아지는 것을 확인하였고 낮은 스위칭 주파수이지만 부하 급변 시 부하 전류의 값을 빠르게 추종하여 응답 속도가 빠른 것을

확인하였다. 제안한 상 전환을 위한 주파수 변조 방식의 스위칭 기법은 배터리 전류 리플 성분이 최소가 되는 구간을 늘릴 수 있어 배터리 수명 연장에 기여할 것으로 기대한다.



참 고 문 헌

- [1] 김철환, 성균관대 “V2G & 전기자동차 전원설비 관련 규정 연구” 2015.11,
- [2] Junhong Zhang, Jih-Sheng Lai, Rae-young Kim, Wensong 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, 2007, Jul.
- [3] Jong-Bok Baek, Woo-In Choi, Bo-Hyung Cho, “Digital Adaptive Frequency Modulation for Bidirectional DC-DC Converter,” *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 11, pp. 5167-5176, 2013, Nov.
- [4] W. J. Lee, J. K. Eom, B. M. Han, H. J. Cha, “Design and Experiment of Three-phase Interleaved DC-DC Converter for 5kW Lead-Acid Battery Charger” , *Journal of Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, pp. 227-233, 2011, Jun.
- [5] J. H. Jung, B. G. Seo, C. K. Keun, E. C. Nho, I. D. Kim, H. G. Kim, T. W. Chun, “New Soft-Switching Method of 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter for Battery Charging and Discharging” , *Journal of Power Electronics*, Vol. 19, No. 4, pp. 383-390, 2014, Aug.
- [6] D. M. Sable, F. C. Lee and B. H. Cho, “A zero-voltage-switching bidirectional battery charger/discharger for the NASA EOS satellite,” *Proc. IEEE APEC*, Feb. 1992, pp.614-621.
- [7] S. M. Kim, S. D. Yang, J. Y. Cho, J. W. An, S. C. Lee, D. H. Lee, “The Controller Design of Bi-directional DC-DC Converter for a Fuel Cell Energy Storage System” , *The Korean Solar Energy Society*, Vol. 32, No. 1, pp. 222-228, 2012, Mar.
- [8] Zhan Wang, Hui Li, “A soft switching three-phase current-fed bidirectional dc-dc converter with high efficiency over a wide input voltage range,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 27, No. 2, pp. 669-684, 2012, Feb.
- [9] R. Ayyanar, N. Mohan, “A novel full-bridge DC-DC converter for battery charging using secondary-side control combines soft switching over the full

- load range and low magnetics requirement” , *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 37, No. 2, pp. 559-565, 2001, Mar.
- [10] Suyong Chae, Yujin Song, Sukin Park, Hakgeun Jeong, “Digital Current Sharing Method for Parallel Interleaved DC-DC Converter Using Input Ripple Voltage” , *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, Vol. 8, No. 3, pp. 536-544, 2012, Aug.
- [11] Inoue S, Akagi H, “A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation” , *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 22, No. 6, pp. 2299-2306, 2007, Nov.
- [12] Lei Wang, Zang Wang, Hui Li, “Asymmetrical Duty Cycle Control and Decoupled Power Flow Design of a Three-port Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Cell Vehicle Application” , *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 27, No. 2, pp. 891-904, 2012, Feb.
- [13] J. H. Jung, J. H. Kim, E. C. Nho, H. G. Kim, T. W. Chun, “New Control Method for the Current Ripple Reduction of 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter” , *Journal of Power Electronics*, Vol. 21, No. 3, pp. 260-266, 2016, Jun.

감사의 글

햇별이 쨍쨍 내리쬐는 7월 전력전자연구실에서의 마지막 여름날, 소중했던 지난 2년의 시간을 회고하며 부족한 저에게 많은 도움을 주신 분들께 감사의 인사를 드리고자 합니다.

2014년 7월 대학원 진학에 대해 상담을 드리러 노의철 교수님을 찾아 뵈었던 날을 기억합니다. 긴장한 저를 따뜻하게 맞아주시고 저의 이야기를 경청해주시며 앞으로의 대학원 생활을 위한 진심어린 격려와 충고의 말씀을 해주셨습니다. 석사 기간 동안 전자공학을 전공한 저에게 전력전자공학의 기초부터 심화 과정까지 꼼꼼히 알려주시고 공학도로서의 자세를 잡아주시며 사고의 영역을 넓혀주셨습니다. 제자를 위한 깊은 애정과 아낌없는 가르침은 저를 성장시킬 수 있는 큰 동력이 되었습니다. 교수님께 깊은 감사의 마음을 드립니다. 교수님의 가르침을 잊지 않고 더욱 발전하는 사람이 되겠습니다.

졸업논문 지도교수님이시자 2년 동안 대학원 수업을 해주신 김인동 교수님, 정말 감사드립니다. 교수님의 수업을 들으며 많은 배움을 얻을 수 있었습니다. 졸업논문 심사를 맡아주시고 진심어린 조언을 해주신 박창현 교수님, 항상 열정적으로 수업을 하신 김영학 교수님 그리고 부경대학교 전기공학과 발전을 위해 힘쓰시는 모든 전기공학과 교수님들께 감사의 인사를 드립니다.

2년이라는 시간 동안 연구실에서 동고동락했던 선후배님들께도 감사드립니다. 사업과 학업을 병행하시느라 어려움이 있으셨을 텐데도 불구하고 늦은 새벽까지 연구하시며 후배들에게 물심양면으로 지원해주신 한홍수, 강성관 선배님, 후배에게 많은 동기 부여가 되었습니다. 감사합니

다. 항상 후배들을 챙겨주시며 연구실의 든든한 버팀목이 되어주시는 김진영, 박해영 선배님 감사합니다. 전력전자연구실을 누구보다 아끼며 후배들이 질문하는 즉시 지식백과처럼 친절히 답해주시는 정재현 선배님 석사 기간 내내 정말 많은 도움을 받았습니다. 전력전자의 길을 알려주신 김학수 선배님 항상 감사의 마음을 갖고 있습니다. 바쁘신 와중에도 연구실을 찾아와 후배들에게 용기를 북돋아 주시고 많은 조언을 해주신 이수형, 권창근, 심재혁 선배님 감사합니다. 항상 큰 웃음 주신 최승수 선배님, 1학년 1학기를 함께하며 사소한 부분부터 생각지 못한 부분까지 챙겨주신 구법진, 서보길 선배님, 제가 의지할 수 있는 기둥이 되어주셨습니다. 희로애락을 서로 나누며 2년의 시간을 함께 한 사랑하는 김지현, 선다운 선배님, 정말 고생 많았고 앞으로도 서로에게 큰 힘이 되어주는 관계가 되길 바랍니다. 매사에 당당한 송승민 학형, 항상 열심히 하는 이창우 학형, 연구실의 새로운 힘이 될 이재운, 박권식, 서병준, 이상화 학형 항상 힘내고 하는 일마다 좋은 결실 이루길 기원하겠습니다.

또한, 매년 많은 도움을 주신 전기공학과 학과사무실의 심창수, 이지은, 김현찬 조교님 감사합니다. 학부 시절 잊지 못할 추억들을 함께 하고 대학원 생활동안 너무나도 큰 힘이 되어준 이민영 학형 정말 고맙다는 인사 전하고 싶습니다. 비타민처럼 상큼한 활력소가 되어주는 소중한 친구들 강지은, 이민주 많은 힘이 되었습니다. 감사합니다.

끝으로 자식들을 위해서 항상 기도해주시고 지원해주시는 사랑하는 부모님께 진심으로 감사의 인사드리고 싶습니다. 부모님의 사랑과 은혜 평생 잊지 않고 보답하겠습니다. 사랑합니다. 타국에서 힘든 생활하면서

동생을 위해 응원을 해주는 한수 오빠, 시온이 언니 정말 고맙습니다.
부지런하고 똑똑한 우리 막내 민정이, 하고 싶은 일 마음껏 하며 대학
생활 즐겁게 보내라는 말 전하고 싶습니다.

너무나도 많은 도움을 받았습니다. 받은 도움 절대 잊지 않고 모두에
게 자랑스러운 사람이 되도록 하겠습니다. 감사합니다.

