

# 다수의 Photovoltaic Submodule용 컨버터를 통합한 DPP 컨버터

임지훈<sup>1</sup>, 이동인<sup>1</sup>, 현예지<sup>1</sup>, 최재혁<sup>2</sup>, 윤한신<sup>†</sup>

## A Novel DPP Converter Integrating Converters for Multiple Photovoltaic Submodules

Ji-Hoon Lim<sup>1</sup>, Dong-In Lee<sup>1</sup>, Ye-Ji Hyeon<sup>1</sup>, Jae-Hyuk Choi<sup>2</sup>, and Han-Shin Youn<sup>†</sup>

### Abstract

Recently, photovoltaic (PV) systems have been gradually applied in eco-friendly vehicle applications to improve fuel economy. The relevant market is expected to continue to grow because the installation of large-capacity PV systems to other eco-friendly vehicles, such as electric buses and trains, is being considered. However, in a PV system, power imbalance between submodules and low power generation efficiency occur due to factors such as cell aging, contamination, and shading. To resolve this problem, various differential power processing (DPP) converters have been researched and developed. However, conventional DPP converters suffer from large volume and low efficiency. Therefore, to apply DPP converters to eco-friendly vehicles, increasing efficiency and reducing volume and price compared with existing DPP converters is necessary. In this paper, a novel DPP converter with an integrated transformer is proposed and analyzed. The proposed DPP converter uses a single magnetic component by integrating transformers and secondary sides of conventional DPP converters. Therefore, the proposed DPP converter shows high power density and high efficiency, and it is suitable for PV systems in eco-friendly vehicle applications.

**Key words:** DPP (Differential Power Processing), MPP (Maximum Power Point), PV (Photovoltaic)

### 1. 서 론

최근 쏘나타 HEV를 시작으로 양산 차량에 Photovoltaic(PV) 시스템을 적용하여, 환경차의 연비 향상을 도모하고 있으며<sup>[1]</sup>, 전기버스 등에 대용량 PV 적용이 검토되고 있어 관련 시장이 점차 증가하고 있다. 이들 PV 시스템은 높은 전압과 충분한 전력을 발전하기 위해 PV 모듈이 직렬로 연결된다. 하지만 직렬연결된 PV

의 경우 부분적인 음영, 오염 등으로 인해 전체 시스템의 출력이 각 모듈의 제일 작은 전류로 제한되어 발전 효율이 급격히 저하되며<sup>[2]</sup>, 핫 스팟 문제 또한 발생하게 된다<sup>[3]</sup>.

PV 시스템의 발전효율 저하와 핫 스팟 문제를 개선하기 위해 DC Optimizer<sup>[4]</sup> 및 Cascaded<sup>[5]</sup> 컨버터와 같은 다양한 컨버터들이 도입되어 왔다. 하지만 이 컨버터들은 시스템의 정격 전력을 모두 처리하여야 하므로 컨버터들의 부피가 크고 손실 또한 크게 발생하는 문제가 있다<sup>[6]</sup>. 이러한 부피 및 손실 문제를 해결하기 위해 submodule 간의 발전 전력 및 전류 차이를 보상하여 전력 불평형을 해결하는 Differential Power Processing (DPP) 컨버터들이 제시되었다<sup>[7-11]</sup>. DPP 컨버터는 PV-Bus, PV-PV 및 PV-IP와 같은 다양한 아키텍처가 존재하며, PV-PV 컨버터 토폴로지의 경우 일반적으로 bidirectional Buck-Boost converter를 사용하고, PV-IP와 PV-Bus 컨버터 토폴로지의 경우 bidirectional Flyback converter를 사용한다.

Paper number: TKPE-2022-27-1-1

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

<sup>†</sup> Corresponding author: hsyoun@inu.ac.kr, Dept. of Electronic Engineering, Incheon National University, Korea  
Tel: +82-63-270-2409 Fax: +82-63-270-2394

<sup>1</sup> Dept. of Electronic Engineering, Incheon National University, Korea

<sup>2</sup> Advanced Electrification Engineering Design Team, Hyundai Motor Company, Korea

Manuscript received Sep. 20, 2021; revised Oct. 5, 2021; accepted Oct. 8, 2021

— 본 논문은 2021년 전력전자학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2021년 전력전자학술대회 태양광논문상 수상논문임

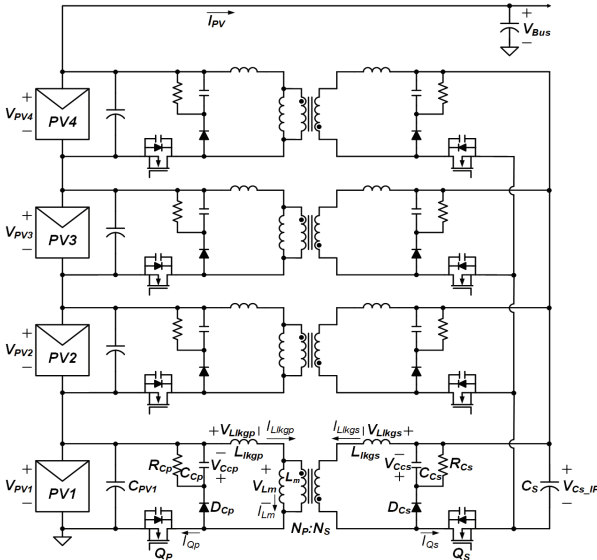


Fig. 1. Conventional flyback differential power processing converter circuit diagram.

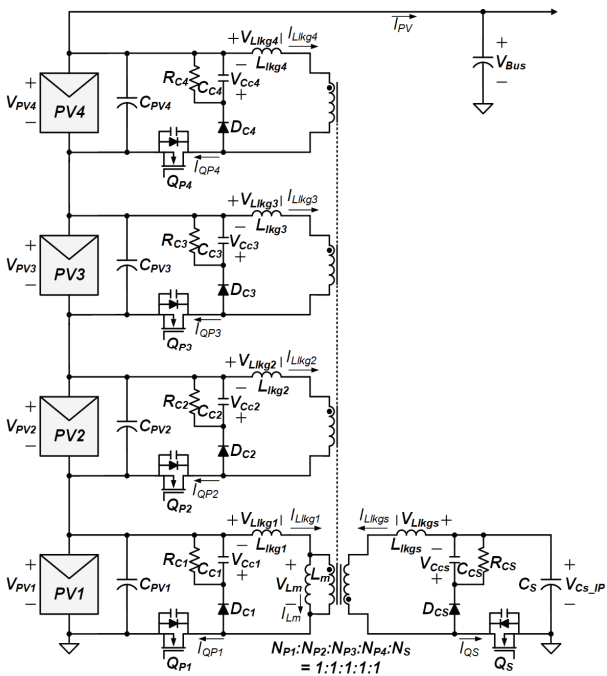


Fig. 2. Circuit configuration of the proposed differential power processing converter.

PV-IP 아키텍처에서 DPP 컨버터는 PV 모듈과 IP 사이에 연결하며, submodule에 대한 Maximum Power Point(MPP) 달성이 가능하다<sup>[12]</sup>. 그림 1은 PV-IP 아키텍처에 bidirectional Flyback DPP 컨버터를 적용한 기존 회로를 나타낸다. 기존의 DPP 컨버터의 submodule의 개수를  $N$ 으로 가정하면  $N$ 개의 변압기,  $N$ 개의 1차측 및 2차측 스위치, 각각의 스위치를 위한  $2N$ 개의 구동회로가 필요하며, 이로 인해 많은 소자를 사용하게 되어 가격경쟁력이 낮아지고 부피가 커지게 된다. 더욱이, 변압기에 에너지를 저장하고 이를 전달하기 때문에 자화

전류의 오프셋이 존재하게 되어 변압기의 부피가 더욱 증가한다. 결과적으로 기존의 bidirectional Flyback DPP 컨버터는 적은 부피와 높은 가격경쟁력을 요구하는 환경차에 적용하기가 어렵다. 이러한 문제를 해결하기 위해, 본 논문에서는 그림 2과 같은 PV-IP 아키텍처 DPP 컨버터를 제안한다.

제안 DPP 컨버터는 변압기 및 2차측 스위치를 통합하여 고전력밀도를 달성하였고, 소자를 절감하여 가격경쟁력을 향상시켰을 뿐만 아니라 도통 손실 및 스위칭 손실을 저감하여 효율을 향상시킬 수 있었다. 또한 1차측 스위치를 동일 게이트 신호로 구동하여 불평형 보상이 가능하므로 제어 또한 간소화시킬 수 있었다. 따라서 제안 DPP 컨버터의 경우 고전력밀도 및 저가격을 요구하는 환경차에 적용이 가능하며, 본 DPP 컨버터로 전력 발전량 최적화를 성취할 수 있을 것이라 예상된다. 더욱이, 대용량 PV 시스템이 적용 가능한 버스 및 철도 등에 확대 적용 시 그 효과를 극대화할 수 있으며, 배터리 Cell balancing 회로에 적용 등 응용 분야 확대가 가능한 매우 유망한 컨버터이다<sup>[13]</sup>.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2절에는 제안 DPP 컨버터에 대한 특징과 동작 원리를 설명하였으며, 3절에는 제안 DPP 컨버터의 설계 방안을 제시하였다. 4절에는 프로토타입의 실험 결과를 제공 후 결론을 통해 본 컨버터의 유효성을 검증할 예정이다.

## 2. 제안 DPP 컨버터

### 2.1 제안 DPP 컨버터 컨셉

제안 DPP 컨버터의 경우 기존 4개의 변압기와 2차측 회로를 1차측 멀티 와인딩 변압기로 통합하였으며, 소자 수 절감에 의한 부피 저감으로 고전력밀도와 저가격을 달성하였다. 또한 1차측 스위치를 동일하게 제어하여 다수의 스위치 제어에 용이하다. 변압기의 누설 인덕터는 에너지를 저장 및 전달하므로 자화 인덕터는 에너지를 저장하지 않고 전력 전달의 역할만을 수행한다. 따라서 변압기의 자화 전류 오프셋이 제거되므로 4개의 변압기를 통합하였음에도 불구하고 적은 부피의 변압기를 가진다. 더욱이 모든 스위치가 Zero Voltage Switching(ZVS) 턴온이 가능하여 스위칭 손실 저감이 가능하다. 결과적으로, 제안 DPP 컨버터는 적은 부피와 낮은 가격을 가질 뿐만 아니라 효율 또한 높아 제한된 공간과 높은 가격경쟁력을 요구하는 환경차 시스템에 매우 적합하다.

### 2.2 제안 DPP 컨버터의 동작 원리

그림 3, 4는 제안된 컨버터의 주요 동작 파형과 동작 모드를 나타낸다. 제안된 DPP 컨버터의 동작 분석의 편의를 위해 2직렬 모델로 구성하였으며, 6개의 동작 모드로 나눠 분석을 진행하였다.

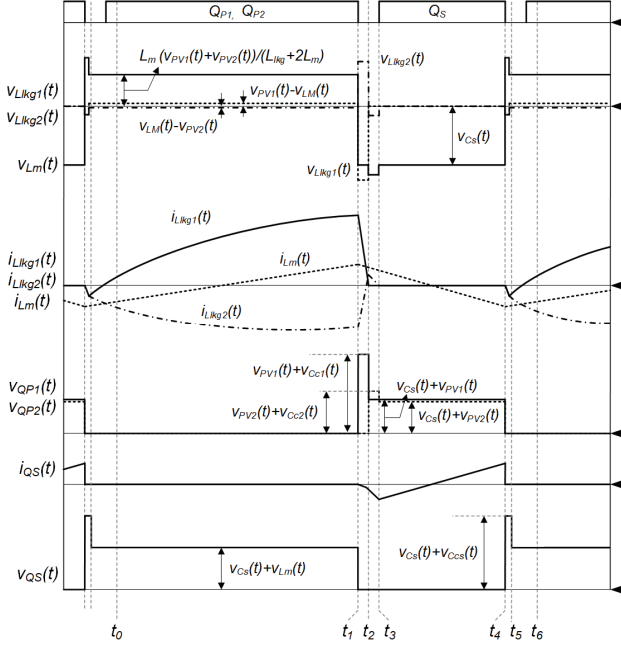


Fig. 3. Operational key waveforms of the DPP.

분석의 용이성을 위해 다음과 같은 가정을 한다.

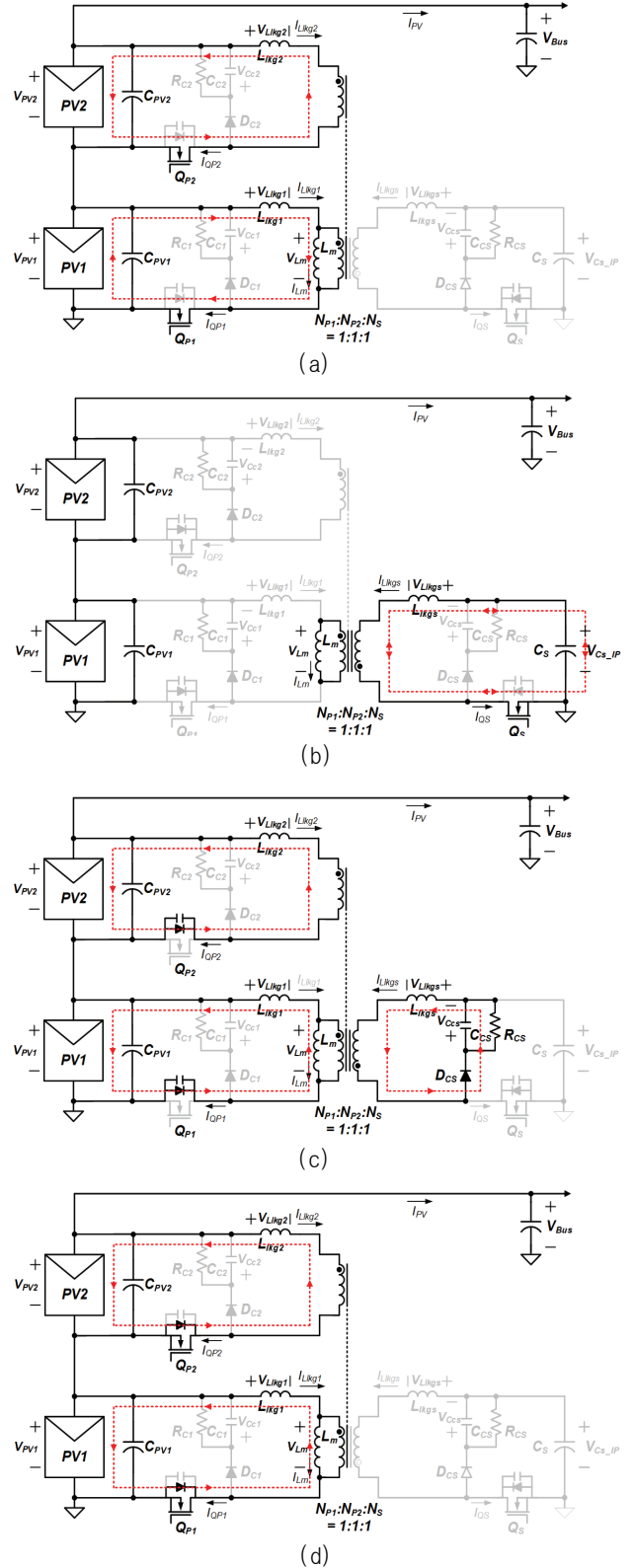
- 1) PV1 submodule의 발전량( $P_{PV1}$ )은 PV2 submodule의 발전량( $P_{PV2}$ ) 보다 크다( $P_{PV1} > P_{PV2}$ ).
- 2) 통합 변압기의 모든 누설 인덕턴스는 동일하다 ( $L_{lkg1} = L_{lkg2} = L_{lkgS}$ ).
- 3) 2차측 IP포트의 전압( $V_{CS\_IP}$ )은 충분히 크며, 전압원으로 가정한다.
- 4) 모든 변압기 권선의 턴수는 동일하다( $N_{P1}:N_{P2}:N_S = 1:1:1$ ).

그림 3과 그림 4에서 확인할 수 있듯이, 1차측 스위치  $Q_{P1}$ 과  $Q_{P2}$ 는 동시에 턴온, 턴오프 되며, 스위치  $Q_S$ 는  $Q_{P1}$ ,  $Q_{P2}$ 와 상보적으로 동작을 한다. 그림 3의 동작 과정은 누설 인덕터 전압  $v_{Llkg1}(t)$ ,  $v_{Llkg2}(t)$ , 자화 인덕터 전압  $v_{Lm}(t)$ , 누설 인덕터 전류  $i_{Llkg1}(t)$ ,  $i_{Llkg2}(t)$ , 자화 인덕터 전류  $i_{Lm}(t)$ , 1차측 스위치 전압  $v_{QP1}(t)$ ,  $v_{QP2}(t)$ , 2차측 스위치 전류  $i_{QS}(t)$ , 그리고 2차측 스위치 전압  $v_{QS}(t)$ 를 나타내었으며, 그림 4의 회로는 입출력 커패시터  $C_{PV1}$ ,  $C_{PV2}$ ,  $C_S$ , 누설 인덕터  $L_{lkg1}$ ,  $L_{lkg2}$ ,  $L_{lkgS}$ , 스너버 저항  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$ ,  $R_{CS}$ , 스너버 커패시터  $C_{C1}$ ,  $C_{C2}$ ,  $C_{CS}$ , 스너버 다이오드  $D_{C1}$ ,  $D_{C2}$ ,  $D_{CS}$  자화 인덕터  $L_m$ , 그리고 1:1:1 변압기로 구성되어 있다.

**Mode 1 [ $t_0 - t_1$ ]:**  $Q_{P1}$ ,  $Q_{P2}$  스위치 모두 턴온을 유지한 상태이며, PV1 submodule의 발전량이 PV2 submodule의 발전량보다 크기에 PV1 전압( $v_{PV1}(t)$ )은 PV2 전압( $v_{PV2}(t)$ )보다 크다. 따라서  $L_m$  전압( $v_{Lm}(t)$ )은  $v_{PV1}(t)$ 과  $v_{PV2}(t)$  사이의 값이 인가되며, 결과적으로  $L_{lkg1}$ 과  $L_{lkg2}$ 에 인가되는 전압은 다음 식 (1), (2)와 같다.

$$v_{Llkg1}(t) = v_{PV1}(t) - v_{Lm}(t) \quad (1)$$

$$v_{Llkg2}(t) = v_{PV2}(t) - v_{Lm}(t) \quad (2)$$


 Fig. 4. operational mode of the DPP. (a) Mode 1 ( $t_0 - t_1$ ), (b) Mode 2 ( $t_3 - t_4$ ), (c) Mode 3 ( $t_4 - t_5$ ), (d) Mode 4 ( $t_5 - t_6$ ).

식 (1), (2)에 의해  $i_{L_{lkgl}}(t)$ 은 증가하며,  $i_{L_{lkg2}}(t)$ 는 감소하게 된다.  $i_{L_{lkg2}}(t)$ 의 경우 변압기 권선  $N_{P1}$ 과  $N_{P2}$ 가 같으므로 식 (3)로 나타낼 수 있으며, 식 (3)를 통해 PV1 submodule의 전류가 PV2 submodule로 유입되는 것을 알 수 있다.  $v_{Lm}(t)$ 은 식 (1), (2) 및 (3)을 통해 구할 수 있으며, 식 (4)로 나타낼 수 있다.

$$i_{L_{lkg2}}(t) = i_{Lm}(t) - i_{L_{lkg1}}(t) \quad (3)$$

$$v_{Lm}(t) = \frac{L_m \times (v_{PV1}(t) + v_{PV2}(t))}{L_{lkg1} + 2L_m} \quad (4)$$

**Mode 2 ( $t_3 - t_4$ ):**  $t_1 - t_3$ 에서 2차측 바디 다이오드가 도통했으므로 Zero Voltage Switching(ZVS) 턴온하게 된다.  $L_m$ 의 경우  $-V_{Cs\_IP} \cdot N_{P1}/N_S$ 가 인가되기 때문에 자화 전류  $i_{Lm}(t)$ 은 그림 3처럼 양의 값에서 음의 값으로 감소하게 되며, 동시에 2차측 충전전이 발생하게 되어 변압기 리셋을 하게 된다. 자화 전류의 경우 2차측 전류 평균값이 0이 되기 때문에 오프셋이 없는 것을 알 수 있다.

**Mode 3 ( $t_4 - t_5$ ):**  $Q_S$  스위치는 턴오프 상태이며, 누설 인덕턴스  $L_{lkgS}$ 에 저장된 에너지가 RCD 스너버를 통해 방전하게 된다. 이때 누설 인덕터 전류가 1차측으로 투영되어 1차측과 2차측에 commutation이 발생하게 된다.

**Mode 4 ( $t_5 - t_6$ ):** 1차측과 2차측 commutation이 끝난 후 시작하며,  $L_{lkg1}$ 과  $L_{lkg2}$ 에 인가되는 전압은 식 (1), (2)와 같기 때문에  $i_{L_{lkg1}}(t)$ 은 증가하며,  $i_{L_{lkg2}}(t)$ 는 감소하게 된다. 또한  $i_{L_{lkg1}}(t)$ ,  $i_{L_{lkg2}}(t)$ 가 스위치 바디 다이오드로 도통하고 있으므로 Mode1이 시작되면 ZVS 턴온을 하게 된다.

### 3. 제안 DPP 컨버터 설계 방안

#### 3.1 Bus 전압 및 IP 포트 전압

제안 DPP 컨버터의 경우 그림 2처럼 4개의 PV submodule을 직렬연결했으므로 Bus 전압을 식 (5)로 나타낼 수 있다. IP 포트 전압의 경우 Flyback 컨버터의 입출력 관계식과 같으므로 식 (6)로 나타낼 수 있다.

$$V_{Bus} \approx 4 \times V_{PV,module} \quad (5)$$

$$V_{Cs\_IP} \approx \frac{nD}{1-D} V_{PV,module} \quad (6)$$

#### 3.2 제안 DPP 컨버터의 1차측 전류

1차측 전류의 경우 스위치 전류와 같으므로 스위치 턴오프 손실 및 RCD 스너버 손실과 비례 관계에 있다. 그림 5는 2개의 PV submodule을 직렬로 연결했을 때 1차측 스위치 턴온 상태의 등가회로이며, 자화 인덕턴스가

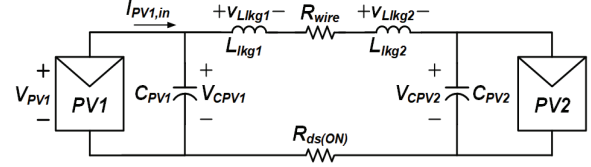


Fig. 5. Equivalent circuit in primary side switch on state.

누설 인덕턴스에 비해 매우 크기 때문에 자화 인덕터를 무시하였다. 또한 누설 인덕턴스가 매우 작아 도선 저항 ( $R_{wire}$ )와 스위치 온저항 ( $R_{ds(on)}$ )을 고려하여 그림 5에 간단히 나타내었다.  $v_{CPV1}(t)$ 의 경우 그림 5의 등가회로를 통해 구할 수 있으며, 식 (7)에 나타내었다. 식 (7)에서  $R_{eq}$ 는  $R_{wire}$ ,  $R_{ds(on)}$ 의 등가 저항,  $L_{eq}$ 는  $L_{lkg1}$ ,  $L_{lkg2}$ 의 등가 누설 인덕턴스,  $C_{eq}$ 는  $C_{PV1}$ ,  $C_{PV2}$ 의 등가 커패시턴스이다.

$$v_{CPV1}(t) = V_{CPV1(0)} + \frac{C_{eq}}{C_{PV1}} \times \left[ (V_{CPV1(0)} - V_{CPV2(0)}) \times \left( \frac{e^{-\frac{\omega}{2Q}t} \sin(\omega\beta t + \theta)}{\beta} - 1 \right) + (L_{lkg2} I_{L_{lkg2}(0)} - L_{lkg1} I_{L_{lkg1}(0)}) \times \left( \frac{\omega}{\beta} e^{-\frac{\omega}{2Q}t} \sin(\omega\beta t) \right) \right] \quad (7)$$

여기서  $\omega = 1/\sqrt{L_{eq}C_{eq}}$ ,  $Q = \sqrt{L_{eq}}/(R_{eq}\sqrt{C_{eq}})$ ,  $\beta = \sqrt{1-1/(4Q^2)}$ ,  $\theta = \cos^{-1}(1/(2Q))$ 이며,  $v_{CPV1}(0)$ ,  $v_{CPV2}(0)$ ,  $i_{L_{lkg1}}(0)$ ,  $i_{L_{lkg2}}(0)$ 는 초기값을 의미한다.  $i_{L_{lkg1}}(t)$ 의 경우 식 (8)로 구할 수 있으며,  $I_{PV1,in}$ 은 그림 5에 나타나 있다.

$$i_{L_{lkg1}}(t) = -C_{PV1} \frac{dV_{CPV1}(t)}{dt} + I_{PV1,in} \quad (8)$$

누설 인덕터 전류는 입력단 커패시터 전압의 미소 변동에 영향을 받으므로 누설 인덕터에 인가되는 전압의 크기가 변화되어 공진 파형이 보이게 된다. 또한 등가 저항에 인가되는 전압에 의해 누설 인덕터에 작은 전압이 인가되어 누설 인덕터 전류가 Quasi-공진을 하게 된다. 이를 통해 입력 커패시턴스를 감소하여 스위치 턴오프 전류를 감소시킬 수 있으며, 스너버 손실 최적화가 가능하여 DPP 손실 저감이 가능하다.

#### 3.3 제안 DPP 컨버터의 스위칭 손실, RCD 스너버 손실

DPP 컨버터의 1차측 및 2차측 실효값 전류는 표 1에 나타내었으며, 주요 사양은 표 3과 4에 나타내었다. 기존의 Flyback DPP 컨버터 및 제안 DPP 컨버터의 손실은 그림 6에 나타내었다.

제안 DPP 컨버터는 2차측을 통합하여 스위치 개수를 줄였고, 2장에서 그림 3, 4처럼 전체 스위치가 ZVS 턴온을 하므로 손실이 저감된다. 그림 6은 손실 분석도표이며, 손실 분석을 통해 기존의 Flyback DPP 컨버터

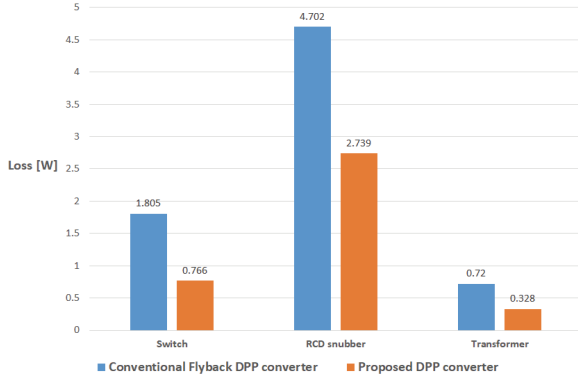


Fig. 6. Loss analysis and comparison between proposed DPP and conventional flyback.

TABLE I  
RMS CURRENT OF PRIMARY AND SECONDARY SIDE OF DPP CONVERTER

Parameter	Conventional Flyback DPP Converter
$I_{P,rms\_PV1}$	7.78 [A]
$I_{P,rms\_PV2-4}$	2.73 [A]
$I_{S,rms\_PV1}$	5.51 [A]
$I_{S,rms\_PV2-4}$	1.93 [A]
Parameter	Proposed DPP Converter
$I_{P,rms\_PV1}$	8.49 [A]
$I_{P,rms\_PV2-4}$	2.7 [A]
$I_{S,rms}$	1.03 [A]

보다 전체 스위칭 손실이 작다는 것을 알 수 있다. 스위치 손실은 아래의 식 (9) - (12)을 통해 구할 수 있다.

$$P_{Q(on)} = 0.5 V_{DS} \times I_{DS(min)} \times t_{on} \times f_s + V_{DS} \times f_s \times (I_{DS(min)} \times t_{rr} + Q_{rr}) \quad (9)$$

$$P_{Q(off)} = 0.5 V_{DS} \times I_{DS(max)} \times t_{off} \times f_s \quad (10)$$

$$P_{Q,cos} = 0.5 C_{oss} \times V_{DS}^2 \times f_s \quad (11)$$

$$P_{Q,cond} = R_{ds(on)} \times I_{rms}^2 \quad (12)$$

기존의 Flyback DPP 컨버터의 경우 다수의 권선으로 인해 누설 인덕턴스가 제안 DPP 컨버터보다 크며, RCD 스너버의 수가 많이 때문에 RCD 스너버 손실이 커지게 된다. 제안 DPP 컨버터의 RCD 스너버 손실은 스위치 턴오프 전류인 누설 인덕터 전류와 관련이 있다. 누설 인덕터 전류의 경우 입력 커패시터의 크기를 조절하여 줄일 수 있으며, 이를 통해 RCD 스너버 손실 및 스위치 턴오프 손실 저감이 가능해진다. PV1 submodule의 누설 인덕터 전류의 경우 식 (8)을 이용하여 구할 수 있다.

TABLE II  
TRANSFORMER AP

Parameter	Conventional Flyback DPP Converter
$A_P$	13736 [mm <sup>4</sup> ]
Total $A_P$	54944 [mm <sup>4</sup> ]
Parameter	Proposed DPP Converter
$A_P$	24085.6 [mm <sup>4</sup> ]

### 3.4 변압기 설계 및 손실

기존 Flyback DPP 컨버터의 변압기와 제안 DPP 컨버터의 변압기 Area Product( $A_P$ ) 값은 표 2에 나타내었으며, 손실은 그림 6에 나타내었다. 기존의 Flyback DPP 컨버터의 경우 변압기에 에너지를 저장하고 이를 전달하기 때문에 자화 전류 오프셋이 발생하게 되며, 변압기 권선수 또한 증가하게 된다. 결과적으로 변압기의 부피가 클 뿐만 아니라 다수의 변압기 사용으로 인해 DPP 컨버터의 부피가 증가하게 된다. 반면에, 제안 DPP 컨버터는 변압기 자화 인덕터에 에너지를 저장하지 않고 누설 인덕터를 통해 에너지를 저장 및 전달하므로 변압기의 오프셋 전류를 제거하여 권선수 저감이 가능하다. 결과적으로 제안된 통합 변압기는 다권선 변압기를 적용해도 기존 대비 큰 부피 저감이 가능하므로 변압기 부피의 약 44%를 저감할 수 있었다. 제안 DPP 컨버터의 변압기  $A_P$ 는 변압기 Core window area( $A_w$ )에 1차측 멀티 와인딩 수( $N_{mw}$ )를 고려하여 식 (13)로 나타낼 수 있다.

$$A_P = A_c \times A_w = \frac{L_m I_{Lm,peak}}{N_p B_m} \times \frac{N_{mw} \times I_{P,rms} N_p + I_{S,rms} N_s}{K_u J} \quad (13)$$

기존의 Flyback DPP 컨버터는 변압기 코어를 4개 사용하므로 4배의 코어 손실과 winding 손실이 발생하게 된다. 제안 DPP 컨버터는 1차측 멀티 와인딩 변압기로 1개의 변압기를 사용하므로 1개의 변압기 손실만 발생하게 된다. 변압기 winding 손실은 식 (14)을 통해 구할 수 있으며, 실효값 전류는 표 1에 나타내었다. 결과적으로 그림 6처럼 제안된 DPP 컨버터의 변압기 손실은 기존의 Flyback DPP 컨버터의 변압기 손실보다 저감이 가능하다.

$$P_{winding} = R_{pri} I_{P,rms}^2 + R_{sec} I_{S,rms}^2 \quad (14)$$

제안 DPP 컨버터의 경우 시비율에 따라 코어 손실과 winding 손실이 달라지게 된다. 코어 손실의 경우  $\Delta B$ , 스위칭 주파수, 코어 재질에 의해 결정되며, 이중  $\Delta B$ 는 식 (15)로 구할 수 있다. 자화 인덕턴스( $L_m$ )의 경우 식 (16)을 통해 시비율과 비례하는 것을 알 수 있으며, 자화 전류 리플이 같다면 식 (15)와 (16)을 통해 시비율이

크면  $\Delta B$ 가 증가하여 코어 손실이 커지게 되는 것을 알 수 있다. 반면에 winding 손실의 경우 전류 실효값의 제곱에 비례하므로 전류의 실효값이 증가하면 winding 손실이 증가하게 된다. PV1 submodule의 전류 실효값 ( $I_{Lkq1}$ )은 commutation시간을 무시하고 도출하면 식 (17)로 나타낼 수 있으며,  $N$ 은 submodule의 개수를 의미한다. 식 (17)을 통해 시비율이 감소하면 전류의 실효값이 커지는 것을 알 수 있으므로 코어 손실과 winding 손실을 고려하여 제안 DPP 컨버터의 시비율을 0.5 근처에서 동작하도록 설계하였다.

$$A_e = \frac{L_m I_{Lm,peak}}{N_p B_m} = \frac{L_m I_{Lm,peak}}{N_p \times \Delta B / 2} \quad (15)$$

$$L_m = \frac{V_{in} D}{F_s \times \Delta I_{Lm}} \quad (16)$$

$$I_{Lkq1} = \left( \frac{2P_o}{DV_{in}} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2N} \right) \sqrt{D + \frac{L_{lkq1} \left( \frac{2P_o}{DV_{in}} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2N} \right)}{V_{Lkq1}}} f_s \quad (17)$$

결과적으로 제안 DPP 컨버터는 4개의 변압기를 통합하였음에도 불구하고 변압기의 자화 전류 오프셋을 제거하여 변압기 부피를 저감하였으며, 2차측 스위치 또한 통합하여 부피 및 소자 수를 저감하였다. 더욱이 모든 스위치가 ZVS 턴온을 하므로 스위칭 손실을 저감하여 효율을 향상시켰다. 따라서 제안 DPP 컨버터는 적은 부피와 손실로 PV뿐만 아니라 배터리 Cell balancing 회로에 적용 등 응용 분야 확대가 가능하므로 매우 유망한 컨버터이다.

#### 4. 실험 결과

그림 7은 제안 DPP 컨버터의 프로토타입이며, 4개의 PV submodule을 직렬로 연결했을 때 전력 불평형을 해결하기 위해 제작하였다. 제안 DPP 컨버터의 주요 사양과 기존 Flyback DPP 컨버터의 주요 사양은 표 3와 4에 나타냈다. 실험의 경우 제안 DPP 컨버터와 기존 Flyback DPP 컨버터를 약의 조건으로 실험하여 효율을 비교하였다. 여기서 약의 조건이란 PV1 submodule은 60W 발전, 타모듈은 0W 발전, PV1 submodule의 DPP 컨버터에서 45W 전력을 타모듈로 균등하게 공급하는 것을 말한다.

그림 8(a), (b)는 제안 DPP 컨버터의 부하 50%, 부하 100%일 때의 실험 파형이다. 여기서 부하란 PV2-4에 공급해주는 전력을 말한다. 그림 8을 통해 PV1 submodule의 DPP 컨버터에서 1차측 누설 인덕터에 흐르는 잉여 전류가 타모듈로 균등하게 전력을 공급하여 전력 불평형을 해결하는 것을 확인하였다. 또한 그림 3,

TABLE III  
PROPOSED DPP CONVERTER PARAMETERS

Parameter	Value/Model
Input voltage	8 [V]
Output power	30 [V], 45 [W]
Switching frequency	30 [kHz]
Transformer Core	PQ3230
Turn ratio $N_p:N_{ph}:N_s$	4:4:4
Magnetizing inductance	30 [uH]
Pri leakage inductance	0.42 [uH]
Sec leakage inductance	0.3 [uH]
Primary winding	0.1 $\Phi$ /200 strands
Secondary winding	0.5 $\Phi$ /1 strands
RCD snubber resistance	2 k $\Omega$
RCD snubber Diode	NRV TSA3100ET3G
Switch	IPD057N08

TABLE IV  
CONVENTIONAL FLYBACK DPP CONVERTER PARAMETERS

Parameter	Conventional Flyback DPP Converter
Input voltage	8 [V]
Output power	12 [V], 45 [W]
Switching frequency	45 [kHz]
Transformer Core	PQ3220
Turn ratio $N_p:N_s$	6:8
Magnetizing inductance	22.2 [uH]
Pri leakage inductance	0.378 [uH]
Sec leakage inductance	0.669 [uH]
Primary winding	0.1 $\Phi$ /160 strands
Secondary winding	0.1 $\Phi$ /120 strands
RCD snubber resistance	1.1 k $\Omega$
Switch	IPP057N08N3G

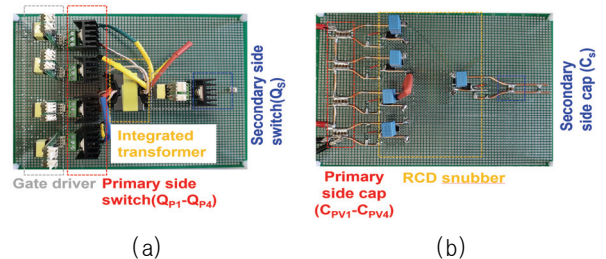


Fig. 7. Experimental prototype. (a) Top, (b) Bottom.

4에서 스위치가 턴온하기 전에 음의 전류가 흐르므로 전체 스위치가 ZVS 턴온을 하는 것을 알 수 있다. 그림

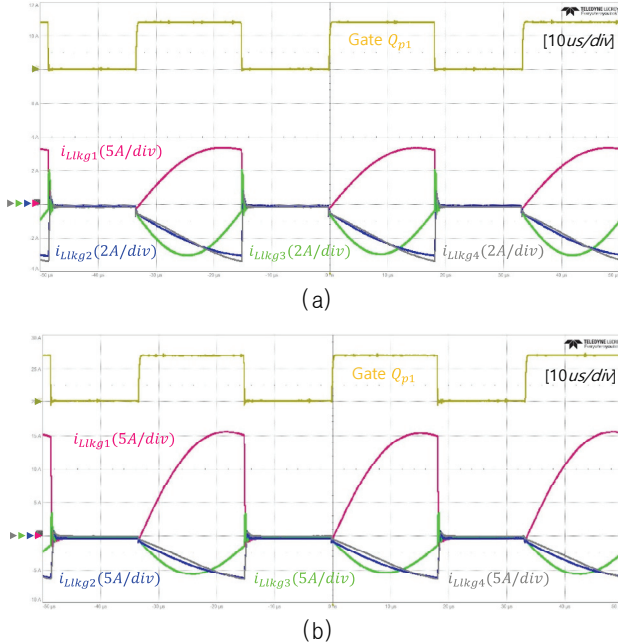


Fig. 8. Experimental waveform with 8V input, 30V output. (a) Load 50%, (b) Load 100%.

8과 그림 3의 인덕터 전류 파형을 비교하면 편차가 발생한 것을 알 수 있으며, 원인은 다음과 같다. 누설 인덕턴스와 입력단 커패시턴스가 작기 때문에 PV submodule 입력단 커패시터 전압의 미소 변동에도 누설 인덕터에 인가되는 전압의 크기가 변화되어 공진 파형이 보이게 되었으며, 스위치 온저항과 도선 저항에 인가되는 전압에 의해 누설 인덕터에 작은 전압이 인가되어 인덕터 전류 파형에 편차가 발생하였다. 스위치 온저항과 도선 저항에 걸리는 전압의 경우 식 (8)를 이용하여 구할 수 있다. 이러한 편차는 입력 커패시터를 추가하여 전압 리플을 저감하면 줄일 수 있지만, 누설 인덕터에 전압 리플을 크게 하면 스위치 턴오프 전류 침투값을 줄일 수 있으므로 누설 인덕터에 저장되는 에너지가 감소되어 스너버 손실을 줄일 수 있어 효율을 증가시킬 수 있다.

그림 9는 PV 모듈별 전압 평형, 변압기 자화 전류 및 2차측 전압 실험 파형이다. 그림 9를 통해 PV1-4 전압은 약 30V로 측정되어 PV 모듈별 전압 평형이 된 것을 확인하였으며, 자화 전류의 경우 오프셋이 존재하지 않으므로 변압기 소형화가 가능하다는 것을 알 수 있다.

그림 10은 제안 DPP 컨버터의 효율과 기존 Flyback DPP 컨버터의 효율을 나타냈으며, 제안 DPP 컨버터가 기존 Flyback DPP 컨버터보다 전부하에서 5% 정도 효율이 높은 것을 알 수 있다. 제안 DPP 컨버터의 경우 20-50% 부하에서 93% 이상 효율을 달성하였으며, 최대 효율의 경우 40% 부하 조건에서 93.475%를 달성하였다. 일반적으로 음영 및 오염에 의해 발생하는 발전 편차는 작으므로 DPP 컨버터는 경부하 영역 20-40%에서 주동작을 하게 된다. 제안 DPP 컨버터의 경우 고

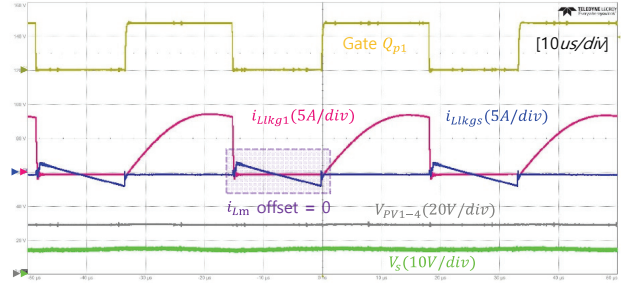


Fig. 9. Magnetizing current, PV 1-4 voltage and secondary side voltage experimental waveform.

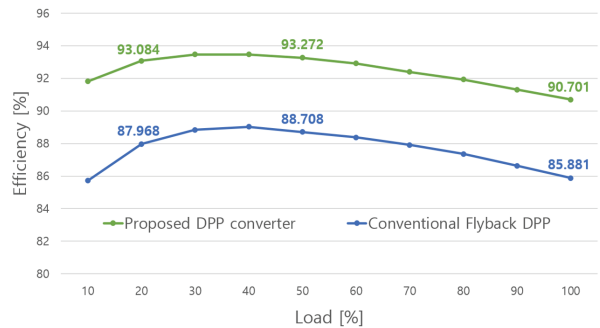


Fig. 10. Measured efficiency according to the load variation with 8 V input, 30 V output.

전력밀도 및 전부하 고효율을 달성하였으므로 주동작 영역에서도 매우 유용하며, 전력 불평형을 가지는 다양한 애플리케이션에 적용이 가능하다.

### 5. 결 론

제안된 DPP 컨버터는 PV-IP 아키텍처이며, 기존의 Flyback DPP 컨버터의 4개의 변압기를 1차측 멀티 와 인딩을 통해 변압기 및 2차측 스위치를 1개로 통합한 형태이다. 제안 DPP 컨버터는 변압기의 누설 인덕터를 통해 잉여 전류 및 전력을 전달하므로 각 submodule에 대한 Maximum Power Point(MPP) 달성이 가능하다. 2차측 전류의 경우 변압기의 자화 전류에 의해 충방전이 발생하여 전류 평균값이 0이 되며, 이로 인해 자화 전류 오프셋이 제거되어 변압기 부피를 줄일 수 있다. 손실의 경우 변압기 통합, 2차측 스위치 통합 및 전체 스위치의 Zero Voltage Switching(ZVS) 턴온을 통해 코어 손실과 도통 손실을 저감하였다. 제어기술의 경우 1차측 다수의 스위치를 단일 PWM 신호로 구동하여 제어 및 구동 회로를 간소화하였다. 이러한 결과로 제안된 DPP 컨버터는 기존의 Flyback DPP 컨버터 대비 제어 간소화, 효율 향상, 소자수 및 부피를 저감하여 고밀도 달성이 가능하며, 가격 저감이 가능하다. 추후에는 평면 변압기를 사용하여 보빈, 다권선 변압기의 제조 비용 및 부피를 저감할 것이다. 또한 RCD 스너버 개수 저감, DPP 컨버터

의 2차측 제거, 최적 동작 시비율을 선정하여 부피 감소, 효율 향상 및 가격 저감을 하는 방향으로 연구를 진행하겠다.

이 성과는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임. (NRF-2020R1C1C1010268)

이 성과는 현대자동차의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

## References

- [1] A. Chmielewski, P. Szulim, M. Gregorczyk, R. Gumiński, T. Mydłowski, and J. Mączak, "Model of an electric vehicle powered by a PV cell – A case study," in *2017 22nd International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*, Miedzyzdrzje, pp. 1009 - 1014, 2017.
- [2] A. Mäki and S. Valkealahti, "Power losses in long string and parallel-connected short strings of series-connected silicon-based photovoltaic modules due to partial shading conditions," *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 27, No. 1, pp. 173 - 183, Mar. 2012.
- [3] D. P. Winston, "Efficient output power enhancement and protection technique for hot spotted solar photovoltaic modules," *IEEE Trans. Device Mater. Rel.*, Vol. 19, No. 4, pp. 664 - 670, Dec. 2019.
- [4] S. M. Chen, T. J. Liang, and K. R. Hu, "Design, analysis, and implementation of solar power optimizer for DC distribution system," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 4, pp. 1764 - 1772, Apr. 2013.
- [5] M. G. Kashani, M. Mobarrez, and S. Bhattacharya, "Variable interleaving technique for photovoltaic cascaded DC - DC converters," in *40th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (IECON)*, pp. 5612 - 5617, 2014.
- [6] O. Khan and W. Xiao, "Review and qualitative analysis of submodule-level distributed power electronic solutions in PV power systems," *Renewable Sustain. Energy Rev.*, Vol. 76, pp. 516 - 528, 2017.
- [7] C. Olalla, M. N. Hasan, C. Deline, and D. Maksimovic, "Mitigation of hot-spots in photovoltaic systems using distributed power electronics," *Energies*, Vol. 11, No. 4, pp. 1 - 16, Art. No. 726, Mar. 2018.
- [8] K. A. Kim, P. S. Shenoy, and P. T. Krein, "Converter rating analysis for photovoltaic differential power processing systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 4, pp. 1987 - 1997, 2015.
- [9] K. Sun, Z. Qiu, H. Wu, and Y. Xing, "Evaluation on high-efficiency thermoelectric generation systems based on differential power processing," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, No. 1, pp. 699 - 708, 2018.
- [10] Z. Ye, H. Wen, G. Chu, and X. Li, "Minimum-power-tracking for PV-PV differential power processing systems," in *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, San Diego, CA, pp. 696 - 700, 2017.
- [11] C. Olalla, C. Deline, D. Clement, Y. Levron, M. Rodriguez, and D. Maksimovic, "Performance of power-limited differential power processing architectures in mismatched PV systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 2, pp. 618 - 631, Feb. 2015.
- [12] H. Jeong, H. Lee, Y. C. Liu, and K. A. Kim, "Review of differential power processing converters techniques for photovoltaic applications," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 34, No. 1, pp. 351 - 360, Mar. 2019.
- [13] Y. T. Jeon, J. H. Park, and J. H. Park, "Differential power processing converter with cell balancing operation of multiple photovoltaic module systems," in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Hefei, pp. 736 - 740, 2016.



### 임지훈(林志訓)

1995년 6월 6일생. 2021년 인천대 전기공학과 졸업. 2021년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



### 이동인(李東仁)

1995년 1월 25일생. 2018년~현재 인천대 전기공학과 학사과정.



### 현예지(玄芮誌)

2000년 9월 25일생. 2019년~현재 인천대 전기공학과 학사과정.



### 최재혁(崔宰赫)

1987년 10월 31일생. 2013년 한양대 전자통신공학부 졸업. 2015년 한국과학기술원 졸업(석사). 2015년~현재 현대자동차 책임연구원.



### 윤한신(尹漢信)

1983년 12월 16일생. 한양대 전기공학과 졸업. 2011년 한국과학기술원 졸업(석사). 2011년~2013년 효성중공업 근무. 2017년 한국과학기술원 졸업(공학박). 2017년~2019년 현대자동차 근무. 2019년~현재 인천대 전기공학과 조교수. 당 학회 편집위원.