



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

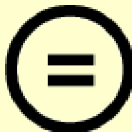
다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



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

슈퍼커패시터용 양방향 **DC-DC** 컨버터의
충전 및 방전시 효율을 고려한
변압기 권선비 설계



2013년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 기 공 학 과

김 학 수

공 학 석 사 학 위 논 문

슈퍼커패시터용 양방향 **DC-DC** 컨버터의
충전 및 방전시 효율을 고려한
변압기 권선비 설계

지도교수 노의철

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함.



2013년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 기 공 학 과

김 학 수

김학수의 공학석사 학위논문을 인준함

2013년 2월



주 심 공학박사 김 영 학 (인)

위 원 공학박사 이 용 욱 (인)

위 원 공학박사 노 의 철 (인)

목 차

그림목차	ii
표 목 차	iii
Abstract	iv
1. 서 론	1
2. 시스템 구성 및 동작원리	6
2-1. 시스템 구성	6
2-2. 슈퍼커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터 동작 원리	9
3. 충전 및 방전시 효율을 고려한 변압기 권선비	24
3-1. 중요 파라미터 설계	25
3-2. 충전 및 방전시 고려해야 할 스위치 손실	31
3-3. 스위치 손실의 계산	38
4. 시뮬레이션 및 변압기 권선비 설계결과	36
4-1. 3kW 전력전달을 위한 설계	40
4-2. 시뮬레이션 결과를 이용한 변압기 권선비 설계	42
5. 결 론	49
참 고 문 헌	51
감사의 글	53

그림 목 차

그림 2-1. 마이크로그리드 내 연료전지 발전 시스템의 구성도	5
그림 2-2. 듀얼 폴 브리지 양방향 DC-DC 컨버터	6
그림 2-3. 슈퍼커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터의 등가회로	8
그림 2-4. 충전모드 시 전압과 전류파형 및 전류흐름도	12
그림 2-5. 방전모드 시 전압과 전류파형 및 전류흐름도	18
그림 3-1. 충전모드 시 리액터 L 에 흐르는 전류파형	24
그림 3-2. 방전모드 시 리액터 L 에 흐르는 전류파형	28
그림 3-3. 스위치 손실 개념도	30
그림 3-4. 충전모드 시 발생하는 스위치 손실	33
그림 3-5. 방전모드 시 발생하는 스위치 손실	36
그림 3-6. 데이터시트에서 IGBT의 특성	38
그림 4-1. 변압기 권선비- 400:90, EDLC 전압-70V 일 때 충전모드 시 시뮬레이션 파형	42
그림 4-2. 변압기 권선비- 400:90, EDLC 전압-70V 일 때 방전모드 시 시뮬레이션 파형	43
그림 4-3. 변압기 권선비와 슈퍼커패시터 전압(10V 단위)변화에 따른 총 스위치 손실	45
그림 4-3. 변압기 권선비와 슈퍼커패시터 전압(1V 단위)변화에 따른 총 스위치 손실	46

표 목 차

표 1-1. 에너지 저장장치의 원리 및 특징	2
표 1-2. 2차 전지와 슈퍼커패시터의 비교	3
표 2-1. 시스템 사양	7
표 4-1. 권선비에 따른 리액터 L 값	39
표 4-2. 충전모드에서 각 권선비와 슈퍼커패시터 전압에 따른 듀티	40
표 4-3. 방전모드에서 각 권선비와 슈퍼커패시터 전압에 따른 위상	40
표 4-4. 시뮬레이션 조건	41



Design of Transformer Turn-ratio with the Considerations of Charging and Discharging Efficiency in Bidirectional DC-DC Converter for EDLC

Hak Soo Kim

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

Abstract

This paper describes the design of a transformer turn-ratio with the consideration of converter efficiency. Usually, the turn-ratio is determined according to the input and output voltage level of the converter. However, in case of energy storage system with supercapacitor, the supercapacitor voltage varies widely. In this case the turn-ratio can be determined with the maximum supercapacitor voltage. This paper suggests a new design method for the turn-ratio with the considerations of not only the maximum voltage but also an efficiency of the power converter. A 3-kW bidirectional DC-DC converter with transformer is designed for a superapacitor which has the voltage variation range of 50-80V. Switching characteristics and on-state V-I characteristics of all the switches charging

and discharging models. Through the analysis and simulation it is found that the most available turn-ratio is 400:100 for the maximized converter efficiency. It is expected that the proposed method can be used for a high efficient power converter design.



1. 서 론

한정된 자원과 지구 온난화와 같은 환경오염의 문제들로 인하여 에너지의 패러다임은 화석연료에서 신재생에너지로 바뀌고 있다. 신재생에너지의 개발이 활발히 이루어짐과 더불어 각광받고 있는 산업분야가 바로 ESS(Energy Storage System)이다.

ESS는 ‘에너지 저장장치’를 말하는 것으로서 태양광이나 풍력처럼 환경의 제약을 많이 받는 신재생 에너지원이 생성하는 에너지 저장은 물론, 야간에 남아도는 전력을 저장하여 전력계통(Grid)의 불균형 해소와 전력의 품질을 높이는데 있어서도 필수적이다. 우리나라는 지난 2011년 9월에 전력수급불균형의 문제로 인한 초유의 ‘Black Out’ 현상을 겪으며 ESS의 필요성을 더욱 절감하여 현재 여러 기업에서 관련분야의 연구개발에 박차를 가하고 있다^[1]. 뿐만 아니라, 세계 각국의 자동차 회사에서 앞다투어 개발하고 있는 전기자동차 같은 경우도 에너지 저장장치를 필수로 사용하기 때문에 ESS 관련 분야의 수요는 계속 늘어나, 업계에서는 시장규모가 2조원(2010년)에서 47조원(2020년)규모로 약 25배 성장할 것으로 예측하고 있다^[2]. 표 1-1은 다양한 ESS의 원리 및 특징을 나타낸 것으로 ESS의 수요가 늘어남에 따라 LiB(리튬 이온 배터리)를 비롯한 Flywheel(플라이휠), CAES(압축공기 저장 시스템) 등의 다양한 형태의 에너지 저장장치가 개발되었다.

이 중 슈퍼커패시터(Electric Double layer Capacitor)는 짧은 시간에 고출력을 내는 특성으로 인해 빠른 응답을 요구하는 부하에 많이 쓰인다.

표 1-1. 에너지 저장장치의 원리 및 특징

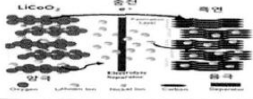
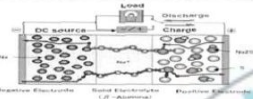
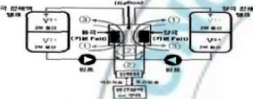
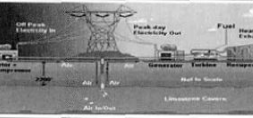
종 류	작동 원리 및 특징
 LiB(리튬이온 전지)	● (원리) 리튬이온이 양극과 음극을 오가며 전위차 발생 ● (장점) 고에너지밀도, 고에너지효율 ● (단점) 안전성·수명 未검증, 고비용
 NaS(나트륨황 전지)	● (원리) 300~350℃의 온도에서 용융상태의 Na 이온이 전해질을 이동시켜 전위차 발생 ● (장점) 고에너지밀도, 저비용, 대용량화 용이 ● (단점) 고온 시스템 필요, 저에너지효율
 RFB(레독스 흐름 전지)	● (원리) 전해액 내 이온들의 산화·환원 전위 차를 이용하여 전기에너지를 충·방전 ● (장점) 저비용, 대용량화 및 장시간 사용 가능 ● (단점) 저에너지밀도, 저에너지효율
 Super Capacitor (초고용량 커패시터)	● (원리) 소재의 표면에 대전되어 전력 저장 ● (장점)高出력밀도, 긴 수명, 안정성 ● (단점) 저에너지밀도, 고비용
 Flywheel(플라이휠)	● (원리) 전기에너지를 회전하는 운동에너지로 저장했다가 다시 전기에너지로 변환 ● (장점) 고에너지효율, 긴 수명 ● (단점) 초기 구축비용 과다, 저에너지밀도
 CAES(압축공기저장시스템)	● (원리) 잉여 전력으로 공기를 동굴이나 지하에 압축하여 저장한 후 압축된 공기를 가열하여 터빈을 가동 ● (장점) 대규모 저장 가능, 낮은 발전단가 ● (단점) 초기 구축비용 과다

표 1-2. 2차 전지와 슈퍼커패시터의 비교

비교항목	2차 전지	슈퍼커패시터
충·방전 방식	전기화학작용을 이용해 충·방전 수행	물리적인 흡·탈착을 통해 충·방전 수행
출력밀도	100~160 W/kg	10~300 W/kg
에너지밀도	45~53 Wh/kg	2~4 Wh/kg
수명	1,000회	500,000회 이상
충전효율	~0.72	0.95
충전시간	15 min ~ 8 hr	수 sec ~ 수 min
사용온도	온도범위의 제약(0~60℃)	온도범위 넓음(-40~70℃)
소형화	소형화가 어려움	소형화가 쉬움
환경성	공해 유발물질 포함	소재의 친환경성

표 1-2을 통해서 알 수 있듯이 슈퍼 커패시터는 2차 전지에 비해서 높은 에너지 밀도, 긴 수명, 높은 재충전 효율, 짧은 충전 시간 등의 많은 장점을 가지고 있어서 마이크로그리드에서 주로 이용되는데, 배터리나 연료전지가 안정적인 전력공급은 가능하지만 부하 급변 시 초기의 짧은 시간동안 정상적인 전력공급이 불가능한 전원출력 특성으로 인해 그리드의 전력 불균형을 초래하므로 슈퍼커패시터가 이를 위한 보상장치로 작용한다^[7]. 뿐만 아니라 넓은 분야에서 에너지 저장장치로 활용되고 있다.

이처럼 슈퍼커패시터가 쓰이는 분야가 늘어나면서 슈퍼커패시터를 효율적으로 충전 및 방전하기 위한 전력변환장치에 대한 많은 아이디어가 제안되고 있는데 스위치가 온 되거나 오프 되는 스위칭 순간에 발생하

는 손실을 줄이기 위해서 ZVS(Zero Voltage Switching), ZCS(Zero Current Switching)의 소프트 스위칭(Soft Switching)에 관련된 스위칭 패턴을 제안하거나^[3-6], 소자를 덜 사용하거나 시스템의 효율을 획기적으로 높일 수 있는 새로운 DC-DC 컨버터의 토폴로지(Topology)에 대한 연구가 진행되었다^[8-13].

대부분의 대용량 전력변환장치는 입출력 전압차이를 고려하거나 절연을 목적으로 변압기를 사용한다. 본 논문에서는 변압기를 사용한 전력 변환기에서 변압기의 권선비에 따라 회로의 효율이 어떻게 변하는 지 분석하고자 한다. 일반적으로 대용량 전력변환장치로 많이 쓰이는 양방향 풀 브리지 DC-DC 컨버터(Dual Full-bridge DC-DC Converter)를 대상으로 스위치의 특성을 파악하여 충전 및 방전모드 별로 스위치에서 발생하는 손실을 분석하였다. 양방향 풀브리지 DC-DC 컨버터의 기본 동작원리를 기초로하여 컨버터 설계를 하고 컨버터에 사용된 스위칭 소자의 특성을 데이터시트로부터 확인하여 주어진 스위칭 주파수로 동작 시 발생하는 스위치의 손실을 모드별로 분석하였다. 분석 결과, 효율이 최대가 되는 변압기 권선비를 찾을 수 있었으며 본 논문의 결과는 변압기를 사용하는 전력 변환장치의 고효율화 설계에 활용될 것으로 기대한다.

2. 시스템 구성 및 동작 원리

2-1. 시스템 구성

그림 2-1은 다양한 분산전원으로 이루어지는 마이크로그리드 시스템의 내에서의 연료전지 발전 시스템을 나타낸 것이다. 연료전지는 환경의 제약을 많이 받는 태양광이나 풍력에너지에 비해서 훨씬 안정적인 전원으로 손꼽힌다. 하지만 계통의 부하가 갑자기 급격하게 증가할 경우에는 연료전지의 느린 응답특성으로 인하여 계통 전력의 불균형을 초래하는 단점이 있기 때문에 이러한 사태를 예방하기 위하여 그림 2-1에서와 같이 인버터의 DC링크(DC-link)측에 응답특성이 빠른 슈퍼커패시터를 병렬로 연결한다. 따라서 정상상태에서는 연료전지에서 계통에 전력을 공급하다가 부하가 급변할 경우에는 슈퍼커패시터와 연료전지에서 같이 전력을 공급하여 그리드를 안정적으로 운용할 수 있다.

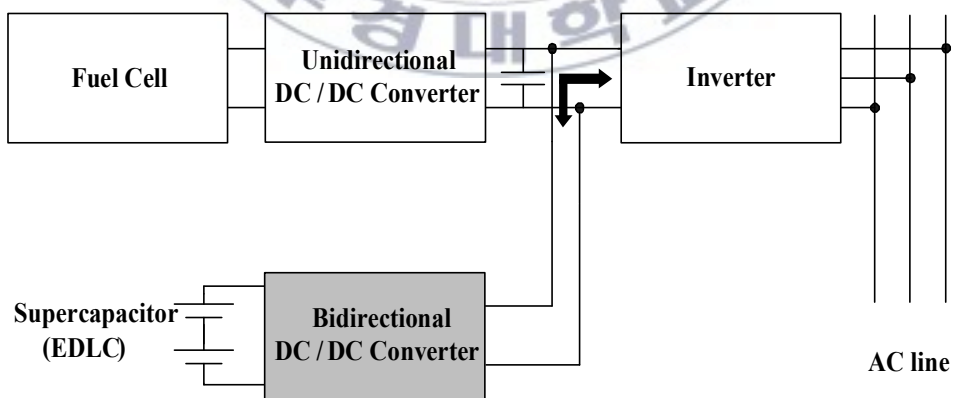


그림 2-1 마이크로그리드 내 연료전지 발전 시스템의 구성도

일반적으로 연료전지는 단순히 전력을 공급하는 역할만하기 때문에 전력변환장치로 단방향(Unidirection) DC-DC 컨버터를 사용한다.

반면에 슈퍼커패시터는 방전하여 부하에 전력을 공급하는 것뿐만 아니라 역으로 충전도 해야 하기 때문에 이러한 동작을 위해서 전력변환장치로 양방향(Bidirection) DC-DC 컨버터를 사용한다. 그러므로 이 양방향 DC-DC 컨버터를 통하여 부하 급변 시에 계통으로 전력을 공급하고 한편으로, 슈퍼커패시터가 완충되지 않았을 경우에는 연료전지 또는 계통으로부터 전력을 공급받아 충전한다.

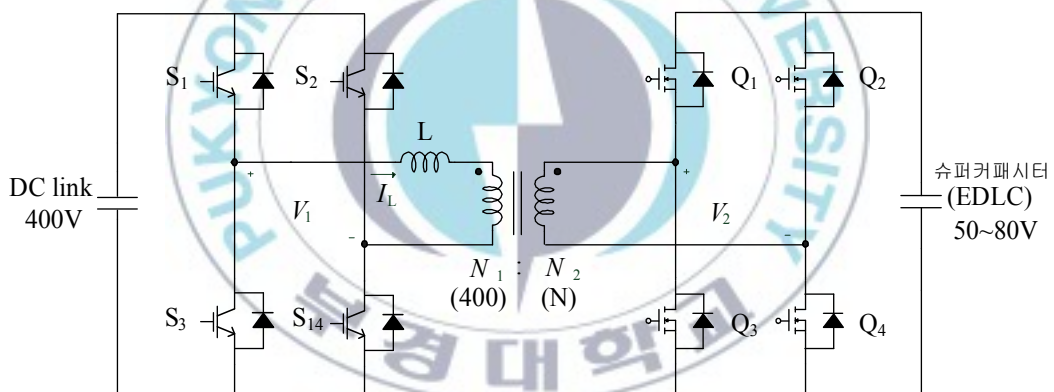


그림 2-2 듀얼 풀 브리지 양방향 DC-DC 컨버터

그림 2-2는 본 논문에서 사용되는 슈퍼 커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터이다. 토폴로지는 큰 용량의 시스템에 사용되는 Dual Full-Bridge 방식으로 중간에 10kHz의 고주파 변압기가 접속되어있다. 컨버터를 변압기의 1차측과 2차측을 기준으로 나누어보면, 1차측의 입력은 인버터와 접속되는 DC-link 커패시터로서 IGBT로 이루어진 H-브리지 컨버터를

이용하여 전력을 전달하고 그 출력전압은 V_1 으로 나타난다. 그리고 2차측의 입력은 슈퍼커패시터이고 MOSFET로 이루어진 H-브리지 컨버터를 통해서 전력전달이 이루어지고 그 출력은 V_2 로 나타난다. 각 컨버터의 출력은 변압기에 접속되고 1차측 같은 경우에는 출력이 교류 리액터를 통해 접속된다.

본 논문에서 다루고자 하는 시스템의 사양은 표 2-1과 같다. 전체 시스템 용량은 3kW이며 DC링크 전압은 400V로 고정된 값이다. 이 값은 인버터 출력 측 계통 전압의 크기에 따라 결정되는 것으로서 계통이 3상 220 V인 경우 역률을 제어하기 위해 인버터의 출력 전압은 계통 전압보다 높아야하기 때문에 이를 만족시키기 위하여 선정되었다. 그리고 슈퍼커패시터의 전압은 시스템에 사용되는 슈퍼커패시터의 최대정격전압이 80V이기 때문에 충방전 동작에 따라 전압범위는 50~80V로 가변된다. 스위칭 주파수는 10kHz 이고 변압기의 1차측과 2차측의 권선비는 400 : n 으로서, 충전 및 방전시 효율을 고려한 변압기 권선비 설계방법에 의해서 2차측 권선비 n 이 결정된다.

표 2-1. 시스템 사양

항목	값
시스템 용량	3 kW
슈퍼커패시터 전압	50 ~ 80 V
DC 링크 전압	400 V
계통 전압	3 ϕ 220 V _{rms}
변압기 권선비	400 : n

2-2. 슈퍼커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터 동작 원리

슈퍼커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터의 효율을 고려하기 위해서 동작원리를 살펴보아야 한다. 그림 2-3은 슈퍼커패시터 충전 및 방전을 위한 양방향 DC-DC 컨버터 회로의 전압등가회로를 나타낸 것이다. 그림에서 V_1 은 IGBT H-브리지 컨버터의 출력이고 V_2' 는 MOSFET H-브리지 컨버터 출력 V_2 가 변압기 권선비에 의해 1차측에서 환산된 값을 의미한다.(등가회로에서 스위칭 소자와 변압기의 전압강하는 무시할 정도로 작다고 가정한다.) 그리고 V_L 은 교류 리액터 L 양단의 전압을 의미하는 것으로 리액터에 흐르는 전류 i_L 은 1차측과 2차측의 전압차이에 의해서 결정되며 그 크기는 식 (2-1)과 같이 정해진다.

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int V_L dt = i(0) + \frac{1}{L} \int_0^t (V_1 - V_2') dt \quad (2-1)$$

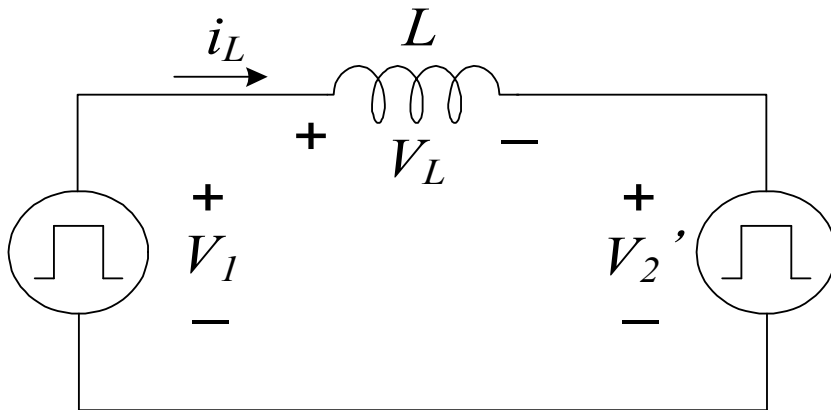


그림 2-3 슈퍼커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터의 등가회로

그림 2-3에서 리액터 L 은 일정한 값이므로 결국 V_1 , V_2' 에 의해서 전류와 전력의 흐름이 제어된다.

슈퍼커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터의 동작은 DC링크에서 슈퍼커패시터로 전력이 전달되는 경우(충전모드)와 반대로 슈퍼커패시터에서 DC링크로 전력이 전달되는 경우(방전모드)의 2가지 모드로 나눌 수 있는데, 충전모드 시에는 전압이 높은 DC링크에서 전압이 낮은 슈퍼커패시터 측으로 전력이 전달되므로 벡(Buck) 컨버터로 동작시켜 듀티(Duty)를 조절해서 전력을 전달하고, 방전모드 시에는 위상천이(Phase-shift)방법으로 동작시켜 1, 2차측 전압의 듀티를 일정하게 유지한 상태에서 1차측 전압파형의 위상(Phase)을 조절하여 1, 2차측 두 전압 파형의 위상차를 이용해서 전력을 전달한다. 이처럼 충전모드와 방전모드의 제어 방법이 다른 이유는 다음과 같다.

충전모드에서 부하에 해당되는 슈퍼커패시터측은 저전압에 높은 전류가 흐르기 때문에 위상을 조절하여 사용할 경우 슈퍼커패시터측에 흐르

는 전류레벨이 양(+)에서 음(-)으로 변하기 때문에 짧은 시간동안에 전류레벨의 변동 폭이 상당히 커서 만약, 선로에 인덕턴스 성분이 조금이라도 있으면 $L(di/dt)$ 에 의해서 아주 큰 전압 리플(ripple)이 발생한다. 그리고 H-브리지의 각 폴(pole)의 스위치들이 상보로 동작하기 때문에 컨버터의 모든 스위치들이 온/오프 동작을 하고 따라서 소프트 스위칭을 위한 부가회로를 꾸미지 않는 이상 스위칭 손실이 많이 발생한다. 반면, 듀티를 조절하여 동작시킬 경우 부하에 흐르는 전류레벨이 양(+)에서 영(0)으로만 변하므로 위상을 조절할 때에 비해 상대적으로 전류레벨 변동 폭이 적고 또 ZCS, ZVS의 소프트스위칭 동작조건이 많기 때문에 여러모로 효율적이다. 이와 반대로 방전모드에서 위상을 조절하는 이유는 방전모드에서는 DC링크측이 부하에 해당되고 이때, DC링크측은 고전압에 낮은 전류가 흐른다. 따라서 위상을 조절하여 제어하더라도 전류변화에 의한 스트레스가 충전모드에 비해 훨씬 덜하고 인덕턴스에 의한 전압 리플은 스너버(Snubber)와 같은 부가회로로 충분히 줄일 수 있다. 그리고 무엇보다 방전 시에는 빠른 응답을 필요로 하므로 그런 면에서 보더라도 위상을 조절하는 방법이 듀티를 조절하는 방법보다 더 유리하다.

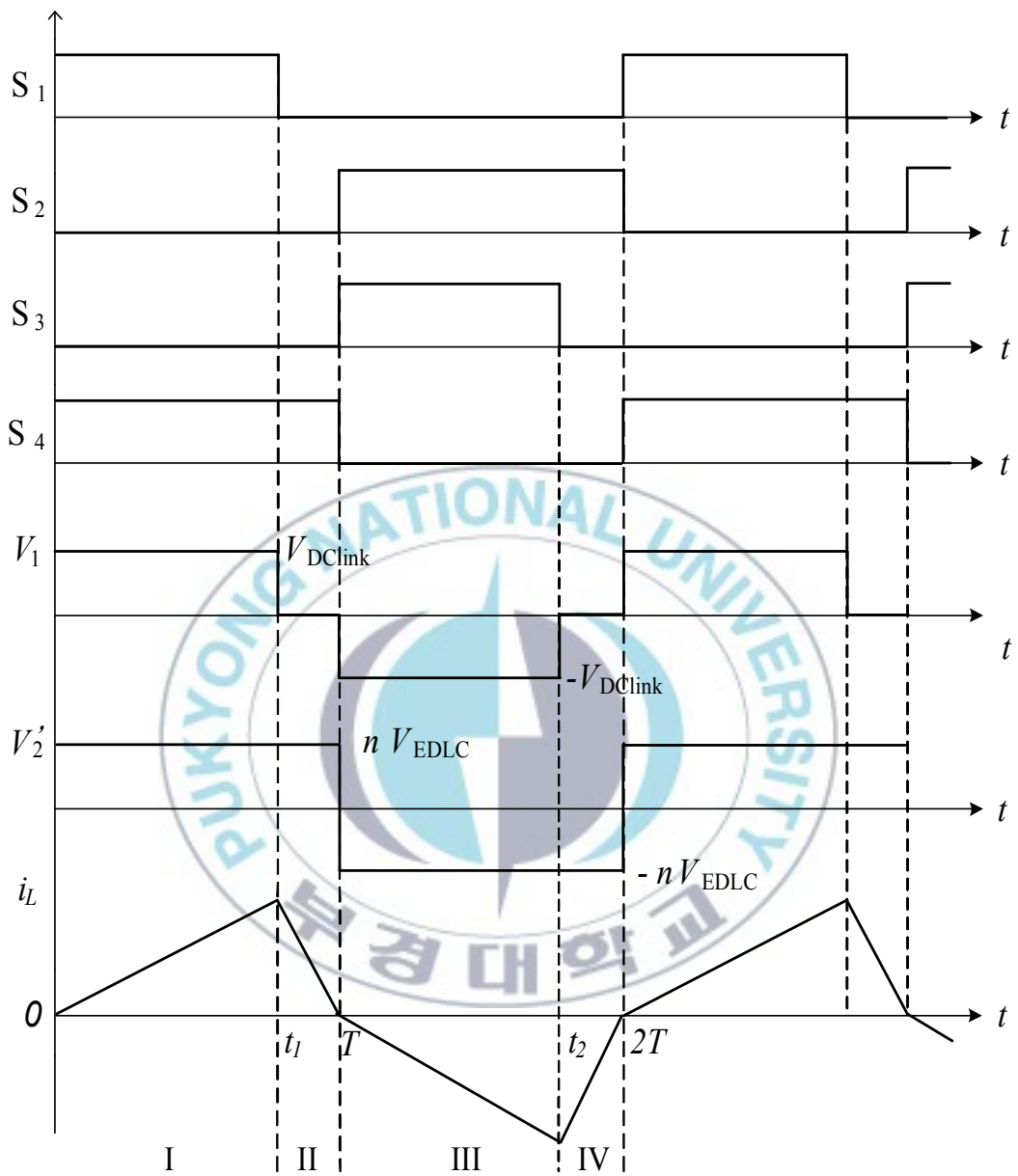
다음의 충전모드와 방전모드 각각 동작원리는 리액터 L 에 흐르는 전류의 파형을 분석해서 설명한다. 설명의 편의를 위해 IGBT와 MOSFET를 각각 S와 Q의 기호로 나타내었다. 1차측 전압은 DC링크 전압을, 2차측의 전압은 슈퍼커패시터(EDLC) 전압으로 나타내었다.

(1) 충전 모드 (Buck Mode)

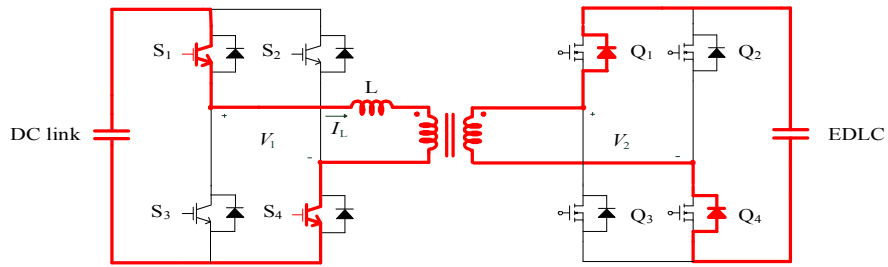
슈퍼커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터의 충전모드에서는 1차측의

$S_1 - S_4$ 만 스위칭을 하고 2차측의 $Q_1 - Q_4$ 는 온되지 않고, 역병렬로 접속된 다이오드가 도통되는 정류모드로 동작하게 된다. 충전모드의 동작은 크게 4구간으로 나눌 수 있다. 그림 2-4는 충전모드에서 전압, 전류 및 스위칭 파형과 각 구간별 전류 흐름도이다.

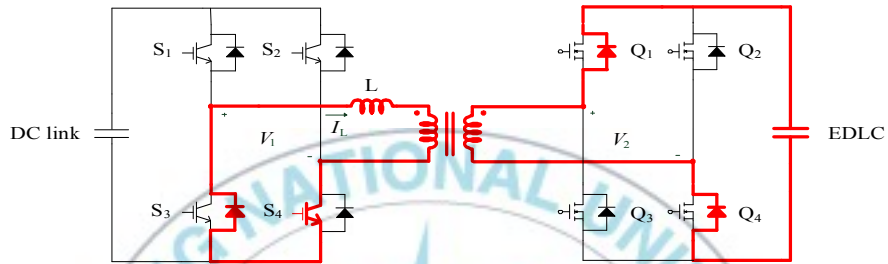




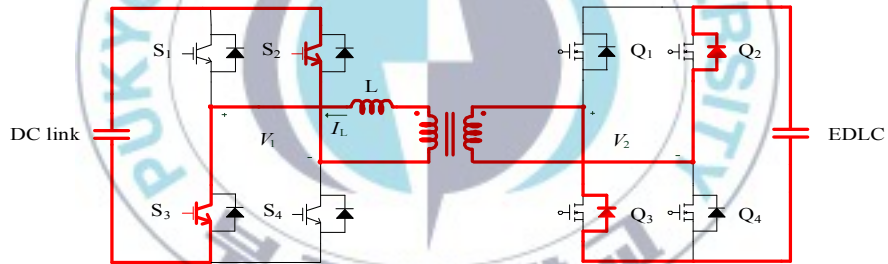
(a) 전압 , 전류 및 스위칭 파형



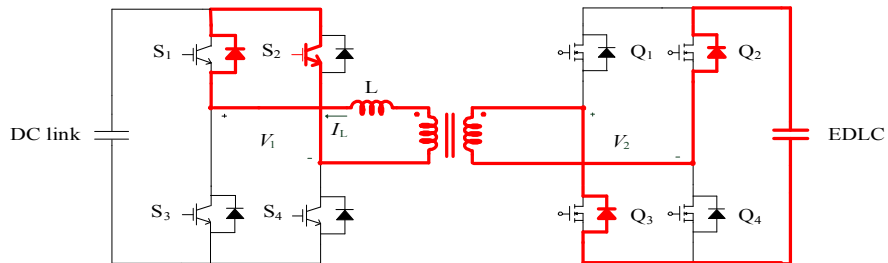
< 구간 I >



< 구간 II >



< 구간 III >



< 구간 IV >

(b) 충전모드의 구간별 전류 흐름도

그림 2-4 충전모드 시 전압과 전류파형 및 전류흐름도

그림 2-4(a)에서 보듯이 한주기 동안의 전류의 흐름은 크게 4구간으로 나눌 수 있고 각 구간별 동작은 다음과 같다.

1) 구간 I

이 구간에서 1차측의 S_1, S_4 가 온 되고 2차측의 Q_1, Q_4 의 역병렬 다이오드가 도통된다. 리액터 L 에 인가되는 전압 V_L 은 다음과 같다.

$$V_L = V_1 - V_2' = V_{\text{DClink}} - n V_{\text{EDLC}} \quad (2-2)$$

여기서 n 은 변압기 권선비(N_1/N_2)를 나타내며 V_{DClink} 와 V_{EDLC} 는 각각 DC-link전압과 슈퍼커패시터(EDLC)전압을 나타낸다. 그리고 리액터 L 에 흐르는 전류 i_L 은 다음과 같이 된다.

$$i_L = i_L(t_0) + \frac{1}{L} \int_0^{t_1} (V_{\text{DClink}} - n V_{\text{EDLC}}) dt = \frac{V_{\text{DClink}} - n V_{\text{EDLC}}}{L} t \quad (2-3)$$

식 (2-2)에서 보듯이 리액터 전압 V_L 은 DC링크 전압 V_{DClink} 와 슈퍼커패시터 전압이 1차측으로 환산된 전압 $n V_{\text{EDLC}}$ 의 차가 된다. 충전모드이므로 입력에 해당되는 V_{DClink} 전압이 크기 때문에 리액터에 인가되는 전압 V_L 은 양의 값을 가지게 되고 따라서 리액터에 흐르는 전류 i_L 의 크기가 상승하게 된다.

2) 구간 II

이 구간에서는 1차측의 S_4 는 온 상태를 유지하지만 S_1 이 오프 되면서 전류패스를 형성하기 위해 S_3 의 역병렬 다이오드가 도통된다. 2차측의 전류패스는 구간 I과 변함없다. 따라서 리액터 전압 V_L 은

$$V_L = -V_2' = -nV_{EDLC} \quad (2-4)$$

이고, 리액터 전류 i_L 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_L = i_L(t_1) + \frac{1}{L} \int_{t_1}^T (-nV_{EDLC}) dt = i_L(t_1) - \frac{nV_{EDLC}}{L} t \quad (2-5)$$

식 (2-4)와 식 (2-5)를 통해서 알 수 있듯이 구간 II에서 1차측은 환류 (freewheeling)하는 동안 단락회로(short-circuit)가 되기 때문에 결국 리액터 L 에 인가되는 전압은 2차측의 슈퍼커패시터 전압 V_{EDLC} 만이 변압기 1차측으로 환산되어 음의 값으로 인가되므로 리액터 전압 V_L 은 음의 값이 되고 그 결과, 전류 i_L 은 하강하게 된다.

3) 구간 III

구간 III은 구간 I과 상보로 동작하는 구간으로 1차측은 S_2, S_3 가 온되고 2차측은 Q_2, Q_3 의 역병렬 다이오드가 도통된다. 그러므로 리액터 전압 V_L 은 다음과 같다.

$$V_L = V_1 - V_2' = -(V_{\text{DCLink}} - n V_{\text{EDLC}}) \quad (2-6)$$

이며 이 값은 식 (2-3)과 크기는 동일하고 부호만 반대이다. 따라서 리액터 전류 i_L 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_L = i_L(T) - \frac{1}{L} \int_T^{t_2} (V_{\text{DCLink}} - n V_{\text{EDLC}}) dt = i_L(t_2) - \frac{V_{\text{DCLink}} - n V_{\text{EDLC}}}{L} t \quad (2-7)$$

식 (2-6)과 식 (2-7)을 통해서 알 수 있듯이 이 구간의 동작원리는 구간 I과 같고 전류의 기울기 또한 같으며, 단순히 극성만 반대인 것을 확인할 수 있다.

4) 구간 IV

마지막으로 구간 IV에서는 구간 II와 마찬가지로 1차측이 단락회로를 구성하게 되는데, S_2 는 온 상태를 유지하고 S_3 가 오프되면서 S_1 의 역병렬 다이오드가 도통되게 된다. 2차측의 전류패스는 구간 III과 변함이 없으므로 리액터 전압 V_L 은

$$V_L = -V_2' = -(-n V_{\text{EDLC}}) \quad (2-8)$$

이며 이 값은 식(2-22)와 크기는 동일하고 부호만 반대이다. 따라서 리액터 전류 i_L 은

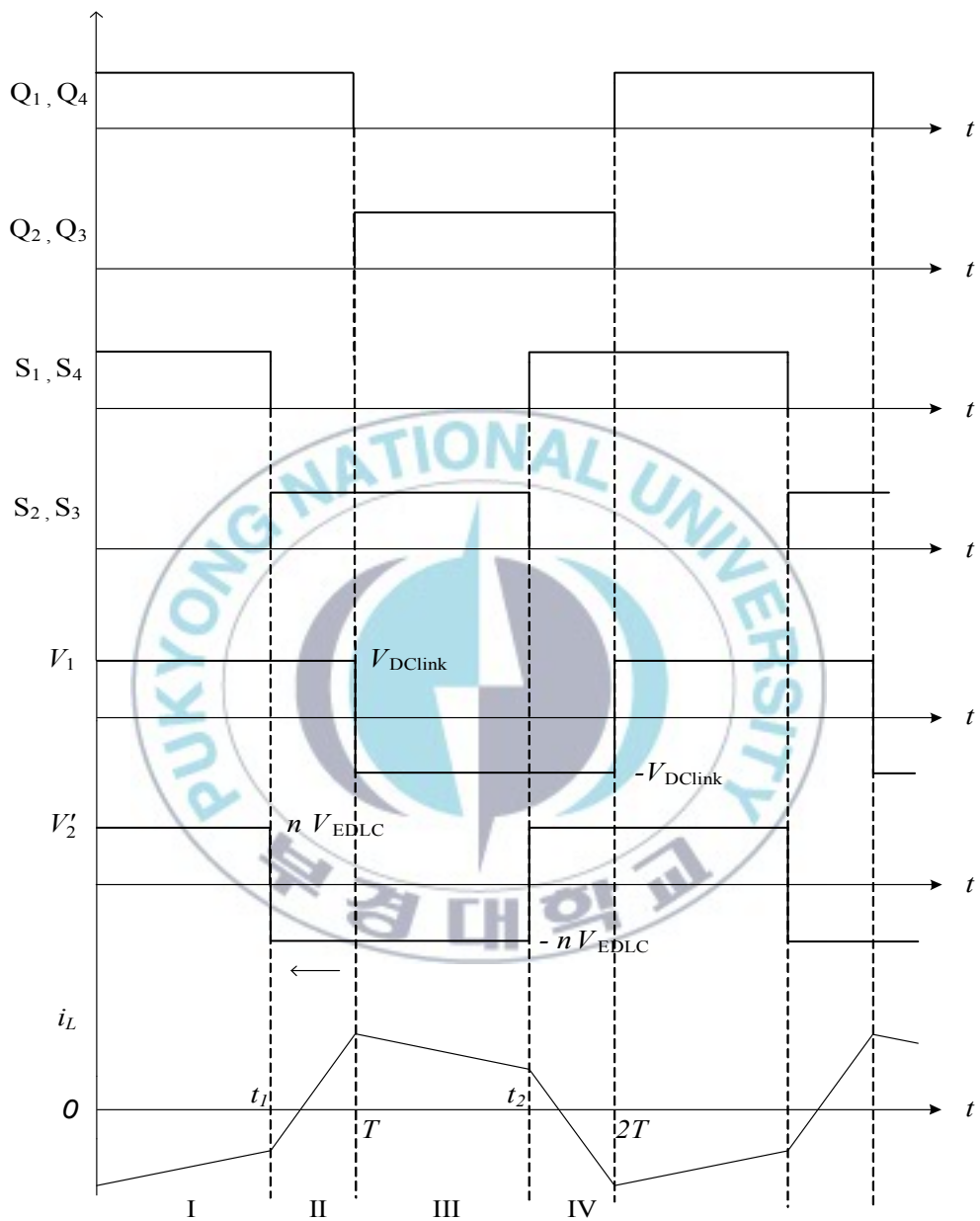
$$i_L = i_L(t_2) - \frac{1}{L} \int_{t_2}^{2T} (-n V_{EDLC}) dt = i_L(t_2) + \frac{n V_{EDLC}}{L} t \quad (2-9)$$

이 되어서 구간 II에서의 동작패턴이나 전류의 기울기와 같고 단지 극성만 다르다는 것을 확인할 수 있다.

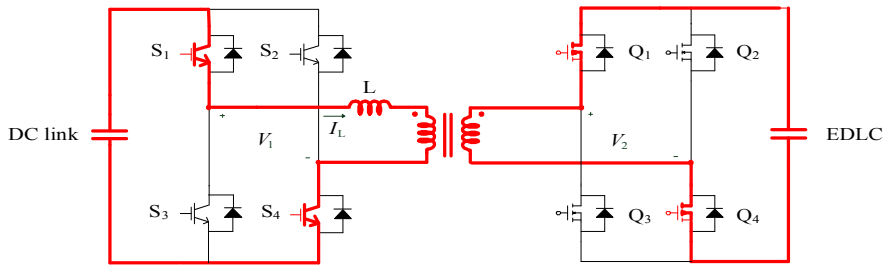
충전모드의 한 주기 동안 전력의 흐름을 분석해 보면 구간 I, III에서는 평균전력이 음이며 구간 II, IV에서는 평균전력이 양이다. 그러나 한 주기 동안 구간 II와 IV의 전력의 크기가 구간 I과 III의 전력의 크기보다 더 크기 때문에 전체적인 평균전력은 양의 값을 가지게 된다. 즉, 1차측 DC링크에서 2차측 슈퍼커패시터로 전력을 공급하게 되는 것을 확인할 수 있다.

(2) 방전 모드 (Phase Shift Mode)

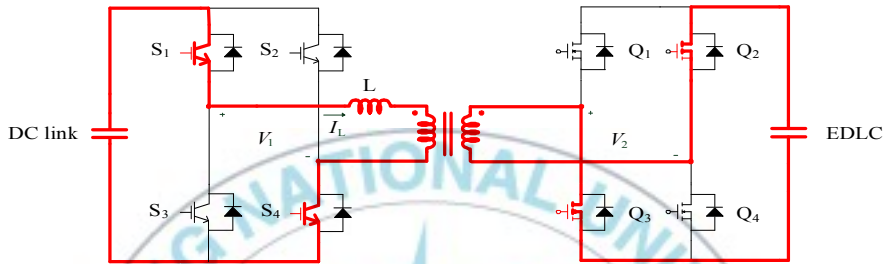
슈퍼커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터의 방전모드는 충전모드와 동작 원리가 많이 다르다. 2차측 $Q_1 - Q_4$ 은 스위칭 하지 않고 1차측 $S_1 - S_4$ 만 스위칭 했던 충전모드와 달리 1,2차측의 IGBT와 MOSFET를 모두 스위칭 시키며 각 듀티는 0.5로 고정시켜서 1차측 전압과 2차측 전압파형의 위상을 조절하여 두 전압간의 위상차를 이용해서 전력을 전달하는 방식이다. 방전모드의 동작도 충전모드와 마찬가지로 크게 4구간으로 나누어서 설명할 수 있는데, 그림 2-6(a)는 방전모드의 전압, 전류 및 스위칭 파형이고 그림 2-6(b)는 방전모드의 전류흐름도를 나타낸 것이다.



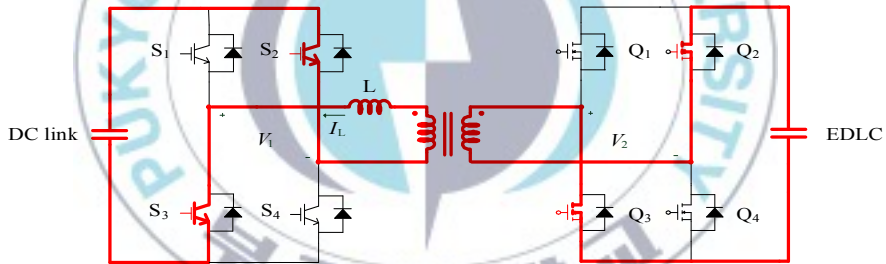
(a) 전압, 전류 및 스위칭 파형



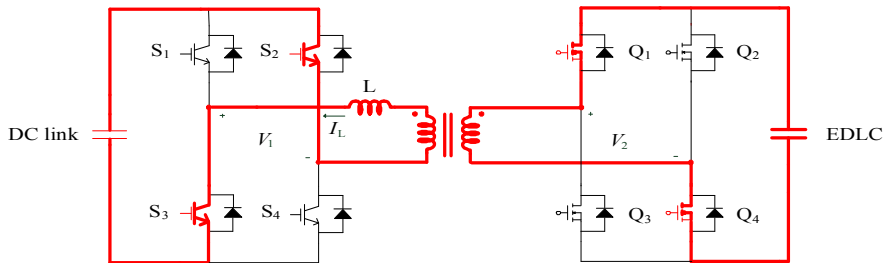
< 구간 I >



< 구간 II >



< 구간 III >



< 구간 IV >

(b) 방전모드의 구간별 전류 흐름도

그림 2-5 방전모드 시 전압과 전류파형 및 전류흐름도

1) 구간 I

앞선 구간에서 먼저 리액터 L 에는 V_1, V_2 두 전압이 더해진 크기가 음으로 인가되어 있던 상황에서 구간 I에서는 1차측의 S_1, S_4 가 먼저 온 되어 있는 상태이고, 2차측 또한 Q_1, Q_4 가 온되어 결국, 리액터 전압 V_L 은 다음과 같다.

$$V_L = V_1 - V_2' = V_{\text{DClink}} - n V_{\text{EDLC}} \quad (2-10)$$

따라서 리액터 전류 i_L 은 다음과 같이 된다.

$$i_L = i_L(t_0) + \frac{1}{L} \int_0^{t_1} (V_{\text{DClink}} - n V_{\text{EDLC}}) dt \quad (2-11)$$

식 (2-11)에서 보듯이 리액터 L 에 인가되는 전압은 DC링크 전압 V_{DClink} 와 슈퍼커패시터 전압이 변압기 1차 측으로 환산된 전압 $n V_{\text{EDLC}}$ 의 차이이고 V_{DClink} 전압은 $n V_{\text{EDLC}}$ 보다 크기 때문에 리액터 전압 V_L 은 양의 값이 되어 전류의 값이 음에서 양의 방향으로 상승하는 것을 확인할 수 있다.

2) 구간 II

구간 II에서는 2차측 전압의 위상이 1차측 전압보다 앞서기 때문에 먼저 스위칭 되어 Q_2, Q_3 이 온되고 1차측의 IGBT는 기존의 구간 I에서의 스위칭 상태를 그대로 유지하여 S_1, S_4 가 그대로 온되어 있는 상태이다.

따라서 리액터 전압 V_L 은

$$V_L = V_1 - V_2' = V_{\text{DCLink}} + n V_{\text{EDLC}} \quad (2-12)$$

이 되고 따라서 리액터 전류 i_L 은 다음과 같다.

$$i_L = i_L(t_1) + \frac{1}{L} \int_{t_1}^T (V_{\text{DCLink}} + n V_{\text{EDLC}}) dt \quad (2-13)$$

이 구간에서 V_1 의 전압은 양의 값이지만 V_2' 의 전압이 음의 값이므로 식 (2-12)와 같은 결과가 나오게 된다. 결국, 식 (2-13)에서 리액터 L 에 는 식 (2-11)과는 달리 DC링크 전압 V_{DCLink} 와 슈퍼커패시터 전압의 변압기 1차측 환산전압 $n V_{\text{EDLC}}$ 과의 합이 되므로 전류가 양의 값으로 가파르게 상승하는 것을 그림을 통해서 확인할 수 있다.

3) 구간 III

구간 III에서는 2차측은 구간 II의 상태를 그대로 유지하여 2차측의 Q_2, Q_3 이 계속 온되어 있고 1차측은 스위칭 되어 S_2, S_3 이 온되게 된다. 결과적으로, 구간 III에서는 구간 I과 상보로 동작하게 된다. 따라서 리액터 전압 V_L 은

$$V_L = V_1 - V_2' = -V_{\text{DCLink}} - (-n V_{\text{EDLC}}) = -(V_{\text{DCLink}} - n V_{\text{EDLC}}) \quad (2-14)$$

이며 이 값은 식 (2-10)과 크기는 동일하고 부호만 반대이다.

따라서 리액터 전류 i_L 은

$$i_L = i_L(t_2) - \frac{1}{L} \int_T^{t_2} (V_{\text{DClink}} - n V_{\text{EDLC}}) dt \quad (2-15)$$

이며 전압의 경우와 동일하게 식(2-11)과 크기는 동일하고 부호만 반대이다.

4) 구간 IV

마지막으로 구간 IV에서는 1차측은 구간 III의 상태를 유지하므로 계속해서 S_2, S_3 는 온되고 2차측 MOSFET은 스위칭 되어서 Q_1, Q_4 가 온되어서 결국, 구간 II와 상보로 동작하게 된다. 따라서 리액터 전압 V_L 은

$$V_L = V_1 - V_2' = -(V_{\text{DClink}} + n V_{\text{EDLC}}) \quad (2-16)$$

이 되어 리액터 전류 i_L 은

$$i_L = i_L(t_2) - \frac{1}{L} \int_{t_2}^{2T} (V_{\text{DClink}} + n V_{\text{EDLC}}) dt \quad (2-17)$$

이 되고 구간 II에서의 전류 기울기와 동일하고 그 방향만 반대로 된다.

방전모드의 한주기 동안 전력의 흐름을 분석해 보면 구간 I, III에서는 평균전력이 음이며 구간 II, IV에서는 평균전력이 양이다. 그러나 한 주기 동안 구간 I과 III의 전력의 크기가 구간 II와 IV의 전력의 크기보다 더 크기 때문에 전체적인 평균전력은 음의 값을 가지게 된다. 즉, 2차측 슈퍼커패시터에서 1차측 DC링크로 전력을 공급하는 것을 확인할 수 있다.



3. 충전 및 방전 시 효율을 고려한 권선비

전력변환시스템의 효율을 높인다는 말은 바꿔 말하면, 손실을 줄이는 것이라 할 수 있다. 따라서 손실 중에서 스위치 손실이 차지하는 비중이 크기 때문에 슈퍼커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터의 효율을 높이기 위해서는 스위치에서 발생하는 손실을 줄여야 한다. 서론에 언급했듯이 본 논문은 주로 스위치의 손실만 고려했기 때문에 슈퍼커패시터 충전 및 방전 시 효율을 높이기 위하여 스위치 손실을 최소로 하는 변압기 권선비를 설계하는 것으로 하며 다음과 같은 절차에 따라 변압기 권선비를 설계한다.

1) 우선, 3kW용량의 양방향 DC-DC 컨버터가 전력전달이 제대로 이루어질 수 있도록 다음의 중요한 파라미터들을 설계한다.

- 몇 가지 경우로 설정한 변압기 권선비의 리액터 L 값
 - 충전모드 시 각 변압기 권선비에서 슈퍼커패시터 전압에 따른 듀티
 - 방전모드 시 각 변압기 권선비에서 슈퍼커패시터 전압에 따른 위상
- 이때, 컨버터가 동작 가능한 범위 안에서 임의의 적당한 권선비 값을 몇 개 정하면 리액터 L 값은 각 권선비마다 다르게 설계되어야 한다, 그리고 듀티와 위상은 각 권선비 뿐만 아니라 충전 및 방전 상태에 따라서 슈퍼커패시터의 전압이 가변하기 때문에 각 권선비마다 슈퍼커패시터의 전압이 변할 때의 값들을 다 설계해야 한다.

2) 다음으로 충전모드와 방전모드로 회로 동작을 나누어서 각 모드별로 컨버터 내부에 있는 모든 스위치에서 발생할 수 있는 손실을 분석한다. 손실을 분석할 때에는 앞서 설명했던 동작원리처럼 전류 i_L 파형

의 구간을 나누어서 분석한다.

3) 위에서 언급한 파라미터들이 각 경우 별로 구해지면 그 값들이 적용된 시스템을 앞 장에서 설명된 충전 및 방전 모드별로 4구간씩 나뉜 동작원리를 이용하여 변압기 권선비를 바꿔가면서 각 구간 별로 생기는 스위치 손실을 파악한다. 이때 각 스위치 소자 별 데이터 시트를 이용해서 손실을 구하고 그 값들 중 최소의 손실 값을 가질 때의 변압기 권선비 즉, 최고의 효율을 가지는 변압기 권선비를 설계할 수 있다.

3-1. 중요 파라미터 설계

(1) 리액터 L 설계

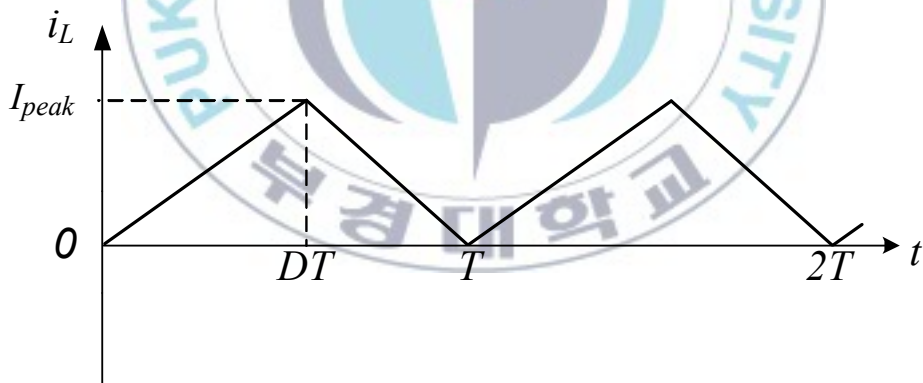


그림 3-1 충전모드 시 리액터 L 에 흐르는 전류파형

그림 3-1은 충전시 리액터 L 에 흐르는 전류 파형을 나타낸 것이다. 슈퍼 커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터의 충전모드는 벡(Buck)컨버터로 동작하므로 스위치가 온 되어있는 DT 구간은 전류가 상승하고 스위치

가 오프 되어있는 $(1-D)T$ 구간은 전류가 하강한다. 리액터 L 에 흐르는 전류가 연속이면 전류의 리플은 줄어들지만 스위치가 온/오프 될 때 손실이 발생하고 반대로, 리액터 L 에 흐르는 전류가 불연속이면 ZCS 동작이 가능해져서 스위치 온/오프 될 때에 손실은 발생하지 않지만 전류 리플이 커져서 회로 동작이 안정적이지 못하게 된다. 따라서 이런 두 조건의 단점을 최소화하고 장점을 살리기 위해서 각 권선비마다 기준이 되는 슈퍼커패시터 전압을 정해서 전류의 흐름이 연속모드와 불연속 모드의 경계로 동작하도록 리액터 L 값을 설계해야 한다. 그림 3-1에서

$$\Delta i_L = I_{\max} - I_{\min} = I_{peak} - 0 = I_{peak} \quad (3-1)$$

이고 또한, 앞서 살펴보았던 식 (2-2)와 식 (2-3)에 의해서

$$\Delta i_L = \frac{V_{DClink} - n V_{EDLC}}{L} DT \quad (3-2)$$

$$I_{peak} = \frac{V_{DClink} - n V_{EDLC}}{L} DT \quad (3-3)$$

이 된다. 따라서 식 (3-3)에 의해서 리액터 L 값을 아래처럼 구할 수 있다.

$$L = \frac{V_{DClink} - n V_{EDLC}}{I_{peak}} DT \quad (3-4)$$

식 (3-3)에서 주기 T 를 비롯한 DC링크 전압 V_{DClink} 는 일정한 값이고 슈퍼커패시터 전압인 V_{EDLC} 또한 전류의 흐름을 연속과 불연속의 경계에서 흐르게 하는 기준 값으로 정해진 전압이므로 일정한 값이다. 나머지 파라미터 중에서 D 와 I_{peak} 가 각 경우마다 값이 바뀌긴 하지만, 이 값들은 변압기 권선비 n 의 변화에 따라 달라지는 종속변수이기 때문에 결국, 리액터 L 값은 변압기 권선비 n 에 따라 다르게 구해진다는 것을 알 수 있다.

(2) 충전모드 시 듀티(Duty)

앞에서 살펴본 그림 2-4에서 변압기 1차 측 스위치 $S_1(S_3)$ 의 온 되면 V_1 전압이 발생해서 리액터 L 에 $V_1 - V_2'$ 전압이 양으로 인가되어 L 의 전류가 상승하고 $S_1(S_3)$ 가 오프 되면 리액터 L 에 V_2' 전압이 음으로 인가되어 L 의 전류가 하강하는 것을 확인할 수 있었다. 따라서 충전모드에서 듀티를 조절한다는 말은 결국, 스위치 $S_1(S_3)$ 의 온/오프 시간을 조절하는 것을 말한다..

충전모드이기 때문에 입력전압은 DC의 전압 V_{DClink} 이므로, 입력전력을 P_{in} 이라 하면

$$P_{in} = V_{DClink} \times \frac{I_{peak}}{2} \times D \quad (3-5)$$

충전모드 이고 식 (3-5)에 식 (3-3)을 대입하여 정리하면,

$$P_{in} = V_{DClink} \times \frac{V_{DClink} - n V_{EDLC}}{2L} D^2 T \quad (3-6)$$

이고 따라서 듀티는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$D = \sqrt{\frac{2LP}{TV_{DClink}(V_{DClink} - n V_{EDLC})}} \quad (3-7)$$

여기서 식 (3-6)과 식 (3-7)의 리액터 L 값은 각 권선비마다 다르게 설계되는 값이다.

(3) 방전모드 시 위상(Phase)

방전모드에서는 두 전압 $V_1(V_{DClink})$, $V_2'(nV_{EDLC})$ 의 위상차를 이용해서 전력을 전달하므로 두 전압의 크기는 같되 위상은 다르게 설계해줘야 한다. 본 논문에서는 V_1 전압의 위상은 고정시키고 V_2' 전압의 위상을 앞당겨서 위상차를 주도록 하였다. 위상을 알기 위해서는 먼저 리액터 L 에 흐르는 전력을 계산하여야 한다.

그림 3-2는 위상천이(Phase-shift)방식에서 전력을 계산하기 위하여 임의의 전압 V_1 과 V_2 의 파형을 나타내었으며, 이때 V_2 의 위상은 V_1 에 비해 90° 뒤쳐지며 위상차에 따른 전류 i_L 도 나타내었다. 단, 여기서 전압 조건은 $V_1 > V_2$ 이다.

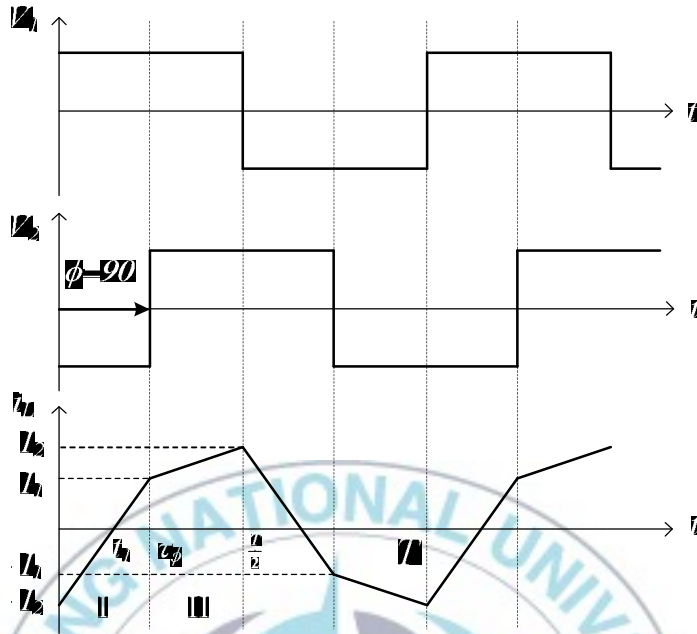


그림 3-2 방전모드 시 리액터 L 에 흐르는 전류파형

그림 3-2 에서 한주기 동안의 평균전력은 다음 식과 같다.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \{ V_1 \cdot i_L(t) \} dt \quad (3-8)$$

이때 그림 3-2에서 보듯이 반주기 $T/2$ 를 기준으로 전압, 전류 파형이 원점대칭이므로 반주기동안의 평균전력만 고려해도 된다. 따라서 반주기 동안의 평균전력을 구한다. 구간 I, II의 전류 파형을 수식으로 유도하고 식 (3-8)로부터 반주기 동안의 평균전력 P 를 구하면 다음 식과 같다.

$$P = \frac{2V_1}{T} \left[\int_0^{t_\phi} \left(-I_2 + \frac{V_1 + V_2}{L} t \right) dt + \int_{t_\phi}^{\frac{T}{2}} \left(I_1 + \frac{V_1 - V_2}{L} (t - t_\phi) \right) dt \right] \quad (3-9)$$

그리고 구간 I, II에서의 전류 파형 수식으로부터 I_1, I_2 를 구하면

$$I_1 = \frac{V_1 + V_2}{2L} t_\phi - \frac{V_1 - V_2}{2L} \left(t_{\frac{T}{2}} - t_\phi \right) \quad (3-10)$$

$$I_2 = \frac{V_1 + V_2}{2L} t_\phi + \frac{V_1 - V_2}{2L} \left(t_{\frac{T}{2}} - t_\phi \right) \quad (3-11)$$

과 같으며 식 (3-10)과 식 (3-11)을 식 (3-9)에 대입하여 정리하면 다음 식과 같이 정리된다. 이때 t_s 는 위상각 ϕ 에 대응하는 시간이다.

$$P = \frac{2V_1 \times V_2}{L \times T} \left(t_{\frac{T}{2}} - t_\phi \right) \times t_\phi = \frac{2 \times V_1 \times V_2}{L \times T} \left(\frac{T}{2} - t_s \right) \times t_s \quad (3-12)$$

따라서 식 (3-12)를 정리하면 다음과 같다.

$$t_s^2 - \frac{T}{2} t_s + \frac{LTP}{2V_1 V_2} = 0 \quad (3-13)$$

식 (3-13) t_s 의 이차방정식의 두 근중 적당한 한 근이 위상이 된다.

3-2. 충전 및 방전시 고려해야 할 스위치 손실

(1) 스위치 손실의 개념

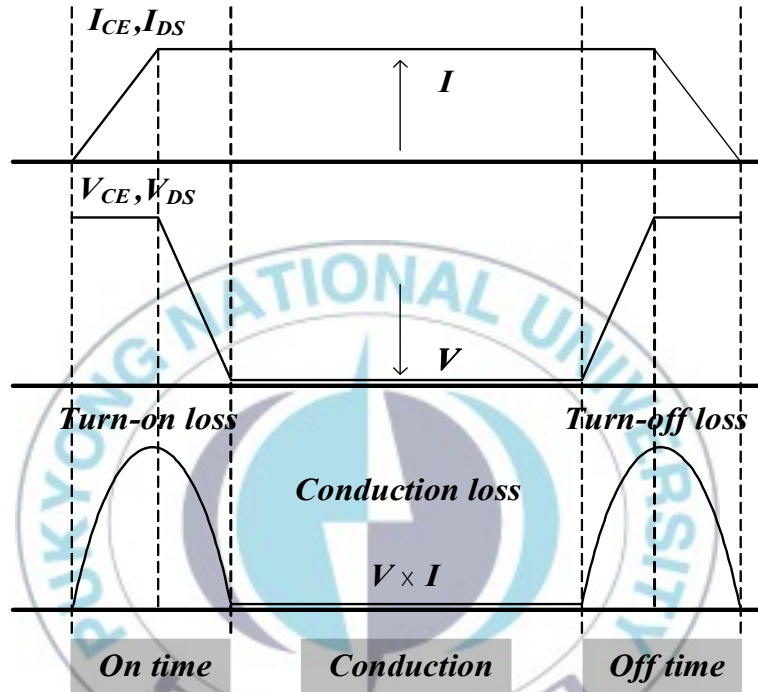


그림 3-3 스위치 손실 개념도

그림 3-3은 본 논문에 사용되는 스위치인 IGBT와 MOSFET에서 나타나는 손실의 개념에 대해 나타낸 것으로 전압과 전류는 각각 스위치가 IGBT인 경우에는 I_{CE}, V_{CE} (컬렉터-이미터 전류, 전압), 스위치가 MOSFET인 경우에는 I_{DS}, V_{DS} (드레인-소스 전류, 전압)이다.

스위치에서 발생하는 손실은 3가지로서 턴 온, 턴 오프, 도통 손실로 나타난다. 턴 온, 턴 오프 손실은 전류와 전압의 레벨이 순간적으로 갑자기 변하지 못하므로 레벨이 상승할 때 걸리는 시간(rise time)과 하강

할 때 걸리는 시간(fall time)에 따라 발생하는 손실을 말하는 것이다. 그리고 도통손실은 IGBT는 온 전압 $V_{CE(sat)}$ 과 전류의 곱으로 나타내고 MOSFET 같은 경우에는 온 저항인 R_{DS} 로 인하여 I^2R 로 나타난다. IGBT와 MOSFET의 스위치 특성상 턴 온 시에는 전류가 먼저 상승하고 난 뒤에 전압이 하강하고 턴 오프 시에는 턴 온 시와 반대로 전압이 먼저 상승하고 난 뒤에 전류가 하강한다. 스위치에서 발생하는 총 손실은 턴 온, 턴 오프, 도통 손실을 모두 더한 것을 말한다.

(2) 충전 및 방전시 발생하는 총 스위치 손실

1) 충전모드의 총 손실

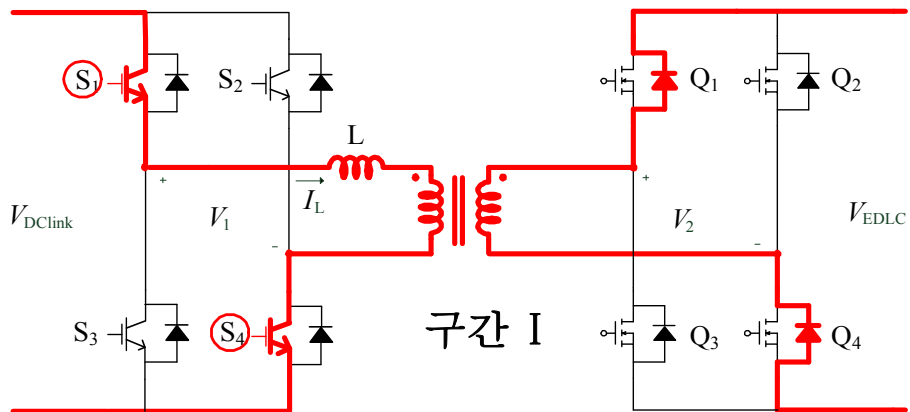
충전모드에서 2차측의 MOSFET은 켜지지 않기 때문에 이 때 MOSFET에서 발생하는 스위칭 손실은 고려할 필요가 없다. 또한, 스위칭 패턴의 특성상 1차측 IGBT의 ZCS, ZVS 동작이 가능하기 때문에 1차측 IGBT의 가 온/오프 될 때 발생하는 스위칭 손실도 적은 편이다. 그림 3-4는 충전모드에서 발생하는 총 스위치 손실을 나타낸 것으로 충전모드이 동작 원리를 설명하기 위해 나타낸 그림 2-4에서 한주기 동안 (구간의 I, II)의 스위치에 발생하는 손실에 해당하는데 충전모드에서 스위치에 발생하는 총 손실은 다음과 같다.

- ① 구간 I에서의 스위치 손실을 살펴보면 변압기 1차측에서는 IGBT S_1, S_2 가 ZCS, ZVS 턴 온 되기 때문에 턴 온 손실은 없고 S_1, S_2 도통되고 2차측은 Q_1, Q_4 의 역병렬 다이오드가 도통되고 있으므로 총 IGBT 2개의 도통손실과 MOSFET 다이오드 2개의 도통손실이 존재한다.

- ② 구간 I 에서 구간 II 로 스위칭 되는 순간의 손실은 IGBT S_1 만 턴 오프 되고 S_4 는 그대로 온 상태를 유지한다. 그리고 2차측 Q_1, Q_4 의 역병렬 다이오드도 그대로 동작하기 때문에 손실은 1개의 IGBT에서 턴 오프 손실만 존재한다.
- ③ 구간 II 에서 변압기 1차측은 IGBT S_3 의 역병렬 다이오드와 S_4 를 통하여 전류가 흐르고 2차측은 여전히 Q_1, Q_4 역병렬 다이오드가 도통되고 있으므로 총 손실은 IGBT 도통손실 1, IGBT 역병렬 다이오드 도통손실 1, MOSFET 다이오드 도통손실 2개가 발생한다.

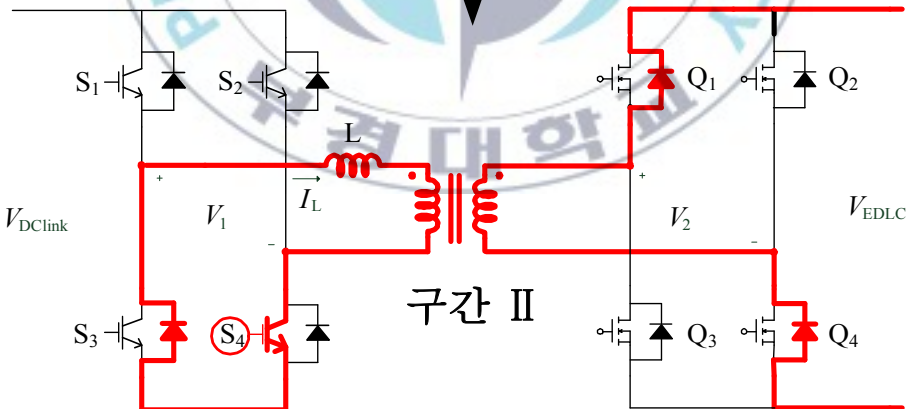
결과적으로, 충전모드에서 스위치에 발생하는 총 손실은 ①+②+③으로 구 할 수 있다.





① IGBT 도통손실 x2 + MOSFET 다이오드도통손실 x2

② IGBT 턴오프손실



③ IGBT도통손실, IGBT 다이오드도통손실
+
MOSFET 다이오드도통손실 x2

그림 3-4 충전모드 시 발생하는 스위치 손실

2) 방전모드의 총 손실

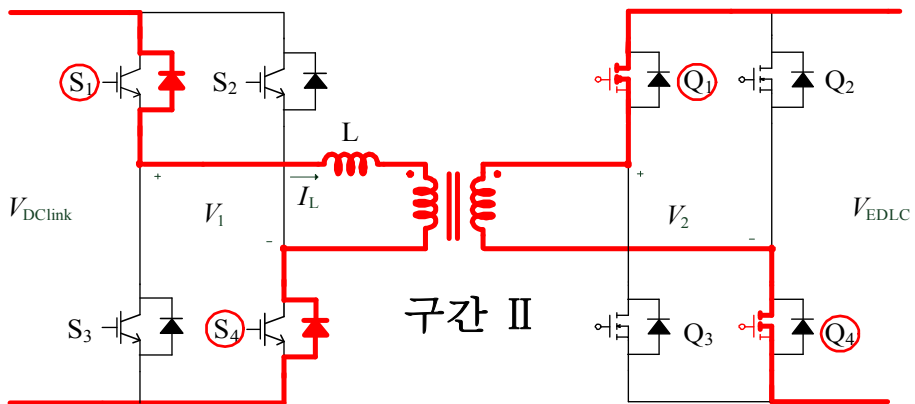
방전모드는 1차측의 4개의 IGBT와 2차측의 4개의 MOSFET이 전부 온/오프 동작하기 때문에 2차측의 MOSFET을 스위칭 하지 않았던 충전모드에 비해서 스위칭 손실이 크다. 물론 스위칭 특성상 ZVS 턴 온 되긴 하지만 소프트스위칭 조건이 충전모드보다 상대적으로 적어서 손실이 더 많이 발생한다. 손실을 줄이기 위해 부가적인 회로를 꾸밀 수 있으나, 본 논문에서는 스위치에서 발생하는 모든 손실을 설명하기 위해 따로 부가적인 회로에 대한 설명은 하지 않았다. L 전류 파형도 충전모드처럼 구간 I, II 와 구간 III, IV 의 파형이 모양과 크기가 같고 극성만 다르기 때문에 구간 I ~ II만 한 주기로 놓고 스위치 손실을 구하면 된다. 그림 3-5는 방전모드에서 발생하는 스위치 손실을 나타낸 것으로 방전모드에서 발생하는 총 손실은 다음과 같다.

- ①구간 I에서 변압기 1차측의 H-브리지 컨버터는 각 폴(pole)의 스위치가 상보로 동작하기 때문에 IGBT S_1, S_4 가 온 되면서 그전에 온 되어 있던 S_2, S_3 가 오프된다. 그런데 S_1, S_4 는 온 되고나서 바로 스위치로 전류가 흐르는 것이 아니라 역병렬로 연결된 다이오드로 전류가 흐르기 때문에 스위치에서 발생하는 턴 온 손실은 없다. 그리고 2차측 같은 경우 위상이 앞서기 때문에 2차측의 MOSFET은 온 되어있는 상태이고 스위칭 손실은 발생하지 않는다. 따라서 구간 I에서의 총 손실은 IGBT 턴 온 손실 2, IGBT 도통손실 2, IGBT 도통손실 2, MOSFET 도통손실 2개가 생긴다.
- ②구간 I에서 II로 스위칭 되는 순간의 손실은 2차측 MOSFET Q_1, Q_4 가 오프 되면서 이와 상보로 Q_2, Q_3 가 온 되는데 이 때, Q_1, Q_4 에서는

턴 오프 손실이 발생하지만 Q_2, Q_3 의 경우 턴 온 되자마자 전류가 역 병렬 다이오드로 흘러서 발생하는 총 스위칭 손실은 MOSFET 턴 오프 손실 2개이다.

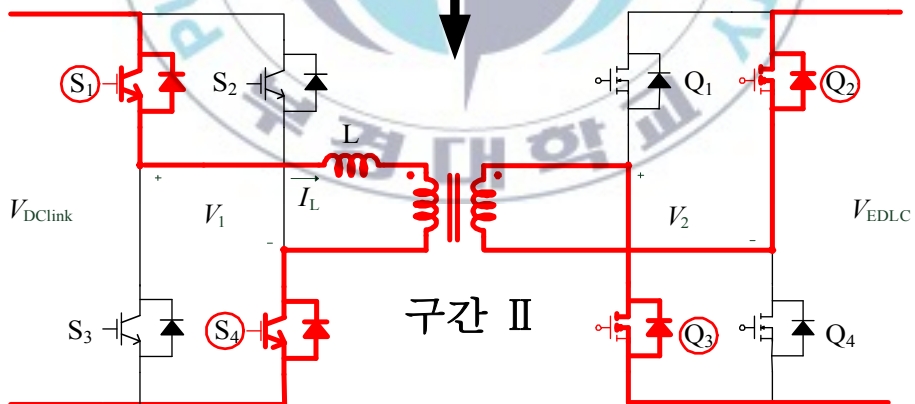
- ③마지막으로 구간 II에서는 발생하는 스위치 손실은 S_1, S_2, Q_2, Q_3 가 모두 다이오드로 전류가 흐르다가 온 되기 때문에 ZVS 턴 온 되어 턴 온 손실은 발생하지 않고, 구간 II 동안 각 소자의 스위치와 다이오드에 전류가 다 흐르기 때문에 발생하는 총 스위치 손실은 IGBT 턴 온 손실 2, IGBT 다이오드 도통손실 2, MOSFET 도통손실 2, MOSFET 도통손실 2개가 생긴다.

결국, 충전모드에서와 마찬가지로 방전모드에서 발생하는 총 손실은 ①+②+③으로 구 할 수 있다.



① IGBT 턴오프손실 x2 , IGBT 다이오드도통손실 x2
+
MOSFET 도통손실 x2

② MOSFET 턴오프손실 x2

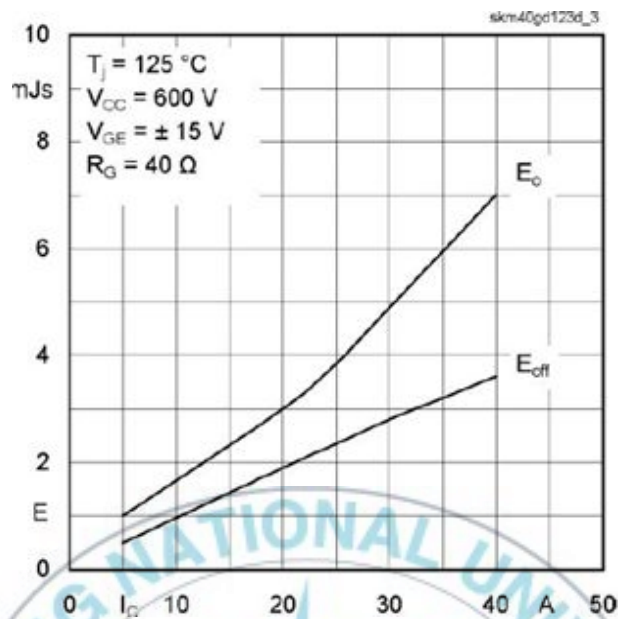


③ IGBT다이오드도통손실 x2 , IGBT 도통손실 x2
+
MOSFET 다이오드도통손실 x2 , MOSFET 도통손실 x2

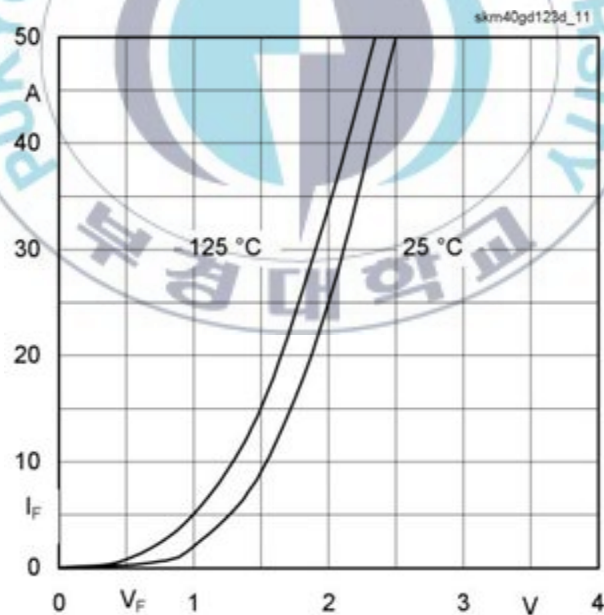
그림 3-5 방전모드 시 발생하는 스위치 손실

3-3. 스위치 손실의 계산

앞에서 설명한 내용을 통해서 슈퍼커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터의 충전모드와 방전모드에서 언제, 어디에서 스위치의 손실이 발생하는지 파악할 수 있었다. 하지만 손실이 어느 정도 발생하는지 수치를 통서 확인을 해야 효율을 따질 수 있기 때문에 스위치의 손실을 계산하려면 사용하는 반도체 스위치 소자의 데이터시트(datasheet)에 제시된 파라미터들을 활용해서 구할 수 있다. 본 논문에 사용된 소자는 IGBT 소자는 SEMIKRON사의 SKM 40GD123D^[1-2]이고 MOSFET 소자는 IR사의 IRF4668Pbf^[1-2]이다. IGBT를 예로 들면 그림 3-6(a)는 스위치로 전류가 흐를 때의 손실 파형으로 현재 그림 상으로는 $V_{ce}=600V$ 일 때 파형이기 때문에 본 논문의 시스템의 경우 $V_{ce}=400V$ 이므로 비율만큼 곱해서 값을 읽으면 된다. 그리고 그림 3-6(b)은 IGBT의 역병렬 다이오드 도통 손실을 구하는 파라미터로서 세로축의 전류 값에 따라 가로 축의 전압 값을 읽어 두 값을 곱하면 발생하는 도통손실을 알 수 있다. 이밖에 다이오드 역 회복 손실 같은 다른 손실도 데이터시트에 제시된 파라미터를 이용하여 구할 수 있다.



(a) 스위칭 손실 파형



(b) 역병렬 다이오드의 도통전류에 따른 전압

그림 3-6 데이터시트에서 IGBT의 특성

4. 시뮬레이션 및 변압기 권선비 설계

4-1. 3kW 전력전달을 위한 설계

시뮬레이션을 수행하기에 앞서 3kW용량에서 충·방전 동작이 가능하도록 앞에서 언급했던 파라미터(리액터 L , 충전모드 시의 듀티, 방전모드 시의 위상)들을 설계해야 한다. 변압기의 권선비는 400:90, 400:100, 400:110, 400:120으로 우선 2차측 권선수를 10단위로 증가시켜 가면서 변화의 추이를 보가자하며 슈퍼커패시터의 전압 범위는 동작범위 내에서 50, 60, 70, 80V의 4가지 경우에 대해 분석하였다.

먼저 권선비마다 다르게 설계된 리액터 L 값의 결과는 표4-1과 같다. 여기서 L 값이 2차측 권선수가 90에서 100으로 증가시켰을 때는 같이 증가하다가 2차측 권선수가 110에서 120로 증가할 때에 다시 감소 하는 이유는 2차측 권선수가 90과 100 일 때는 기준이 되는 슈퍼커패시터 전압을 80V로 하였고, 110과 120일 때는 50V로 하였기 때문이다.

표 4-1. 권선비에 따른 리액터 L 값

권선비	400 : 90	400 : 100	400 : 110	400 : 120
L 값	234.73 μ H	341.33 μ H	300.53 μ H	270.06 μ H

그리고 표 4-2는 충전모드 시 전력전달이 제대로 이루어지게끔 하는 듀티를 구한 결과이며, 슈퍼커패시터 전압을 리액터 L 값과 같은 조건으로 해서 구한 값이다.

표 4-2. 충전모드에서 각 권선비와 슈퍼커패시터 전압에 따른 듀티

권선비 EDLC	400 : 90	400 : 100	400 : 110	400 : 120
50V	0.445	0.506	0.454	0.417
60V	0.514	0.566	0.498	0.45
70V	0.629	0.653	0.557	0.493
80V	0.89	0.8	0.643	0.551

마지막으로 표 4-3은 방전모드 시 전력전달을 결정짓는 위상을 구한 것으로, 앞서 구했던 리액터 L 및 듀티와 같은 조건에 구한 값이다.

표 4-3. 방전모드에서 각 권선비와 슈퍼커패시터 전압에 따른 위상

권선비 EDLC	400 : 90	400 : 100	400 : 110	400 : 120
50V	$8.65\mu\text{sec}$	$15.07\mu\text{sec}$	$14.49\mu\text{sec}$	$14.16\mu\text{sec}$
60V	$7.08\mu\text{sec}$	$12.14\mu\text{sec}$	$11.69\mu\text{sec}$	$11.43\mu\text{sec}$
70V	$6\mu\text{sec}$	$10.18\mu\text{sec}$	$9.82\mu\text{sec}$	$9.6\mu\text{sec}$
80V	$5.21\mu\text{sec}$	$8.77\mu\text{sec}$	$8.46\mu\text{sec}$	$8.28\mu\text{sec}$

4-2. 시뮬레이션 결과를 이용한 변압기 권선비 설계

(1) 시뮬레이션 결과

시뮬레이션의 목적은 충전 및 방전모드별로 스위치에 흐르는 전류 값을 읽어 스위치 손실을 계산하기 위함이다.

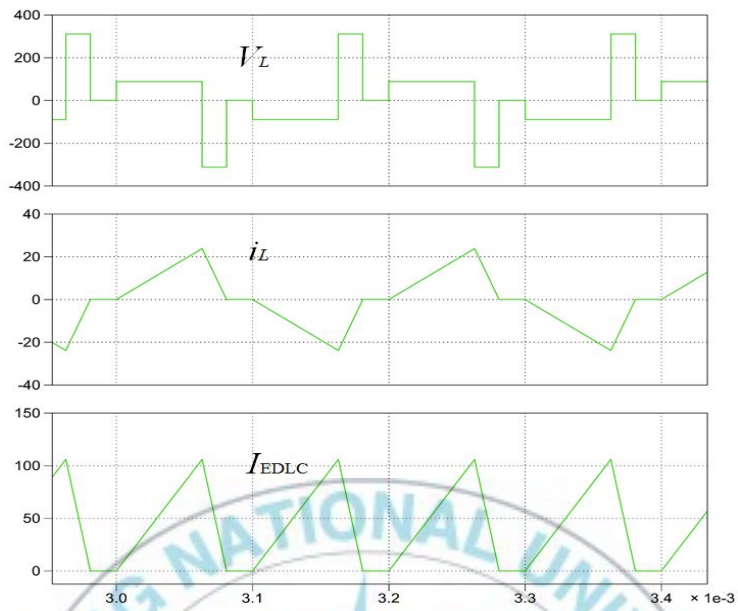
표 4-4는 본 논문에서 수행하는 시뮬레이션 조건을 나타낸 것이다.

표 4-4. 시뮬레이션 조건

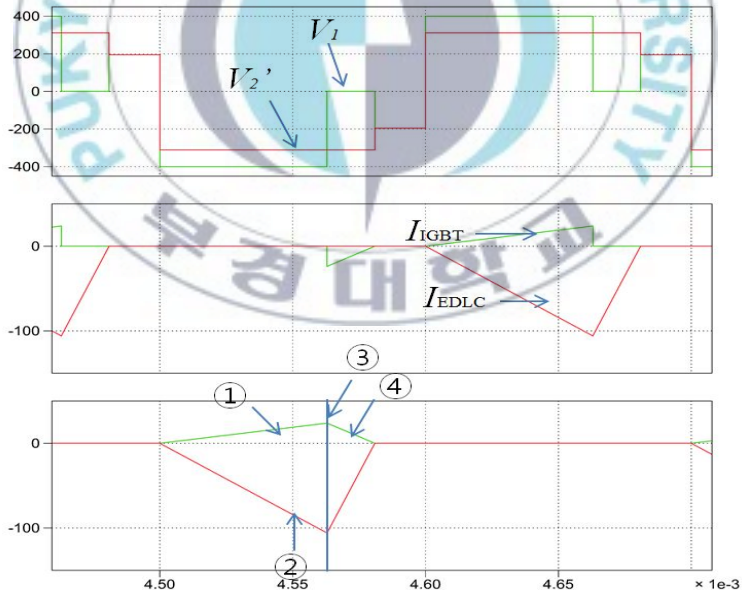
파라미터	값
시스템 용량	3 kW
DC-link 전압	400 V
슈퍼커패시터 전압	50, 60, 70, 80 V
변압기 권선비	400:90, 400:100, 400:110, 400:120
스위칭 주파수	10kHz

각 권선비마다 입력전압을 50 ~ 80V로 10V씩 바뀌가며 충전 모드 , 방전 모드 각각 16회씩 총 32회에 걸쳐 시뮬레이션을 수행했다.

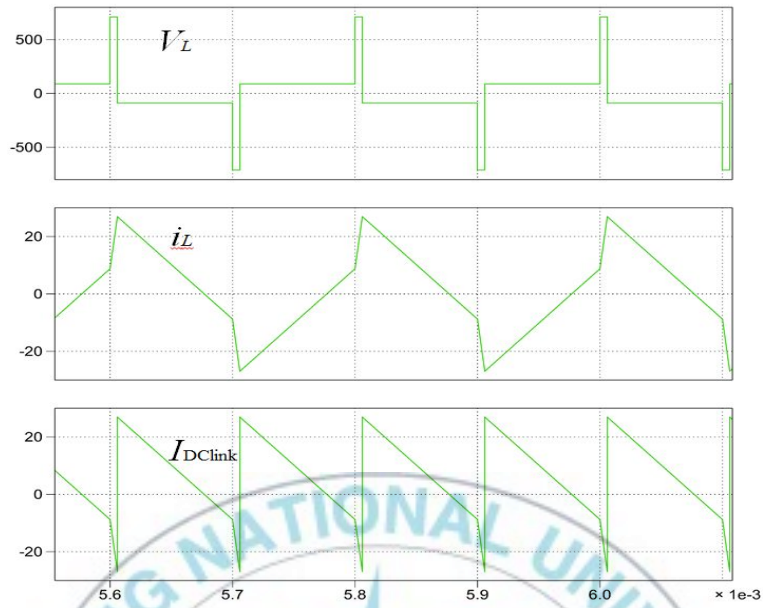
그림 4-2와 4-3은 시뮬레이션 조건 중에서 변압기 권선비가 400:90, 슈퍼커패시터 전압은 70V일 때 각각 충전모드와 방전모드일 때의 파형이다.



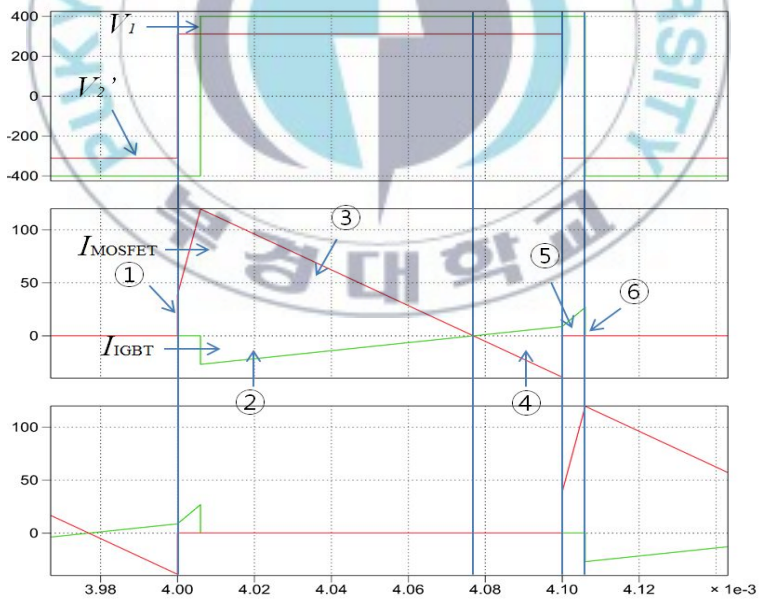
(a) 충전모드에서의 V_L , i_L , I_{EDLC}



(b) 충전모드에서의 V_1 , V_2' 및 각 스위치 파형
그림 4-1 변압기 권선비- 400:90, EDLC 전압-70V 일 때
충전모드 시 시뮬레이션 파형



(a) 방전모드에서의 V_L , i_L , I_{EDLC}



(b) 방전모드에서의 V_1 , V_2' 및 각 스위치 파형

그림 4-2 변압기 권선비- 400:90, EDLC 전압-70V 일 때
방전모드 시 시뮬레이션 파형

(2) 시뮬레이션 결과분석을 통한 변압기 권선비 설계

시뮬레이션 결과파형에서 스위치에서 발생하는 손실을 파악하기 위해 각 스위치 파형에 구역을 나누어 번호를 표시했다. 먼저, 그림 4-2 (b)의 충전모드의 스위치 파형을 보면 ①의 전류로 인해 2개의 IGBT에 도통손실 발생하고 ②의 전류는 2개의 MOSFET의 역병렬 다이오드에 도통손실을 발생시킨다. ③의 스위칭 순간에는 IGBT 1개의 스위칭 손실이 발생하고 ④의 전류는 IGBT 1개와, IGBT의 역병렬 다이오드 1개의 도통손실을 발생시킨다. 따라서 충전모드 시 발생하는 손실을 정리하면

①에서 37.5W

②에서 30.8W

③에서 14.95W

④에서 5.36W

발생하므로 변압기 권선비가 400:90, 슈퍼커패시터 전압이 70V일 때 충전모드에서 발생하는 총 손실은 88.61W이다

다음으로 그림 4-3 (b)의 방전모드에서의 스위치 파형을 분석하면 ①의 스위칭 순간에 4개의 MOSFET에서 스위칭 손실이 발생하는데, 여기서 2개는 턴 온, 나머지 다른 2개는 턴 오프 손실이 발생한다. 그리고 ②의 전류로 인해서 2개의 IGBT의 역병렬 다이오드에 도통손실이 발생하고 ③의 전류는 2개의 MOSFET의 도통손실을 발생시킨다. 그리고 ②, ③ 구역을 지나면서 MOSFET은 ZVS 턴 오프, IGBT는 ZVS 턴 온 된다. ④의 전류는 2개의 MOSFET의 역병렬 다이오드의 도통손실을 발생시키고 ⑤의 전류로 인해 2개의 IGBT 도통손실이 발생한다. 마지막으로 ⑥의 스위칭 순간에 2개의 IGBT에서 턴 오프 손실이 발생한다. 따라서 발생한 이상을 정리하면 다음과 같다.

①에서 34.56W

②에서 48.9W

③에서 0

④에서 1.2W

⑤에서 19.8W

⑥에서 21.8W

따라서 변압기 권선비가 400:90, 슈퍼커패시터 전압이 70V일 때 방전모드에서 발생하는 총 손실은 126.26W 이다

위에서 구한 충전모드와 방전모드의 손실 값을 더하면 총 손실이 되므로 변압기 권선비가 400:90 슈퍼커패시터 전압이 70V일 때 스위치에서 발생하는 총 손실은 214.86W 이다.

위와 같은 방법을 통해서 모든 경우에 발생하는 스위치 총 손실을 살펴보면 다음과 같다.

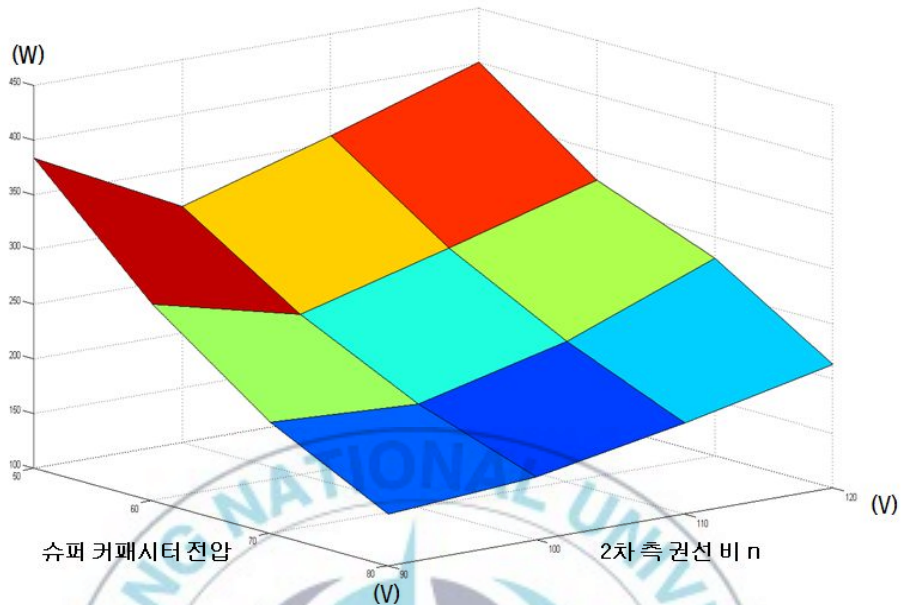


그림 4-3 변압기 권선비와 슈퍼커패시터 전압(10V 단위)변화에 따른
총 스위치 손실

그림 4-3은 변압기 권선비가 400:90, 400:100, 400:110, 400:120 으로
변할 때 각 변압기 권선비마다 슈퍼커패시터 전압이 50,60,70,80V로 바
뀔 때의 시스템에서 발생하는 총 스위치 손실을 3차원 그래프로 나타낸
것이다. 슈퍼커패시터 전압을 10V 단위로 나누어서 각 변압기 권선비에
서 발생하는 손실의 동향을 파악해 본 결과 총 손실은 변압기 권선비가
400:100일 때 가장 작게 나타난 것으로 확인되었다.

그림 3-5에서 대략적인 손실 동향을 파악했기 때문에 이를 토대로 좀
더 구체적으로 손실이 어디서 제일 작은지 파악하기 위해서 슈퍼커패시
터 전압의 변동 폭을 좀 더 세분화해서 시뮬레이션 한 결과를 그림 4-4
에 나타내었다.

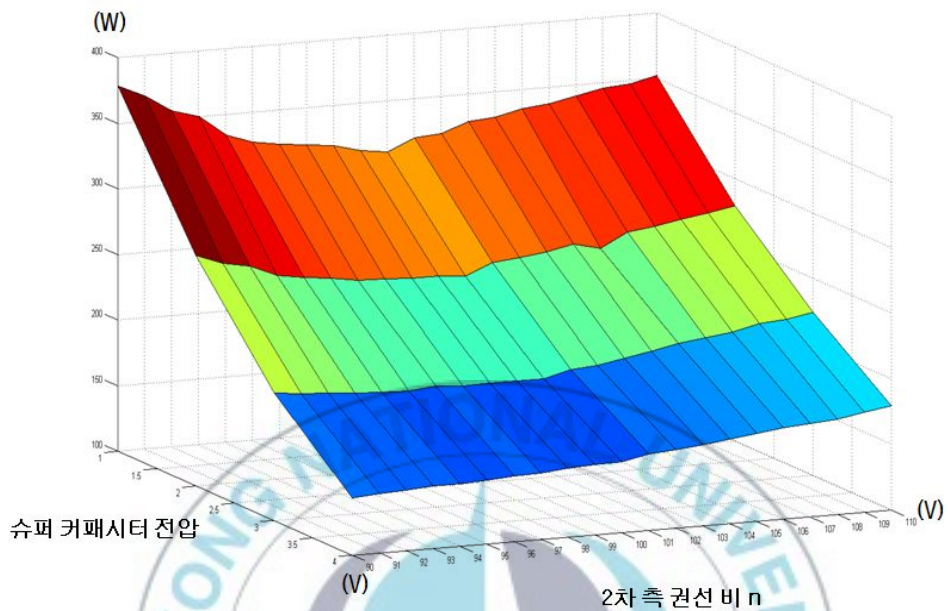


그림 4-4 변압기 권선비와 슈퍼커패시터 전압(1V 단위)변화에 따른 총 스위치 손실

2차측 권선비를 90에서 110까지 1씩 변화시켜가면서 손실을 분석해 본 결과 역시 400:100 일 때 손실이 가장 적게 발생한다는 것을 알 수 있었다. 따라서 변압기 권선비가 400:100 일 때 시스템이 최적의 효율을 낼 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 슈퍼커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터의 충전 및 방전 시 효율을 고려한 변압기 권선비 설계를 다루었다.

일반적으로 변압기를 사용하는 변력변환장치의 경우 변압기의 권선비는 입력전압과 출력전압을 고려하여 결정된다. 본 논문에서 다루고자 하는 슈퍼커패시터를 이용한 에너지 저장시스템을 위한 전력 변환 장치에 있어서는 변압기 2차측 출력에 해당하는 슈퍼커패시터의 전압이 가변이므로 최대전압을 고려하여 변압기 권선비를 설정할 수 있지만 컨버터의 효율까지 고려하면 권선비 설정이 그리 간단하지는 않다. 따라서 슈퍼커패시터용 양방향 DC-DC 컨버터의 동작을 충전 및 방전모드로 나누어 동작원리를 살펴보고, 변압기의 권선비에 따라 결정되는 중요한 파라미터인 리액터 L 과 충전모드 동작 시 필요한 듀티(Duty), 방전모드 동작 시 필요한 위상(Phase)에 대해 알아보았다. 그리고 각 스위치의 특성을 분석하여 동작모드에 따라서 스위치의 손실이 어떻게 발생하는지 분석하였고, 손실을 계산하는 방법에 대해 제안하였다. 앞서 제시했던 내용들을 토대로 변압기 권선비가 바뀔 때 각 변압기 권선비마다 슈퍼커패시터 전압은 50, 60, 70, 80V로 가변 하면서, 필요한 파라미터를 설계하였고, 시뮬레이션의 결과를 이용해서 변압기 권선비가 400:90, 슈퍼커패시터 전압이 70V일 때를 구체적인 예로 들어 스위치에서 발생하는 손실을 분석하였다.

전체적인 분석 결과를 비교해 보았을 때 변압기의 권선비가 400:100 부근에서 컨버터 시스템 전체에서 발생하는 스위치 손실이 가장 작게 나타난다는 것을 확인할 수 있었고 좀 더 정확한 손실의 분석을 위해서

변압기 권선비를 400:90에서부터 400:110까지 변압기 2차측의 권선비의 크기를 1씩 바꿔가면서 각 손실을 구하였는데, 마찬가지로 400:100일 때 손실이 제일 작게 발생하였다. 따라서, 본 논문에 사용된 시스템의 경우 변압기 권선비를 400:100으로 설계해야 시스템의 효율을 최대한 높일 수 있음을 알았다. 본 논문의 아이디어는 변압기가 포함되는 다양한 전력변환장치에 아주 유용하게 쓰일 것으로 기대된다.



참 고 문 헌

- [1] 안기봉, “에너지 저장 장치(ESS)의 중요성과 그 역할” , 조명·전기설비 학회지, Vol. 26, No. 3, 2012, pp. 14-17
- [2] 마삼선, “ESS(에너지 저장 시스템)의 보급 로드맵 및 수익모델 방안” ,Journal of the Electrical World No. 11, 2012, pp. 34-43
- [3] Haimin Tao, Jorge. L. Duarte, and Marcel. A. M. Hendrix “Novel Zero-Voltage Switching Control Methods for a Multiple-Input Converter Interfacing a Fuel Cell and Supercapacitor” , IEEE Trans. on Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd, No. 6, 2010, pp. 2341-2346.
- [4] F. Ciccarelli, D. Lauria, “Sliding-mode Control of Bidirectional dc-dc Converter for Supercapacitor Energy Storage Applications“, SPEEDAM, 2010 International Symposium, No. 11, 2010, pp. 1119-1122.
- [5] Bo-Yuan Chen, Yean-Shin Lai, “Switching Control Technique of Phase-Shift-Controlled Full-Bridge Converter to Improve Efficiency Under Light-Load and Standby Conditions Without Additional Auxiliary Components“, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 25, No. 11, 2010, pp. 1001-1012.
- [6] T. Mishima, Eiji Hiraki, “ZVS-SR Bidirectional DC-Dc Converter for Supercapacitor-Applied Automotive Electric Energy Storage Systems“, VPPC, 2005 IEEE Conference, 2005, pp. 731-736.
- [7] 김진영, 정재현, 조원우, 노의철, 김인동, 전태원, 김홍근, “에너지저장용 슈퍼커패시터의 충방전 시스템 설계” , 전력전자학회 2010년도 전력전자 학술대회 논문집 2010.7, pp. 1-2.
- [8] O. C. Onar and A. Khaligh, “A Novel Intergrated Magnetic Structure Based DC/DC Converter for Hybrid Battery/Ultracapacitor Energy storage systems” , Smart grid, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 2012, pp. 296-307.
- [9] Zhe Zhang, Ole C. Thomsen and Mihael A. E. Andersen, “A Novel PPFHB Bidirectional DC-DC Converter for Supercapacitor Application“, 2009 International Conference on Clean Electrical Power, 2009, pp. 350-354.

- [10] Dehong Xu, Chuanhong Zhao, Haifeng Fan, "A PWM Plus Phase-Shift Control Bidirectional DC-DC Converter", IEEE Trans on Power Electronics, Vol 19, 2004, pp. 666-675.
- [11] Nadia Mei Lin Tan, Takahiro Abe, Hirofumi Akagi, "Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for a Battery Energy Storage System", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 127, No. 2012, pp. 1237-1248.
- [12] Junhong Zhang, Rae-young Kim and Jih-Sheng Lai, "High Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional DC-DC Converter", Power Electronics Specialists Conference, 2006., PESC '06. 37th IEEE. PP.1-7
- [13] V. V. Subrashmanya Kumar Bhajana, S. Rama Reddy, V. V. Satyanarayana Rao. R, "Simulation Based Performance Analysis of the ZVZCS Hybrid Bidirectional DC-DC Converter for Fuel cell and Supercapacitor Application", International Conference on Sustainable Energy and Intelligent systems (SEISCON 2011) No. 2011, pp. 213-217.

감사의 글

“내가 해 낼 수 있을까?” 라는 설렘 반 두려움 반의 마음으로 시작했던 대학원 생활을 시작했던 것이 어제 일 같은데, 눈 깜빡할 새 석사모를 쓸 시기가 되었습니다. 지난시간 회상하면 아쉬움만 가득합니다만 그래도 지금의 저는 2년 전의 저와 비할 수 없을 만큼 성숙했기에 지금의 저를 있게 해주신 많은 분들께 짧게나마 감사의 마음을 전합니다.

학부시절을 마감할 쯤 공부의 중요성을 뒤늦게 깨달아서 대학원에 진학하고자 했지만 기초가 많이 부족하고 어느 하나 갖춰진 것이 없었기에 대학원 진학을 어렵도 못 내던 저에게 자신감을 북돋워 주시며 길을 열어주신 노의철 교수님께 감사의 마음을 전합니다. 학문적으로는 말할 것도 없고 인생을 살아가는 태도 자체로 주위 사람을 일깨워주시는 교수님의 모습을 보고 정말 놀라웠고 많이 배웠으며 그런 모습을 옆에서 지켜보면서 같이 생활할 수 있었다는 점 자체가 저에게는 정말 큰 영광이었습니다. 교수님과 같이 생활하면서 저도 앞으로 어떻게 살아가야할지 큰 방향을 잡게 되었고 저 또한 교수님의 제자답게 많은 사람들에게 귀감이 되도록 부단히 노력하겠습니다. 다시 한 번 교수님께 진심으로 고개 숙여 감사드립니다.

그리고 노의철 교수님 못 지 않게 저의 또 다른 멘토가 되어주셨던 김인동 교수님께도 깊이 감사드립니다. 대학원에 들어와서 두 분 교수님께 가르침을 받을 수 있었다는 것이 정말 큰 행운이었습니다.

그리고 바쁘신 와중에도 저의 학위논문을 심사해주시고 핵심적인 조언과 격려를 아끼지 않으셨던 김영학 교수님과, 이용욱 교수님께도 깊이 감사드리며, 아울러 다양한 지식을 학생들에게 전수해주시고 학과발

전을 위해 여념이 없으신 전기공학과 교수님들께도 깊이 감사드립니다.

연구실이라는 단체생활에 지침을 주셨던 김진영 , 박해영 선배님께 감사드리며, 2년 동안 저에게 항상 관심어린 조언을 해주시고 학문과 이론과 실험에서 나타나는 현상의 원리에 대해 정말 자세히 지도해주신 정재현 선배님께도 깊이 감사드리며, 회사 운영과 공부를 병행하시느라 바쁘신 와중에도 항상 아낌없는 조언과 많은 가르침 주신 강성관 선배님께도 진심으로 감사드립니다. 그리고 사회에 진출해서도 틈틈이 연구실에 찾아와 많은 조언과 격려를 해 준 송웅협 , 조원우 선배님께 감사드립니다. 2년간의 대학원 생활을 동고동락하며 저에게 많은 도움과 힘이 되어 준 동기 안기정, 유영도, 이수형, 이창렬, 권창근 학형에게 감사드리며, 비록 후배이지만 저에게 많은 교훈과 도움을 주었던 심재혁, 조종익, 구법진, 서보길 학형에게도 감사드립니다.

학사 관련 업무와 실험조교를 할 때에 많은 도움을 주신 정희민, 강희진 조교님께도 감사드리며, 지내동아리 선후배님께도 감사드립니다.

그리고 지난 2년 여간 저의 또 다른 터전이었고 활력소가 되었던 즐거운 모임 선생님들과 제자들에게도 고개 숙여 감사의 마음을 전하며, 생각만 해도 든든한 십일우회 친구들에게도 감사의 마음을 전합니다.

끝으로 언제나 제 편이 되어주는 사랑하는 오소지 양에게 진심으로 감사하며 또, 대학생활 간 많은 도움을 주신 외삼촌 ,외숙모께도 감사드립니다. 언제나 내 뜻을 존중해주고 내편이 되어주는 든든한 우리 형, 형수님께도 가슴 깊이 감사드립니다. 그리고 표현은 안하시지만 언제나 제 뒤를 사랑으로 든든히 받쳐주시고 지지해주시는 아버지, 어머니께 진심으로 사랑과 감사의 마음을 전해드리며 이 논문을 받칩니다.