

# 양방향 Buck 컨버터 DCM 구동을 위한 설계 및 전류링잉현상에 따른 스위치 및 다이오드 선정에 관한 연구

이영달<sup>1</sup>, 최규영<sup>2</sup>, 신승민<sup>2</sup>, 이병국<sup>†</sup>, 이태원<sup>3</sup>

## A Study on the Design and Selection of Switch and Diode by Analyzing Current Ringing on DCM Bi-directional Buck Converter

Young-Dal Lee<sup>1</sup>, Gyu-Yeong Choe<sup>2</sup>, Seung-Min Shin<sup>2</sup>, Byoung-Kuk Lee<sup>†</sup>, and Tae-Won Lee<sup>3</sup>

**Abstract** - This paper presents a design and topology selection of bi-directional buck converter based on PV PCS for managing the electric power. Furthermore, Current Ringing on DCM bi-directional buck converter for soft switching is analyzed in detail. PSIM Simulation and Experiments at the various operating points show the propriety of this paper. Building on the result of simulation and experiment, a comparative analysis is performed with the approximate estimate. By use of a study, the selection of switch and diode which improve efficiency of the overall system is applied to DCM bi-directional buck converter based on PV PCS.

**Keywords** : Bi-directional Buck Converter, Current Ringing Phenomenon, Parasitic Capacitance, Reverse Recovery Characteristic

### 1. 서 론

최근 삶의 질 향상과 개도국의 고속성장으로 인한 에너지 수요의 급증에 따라 에너지 가격에 대한 불안이 대두되고 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 신재생에너지를 통한 돌파구를 모색하는 연구가 활발히 진행되고 있고 시대적 흐름에 발맞추어 분산형 발전 시스템의 확산이 이뤄지고 있는 추세이다.

대형 발전소에 의존한 발전 및 송배전 체계인 기존의 중앙 집중형의 경우 정전 피해에 그대로 노출되어 있고 장거리 전력 수송에 따른 손실도 무시 못 할 정도로 크다. 게다가 수요에 알맞게 전력을 생산, 공급하는 체계는 더욱 야기하기 때문에 잉여 전력이 고스란히 손실되고 있는 상황이다. 발전에서 송배전, 소비에 이르는 일련의 전 과정을 지능적으로 제어함으로써 수급 효율을 극대화하는 분산형 발전 시스템은 이러한 문제를 해결하는

방안이라 할 수 있다. 그러나 이러한 분산형 발전의 대표적인 가정에서의 태양광 발전은 시간별, 계절별, 기후에 따라 불균일한 전력을 만들어 내고 기본 발전량이 소비량보다 많기 때문에 에너지 활용 측면에서 단점을 가지고 있다.

또한 잉여전력을 계통으로 전달하여도 계통입장에서는 간헐적인 발전이기 때문에 실질적으로 전체 발전량 조절에 도움이 되지 못하는 것이 현실이다. 이렇게 양이나 품질이 불균일한 전력을 고스란히 전력망에 연결할 경우 신재생에너지의 비중이 높은 지역에서는 오히려 전력 공급 및 수요를 합리적으로 조절하지 못하는 피해가 속출하는 상황에 직면하게 될 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위한 핵심 요소 중 하나는 에너지 저장 장치를 이용하는 것이다. 특히 계통연계형 태양광발전시스템의 경우 발전량이 없는 야간에도 계통을 통해 전력을 공급받는 장점으로 인해 에너지 저장 장치를 이용한 상용전력의 부하분담효과 실효에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다<sup>[1]</sup>. 일반적으로 상용 태양광 시스템은 직·병렬로 연결된 태양광 모듈의 출력전력을 PCS(Power Conditioning System)을 통해 계통으로 내보내는 구조를 가진다. 그러나 이런 구조는 모듈에서의 발전 전력을 계통으로 전달하는 기능만을 수행하기 때문에 효율적으로 적재적시에 전력을 전달받을 수 없게 된다. 그러므로

Paper number : TKPE-2012-17-1-3

<sup>†</sup> Corresponding Author : bklee@skku.edu, School of Information and Communication Eng. Sungkyunkwan University

<sup>1,2</sup> School of Information and Communication Eng. Sungkyunkwan University

<sup>3</sup> Power Business Team, Samsung Electro-Mechanics, Co., Ltd

Manuscript received Oct. 6, 2011; accepted. Nov. 22, 2011  
— 본 논문은 2011년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

모듈 출력의 승압을 위한 Boost Converter 뒷단의 DC link에 배터리를 연결하여 환경적 요인에 따라 급변하는 상용 전력의 부하분담효과에 기여할 수 있다. 이를 위해 태양광 모듈 출력의 잉여전력을 저장하고 내보내는 유연성을 위해 적절한 양방향 토폴로지를 고려해야 한다. 또한 손실을 고려하여 소프트스위칭 동작하도록 수동소자의 설계가 필요하다. 특히 양방향 충전기 토폴로지의 소프트스위칭을 위한 DCM 구동 시 스위치와 다이오드의 물리적 특성에 의해 턴오프 구간에서 전류링잉현상이 발생하게 되는데 이는 초기 설계자가 원하지 않았던 전체 시스템의 효율을 떨어뜨리는 악영향을 끼치게 된다.

이에 본 논문에서는 태양광 PCS(Power Conditioning System) 일체형 양방향 충전기 토폴로지 설계 시 고려해야 할 사항과 소프트스위칭 동작을 위한 DCM 동작 시 발생하는 전류링잉현상에 대해 다루고자 한다. 전류링잉현상의 원인을 소자의 물리적 특성을 통해 접근하고, PSIM을 활용한 시뮬레이션과 실제 구현한 시스템을 통해 현상을 분석하였다. 또한 이와 같은 양방향 충전기 설계 시 사용될 적합한 스위치와 다이오드의 조합을 바탕으로 전체 시스템 효율의 개선을 보여줌으로써 본 논문의 타당성을 검증한다.

## 2. 시스템 구성 및 설계

그림 1은 본문에서 다룬 3.3kW급 PV PCS 일체형 양방향 충전기 구조를 나타낸다. 3.3kW급 태양광 PCS와 일체형인 양방향 충전기는 충전전력을 태양광모듈과 계통으로부터 발전량에 따라 공급되는 경로가 달라지게 된다. 따라서 예측이 불가능한 발전량에 의해 부하분담 효과의 실효를 최대치로 얻기 위해서 그림 1 과 같이 태양광 PCS와 일체형으로 결합한 충전기의 형태가 필요하게 된다.

### 2.1 양방향 배터리 충전기 Topology 선정

본 장에서는 개발된 PCS 일체형 3.3kW 양방향 충전기의 상세한 설계 및 제작에 대해 기술한다. 계통에 이상이 발생하거나 발전량이 기준치에 미치지 못할 경우에도 부분적으로 BESS를 적용하여 충전기에 전력을 안정적으로 공급하기 위한 양방향 토폴로지에 대한 고려가 필요하게 된다.

양방향 충전 시스템에 적합한 토폴로지 선정을 위해 대표적으로 Buck, Buck-Boost, Fly-back, Full-bridge Topology를 고려해 볼 수 있으며 각 Topology는 그림 2와 같다. 양방향 Buck-Boost Topology는 회로가 간단해 비용적인 이득과 안정적인 제어가 가능하지만 출력 전압의 극성이 반대가 되는 단점이 존재한다. 양방향 Fly-back Topology는 앞서 언급한 Buck-Boost Topology의 절연형으로 출력 전압의 극성 반전 문제를 해결하였다.

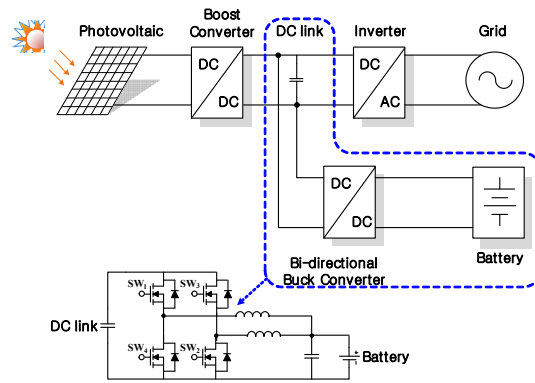


그림 1 태양광 PCS 일체형 양방향 충전기 구조  
Fig. 1 PV PCS With Charger Configuration

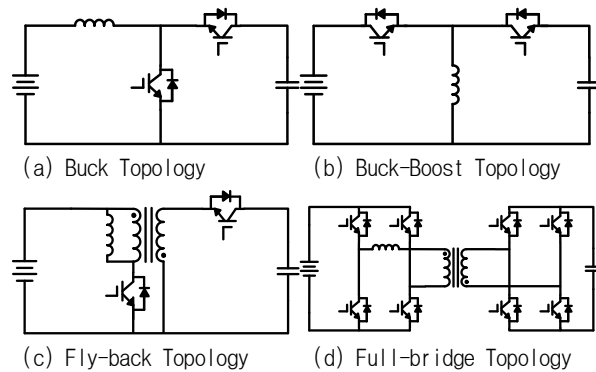


그림 2 양방향 충전기 Topology  
Fig. 2 Bi-directional Charger Topology

그러나 1차측에 흐르는 전류가 불연속이고 변압기의 Leakage Inductance로 인해 스파이크가 발생한다. 또한 부가적인 스너버 회로가 필요해 비용적 이득을 얻기 어렵다. 양방향 Full-bridge Topology는 출력전압 범위가 넓고 안정적인 전력 공급이 가능한 장점이 있으나 가용 소자수가 많은 단점이 있다. 그에 비해 양방향 Buck Topology는 가장 단순한 구조를 가지고 소자수가 적어 가격에 대한 경쟁력을 확보할 수 있다. 상기 분석을 토대로 태양광 PCS와 일체형인 양방향 충전기의 경우 차량용으로 그 실시 예를 확장할 수 있는 가용성을 감안할 때 단순한 형태의 토폴로지가 필요하며 효율과 안정성이 높아야 한다. 또한 승압비의 범위가 넓은 것이 필요가 없기 때문에 이에 적절한 양방향 Buck Topology를 선정하였다. 이는 구조의 단순함으로 인해 스위칭 알 고리즘 개발이 용이한 이점이 있다. 이와 더불어 단일 Boost보다 승압비가 높아야 하고 안정적인 동작을 위해 1개가 동작이 불안하여도 안정성이 보장이 되고, 전류 분배 및 리플 감소에 효율적인 다상의 토폴로지 구조를 선정하였다.

### 2.2 일체형 양방향 배터리 충전기 설계 <sup>[2-3]</sup>

본 장에서는 개발된 PCS 일체형 3.3kW 양방향 충전

기의 상세한 설계 및 제작에 대해 기술한다. 양방향 Buck Converter의 경우 배터리 충전 시 Buck Mode로 동작되고 배터리의 전력을 계통으로 공급하는 경우 Boost Mode로 사용된다. 표 1에 도시한 것과 같이 공칭 전압은 180-250V이므로 DC link 400V를 기준으로 승압 및 강압 동작이 필요하다. 또한 리플을 줄이는 Interleaved 방식을 선정하기 위해 그림 3을 근거로 1상부터 5상까지의 입력전류 리플 변화를 관찰하여 상이 커질수록 리플이 적어지지만 그에 따라 가용해야 하는 스위치 소자가 증가하는 문제점이 생긴다. 리플변화가 배터리 방전전류에 미치는 영향과 소자 개수의 트레이드 오프를 고려하여 2상의 Interleaved 방식의 양방향 토폴로지와<sup>[2]</sup> 소프트 스위칭을 위해 DCM 전류제어를 선정하였다. 상세한 시스템 사양은 표 1에 나타내었다.

### 2.3 수동소자 설계

전 영역 DCM 동작을 만족시키기 위해 CCM과 DCM의 경계가 되는 Inductance값을 구하여 그보다 DCM 영역의 운전 가능한 범위 내의 Inductance 값을 선정해야 한다. 이 과정에서 주의할 점은 경계 Inductance값이 Duty와 부하용량에 따라 변한다는 것이다. DCM으로 동작을 하더라도 부하 용량이 높아지면 CCM으로 바뀌는 경우가 있기 때문에 주의해야 한다.

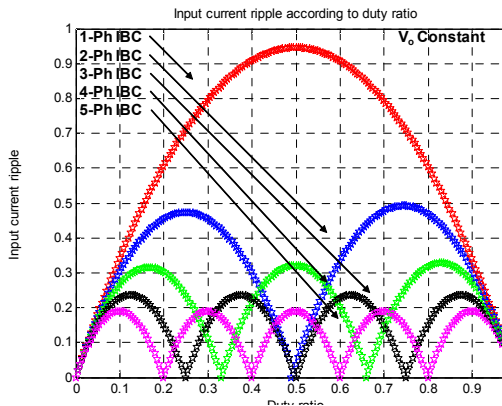


그림 3 상과 듀티에 따른 입력 전류 리플 변화  
Fig. 3 Input Current Ripple according to duty ratio and Phase

표 1 양방향 Buck 컨버터 시스템 파라미터  
Table 1 Parameters of Bi-directional Buck Converter

Parameters	Value [Unit]
Rated Power	3.3 [kW]
Input Voltage	400 [V]
Input Current	8.25 [A]
Output Voltage	180-250 [V]
Output Current	13.2-18.3 [A]
Battery Nominal Voltage	200 [V]
Switching Frequency	20 [kHz]

최대 출력 전류가 나오는 Duty의 최대 출력 전류에서 DCM 동작이 가능한지를 판단하여야 한다. DCM동작을 가능하게 하는 경계조건은 식(1) 와 같다.

$$I_{LB} > I_{OBmax} \quad (1)$$

여기서  $I_{LB}$ 는 Boundary Inductance일 때의 전류값이고  $I_{OBmax}$ 는 출력전류의 최대값이다. 우선 Buck Mode에서의 DCM 경계조건은 식(2)와 같다.

$$I_{LB} = \frac{D}{2Lf}(V_d - V_o) > I_{OBmax} \quad (2)$$

스위칭 주파수  $f=20\text{kHz}$ 이고 최대 출력전류가 나오는 통류율이  $D=0.45$ 일 때의 입력전압은  $V_d=400\text{V}$ 이고 최대 출력 전류는  $I=18.3\text{A}$  출력전압은  $V_o=180\text{V}$ 이다. 따라서 위 식은  $135.24\mu\text{H} > L$  과 같은 조건이 성립하게 된다. Boost Mode에서의 경계조건은 식 (3)과 같다.

$$I_{LB} = \frac{V_o}{2Lf}D(1-D)^2 > I_{OBmax} \quad (3)$$

구체적인 파라미터는 Buck Mode일 때와 동일한 스위칭 주파수, 출력 전압을 갖고 출력전류  $I=8.25\text{A}$ 이고  $D=0.55$ 이다. 따라서  $135\mu\text{H} > L$  과 같은 조건이 되어 Buck Mode와 Boost Mode의 DCM 동작을 만족시키는 Inductance값을  $130\mu\text{H}$ 로 선정하였다.

## 3. 전류 링잉 원인 분석

본 장에서는 소프트스위칭을 위한 전 영역 DCM 전류 제어를 선정할 경우 스위치와 다이오드의 물리적 특성으로 인해 출력 상전류에서 초기 설계자가 원치 않았던 전류링잉현상에 대해 다룬다. 이는 전체 시스템 효율에 악영향을 미치기 때문에 현상에 대한 원인을 분석하고 이를 바탕으로 손실을 줄이고 시스템 효율을 높이는 과정을 기술한다.

### 3.1 기생용량에 의한 원인<sup>[4-5]</sup>

능동소자 대부분은 내부 물리적 구조로 인해 기생 커패시턴스를 가지고 있고 이는 시스템 구동 시 소자의 이상적인 특성으로부터 멀어지게 한다.

기생 커패시터로 인해 발생하는 기생 커패시턴스 중 출력 커패시턴스인  $C_{oss}$ 는 드레인 소스 간 등가 커패시턴스이다. 이 출력 커패시턴스는 물리적 구조상  $V_{ds}$ 에 적용된 것과 같은 전압이기 때문에 전력 손실의 원인이 된다. 이에 따른 손실은 스위칭 주파수와  $V_{ds}$ 에 비례적이다. 그 이유는 양방향 Buck 컨버터 회로에서 스위치

턴 오프 구간에서 다이오드 역회복 이후 구간부터 다음 주기의 스위치 턴온 구간 직전까지 발생하는 에너지 흐름과 관련이 있다.

에너지 전달 매개체인 L과 에너지 저장원인 C의 전위 차로 인한 에너지를 주고 받는 성질을 통해 스위치 내부 역병렬 다이오드로 전류가 흐르게 된다. 이러한 흐름은 역병렬 다이오드와 병렬로 연결된 출력커패시턴스  $C_{oss}$ 가 에너지를 주고 받는 과정에서 출력커패시턴스의 충·방전이 스위칭 다음 주기 턴온 직전까지 일어나기 때문이다. 이 출력커패시턴스의 충·방전 특성은 스위치 턴 오프 구간 동작 시 전류링잉의 직접적인 원인이 된다. 이러한 특성을 통해 출력 커패시턴스로 인한 손실 식은 다음과 같이 에너지와 관련된 식과 유사 형태로 산출된다.

$$P_{Loss-parasitic} = \frac{1}{2} \times C_{oss} \times V_{DS}^2 \times f_{sw} [W] \quad (4)$$

### 3.2 역회복 특성에 의한 전력손실 영향

턴 오프구간의 DCM이 끝나는 지점에서 인덕터의 에너지 흐름에 의해 High Side 스위치 내부 기생 커패시턴스가 충·방전을 일으키게 되고 이는 게이트 파형의 오실레이션 현상을 일으키게 된다. 이로 인해 High Side 스위치의 내부다이오드가 순바이어스된 상태에서 역바이어스가 걸리는 현상을 일으켜 내부 저항이 거의 0에 가까운 값을 따라가다가 본래의 고저항 상태를 회복한다. 이러한 과도 상태의 기간을 역회복 시간이라고 하며 스위칭 시간으로도 볼 수 있다<sup>[6]</sup>. 일반 정류 다이오드에서는  $\mu\text{sec}$ 단위로 동작하고 고속 다이오드인 FRD의 경우  $\text{nsec}$ 단위로 동작한다. 특히 다이오드는 2단자 소자이므로 트랜지스터처럼 베이스나 혹은 게이트 단자로 스위칭 시간을 제어할 수 없기 때문에 동작주파수가 높은 시스템에서 스위칭 손실을 줄이기 위해 FRD나 SIC와 같은 고속다이오드는 필수불가결하게 고려되어야 한다. 이러한 역회복 특성에 의한 스위칭 손실  $P_{sw}$ 는 다이오드에 인가되는 역전압을  $V_r$ , 스위칭 주파수를  $f_{sw}$ 라고 하면 역회복 시 스위칭 손실  $P_{sw}$ 는 다음과 같이 산출된다.

$$P_{sw} = \frac{V_r \times I_{rr}}{2} \times t_{rr} \times f_{sw} [W] \quad (5)$$

접합용량의 축적되는 전하  $Q_{rr}$ 을 알고 있는 경우 다음과 같은 식 (6)을 사용한다.

$$P_{sw} = V_r \times Q_{rr} \times f_{sw} [W] \quad (6)$$

이를 통해 전류링잉현상에 따른 손실을 줄이기 위해 시스템 정격에 적합하고 동시에 적은  $C_{oss}$ 용량을 가지며 비교적 기 설계된 다이오드보다 빠른  $t_{rr}$ 특성을 가지는 각각의 스위치와 다이오드를 선정하는 것이 손실을 줄

이게 되고 전체 시스템의 효율을 높일 수 있음을 예측해 볼 수 있다.

## 4. 시뮬레이션 및 실험

그림 4는 스위치와 다이오드의 각각의 경우로 인한 역회복 시간과 기생용량에 의한 출력 전류 파형의 추이를 얻고, 식 (4),(5),(6)을 활용하여 손실을 분석하기 위해 실제 구현한 태양광 PCS 일체형 양방향 Buck 컨버터를 나타낸다.

PSIM을 활용한 시뮬레이션을 통해 실제 일어나는 현상을 검증하고, 양방향 Buck 컨버터 DCM 구동 시 출력 상전류에 발생하는 전류링잉현상에 따른 전력 손실을 줄이는 것을 목적으로 스위치 및 다이오드를 선정하기 위해 실험에 사용된 스위치와 다이오드의 각각의 경우는 다음과 같다. CoolMOS C6와 FRD병렬, CoolMOS E6와 SIC병렬, IGBT와 FRD병렬, IGBT와 SIC병렬이며 상기 조합에 따른 각각의 손실을 도출하였다.

### 4.1 PSIM을 활용한 시뮬레이션

표 2은 시뮬레이션에 사용된 시스템의 파라미터값을 나타낸다. 표 2의 시스템 파라미터값을 토대로 PSIM으로 시뮬레이션한 양방향 Buck 컨버터 회로의 인덕터에서 출력 상전류 파형은 그림 5와 같다.

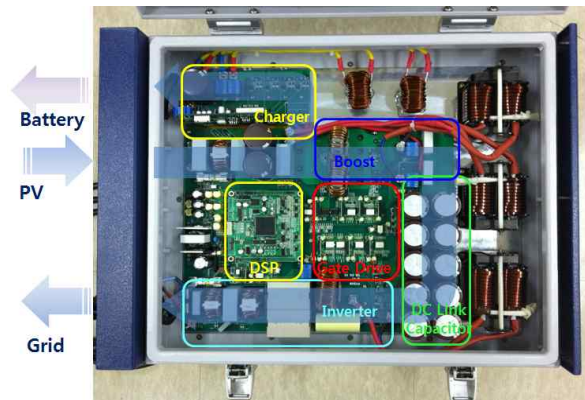


그림 4 3.3kW PV PCS 일체형 양방향 Buck 컨버터 하드웨어  
Fig. 4 Hardware of 3.3kW Bi-directional Buck Converter With PV PCS

표 2 양방향 Buck 컨버터 시스템 파라미터  
Table 2 Parameters of Bi-directional Buck Converter

Parameters	Value [Unit]
Input Voltage	400 [V]
Output Voltage	250 [V]
Rated Power	350 [W]
Switching Frequency	20 [kHz]

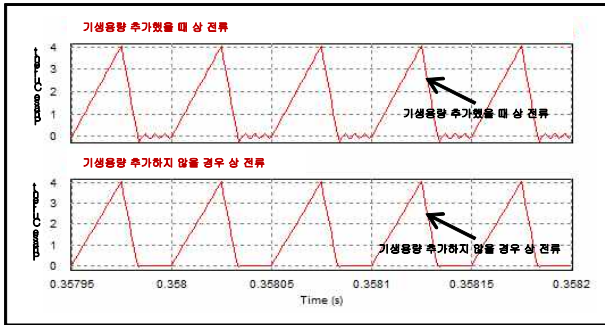


그림 5 양방향 Buck 컨버터 상전류 파형  
Fig. 5 Current Waveform of Bi-directional Buck Converter

그림 5는 양방향 Buck 컨버터 Topology에 실험에 사용된 시스템에서 최종 선정된 IGBT의 기생 커패시턴스를 추가했을 때와 추가하지 않았을 경우의 상전류 출력 파형을 비교한 것이다. 결과적으로 기생 커패시턴스를 추가한 시뮬레이션 출력 상전류에서 전류링잉이 발생한다는 것을 보여주고 있다.

4.2 실험을 통한 검증

양방향 Buck 컨버터 DCM 구동 시 초기 설계된 IXKH35N60C5만을 놓고 실험했을 경우 스위치의 기생 커패시턴스와 내부 역병렬 다이오드의 역회복 특성으로 인해 초기 설계자가 예기치 않은 전류링잉현상이 그림 6과 같이 발생하였다. 역회복 전류가 2A이고 전류링잉의 스윙 폭도 크름을 확인할 수 있다. 이는 전체 시스템의 효율이 초기 예상치보다 낮게 되는 악영향을 미친다. PSIM을 이용한 시뮬레이션을 바탕으로 그림 4의 시스템의 인덕터에서의 출력 상전류 파형을 통해 본 논문의 타당성을 검증하기 위해 다음과 같이 구성하였다. 실험에 사용된 스위치는 양방향 Buck 컨버터 시스템 사양에 적합한 정격과 내부 역병렬 다이오드의 역회복 시간이 빠르고 스위치 턴온 시의 저항 손실을 고려하여  $R_{ds(on)}$ 이 적은 소자를 선정하였다.

IGBT는 IGW20N60H3, CoolMOS C3, CP모델이 내부 게이트 저항 값 차이로 게이트 오실레이션을 통해 오작동을 야기시킬 수 있기 때문에 이런 문제를 어느 정도 해결한 CoolMOS E6는 IPW60R190E6, CoolMOS C6는 IPW60R099C6를 선정하였다. 다이오드의 경우 식 (5)를 통해 유추할 수 있듯이 스위칭 손실에 영향을 주는  $t_{rr}$  특성이 상대적으로 빠르고 시스템 정격에 적합한 FRD와 SIC계열을 선정하였다. FRD의 경우 RHRG5060를 SIC는 STPSC1206을 각각 선정하였다.

표 3은 PSIM을 통한 시뮬레이션과 실제 구현한 회로의 출력 파형을 확인할 수 있는 전류링잉에 의한 스위치와 다이오드의 조합별 손실을 나타낸다. 사용된 식은 기생용량에 의한 손실 계산 식 (4)와 식 (5),(6)을 통해 산출한 역회복에 의한 손실 계산식을 사용하였다.

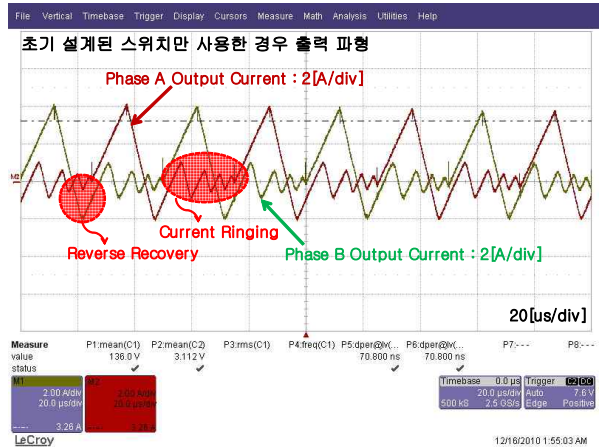


그림 6 실험 결과 상전류 파형  
Fig. 6 Output Current Waveform

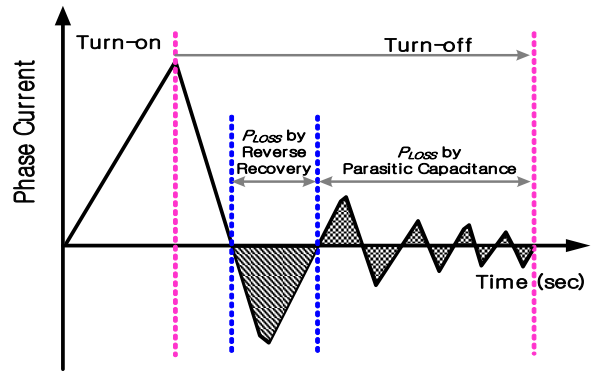


그림 7 출력 상전류 파형 분석  
Fig. 7 Analysis of Output Phase Current

이를 통해 CoolMOS C6와 FRD 조합의 구체적인 손실량을 구하는 과정은 다음과 같다. 그림 7에 도시된 역회복 특성에 의한 손실 영역은 식 (4),(5)를 통해 계산되고 기생용량에 의한 손실 영역은 식 (6)을 통해 (7),(8)의 결과 값을 얻었다.

$$P_{Loss\ reverse} = \frac{400 \times 1.232}{2} \times (8 \times 10^{-6}) \times (20 \times 10^3) = 38.92\ W$$

( $I_{rr} = 1.232\ A, t_{rr} = 8\ \mu s, f_{sw} = 20\ kHz$ ) (7)

$$P_{Loss\ parasitic} = \frac{1}{2} \times (154 \times 10^{-12}) \times (400)^2 \times (20 \times 10^3) = 0.2464\ W$$

( $C_{oss} = 154\ pF, V_{DS} = 400\ V, f_{sw} = 20\ kHz$ ) (8)

역회복 손실은 그림 7의 역회복 손실영역으로 실험을 통해 얻은 파형의 시간축을 통해 역회복 시간과 역회복 전류를 구하여 대입한 결과를 얻고 기생용량 손실은 입력전압값과 스위치의 내부 기생용량 값을 수식에 대입하여 얻을 수 있다.

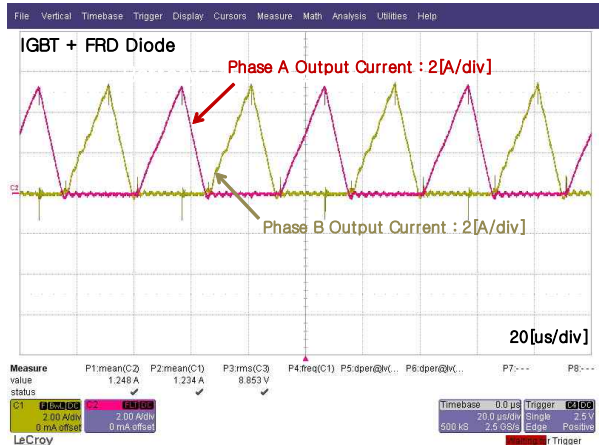
이러한 계산과정을 거쳐 각각의 조합별 손실을 구할 수 있고 표 3을 통해 시뮬레이션 계산 결과와 실제 측정값이 어느 정도 근사함을 알 수 있다. 기생용량 손실과

표 3 스위치 및 다이오드 각각 조합의 정량적 손실 [Unit:W]

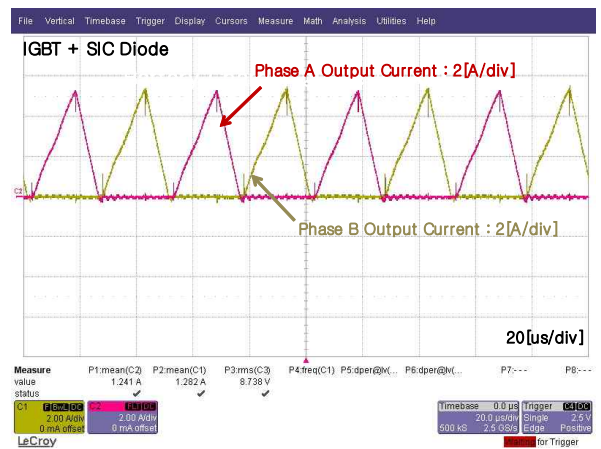
Table 3 Power Loss of Each Parallel Connection [Unit:W]

조합	기생용량 손실		역회복 손실	
	시뮬레이션	실험	시뮬레이션	실험
(a)	0.22512	0.24642	35.1244	38.9212
(b)	0.13202	0.13625	31.1121	33.6962
(c)	0.10297	0.11202	0.10204	0.12384
(d)	0.10297	0.11202	0.09352	0.09625

스위칭손실은 IGBT와 SIC의 경우가 가장 효율적인 낮은 손실을 보이고 CoolMOS C6와 FRD가 손실이 CoolMOS의 내부 다이오드로 인해 큼을 확인할 수 있다. 이와 같은 문제를 해결하기 위해 스위치와 직렬로 외부다이오드를 삽입하여 CoolMOS 내부다이오드를 Blocking한 후 직렬 접속된 다이오드 및 MOSFET의 전체와 병렬로 외부 다이오드를 연결하면 IGBT를 사용할 결과와 유사한 파형을 얻을 수 있다. 그림 8은 각각 경우의 출력 상전류를 나타낸다. 가시적으로 식별이 가능할 정도로 CoolMOS조합의 경우 역회복 전류가 약 1A이지만 상대적으로 IGBT조합은 약 0.15~0.2A로 현저히 줄어들음을 볼 수 있다.

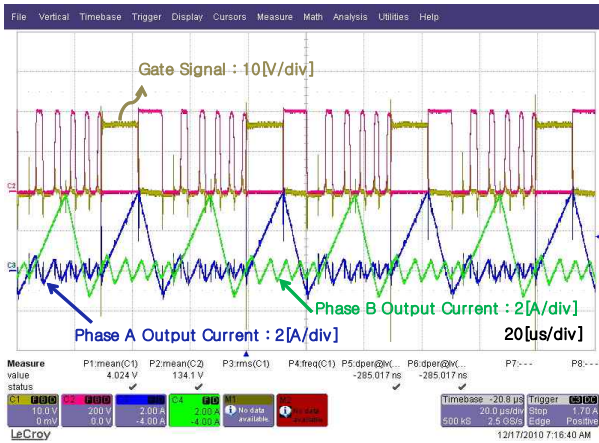


(c) IGBT와 FRD병렬

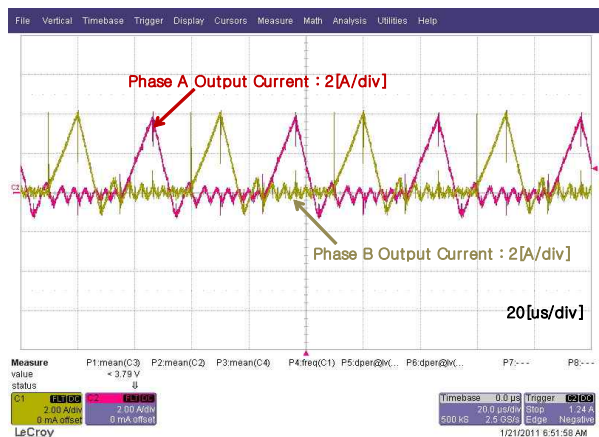


(d) IGBT와 SIC병렬

그림 8 실험 결과 상전류 파형  
Fig. 8 Output Current Waveform



(a) CoolMOS C6와 FRD병렬



(b) CoolMOS E6와 SIC병렬

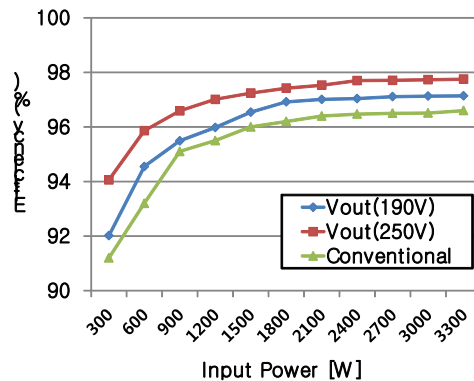


그림 9 실험 결과 상전류 파형  
Fig. 9 Output Current Waveform

상기 실험을 바탕으로 가장 손실이 적은 IGBT와 SIC의 조합을 적용하여 실제 시스템의 효율, 역률, 입출력 전압 및 전류 측정을 통해 실제 효율이 얼마만큼의 개선이 있는지를 검증하기 위해 YOKOGAWA사의 전력 분석기 WT3000을 사용하였다. 그림 9는 출력 전압이

각각 190V, 250V일 때 부하를 늘려가면서 측정한 효율 결과 값과 초기 설계된 스위치를 사용했을 경우 측정한 효율을 나타낸다. 다른 CoolMOS계열과 FRD 및 SIC 조합의 경우 부하를 가변하며 측정한 효율이 91%에서 96%를 보인 반면 가장 적은 손실량을 보인 IGBT와 SIC조합의 경우는 전체 시스템의 효율을 높이는 영향을 미친다는 것을 확인하였다.

## 5. 결 론

본 논문은 태양광 PCS의 효율적 부하분담효과를 위해 태양광 PCS 일체형 양방향 충전기의 Topology 선정 및 최적 설계과정과 선정된 양방향 Buck 컨버터 DCM 구동 시 상전류에서 확인할 수 있는 전류링잉현상의 원인을 기술하였다. 스위치와 다이오드의 물리적 특성으로 인한 기생용량과 역회복 시간에 따른 출력 상전류를 각각의 스위치 및 다이오드 조합으로 비교분석하여 연구의 타당성을 검증하였다. 이에 따라 양방향 Buck 컨버터의 DCM구동 시 전류링잉 현상을 감소시키고 그로 인한 손실을 줄이는 스위치 및 다이오드 선정에 관한 연구를 진행하였다. 또한 선정된 스위치와 다이오드를 통해 개선된 전류링잉 현상이 전체 시스템 효율에 미치는 영향에 대한 분석이 이뤄졌다.

## 참 고 문 헌

- [1] 심준보 외 4인 “계통연계형 태양광 발전시스템의 계통 정전 시 BESS의 협조를 통한 전력 품질 개선”, *2009년도 대한전기학회 하계학술대회 논문집*, 2009. 7.
- [2] S. J. Chiang, K. T. Chang, and C. Y. Yen. “Residential photovoltaic Energy Storage System”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 3, pp. 385-391, 1998, Jun.
- [3] G. Y. Choe, J. S. Kim, H. S. Kang, and B. K. Lee, “An optimal design methodology of an interleaved boost converter for fuel cell applicaitons”, *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 5, No. 2, pp. 319-328, 2010.
- [4] M. T. Rahimo, “A comprehensive study of failure mode in IGBT applications due to freewheeling diode snappy recovery”, *Industry Application Conference of the IEEE*, Vol. 2, pp. 840-847, 1998, Oct.
- [5] C. M. Johnson, M. Wright, N.G. Hinchley, D. A. Horsfall, A. B. Morrison, and D. J. Knights. “Characterization of 4H-SiC Schottky diodes for IGBT applications”, *Industry Application Conference of the IEEE*, Vol. 5, pp. 2941-2947, 2000, Oct.
- [6] M. T. Rahimo, N. Y. A. Shammass, “Freewheeling diode reverse-recovery failure modes in IGBT applications”, *Industry Application Conference of the IEEE*, Vol. 37, Issue 2, 2001, Apr.



### 이영달(李永達)

1983년 12월 7일생. 2011년 한밭대 제어계측공학과 졸업. 2011년~현재 성균관대 대학원 이동통신공학과 석사과정.



### 최규영(崔奎英)

1980년 4월 11일생. 2008년 성균관대 대학원 전기전자컴퓨터공학과 졸업(석사). 2008년~현재 동 대학원 전기전자컴퓨터공학과 박사과정.



### 신승민(辛承珉)

1981년 6월 25일생. 2009년 성균관대 전기전자컴퓨터공학과 졸업. 2011년 성균관대 대학원 전기전자컴퓨터공학과 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학원 전기전자컴퓨터공학과 박사과정.



### 이병국(李秉國)

1968년 12월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 미국 Texas A&M University 전기공학과 졸업(공학박사). 2011년~2003년 미국 Texas A&M University Postdoctoral Research Associate. 2003년~2005년 한국전기연구원 전력전자그룹 선임연구원. 2005년~2006년 성균관대 연구조교수. 2006년~현재 성균관대 정보통신공학부 부교수. IEEE Senior Member. 당 학회 재무이사.



### 이태원(李泰遠)

1971년 7월 14일생. 2000년 성균관대 메카트로닉스공학과 졸업(석사). 2007년 동 대학원 메카트로닉스공학과 졸업(공학박사). 2007년~2008년 미국 Michigan State University Postdoctoral Research Associate. 2008년~현재 삼성전기(주) Power사업팀 책임연구원. 당 학회 학술위원.