

# PPS 제어기법을 적용한 48V-400V 비절연 양방향 DC-DC 컨버터

정현주<sup>1</sup>, 권민호<sup>2</sup>, 최세완<sup>†</sup>

## A 48V-400V Non-isolated Bidirectional Soft-switching DC-DC Converter for Residential ESS

Hyeon-Ju Jeong<sup>1</sup>, Min-Ho Kwon<sup>2</sup>, and Se-Wan Choi<sup>†</sup>

### Abstract

This paper proposes a nonisolated, bidirectional, soft-switching DC-DC converter with PWM plus phase shift (PPS) control. The proposed converter has an input-parallel/output-series configuration and can achieve the interleaving effect and high voltage gains, resulting in decreased voltage ratings in all related devices. The proposed converter can operate under zero-voltage switching (ZVS) conditions for all switches in continuous conduction mode. The power flow of the proposed converter can be controlled by changing the phase shift angle, and the duty is controlled to balance the voltage of four high voltage side capacitors. The PPS control device of the proposed converter is simple in structure and presents symmetrical switching patterns under a bidirectional power flow. The PPS control also ensures ZVS during charging and discharging at all loads and equalizes the voltage ratings of the output capacitors and switches. To verify the validity of the proposed converter, an experimental investigation of a 2 kW prototype is performed in both charging and discharging modes under different load conditions and a bidirectional power flow.

**Key words:** Soft-switching, DC-DC converter, PPS(PWM Plus Phase Shift) control, ZVS(Zero Voltage Switching), Bidirectional power flow

### 1. 서 론

전 세계적으로 에너지 사용량 증가 및 환경오염 문제와 동일본 대지진, 후쿠오카 원전 사고 등으로 에너지 위기에 대한 심각성을 느끼고 있으며 이에 대한 대비책으로 태양광, 풍력, 연료전지 등의 신·재생에너지에 대한 시스템 구축에 힘을 쏟고 있으며 에너지저장시스템(Energy

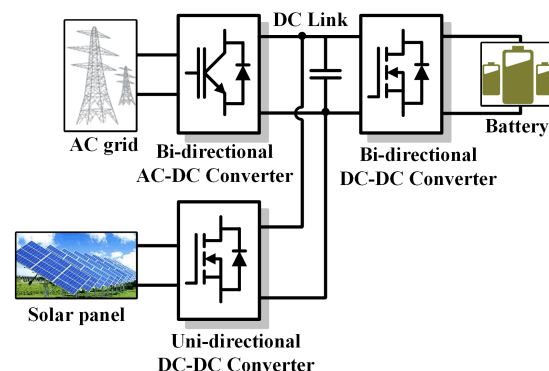


Fig. 1. Configuration diagram of residential energy storage system.

storage system, ESS)는 이러한 신·재생에너지원과 연계되어 에너지 이용 효율을 향상시키며 전력공급시스템 안정화에 기여한다.

그림 1은 가정용 에너지저장시스템의 구성도를 나타낸다. 일반적으로 가정용 에너지저장시스템은 계통, 양

Paper number: TKPE-2018-23-3-6

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

<sup>†</sup> Corresponding author: [choi@seoultech.ac.kr](mailto:choi@seoultech.ac.kr), Dept. of Electrical & Information Engineering, Seoul National University of Science and Technology  
Tel: +82-2-970-6542 Fax: +82-2-972-2866

<sup>1</sup> Dept. of Electrical & Information Engineering, Seoul National University of Science and Technology

<sup>2</sup> Power Conversion and Control Research Center, HVDC Research Division, KERI, Korea

Manuscript received Jan. 22, 2018; revised Feb. 6, 2018; accepted Mar. 13, 2018

— 본 논문은 2016년 전력전자학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2016년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

방향 AC-DC 컨버터, 태양광 패널, 단방향 DC-DC 컨버터, 에너지 저장 장치인 배터리 및 양방향 DC-DC 컨버터로 구성된다. 양방향 AC-DC 컨버터는 계통과 DC 링크 사이에 위치하여 DC 링크 전압을 제어하며 계통과 양방향으로 전력을 주고받는 역할을 한다. 단방향 DC-DC 컨버터는 태양광 패널로부터 발전된 에너지를 DC 링크 쪽으로 보내는 역할을 하며 양방향 DC-DC 컨버터는 DC 링크와 배터리 사이에 위치하여 배터리의 충·방전 전류를 제어하는 역할을 수행한다.

이러한 시스템에서 배터리의 가격과 부담을 줄이기 위해 배터리의 전압 범위가 점차 낮아져 DC 링크 전압과 배터리 전압의 차이가 증가하는 추세이기 때문에 고승·강압비를 갖는 양방향 DC-DC 컨버터 사용이 필수적이다. 고주파 변압기를 사용하는 절연형 DC-DC 컨버터는 변압기의 권선비를 이용하여 높은 전압 이득을 달성할 수 있지만 전체 시스템의 부피가 증가하고 전체 효율이 감소할 수 있다. 따라서, 절연이 요구되지 않는 응용에서는 구조가 간단하고 고효율 달성이 유리한 비절연형 타입의 컨버터가 많이 사용되며 배터리의 경우에 전류 리플이 배터리 수명과 직접적으로 연관되기 때문에 배터리 측의 낮은 전류 리플을 갖는 컨버터가 요구된다<sup>[1]</sup>. 또한, 고밀도 및 고효율 달성을 위해 높은 주파수 동작을 위한 소프트 스위칭이 필수적으로 요구된다.

절연이 요구되지 않는다면 비절연형 타입의 양방향 컨버터가 사용되는데<sup>[2]</sup> 주로 양방향 벡/부스트 하프브리지 컨버터가 사용된다<sup>[3],[4]</sup>. 양방향 벡/부스트 하프브리지 컨버터는 소자수가 적고 제어가 간단하지만 소자 전압 정격이 크고 고승압 응용 시 높은 듀티를 사용하게 된다. 기생성분과 과 하드스위칭으로 인해 실제 승압비가 약 3~4배로 제한되고 높고 전류 스트레스와 EMI가 증가하는 단점이 있다<sup>[2],[5],[6]</sup>. 이러한 단점을 극복하기 위해 여러 컨버터들이 제안되었다. 3 레벨 타입의 컨버터<sup>[7],[8]</sup>는 소자의 전압 정격이 감소하지만 여전히 낮은 승압비를 가지고 있다. 캐스케이드(Cascade) 방식의 부스트 컨버터는 2단 구조로 승압비가 증가하지만 여전히 높은 전압정격과 하드스위칭 문제가 있다<sup>[9],[10]</sup>. 커플드-인덕터(Coupled-inductor) 타입<sup>[11]-[13]</sup>의 경우에는 큰 듀티를 사용하지 않고도 고승압을 달성할 수 있지만 누설 인덕터에 의한 손실이 발생해 별도의 능동 클램프 회로가 필요하며<sup>[14]</sup> 커플링 동작으로 저전압 측에 전류 리플이 증가한다<sup>[9]</sup>. 스위치드-커패시터(Switched-capacitor) 타입<sup>[15]-[17]</sup>의 컨버터 또한 큰 듀티를 사용하지 않고 높은 전압이득을 달성하지만 커패시터 간 전류 스파이크가 발생하며 많은 스위치와 커패시터의 사용으로 대전력 응용에 적합하지 않다<sup>[18]</sup>.

최근 제안된 고승압 소프트스위칭 단방향 및 양방향 컨버터<sup>[8],[19],[20],[21]</sup>는 기존 양방향 하프브리지 컨버터에 비해 2배의 승강압비를 갖고 연속전류모드(Continuous conduction mode, CCM) 동작에서도 소프트스위칭을 성취하여 고속스위칭을 통하여 고전력밀도를 성취할 수

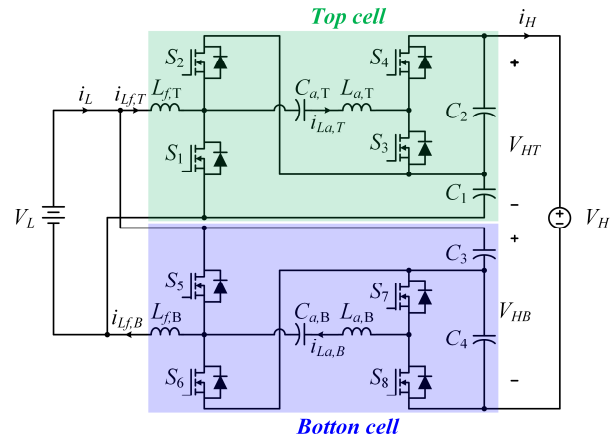


Fig. 2. Proposed non-isolated bidirectional soft-switching DC-DC converter.

있으며 스위치 전압정격이 고전압 측 전압의 1/2배 되어 소자 선정에 유리하다. 하지만, 제안된 고승압 소프트스위칭 양방향 컨버터<sup>[21]</sup>는 4~6배 승·강압 동작에 적합하며 기존 양방향 벡/부스트 컨버터를 기본 구조로 하기 때문에 더욱 높은 승·강압 비를 갖는 응용에서는 높은 듀티 사용으로 인하여 턴 오프시에 스위치의 전압 및 전류 스트레스가 커지고<sup>[8]</sup> 출력용량이 제한된다.

본 논문에서는 가정용 ESS를 위한 배터리 충·방전용 DC-DC 컨버터를 제안한다. 고승압 소프트스위칭 양방향 컨버터<sup>[21]</sup>를 입력-병렬/출력-직렬(Input-parallel/output-series, IPOS) 구조<sup>[22],[23]</sup>로 결합한 형태에 PPS(PWM plus phase shift) 제어기법을 적용한 비절연 양방향 컨버터를 제안한다. 또한, 일반적인 입력-병렬/출력-병렬 구조의 경우 두 모듈의 전력 불균형이 발생하면 전류가 한쪽으로 치우치는 문제가 발생해 각 모듈 당 전류센서를 이용해 전류 불평형 제어가 필요하지만 제안하는 컨버터의 경우에는 입력-병렬/출력-직렬 구조로 인하여 각 모듈의 전력 불균형이 발생하더라도 전류가 한쪽으로 치우치지 않고 각 모듈의 출력 전압이 약간 차이나는 상태로 유지되기 때문에 별도의 전류 불평형 제어가 필요없다. 제안하는 컨버터는 소자수가 증가하지만 저전압 측 병렬 연결로 인해 저전압 측(Low voltage side, LVS) 전류 리플과 고전압 측(High voltage side, HVS) 전압 리플에 인터리빙 효과가 있으며 고전압 측 직렬 연결로 하프브리지 컨버터에 비해 약 3.5배 정도의 승·강압비를 가진다. 스위치와 수동소자의 전압 정격은 고전압 측 전압의 약 1/4배로 낮은 드레인-소스 저항(Drain-source on resistance,  $R_{ds,on}$ )을 갖는 소자 선정이 가능하며 수동소자의 에너지 불륨이 작아 전체 컨버터 시스템의 총 부피를 저감할 수 있다. 또한, 불연속전류모드(Discontinuous conduction mode, DCM) 뿐만 아니라 연속전류모드에서도 모든 스위치가 영전압스위칭(Zero voltage switching, ZVS)을 성취하기 때문에 스위칭주파수를 높이고 고효율 및 고밀도달성이 용이하다.

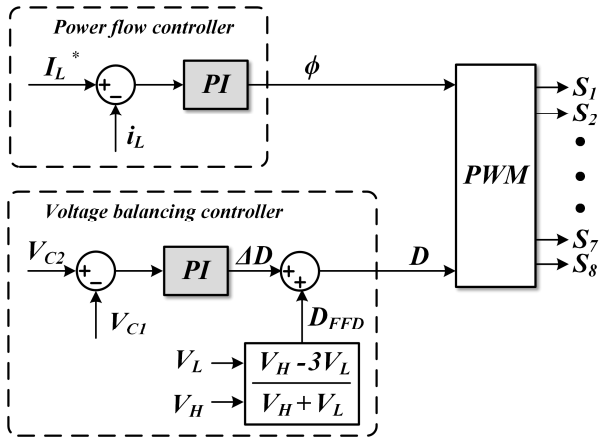


Fig. 3. Control block diagram.

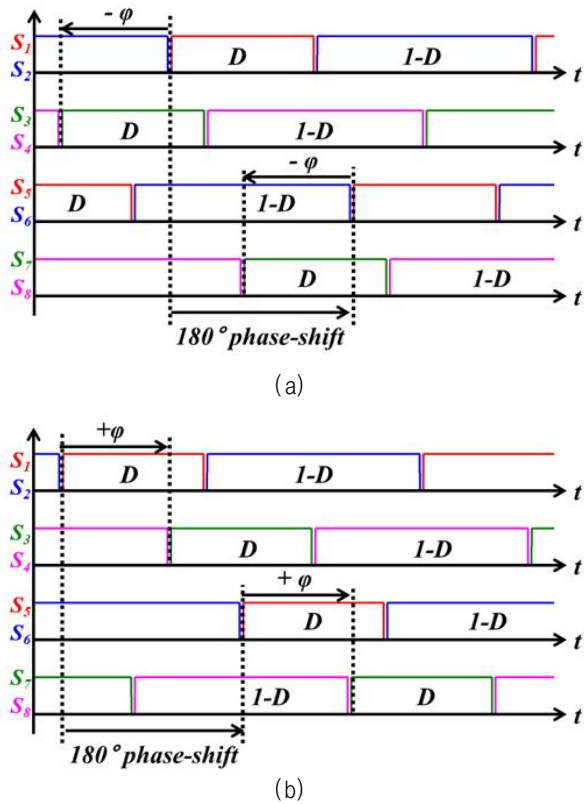


Fig. 4. Switching patterns of the proposed converter. (a) Charging mode. (b) Discharging mode.

## 2. 제안하는 양방향 DC-DC 컨버터

그림 2는 제안하는 양방향 DC-DC 컨버터를 나타낸 다<sup>[24]</sup>. 제안하는 컨버터는 두 셀로 구성되어 있으며 두 셀이 저전압 측은 병렬로 연결되어 인터리빙 효과를 가지며 고전압 측은 직렬로 연결되어 높은 승·강압비를 달성할 수 있는 형태이다. 각 셀은 저전압 측과 고전압 측에 각각 2개의 스위치, 필터 인덕터  $L_f$ , 보조 인덕터  $L_a$  와 보조 커패시터  $C_a$  그리고 고전압 측의 직렬커패시터 2개로 구성되어있다.

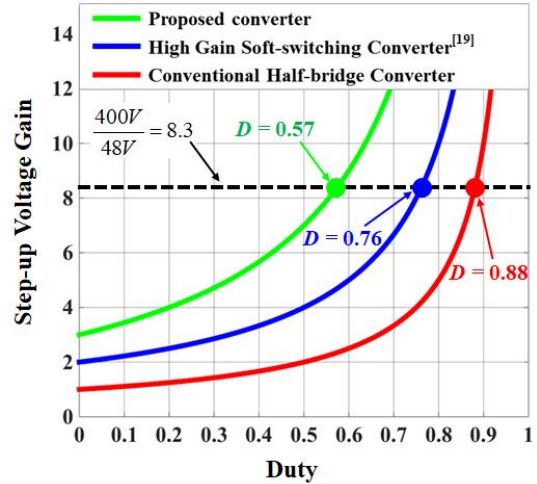


Fig. 5. Ideal voltage gain comparison.

### 2.1 제어전략 및 스위칭 방법

제안하는 양방향 컨버터는 듀티( $D$ )와 위상차( $\phi$ ) 두 개의 제어변수를 사용하는 PPS(PWM Plus Phase shift) 방식을 적용하였으며 제안하는 제어블록도와 스위칭 패턴을 그림 3과 4에 나타내었다. 상측( $T$ ) 셀의 저전압 측 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 는 각각  $D, 1-D$ 로 상보적 스위칭을 하며 고전압 측 스위치  $S_3$ 과  $S_4$ 도 각각  $D, 1-D$ 로 상보적인 스위칭을 하는데, 이는 고전압 측 커패시터의 전압을 동일하게 하여 보조 인덕터( $L_a$ ) 전류 기울기가 0인 구간을 만들어 고전압 측 스위치가 모든 전압 및 부하 범위에서 영전압스위칭을 성취하도록 하고 스위칭 소자와 수동소자들의 전압 정격을 최소화하는 역할을 한다. 각 셀의 위상차( $\phi$ )는 전력의 흐름 및 전압을 제어하는데 저전압 측 스위칭 위상이 고전압 측 스위칭 위상보다 뒤지면 CC-CV(Constant Current-Constant Voltage)와 같이 배터리전류를 충전 또는 배터리 전압을 제어하는 동작을 하게 되며 반대로 저전압 측의 스위칭 위상이 고전압 측의 스위칭 위상보다 앞서면 배터리전류를 방전하는 동작을 한다. 상측( $T$ ) 컨버터와 하측( $B$ ) 컨버터가 동일한 스위칭 방식으로 동작을 하며 인터리빙 효과를 위해 180도 위상차로 동작하게 된다. 각 셀의 자세한 동작 원리는 [21]와 동일하므로 본 논문에서는 생략하였다.

### 2.2 전압전달 비 및 전압정격

각 셀은 기존 양방향 하프브리지 컨버터의 2배의 승·강압비<sup>[21]</sup>를 가지며 저전압 측 전압과 고전압 측 커패시터들의 전압 관계는 다음과 같다.

$$V_{C1-4} = \frac{1}{1-D} V_L \quad (1)$$

또한, 그림 2 로부터 고전압 측 전압( $V_H$ )는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_H = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} + V_{C4} - V_L \quad (2)$$

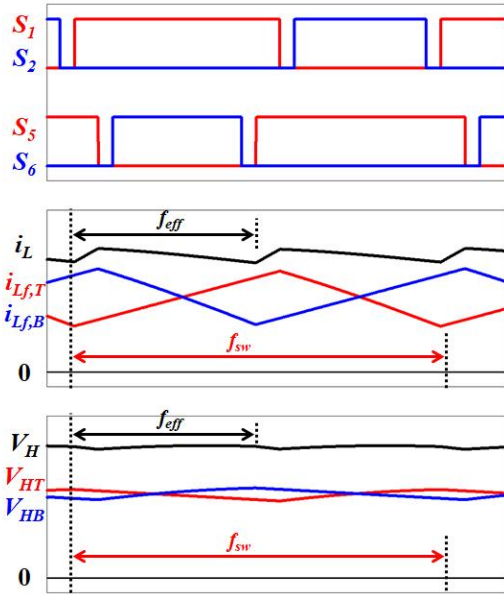


Fig. 6. Simulation waveforms showing interleaving effect of input current( $i_L$ ) and output voltage( $V_H$ ).

식 (1)과 (2)를 이용하여 저전압 측 전압( $V_L$ )과 고전압 측 전압( $V_H$ )의 관계를 나타내면 식 (3)과 같고 기존 컨버터들과 승압 동작시 듀티에 따른 전압전달비를 그림 5에 나타내었다.

$$V_H = \frac{3+D}{1-D} V_L \quad (3)$$

따라서, 제안하는 컨버터는 기존 벡/부스트 컨버터나 고승압 소프트스위칭 양방향 컨버터<sup>[21]</sup> 보다 동일한 승압비로 동작할 때 낮은 듀티를 사용하므로 컨버터 전체 손실을 저감할 수 있다. 모든 전압 및 부하 범위에서 고전압 측 스위치가 소프트스위칭을 성취하고 소자들의 전압 정격을 최소화하기 위해서는 고전압 측 커패시터의 전압을 동일하게 하여 보조 인덕터( $L_a$ ) 전류 기울기가 0인 구간을 만들어야 한다<sup>[21]</sup>. 이를 만족하기 위한 듀티( $D$ )를 식 (3)으로부터 구하며 다음과 같다.

$$D = \frac{V_H - 3V_L}{V_H + V_L} \quad (4)$$

또한, 각 스위칭소자와 고전압측 커패시터의 전압정격은 각 고전압 측 커패시터의 전압( $V_{C1} \sim V_{C4}$ )에 의해 결정되는데 식 (2)에 의해 고전압 측 전압( $V_H$ )과 저전압 측 전압( $V_L$ ) 합의 1/4배와 같음을 알 수 있다. 따라서, 제안하는 컨버터는 낮은  $R_{ds,on}$ 을 갖고 가격이 저렴한 스위칭 소자 선정이 가능하며 수동소자의 에너지 볼륨을 줄여 전력밀도 향상에 유리하다.

$$V_{sw} = V_{C1 \sim 4} = \frac{V_H + V_L}{4} \quad (5)$$

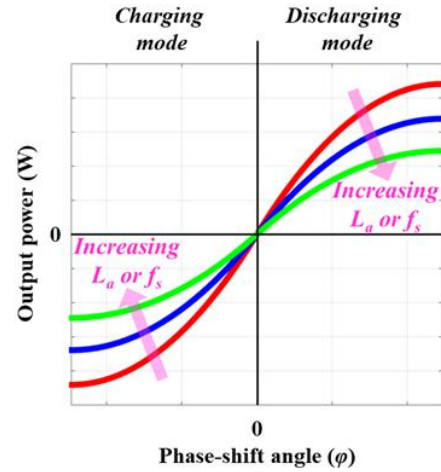


Fig. 7. Output power( $P$ ) curves versus phase-shift angle( $\phi$ ).

### 2.3 인터리빙 효과

제안하는 컨버터는 상측( $T$ )과 하측( $B$ ) 셀의 저전압 측 병렬, 고전압 측 직렬구조로 결선되어 각각 180도 위상차로 동일한 동작을 한다. 이러한 구조와 동작으로 인해 각 셀의 필터 인덕터 전류( $I_{Lf,T,B}$ )의 유효주파수( $f_{eff}$ )는 스위칭주파수( $f_{sw}$ )와 같지만 저전압 측 전류( $i_L$ )의 유효주파수는 인터리빙효과에 의해 스위칭주파수의 2배가 된다. 마찬가지로, 상측과 하측의 고전압 측 전압( $V_{HT}, V_{HB}$ )의 유효주파수는 스위칭주파수와 같지만 고전압 측 전압( $V_H$ )의 유효주파수 역시 인터리빙 효과에 의해 스위칭주파수의 2배가 된다. 이를 그림 6에 나타내었다. 따라서 수동소자 필터의 부피를 저감 하거나 컨버터의 저전압 측인 배터리 전류 리플을 저감할 수 있다.

### 2.4 출력전력

제안하는 컨버터의 출력 전력( $P$ )은 저전압 측 스위치 레그와 고전압 측 스위치 레그의 위상차( $\phi$ )에 의해 제어되며 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$P = V_H I_H \quad (6)$$

정상상태에서 커패시터 평균 전류는 0이기 때문에 고전압 측 전류( $i_H$ )와 스위치 S4의 전류( $i_{S4}$ )의 평균 전류의 크기는 같으며 부호는 반대이다. 스위치 S4 평균 전류( $I_{S4}$ )는 식 (1), (3) 그리고 [21]로부터 다음과 같다.

$$I_{S4} = \frac{\varphi(\varphi - 2D + 2D^2)}{3 + D} \frac{V_H}{2L_a f_s} \quad (7)$$

따라서, 식 (6)과 (7)로부터 배터리 방전 모드에서의 출력 전력 식은 다음과 같으며

$$P = \frac{\varphi(2D - 2D^2 - \varphi)}{3 + D} \frac{V_H^2}{2L_a f_s} \quad (8)$$

TABLE I  
SPECIFICATIONS OF THE PROPOSED CONVERTER

Parameter	Symbol	Value	Unit
Output power	$P$	2000	W
LVS voltage	$V_L$	40~56	V
HVS voltage	$V_H$	400	V
Switching frequency	$f_s$	50	kHz
Duty	$D$	20	-

TABLE II  
COMPONENT RATING AND SELECTED DEVICES

Components		Rating	Device
Switches	$S_1, S_5$	114V / 38A	IXFN230N20T (200V)
	$S_2, S_6$	114V / 15A	
	$S_3, S_7$	114V / 14A	
	$S_4, S_8$	114V / 14A	
Filter inductor	$L_{f,T,B}$	20 $\mu$ H / 28A	CH572125
Auxiliary inductor	$L_{a,T,B}$	7 $\mu$ H / 12A	CH467060
Auxiliary capacitor	$C_{a,TB}$	60 $\mu$ H	PMC1255600 (250V)
	HVS capacitor	$C_{1\sim4}$	
HVS capacitor	$C_{1\sim4}$	60 $\mu$ H	(250V)
HVS capacitor	$C_{1\sim4}$	114V / 12A	

위와 동일한 방법으로 배터리 충전모드에서의 출력전력 식은 다음과 같다.

$$P = \frac{\varphi(2D - 2D^2 + \varphi)}{3 + D} \frac{V_H^2}{2L_a f_s} \quad (9)$$

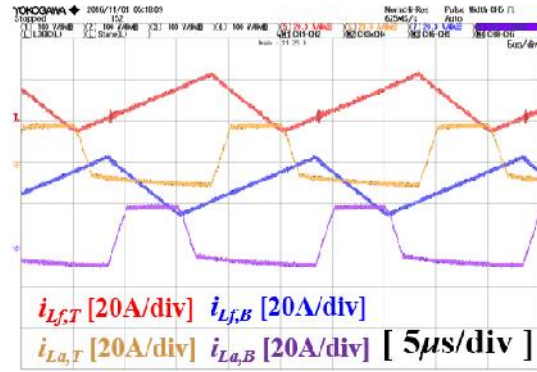
식 (8)과 (9)를 이용해서 위상차( $\varphi$ )에 따른 출력 전력( $P$ )를 그래프로 나타내면 그림 7과 같다. 출력 전력( $P$ )는 위상차( $\varphi$ )에 관한 2차함수 형태이고 스위칭주파수( $f_{sw}$ )와 보조 인덕턴스( $L_a$ )에 반비례한다. 이때, 듀티( $D$ ) 값은 식 (4)이다. 또한, 제안하는 컨버터는 [21]와 마찬가지로 보조 인덕턴스( $L_a$ )가 클수록 스위치의 ZVS 범위가 증가하지만 도통 손실이 증가하는 경향을 보인다. 따라서, 턴-오프 손실보다 턴-온 손실이 주요한 MOSFET을 사용하기 때문에 ZVS를 성취하면서 도통 손실을 최소화하기 위한 보조 인덕터 값으로 7 $\mu$ H를 선정하였다.

### 3. 실험 결과

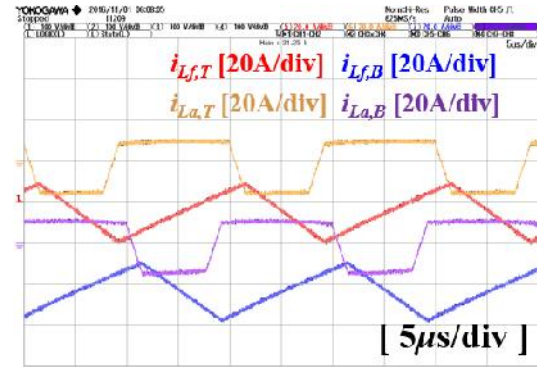
제안하는 컨버터의 주요 파라미터와 선정소자를 표 1과 표 2에 나타내었다. 고전압 측 전압( $V_H$ )이 400V임에도 스위칭 소자와 커패시터의 전압 정격이 약 1/4 수준인 114V이며 낮은 전압 정격을 갖는 소자들을 선정하였으며 그림 8과 같이 제안하는 컨버터의 성능을 검증하기 위하여 2kW급 시작품을 설계 및 제작하였다. 그림 9는



Fig. 8. Photograph of the proposed converter 2-kW prototype.



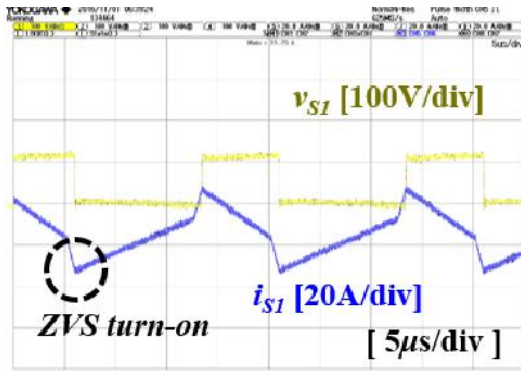
(a)



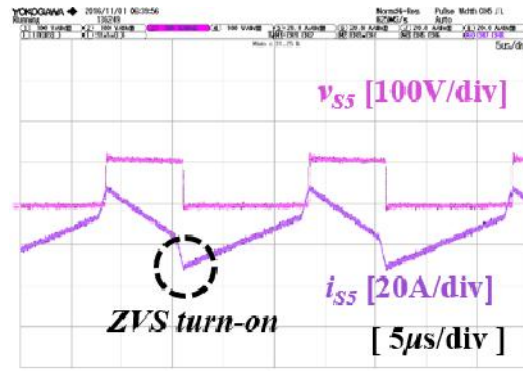
(b)

Fig. 9. Experimental waveforms of the filter and auxiliary inductor current. (a) Charging mode. (b) Discharging mode.

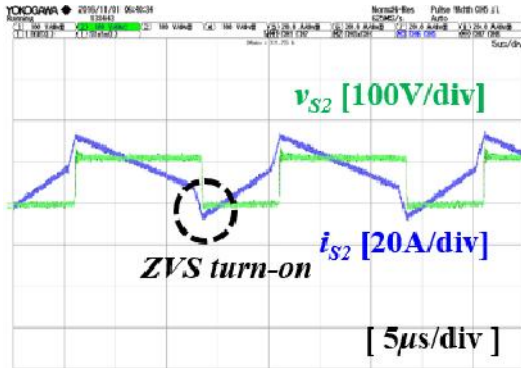
배터리 충·방전모드 동작 시 상측( $T$ )과 하측( $B$ ) 각각의 필터 인덕터( $L_f$ )와 보조인덕터( $L_a$ )의 전류 파형을 나타내며 배터리 충·방전모드 동작 시 상측( $T$ ) 인덕터와 하측( $B$ ) 인덕터가 180도 위상차를 갖고 동작하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 듀티( $D$ )를 통해 고전압 측 커패시터의 전압( $V_{C1\sim C4}$ )을 동일하게 하는데 이는 보조 인덕터  $L_{a,T}$  및  $L_{a,B}$  전류 기울기가 0이 되는 구간을 만들어 스위칭 소자와 커패시터 전압 정격을 최소화하며 전 부하 및 전압 영역에서 영전압스위칭(ZVS)을 성취하도록 한다. 그림 10는 충전 모드 동작 시 스위치의 전압, 전류 파형을 나타 낸 것이다. 상측 스위치와 하측 스위치가 각각 180도 위상차를 가지고 동작하고 모든 스위칭 소자가 영전압스위칭(ZVS)을 성취하는 것을 확인할 수 있으며 스위치의 전압 정격이 식 (5)와 같이 저전압 측



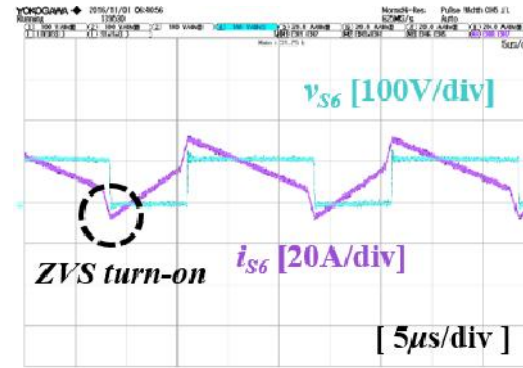
(a)



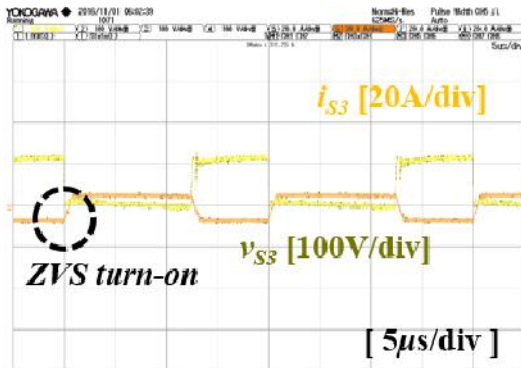
(e)



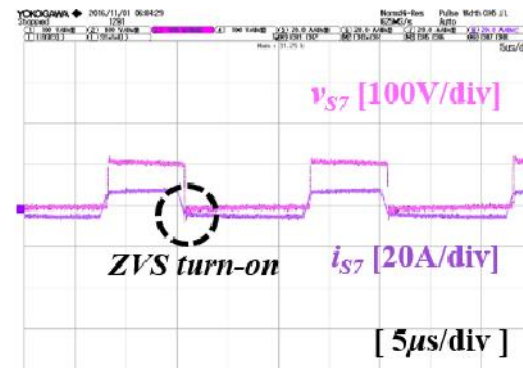
(b)



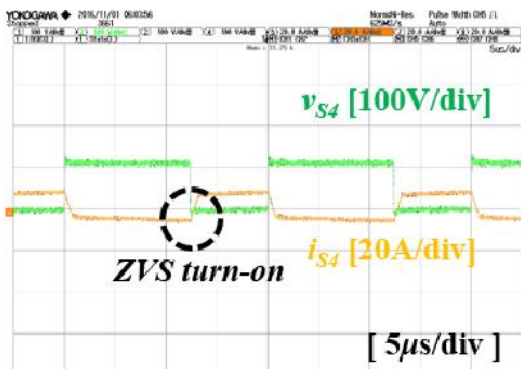
(f)



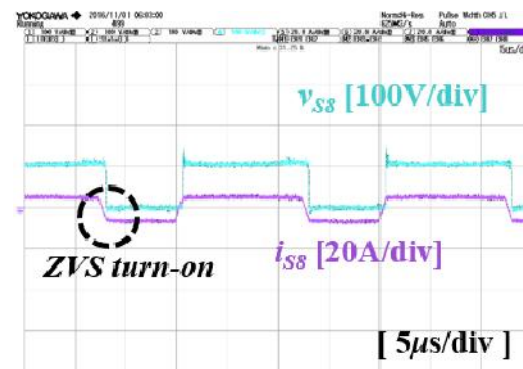
(c)



(g)

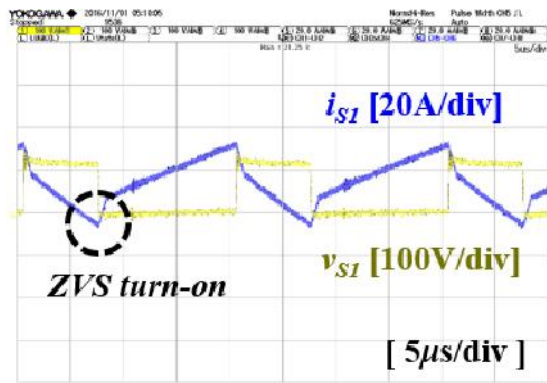


(d)

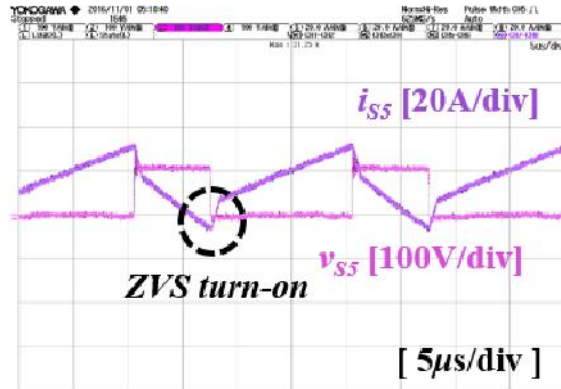


(h)

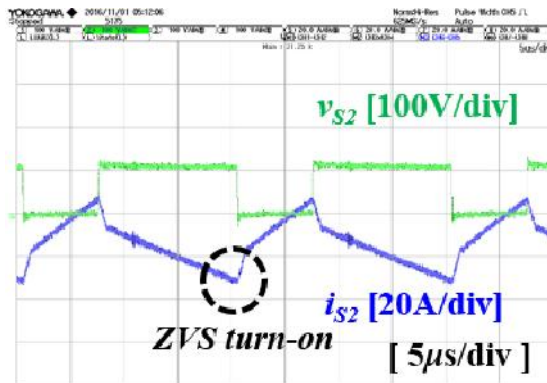
Fig. 10. Experimental waveforms of switch voltage and current in charging mode at full load with  $V_L = 48$ .  
 (a)  $S_1$ . (b)  $S_2$ . (c)  $S_3$ . (d)  $S_4$ . (e)  $S_5$ . (f)  $S_6$ . (g)  $S_7$ . (h)  $S_8$ .



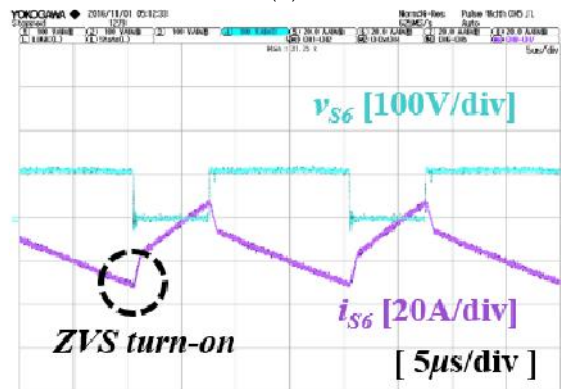
(a)



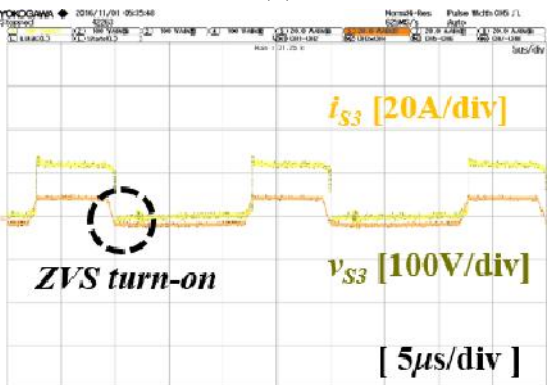
(e)



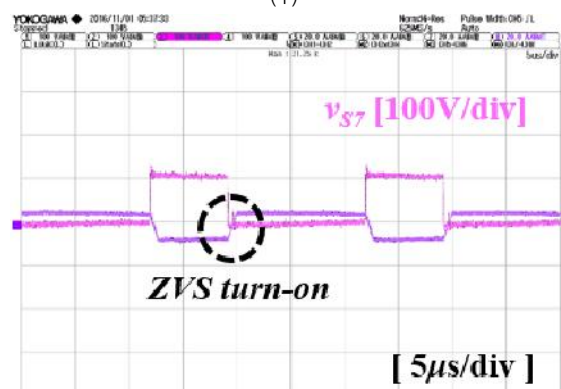
(b)



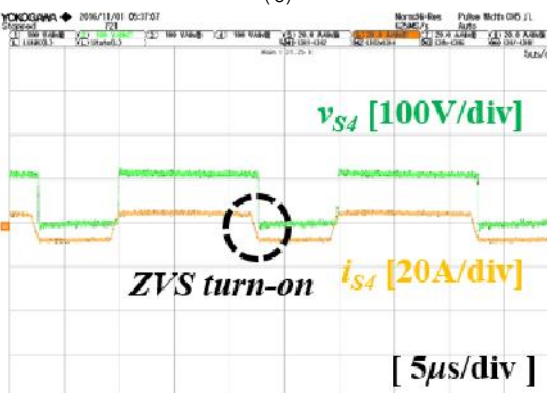
(f)



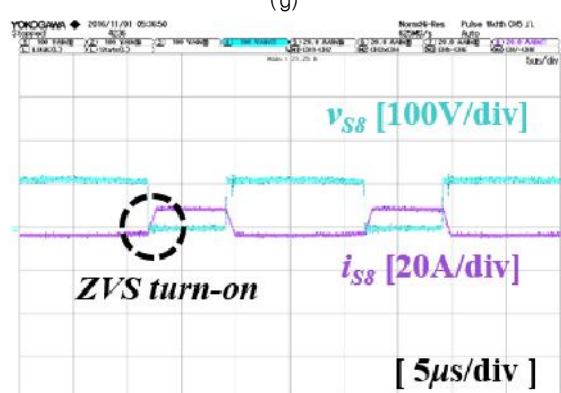
(c)



(g)



(d)



(h)

Fig. 11. Experimental waveforms of switch voltage and current in discharging mode at full load with  $V_L = 48$ .  
 (a)  $S_1$ . (b)  $S_2$ . (c)  $S_3$ . (d)  $S_4$ . (e)  $S_5$ . (f)  $S_6$ . (g)  $S_7$ . (h)  $S_8$ .

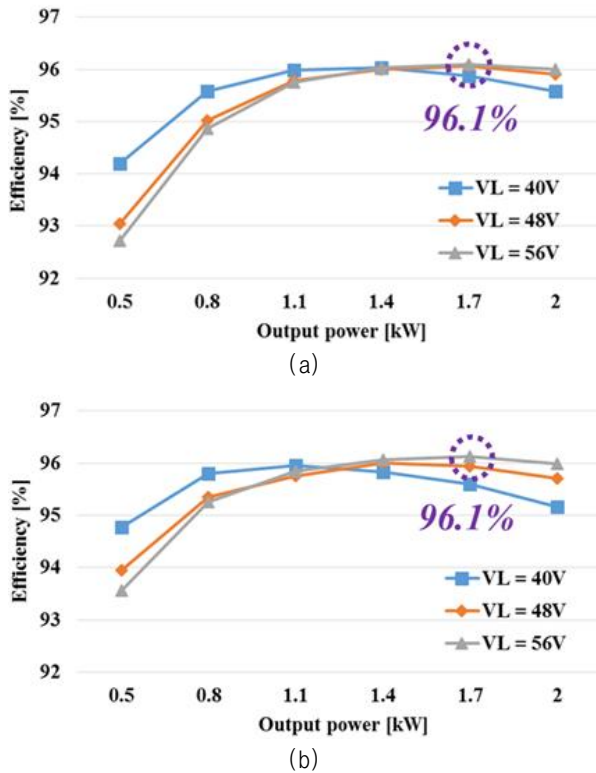


Fig. 12. Measured efficiency of the proposed converter. (a) Charging mode. (b) Discharging mode. (measured by YOKOGAWA WT3000)

전압( $V_L$ )과 고전압 측 전압( $V_H$ ) 합의 1/4 수준(약 114V)인 것을 확인할 수 있다. 그림 11은 배터리 방전 모드 동작 시 스위치의 전압, 전류 파형을 나타낸 것이며 마찬가지로 상측 스위치와 하측 스위치가 각각 180도 위상차를 가지고 동작고 모든 스위칭 소자가 영전압스위칭(ZVS)을 성취하는 것을 확인할 수 있으며 스위치의 전압 정격 역시 식 (5)와 같이 저전압 측 전압( $V_L$ )과 고전압 측 전압( $V_H$ ) 합의 1/4배(약 114V)인 것을 확인할 수 있다. 그림 12에 제안하는 컨버터의 출력 전력에 따른 효율을 나타내었다. 측정 효율은 YOKOGAWA WT3000을 이용하여 측정되었으며 배터리 충·방전모드 동작 시 각각 최고 효율 96.1%과 96.1%, 정격 부하 2kW에서 95.9%, 96.0%를 달성하였다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 에너지 저장 시스템에서 배터리 충·방전용 비절연형 고승압 양방향 소프트스위칭 컨버터를 제안하였다. 제안하는 컨버터는 입력-병렬/출력-직렬(IPOS) 구조로 저전압 측 전류 및 고전압 측 전압의 인터리빙 효과와 기존 양방향 하프브리지 컨버터의 약 3.5배의 높은 승·강압 전압 이득을 갖으며 소자들의 전압 정격이 고전압 측 전압의 약 1/4배가 된다. 또한, PPS 제어기법을 적용하여 양방향 동작이 대칭적이며 출력

전력의 흐름을 제어함과 동시에 전 부하 및 전압 영역에서 소프트스위칭을 성취하였다. 2kW급 시작품을 통하여 7~10배의 승·강압 동작 시 듀티(D) 0.51~0.64를 사용하였으며 각각 최고 효율 96.1%, 96.1%를 달성하였다.

이 연구는 서울과학기술대학교 교내연구비의 지원으로 수행되었습니다.

#### References

- [1] J. H. Jung, B. G. Seo, C. K. Keun, E. C. Nho, I. D. Kim, H. G. Kim, and T. W. Chun, "New soft-switching method of 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter for battery charging and discharging," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 4, pp. 383-390, Aug. 2014.
- [2] K. Yao, M. Ye, M. Xu, and F. C. Lee, "Tapped-inductor buck converter for high-step-down DC-DC conversion," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 20, No. 4, pp. 775-780, Jul. 2005.
- [3] L. R. Chen, N. Y. Chu, C. S. Wang, and R. H. Liang, "Design of a reflex based bidirectional converter with the energy recovery function," *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, Vol. 55, No. 8, pp. 3022-3029, Aug. 2008.
- [4] A. Nasiri, Z. Nie, S. B. Bekiarov, and A. Emadi, "An on-line UPS system with power factor correction and electric isolation using BIFRED converter," *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, Vol. 55, No. 2, pp. 722-730, Feb. 2008.
- [5] J. C. R. Caro, J. M. Ramirez, F. Z. Peng, and A. Valderrabano, "A DC-DC multilevel boost converter," *IET Power Electronics*, Vol. 3, No. 1, pp. 129-137, Jan. 2010.
- [6] Z. Dongyan, A. Pietkiewicz, and S. Cuk, "A three-switch high-voltage converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 14, No. 1, pp. 177-183, Jan. 1999.
- [7] K. Jin, M. Yang, X. Ruan, and M. Xu, "Three-level bidirectional converter for fuel-cell/battery hybrid power system," *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, Vol. 57, No. 6, pp. 1976-1986, May 2010.
- [8] M. Kwon and S. Choi, "High gain soft-switching bidirectional DC-DC converter for eco-friendly vehicles," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 29, No. 4, pp. 1659-1666, Apr. 2014.
- [9] Y. Zhang, J. T. Sun, and Y. F. Wang, "Hybrid boost three-level DC-DC converter with high voltage gain for photovoltaic generation systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 28, No. 8, pp. 3659-3664, Aug. 2013.
- [10] J. L. Ramos, M. G. O. Lopez, L. H. D. Saldierna, and M. M. Cruz, "Average current controlled switching regulators with cascade boost converters," *IET Power*



- Electronics*, Vol. 4, No. 1, pp. 1-10, 2011.
- [11] K. C. Tseng, C. C. Huang, and C. A. Cheng, "A single-switch converter with high step-up gain and low diode voltage stress suitable for green power-source conversion," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics on Power Electronics*, Vol. 4, No. 2, pp. 363-372, Jun. 2016.
- [12] M. Muhammad, M. Armstrong, and M. A. Elgandy, "A nonisolated interleaved boost converter for high-voltage gain applications," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics on Power Electronics*, Vol. 4, No. 2, pp. 352-362, Jun. 2016.
- [13] Y. F. Wang, L. K. Xue, C. S. Wang, P. Wang, and W. Li, "Interleaved high conversion-ratio bidirectional DC-DC converter for distributed energy storage systems-circuit generation, analysis, and design," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 31, No. 8, pp. 5547-5561, Aug. 2016.
- [14] S. M. Chen, M. L. Lao, Y. H. Hsieh, T. J. Liang, and K. H. Chen, "A novel switched-coupled-inductor DC-DC step-up converter and its derivatives," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 51, No. 1, pp. 309-314, Jan./Feb. 2015.
- [15] L. Muller and J. W. Kimball, "High gain DC-DC converter based on the cockcroft-walton multiplier," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 31, No. 9, pp. 6405-6415, Sep. 2016.
- [16] S. Xiong and S. C. Tan, "Cascaded high-voltage-gain bidirectional switched-capacitor DC-DC converters for distributed energy resources applications," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 32, No. 2, pp. 1220-1231, Feb. 2017.
- [17] J. L. Ramos, R. M. Varona, M. G. O. Lopez, L. H. D. Saldierna, and D. L. Cordoba "Control strategy of a quadratic boost converter with voltage multiplier cell for high-voltage gain," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics on Power Electronics*, Vol. 5, No. 4, pp. 1761-1770, Dec. 2017.
- [18] J. R. Caro, F. M. David, J. M. Maldonado, J. GonzalezLopez, H. T. Espinosa, and J. V. Resendiz, "A transformerless high-gain boost converter with input current ripple cancelation at a selectable duty cycle," *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, Vol. 60, No. 10, pp. 4492-4499, Oct. 2013.
- [19] S. Park and S. Choi, "Soft-switched CCM boost converters with high voltage gain for high-power applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25, No. 5, pp. 1211-1217, May 2010.
- [20] Y. Park, B. Jung, and S. Choi, "Nonisolated ZVZCS resonant PWM DC/DC converter for high step-up and high-power applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 8, pp. 3568-3575, Aug. 2012.
- [21] H. Jeong, M. Kwon, and S. Choi, "Analysis, design, and implementation of a high gain soft-switching bidirectional DC-DC converter with pps control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 33, No. 6, pp.

4807-4816, Jun. 2018.

- [22] S. Choi, V. G. Agelidis, J. Yang, D. Coutellier, and P. Marabeas, "Analysis, design and experimental results of a floating-output interleaved-input boost-derived DC-DC high-gain transformer-less converter," in *IET Power Electronics*, Vol. 4, No. 1, pp. 168-180, Jan. 2011.
- [23] J. Y. Yang, C. K. Park, S. W. Choi, and S. W. Nam, "A transformer-less boost converter with high gain and low current ripple for fuel cell application," *The Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 13, No. 2, pp. 79-87, Apr. 2008.
- [24] S. Choi, "Soft switching DC-DC converter with high voltage conversion ratio," Korean Patent No. 1015230450000, May. 19, 2015.



#### 정현주(鄭炫周)

1989년 6월 18일생. 2014년 단국대 전자전기공학부 졸업. 2016년 서울과학기술대 전기정보공학과 졸업(석사). 2016~현재 동 대학원 전기정보공학과 박사과정.



#### 권민호(權民浩)

1985년 8월 17일생. 2012년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2014년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2018년 동 대학원 전기정보공학과 졸업(공학박). 현재 한국전기연구원 HVDC연구본부 전력변환연구센터 선임연구원.



#### 최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공학박). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 대리. 1996년~1997년 삼성전기 종합 연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울과학기술대 전기정보공학과 교수. 당 학회 부회장.