

# 12V, 1000A 절연형 양방향 공진형 DC-DC 컨버터 개발

박준성<sup>1</sup>, 최세완<sup>†</sup>

## Development of 12V, 1000A Isolated Bidirectional Resonant DC-DC Converter

Jun-Sung Park<sup>1</sup>, and Se-Wan Choi<sup>†</sup>

**Abstract** - In this paper a bidirectional DC-DC converter is proposed for renewable energy systems, eco-friendly vehicles, energy storage systems, uninterruptible power supply(UPS) systems and battery test equipments. The two-stage bidirectional converter employing a fixed-frequency series loaded resonant converter is designed to be capable of operating under zero-current-switching turn on and turn off regardless of voltage and load variation, and hence its magnetic components and EMI filters can be optimized. And efficiencies and volumes of the two-stage bidirectional converters are compared according to configuration of isolated and non-isolated parts and a two-stage topology suitable for low voltage and high current applications is proposed. A 12kW(12V, 1000A) prototype of the proposed converter has been built and tested to verify the validity of the proposed operation.

**Keywords:** bi-directional converter(BDC), series loaded resonant converter(SRC), zero current switching(ZCS)

### Nomenclature

$C_{OSSp}$	고전압측 MosFET의 출력 커패시턴스
$C_{OSSs}$	저전압측 MosFET의 출력 커패시턴스
$C_r$	공진 커패시터 ( $C_r=C_{r1}+C_{r2}$ )
$D_dT_s$	SRC의 데드타임
$DT_s$	SRC의 on-time duty cycle
$f$	공진 주파수
$I_L$	SRC의 저전압측 전류
$I_{LB}$	비절연 컨버터의 인덕터 전류
$I_{Lm}$	SRC의 자화 인덕터 전류
$I_{Lr}$	SRC의 공진 전류
$I_{SH}$	SRC의 고전압측 스위치 전류
$I_{SL}$	SRC의 저전압측 스위치 전류
$L_{kp}$	SRC의 고전압측 누설 인덕턴스
$L_{ks}$	SRC의 저전압측 누설 인덕턴스
$L_m$	SRC의 자화 인덕턴스
$L_r$	SRC의 공진 인덕턴스

$V_H$	BDC의 고전압측 전압
$V_i$	SRC의 고전압측 전압
$V_L$	BDC의 저전압측 전압
$V_{SH}$	SRC의 고전압측 스위치 전압
$V_{SL}$	SRC의 저전압측 스위치 전압

### 1. 서 론

최근 신재생에너지, 친환경자동차, UPS 시스템, 에너지 저장장치, 배터리 시험장치 등의 응용분야에서 저전압 대전류의 절연형 양방향 DC-DC 컨버터에 대한 개발 요구가 증대되고 있다.

기존의 양방향 DC-DC 컨버터로는 하프브리지 컨버터, 풀브리지 컨버터, 푸쉬풀 컨버터 등과 같은 PWM 컨버터<sup>[1][2]</sup>와 Dual active bridge(DAB)<sup>[3][4]</sup> 그리고 공진형 컨버터<sup>[5]-[8]</sup>가 사용되고 있다. PWM컨버터는 일반적으로 인덕터가 있는 저전압측에 수동 또는 능동 클램프가 필요하다. 능동 클램프를 사용할 경우 서지 전압을 클램프할 뿐만 아니라 모든 스위치의 zero voltage switching(ZVS) 턴온 동작을 가능하게 한다. 하지만 스위치의 턴오프 손실이 큰 단점이 있다. DAB는 보조회로 없이 ZVS턴온 되는 장점이 있지만 ZVS범위가 제한되며 입·출력 전압 범위가 넓을수록 순환전류가 큰 단점이 있다. 양방향 공진형 컨버터의 경우 ZVS턴온 및 턴오프 전류가 작은 장점이 있지만

Paper number: TKPE-2014-19-1-8

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

<sup>†</sup> Corresponding author: [schoi@seoultech.ac.kr](mailto:schoi@seoultech.ac.kr), Dept. of Electrical & Information Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

Tel: +82-2-970-6542 Fax: +82-2-972-2866

<sup>1</sup> Dept. of New Energy Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

Manuscript received Nov. 4, 2013; accepted Dec. 9, 2013

승압 및 강압모드 시 전압이득곡선이 달라 요구하는 전압 이득을 맞추기 힘들다<sup>[5][6]</sup>. 듀얼 브리지 SRC 컨버터는 DAB와 비교하여 공진탱크의 전류가 크며<sup>[7]</sup> 이를 최소화하기 위해 복잡한 스위칭 방법이 제안되었다<sup>[8]</sup>. 양방향 CLLC 공진형 컨버터<sup>[5]</sup>는 공진 소자의 수가 많아 설계가 어렵고 양산성이 떨어지는 단점이 있다.

본 논문에서는 저전압 대전류(12V, 1000A)응용에 적합한 2단 방식의 양방향 DC-DC 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터의 비절연부는 하프브리지 양방향 컨버터(Non-isolated half bridge converter, NHB)를 사용하였으며 절연부는 SRC를 사용하였다. 그리고 비절연부와 절연부의 위치에 따른 효율 및 부피를 분석하여 최적의 구조를 선정하였으며 제안한 컨버터는 아래와 같은 장점을 가진다<sup>[9][10]</sup>.

- 제안한 직렬공진컨버터는 입·출력 전압 및 전류 변동에도 항상 ZCS 턴온 및 턴오프를 성취한다.
- 직렬공진컨버터를 고정 듀티 및 주파수로 동작시켜 변압기 및 스위치 등 절연부를 최적화 할 수 있다.
- 제안하는 컨버터는 기존의 주파수 제어방식과 달리 공진 인덕터를 작게 설계하여 Q곡선을 완만하게 사용하므로 고정주파수를 사용해도 전압이득이 공진소자 공차에 영향이 거의 없다.

## 2. 제안하는 양방향 공진형 컨버터

제안하는 양방향 공진형 컨버터는 그림 1과 같이 비절연 컨버터와 고정주파수 및 고정듀티로 동작하는 SRC로 구성된다. 비절연 컨버터는 저전압측 전압 및 양방향 제어를 하며 SRC는 절연과 DC 변압기 역할을 한다. 그림 2와 3에 제안하는 SRC의 주요 파형 및 동작원리를 각각 나타내었다<sup>[9][10]</sup>.

모드 I은  $t_0$ 때 고전압측 스위치  $S_{H1}$ 과 저전압측 스위치  $S_{L2}$ 가 켜지면서  $L_r$ 과  $C_r$ 이 공진을 하게 된다. 테브난 이론을 이용하여 터미널 a-b의 좌측과 우측 회로를 등가회로로 나타내면 그림 4와 같이 나타낼 수 있다. SRC의 각주파수  $\omega_r$ 은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

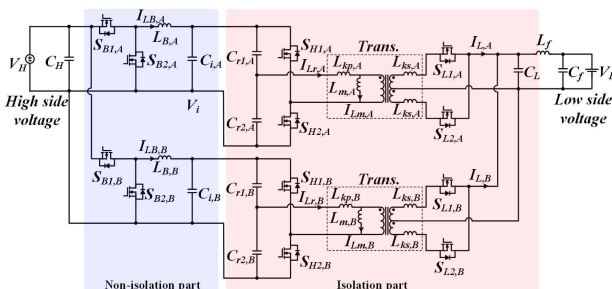


Fig. 1 Proposed two-stage bidirectional DC-DC converter

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

여기서  $L_r$ 과  $C_r$ 은 다음과 같이 결정되며  $L_m$ 은 1차측에서 본 2차측 누설인덕턴스  $n^2 L_{ks}$ 보다 충분히 크다.

$$L_r = L_{kp} + \frac{L_m \cdot n^2 L_{ks}}{L_m + n^2 L_{ks}} \quad (2)$$

$$C_r = C_{r1} + C_{r2} \quad (3)$$

$i_L (=i_{SL2})$ 은 모드 I( $t_0-t_1$ )일 때 그림 3과 4에서 보듯이  $DT_s=0.5/f_r$ 로 동작하여 완전한 사인파형이 된다. 따라서  $i_L$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_L(t) = \frac{\pi I_{L,DC}}{2} \sin \omega_r t \quad (4)$$

또한  $L_m$ 의 전압은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$v_{Lm}(t) = -n(V_L + L_{ks} \frac{di_L}{dt}) \quad (5)$$

$i_{Lm}(t) = -i_{Lm}(t)$ 고 식(4)와 (5)를 이용하여 자화전류  $i_{Lm}$ 은 다음과 결정된다.

$$i_{Lm}(t) = \frac{n\pi V_L}{2\omega_r L_m} - \frac{nV_L}{L_m} t + \left( \frac{n\pi L_{ks} I_{L,DC}}{2L_m} \right) \sin \omega_r t \quad (6)$$

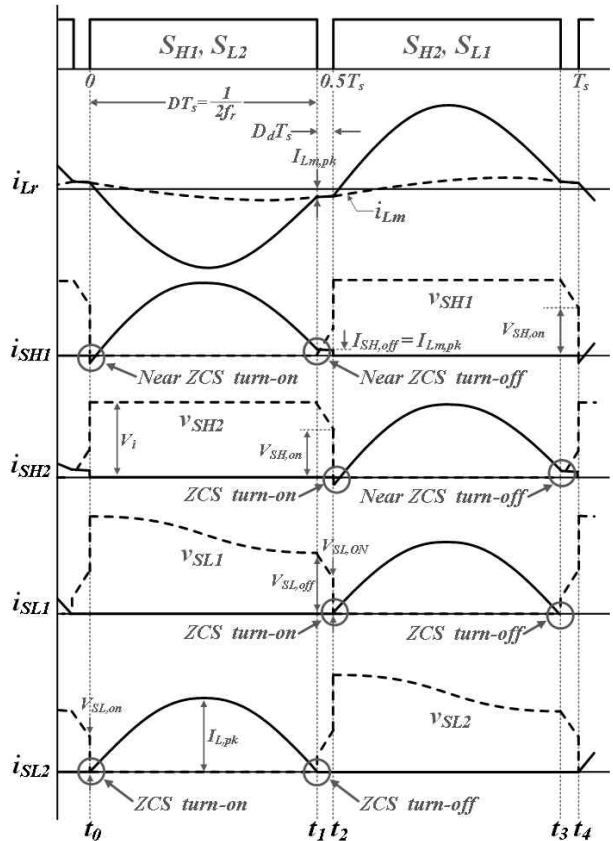


Fig. 2 Key waveforms of the proposed SRC

따라서  $i_{Lr}$ 은 식 (4)와 (6)을 이용해 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_{Lr}(t) = \frac{n\pi V_L}{2\omega_r L_m} - \frac{nV_L t}{L_m} + \left( \frac{n\pi L_{ks} I_{L,DC}}{2L_m} - \frac{\pi I_{L,DC}}{2n} \right) \sin\omega_r t \quad (7)$$

모드 I( $t_0-t_1$ ) 일 때  $S_{L1}$ 의 전압은 다음과 같다.

$$v_{SL1}(t) = 2V_L + L_{ks} \frac{di_L}{dt} \quad (8)$$

그러므로  $S_{L1}$ 의 턴오프 전압은 다음과 같이 구할 수 있다.

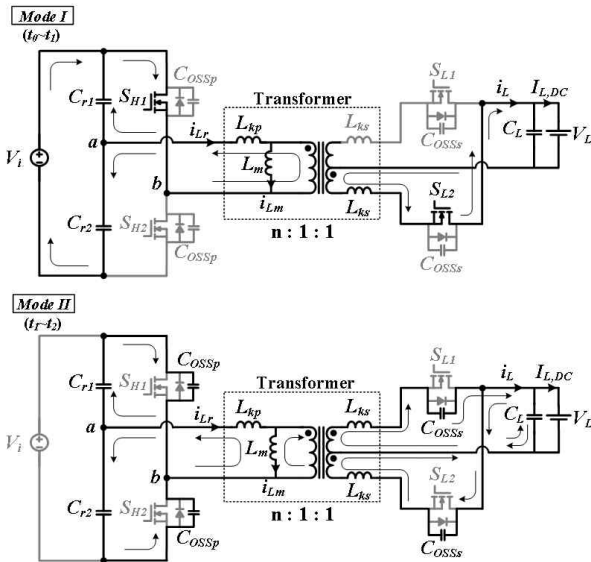


Fig. 3 Operation states of the proposed SRC

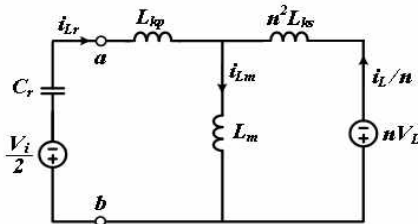


Fig. 4 Equivalent circuit for Mode I( $t_0-t_1$ )

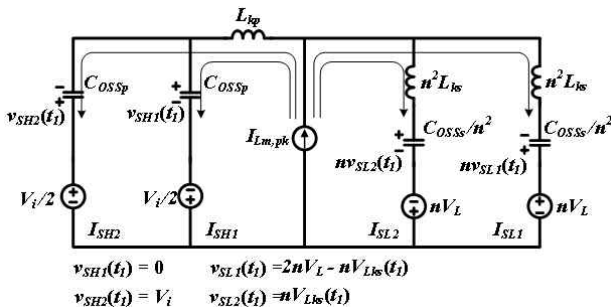


Fig. 5 Equivalent circuit for Mode II( $t_1-t_2$ )

$$V_{SL,off} = 2V_L - \frac{\pi\omega_r L_{ks} i_{L,DC}}{2} \quad (9)$$

제한하는 SRC의 정상적인 동작을 위해서는  $V_{SL,off}$  전압이 0보다 커야한다. 그러므로 2차측 누설 인덕턴스  $L_{ks}$ 는 식 (4)와 (9)를 이용해 아래와 같이 제한된다.

$$L_{ks} < \frac{4V_L}{\pi\omega_r i_{L,DC}} \quad (10)$$

$t_1$ 일 때 스위치  $S_{H1}$ 이 턴오프 되며 이 때 턴오프 전류  $I_{SH1,off}$ 는 자화인덕턴스 전류의 최대값  $I_{Lm,pk}$ 로 결정된다. 제한하는 SRC는  $L_m$ 이 매우 크므로  $I_{Lm,pk}$ 는 매우 작다. 결과적으로 고전압측 스위치의 턴오프 손실은 무시할 수 있다.

모드 II동안 그림 3과 같이 고전압측과 저전압측 스위치는  $I_{Lm,pk}$ 로 충·방전을 한다. 이 때 등가회로를 그림 5에 나타내었다. 이 모드 동안  $V_{cr1}$ 과  $V_{cr2}$ 는 전압원으로 보이며  $C_{r1}$ 과  $C_{r2}$ 는 스위치의 기생 커패시터  $C_{OSSp}$ 와  $C_{OSSs}$ 보다 충분히 크다. 또한  $I_{Lm,pk}$ 는 전류원으로 동작하며  $I_{SH}(=I_{SH1}=I_{SH2})$ 와  $I_{SL}(=I_{SL1}=I_{SL2})$ 는 다음과 같이 결정된다<sup>[11]</sup>.

$$I_{SH} = \frac{n^2 C_{OSSp}}{2n^2 C_{OSSp} + 2C_{OSSs}} I_{Lm,pk} \quad (11)$$

$$I_{SL} = \frac{C_{OSSs}}{2n^2 C_{OSSp} + 2C_{OSSs}} I_{Lm,pk} \quad (12)$$

따라서  $V_{SH2}$ 와  $V_{SL1}$ 은 각각  $I_{SH2}$ 와  $I_{SL1}$ 에 의해 선형적으로 감소하게 된다. 그러므로 고전압측과 저전압측의 스위치 턴온 전압은 아래와 같이 결정된다.

$$V_{SH,on} = v_{SH2}(t_2) = V_i - \frac{1}{C_{OSSp}} \int_0^{D_d T_s} -I_{SH2} dt = V_i - \frac{n^2 I_{Lm,pk} D_d T_s}{2n^2 C_{OSSp} + 2C_{OSSs}} \quad (13)$$

$$V_{SL,on} = v_{SL1}(t_2) = V_{SL,off} + \frac{1}{C_{OSSp}} \int_0^{D_d T_s} -nI_{SL1} dt = \frac{4V_L - \pi\omega_r L_{ks} I_{L,DC}}{2} - \frac{nI_{Lm,pk} D_d T_s}{2n^2 C_{OSSp} + 2C_{OSSs}} \quad (14)$$

제한하는 SRC의 모든 스위치는 턴온 시 ZCS를 한다. 하지만 ZCS 턴온은 MosFET의 기생 커패시턴스의 저장된 에너지로 인해 아래와 같이 손실이 발생한다<sup>[12][13]</sup>.

$$P_{SH,loss(on)} = 0.5 C_{OSSp} V_{SH,on}^2 f_s \quad (15)$$

$$P_{SL,loss(on)} = 0.5 C_{OSSs} V_{SL,on}^2 f_s \quad (16)$$

스위치의 전압정격이 낮은 응용에서는 ZCS 턴온 손실을 거의 무시할 수 있지만 스위치 전압 정격이

높은 응용에서는 ZCS 턴은 손실을 무시할 수 없다. 하지만 제한하는 SRC는 그림 2와 같이  $D_d T_s$ 를 증가시켜  $V_{sw,on}$ 을 낮춰 ZCS 턴 손실을 줄일 수 있다. 반면에  $D_d T_s$ 의 증가는 소자의 전류정격을 높일 수 있고  $D_d T_s$ 동안 원하지 않는 공진이 일어날 수 있다. 따라서 응용에 따라  $D_d T_s$ 를 적절히 선정하여야 한다.

### 3. 2단 방식 양방향 컨버터 구조 분석

제한하는 2단 방식 양방향 컨버터의 저전압 측 전류는 1000A의 큰 전류가 흐르므로 효율 및 부피를 고려하여 최적의 구조를 선정해야 한다. 따라서 그림 6과 같이 NHB와 SRC의 위치에 따라 Type I(SRC+NHB) 또는 Type II(NHB+SRC)의 구조로 나눌 수 있다. 본 논문에서는 Type I과 Type II의 부피와 효율을 비교하여 최적의 구조를 선정하였다. 아래 표 1과 2에 Type I과 Type II의 설계값을 각각 나타내었다.

그림 7에 식 (16)을 이용하여 ZCS 턴 손실을 포함한 Type I과 Type II의 계산 손실을 분석하였다<sup>[14]</sup>. Type I은 NHB의 인덕터가 대전류측에 존재하기 때문에 인덕터의 턴수를 늘리기 어려워 체적이 큰 코어를 사용해야 하며 제작이 어렵고 인덕터 손실이 크다. 또한 NHB가 큰 전류로 하드스위칭 동작을 하기 때문에 스위칭 손실이 Type II보다 큰 것을 볼 수 있으며 SRC의 스위치 전압정격이 커서 ZCS 턴 손실이 적지 않게 발생하는 것을 볼 수 있다. 하지만 이는 2절에서 언급했듯이  $D_d T_s$ 를 조절함으로 ZCS 턴 손실을 줄일 수 있다.

일반적으로 SRC는 출력 리플이 커서 출력 커패시터의 전류정격이 크다. 따라서 Type II를 사용할 경우 SRC의 저전압측 필터커패시터의 전류정격이 크며 전압리플이 작은 응용에서는 LC필터가 추가로 필요한 단점이 있다. 하지만 저전압측 커패시터를 병렬 연결하여 사용하기 때문에 커패시터의 손실은 작으며 또한 SRC의 스위치 전압정격이 Type I에 비해 작아 ZCS 턴 손실 역시 작다. 결과적으로 Type I과 Type

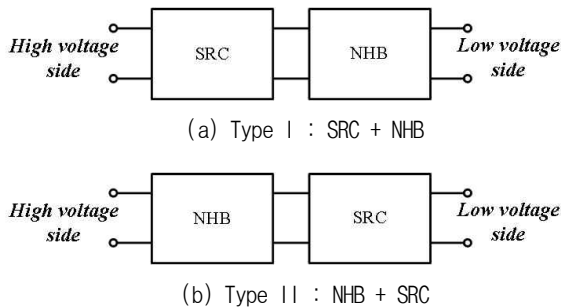


Fig. 6 Structure of the two-stage bidirectional converter

Table 1 Component ratings of Type I

	Rating	
	Switch of NHB	$V_{pk}$
	$I_{rms}$	397A
High side switch of SRC	$V_{pk}$	420V
	$I_{rms}$	30A
Low side switch of SRC	$V_{pk}$	48V
	$I_{rms}$	263A
Transformer	Turn	9:1:1
	kVA	7kVA
Inductor of NHB	Inductance	11 $\mu$ H
	$I_{rms}$	500A
$L_r$	Inductance	15 $\mu$ H
$C_r$	Capacitance	880nF
$C_H, C_{DC}$	Capacitance	80 $\mu$ F
$C_L$	Capacitance	275 $\mu$ F

Table 2 Component ratings of Type II

	Rating	
	Switch of NHB	$V_{pk}$
	$I_{rms}$	20A
High side switch of SRC	$V_{pk}$	288V
	$I_{rms}$	34A
Low side switch of SRC	$V_{pk}$	24V
	$I_{rms}$	400A
Transformer	Turn	12:1:1
	kVA	8kVA
Inductor of NHB	Inductance	2mH
	$I_{rms}$	20A
$L_r$	Inductance	15 $\mu$ H
$L_f$	Inductance	0.5 $\mu$ H
$C_r$	Capacitance	880nF
$C_H, C_{DC}, C_f$	Capacitance	80 $\mu$ F
$C_L$	Capacitance	2mF

II 손실 비교 결과 NHB와 SRC의 스위치 소자의 손실이 Type II가 50W 이상 작은 것을 볼 수 있다.

Type I과 Type II의 총 부피를 그림 8에 비교하였다. 각 Type의 정격에 맞는 부피를 선정한 결과(Type II에 추가 LC필터 포함) Type I의 인덕터 부피가 Type II의 저전압측 커패시터 부피보다 크기 때문에 전체 부피는 Type II의 부피가 작은 것을 볼 수 있다. 또한 Type II의 저전압측 커패시터는 인터리빙 기법을 적용하여 전류정격을 낮춰 부피를 줄일 수 있다.

본 논문에서는 2단 방식 구조에 따른 효율과 부피 비교 결과 Type II의 구조를 선정하여 시작품을 제작하였다.

### 5. 실험

제안하는 컨버터의 성능을 검증하기 위해 아래의 사양으로 시작품을 제작하여 실험을 하였으며 양방향 컨버터의 제어기는 TI社의 TMS320F28335를 사용하였다.

- $P_O=12kW$       ·  $V_{IH}=340\sim 420V$       ·  $V_L=12V$
- $f_{s,NHB}=20kHz$       ·  $f_{s,src}=32kHz$       ·  $C_r=880nF$
- $L_r=15\mu H$       ·  $N_p:N_s:N_r=12:1:1$

그림 9와 10은 6kW일 때 제안한 컨버터의 실험 파형이다. 그림 9 (a)와 그림 10 (a)는 충전 및 방전 시 NHB의 인덕터 전류 및 스위치의 전압을 보여주며 그림 9 (b)(c)와 그림 10 (b)(c)는 충전 및 방전 시 제안한 컨버터의 고전압측 스위치와 저전압측 스위치 모두 ZCS 턴온 및 턴오프 하는 것을 볼 수 있다. 그림 11은 제안한 컨버터의 효율을 나타내며 최고효율은 충전 및 방전 모드에서 각각 97.3%, 97.2% 정격부하에서는 각각 93%, 92.5%를 달성하였다. 그림 12는 제안한 컨버터의 시작품 사진으로 전체 부피는 약 81L이다. 그림 13은

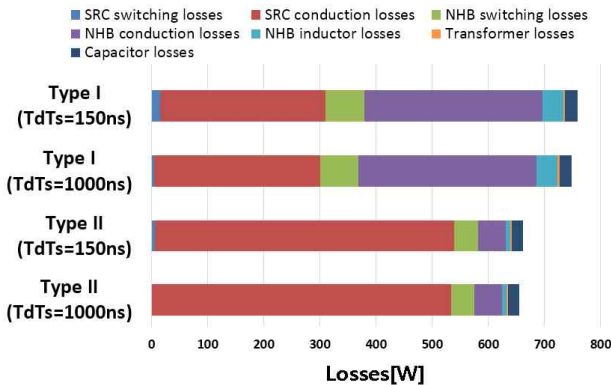


Fig. 7 Power loss analysis of the bidirectional DC-DC converter according to structure ( $V_{IH}=380V$ ,  $V_L=12V$ ,  $P=12kW$ )

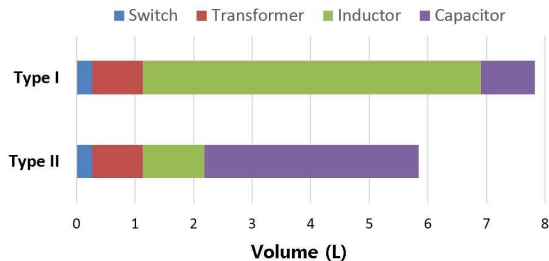
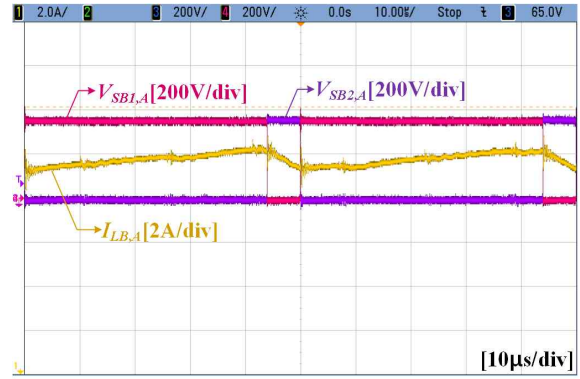
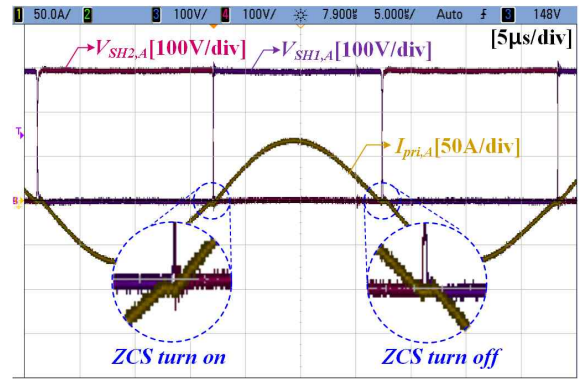


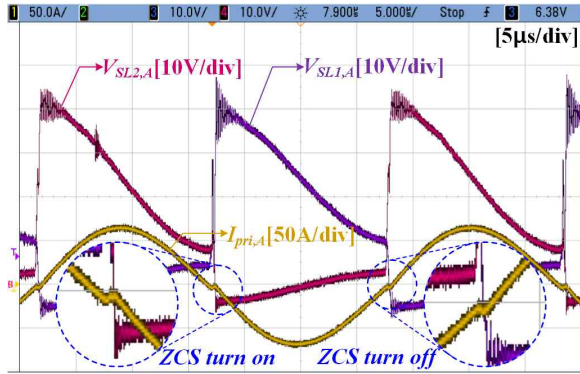
Fig. 8 Volume of the two-stage bidirectional DC-DC converter according to structure ( $V_{IH}=380V$ ,  $V_L=12V$ ,  $P=12kW$ )



(a)



(b)



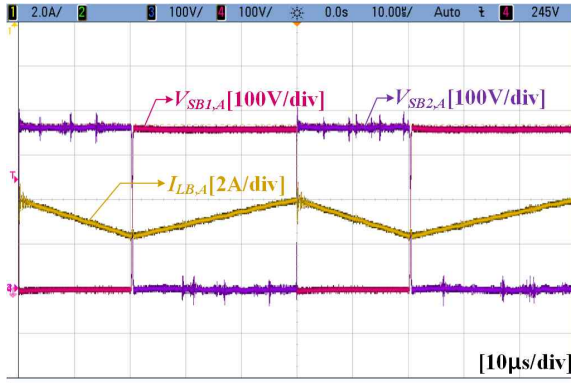
(c)

Fig. 9 Experimental waveforms of the proposed converter in charging mode at  $I_L=1000A$  (a) switch of the NHB (b) high side switch of the SRC (c) low side switch of the SRC

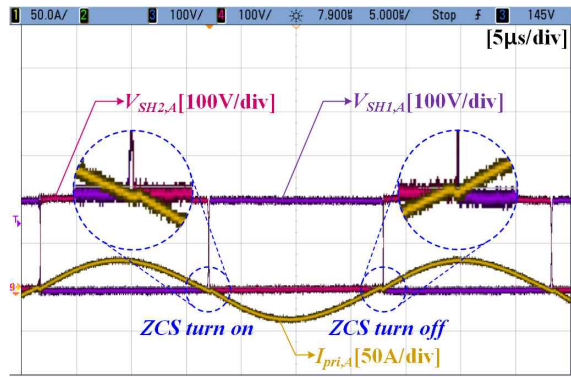
제안한 컨버터를 정격부하에서 발열시험을 한 결과로 그림 13 (a)는 무부하시 열화상 사진이며 그림 13 (b)는 한 시간 후 열화상 사진으로 온도가 가장 높은 곳은 저전압측 변압기 부스바이며  $\Delta T$ 는 약  $50^\circ C$ 로 측정되었다.

### 6. 결론

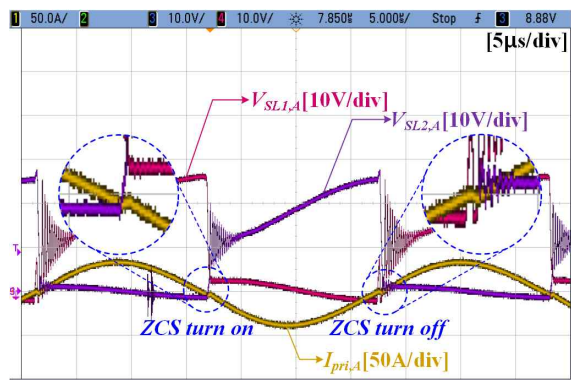
본 논문에서는 12V, 1000A 절연형 양방향 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안한 컨버터는 2단 방식으로 저전



(a)



(b)



(c)

Fig. 10 Experimental waveforms of the proposed converter in discharging mode at  $I_L=500A$  (a) switch of the NHB (b) high side switch of the SRC (c) low side switch of the SRC

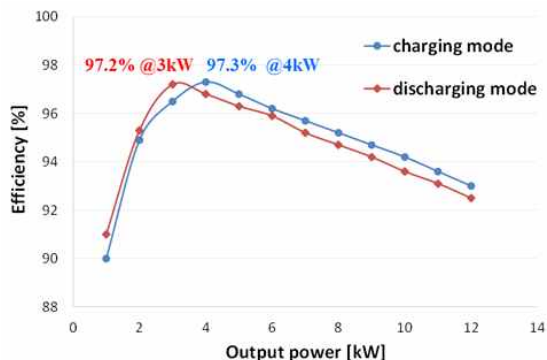
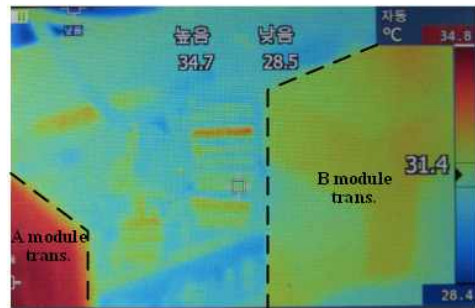


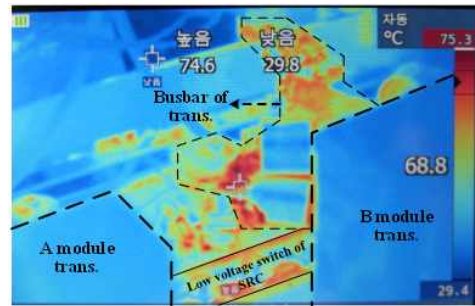
Fig. 11 Measured efficiency of the proposed converter



Fig. 12 Photograph of the proposed converter



(a)



(b)

Fig. 13 IR thermal image of the proposed converter (a) at the no-load condition (b) after operating for 60 min at the full load condition

압 대전류 응용에서 최적의 구조를 제안하였으며 제어 가 간단하고 SRC를 최적점에서 동작시켜 충전 및 방전 시 전 부하에서 ZCS 턴온 및 턴오프 스위칭을 하여 고효율을 달성하였다. 거의 모든 영역에서 90% 이상의 효율을 유지하며 충전 및 방전시 최대효율은 각각 97.3%, 97.2%를 달성 하였다.

이 연구는 서울과학기술대학교 교내 학술연구비 (일부)지원으로 수행되었습니다.

### References

[1] L. Rongyuan, A. Pottharst, N. Frohlike, and J. Bocker,

- “Analysis and design of improved isolated full-bridge bidirectional DC-DC converter,” in *Proc. 35th IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 521-526, Jun. 20-25, 2004.
- [2] G. Ma, W. Qu, G. Yu, Y. Liu, N. Liang, and W. Li, “A Zero-Voltage-Switching Bidirectional DC-DC Converter With State Analysis and Soft-Switching-Oriented Design Consideration,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, pp. 2174-2184, Jun. 2009.
- [3] R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, “A three-phase soft-switched high-power density DC/DC converter for high-power applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, pp. 63-73, Jan. 1991.
- [4] F. Krismer, and J. W. Kolar “Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, pp. 2745-2760, Jul. 2012.
- [5] W. C. P. Rong, and Z. Lu, “Snubberless Bidirectional DC-DC Converter With New CLLC Resonant Tank Featuring Minimized Switching Loss,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, pp. 3075-3086, Sep. 2010.
- [6] G. Pledl, M. Tauer, and D. Buecherl, “Theory of operation, design procedure and simulation of a bidirectional LLC resonant converter for vehicular applications,” in *Proc. IEEE Vehicle Power and Propuls. Conf.*, pp. 1-5, Sept. 1-3, 2010.
- [7] X. Li, and A. K. S. Bhat, “Analysis and Design of High Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, pp. 850-862, Apr. 2010.
- [8] L. Corradini, D. Seltzer, D. Bloomquist, R. Zane, D. Maksimović, and B. Jacobson, “Minimum Current Operation of Bidirectional Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, pp. 3266-3276, Jul. 2012.
- [9] Seoul Tech Battery Charger Design Report, 2011 International Future Energy Challenge Competition, Power Electronics Lab. of Seoul Tech, April 2011, [online]. <http://www.energychallenge.org>
- [10] J. Park, M. Kim and S. Choi, “Fixed frequency Series loaded Resonant Converter based Battery Charger which is insensitive to Resonant Component Tolerance,” *IEEE IPEDC*, pp. 918-922, Jun. 2012.
- [11] K. Park, B. Lee, G. Moon, M. Youn, “Analysis on Center-Tap Rectifier Voltage Oscillation of LLC Resonant Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, pp. 2684-2689, Jun. 2012.
- [12] K. Liu, and F. C. Y. Lee, “Zero-Voltage Switching Technique in DC/DC Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 5, pp. 293-304, Jul. 1990.
- [13] A. Brambilla, E. Dallago, P. Nora and G. Sassone, “Study and Implementation of a Low Conduction Loss Zero-Current Resonant Switch,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 41, pp. 241-250, Apr. 1994.
- [14] Z. Chen, S. Liu, F. Ji, “Power loss analysis and comparison of two full-bridge converters with auxiliary networks,” *IET Power Electron.*, Vol. 5, pp. 1934-1943, Nov. 2012.



#### **박준성(朴峻成)**

1982년 4월 26일생. 2009년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2011년 동 대학 에너지환경대학원 신에너지공학과 졸업(석사) 2011년~현재 동 대학원 박사과정.



#### **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 국제이사.