

개선된 비절연형 3-레벨 고승압 부스트 컨버터

김수한¹, 차현녕[†], 김흥근², 최병조³

An Improved Non-Isolated 3-Level High Step-Up Boost Converter

Su-Han Kim¹, Hon-Nyong Cha[†], Heung-Geun Kim², and Byung-Cho Choi³

Abstract - In this paper, an improved non-isolated 3-level high step-up boost converter is proposed. By using the well known duality principle, the proposed converter is derived from two-phase buck converter. Compared with the traditional boost converter and 3-level boost converter, the proposed converter can obtain very high voltage conversion ratio and the voltage stress of switching devices and diodes is only 1/4 of the output voltage. A 1 kW prototype converter is built and tested to verify performances of the proposed converter.

Keywords: boost converter, duality principle, high voltage gain, 3-level converter, soft-switching.

1. 서 론

최근 고유가와 환경문제로 인해 신재생 에너지에 대한 관심이 높아지고 있으며 특히 태양광 발전 대한 연구가 많이 진행되고 있다. 태양광 발전에서 생산된 전력은 전력 계통과 연계하여 에너지를 보다 효율적으로 운영하고 수용가 입장에서 안정적이기 때문에 태양광 발전으로 부터 생산된 전력의 계통연계 기술에 대한 관심이 높아지고 있다. 이런 계통 연계형 태양광 발전 시스템은 계통 연계형 인버터와 낮은 태양전지의 출력전압으로 부터 높은 출력 전압을 얻기 위한 부스트 컨버터로 구성 된다. 부스트 컨버터는 계통 연계형 인버터를 동작하기 위해 높은 전압이득과 고효율의 컨버터가 요구 된다. 하지만 기존의 부스트 컨버터는 전압이득의 한계를 가지고 있으며, 반도체 스위치의 높은 전압과 전류 스트레스를 가진다. 태양전지의 출력으로부터 인버터의 구동을 위한 높은 DC전압으로 승압하기 위한 가장 간단한 구조는 기존의 부스트 컨버터를 사용하는 것이다. 부스트 컨버터는 이상적으로는 무한대의 전압이득을 가지나 인덕터의 기생저항(equivalent series resistance : ESR)에 의한 영향 때문에 실제로는 5-6배 이상의 전압

이득을 올리는 데는 한계가 있다^[1]. 또한 컨버터의 스위칭 소자의 전압과 전류는 출력전압과 입력전류에 의해 결정되므로 고승압을 요구하는 경우 스위칭소자의 전압과 전류 스트레스가 매우 커져야 한다는 치명적인 단점이 있다. 이러한 기존의 부스트 컨버터의 전압이득의 한계를 극복하기 위해 많은 연구가 진행되었으며 결합 인덕터를 사용한 고승압 부스트 컨버터와 기존의 2상 부스트 컨버터가 제안되었다.^{[2],[3]} 이러한 고승압 부스트 컨버터들은 기존의 부스트 컨버터와 비교하여 높은 전압이득을 가지며 스위치의 전압과 전류의 스트레스가 낮아지는 장점을 가진다. 하지만 여전히 매우 높은 전압이득을 요구하는 응용회로에서는 전압이득의 한계를 가지고 있다. 본 논문에서는 기존의 부스트 컨버터보다 높은 전압이득을 가지며 스위칭 소자의 전압과 전류 스트레스를 현저히 줄일 수 있는 새로운 비 절연형 고승압 컨버터를 제안한다.

2. 제안한 토폴로지 유도

기존의 2상 부스트 컨버터로부터 Duality 원리를 적용하면 3-레벨 부스트 컨버터를 얻을 수 있다^[4-8].

그림 1은 기존의 3-레벨 부스트 컨버터를 나타내며, 전압이득은 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{1-D} \quad (1)$$

여기서 D 는 스위치 S_1 , S_2 가 동시에 턴 온 되는 구간을

Paper number: TKPE-2013-18-4-6 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding Author: chahonny@knu.ac.kr, School of Energy Eng., Kyungpook National University
Tel: +82-53-950-8972 Fax: +82-53-950-8979

¹ School of Energy Eng., Kyungpook National University

² Dept. of Electrical Eng., Kyungpook National University

³ School of Electronics Eng., Kyungpook National University

Manuscript received Jan. 25, 2013; accepted Mar. 31, 2013

시비율로 정의하였다. 기존의 3-레벨 컨버터의 장점은 다음과 같다.

- 기존의 부스트 컨버터와 비교하여 전압이득이 2 배로 증가한다.
- 기존의 부스트 컨버터와 비교하여 스위칭 소자와 다이오드에 걸리는 전압이 절반으로 감소한다.
- 입력 인덕터에 걸리는 등가 스위칭 주파수가 컨버터 스위칭 주파수의 두 배가 되므로 입력 인덕터의 사이즈가 많이 줄어드는 장점이 있다.

기존의 3-레벨 컨버터가 위에서 언급된 장점이 있지만 여전히 매우 높은 전압이득이 요구되는 시스템에서는 한계가 있다. 본 논문에서는 그림 1의 3-레벨 컨버터를 응용한 고승압 컨버터를 제안한다^{[9]-[12]}. 그림 2는 본 논문에서 제안한 고승압 3-레벨 컨버터를 나타낸다. 기본적으로 그림 2의 방식을 전압 체배기 (voltage multiplier)를 이용하여 확장한 형태이며, 공진 인덕터 L_{r1} , L_{r2} 를 추가하여 주 스위치 S_1 , S_2 의 소프트 스위칭을 구현하는 구조로 되어있다.

3. 제안한 회로의 동작원리

그림 3은 본 논문에서 제안한 컨버터의 주요 동작과형을 나타낸다. 모든 소자는 이상적으로 가정하고 해석하였다. 제안된 회로의 기본적인 동작원리는 다음과 같다.

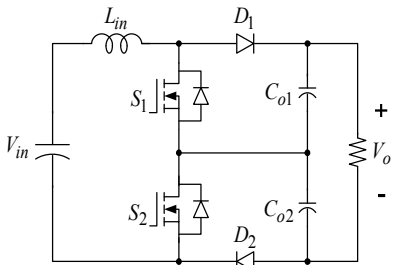


Fig. 1 Conventional 3-level boost converter^[4]

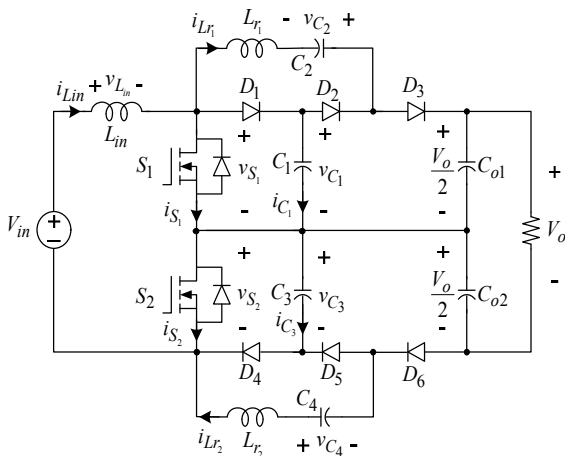


Fig. 2 Proposed 3-level high voltage gain boost converter

- 모드 1 [t_0-t_1, t_5-t_6]

모드 1에서는 스위치 S_1 , S_2 가 모두 턴 온 되며 입력 인덕터 L_{in} 에 에너지가 저장된다. S_1 , S_2 가 턴 온 되기 때문에 L_{in} 양단의 전압과 전류는 다음과 같이 나타낸다.

$$v_{L_m}(t) = V_{in} \quad (2)$$

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_{in}}(t-t_0) \quad (3)$$

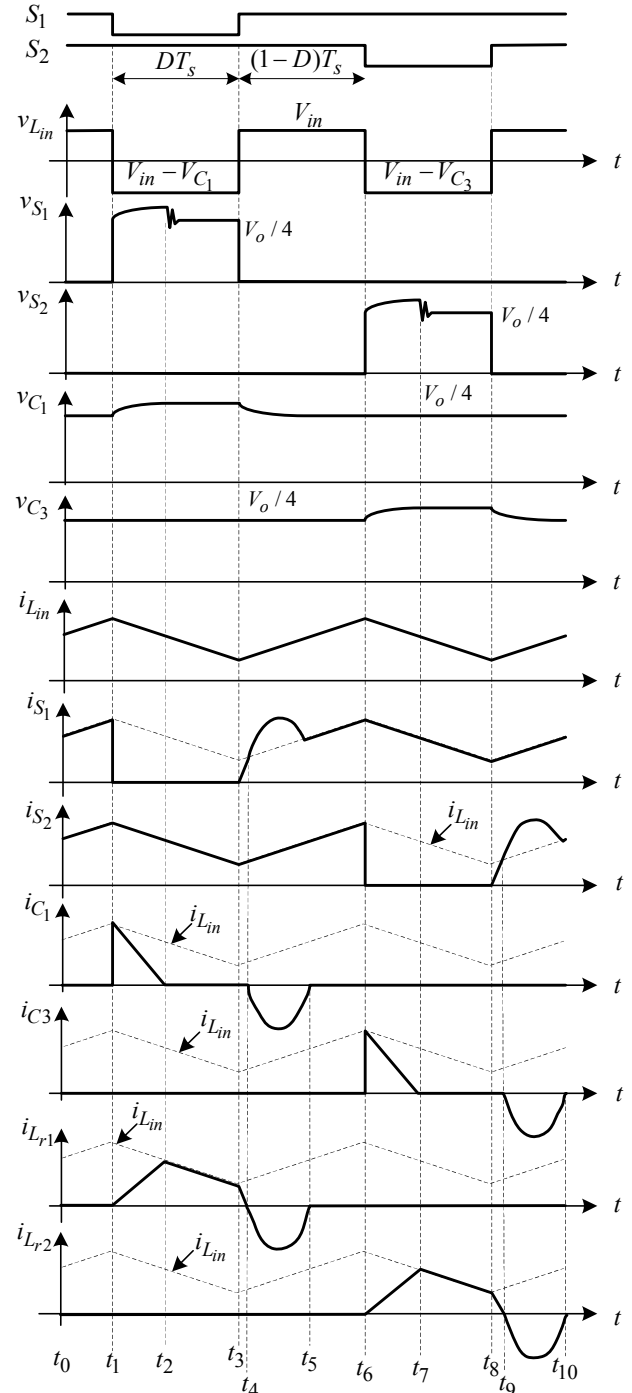


Fig. 3 Key waveforms of the proposed high voltage gain boost converter

- 모드 2 [t_1-t_2, t_6-t_7]

모드 2에서는 스위치 S_1 이 턴 오프 되며 S_2 는 턴 온 상태를 계속 유지한다. 따라서 L_{in} 전류의 일부는 D_1 을 통해 C_1 을 충전하면서 서서히 감소한다. L_{in} 의 나머지 전류는 L_{r1}, C_2, D_3 를 통해 출력으로 흐른다. L_{in} 에 흐르는 전류는 D_1 과 L_{r1} 전류의 합이면서 크기가 일정하므로 L_{r1} 에 흐르는 전류는 D_1 에 흐르는 전류와 동일한 기울기로 증가한다. L_{r1} 전류가 서서히 증가하여 L_{in} 전류에 도달하게 되면 D_1 의 전류는 영이 되므로 $t=t_2$ 에서 D_1 은 턴 오프 된다. 이때 D_1 의 전류는 서서히 영으로 감소하므로 다이오드의 역회복 전류를 최소화 한다. 이 모드에서의 공진인덕터 L_{r1} 의 전류와 커패시터 C_1, C_2 의 전압식은 다음과 같다.

$$i_{L_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_1) + \frac{V_{C_1}(t_1) + V_{C_2}(t_1) - V_o/2}{L_{r1}}(t-t_1) \quad (4)$$

$$V_{C_1}(t) = V_{C_1}(t_1) + \frac{1}{2C_1}[i_{L_{in}}(t_1) - i_{L_{r1}}(t)](t-t_1) \quad (5)$$

$$V_{C_2}(t) = V_{C_2}(t_1) - \frac{1}{2C_2}[i_{L_{r1}}(t)](t-t_1) \quad (6)$$

- 모드 3 [t_2-t_3, t_7-t_8]

$t=t_2$ 에서 D_1 이 턴 오프 되므로 이 모드에서는 L_{r1} 에 흐르는 전류는 L_{in} 전류와 동일하게 된다. 모드 3에서의 관계식은 다음과 같다.

$$i_{L_{r1}}(t) = i_{L_{in}}(t_2) + i_{L_{in}}(t-t_2) \quad (7)$$

$$V_{C_1}(t) = V_{C_1}(t_2) \quad (8)$$

$$V_{C_2}(t) = V_{C_2}(t_2) - \frac{1}{C_2}i_{L_{in}}(t_2)(t-t_2) \quad (9)$$

- 모드 4 [t_3-t_4, t_8-t_9]

모드 4에서는 스위치 S_1 이 다시 턴 온 되며 S_2 는 턴 온 상태를 계속 유지한다. 스위치 S_1 에 흐르는 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$i_{S_1}(t) = [i_{L_{in}}(t_3) + i_{L_{in}}(t-t_3)] - i_{L_{r1}}(t-t_3) \quad (10)$$

L_{r1} 에 흐르는 전류는 연속이어야 하므로 L_{in} 전류에서 L_{r1} 전류의 차이가 스위치 S_1 을 통해 흐른다. 이때 스위치 S_1 의 전류는 영전류(zero current)에서 일정한 기울기로 증가하며 스위치 S_1 은 영전류 스위칭(ZCS)으로 동작한다. L_{r1} 의 전류는 선형적으로 감소하면서 D_3 를 턴

오프 하기 때문에 D_3 의 역회복 전류를 최소화 한다. 모드 4의 공진 인덕터 전류는 다음과 같다.

$$i_{L_{r1}}(t) = [i_{L_{in}}(t_3) + i_{L_{in}}(t-t_3)] - \frac{V_o}{4L_{r1}}(t-t_3) \quad (11)$$

$$V_{C_1}(t) = V_{C_1}(t_3) \quad (12)$$

$$V_{C_2}(t) = V_{C_2}(t_3) \quad (13)$$

- 모드 5 [t_4-t_5, t_9-t_{10}]

다이오드 D_3 가 턴 오프 될 때 다이오드 D_2 는 턴 온 되며 커패시터 C_1 에 저장된 에너지는 커패시터 C_2 로 전송된다. 이때 공진 인덕터 L_{r1} 과 커패시터 C_1, C_2 에 의해 공진 전류가 흐른다. D_2 의 전류는 공진 전류가 흐르며 다이오드 D_2 의 역회복 전류를 최소화 한다. 모드 5의 공진 인덕터 전류 $i_{L_{r1}}$ 은 다음과 같이 나타내어진다.

$$i_{L_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_4) + \frac{[V_{C_1}(t_4) - V_{C_2}(t_4)]\sin(\omega_0(t-t_4))}{Z_o} \quad (14)$$

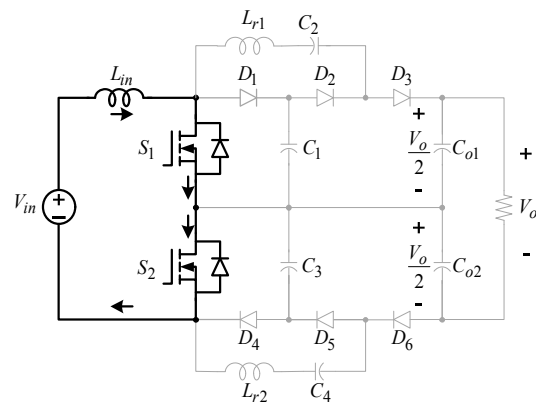
$$Z_o = \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_{total}}} \quad (15)$$

$$C_{total} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} C_{total}}} \quad (16)$$

$$V_{C_1}(t) = V_{C_1}(t_4) - [V_{C_1}(t_4) - V_{C_2}(t)]\cos\omega_0(t-t_4) \quad (17)$$

$$V_{C_2}(t) = V_{C_2}(t_4) + [V_{C_1}(t_4) - V_{C_2}(t)]\cos\omega_0(t-t_4) \quad (18)$$

제안한 컨버터는 입력 인덕터의 전압의 한주기 평균은 "0" (Volt-second balance condition)가 되며 이 조건으로 부터 전압이득은 다음과 같이 표현한다.



(a) mode 1 (t_0-t_1)

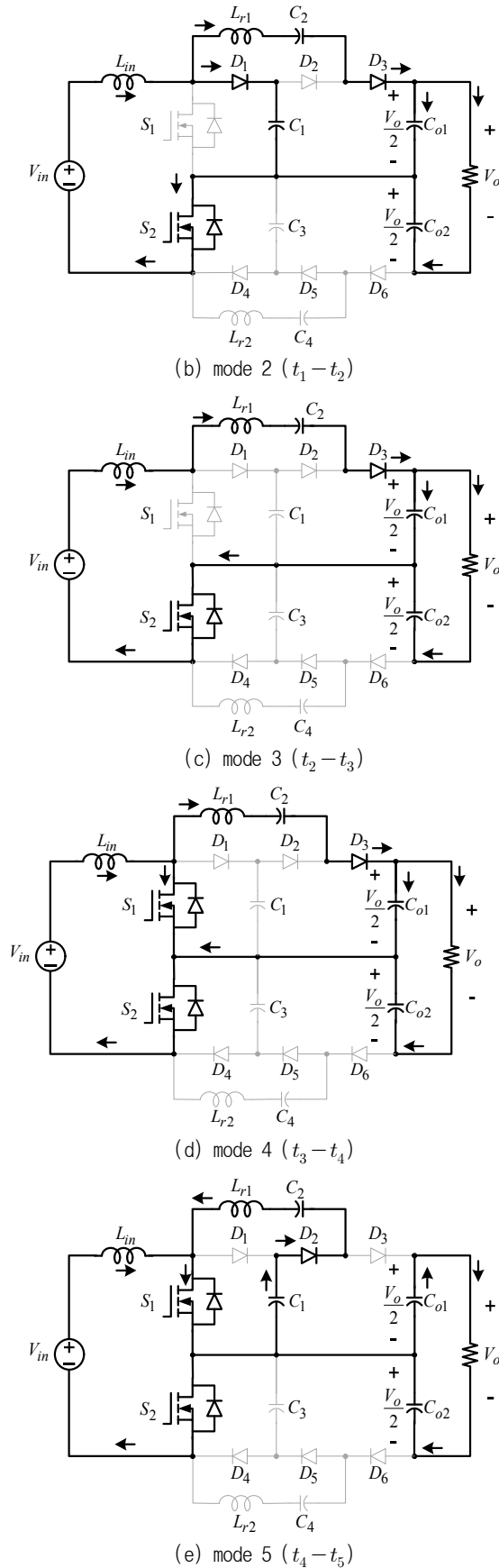


Fig. 4 Operational modes of the proposed 3-level high voltage gain boost converter

Table 1 Comparison of electrical specifications of the converter

Rated voltage	Traditional boost converter [Fig 1]	3-level converter [Fig 4]	Proposed converter [Fig 5]
Switch	V_o	$V_o/2$	$V_o/4$
Diode	V_o	$V_o/2$	$V_o/4$

Table 2 Electrical specifications of the proposed converter

Output power	1 [kW]
Input voltage range	50-100 [V]
Output voltage	500 [V]
Switching frequency	50 [kHz]
Switching device (S_1, S_2)	IRFP260N
Diode ($D_1 - D_6$)	RHRG3060
Capacitor (C_2, C_4)	6.8/400 [uF/V]
Capacitor (C_1, C_3)	1.5/400 [uF/V]
Input inductor (L_{in})	30 [uH]
Resonant inductor (L_{r1}, L_{r2})	1 [uH]
Output capacitor (C_{o1}, C_{o2})	660 [uF]

$$V_{in}DT_s = (V_{C_1} - V_{in})(1 - D)T_s \quad (19)$$

$$\frac{V_{C_1}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (20)$$

$V_{C_1} = V_{C_2}$ 이며 출력 커패시터 C_{o1} 의 전압은 커패시터 전압 V_{C_1} 과 V_{C_2} 에 의해 결정된다. 컨버터의 전압이득은 다음과 같이 표현된다.

$$V_{C_1} + V_{C_2} = \frac{V_o}{2} \quad (21)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{4}{1 - D} \quad (22)$$

D는 스위치 S_1, S_2 가 동시에 턴 온 되는 구간을 시비율로 정의하였다. 식 (22)의 전압이득과 같이 동일한 시비율 (D)에서 제안된 컨버터는 앞서 언급했던 3-레벨

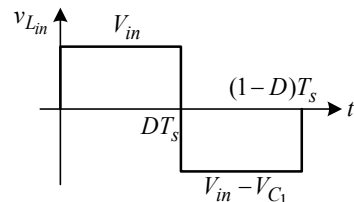


Fig. 5 Volt-sec balance condition of inductor voltage

컨버터보다 2배 더 높은 전압이득을 가질 수 있다.

표 1은 기존의 부스트 컨버터, 3-레벨 컨버터, 본 논문에서 제안한 컨버터의 스위치와 다이오드의 전압을 비교한 것이다. 제안한 컨버터의 경우 전체 사용된 소자수는 많으나 스위치의 내압이 기존의 3-레벨 컨버터보다 $V_o/2$ 이며, 기존의 부스트 컨버터와 비교해서 $V_o/4$ 의 전압으로 동작하므로 고효율의 컨버터를 달성할 수 있다.

4. 실험결과

본 논문에서 제안된 회로의 성능 검증을 위해 표 2에서 보인 사양에 근거해 $P_o=1\text{ kW}$ 의 시제품을 제작하여 성능을 검증하였다.

그림 6은 $V_{in}=50\text{ V}$, $V_o=500\text{ V}$, $P_o=1\text{ kW}$ 인 경우 입력 인덕터의 전류 i_{L_m} 와 스위치 전압파형 V_{s1} , V_{s2} 을 나타낸다. 그림 3의 이론적 파형에서 보인 것처럼 스위칭 주파수의 2배에 해당하는 등가 주파수가 인덕터에 인가되므로 인덕터 사이즈가 많이 줄어든다. 그림 7은 $V_{in}=100\text{ V}$, $V_o=500\text{ V}$, $P_o=1\text{ kW}$ 인 경우 인덕터 전류 i_{L_m} 와 스위치 전압파형 V_{s1} , V_{s2} 을 나타낸다. 그림

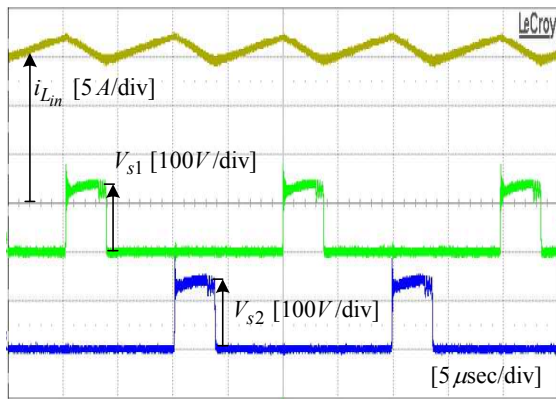


Fig. 6 Experimental waveforms of input inductor current and switch voltage ($V_{in}=50\text{ V}$, $P_o=1\text{ kW}$)

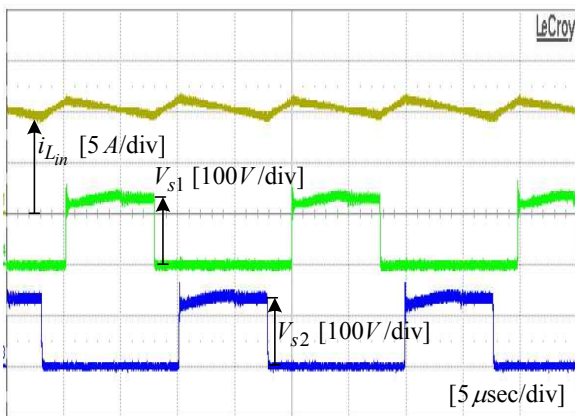


Fig. 7 Experimental waveforms of input inductor current and switch voltage ($V_{in}=100\text{ V}$, $P_o=1\text{ kW}$)

8, 9는 $P_o=1\text{ kW}$ 에서 $V_{in}=50\text{ V}$, $V_{in}=100\text{ V}$ 인 경우의 각각에 대한 입력전압 V_{in} 과 커패시터의 전압 V_{C1} , 출력전압

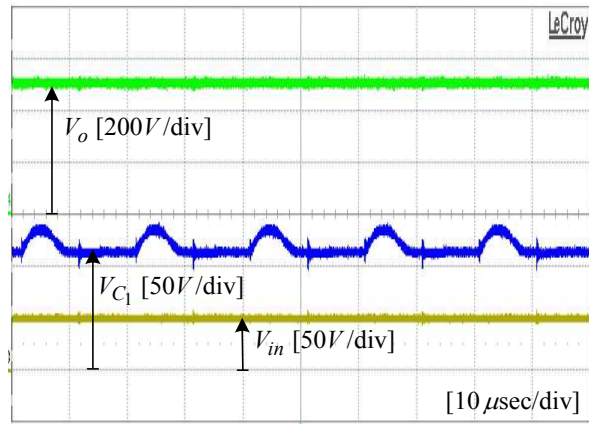


Fig. 8 Experimental waveforms of input, capacitor C_1 and output voltage ($V_{in}=50\text{ V}$, $P_o=1\text{ kW}$)

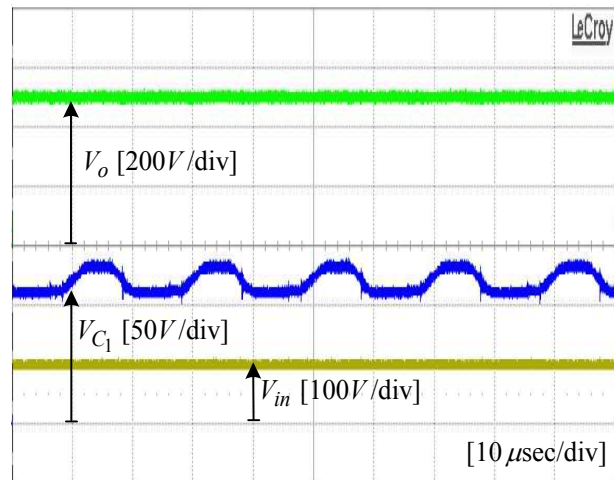


Fig. 9 Experimental waveforms of input, capacitor C_1 and output voltage ($V_{in}=100\text{ V}$, $P_o=1\text{ kW}$)

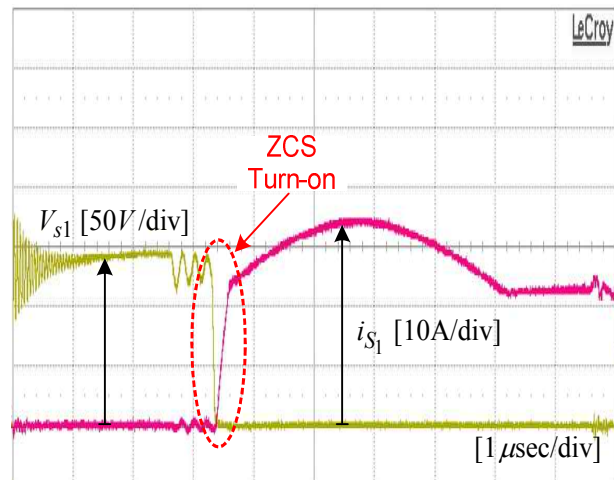


Fig. 10 Experimental waveforms of switch voltage and switch current ($V_{in}=50\text{ V}$, $P_o=1\text{ kW}$)

V_o 을 나타낸다. 그림 10는 $V_{in} = 50\text{ V}$, $V_o = 500\text{ V}$, $P_o = 1\text{ kW}$ 조건에서 스위치가 턴 오프시 스위치의 전압과 전류파형을 나타낸다. 영진류 턴 온 동작을 나타

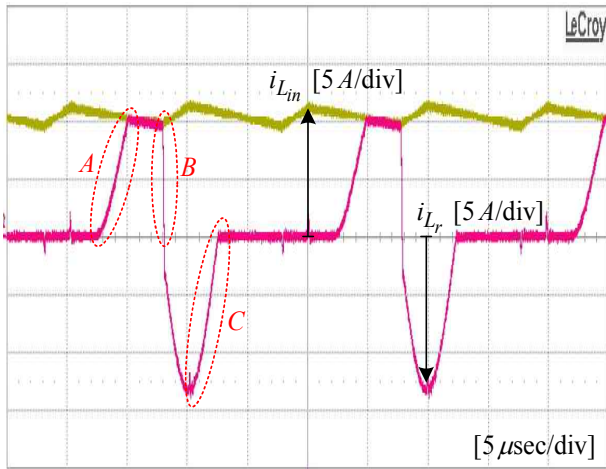
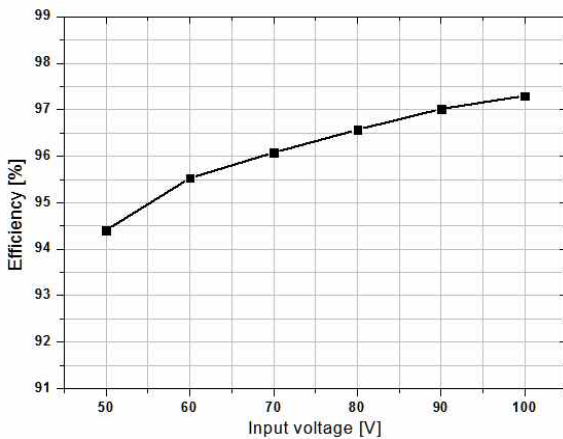
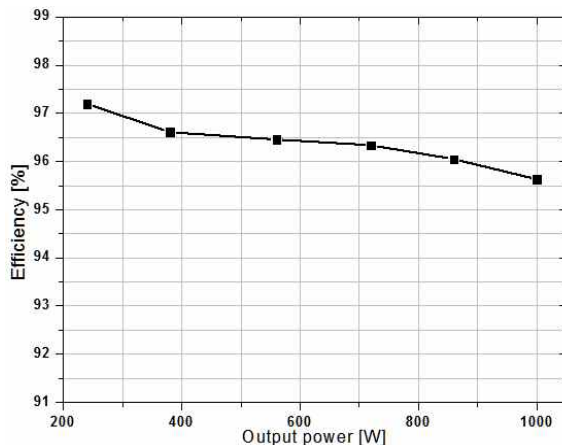


Fig. 11 Experimental waveforms of resonant inductor and input inductor current ($V_{in} = 50\text{ V}$, $P_o = 1\text{ kW}$)



(a) Efficiency vs. V_{in} variation ($V_o = 500\text{ V}$, $P_o = 1\text{ kW}$)



(b) Efficiency vs. P_o variation ($V_o = 500\text{ V}$, $V_{in} = 75\text{ V}$)

Fig. 12 Efficiency of the proposed converter

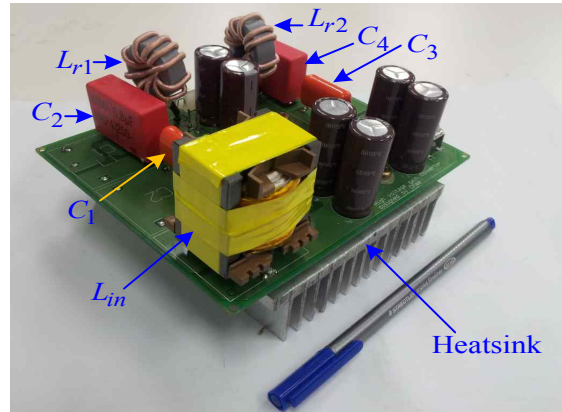


Fig. 13 Prototype picture of the proposed converter

내며 소프트 스위칭 동작을 하게 된다. 그림 11은 $V_{in} = 50\text{ V}$, $V_o = 500\text{ V}$, $P_o = 1\text{ kW}$ 에서 입력 인덕터의 전류 $i_{L_{in}}$ 와 공진 인덕터의 전류 i_{L_r} 을 나타낸다. 그림 11의 A는 다이오드 D_1 의 전류변화를 나타내며, B는 다이오드 D_3 의 전류변화를 나타낸다. 그림 11의 C는 다이오드 D_2 의 전류변화를 나타내며, 다이오드 전류가 서서히 감소한다. 그림 12는 입력전압변동, 부하변동에 따른 컨버터의 효율 측정 그래프이다.

그림 13은 본 논문에서 제작한 1 kW 시제품 사진이다.

5. 결 론

본 논문에서는 기존의 승압형 컨버터와 기존의 3-레벨 컨버터보다 더 높은 전압이득을 가지는 개선된 3-레벨 고승압 컨버터를 제안하여 그 성능을 검증하였다. 제안한 컨버터는 기존 3-레벨 컨버터의 장점을 모두 유지하면서 이보다 2배 더 높은 전압이득을 구현할 수 있다. 입력 인덕터의 증가 스위칭 주파수는 외부에서 공급된 스위칭 주파수의 2배가 되므로, 작은 사이즈의 인덕터 설계가 가능하다. 다이오드($D_1 \sim D_6$)의 역 회복 전류는 감소되며 쇼트키 다이오드로 대체할 경우 높은 효율을 가질 수 있다. 또한 스위칭 소자와 다이오드, 커패시터에 걸리는 전압이 모두 출력전압의 1/4만 걸리므로 고효율, 고밀도에 적합한 회로방식이다.

이 논문은 2011학년도 경북대학교 신임교수정착 연구비에 의하여 연구되었음

References

[1] R. W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed. Norwell, MA: Kluwer, 2001.

- [2] Q. Zhao and F. C. Lee, "High-Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, pp. 65-73, Jan. 2003.
- [3] W. Li and X. He, "A Family of Interleaved DC-DC Converters Deduced From a Basic Cell With Winding-Cross-Coupled Inductors (WCCIs) for High Step-Up or Step-Down Conversions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 4, pp. 1791-1801, Jul. 2008.
- [4] W. Li and X. He, "Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 4, pp. 1239-1250, Apr. 2011.
- [5] M. Shen, F. Z. Peng, and L. M. Tolbert, "Multilevel dc-dc power conversion system with multiple dc sources," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 1, pp. 420-426, Jan. 2008.
- [6] F. Z. Peng, F. Zhang, and Z. Qian, "A magnetic-less dc-dc converter for dual voltage automotive systems," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 39, No. 2, pp. 511-518, Mar./Apr. 2003.
- [7] S. D. Freeland, "Techniques for the Practical Application of Duality to Power Circuits," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 7, No. 2, pp. 374-384, Apr. 1992.
- [8] P. J. Wolfs, G. F. Ledwich, and K. C. Kwong, "The Application of the Duality Principle to Nonplanar Circuits," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, No. 2, pp. 104-111, Apr. 1993.
- [9] M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. Romaneli, and R. Gules, "Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 2, pp. 871-887, Mar. 2008.
- [10] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, and A. J. Sabzali, "High conversion ratio dc-dc converters with reduced switch stress," *IEEE Transactions on Circuits Syst. I, Reg. Papers*, Vol. 55, No. 7, pp. 2139-2151, Aug. 2008.
- [11] S. S. Park, P. S. Kim, S. W. Choi, and J. H. Lee, "A Non-isolated DC-DC Converter with High Step-up Ratio and Wide ZVS Range," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 14, No. 4, pp. 315-322, Aug. 2009.
- [12] S. S. Park, S. W. Lee, and S. W. Choi, "A Non-isolated ZVZCS CCM Boost Converter with High Voltage Gain," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, pp. 1-3, Oct. 2008.



김수한(金守漢)

1981년 8월 19일생. 2009년 한경대 전자공학과 졸업. 2012년 경북대 전자전기컴퓨터학부 졸업(석사). 현재 경북대 에너지공학부 박사과정.



차헌녕(車憲寧)

1972년 10월 17일생. 1999년 경북대 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2001년~2003년 (주)피에스텍 근무. 2004년~2005년 한국전기연구원 근무. 2009년 미국 Michigan State University 전기공학과 졸업(공학박사). 2010년~2011년 한국전기연구원 스마트그리드연구본부 선임연구원. 현재 경북대 에너지공학부 조교수. 당 학회 학술위원.



김흥근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2006년~2007년 미국 Michigan State University 방문교수. 경북대 IT대학 전기공학과 교수. 현재 당 학회 회장.



최병조(崔柄朝)

1957년 10월 12일생. 1980년 한양대 전자공학과 졸업. 1979년~1985년 국방과학연구소 근무. 1992년 Virginia Polytechnic Institute & State University 전기공학 대학원 졸업(공학박사). 1992년~1993년 동 대학 연구교수 역임. 1994년~1996년 삼성전자 수석연구원. 1996년~현재 경북대 IT대학 전자공학부 교수.