

# 태양광 모듈 통합 전기 자동차용 Phase Shift Full Bridge Converter

황윤경<sup>1</sup>, 남광희<sup>†</sup>

## A PV-Module Integrated Phase Shift Full Bridge Converter for EV

Yun-Kyung Hwang<sup>1</sup> and Kwang-Hee Nam<sup>†</sup>

### Abstract

The phase-shifted, full-bridge (PSFB) DC-DC converter is widely used in electric vehicles (EVs) to charge a low-voltage (12 V) battery from a high-voltage battery. A Photovoltaic (PV) module-integrated PSFB converter is proposed for the EV power conversion system. The converter is useful because solar energy can be utilized to extend the driving range. The buck converter circuit is simply realized by adding one switch to the conventional PSFB converter's secondary side. For the inductor and diode, the existing components in the PSFB converter are shared. The proposed converter can charge a low-voltage battery from the PV module with maximum power point tracking. In addition, the two power sources can be used simultaneously, and efficiency is increased by reducing the circulating current, which is a problem for the conventional PSFB converter.

**Key words:** PSFB (Phase Shift Full Bridge) converter, PV (Photovoltaic) module, EV (Electric Vehicle)

### 1. 서 론

최근 지구 온난화와 화석 연료 고갈로 인해 전기 자동차(EV)의 수요와 이에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 그중에서도 전기자동차의 전력과 최대 주행거리 증가로 인해 전기자동차의 전력변환 시스템의 효율과 전력변환 방식에 관한 연구가 급증하고 있다. 그림 1은 전기자동차의 전력변환 시스템의 구조도이다. 전력변환 시스템은 모터 구동을 위한 고전압 배터리와 인버터 그리고 전기장비의 전력공급을 위한 저전압 배터리와 DC-DC 컨버터로 이루어져 있다. 전기자동차의 최대 주행거리를 높이기 위해서는 인버터 및 모터 효율을 높이는 동력계통 측면과 저전압 배터리의 충전에 있어서 고전압 배터리의 사용량을 줄이거나 컨버터 효율을 높이

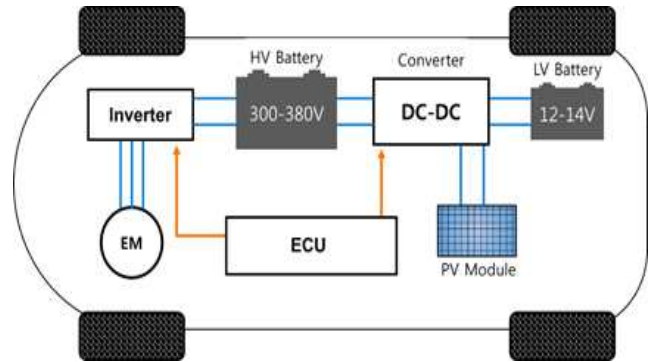


Fig. 1. Electric vehicle power conversion system.

는 측면이 있다. 그중 고전압 배터리의 사용량을 줄이기 위해 그림 1과 같이 태양광 모듈을 전기자동차의 루프탑에 장착하여 추가 전원을 공급하는 방식이 연구되고 있다<sup>[1]</sup>.

전기자동차에 태양광 모듈을 장착하는 방식은 추가적인 DC-DC 컨버터가 필요하지만 본 논문에서는 기존의 Phase-Shifted Full-Bridge(PSFB) DC-DC 컨버터와 PV 모듈 DC-DC 컨버터가 융합된 컨버터를 제안하였다. 두 개의 컨버터를 융합시킴으로써 전력변환 시스템의 부품 개수와 부피를 절감하였고 기존 DC-DC 컨버터의 단점도 보완하여 효율을 증대시켰다.

Paper number: TKPE-2020-25-6-1

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

<sup>†</sup> Corresponding author: kwnam@postech.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Pohang Univ. of Science and Technology  
Tel: +82-54-279-2218 Fax: +82-54-279-5629

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Eng., Pohang Univ. of Science and Technology

Manuscript received Mar. 3, 2020; revised Apr. 6, 2020; accepted May 8, 2020

— 본 논문은 2019년 추계학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2019년 추계학술대회 태양광논문상 수상논문임

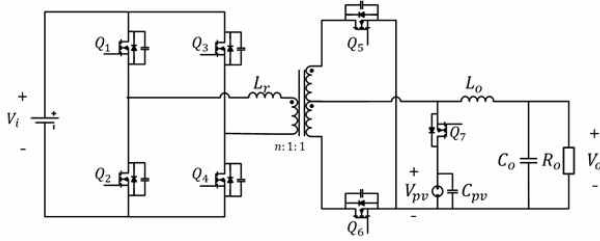


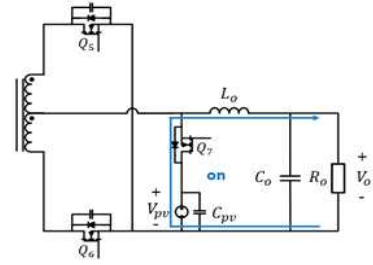
Fig. 2. Proposed PSFB converter.

PSFB 컨버터는 작은 RMS 전류, Zero-Voltage Switching(ZVS) 능력, 용이한 제어알고리즘 등의 장점을 가지고 있어 전기자동차용 DC-DC 컨버터에 주로 사용된다. 그러나 PSFB 컨버터는 몇 가지 단점을 가지고 있다. 첫 번째 단점은 freewheeling 구간에서 1차측에 흐르는 순환전류로 인한 전도 손실 발생이다. 두 번째 단점은 2차측의 정류기에 걸리는 전압 오버슈트이다. 이러한 PSFB 컨버터의 단점을 극복하기 위해 많은 연구들이 진행되었다<sup>[2],[3]</sup>. 그중 몇 가지 연구들은 PSFB 컨버터에 클램핑 회로를 추가하여 순환전류를 제거함으로써 전도 손실의 단점을 보완하였고 효율을 증가시켰다<sup>[4]-[6]</sup>.

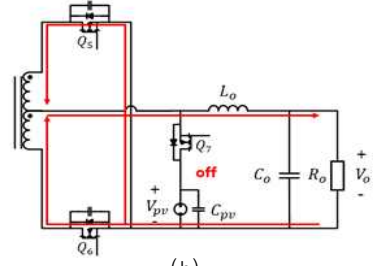
본 논문에서는 기존의 PSFB 컨버터에 태양광 모듈을 통합한 컨버터를 제안한다. 기존 PSFB 컨버터 2차측에 MOSFET과 태양광 모듈을 추가하여 태양광 buck 컨버터를 구성하였다. 2차측의 출력 인덕터는 buck 컨버터의 인덕터 역할을 하고 PSFB 컨버터의 2차측 정류기는 buck 컨버터의 정류다이오드 역할을 한다. 제안하는 컨버터는 고전압 배터리뿐만 아니라 PV 모듈을 이용하여 저전압 배터리를 충전할 수 있다. 먼저 PV 모듈에서 저전압 배터리로 전력을 공급하고 출력부하에 따라 부족한 전력은 고전압 배터리에서 공급한다. 그렇기에 전기자동차의 고전압 배터리 사용량을 줄일 수 있고 PSFB 컨버터의 2차측 소자들을 공유하므로 부품 수를 절감할 수 있다. 또한 제안한 컨버터에서 추가된 회로는 active clamping circuit 역할을 하여 기존 PSFB의 단점인 순환전류를 제거하여 효율을 증대시킬 수 있다.

## 2. 제안한 컨버터 동작원리

그림 2는 본 논문에서 제안한 PSFB 컨버터의 회로를 나타낸다. 기존의 PSFB 회로에서 추가된 PV 회로는 소자를 FET, capacitor, PV module로 최소화하였다. PV 모듈 전압은  $V_{PV}$ 로 간단하게 나타내었고 capacitor를 PV 모듈에 병렬로 구성하였다. 기존의 PSFB 컨버터의 동작원리는 잘 알려져 있기 때문에 본 논문에서는 생략하였다<sup>[2],[3]</sup>.  $Q_7$ 은 PV 회로에서 buck 컨버터 스위치로 사용되며 PSFB 컨버터 메인회로의 freewheeling 구간에만 동작한다. 2차측 스위치  $Q_5$ 와  $Q_6$ 는 동기 정류를 위해 동작하므로 스위칭 다이어그램은 생략하였다. 제안한



(a)



(b)

Fig. 3. PV buck operation. (a) when  $Q_7$  is on, (b) when  $Q_7$  is off.

컨버터의 동작모드는 스위칭 방식에 따라  $Q_1-Q_4$ 와  $Q_7$ 을 동시에 스위칭하는 동시동작모드와  $Q_7$ 만을 스위칭하여 PV 모듈을 통해 전력을 공급하는 PV 단독 동작모드 두 가지로 나눌 수 있다. 동작모드는 배터리 전압과 차량의 주행상황, 태양광 모듈 전력상황에 따라 결정된다.

### 2.1 PV Buck 회로의 단독 동작

그림 3은 PV 단독 동작 시 PSFB 컨버터 2차측의 전류흐름을 나타낸다. 동작원리는 buck 컨버터의 동작원리와 동일하고  $Q_7$ 의 듀티비  $D_7$ 에 따라 전달되는 전력량이 결정된다. 여기서 특이한 점은 인덕터 방전 시 전류경로가 이분되어 트랜스 2차 권선을 통해 흐른다는 것이다. 이때 전류방향이 서로 반대이기 때문에 트랜스는 자화되지 않는다.

### 2.2 PSFB와 PV Buck 회로의 동시 동작

그림 4는 PSFB와 PV Buck 회로가 동시 동작할 때 PSFB 컨버터의 파형을 보여준다. 1차측 스위치들은 기존의 PSFB 컨버터의 스위칭 시퀀스와 동일하게  $D_1 T_{sw}/2$ 의 위상차로 동작하며 2차측 스위치들은 바디 다이오드가 도통되는 구간에서 동기정류한다. 제안한 PSFB 컨버터의 동시 동작모드는 기존의 PSFB 컨버터와 다르게 freewheeling 구간에서  $Q_7$ 이 켜져 있기 때문에 1차측 인덕터 전압  $V_{Lr}$ 은  $-nV_{PV}$ 이고 1차측 인덕터 전류  $i_{Lr}$ 은  $-nV_{PV}/L_r$ 의 기울기로 자화 전류  $i_{Lm}$ 과 같아질 때까지 감소한다. 출력 인덕터 전압은  $V_{PV}-V_O$ 이고 출력 인덕터 전류는  $(V_{PV}-V_O)/L_O$ 의 기울기로 증가한다.  $Q_7$ 이  $D_1 T_{sw}/2$  동안 켜지므로 PSFB의 입력인 고전압 배터리와 PV 모듈에서 동시에 출력으로 전력을 공급한다.

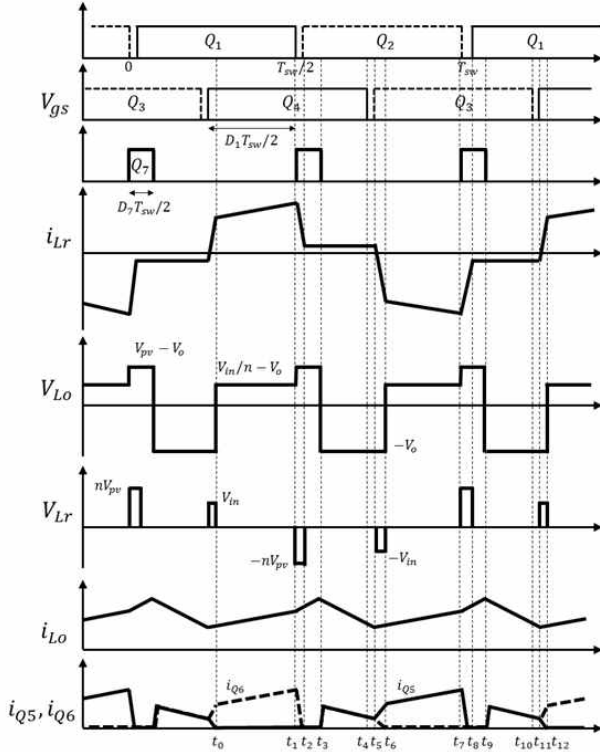


Fig. 4. Proposed PSFB converter waveforms.

그림 5는 동시동작모드의 각 구간별 전류흐름을 나타내었다. 제안한 PSFB 컨버터의 전류흐름구성은 스위칭 시퀀스에 따라 12가지 구간으로 나누어지지만 중복을 고려하여 6가지 구간만을 설명하였다.

**Mode 1 ( $t_0-t_1$ ):** 이 모드는  $Q_5, Q_6$ 를 통해 흐르는 전류간의 commutation이 끝나면 시작된다. 1차측 전류는  $Q_1, Q_4$ 를 통해 흐르고 변압기 1차측 전압은  $V_{\in}$ 이다. 2차측 출력 인덕터 전압  $V_{Lo}$ 는  $V_{\in}/n - V_o$ 이고 출력 인덕터 전류  $i_{Lo}$ 는  $(V_{\in}/n - V_o)/L_o$ 의 기울기로 증가한다.

**Mode 2 ( $t_1-t_2$ ):** 이 모드는  $Q_1$ 이 꺼지고  $Q_7$ 이 켜지면 시작된다. 이 구간 동안  $Q_1$ 의 기생 커패시터가 충전되고  $Q_2$ 의 기생 커패시터가 방전되어  $Q_2$ 의 ZVS 조건이 충족된다.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_1) - \frac{n V_{pv}}{L_r}(t) \quad (1)$$

$$i_{Lo}(t) = i_{Lo}(t_1) + \frac{V_{pv} - V_o}{L_o}(t) \quad (2)$$

**Mode 3 ( $t_2-t_3$ ):** 이 모드는 1차측 인덕터 전류가 자화 전류와 같아질 때 시작된다. 이때  $Q_5, Q_6$ 를 통해 흐르는 전류는 0이고 변압기의 전압은 0이다. 출력 인덕터 전압은  $V_{pv} - V_o$ 이고 출력 인덕터 전류는  $(V_{pv} - V_o)/L_o$ 의 기울기로 증가한다.

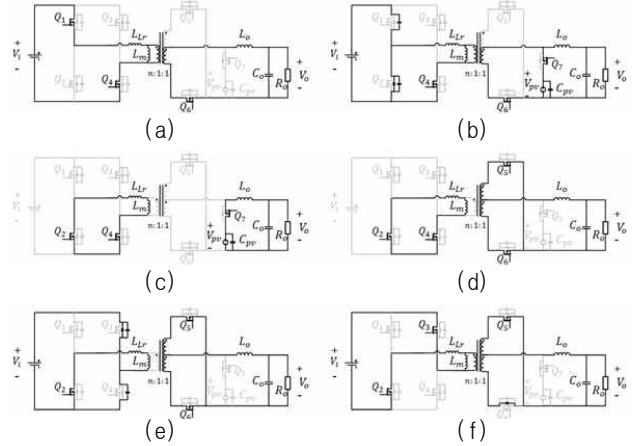


Fig. 5. Proposed PSFB converter current path. (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3, (d) Mode 4, (e) Mode 5, (f) Mode 6.

**Mode 4 ( $t_3-t_4$ ):** 이 모드는  $Q_7$ 이 꺼지고 출력 인덕터 전압이  $-V_o$ 가 되면 시작된다. 출력 인덕터 전류는  $-V_o/L_o$ 의 기울기로 감소한다. 이때 2차측 전류는  $Q_5$ 와  $Q_6$ 를 통해 동일하게 흐르기 때문에 1차측으로 전달되는 전류는 0이다.

$$i_{Lo}(t) = i_{Lo}(t_3) - \frac{V_o}{L_o}(t) \quad (3)$$

**Mode 5 ( $t_4-t_5$ ):** 이 모드는  $Q_1$ 가 꺼지면 시작된다. 이 구간 동안의 전류는 0에 가깝기 때문에  $Q_3$ 의 ZVS 조건을 충족할 수 없지만 ZCS 조건은 충족한다.

**Mode 6 ( $t_5-t_6$ ):** 이 모드는  $Q_3$ 가 켜지면 시작된다. 이때 1차측 인덕터의 전압은  $-V_{\in}$ 이고 1차측 인덕터 전류는  $-V_{\in}/L_r$ 의 기울기로 감소한다.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_5) - \frac{V_{\in}}{L_r}(t) \quad (4)$$

### 3. 제안한 컨버터 분석

#### 3.1 전압 관계식

그림 6은 동시동작 시 출력 인덕터의 전류파형을 나타낸다. 정상상태에서의 컨버터 입출력 전압비는 출력 인덕터의 voltage-sec balance 원리에 의해 결정된다. 출력 인덕터의 voltage-sec balance 방정식은 다음과 같다.

$$(V_{\in}/n - V_o)D_1 + (V_{pv} - V_o)D_7 - V_o(1 - D_1 - D_7) = 0 \quad (5)$$

식 (5)를  $V_o$ 에 대하여 정리하면

$$V_o = \frac{V_{\in}}{n} D_1 + V_{pv} D_7 \quad (6)$$

PV 모듈 전압은  $C_{pv}$ 의 값이 충분히 크기 때문에 정상

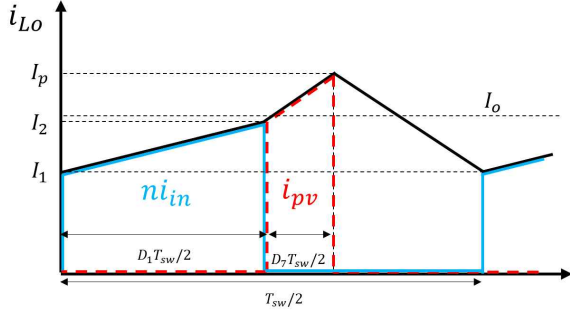


Fig. 6. Input, PV module, and output inductor current.

상태에서 정전압으로 가정하였고  $V_{PV}$ 는  $V_{\infty}/n$ 과  $V_o$  보다 크기 때문에  $Q_7$ 의 off 구간에서  $Q_7$ 의 바디 다이오드를 통해  $V_{PV}$ 로 충전전류는 흐르지 않는다고 가정하였다.

PV 모듈 전압  $V_{PV}$ 는 출력 부하와 각 듀티에 따라 변화하기 때문에 PV 모듈의 전류 모델링을 통해 구할 수 있다. 다음의 식과 같이  $V_{PV}$ 는 PV 모듈 전류  $I_{PV}$ 에 의해 정해진다.

$$I_{PV} = I_{ph} - I_t \left( \exp\left(\frac{qV_{PV}}{mkT}\right) - 1 \right) \quad (7)$$

$$V_{PV} = \frac{mkT}{q} \ln\left(\frac{I_{ph} - I_{PV}}{I_t} + 1\right) \quad (8)$$

$I_{ph}$ 는 photocurrent,  $I_t$ 는 saturation current,  $m$ 은 recombination factor,  $q$ 는 전자의 전하량,  $k$ 는 Boltzmann 상수,  $T$ 는 p-n junction 온도를 나타낸다.

그림 6의  $i_{L_o}$ ,  $i_{\infty}$ ,  $i_{pv}$ 는 출력 인덕터 전류  $I_{L_o}$ , 입력 전류  $I_{\infty}$ , PV 모듈 전류  $I_{PV}$ 의 순시전류를 나타낸다.  $V_{PV}$ 를 정하는  $I_{PV}$ 는 컨버터의 파라미터와 출력 부하 그리고 듀티비를 통해 정해지기 때문에  $I_o$ 와  $I_{PV}$ 의 관계식을 그림 6의 순시전류 파형을 통해 다음과 같이 정의하였다.

$$I_2 = I_1 + \frac{\left(\frac{V_{\infty}}{n} - V_o\right) D_1 T_s}{2L_o} \quad (9)$$

$$I_p = I_1 + \frac{\left(\frac{V_{\infty}}{n} - V_o\right) D_1 T_s}{L_o} + \frac{\left(V_{PV} - V_o\right) D_2 T_s}{2L_o} \quad (10)$$

$$I_o = I_1 + \frac{T_s}{4L_o} \left[ \left(\frac{V_{\infty}}{n} - V_o\right) D_1 + \left(V_{PV} - V_o\right) D_2 \right] + \left(\frac{V_{\infty}}{n} - V_{PV}\right) D_1 D_2 \quad (11)$$

$$I_{PV} = I_o D_2 - \frac{T_s}{4L_o} \left[ \left(\frac{V_{\infty}}{n} - V_o\right) D_1 D_2 - \left(\frac{V_{\infty}}{n} - V_{PV}\right) D_1 D_2^2 \right] \quad (12)$$

$V_{PV}$ 는 식 (7)과 식 (12)를 연립하여 구할 수 있고 각 듀

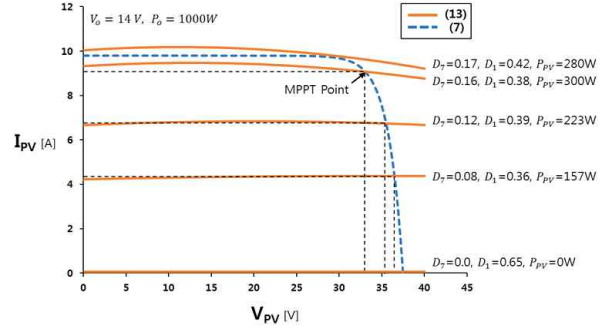


Fig. 7. PV module I-V curve for duty ratio.

티비에 따른 프로파일을 제시하기 위해 식 (6)과 식 (12)를 이용하여 다음과 같이 정리하였다.

$$I_{PV} = I_o D_2 - \frac{T_s}{4L_o} \left[ \left(V_{PV} + \frac{n}{V_{\infty}} V_{PV}^2\right) D_2^3 + \left(\frac{n V_o V_{PV}}{V_{\infty}} - V_{PV} - V_o\right) D_2^2 + \left(V_o - \frac{n V_o^2}{V_{\infty}}\right) D_2 \right] \quad (13)$$

그림 7은  $1kW$  부하에서 PV 모듈의 I-V 곡선을 나타낸다. 출력 전압  $V_o$ 는  $14V$ , 태양광 세기는  $1000W/m^2$ 로 가정하였고  $D_2$ 에 따른 식 (13)의 그래프를 제시하였다.  $1kW$  출력과  $1000W/m^2$  태양광 세기의 조건에서  $D_2$ 의 최대값은  $0.17$ 이고 출력 부하와 태양광 세기에 따라 최대값은 변한다.  $D_2$ 가  $0.16$ 일 때 PV 모듈 전력이 최대가 되고 최대값은  $300W$ 이다.  $D_2$ 가  $0$ 이 되면 PV 모듈에서 공급되는 전력은  $0W$ 가 되고  $D_1$ 에 의해서만 출력이 정해진다.

### 3.2 손실 분석

그림 8은 기존 PSFB 컨버터의 1차측 인덕터 전류와 변압기의 1차측 전압 파형을 보여준다. 기존의 PSFB 컨버터의 freewheeling 구간에서는 순환전류가 존재하고 변압기의 1차측에 걸리는 전압이  $0V$ 이기 때문에 2차측으로 전달되는 전력은  $0W$ 이다. 따라서 이 구간에서는 전력전달 없이 전도손실만 발생한다.

그림 8의 1차측 전류 피크와 평균전류를 통해 freewheeling 구간의 rms 전류를 구하였고 rms 전류와 MOSFET의 온저항  $R_{DS}$ 를 통해 freewheeling 구간의 전도손실의 식을 구하였다.

$$i_1 = \frac{1}{n} \left( I_o - \frac{\left(\frac{V_{\infty}}{n} - V_o\right) D_{eff} T_s}{4L_o} \right) \quad (14)$$

$$i_p = \frac{1}{n} \left( I_o + \frac{\left(V_{PV} - V_o\right) D_{eff} T_s}{4L_o} \right) \quad (15)$$

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \left( i_p - \frac{V_o}{nL_o} t^2 \right)^2 dt} \quad (16)$$

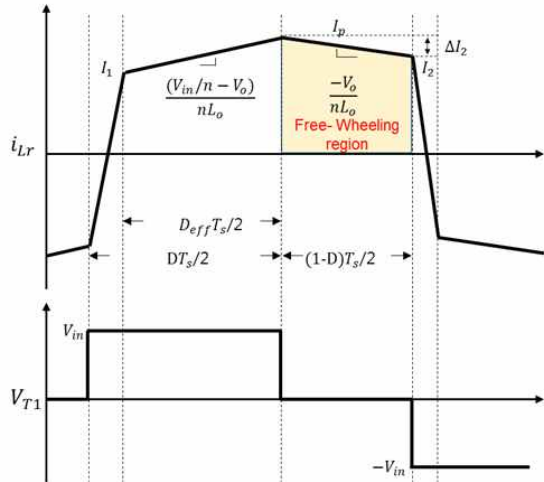


Fig. 8. Primary transformer voltage and inductor current of conventional PSFB converter.

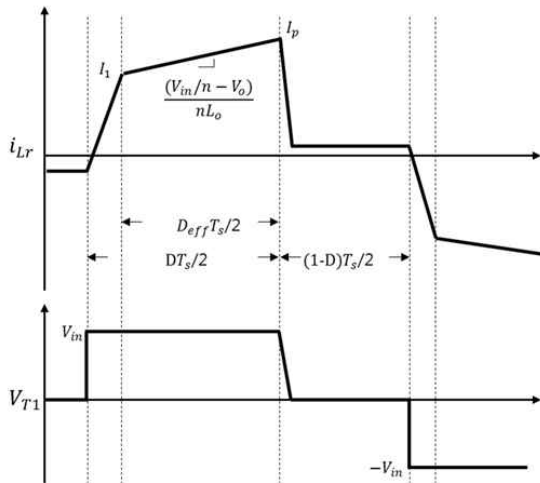


Fig. 9. Primary transformer voltage and inductor current of proposed PSFB converter

$$P_{cir\ loss} = \frac{4}{T_s} \left( \frac{i_p^2 (1-D) T_s}{2} - \frac{i_p V_o (1-D)^2 T_s^2}{4nL_o} + \frac{V_o^2 (1-D)^3 T_s^3}{3n^2 L_o^2} \right) \quad (17)$$

제안한 PSFB 컨버터는 freewheeling 구간에서  $Q_7$ 을 동작시킴으로써 PV 모듈을 통해 추가적인 전력을 공급하는 것 이외에 앞서 설명한 순환전류를 제거하여 기존의 PSFB 컨버터의 단점을 보완하였다.

그림 9에서 보듯이 freewheeling 구간에서  $D_7$  동안 1차측 인덕터 전류는 자화전류와 같을 때까지 감소되고 이로 인해 순환전류로 인한 전도손실을 줄일 수 있다.

### 3.3 제어

그림 10은 제안한 PSFB 컨버터의 전압 제어 블록다이어그램을 나타낸다. 부하 전력에서 PV 모듈 전력을 뺀 양을 입력측에서 공급하기 때문에  $D_1$ 이 태양강도에

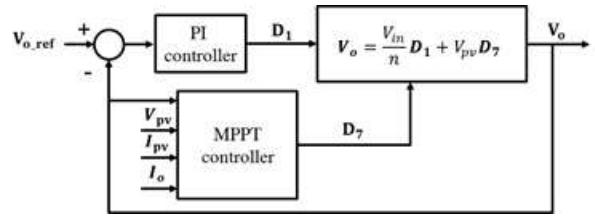


Fig. 10. The proposed PSFB converter control block.

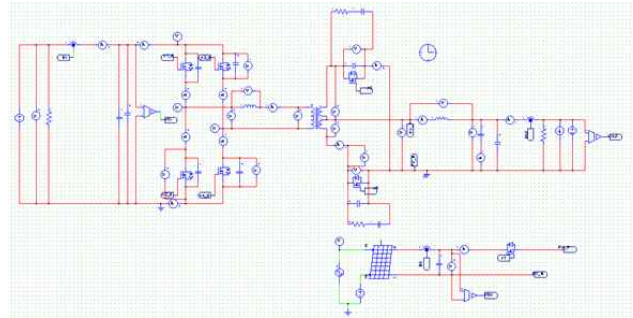


Fig. 11. Proposed PSFB converter PSIM model.

따라 먼저 정해지고  $D_1$ 이 전압 방정식에 따라 출력 전압을 제어하기 위해 정해진다. 제어기는 PI 제어기로 구성하였고 출력 전압의 오차를 입력으로 받아  $D_1$ 을 출력한다.

## 4. 결 과

### 4.1 Simulation results

제안한 PSFB 컨버터를 확인하기 위해 300V의 입력전압과 14V의 출력전압으로 시뮬레이션을 진행하였다. 시뮬레이션은 PSIM으로 진행하였고 그림 11에서 PSIM 시뮬레이션 모델을 제시하였다. 1차측 풀브리지 MOSFET의 스위칭 주파수는 100kHz이고 PV측 MOSFET의 스위칭 주파수는 200kHz이다.

그림 12는 PV 단독동작 시 출력 인덕터 전류 및 전압의 파형을 보여준다.

$Q_7$ 의 듀티비는 약 0.5이고 스위칭 시퀀스에 따른 출력 인덕터 전류의 변화는 그림 12에 나타나 있다.  $Q_7$ 의 듀티비는 MPPT에 의해 결정되고 태양 강도의 step 변화에 따른 과도응답 파형은 그림 13에 나타나 있다.

태양 강도는 1000W/m<sup>2</sup>에서 500W/m<sup>2</sup>로 변화를 주었고 이에 따라 PV 모듈의 전압은 31.4V에서 31.1V로 감소하였다. 1000W/m<sup>2</sup>에서의 최대 전력인 300W에서 500W/m<sup>2</sup>의 최대 전력 150W로 최대 전력이 유지되는 것을 확인할 수 있다.

그림 14는 동시동작모드에서의 1차측 인덕터 전류, 출력 인덕터 전압 및 전류파형을 보여준다. 그림 14에서 볼 수 있듯이  $Q_7$ 이 켜진 후 1차측 인덕터 전류는 자화전류와 같아질 때까지 감소하였고 이에 따라 순환전류가 제거되었다.

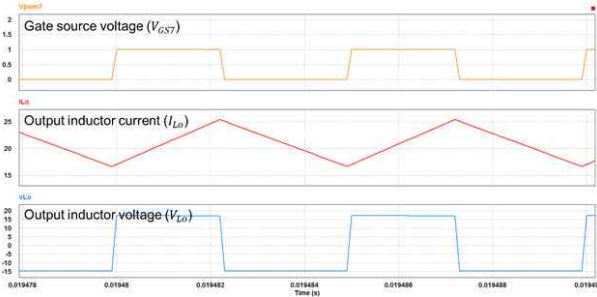


Fig. 12. PV mode simulation waveforms in steady state.

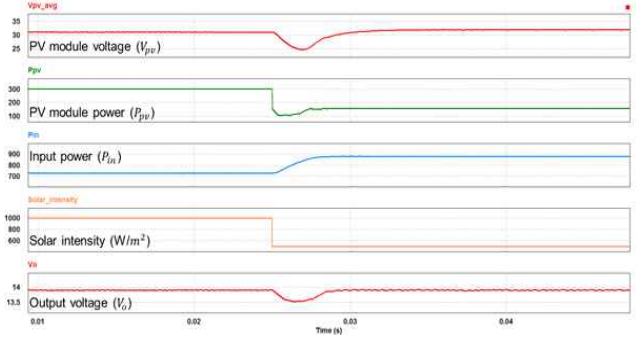


Fig. 15. Buck mode simulation waveforms in transition period.

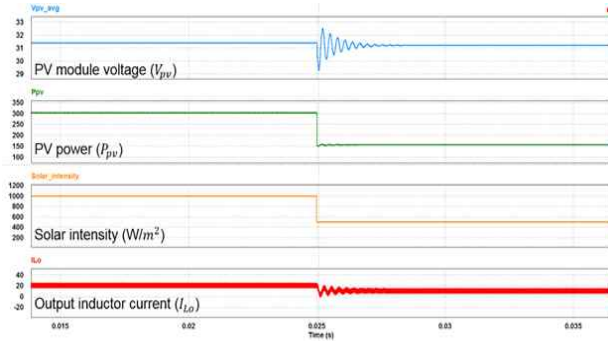


Fig. 13. PV mode simulation waveforms in transition period.

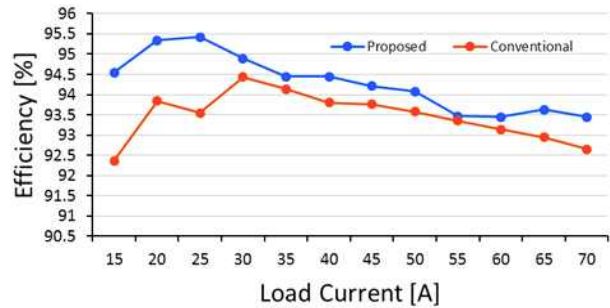


Fig. 16. Simulation efficiency of the proposed converter.

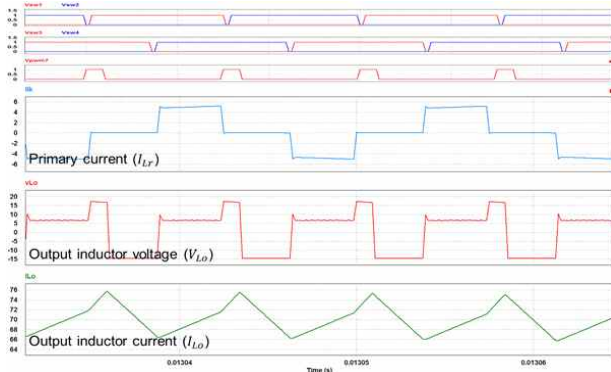


Fig. 14. Buck mode simulation waveforms in steady state.

또한 이 구간에서 출력 인덕터 전류는 증가하고 PV 모듈에서 출력으로 전력이 전달되는 것을 확인할 수 있다. 동시동작 모드에서도 태양강도의 step 변화에 따른 과도응답을 관찰하였다. 그림 15는 태양강도가 1000 W/m<sup>2</sup>에서 500W/m<sup>2</sup>로 변화할 때 PV 모듈은 최대 전력을 내고 PV 모듈 전력이 감소함에 따라 입력 전력이 730W에서 880W로 증가한 것을 볼 수 있다. 또한 출력 전압제어에 의해 태양강도의 변화에도 14V 전압을 유지하는 것을 확인할 수 있다. 동시동작 시 simulation에서 부하전류를 증가시키면서 입력 전력 및 PV 모듈 전력을 측정하였고 효율을 기존의 PSFB 컨버터와 비교하여 그림 16에 나타내었다.

최고 효율은 25A의 부하전류에서 95.5%, 약 2%가 증가하였으며, 측정된 전 부하 구간에서 0.84%가 증가하였다.

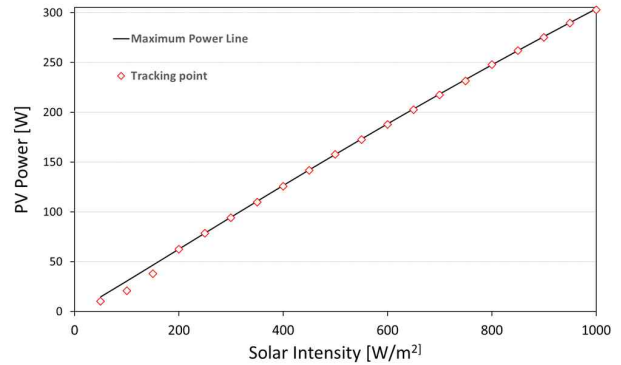


Fig. 17. MPPT Simulation efficiency of the proposed converter.

그림 17은 태양강도에 따른 MPPT 효율을 나타낸다. 시뮬레이션은 1kW 부하에서 Buck mode로 출력전압 제어와 동시에 MPPT를 동작하였고 PSIM의 Solar module의 태양강도를 50W/m<sup>2</sup>에서 1000W/m<sup>2</sup>까지 증가시키며 tracking 효율을 측정하였다. 전 태양강도 구간에서의 최저 효율은 50W/m<sup>2</sup>에서의 69.8%이고 최고 효율은 800W/m<sup>2</sup>에서의 99.96%이다.

### 4.2 Experimental results

실험 파라미터 및 사양은 표 1에 요약되어있다. 실험은 PV 모듈 대신 DC 전원 공급장치를 사용하여 진행하였으며 마이크로 컨트롤러에 특정 듀티비를 입력하여 Q<sub>7</sub>을 작동시켰다.

TABLE I  
EXPERIMENTAL PARAMETERS

Parameters	Values	Quantity
Input voltage ( $V_{in}$ )	300 V	-
Output voltage reference ( $V_{o\_ref}$ )	14 V	-
Transformer turns ratio (n)	14:01:01	-
Primary leakage inductance ( $L_r$ )	3.5 $\mu$ H	-
Output inductance ( $L_o$ )	4.5 $\mu$ H	-
Primary MOSFETs	STW50N65DM2AG	4
Secondary MOSFETs	1XFN360N10T	2
PV module auxiliary MOSFET	STW50N65DM2AG	1
PV module voltage ( $V_{pv}$ )	30 V	-

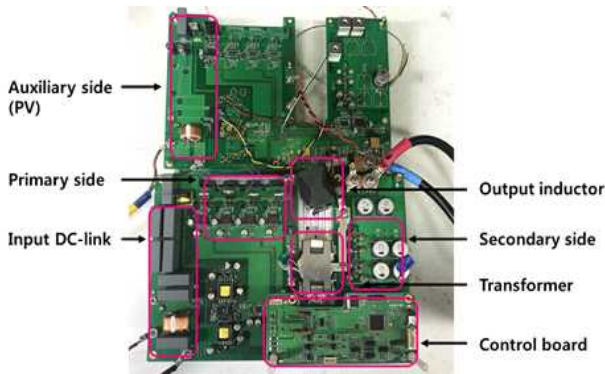


Fig. 18. Experiment setup.

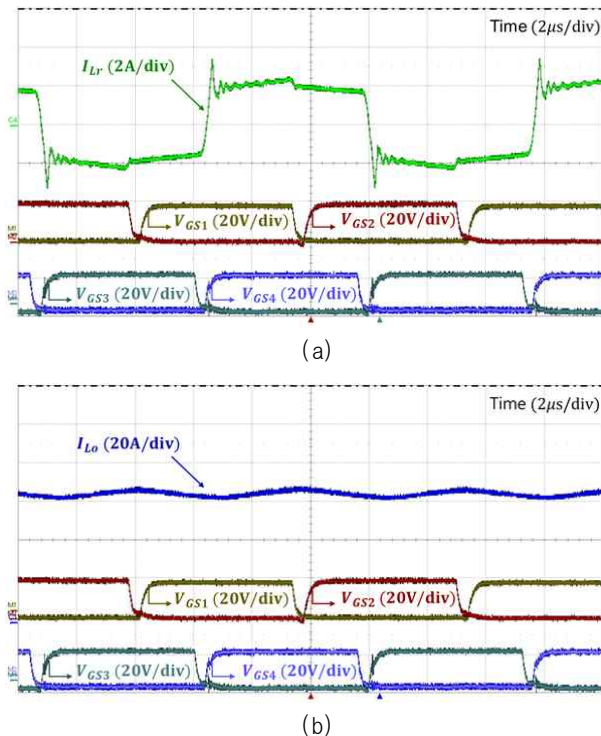


Fig. 19. Conventional PSFB converter waveforms. (a) Primary inductor current, (b) Output inductor current.

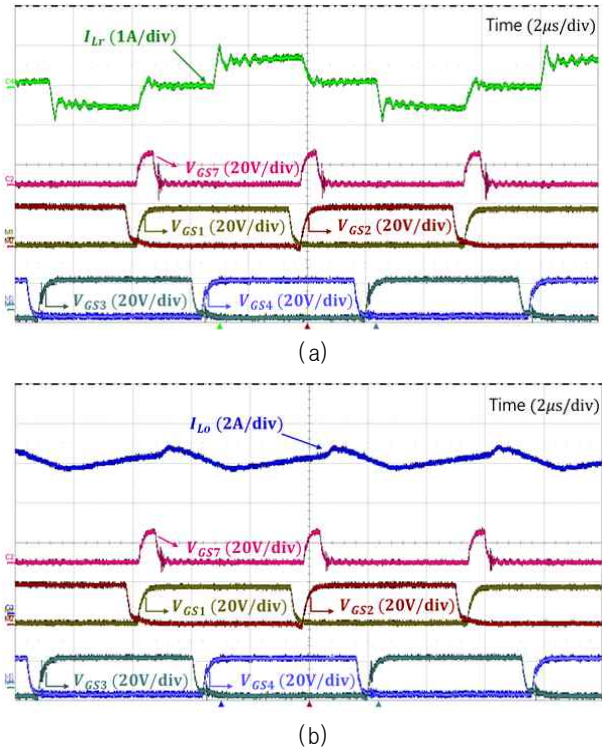


Fig. 20. Proposed converter waveforms in buck mode. (a) Primary inductor current, (b) Output inductor current.

그림 18은 제안한 PSFB 컨버터의 프로토타입 실험 세트를 보여준다.

그림 19는 기존 PSFB 컨버터의 파형을 보여준다. 그림 19(a)는 1차측 인덕터 전류와 풀브리지 MOSFET의 게이트 소스 전압파형을 나타내고 (b)는 출력 인덕터 전류파형을 나타낸다. 그림 19(a)를 통해 freewheeling 구간에서 순환전류가 흐르는 것을 확인할 수 있다.

그림 20은 제안한 PSFB 컨버터의 Buck mode 파형을 보여준다. 그림 20의 (a)에서 볼 수 있듯이 1차측 인덕터 전류가  $Q_1$ 이 켜져있는 동안 감소하여 순환전류가 제거되었고 이 구간 동안 출력 인덕터 전류가 증가하는 것을 (b)에서 확인할 수 있다. 그림 20(b)에서  $Q_1$ 이 꺼진 후 전류가 증가하는 것처럼 보이는데 이는 5MHz 대역폭의 전류센서를 사용한 다른 전류 파형들과 달리 150kHz 대역폭의 전류센서를 사용했기 때문에 약간의 지연현상이 발생하였다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 1차측의 고전압 배터리 사용량을 줄이기 위해 PV 모듈 통합 PSFB 컨버터를 제안하였다. 기존의 PSFB 컨버터의 동작 구간에서 freewheeling 구간 동안 PV 모듈에 연결된 MOSFET  $Q_7$ 을 동작시킴으로써 PSFB 컨버터의 입력인 고전압 배터리와 PV 모듈에서 동시에 전력이 공급된다. 부하에 필요한 전력은 먼저 PV 모듈에서 공급되고 부족한 전력은 고전압 배터리에서

공급된다. 또한 출력 인덕터의 voltage-sec balance 방정식과 PV 모듈의 전류모델링을 통해 부하에 따른 전압 관계식 및 전력 관계를 제시하였고 PV 모듈 전력을 최대화하는 듀티비 구성을 구하였다. 제안하는 컨버터는 부가적으로 freewheeling 구간에서  $Q_7$ 을 작동시킴으로써 PSFB 컨버터의 단점인 순환전류를 제거하여 전도손실을 줄일 수 있고 효율을 증가시킨다.

## References

- [1] X. Lin, Y. Wang, M. Pedram, J. Kim, and N. Chang “Event-driven and sensorless photovoltaic system reconfiguration for electric vehicles,” in *IEEE Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition*, 2015.
- [2] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho, “Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter,” in *Proc. IEEE APEC'90*, pp. 275-284, 1990.
- [3] R. Redl, N. O. Sokal, and L. Balogh, “A novel soft-switching full-bridge DC/DC converter: Analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kW, 100kHz,” *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 6, pp. 408-418, 1991.
- [4] J. K. Han and G. W. Moon, “High-efficiency phase-shifted full-bridge converter with a new coupled inductor rectifier,” in *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 34, pp. 8468-8480, 2019.
- [5] H. Wang, Y. Chen, P. Fang, Y. F. Liu, J. Afsharian, and Z. Yang, “An LLC converter family with auxiliary switch for hold-up mode operation,” in *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 32, pp.4291-4306, 2017.
- [6] J. W. Baek, J. G. Cho, D. W. Yoo, G. H. Rim, and H. G. Kim, “An improved zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter with secondary active clamp,” in *Proc. IEEE PESC'98*, pp. 948-954, 1998.



### 황윤경(黃潤慶)

1992년 3월 20일생. 2018년 경북대 에너지공학부 졸업. 2018년~현재 포항공과대 전자전기공학과 석사과정.



### 남광희(南光熙)

1956년 9월 26일생. 1980년 서울대 화학공학과 졸업. 1982년 서울대 제어 및 계측공학과 및 수학과 졸업(석사). 1986년 the University of Texas at Austin 전기공학과 졸업(공학박). 1998년~2000년 포항공과대 정보통신연구소 소장. 1998년~현재 포항공과대 전자전기공학과 교수. 당 학회 명예회장.