

배터리 에너지 저장장치용 고효율 2kW급 양방향 DC-DC 컨버터 설계

이태영¹, 조병극², 조영훈[†], 홍찬욱², 이한솔³, 조관열³

Design of a 2kW Bidirectional Synchronous DC-DC Converter for Battery Energy Storage System

Taeyeong Lee¹, Byung-Geuk Cho², Younghoon Cho[†], Chanook Hong²,
Han-Sol Lee³, and Kwan-Yuhl Cho³

Abstract

This paper introduces the bidirectional dc-dc converter design case study, which employs silicon-carbide (SiC) MOSFETs for battery energy storage system (BESS). This converter topology is selected as bidirectional synchronous buck converter, which is composed of a half bridge converter, an inductor, and a capacitor, where the converter has less conduction loss than that of a unidirectional buck and boost converter, and to improve the converter efficiency, both the power stage design and power conversion architecture are described in detail. The conduction and switching losses are compared among three different SiC devices in this paper. In addition, the thermal analysis using Maxwell software of each switching device supports the loss analyses, in which both the 2 kW prototype analyses and experimental results show very good agreement.

Key words: BESS(Battery Energy Storage System), Bidirectional synchronous buck converter, High efficiency, Photovoltaic energy

1. 서 론

전기 기술의 발달은 전기 에너지 수요의 급격한 증가를 가져왔다. 대부분의 발전 에너지원은 원자력 에너지와 화석 에너지가 주를 이루고 있다. 한편 최근에는 큰 에너지 수요에 대응하기 위해 신재생 에너지를 보조 에너지원으로 관심을 가지며 활용할 기술들에 대해 연구가 진행되어왔다. 대표적으로 활용할 수 있는 신재생 에너지원으로는 풍력 에너지, 태양광 에너지가 있다. 하지만 자연 환경의 변화에 의해 발전되는 에너지는 그 양

이 일정치 않고 변동되는 단점이 있어 단일 발전 전원으로 사용할 수 없다. 따라서 최근에는 신재생 에너지의 단점을 보완하고 효율적으로 에너지를 사용하기 위한 에너지 저장 장치(Energy Storage System, ESS)의 활용에 대한 수요가 증가하고 있다. 에너지 저장 장치의 경우 일반적으로 배터리 기반 에너지 저장장치가 개발되어 왔는데, 출력이 일정치 못한 신재생 에너지를 일정한 전압의 배터리와 계통으로 에너지를 전달하기 위해서는 전력 변환 장치(Power Conditioning System, PCS)가 필수적이다^[1].

이러한 PCS의 구성 요소 중 필수적인 것이 바로 양방향 dc-dc 컨버터이다. 양방향 dc-dc 컨버터는 전력의 양방향 전달이 용이하도록 MOSFET 또는 역병렬 다이오드와 결합된 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) 그리고 필터 소자 등으로 구성된다. 양방향 dc-dc 컨버터가 BESS용 PCS에 적용될 때에는 승압, 강압 제어로 배터리 충방전기의 역할을 수행한다^[2].

양방향 dc-dc 컨버터는 크게 절연형 컨버터와 비절연형 컨버터로 분류할 수 있다. 절연형 컨버터에는 DAB

Paper number: TKPE-2017-22-4-5

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: yhcho98@konkuk.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Konkuk University

Tel: +82-2-450-4109 Fax: +82-2-447-5886

¹ Dept. of Electrical Engineering, Konkuk University

² Advanced PE R&D Team, LSIS.

³ Korea National University of Transportation

Manuscript received Feb. 13, 2017; revised Mar. 6, 2017; accepted Apr. 17, 2017

— 본 논문은 2015년 추계학술대회 외부장학금 수혜논문임

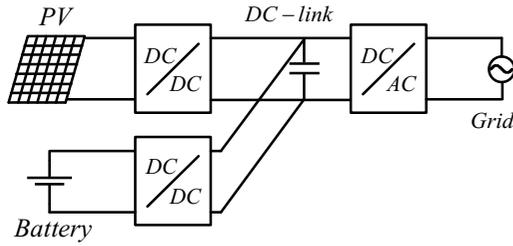


Fig. 1. The block diagram of the hybrid ESS using photovoltaic energy.

(Dual Active Bridge) 컨버터, DHB(Dual Half-Bridge) 컨버터, 플라이백 컨버터 등이 있다. 절연형 컨버터는 변압기의 권선비를 조절하여 높은 전압 전달비를 가지며 절연이 가능하다는 장점이 있지만, 변압기의 누설 인덕턴스에 의해 스위치 소자에 높은 서지 전압이 인가되는 단점이 있다^{[1], [3-5]}. 또한 고주파 스위칭 변압기가 모든 전력을 전달하므로 변압기의 손실이 크다^[6]. 비절연형 컨버터에는 양방향 벽 컨버터, Switched capacitor 컨버터 등이 있다. 효율, 무게, 크기, 가격의 향상을 고려하면 절연형 컨버터 보다는 비절연형 컨버터가 유리하다. 하지만 비절연형 컨버터는 전압 전달비가 낮음으로 제한된다는 단점이 있다^[6].

본 논문에서는 BESS용 PCS에 사용되는 비절연형 양방향 dc-dc 컨버터의 전력 밀도를 높일 수 있는 방법을 제안한다. 이를 위하여 컨버터의 필터 인덕터에서 발생하는 손실을 줄이기 위해, 직류 중첩 특성이 좋으며 코어 손실이 작은 분말자성코어 중 High flux 코어를 선정하여 인덕터를 설계하였다. 출력 필터의 손실을 줄이는 것 외에 전도 손실과 스위칭 손실이 작은 SiC 소자를 dc-dc 컨버터의 스위치 소자로 선정하여 컨버터 효율 향상을 도모하였다. 설계된 컨버터의 열적 해석을 진행하고 2kW급 시제품을 제작 후 실험을 통해 컨버터의 효율을 확인하였다.

2. 양방향 dc-dc 컨버터 설계

그림 1은 본 연구에서 대상으로 하는 태양광-배터리 연계 하이브리드 에너지 저장 시스템을 보여준다. 그림 1에 나타나 있듯이 이 시스템은 태양광 인터페이스 dc-dc 컨버터, 배터리 인터페이스 dc-dc 컨버터, 계통 연계형 인버터 세 부분으로 구성되어 있다.

2.1 양방향 동기 벽 컨버터

본 논문에서 초점을 둔 배터리 인터페이스 dc-dc 컨버터는 배터리의 충전과 방전을 수행하는 역할을 담당한다. 충전 모드인 경우 직류링크의 에너지를 배터리 쪽으로 정전류-정전압(Constant current-Constant voltage, CC-CV) 제어를 통해 전달하고, 배터리 과전류, 과전압이 발생하는 것을 방지한다. 방전 모드의 경우 배터리에

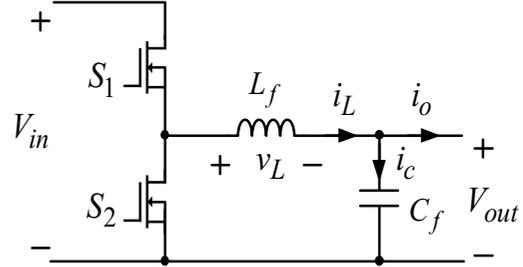


Fig. 2. The topology of the bidirectional synchronous buck converter.

충전되어 있던 에너지를 직류링크로 전달하여 인버터를 통해 계통으로 전달된다.

그림 2는 본 논문에서 다루는 양방향 동기 벽 컨버터를 보여준다. 컨버터는 두 개의 MOSFET S_1, S_2 로 구성된 하프 브리지 모듈과 필터 인덕터 L_f , 커패시터 C_f 로 구성되어 있다.

일반적으로 스위치 소자에서 발생하는 전력 손실은 크게 전도 손실 P_{cond} (conduction loss)과 스위칭 손실 P_{sw} (switching loss)의 합으로 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다^[7].

$$P_{MOSFET} = P_{sw} + P_{cond} \quad (1)$$

양방향 동기 벽 컨버터에서 스위칭 손실과 전도 손실은 상단 스위치와 하단 스위치에 각각 다르게 발생한다. 상단 스위치 소자, 하단 스위치 소자에서 발생하는 전력 손실을 P_{HS}, P_{LS} 라고 하면, 각각 식 (2), (3)과 같이 전도 손실과 스위칭 손실의 합으로 표현 된다.

$$P_{HS} = P_{HS_{sw}} + P_{HS_{cond}} \quad (2)$$

$$P_{LS} = P_{LS_{sw}} + P_{LS_{cond}} \quad (3)$$

상단 스위치 소자에서 발생하는 전도 손실은 스위치 소자의 온 저항 R_{ds} 에 흐르는 전류 I_{ds} 에 대해 식 (4)와 같은 손실로 구해진다. 이 때 벽 컨버터의 동작에서 상단 스위치가 켜져야 전류 I_{ds} 가 상단 스위치로 흐르기 때문에 듀티비 D 를 고려해야 한다.

$$P_{HS_{cond}} = I_{ds}^2 R_{ds} \frac{V_{out}}{V_{in}} = I_{ds}^2 R_{ds} D \quad (4)$$

스위칭 손실은 스위치 소자 출력 커패시터의 충전 전압에 의해 발생하게 되는데, 동기 벽 컨버터의 경우 상단 스위치 S_1 은 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching, ZVS)이 가능하지 않아 하드 스위칭 메커니즘을 따라 스위칭 손실이 발생한다. 상단 스위치 S_1 이 턴 온 될 경

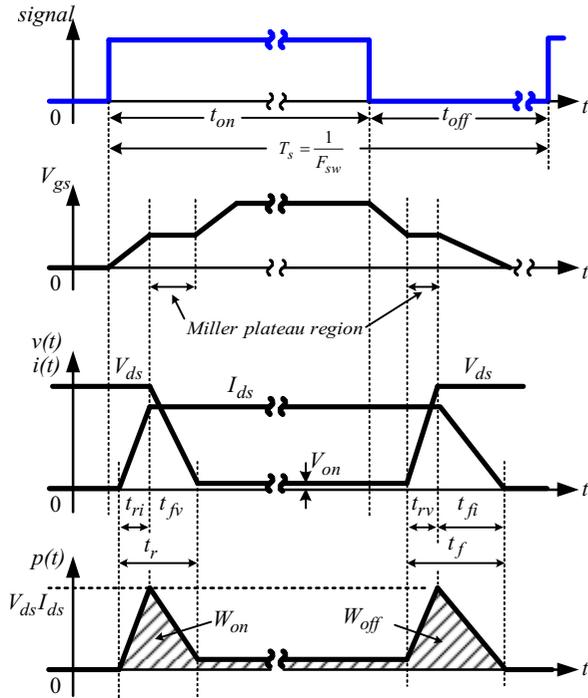


Fig. 3. The key waveform about switching loss.

우 온 신호에 따라 게이트 드라이버가 구동하여 스위치의 게이트-소스 전압 V_{gs} 가 점점 상승하게 된다. V_{gs} 가 임계 전압 이상보다 커지게 되면 그 때부터 드레인-소스로 전류가 흐르기 시작하고, 부하 전류까지 상승하게 된다. 스위치의 드레인-소스로 전류 I_{ds} 가 흐르기 시작하면서 드레인-소스 전압 V_{ds} 는 0V로 떨어지기 시작한다. 이 때 게이트-드레인 커패시터 C_{gd} 가 방전되면서 게이트 전류가 모두 C_{gd} 로 흐름에 따라 V_{gs} 가 증가하지 않는 일정한 구간인 밀러 안정(Miller plateau) 구간이 발생한다. 이 구간은 V_{ds} 가 0V로 떨어질 때까지 유지된다. 상단 스위치 S_1 의 턴 온 스위칭 손실은 전류 I_{ds} 가 증가하는 구간부터 밀러 안정 구간까지 전류 I_{ds} 와 전압 V_{ds} 가 교차되는 면적으로 구할 수 있다^[8].

스위치가 켜질 때 전류 I_{ds} 가 증가하는 t_{ri} 구간, 밀러 안정 구간인 t_{fv} 구간에서의 에너지 $W_{t_{ri}}$, $W_{t_{fv}}$ 는 각각 식 (6)과 식 (7)로 나타내어지고, 식 (5)에 대입하여 턴 온 스위칭 에너지 W_{on} 을 식 (8)로 나타낼 수 있다.

$$W_{on} = W_{t_{ri}} + W_{t_{fv}} \quad (5)$$

$$W_{t_{ri}} = t_{ri} \times \frac{V_{ds} I_{ds}}{2} \quad (6)$$

$$W_{t_{fv}} = t_{fv} \times \frac{V_{ds} I_{ds}}{2} \quad (7)$$

$$W_{on} = (t_{ri} + t_{fv}) \times \frac{V_{ds} I_{ds}}{2} = t_r \times \frac{V_{ds} I_{ds}}{2} \quad (8)$$

턴 오프의 경우에는 C_{gd} 가 충전됨에 따라 게이트 V_{gs} 가 일정한 밀러 안정 구간이 발생하고, 턴 오프 스위칭 에너지 또한 턴 온 스위칭 에너지와 동일한 방법으로 구할 수 있다. 턴 오프 스위칭 에너지 W_{off} 를 정리하면 식 (9)와 같다.

$$W_{off} = (t_{rv} + t_{fi}) \times \frac{V_{ds} I_{ds}}{2} = t_f \times \frac{V_{ds} I_{ds}}{2} \quad (9)$$

턴 온, 턴 오프 스위칭 손실은 스위칭 주기마다 매번 일어나므로, 위에서 구한 식 (8), 식(9)에 스위칭 주파수 f_{sw} 를 곱하여 구할 수 있다. 상단 스위치의 스위칭 손실 P_{HS_sw} 는 식(10)으로 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{HS_sw} &= (W_{on} + W_{off}) \times f_{sw} \\ &= (t_r + t_f) \times \frac{V_{ds} I_{ds}}{2} \times f_{sw} \end{aligned} \quad (10)$$

이 컨버터가 어느 일정 수준 이하의 저전력에서 동작할 때에는 인덕터 전류의 불연속 도통으로 인해 상단 스위치의 턴 온 시 바디 다이오드를 통해 전류가 흐르고 있어 ZVS가 발생한다. ZVS가 발생함에 따라 스위칭 손실은 무시할 수 있을 정도로 작다^[9].

이 때 하단 스위치의 전도 손실 P_{LS_cond} 는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다^[7].

$$P_{LS_cond} = I_{ds}^2 R_{ds} (1 - D) \quad (11)$$

한편, 단방향 벽 컨버터의 경우 하단 스위치 소자는 다이오드로 구성되어 있으므로, 하단 다이오드의 전도 손실 P_{diode_cond} 은 식 (12)로 나타낼 수 있다.

$$P_{diode_cond} = V_F I_F (1 - D) \quad (12)$$

일반적으로 다이오드의 경우 정격 전류의 크기가 클수록 순방향 전압 강하 V_F 의 크기는 커지며, 이는 MOSFET을 이용하여 동기 벽 컨버터를 구성할 때 보다 많은 손실을 유기한다.

$$V_{on} = I_{ds} R_{ds} \quad (13)$$

스위치와 다이오드로 전류 I_o 가 동일하게 흐를 때, 식 (13)의 스위치 소자의 전압강하 V_{on} 은 다이오드 순방향 전압 강하 V_F 보다 작다. 따라서 식 (11)과 식 (12)의 스위치와 다이오드의 전도 손실을 비교해보았을 때, 스위치의 전도 손실이 더 작다는 것을 알 수 있다. 그러므로

양방향 동기 벽 컨버터로 구성을 한다면 하단 스위치에서 발생하는 전도 손실의 크기가 줄어들어 효율을 향상시킬 수 있다.

2.2 인덕터 설계

양방향 동기 벽 컨버터의 인덕터는 벽 컨버터 동작시에 필터 커패시터와 함께 LC 필터를 구성하여 스위칭 성분을 제거하고, 부스트 컨버터 동작 시 에너지를 저장, 방출을 하며 출력 전압의 승압을 도모하는 중요한 부품이다. 이러한 인덕터와 같은 자성소자들은 전체 시스템 관점에서 물리적인 공간을 가장 많이 차지한다. 따라서 컨버터의 전력 밀도를 높이기 위해서는 자성 소자의 크기를 줄이는 것이 중요하다. 이러한 자성 소자의 크기는 인덕턴스, 전류 및 전력용량에 비례한다. 적절한 인덕터의 설계를 위하여 우선 인덕턴스 값에 따라 인덕터에 흐르는 전류 리플의 크기를 컨버터의 정상상태 동작으로부터 구할 수 있다.

정상 상태에서 인덕터 전류가 전류 연속 도통 모드(Continuous Conduction Mode, CCM) 조건 일 때, 식 (14)의 Volt·Second balance에 의해 인덕터에 인가되는 전압의 한 주기 적분 값은 0이다.

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_L dt = 0 \tag{14}$$

Volt·Second balance에 따라 한 주기의 인덕터 전류의 시작점과 끝점이 같은 값으로, 상승하는 전류 리플의 크기와 하강하는 전류 리플의 크기는 같아야한다. 그림 2의 벽 컨버터의 상단 스위치 S_1 이 듀티비 D 로 스위칭하고 하단 스위치 S_2 는 상단 스위치 S_1 과 상보 동작할 때, 정상상태에서 인덕터에 인가되는 전압으로부터 전류 리플의 크기를 유도할 수 있다. 상단 스위치 S_1 이 켜져 있는 구간 $0 \leq t < DT$ 동안에 인덕터에 인가되는 전압 v_L 은 식 (15)로 표현된다.

$$v_L = V_{in} - V_{out} \tag{15}$$

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \tag{16}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \tag{17}$$

인덕터의 전류 i_L 과 인덕터 전압 v_L 의 관계식 (16)을 통해 인덕터 전류의 상승 기울기 식 (17)을 구할 수 있다. $0 \leq t < DT$ 구간 동안 인덕터 전류 i_L 의 리플 Δi_L 은 식 (18)과 같이 표현 된다.

TABLE I
SPECIFICATIONS OF THE BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER

Parameter	Value	
Battery voltage	200	V
DC link voltage	420	V
Rated power	2000	W
Switching frequency	40	kHz
Average load current	10	A
Cooling	Air cooling	

TABLE II
COMPARISON OF CHARACTERISTICS FOR POWDER CORES

	MPP	High flux	Sendust
Cost	High	Medium	Low
Flux saturation limit	0.8T	1.5T	1T
Core loss	Lowest	Low	Medium

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} DT \tag{18}$$

양방향 동기 벽 컨버터의 사양은 표 1에 정리해두었고, 본 논문에서는 전류 리플 Δi_L 의 크기를 정격 부하 전류의 30%로 제한하여 CCM으로 동작하도록 하는 인덕턴스 L 을 설계하였다.

$$L = \frac{V_{in} - V_{out}}{\Delta i_L} DT = \frac{400 - 200}{3} \times 0.5 \times \frac{1}{40000} = 833.33 [\mu H]$$

인덕턴스를 $833.33 \mu H$ 이상이 되도록 설계하면 인덕터 전류 리플 Δi_L 의 크기는 3A 이하로 제한될 수 있다. 인덕터 코어의 B-H 곡선을 고려하면 전류 리플의 크기가 작을수록 히스테리시스 손실이 줄어든다. 그러나, 인덕터를 구성하는 권선의 동손은 인덕턴스의 크기에 비례하기 때문에 히스테리시스 손실과 같은 인덕터의 코어 손실과 권선의 동손은 일정부분 반비례한다. 따라서 인덕턴스 값은 전류 리플의 크기를 일정 조건으로 제한하는 조건을 아주 약간 상회하도록 선택되어야 한다.

계산된 인덕턴스 값을 가지는 인덕터를 제작하기 위해서는 사용하는 코어의 종류와 권선수를 선정해야한다. 주로 사용되는 코어의 종류로는 코어의 구성 재질에 따

TABLE III
THE MAIN PARAMETERS OF
HIGH FLUX CORE (CH610125)

Parameter	Value
A_L value	400 nH/N^2
Permeability	125
Cross section area	3.675 cm^2
Path length	14.37 cm

라 페라이트 코어, MPP 코어, High flux 코어, Sendust 코어 등이 있다. 페라이트 코어는 고유 저항의 크기가 커서 와전류에 의한 손실이 적지만 포화 자속밀도의 크기 B_{sat} 가 0.3T로 낮은 단점이 있다^[10]. 분말 자성 코어인 MPP 코어, High flux 코어, Sendust 코어의 특징 비교는 표 2에 정리하였다.

dc-dc 컨버터에서 높은 직류 전류에 의해 코어들이 포화되는 현상을 직류 중첩 현상이라고 한다. 포화 자속밀도의 크기가 클수록 직류 중첩 특성에 강하며, High flux 코어가 가장 특성이 좋다. 손실 측면에서는 MPP 코어가 가장 우수한 성능을 가지지만, 경제성과 직류 중첩 특성을 고려하였을 때 High flux 코어가 가장 적합하다.

High flux 코어로 창성 社의 CH610125로 선정하였고, 코어의 주요 변수는 표 3에 정리하였다. 표 3의 A_L 값과 인덕턴스 L 의 관계는 식 (19)로 표현된다^[11].

$$L = A_L \times N^2 \quad (19)$$

식 (19)에 코어의 A_L 값을 대입하여 원하는 인덕턴스를 가지도록 하는 턴 수를 계산할 수 있다.

$$N = \sqrt{\frac{833.33 \times 10^{-6}}{400 \times 10^{-9}}} = 45.6 \approx 47 \text{turns}$$

따라서 권선으로 코어를 47턴 이상 감게 되면 원하는 인덕턴스 $833.33\mu H$ 이상의 값을 가지게 된다.

인덕터의 권선은 정격 전류에 리플을 고려한 최대 전류 크기를 감당할 수 있도록 선정해야하고, 고주파 스위칭 동작에 의해 표피 효과가 나타나기 때문에 가는 굵기의 전선 여러 가닥들로 구성된 리츠 와이어로 선정하여 표피효과에 의한 전력 손실을 줄일 수 있다. 본 연구에서는 최대 전류 크기 3A, 스위칭 주파수 40kHz에 대해서 적용 가능한 $0.12mm \times 300$ 가닥의 리츠 와이어로 선정하였다.

2.3 커패시턴스 설계

LC 필터의 커패시터는 컨버터 출력 전압의 리플을 제

거하는 역할을 한다. 출력 필터 커패시턴스 값이 클수록 출력 전압의 리플 크기와 출력 전압의 오버슈트 크기는 작아지지만, 동특성이 저하되는 단점이 있다^[12].

출력 전압의 리플 크기 Δv_o 를 제한하는 커패시턴스는 설계된 인덕턴스에 의한 인덕터 전류 리플 크기에 의해 계산되어진다. 그림 2의 양방향 벡 컨버터의 회로에서 키르히호프의 전류법칙을 적용하여 커패시터 전류 i_c 를 식 (20)과 같이 구할 수 있다.

$$i_c = i_L - i_o \quad (20)$$

이 회로의 정상상태에서 부하 평균 전류 I_o 는 인덕터 평균 전류 I_L 과 같기 때문에, 커패시터 전류 i_c 는 인덕터 전류 리플 성분으로 등가화 할 수 있다. 따라서 커패시터 전류 최대값 i_{c_max} , 최소값 i_{c_min} 은 식 (21)로 표현할 수 있다.

$$i_{c_max} = \frac{\Delta i_L}{2}, i_{c_min} = -\frac{\Delta i_L}{2} \quad (21)$$

커패시터 전류 i_c 와 전압 v_c 의 관계식은 식 (22)로 나타낼 수 있고, 인덕터 전류 리플 Δi_L 의 부호는 반주기 ($T/2$)동안은 0보다 크고, 나머지 반주기 동안은 0보다 작다. 커패시터 전압 리플 Δv_o 는 Δi_L 의 크기가 0보다 큰 반주기 동안에서 식 (22)를 해석하여 식(23)과 같이 구할 수 있다.

$$i_c = C \frac{dv_o}{dt} \quad (22)$$

$$\Delta v_o = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) \frac{T}{8} \quad (23)$$

인덕터 전류 리플의 크기가 3A로 제한되고, 스위칭 주파수가 40kHz일 때, 커패시터 전압 리플 크기를 5V 이내로 제한하는 커패시턴스 C 는 식 (24)로 계산된다.

$$C = \frac{1}{5} \frac{1}{2} \left(\frac{3}{2} \right) \frac{1}{40000 \times 2} = 1.875 \mu F \quad (24)$$

커패시터도 인덕터와 마찬가지로 기생하는 직렬 등가 저항(Equivalent Series Resistance, ESR)성분이 존재한다. 이러한 ESR은 커패시터 전압의 미세 변동을 야기할 뿐만 아니라, 저항 성분에 의해 전력 손실을 일으켜 시스템 효율 저하의 원인이 된다^[12]. 본 연구에서는 필터 커패시터의 전류 정격을 증가시키고 ESR의 저감을 위하여 470nF의 용량을 가지는 커패시터를 6개 병렬 연결

하여 출력 필터 커패시턴스 C_f 를 2.82 μ F로 선정하였다. C_f 값을 다시 식 (23)에 대입하여 출력 전압 리플 크기를 구해보면 약 3.3V의 리플 크기를 가지게 된다.

2.4 동기 벅 컨버터 모델링

동기 벅 컨버터가 배터리 충전 모드로 동작할 때는 제어 알고리즘에 따라 정전류-정전압 제어를 수행한다. 정전류 제어 시에는 전류 제어기만 동작하게 되고, 제어기를 설계하기 앞서 벅 컨버터의 소신호 모델링을 통해 control-to-inductor current 모델을 구하여 평가하여야 한다.

비선형 시변 시스템인 벅 컨버터는 모델링뿐만 아니라 해석을 통한 제어기를 설계 또한 어렵다. 하지만 평균화(Averaging) 및 선형화(Linearization) 과정을 통하여 LTI(Linear Time Invariant) 시스템으로 근사화 하면 시스템을 해석하기 쉽고 제어기 설계에 있어 용이해진다. 그림 2 회로의 컨버터가 벅 컨버터로 동작 할 때의 모델링을 위해 상단 스위치 S_1 가 켜진 경우와 꺼진 경우의 상태방정식을 먼저 구해야한다. 상단 스위치 S_1 가 켜진 경우 상태 방정식은 식 (25)와 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_f}(t) \\ v_{c_f}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{RC_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_f}(t) \\ v_{c_f}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} v_g(t) \quad (25)$$

상단 스위치 S_1 이 꺼져 있을 때의 상태 방정식은 다음 식 (26)으로 표현이 가능하다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_f}(t) \\ v_{c_f}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{RC_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_f}(t) \\ v_{c_f}(t) \end{bmatrix} \quad (26)$$

식 (25), (26)에 듀티비의 개념을 적용하여 비선형 시불변 시스템으로 평균화된 상태 방정식은 식 (27)로 나타내어진다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \overline{i_{L_f}}(t) \\ \overline{v_{c_f}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{RC_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{i_{L_f}}(t) \\ \overline{v_{c_f}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d(t)}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} \overline{v_g}(t) \quad (27)$$

비선형 시불변인 식 (27)에 출력 전압 및 전류 조건을 동작점으로 고정하고 섭동시킴으로써 선형 시불변 시스템으로 벅 컨버터를 해석할 수 있다. 벅 컨버터의 소신호 모델은 식 (27)을 라플라스 변환 후 s-domain에서 해석 할 수 있다.

TABLE IV
SPECIFICATIONS OF
THE DC-DC CONVERTER

Parameter	Value
Battery voltage	200 V
DC link voltage	420 V
Rated power	2000 W
Switching frequency	40 kHz
Filter inductance	1 mH
Filter capacitance	2.82 μ F
DC link capacitance	1 mF

$$\begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{i_{L_f}}(s) \\ \widehat{v_{c_f}}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{RC_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{i_{L_f}}(s) \\ \widehat{v_{c_f}}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} \widehat{d}(s) \quad (28)$$

식 (28)에 Cramer's rule을 적용하여 control-to-inductor current 모델 $\frac{\widehat{i_{L_f}}(s)}{\widehat{d}(s)}$ 은 식 (29)로 구할 수 있다^[13].

$$\frac{\widehat{i_{L_f}}(s)}{\widehat{d}(s)} = G_{id_buck}(s) = \frac{V_g(RC_f s + 1)}{RL_f C_f s^2 + L_f s + R} \quad (29)$$

$$G_{id_buck}(s) = \frac{0.02369s + 420}{5.64 \times 10^8 s^2 + 0.001s + 20} \quad (30)$$

식 (29)에 표 4의 벅 컨버터의 사양을 대입하여 구한 모델식 (30)의 주파수 응답은 그림 4에서 확인할 수 있다.

부스트 컨버터 동작 시 control-to-inductor current 모델은 벅 컨버터와 동일한 과정으로 상태 방정식의 평균화, 선형화 과정을 거쳐 식 (31)과 같이 구할 수 있다^[14].

$$\frac{\widehat{i_{L_f}}(s)}{\widehat{d}(s)} = G_{id_boost}(s) = \frac{V_{in}(RC_{dc}s + 1)}{RL_f C_{dc} Ds^2 + L_f Ds + RD^3} \quad (31)$$

$$G_{id_boost}(s) = \frac{3.36 \times 10^8 s + 3.81 \times 10^9}{800s^2 + 9070s + 1.814 \times 10^8} \quad (32)$$

부스트 컨버터 동작 사양을 대입한 수식 (32)의 주파수 응답은 그림 5에 나타내었다.

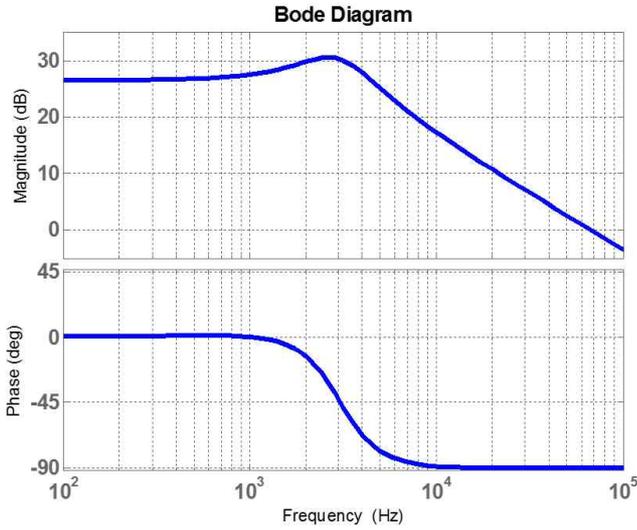


Fig. 4. The frequency response of the transfer function of buck converter.

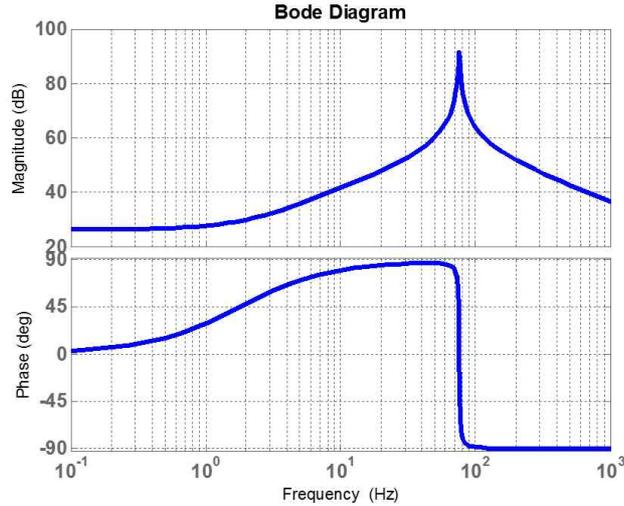


Fig. 5. The frequency response of the transfer function of boost converter.

2.5 제어기 설계

지령값에 정상 오차없이 추종하기 위해 전류 제어기는 PI 제어를 적용하였고, s-domain에서의 전달함수는 식 (33)에 나타내었다.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (33)$$

루프 이득은 컨버터 모델링과 제어기 전달함수의 곱으로 구할 수 있다. 루프 이득의 교차 주파수가 높을수록 부하 변동에 따른 응답성이 좋아지지만, 스위칭 노이즈에 영향을 쉽게 받게 된다. 따라서 루프 이득의 교차 주파수는 전형적으로 스위칭 주파수의 1/10정도로 선정한다. 또한 교차 주파수에서 위상 여유는 시스템의 안정성을 위해서 양수이어야 한다. 응답성 및 안정성을 고려

한 동작 특성을 만족하도록 비례 적분 이득은 각각 $K_p = 0.04$, $K_i = 280$ 으로 선정하였다. 전류 제어기의 이득을 위와 같이 선정함으로써 루프 이득은 컨버터 모델 전달 함수에 원점 극점, 700rad/s 의 영점을 추가한 것과 같다. 컨버터가 벡 컨버터, 부스트 컨버터 동작할 때의 루프 이득은 식 (35), (36)과 같이 구할 수 있다.

$$G_c(s) = \frac{0.04s + 280}{s} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} G_{buck}(s) &= G_{id_buck}(s) * G_c(s) \\ &= \frac{0.0009475s^2 + 23.43s + 117600}{5.64 \times 10^{-8}s^3 + 0.001s^2 + 20s} \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} G_{boost}(s) &= G_{id_boost}(s) * G_c(s) \\ &= \frac{1.344 \times 10^7 s^2 + 9.423 \times 10^{10} s + 1.067 \times 10^{12}}{800s^3 + 9070s^2 + 1.814 \times 10^8 s} \end{aligned} \quad (36)$$

설계한 제어기를 디지털 제어기로 구현하려면 앞 절에서 구한 소신호 모델링의 전달함수를 z-domain에서 분석하여야 한다. 후방 차분 변환을 이용하여 변환된 소신호 모델링의 전달함수는 다음 식 (38), (39)와 같다.

$$G_c(z) = \frac{0.04z - 0.033}{z - 1} \quad (37)$$

$$G_{id_buck}(z) = \frac{10.16z - 6.464}{z^2 - 1.466z + 0.6419} \quad (38)$$

$$G_{id_boost}(z) = \frac{10.5z - 10.5}{z^2 - 2z + 0.9997} \quad (39)$$

$$\begin{aligned} G_{buck}(z) &= G_{id_buck}(z) * G_c(z) \\ &= \frac{0.4062z^2 - 0.5937z + 0.2133}{z^3 - 2.466z^2 + 2.108z - 0.6419} \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} G_{boost}(z) &= G_{id_boost}(z) * G_c(z) \\ &= \frac{0.42z^2 - 0.7664z + 0.3464}{z^3 - 3z^2 + 2.999z - 0.9997} \end{aligned} \quad (41)$$

디지털 제어기의 주파수 응답을 위해 루프 이득 (40), (41)의 보드선도를 그려보면 그림 6, 7로 나타낼 수 있다. 벡 컨버터로 동작할 때의 이득 여유는 14.2dB(@20kHz)이고, 교차주파수 3.82kHz에서 위상 여유는 81°이다. 부스트 컨버터 동작할 때의 이득 여유는 14.4dB(@20kHz)

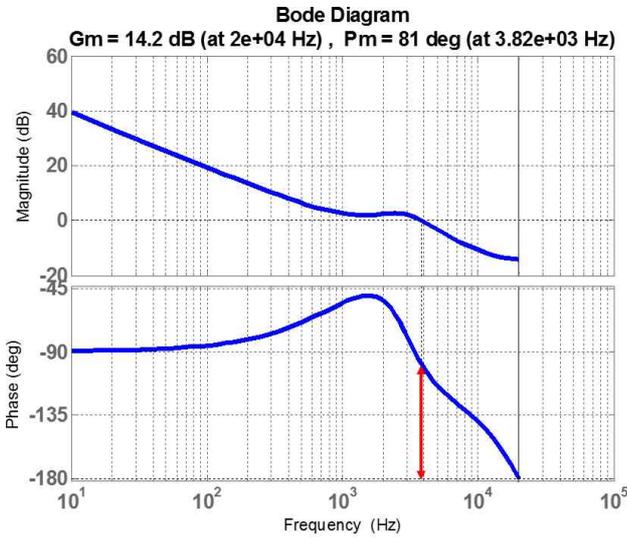


Fig. 6. The frequency response of loop gain with digital current controller on working in buck converter.

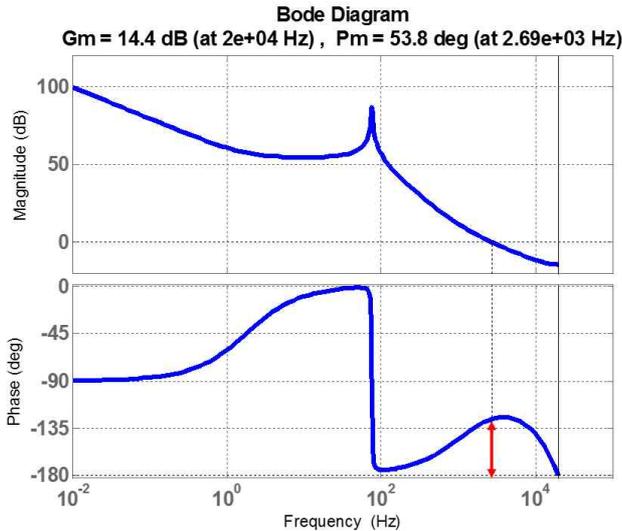


Fig. 7. The frequency response of loop gain with digital current controller on working in boost converter.

z)이고, 교차주파수 2.69kHz에서 위상 여유는 53.8°이다. 각 동작에 대해서 교차 주파수는 스위칭 주파수의 1/10인 4kHz에 가깝고, 위상 여유도 50°이상이다.

2.6 스위치 소자 선정

전력 변환 장치의 효율을 높이기 위해서는 손실이 적은 스위치 소자를 선정하는 것이 매우 중요하다. 최근 많은 반도체 소자 제조사들은 계속해서 성능 개선과 새로운 재료를 이용한 소자를 개발하여 고효율 스위치 소자의 범용화에 힘쓰고 있다. 기존에 널리 쓰이던 Silicon(Si) 기반 소자들의 도통 저항은 점점 작아지게 되었고, 최근 WBG(Wide Band Gap) 소자들이 개발되었으며 상용화에 이르게 되었다. WBG 소자에는 SiC 기반 소자, Gallium Nitride(GaN) 기반 소자들이 있는데, 이

TABLE V
COMPARISON OF MAIN PARAMETERS
FOR SILICON CARBIDE MOSFETS

Parameter	C2M0080120	C2M0040120	C3M0065090
	D	D	D
Drain-source voltage	1200 V	1200 V	900 V
Continuous drain source current	36A	60A	36A
	($T = 25^{\circ}\text{C}$)	($T = 25^{\circ}\text{C}$)	($T = 25^{\circ}\text{C}$)
	24A	40A	23A
	($T = 100^{\circ}\text{C}$)	($T = 100^{\circ}\text{C}$)	($T = 100^{\circ}\text{C}$)
On resistance	80m Ω	40m Ω	65m Ω
Output capacitance	80pF	150pF	60pF
Rising time	20ns	52ns	11ns
Falling time	19ns	34ns	9ns

TABLE VI
COMPARISON OF LOSSES FOR SILICON CARBIDE MOSFETS AT RATED CONDITION

Model	Parameter	Value
C2M0080120D	Turn on loss	1.68 W
	Turn off loss	1.596 W
	Conduction loss	8 W
	Total loss	11.28 W
C2M0040120D	Turn on loss	4.368 W
	Turn off loss	2.856 W
	Conduction loss	4 W
	Total loss	11.23 W
C3M0065090D	Turn on loss	0.924 W
	Turn off loss	0.756 W
	Conduction loss	6.5 W
	Total loss	8.18 W

소자들은 Si 기반 소자들에 비해 항복 전압이 10배 이상 커서 고내압 시스템 구현이 가능하고, 높은 saturation velocity에 의해 고속 스위칭이 가능하다. WBG 소자들의 스위칭 시간은 수ns 이하로 Si 기반 소자 보다 이상적인 스위칭 동작이 가능하다. 현재 SiC 기반 소자는 1200V급, 900V급 소자가 개발되어있는데, 600V급 Si 기반 소자의 정격과 비슷한 전압으로 낮아지고 있는 추세이다.

시스템 정격 전류를 고려하여 스위치를 선별해보면, C2M0040120D, C2M0080120D, C3M0065090D(CREE社)로 간추려진다. 선별된 SiC 소자들의 정격 전압, 정격 전류 등 주요 파라미터를 표 5에 정리하였다.

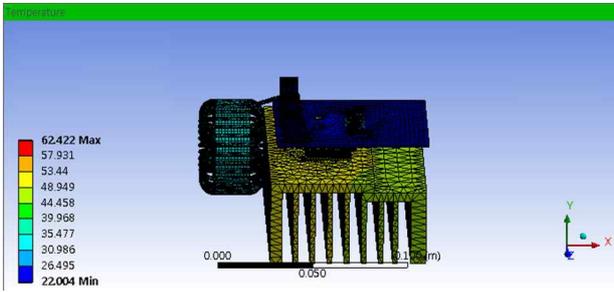


Fig. 8. Steady state thermal analysis using ansys maxwell.

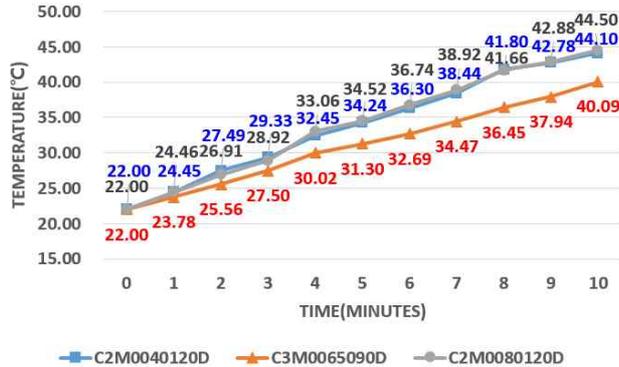


Fig. 9. Thermal simulation results for three kinds of SiC MOSFET.

시스템의 정격 조건에서 스위치가 하드 스위칭 할 때 발생하는 스위칭 손실은 앞서 근사화된 식 (10)에 표 5에 정리된 스위치 파라미터를 대입하여 구할 수 있다. 전도 손실 또한 식 (11)로부터 스위치의 온 저항 R_{ds} 을 이용하여 구할 수 있다. 각각의 스위치에 대하여 스위칭 손실, 전도 손실, 전체 손실을 표 6에 정리하였다. 표 6에 정리된 스위치의 손실들을 살펴보면 R_{ds} 의 값이 가장 큰 C2M0080120D 소자의 전도 손실이 가장 크게 나타났고, 출력 커패시턴스 C_{oss} 의 값이 가장 큰 C2M0040120D 소자의 스위칭 손실이 가장 크게 나타났다. 종합한 전체 스위치 손실을 비교하였을 때 900V급 SiC 소자 C3M0065090D의 손실이 가장 작아, 다른 소자들로 구성된 시스템의 효율보다 높은 효율을 기대할 수 있다.

3. 열적 시뮬레이션

본 절에서는 앞 절에서 선정된 인덕터와 스위치 소자들로 가상의 컨버터 하드웨어를 Ansys Maxwell 프로그램 상에서 구현하여 필터 인덕터 및 스위치 소자에 따른 컨버터 각 부위의 열변화를 시뮬레이션 한다. 시뮬레이션은 정격 조건에서 동작 할 때에 대해 진행 되었고, 동작 조건은 앞서 언급한 표 1에 정리 되어있다.

그림 8은 정격 조건으로 시스템이 동작할 때, 컨버터 회로 기판, 필터 인덕터, 스위치 소자, 방열판의 온도 분포를 나타낸 그림이다. 여기서 필터 인덕터의 온도는 평

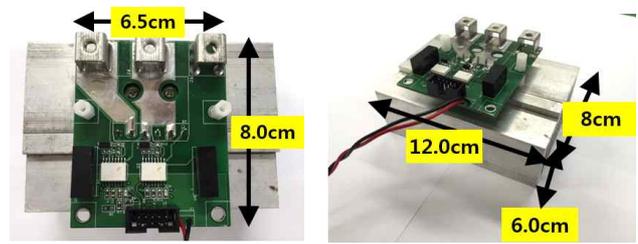


Fig. 10. The 2kW prototype of the bidirectional dc-dc converter.

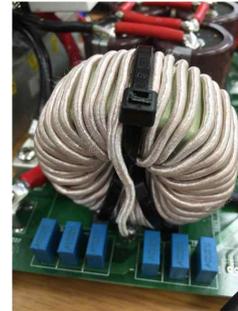


Fig. 11. The filter inductor and capacitor.

균 약 $37.7^{\circ}C$ 로 발열되는 것으로 분석된다. 그림 9는 시스템이 정격 조건에서 10분간 동작하였을 때, 시뮬레이션 상에서 시간에 따른 스위치 소자별 발열 온도를 나타낸 온도 곡선이다. 스위치 소자의 발열 온도는 패키지 부분의 온도를 측정하였다. 그림 9에서 10분의 스위치별 최종 발열 온도를 살펴보면 C2M0040120D 소자와 C2M0080120D 소자의 발열 온도는 각각 $44.10^{\circ}C$, $44.50^{\circ}C$ 로 비슷한 수준이었고, C3M0065090D 소자의 경우 $40.09^{\circ}C$ 로 두 소자에 비해 낮은 온도임을 확인할 수 있다. 이는 앞서 계산한 스위치들의 손실로 보았을 때 900V 소자의 손실이 제일 작았으므로 유추가 가능한 시뮬레이션 결과이다.

4. 실험

앞 절에서 설계한 인덕터, 커패시터, 스위치 소자들로 구성된 양방향 동기 컨버터의 성능을 확인하기 위해 2kW급 시제품을 제작하여 실험을 진행하였다. 그림 10은 2kW급 시제품의 양방향 동기 벽 컨버터를 보여준다. 이로부터 회로 기판 및 방열판의 크기를 확인할 수 있다.

비교할 세 종류의 SiC 소자를 각각 회로 기판과 방열판에 조립하여 세 개의 양방향 dc-dc 컨버터 세트를 제작하였다. 그림 11은 앞 절에서 설계한 인덕터와 커패시터로 구성된 출력 LC 필터를 보여준다.

LC 필터와 양방향 컨버터를 결합한 전력 변환 부를 그림 12와 같이 DC 파워 서플라이, 전력 분석기 및 권선 저항 부하로 세트를 구성하여 실험을 진행하였다. 연구실 내에서 보유중인 TMS320F28335 DSP 제어보드를 이용하여 출력되는 PWM 신호를 양방향 동기 벽 컨버터의 스위치로 인가하였다.

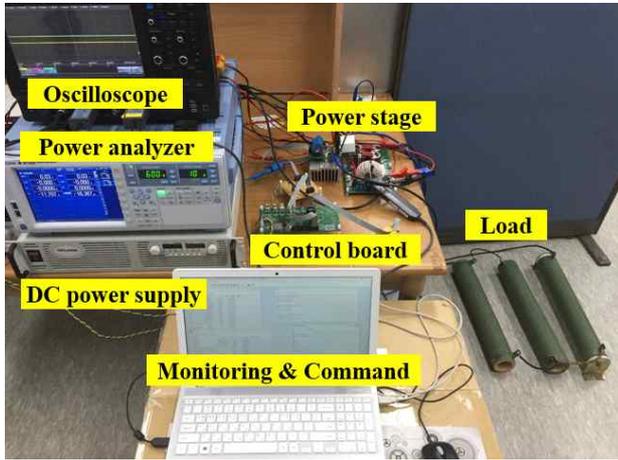


Fig. 12. The test configurations.

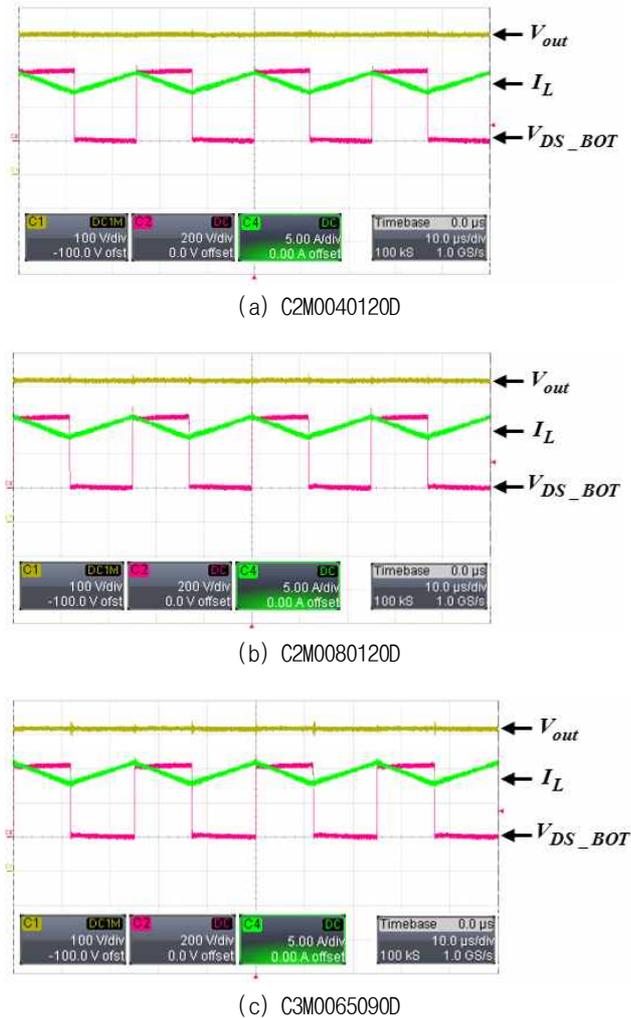
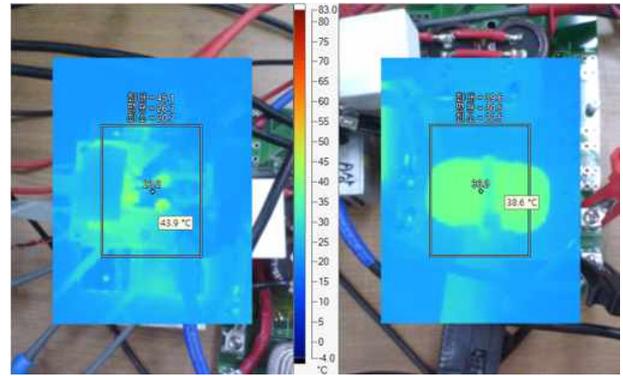
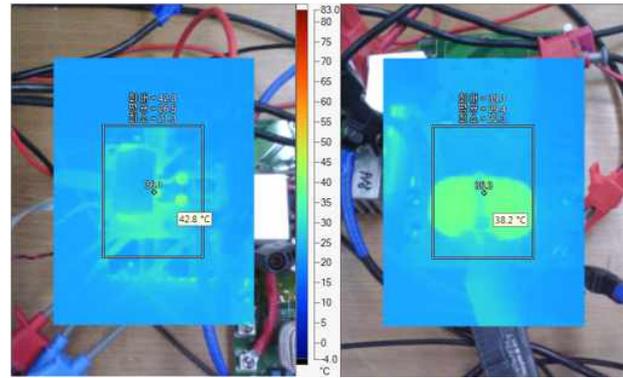


Fig. 13. The key waveforms of the bidirectional dc-dc converter composed of SiC MOSFETs (a) C2M0040120D, (b) C2M0080120D, (c) C3M0065090D.

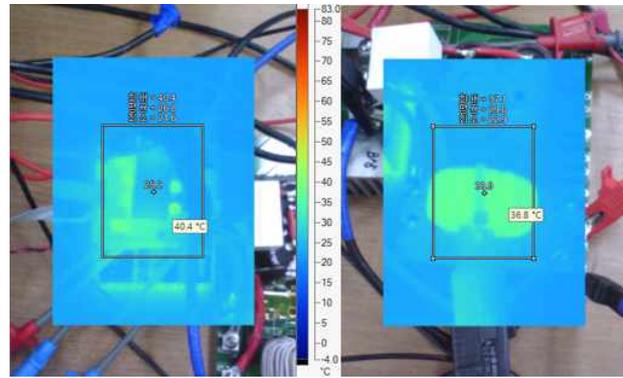
구성된 실험 세트에서 양방향 동기 벽 컨버터가 입력 전압 200V, 출력 전압 420V로 부스트 컨버터 동작을 할 때, 오실로스코프로 2kW 전력 조건에서의 출력 전압,



(a) C2M0040120D



(b) C2M0080120D



(c) C3M0065090D

Fig. 14. The IR images of power stage and filter inductor of each SiC MOSFET system (a) C2M0040120D, (b) C2M0080120D, (c) C3M0065090D.

하단 스위치의 드레인-소스 전압, 인덕터 전류를 측정하여 그림 13에 실험 파형을 도시하였다. 2kW 전력 조건에서 벽 컨버터의 인덕터 전류 리플 크기 Δi_L 가 설계한 인덕턴스에 의해 3A로 제한되는 것을 그림 13 (a), (b), (c) 모든 파형에서 확인할 수 있다.

또한 부스트 컨버터로 2kW 전력 조건에서 10분간 동작하였을 때, 시제품의 인덕터와 전력 변환부, 그리고 스위치 소자의 발열 양상의 변화를 확인하기 위하여 열화상 측정 장비를 이용하였다. 각 스위치 소자별 시제품의 온도 양상은 그림 14의 (a), (b), (c)에서 확인할 수

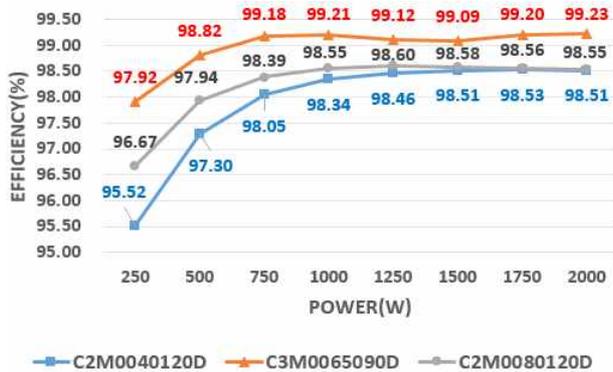


Fig. 15. The efficiency graph comparing each SiC MOSFET.

있다.

자연 냉각 조건으로 10분간 전력 변환 시 회로 기판 온도는 약 32°C , 방열판 온도는 약 23°C , 인덕터 온도는 약 37°C 로 스위치 소자에 상관없이 동일했다. 각 스위치별 발열 온도 양상을 살펴보면 C2M0040120D 소자의 경우 약 43.9°C 로 발열이 가장 크게 나타났고, 그 다음으로 C2M0080120D 소자의 경우 약 42.8°C 였고, 마지막으로 C3M0065090D 소자의 경우 약 40.4°C 로 발열이 가장 적게 나타났다. 앞 절의 열적 시뮬레이션 온도 결과와 실험 시 열화상 장비로 측정된 온도 결과를 비교해보면, C3M0065090D 소자의 발열이 가장 작게 나타나는 것은 동일하지만 C2M0040120D 소자와 C2M0080120D 소자의 발열 양상이 다를 수 있다. 이는 정격 전력 동작한 시간 10분과 열화상을 확인하고 저장하는 시간의 오차에 의해 온도가 다르게 측정되었다고 판단된다. 스위치에서 발열하는 온도를 비교하였을 때, 가장 발열이 심한 C2M0040120D 소자의 효율이 제일 나쁠 것으로 예상되고, 발열이 가장 작은 C3M0065090D 소자의 효율이 가장 좋을 것으로 예측된다.

스위치 소자별 정확한 효율은 전력분석기 WT1800(YOKOGAWA 社)를 이용하여 250W 전력 부하 단위로 나누어 측정하여 비교하였다. 그림 15에 각 스위치 소자별 효율 곡선을 도시하였다. C3M0065090D 소자는 750W 이상의 전력 조건에서 99% 이상의 효율을 가지고, 모든 전력 구간에서 다른 소자들의 효율 보다 높은 것을 확인할 수 있다. 앞 절의 스위치 소자의 손실 분석, 열적 시뮬레이션을 통해 예측했던 결과와 동일하게 C3M0065090D 소자의 효율이 가장 높음을 확인할 수 있다. 또한 정격 전력 조건에서 C2M0040120D 소자와 C2M0080120D 소자의 전체 스위치 손실은 거의 비슷함에 따라 효율은 비슷하게 나왔다. 저전력 조건에서는 전도 손실의 크기보다 스위칭 손실의 크기가 효율에 더욱 큰 영향을 준다. 따라서 스위칭 손실의 크기가 더 작은 C2M0080120D 소자의 효율은 정격 전력 조건에서 저전력 구간으로 갈수록 C2M0040120D 소자의 효율보다 높은 것을 확인할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 에너지 저장장치용 양방향 동기 벽 컨버터의 고효율화 전략에 대해 설명하였다. 단방향 컨버터의 다이오드를 스위치 소자로 교체하여 양방향 동기 컨버터를 구현하였고, 이로 인해 전도 손실이 감소되어 효율을 향상시킬 수 있었다. 고효율의 빠른 스위칭이 가능한 SiC 기반 WBG 소자를 적용하여 높은 효율을 도모하였고, 높은 스위칭 주파수를 적용하여 자성소자의 크기를 줄여 전력 밀도를 높였다. 스위치 소자는 온저항이 낮아 전도 손실이 작고, 출력 커패시턴스가 작아 스위칭 손실이 적은 소자로 선정하여 높은 효율을 기대하였다. 그 외 필터 설계에서 인덕터는 코어 손실이 낮고 직류 중첩 특성이 좋은 코어로 제작하였으며, 출력 커패시터는 기생 저항을 줄이기 위해 병렬로 구성하였다. 위의 조건으로 먼저 설계된 컨버터의 열적 해석을 통해 스위치 소자별 발열 양상을 비교하였고, 2kW 시제품을 제작하여 전력 분석기를 통해 효율을 측정하였다. 열적 해석 결과와 효율 곡선의 결과로 설계된 컨버터의 높은 효율을 확인할 수 있었고, 설계 이론의 타당성을 입증하였다.

본 연구는 (주)LS산전의 연구비 지원으로 수행되었음.

본 연구는 2016년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술연구원(KETEP)의 에너지인력양성사업으로 지원받아 수행한 인력양성 성과입니다. (No. 20164030201100)

References

- [1] K. Tytelmaier, O. Husev, O. Veligorskyi, and R. Yershov, "A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems," 2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF), Kharkiv, pp. 22-28, 2016.
- [2] S. W. Kuo, Y. K. Lo, H. J. Chiu, S. J. Cheng, C. Y. Lin, and C. Yang, "A high-performance bidirectional DC-DC converter for DC micro-grid system application," 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), Hiroshima, pp. 3185-3189, 2014.
- [3] D. P. Urciuoli and C. W. Tipton, "Development of a 90 kW bi-directional DC-DC converter for power dense applications," Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '06., Dallas, TX, pp. 1375-1378, 2006.

[4] M. Jabbari, H. Farzanehfard, and G. Shahgholian, "Isolated topologies of switched-resonator converters," *Journal of Power Electronics*, Vol. 10, No. 2, pp. 125-131, Mar. 2010.

[5] M. Feng, K. Qu, J. Zhao, and M. Sun, "Non-isolated DC-DC converter with high voltage gain," *2016 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia)*, Melbourne, VIC, pp. 730-734, 2016.

[6] L. Chen, H. Wu, Y. Xing, and X. Xiao, "Performance evaluation of a 1kW non-isolated high step-up/step-down bidirectional converter for distributed battery storage system," *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), Taipei*, pp. 1-5, 2015.

[7] J. Klein, "Synchronous buck MOSFET loss calculations with Excel model," Texas Instruments Inc., 2014.

[8] S. Musumeci, "Gate charge control of high-voltage Silicon-Carbide (SiC) MOSFET in power converter applications," *2015 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), Taormina*, pp. 709-715, 2015.

[9] D. Jauregui, B. Wang, and R. Chen, "Power loss calculation with common source inductance consideration for synchronous buck converters," Texas Instruments Inc., 2011.

[10] J. Kindmark and F. Rosen, "Powder material for inductor cores," Chalmers University of Technology, 2013.

[11] Ferromagnetic Material Properties, https://en.wikipedia.org/wiki/Ferromagnetic_material_properties

[12] "LC selection guide for the DC-DC synchronous buck converter," Application note, on Semiconductor, 2013.

[13] E. Kreyszig, "Advanced engineering mathematics," 9th edition, 2011.

[14] Y. H. Cho, H. S. Mok, J. K. Ji, and J. S. Lai, "Digital control strategy for single-phase voltage-doubler boost rectifiers," *Journal of Power Electronics*, Vol. 12, No. 4, pp. 623-631, Jul. 2012.



이태영(李泰泳)

1988년 9월 13일생. 2015년 건국대 전기공학과 졸업. 2015년~현재 동 대학원 석박통합과정.



조병극(曹秉極)

1980년 8월 9일생. 2007년 서울대 전기공학부 졸업. 2009년 서울대 전기컴퓨터 공학부 졸업(석사). 2015년 서울대 전기컴퓨터 공학부 졸업(공학박). 2015년~현재 LS산전 책임연구원.



조영훈(曹永勳)

1980년 2월 4일생. 2002년 건국대 전기공학과 졸업. 2004년 서울대 전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 2012년 버지니아공대 전기컴퓨터공학부 졸업(공학박). 2004년~2009년 현대모비스 기술연구소 주임연구원. 2012년~2013년 에너지트로닉스 책임연구원. 2013년~현재 건국대 전기공학과 부교수. 당 학회 편집위원.



홍찬욱(洪贊旭)

1969년 3월 31일생. 1991년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 서울대 전기공학과 졸업(석사). 1993년~현재 LS산전 수석연구원.



이한솔(李韓榑)

1991년 10월 23일생. 2016년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2016년~현재 한국교통대 대학원 제어계측공학과 석사과정.



조관열(趙官烈)

1964년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기및 전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1993년~2004년 LG전자 DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 한국교통대 제어계측공학과 교수. 당 학회 협력이사.