

비절연형 양방향 탭인덕터 부스트 플라이백 컨버터

김현우¹, 전영태¹, 박종후[†], 전희종¹

Bidirectional Tapped-inductor Boost-Flyback Converter

Hyun-Woo Kim¹, Young-Tae Jeon¹, Joung-Hu Park[†], and Hee-Jong Jeon¹

Abstract

This paper proposes a new bidirectional DC-DC converter with high efficiency. The proposed converter is composed of a flyback and a tapped-inductor boost converter to satisfy extreme operating conditions with low cost. The outputs are connected in series to achieve a high-voltage step-up. In the reverse direction, the proposed converter has an extreme step-down voltage. In this study, the proposed converter was employed with a 100 W hardware prototype. To design the controller, a small-signal transfer function of the proposed converter is derived. For PV power conditioning systems, a maximum power point tracking method is applied with perturb and observe method. To verify the operation of the bidirectional power flow, the current controller is applied. All of the controllers are employed with a digital signal processor.

Key words: Bidirectional converter, High efficiency, PV lighting system, Tapped-inductor

1. 서 론

태양광 에너지는 그 양이 무한하다는 점과 환경오염을 일으키는 유해 물질이 발생되지 않는다는 점에서 가장 각광받는 에너지원 중 하나이다. 그러나 자연적 요소에 의해 에너지를 전달하는 시스템 출력이 불안정하다는 점과 발전하는 시간이 한정되는 단점을 가진다. 이러한 점을 극복하기 위해 에너지 저장장치 및 에너지를 균등분배 해주는 장치가 필수적이다. 이러한 대책으로 배터리 충전장치 및 태양광 차동전력조절기(DPP)시스템^[1]과 낮에는 계통에 에너지를 공급하고 밤에는 불빛을 공급해주는 PV street lighting system^[2]이 연구되고 있다. 이러한 응용의 특징은 양방향 컨버터가 꼭 필요하고, 토폴로지로는 부스트 컨버터가 널리 사용되고 있다. 그러나 현 시점에서는 고 승·강압을 요하는 양방향 컨버터 필요가 증가되고 있고, 부스트 컨버터는 도통률에 따라 입출력 전압비가 결정되기 때문에 스위치 및 다이오드 손실

증가로 인해 고 승·강압에 적합하지 않다^[3-7]. 이러한 문제점을 해결하기 위해 새로운 컨버터가 필요하다.

이 논문에서는 비절연형 양방향 플라이백 탭부스트 컨버터를 제안한다. 순방향시 출력부분이 플라이백 컨버터와 탭부스트 컨버터가 직렬로 연결되어 있어서 고승압에 좋으며, 역방향시에도 높은 강압을 할 수 있다. 그림 1은 PV 시스템에 적용된 제안한 컨버터를 보여준다. PV street lighting system의 양방향 컨버터는 양방향 전력흐름을 위해 낮에는 최대전력추종(MPPT)을 수행하여 계통에 전력을 공급해 주고, 밤에는 계통에서 전력을 공급받아 LED등을 켜준다.

2. 비절연형 양방향 탭인덕터 플라이백 부스트 컨버터

2.1 제안된 양방향 컨버터

그림 2은 본 논문에서 제안한 비절연형 양방향 플라이백 탭인덕터 부스트 컨버터 회로이다. 2차측은 플라이백 컨버터와 탭인덕터 부스트 컨버터가 직렬로 연결되어 있고, 스위치는 양방향성 동작을 위해 MOSFET으로 구성되어 있다.

2.2 동작특성

제안하는 컨버터는 동작분석을 수월하게 하기 위해 그림 3과 같이 2차측 출력전압을 플라이백과 탭인덕터

Paper number: TKPE-2015-20-5-2

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

[†]Corresponding author: wait4u@ssu.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Soongsil University

Tel: +82-2-828-7269 Fax: +82-2-817-7961

¹Dept. of Electrical Engineering, Soongsil University

Manuscript received Dec. 29, 2014; revised Mar. 11, 2015; accepted Apr. 9, 2015

— 본 논문은 2014년 추계학술대회 우수추천논문임

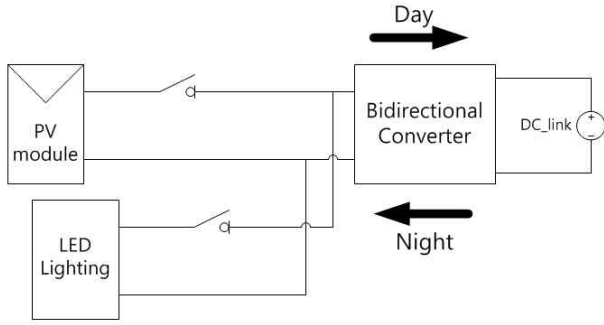


Fig. 1. A circuit diagram of PV-lighting system.

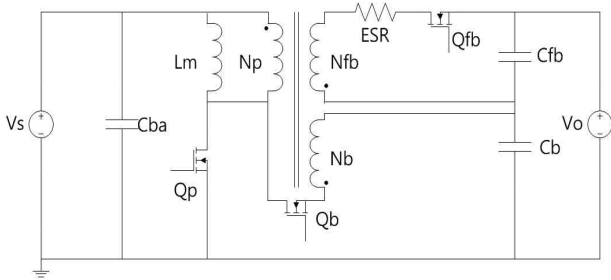


Fig. 2. Equivalent circuit of bidirectional tapped-inductor boost flyback converter.

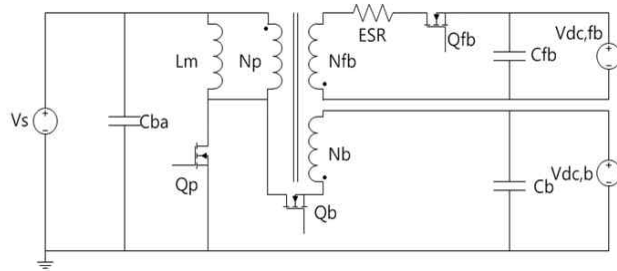


Fig. 3. Equivalent circuit of the proposed BTBFC converter with separated output voltages.

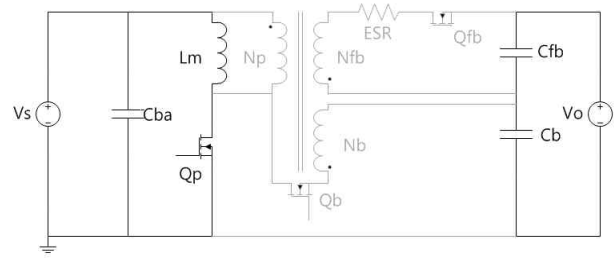
부스트 컨버터로 나누어 나타내었다.

2차측 플라이백컨버터는 연속모드(CCM)에서 분석하면 이득 $M_{V_{dc,fb}}$ 은 일반적인 플라이백 컨버터 이득식과 같은 식 (1)과 같다.

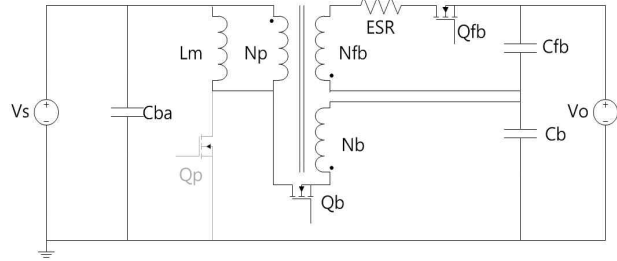
$$M_{V_{dc,fb}} = \frac{V_{dc,fb}}{V_s} = \frac{D}{(1-D)} \frac{N_{fb}}{N_p} \quad (1)$$

2차측 탭-인덕터 부스트 컨버터의 이득 $M_{V_{dc,b}}$ 은 기존의 부스트 컨버터에 탭인덕터를 적용한 식과 동일하며, 인덕터의 정상상태 전압발란싱 공식을 적용하면 식 (2)와 같이 나타내어진다^[8].

$$M_{V_{dc,b}} = \frac{V_{dc,b}}{V_s} = \frac{N_p \left(\frac{1-D}{N_p + N_b} \right) + D}{N_p \left(\frac{1-D}{N_p + N_b} \right)} \quad (2)$$



(a) Mode1 : Qp turn on



(b) Mode2 : Qfb, Qb turn on

Fig. 4. Equivalent circuit of the operation mode.

최종 승압비는 플라이백 컨버터 이득 $M_{V_{dc,fb}}$ 와 탭인덕터-부스트 컨버터 이득 $M_{V_{dc,b}}$ 을 합한 것으로 식 (3)과 같다.

이러한 동작특성은 극단적인 승강압시 적절한 도통률로 가능하며, 고효율로 동작하게 된다.

$$M_{V_{DC}} = \frac{D}{(1-D)} \frac{N_{fb}}{N_p} + \frac{N_p \left(\frac{1-D}{N_p + N_b} \right) + D}{N_p \left(\frac{1-D}{N_p + N_b} \right)} \quad (3)$$

승압 동작에서 제안된 컨버터는 두 가지 모드로 동작한다. 그림 4는 두 가지 모드를 나타내어진다.

Mode 1은 Q_p 의 Turn-on 상태이다. 2차측 플라이백 컨버터와 탭 인덕터 부스트 컨버터가 동작하지 않는 상태로 자화 인덕터(Lm)의 전류가 선형적으로 증가한다. 전류의 흐름은 그림 4(a)처럼 동작한다.

Mode 2는 Q_{fb}, Q_b 가 켜진 상태이다. 2차측 플라이백 컨버터와 탭인덕터 부스트가 동기정류기로서 동작하는 상태로 전류의 흐름은 그림 4(b)처럼 동작한다. 자화인덕터 Lm은 선형적으로 감자(degaussing)되면서 자화전류도 비례해서 감소한다.

전력의 흐름이 반대로 작용하는 경우에는 위의 동기정류기와 주 스위치의 역할이 서로 교환되어 동작한다.

2.3 MPPT 제어

그림 5는 제안된 컨버터의 MPPT제어 회로도이다. 우선 MPPT제어기는 PV에서 발생하는 전압과 전류를 측정한다. 이를 이용하여 MPPT제어기는 PI제어기의 레퍼

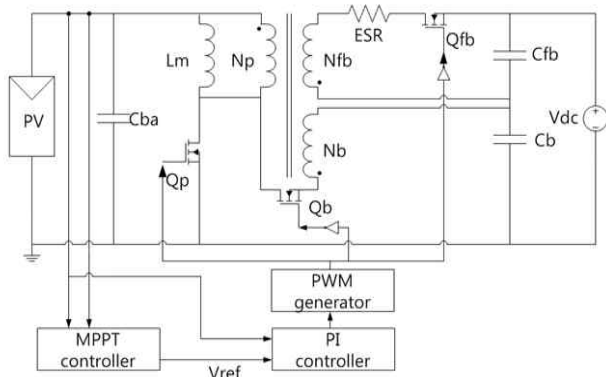


Fig. 5. PV system with an MPPT controller.

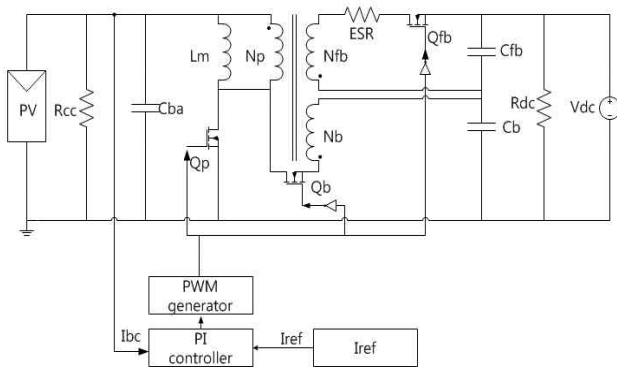


Fig. 6. Bidirectional converter test with a PI controller.

런스 V_{ref} 를 발생한다. PI제어기는 PWM 발생기를 통해 제안된 컨버터의 도통률을 결정한다.

2.4 전류제어

그림 6은 양방향 전력흐름을 검증하기 위해 제안된 컨버터의 전류제어 회로이다. 우선 PI 제어기는 1차측 Rcc와 Cba사이에 흐르는 전류를 센싱받아 레퍼런스와 비교한다. PI제어기는 PWM생성기를 통해 도통률을 결정하게 된다.

2.5 소신호 모델링

제안된 양방향 컨버터는 낮에는 PV모듈에서 발생하는 전력을 최대한 끌어올리기 위한 MPPT제어를 수행하여야 하고, 밤에는 계통에서 전력을 공급받아 LED전등을 켜기 위해 전류를 반대방향으로 흐르게 하는 전류제어를 수행하여야 한다. 이러한 제어를 위해서는 소신호 모델링을 통해 제어기를 설계하여야 한다. 본 논문에서는 컨버터의 PV모듈 전압과 Rcc와 Cba사이에 흐르는 전류 I_{bc} 를 제어해야한다. 탭인덕터 부스트는 빠른 동특성에 의해 control-to-input voltage 전달함수에서는 고려되지 않는다. 그림7에서 보이는 회로에서 플라이백 컨버터 부분만 소신호 모델에서 고려된다. 플라이백 인덕터 전압균형식 (4)와 탭인덕터 부스트 전압균형식 (5)에서 식 (6)이 유도된다. 식 (6)과 식 (7) 의해 유도된 식

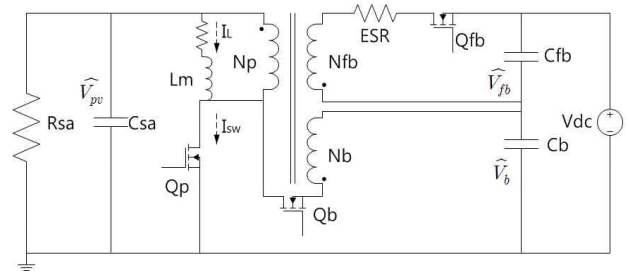


Fig. 7. Small-signal model of the proposed converter.

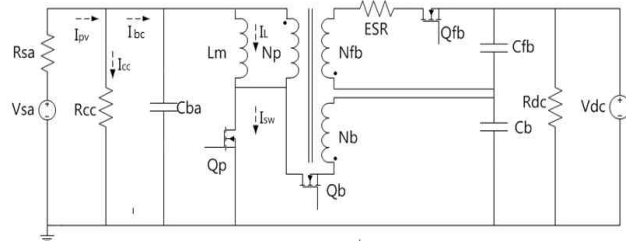


Fig. 8. Bidirectional converter test circuit diagram.

(8)도 반드시 고려되어야 한다.

$$DV_{pv} + (1-D)\frac{-V_{fb}}{N_{fb}} = 0 \quad (4)$$

$$DV_{pv} + (1-D)\frac{V_{pv} - V_b}{N_b} = 0 \quad (5)$$

$$V_{pv} = \frac{-V_{fb}N_b}{N_{fb}} + V_b \quad (6)$$

$$\widehat{V}_b = -\widehat{V}_{fb} \quad (7)$$

$$\widehat{V}_{pv} = -\frac{(N_{fb} + N_b)}{N_{fb}}\widehat{V}_{fb} \quad (8)$$

제어기 설계를 수월하게 진행하기 위해 인덕터 저항을 고려하였다^[9-10].

최종 소신호 모델링control-to-input voltage($\frac{\widehat{V}_{pv}}{\widehat{d}}$)의 식 (9)과 같이 된다.

$$\frac{\widehat{V}_{pv}}{\widehat{d}} = \frac{-\left(s\frac{I_L}{C_{sa}} + \frac{n_1 DV_{pv} + DV_{ofb} + n_1 R_L I_L}{n_1 L_m C_{sa}}\right)}{s^2 - s\left(\frac{L_m - R_{sa} R_L C_{sa}}{R_{sa} L_m C_{sa}}\right) + \frac{n_1 R_{sa} D^2 - n_2 R_{sa} D D' - R_L}{R_{sa} L_m C_{sa}}} \quad (9)$$

$$\left(n_1 = \frac{N_{fb}}{N_p}, n_2 = \frac{N_{fb}}{N_{fb} + N_b}\right)$$

전류제어를 수행하기 위해 소신호 전달함수 control-to- I_{bc} 는 식 (10)과 같이 유도된다^[11-13].

TABLE I
KEY PARAMETER OF THE PROPOSED
BIDIRECTIONAL TAPPED-INDUCTOR BOOST
FLYBACK CONVERTER

V_s	Input voltage	26-40[V_{DC}]
V_o	Output voltage	300-400[V_{DC}]
P_{out}	Output power	100[W]
$N_p:N_{fb}:N_b$	Turns ratio	1:5:4
L_m	Magnetizing inductance	33[μ H]
C_{ba}	Primary capacitor	4700[μ F]
C_{fb}, C_b	Secondary capacitor	100[μ F]
f_{sw}	Switching frequency	27[kHz]

$$\begin{aligned} I_{bc} &= I_{pv} - I_{cc} \\ \frac{\widehat{I}_{bc}}{\widehat{d}} &= \frac{\widehat{I}_{pv}}{\widehat{d}} - \frac{\widehat{I}_{cc}}{\widehat{d}} = \frac{\widehat{V}_{pv}}{R_{sa}\widehat{d}} - \frac{\widehat{V}_{pv}}{R_{cc}\widehat{d}} \\ \left(\frac{\widehat{I}_{pv}}{\widehat{d}} = \frac{\widehat{V}_{pv}}{R_{sa}\widehat{d}}, \frac{\widehat{I}_{cc}}{\widehat{d}} = \frac{\widehat{V}_{pv}}{R_{cc}\widehat{d}} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

3. 시뮬레이션

본 논문에서 하드웨어는 100W급으로 설계하였다. 표 1은 제안된 비절연형 양방향 탭인덕터 부스트 플라이백 컨버터의 설계된 하드웨어 설계 값이다.

제안된 컨버터의 시뮬레이션은 상태공간 평균화 방법을 사용하여 주파수 분석을 수행하였다. 또한, PSIM을 사용하여 주파수 응답의 결과를 MATLAB과 비교하여 주파수 분석의 타당성을 증명하였다. 우선 전달함수 control-to-input voltage의 보데플롯을 확인하였다. MATLAB시뮬레이션은 그림 9와 같이 나타난다. 또한, PSIM 시뮬레이션은 그림 10과 같다. 두 개의 시뮬레이션이 일치함으로 식 (9)이 정확하다는 것을 증명하였다. 그리고, control-to- I_{bc} 의 보데플롯을 확인하였다. MATLAB시뮬레이션은 그림 11과 같이 나타난다. 또한, PSIM 시뮬레이션은 그림 12와 같다. 두 시뮬레이션 결과가 일치함으로 식 (10)이 정확하다는 것을 보였다.

그림 13(a)는 1차측 스위치 (Q_{p_gate}) 및 2차측 플라이백 (Q_{fb_gate}), 부스트 (Q_{boost_gate}) 게이트 파형이다. 그림(b)는 1차측 스위치 (V_{ds}) 및 2차측 플라이백 (V_{dsfb}), 부스트 스위치 ($V_{dsboost}$)의 드레인-소스 전압 시뮬레이션 파형이다. 그림(c)는 1차측 스위치 (I_{ds}) 및 2차측 플라이백 (I_{dsfb}), 부스트 스위치 ($I_{dsboost}$)의 드레인-소스 전류 시뮬레이션 파형이다.

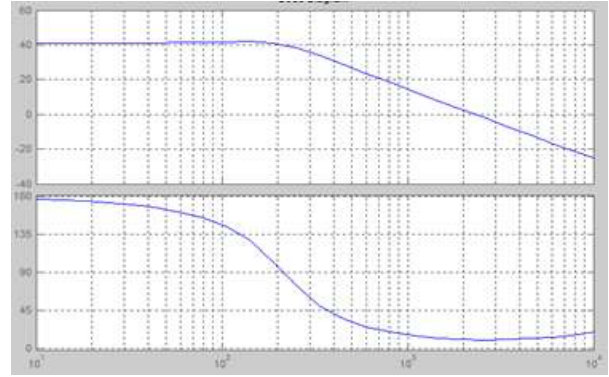


Fig. 9. The transfer function of control-to-input(MATLAB).

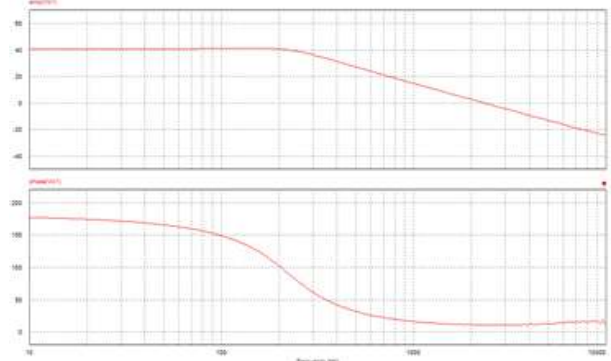


Fig. 10. The transfer function of control-to-input voltage (PSIM).

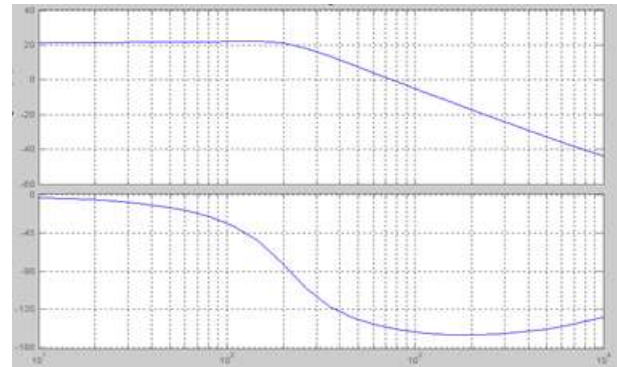


Fig. 11. The transfer function of the control-to- I_{bc} current (MATLAB).

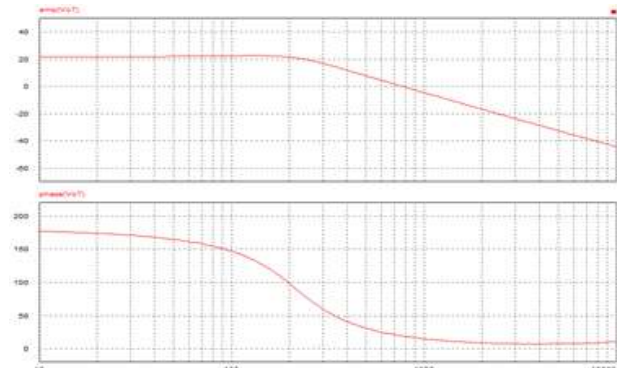
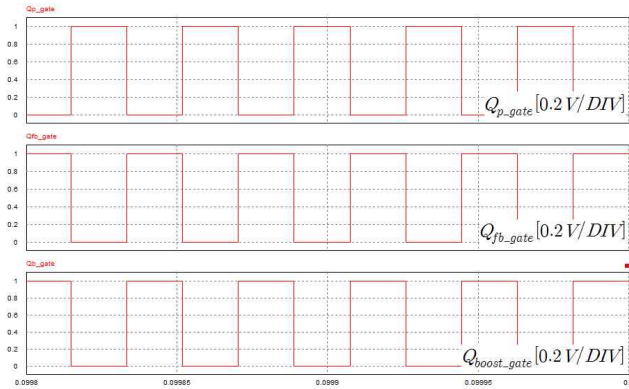
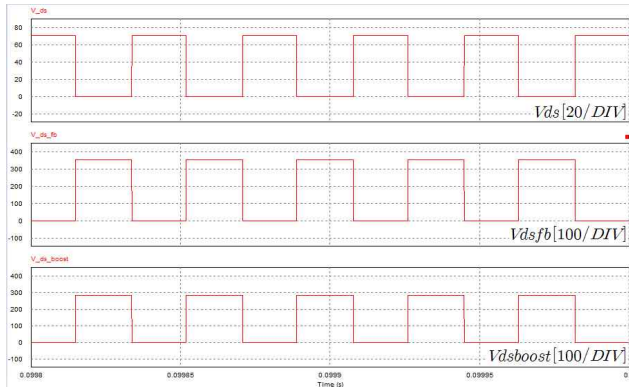


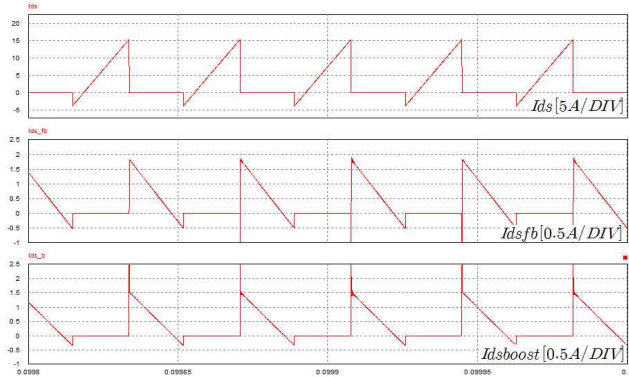
Fig. 12. The transfer function of the control-to- I_{bc} current (PSIM).



(a) Gate voltage (Q_p, Q_{fb}, Q_b)



(b) D-S voltage (Q_p, Q_{fb}, Q_b)



(c) D-S current (Q_p, Q_{fb}, Q_b)

Fig. 13. Gate voltage and drain-source (D-S) voltage and current (Q_p, Q_{fb}, Q_b) of the proposed converter in PSIM simulation.

그림 14는 MPPT제어 시뮬레이션을 통해 PV 전압과 전류의 결과 파형이다. MPPT 제어 방법은 Perturb & observe (P&O) 방법을 적용하여 삼단계로 동작하는 것을 확인할 수 있고, 태양전지의 최대전력점(MPP) 전압은 30V로서, 그림 14의 태양전지 출력전압 V_{pv} 를 통해서 제안된 전력조절기가 MPPT를 정확히 추종함을 확인할 수 있다.

그림 15에서 I_{bc} 전류는 양방향 전력 흐름을 보여준다. 그림 15(a)는 순방향이다. 반대로 그림 15(b)는 역방향을 보여준다.

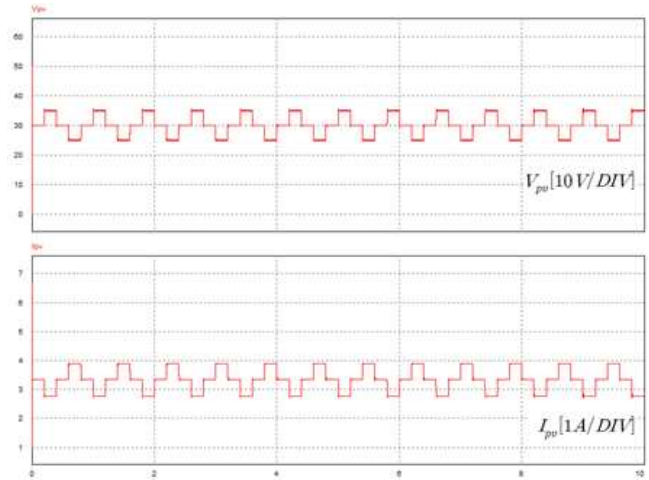
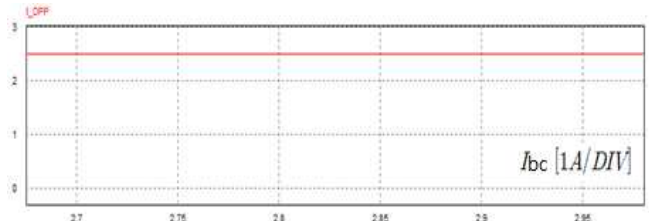
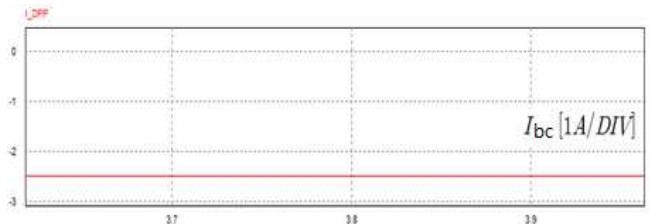


Fig. 14. MPPT control of the proposed converter in PSIM simulation.



(a) Under step-up mode, I_{bc} current in simulation



(b) Under step-down mode, I_{bc} current in simulation

Fig. 15. The I_{bc} current control of the proposed converter in simulation.

4. 결 과

그림 16은 실험결과 1차측 스위치 및 2차측 플라이백, 부스트 스위치의 drain-source 전압 실험측정 파형이다. 1차측 스위치와 2차측 스위치가 반대로 동작함을 실험을 통해 확인 할 수 있다. 그림 17(a)는 제안된 컨버터가 순방향 Mode일 경우 V_{dc} 를 350V로 고정하여 측정된 결과 95%보다 높은 효율임을 보여준다. 그리고 그림 17(b)는 역방향 Mode일 경우 V_{pv} 를 35V로 고정하여 측정된 결과 94%보다 높은 효율임을 보여준다.

그림 18는 MPPT제어 시뮬레이션을 통해 PV 전압과 전류의 결과 파형이다. 최대점 전압은 30V로 동작되며, MPPT가 잘 되는 것을 확인 할 수 있다.

I_{bc} 전류는 그림 19에서 양방향 전력 흐름을 보여준다. 그림 15(a)는 순방향이다. 반대로 그림 15(b)는 역방향을 보여준다.

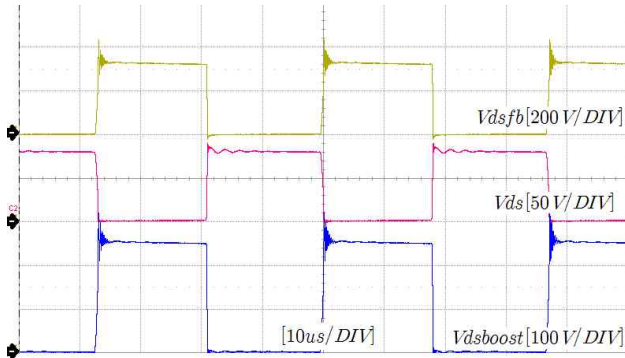
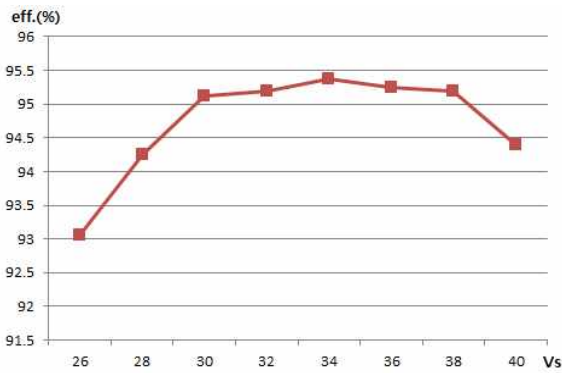
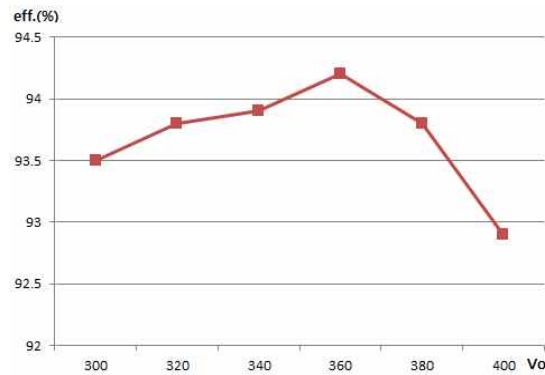


Fig. 16. V_{ds} , V_{dsfb} , $V_{dsboost}$ of the proposed converter in the hardware experiment.



(a) step-up mode ($V_{dc}=350V$)



(b) step-down mode ($V_{pv}=35V$)

Fig. 17. Hardware efficiency of the proposed convert.

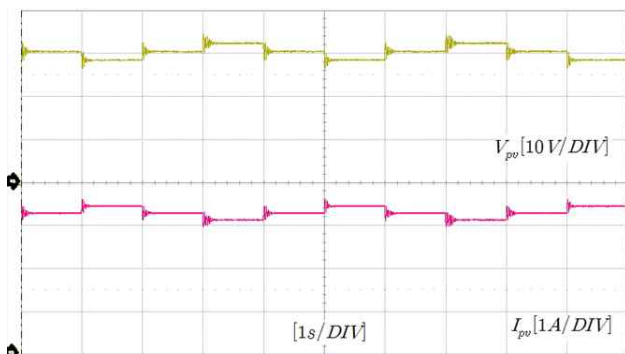
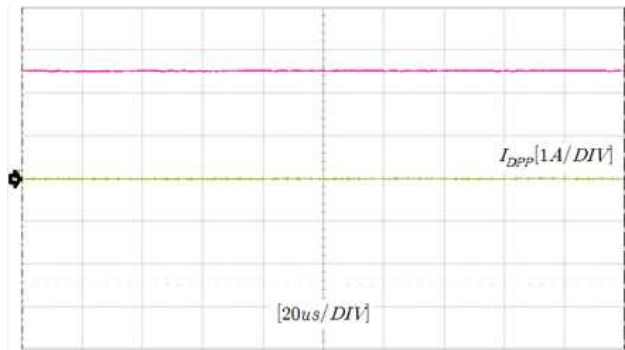
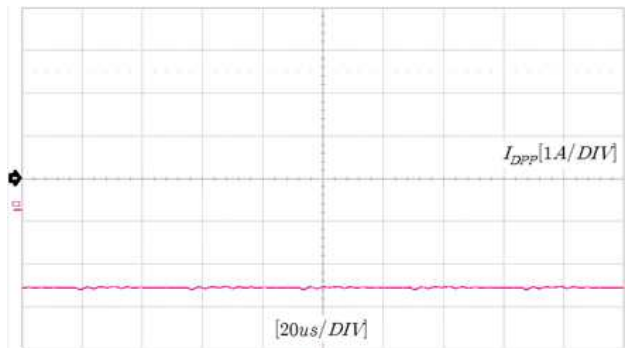


Fig. 18. MPPT control of the proposed converter in the hardware experiment.



(a) Under step-up mode, I_{bc} current in hardware test



(b) Under step-down mode, I_{bc} current in hardware test

Fig. 19. The I_{bc} current control of the proposed converter in hardware experiment.

5. 결 론

본 논문에서 기존의 양방향 컨버터인 부스트 컨버터의 단점인 고 승·강압의 어려움을 해결하기 위한 방안으로 비절연형 양방향 탭인덕터 부스트 플라이백 컨버터를 제안하였다. 시뮬레이션 및 실험을 통해 10배 이상의 승압과 강압이 실현되는 것을 확인하였고, 효율 측정을 통해 95%이상으로 동작함으로써 고효율 양방향 컨버터를 증명하였다. 또한, MPPT를 통해 최대전력점을 잘 추종해 나가는 것을 확인하였다. 전류제어를 통해 전류가 양방향으로 흐르는 것을 확인하여 양방향 DC-DC컨버터를 증명하였다. 향후 고효율 고승강압 양방향 컨버터 연구에 매진하여 양방향구동을 안정화시키는 방안과 효율을 높일 수 있는 방법을 연구하여 실험을 통한 제어분석 및 효율 향상을 하고자한다.

이 논문은 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구 사업지원(NRF-2014R1A1A1003964) 및 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제(No. 20144030200600)임.

References

- [1] P. S. Shenoy, K. A. Kim, B. B. Johnson, and P. T. Krein, "Differential power processing for increased energy production and reliability of photovoltaic systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 6, pp. 2968-2979, Jun. 2013.
- [2] R. B. Panguloori, P. R. Mishra, and S. Kumar, "Power distribution architectures to improve system efficiency of centralized medium scale PV street lighting system," *Solar Energy*, Vol. 97, pp. 405-413, Nov. 2013.
- [3] J. H. Lee, J. H. Park, and J. H. Jeon, "Series-connected forward-flyback converter for high step-up power conversion," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 12, pp. 3629-3261, Dec. 2011.
- [4] D. H. Kim, S. Moon, C. I. Kim, and J. H. Park, "Series-connected isolated-switched-capacitor boost converter," *2012 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, pp. 1343-1346, Jun. 2012.
- [5] F. L. Tofoli and Y. J. A. Alcazar, "Novel nonisolated high-voltage gain DC-DC converters based on 3SSC and VMC," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 9, pp. 3897-3907, Sep. 2012.
- [6] Y. P. Hsieh, J. F. Chen, L. S. Yang, C. Y. Wu, and W. S. Liu, "High-conversion-ratio bidirectional DC-DC converter with coupled inductor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 1, pp. 210-222, Jan. 2014.
- [7] R. Y. Duan, J. D. Lee, "High-efficiency bidirectional DC-DC converter with coupled inductor," *Power Electronics IET*, Vol. 5, pp. 115-123, Jan. 2012.
- [8] N. Vazquez, L. Estrada, C. Hernandez, E. Rodriguez, "The tapped-inductor boost converter," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 538-543, 4-7 June 2007.
- [9] S. J. Park, J. H. Park, and H. J. Jeon. "Influence of the parasitic resistance of the boost converter on the charger/discharger controller design for renewable energy system," *2011 Power Electronics Annual Conference*, pp. 344-345, July 2011.
- [9] S. J. Park, "Controller design of power conditioning systems with energy storage device for renewable energy source under stand-alone operation," *APEC 2012*, pp. 1967-1972, 5-9 Feb. 2012.
- [10] Z. Zhao and J. S. Lai, "Derivation, analysis, and implementation of a boost-buck converter-based high-efficiency PV inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, pp. 1304-1313, Mar. 2012.
- [11] I. Laird, D. D. C. Lu, "High step-up DC/DC topology and MPPT algorithm for use with a thermoelectric generator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, pp. 740-741, July, 2013.
- [12] T. V. Thang, N. M. Thao, D. H. Kim, and J. H. Park,

"Analysis and design of a single-phase flyback microinverter on operation," *Power Electronics and Motion Control Conference(IPEMC)*, Vol. 2, pp. 1229-1234, Jun. 2012.

**김현우(金顯祐)**

1984년 5월 10일생. 2012년 송실대 전기공학부 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전기공과 석사과정.

**전영태(全映泰)**

1988년 4월 1일생. 2014년 송실대 전기공학부 졸업. 2014년~현재 동 대학원 전기공과 석사과정.

**박종후(朴種厚)**

1975년 8월 26일생. 1999년 서울대 공대 전기공학부 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(공학박). 2007년~2009년 서울대 정보기술사업단 박사후 연구원. 2009년~현재 송실대 전기공학부 및 부교수. 2015년~현재 캐나다 브리티시 콜롬비아대 방문교수. 당 학회 JPE 편집위원.

**전희종(田喜鍾)**

1953년 1월 6일생. 1975년 송실대 전기공학과 졸업. 1977년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1977년~1981년 공군사관학교 전자공학과 교수. 1987년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1995년~1996년 Univ. of Victoria CA. 객원교수. 1983년~현재 송실대 전기공학과 교수.