

PV 시스템의 차동 전력 조절기 모듈용 양방향 플라이백 컨버터 설계 방법

박승빈¹, 김민아¹, 정회정², 김태원³, 김예린⁴, 정지훈[†]

Bidirectional Flyback Converter Design Methodology for Differential Power Processing Modules in PV Applications

Seungbin Park¹, Mina Kim¹, Hoejeong Jeong², Taewon Kim³,
Katherine A. Kim⁴, and Jee-Hoon Jung[†]

Abstract

A bidirectional flyback converter is a suitable topology for use in a PV-to-bus differential power processing (DPP) module for PV applications due to its electrical isolation capability, bidirectional power transfer, high step-up ratio, and simple circuit structure. However, the bidirectional flyback converter design should consider the effect of the output-side power switch utilized for bidirectional operation compared with that of the conventional flyback converter. This study presents the structure and design methodology of the bidirectional flyback converter for a PV DPP module. Magnetizing inductance is designed by calculating the power loss of converter components within the rated load range under the discontinuous conduction mode, which is unaffected by the reverse recovery characteristics of the anti-parallel diode of the output-side power switch. The validity of the proposed design methodology is verified using a 25 W bidirectional flyback converter prototype. The operational principles and the performance of the DPP operation are verified using practical DPP modules consisting of bidirectional flyback converters implemented according to the proposed design methodology.

Key words: DPP(Differential Power Processing), Bidirectional converter, Photovoltaic, Flyback converter

1. 서 론

최근 증가하고 있는 에너지 수요와 화석연료의 고갈, 그에 따른 환경오염으로 인하여 친환경적이고 효율적인 발전을 할 수 있는 태양광 발전(Photovoltaic; PV)에 대한 관심이 높아지고 있다. 이러한 태양광 발전은 패널의 출력전압이 낮기 때문에 직렬연결이 요구된다. 하지만 기존의 직렬연결 시스템은 모든 패널이 동일한 직렬 전류

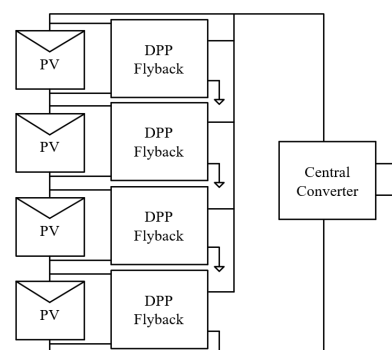


Fig. 1. Configuration of PV-to-bus differential power processing (DPP) modules.

를 공유하기 때문에 태양광 패널에 불균일한 일사량이 들어오면 각 패널이 최대 전력 점(Maximum Power Point, MPP)에서 동작하지 못하여 효율이 급격하게 감소하는 단점이 존재한다^[1]. 이에 대한 해결책으로 태양광 패널에 불균일한 일사량이 들어오게 되더라도 기존의

Paper number: TKPE-2019-24-5-10

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

[†] Corresponding author: jhjung@unist.ac.kr

School of Electrical & Computer Eng., UNIST

Tel: +82-52-217-2140 Fax: +82-52-217-2109

¹ School of Electrical & Computer Eng., UNIST

² LG Electronics.

³ Research Institute of Industrial Science and Technology

⁴ Department of Electrical Engineering, NTU

Manuscript received Sep. 24, 2018; revised Oct. 2, 2018;
accepted Oct. 24, 2018

— 본 논문은 2018년 전력전자학술대회 태양광논문상 수상논문임

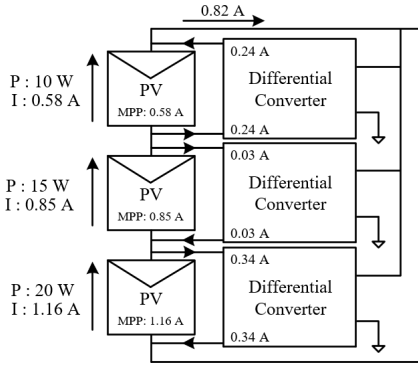


Fig. 2. Operating example of DPP.

직렬연결 시스템 보다 높은 효율을 낼 수 있는 차동 전력 조절(Differential Power Processing, DPP) 시스템이 제시되었다^{[2]-[5]}.

그림 1은 PV-to-bus 구조의 차동 전력 조절 시스템을 나타낸다. 차동 전력 조절 시스템은 패널 간 전력 불균형 발생 시 패널과 병렬로 연결된 차동 컨버터가 각 패널의 전류를 조정할 수 있다. 따라서 패널 간 전력 불균형이 발생해도 각 패널이 최대 전력 점에서 동작하게 되어 높은 시스템 효율을 얻을 수 있다. 하지만 PV-to-bus 구조에서 차동 전력 조절 동작과 성능을 얻기 위해서는 차동 컨버터의 양방향 전력 전달 기능과, 높은 전력밀도, 1차와, 2차 간 절연 특성, 그리고 고효율 양방향 전력변환 성능이 필요하다.

본 논문에서는 PV-to-bus 구조 차동 전력 조절 모듈용 차동 컨버터에 적합한 양방향 플라이백 컨버터의 설계 방법을 제안한다. 양방향 플라이백 컨버터의 특성과 컨버터의 각 전력 손실 성분들을 고려하여 정격 부하 시 정방향 동작과 역방향 동작의 최대 효율을 얻을 수 있는 변압기의 자화 인덕턴스를 설계한다. 본 설계 방법은 25 W 급 양방향 플라이백 컨버터 시작품을 이용하여 정격 부하에서의 전력변환 효율과 설계의 타당성을 실험적으로 검증되고 실제 차동 전력 조절기 모듈을 구성하여 동작과 성능을 검증한다.

2. 설계 고려사항

2.1 PV-to-bus 구조를 갖는 차동 컨버터의 특징

PV-to-bus 구조 차동 전력 조절기 시스템은 각 패널마다 차동 컨버터가 병렬로 연결되어 있고 컨버터의 출력 단은 패널의 직렬 출력 단에 연결한다. 일반적인 PV 직렬연결 시스템은 동일한 직렬 전류를 공유하기 때문에 패널 간 발전 불균형이 일어나게 되면 태양광 패널이 각각의 최대 전력 점에서 동작하지 못한다. 하지만 차동 전력 조절 시스템은 차동 컨버터가 존재하기 때문에 그림 2의 예시처럼 발전량이 많은 패널에서는 컨버터가 정방향으로 동작하여 전력을 전달하고, 발전량이

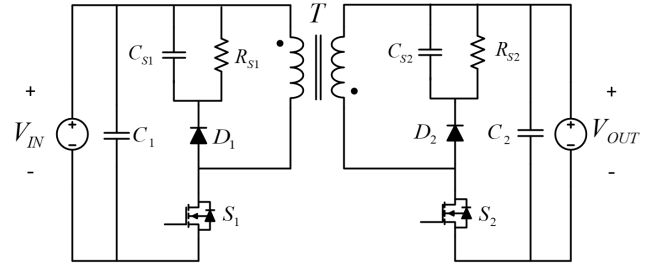


Fig. 3. Schematic of bidirectional flyback converter.

적은 패널에서는 역방향으로 동작하여 각 태양광 패널이 최대 전력 점을 만족시키는 전류를 생성할 수 있어 패널의 총 발전 효율이 증가한다^[6].

따라서 이러한 구조와 동작을 충족시키기 위한 차동 컨버터의 요구 조건은 다음과 같다. 첫째, 각 패널의 최대 전력 점 동작을 위해 양방향 동작이 가능해야 한다. 둘째, 컨버터 입력은 패널 하나에 연결되어 있고 컨버터 출력은 패널의 직렬연결의 출력 단에 연결되어 있기 때문에 연결하고자 하는 패널의 개수만큼의 높은 승압 비가 요구된다. 셋째, 각 차동 컨버터는 입력은 직렬로 연결되어 있고, 출력은 병렬로 묶여 있기 때문에, 차동 컨버터는 1, 2차간의 절연이 되어 있어야 한다. 마지막으로 여러 개의 컨버터를 모듈로 사용하기 때문에 회로구조가 간단한 토폴로지가 유리하다. 따라서 PV-to-bus 차동 전력 조절기 모듈용 전력 변환 장치로 양방향 플라이백 컨버터를 선정하였다.

2.2 양방향 플라이백 컨버터의 회로 구조

그림 3은 양방향 플라이백 컨버터의 회로구조를 나타낸다. T 는 컨버터의 주 변압기, S_1 와 S_2 은 컨버터의 주 스위치를 나타낸다. 변압기 T 의 턴 수비는 n 이다. R_{S1} 과 C_{S1} , D_1 은 컨버터의 정 방향 동작 시 변압기 T 의 누설 인덕턴스에 남아있는 에너지에 의해 스위치 S_1 턴 오프 시에 발생하는 고전압 스파이크로부터 S_1 을 보호하는 입력 측의 RCD 스너버 회로를 구성한다. 마찬가지로 R_{S2} 과 C_{S2} , D_2 은 컨버터의 역 방향 동작 시 변압기 T 의 누설 인덕턴스에 남아있는 에너지에 의해 스위치 S_2 턴 오프 시에 발생하는 고전압 스파이크로부터 S_2 을 보호하는 출력 측의 RCD 스너버 회로를 구성한다.

2.3 자화 인덕턴스

플라이백 컨버터에서 전력 변환 효율은 변압기의 자화 인덕턴스에 의해 영향을 받는다. 자화 인덕턴스는 입력 측의 스위치 전류의 파형을 변화시켜 전류의 실효값과 최댓값의 크기가 변동하며, 같은 양의 전력에서도 도통 손실 및 효율의 변화를 야기한다. 또한 자화 인덕턴스는 플라이백 컨버터 동작에서 연속 도통 모드와 불연속

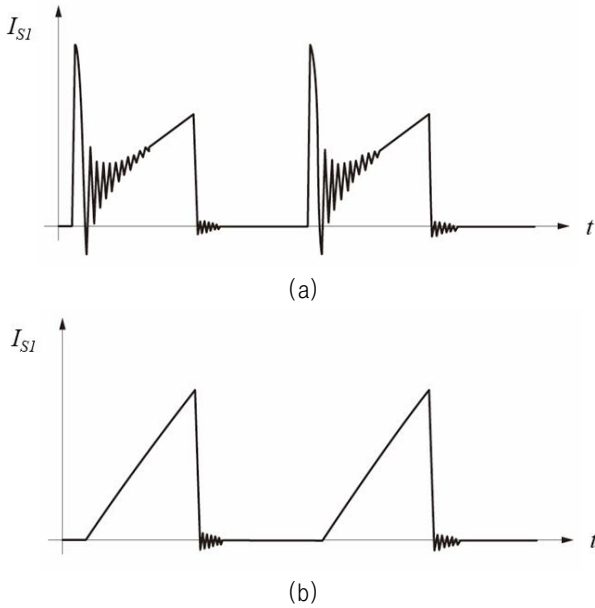


Fig. 4. Theoretical waveforms of input switch's drain current. (a) Continuous conduction mode, (b) Discontinuous conduction mode.

도통 모드를 결정한다. 따라서 플라이백 컨버터의 설계에 있어 자화 인덕턴스 설계는 중요한 고려사항이다.

그림 3의 양방향 플라이백 컨버터 회로 구조에서는 일반적인 플라이백 컨버터와 다르게 양방향 동작을 위해 출력 측에 다이오드가 아닌 스위치로 구성되어 있다. 전력 변환 시 출력 측의 스위치는 턴 오프 상태로 역병렬 다이오드로만 동작하게 되는데, 일반적으로 스위치의 역병렬 다이오드는 역회복 특성이 좋지 않다.^[7] 따라서 출력 측 역병렬 다이오드에 전류가 흐를 때 입력 측 스위치가 턴 온을 하는 연속 도통 모드로 설계를 하게 되면 출력 측 역병렬 다이오드에 역회복 손실이 발생하고, 그림 4에서 나타난 것과 같이 입력 스위치 전류에 큰 리플이 발생한다.^[8] 이는 출력 전압 리플을 증가시키는 문제와 입력 스위치 전류의 실효값을 증가시켜 컨버터의 도통 손실을 증가 시키는 문제를 유발한다. 그러므로 출력 측의 역병렬 다이오드에 전류가 흐르지 않을 때 입력 스위치가 턴 온 하는 불연속 도통 모드로 동작하는 것이 유리하고, 컨버터가 불연속 도통 모드에서 동작할 수 있는 자화 인덕턴스를 설계하는 것이 필요하다.

2.4 정격 부하 시 효율

차동 전력 조절 기술은 패널 간 전력 불균형 발생 시 차동 컨버터를 구동하여 각 패널이 최대 전력 점에서 동작하게 하여 전체 시스템의 효율을 높인다. 따라서 차동 컨버터의 효율이 낮다면 컨버터 구동 시 발생 되는 손실이 전체 발전 효율을 낮추게 된다. 따라서 양방향 전력 변환 시 고효율을 갖는 차동 컨버터를 설계하는 것이 중요하다. 태양광 패널 간의 전력 편차가 클 때, 전체 시스템의 발전량은 낮아지고 차동 컨버터로 전달

되는 전력은 커지기 때문에 차동 컨버터에서의 손실이 전체 시스템 효율에 미치는 영향이 더욱 커지게 된다.^[6] 따라서 차동 컨버터의 설계는 정격 부하에서의 효율에 초점을 맞추어 설계하는 것이 불균일한 일사량에서의 총 발전량에 대한 전력 손실 저감 측면에서 유리하다.

3. 컨버터 설계

3.1 자화 인덕턴스 설계

2장에서 설명 하였듯이 차동 전력 조절 모듈용 양방향 플라이백 컨버터는 변압기의 자화 인덕턴스 선정과 정격 부하 시의 효율에 초점을 맞추어 설계해야 한다. 그리고 역회복 특성이 좋지 않은 출력 측 전력 스위치의 역병렬 다이오드에 의한 전력 손실과 리플을 줄이기 위해서 컨버터가 불연속 도통 모드에서 동작할 수 있도록 설계해야 한다. 그러므로 정격 부하 시 자화 인덕턴스에 따른 컨버터의 각 전력 손실 성분들을 불연속 도통 모드 범위 내에서 계산하여 최소의 손실을 가지는 자화 인덕턴스를 선정하는 방법으로 설계를 진행한다.

불연속 도통 모드에서 동작하는 플라이백 컨버터의 변압기의 자화 인덕턴스(L_m)의 설계 식은 다음과 같다^[9].

$$L_m = \frac{(V_{in}D)^2}{2P_{in}f_{sw}} \quad (1)$$

여기서, V_{in} 은 입력 전압, P_{in} 은 입력 전력, f_{sw} 는 스위칭 주파수, D 는 듀티 비를 나타낸다. V_{in} 과 P_{in} , f_{sw} 는 컨버터 설계 시 요구 조건에 의해 결정된다. 따라서, 자화 인덕턴스 식은 불연속 전류 모드의 정격 부하에서의 D 의 함수로 나타낼 수 있다.

양방향 플라이백 컨버터의 각 전력 손실 성분들은 자화 인덕턴스가 변화함에 따라 바뀌는 입력 스위치 전류의 최댓값과 실효값의 함수로 나타낼 수 있다. 입력 스위치 전류의 최댓값과 실효값의 식은 다음과 같다.

$$I_{peak} = \frac{2}{D} \times I_{mean} \quad (2)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\int_0^D \left(\frac{I_{peak}}{D} t \right)^2 dt} = \frac{2I_{mean}}{D} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (3)$$

여기서, I_{peak} 은 입력 스위치 전류의 최댓값, I_{rms} 은 입력 스위치 전류의 실효값, I_{mean} 은 정격 부하 시 입력 스위치 전류의 평균값을 나타낸다. I_{mean} 은 설계의 요구 조건에 의해 결정되기 때문에 식 (2)와 (3)에서 스위치 전류의 최댓값과 실효값은 D 의 함수임을 알 수 있다. 따라서 식 (1)을 식 (2)와 (3)에 대입하여 스위치 전류의 최댓값과 실효값의 식을 다음과 같이 나타낸다.

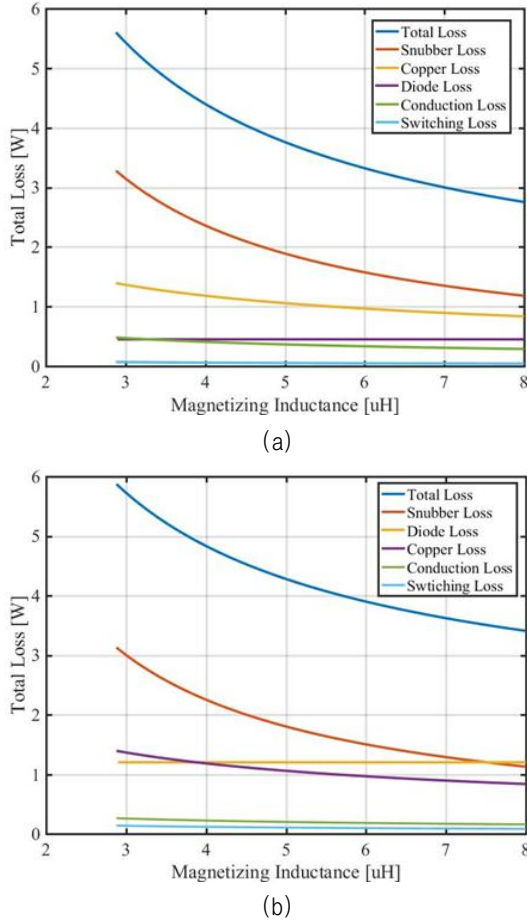


Fig. 5. Power loss analysis curves according to magnetizing inductance under DCM. (a) Forward operation, (b) Backward operation.

$$I_{peak} = \frac{2V_{in}I_{mean}}{\sqrt{2P_{in}L_m f_{sw}}} = \sqrt{\frac{2P_{in}}{L_m f_{sw}}} \quad (4)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{2\sqrt{2}}{3}} \times \frac{P_{in} \sqrt{P_{in} L_m f_{sw}}}{V_{in} L_m f_{sw}} \quad (5)$$

정격 부하 시 P_{in} 와 I_{mean} , f_s 는 설계의 요구 조건에 의해 정해지는 상수이므로 입력 스위치 전류의 최댓값과 실효값은 자화 인덕턴스에 대한 함수로 기술된다. 자화 인덕턴스를 선정하기 위해서 자화 인덕턴스에 따른 1, 2차 스너버 손실, 입력 스위치 도통 손실, 스위칭 손실, 변압기 동손, 출력 측 다이오드 도통 손실을 계산하여 전력 손실 그래프를 얻는다. 각 전력 손실 성분들은 전류의 실효값과 최댓값의 형태로 자화 인덕턴스의 함수로 기술된다. 각 전력 손실 성분들의 계산식은 다음과 같다.

$$P_{Sn, pri} = \frac{1}{2} L_{lk} I_{peak}^2 \frac{V_{sn1}}{V_{sn1} - \frac{V_{out}}{n}} f_{sw} \quad (6)$$

TABLE I
BIDIRECTIONAL FLYBACK LOSS ANALYSIS

Loss component	Forward	Backward	Unit
Snubber loss	1.150	1.126	W
Conduction loss	0.288	0.168	W
Switching loss	0.041	0.082	W
Copper loss	0.835	0.835	W
Diode loss	0.450	1.200	W
Total loss	2.764	3.411	W
Efficiency	89.21	86.68	%

$$P_{Sn, sec} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}n}{V_{sn2}} \right)^2 L_{lk} I_{peak}^2 \frac{V_{sn2}}{V_{sn2} - V_{in}n} f_{sw} \quad (7)$$

$$P_{Switching} = \frac{1}{2} I_{peak} \left(V_{in} + \frac{V_{out}}{n} \right) f_{sw} t_{off} \quad (8)$$

$$P_{Conduction, sw} = I_{rms}^2 R_{ds} \quad (9)$$

$$P_{Copper} = I_{rms}^2 R_{copper} \quad (10)$$

$$P_{Diode} = V_f \frac{I_{mean}}{n} \quad (11)$$

여기서, $P_{Sn, pri}$ 는 1차 스너버 손실, $P_{Sn, sec}$ 는 2차 스너버 손실, $P_{Switching}$ 은 스위칭 손실, $P_{Conduction, sw}$ 는 입력 스위치 도통 손실, P_{Copper} 변압기 동손, P_{Diode} 는 출력 다이오드 도통 손실, R_{ds} 는 스위치의 온 저항, L_{lk} 는 누설 인덕턴스, R_{copper} 는 변압기 저항, V_{sn1} 은 1차 측 스너버 전압, V_{sn2} 은 2차 측 스너버 전압, n 은 변압기 턴 수비, V_f 는 다이오드 문턱 전압, t_{off} 는 턴 오프 시간을 나타낸다.

그림 5는 불연속 도통 모드 구간 내에서의 자화 인덕턴스 변동에 따른 전력 손실 성분별 그래프를 나타낸다. 식 (4)~(10)에서 알 수 있듯이, 자화 인덕턴스 값이 증가할수록 입력 스위치 전류의 최댓값과 실효값이 감소하여 컨버터 회로의 손실의 크기가 줄어드는 것을 알 수 있다. 따라서 양방향 플라이백 컨버터의 자화 인덕턴스는 출력 측 스위치 역병렬 다이오드의 역회복 특성의 영향을 받지 않는 불연속 도통 모드 구간 중 자화 인덕턴스가 가장 큰 경계점 도통 모드에서 동작하도록 설계한다.

3.2 전력 손실 분석

표 1은 이론적으로 경계점 도통 모드(Boundary Conduction Mode, BCM)에서 컨버터가 동작하도록 하는 자화 인덕턴스 값을 선정하였을 때 양방향 플라이백 컨버터의 각 성분 별 전력 손실과 효율을 나타낸다. 표 1에서 알 수 있듯이, 정방향 동작은 약 2.8 W, 역방향

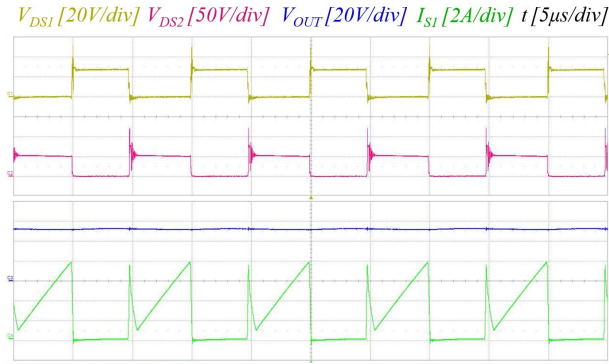


Fig. 6. Experimental waveforms of the theoretical magnetizing inductance.

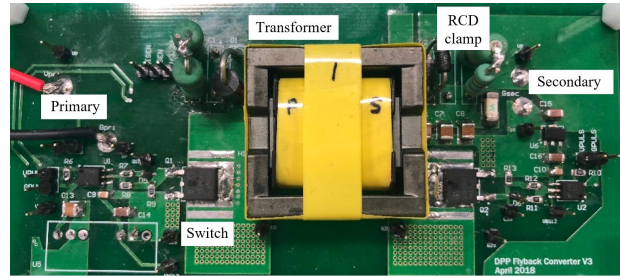
동작은 약 3.4 W의 전체 전력 손실이 예상된다. 따라서 정방향 동작 효율이 역방향 동작 효율에 비해 높은 것을 알 수 있는데 이 차이는 저압 측에서 다이오드가 도통되는 역방향 동작에서 출력 다이오드 도통 손실이 많이 발생되기 때문이다. 다이오드 도통 손실을 제외한 다른 손실 성분들은 정방향과 역방향에서 비슷한 값을 가지는 것을 알 수 있다. 또한, 손실 계산 시 온 저항이 낮고, 턴 오프 시간이 짧은 전력 스위치의 조건 값을 사용했기 때문에 양방향 전력 변환 동작 모두에서 도통 손실과 스위칭 손실에 비해 스버너 손실이 큰 비중을 차지한다. 따라서 정방향 동작은 스너버 손실이 가장 큰 비중을 차지하고 역방향 동작에서는 출력 다이오드의 도통 손실이 가장 큰 비중을 차지한다.

4. 실험 결과

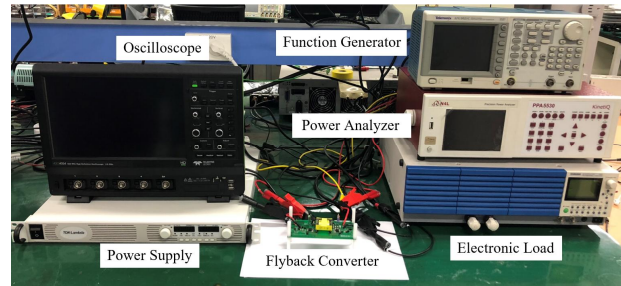
본 장에서는 제안한 계산된 효율과 설계방법을 25 W 시작품을 구현하여 실험적으로 검증한다. 또한 구현한 플라이백 컨버터를 이용하여 실제 차동 전력 조절기 모듈을 구성해 동작과 성능을 검증한다. 실험에서는 회로의 손실분, 기생성분, 인덕턴스 측정 오차, 시간 영역에서의 컨버터 파라미터 변화 등으로 인해 자화 인덕턴스 값에 설계 여유를 설정한다. 그림 6은 3장에서 계산한 이론적인 자화 인덕턴스인 8 μ H의 정격 부하 시의 정방향 동작의 실험 결과 파형이다. 이는 정격 부하 영역에서 불연속 도통 모드로 동작하지 못하여 본 설계 방법에 부합하지 않다. 따라서 본 실험에서는 설계 여유를 고려한 7.3 μ H의 자화 인덕턴스를 선정하였다. 그림 7은 양방향 플라이백 컨버터 시작품과 실험 구성을 나타낸다. 표 2는 3장에서 제안한 컨버터 설계 방안에 따라 얻어낸 시작품의 설계치를 나타낸다.

4.1 양방향 플라이백 컨버터

그림 8은 양방향 플라이백 컨버터의 정격 부하 시의 정방향 동작과 역방향 동작의 실험 파형을 나타낸다. 스위치의 입력 전류 파형에서 알 수 있듯이, 정방향 동작



(a)



(b)

Fig. 7. Photographs of converter experiments. (a) Bidirectional flyback converter prototype, (b) Experimental setup.

TABLE II
BIDIRECTIONAL FLYBACK DESIGN PARAMETERS

Parameter	Mark	Value	Unit
Input voltage	V_{in}	12.8	V
Output voltage	V_{out}	51.2	V
Rated input power	P_{in}	25.6	W
Turns ratio (N_2/N_1)	n	4	-
Magnetizing inductance	L_m	7.3	μ H
Leakage inductance	L_{lk}	0.23	μ H
Switching frequency	f_{sw}	100	kHz
Primary snubber capacitance	C_1	300	nF
Secondary snubber capacitance	C_2	10	nF
Primary snubber resistance	R_1	470	Ω
Secondary snubber resistance	R_2	25	k Ω

과 역방향 동작 모두에서 정격 부하 시 불연속 도통 모드로 동작하는 것을 확인할 수 있다. 스위치 전압에 높은 전압 스파이크가 존재하지만, 스너버 손실이 매우 크기 때문에 효율 향상을 위해 RCD 스너버에서 클램핑하는 전압의 크기를 낮추어 설계하고 높은 전압을 견딜 수 있는 소자를 사용하였다. 다만 이는 적용하고자 하는 DPP 시스템의 설계 요구조건에 맞게 조절이 가능하다.

그림 9는 양방향 플라이백 컨버터의 전 부하 효율 그래프이다. 설계 고려사항 대로 정격부하 시의 효율에 초점을 맞추어 설계하였기 때문에 부하가 증가할수록 효율이 상승함을 알 수 있다. 25 W 정격 부하에서의 효율은 정방향 동작이 약 89.04%, 역방향 동작이 약 86.15%로 측정된다. 이는 계산한 효율인 정방향 89.21%,

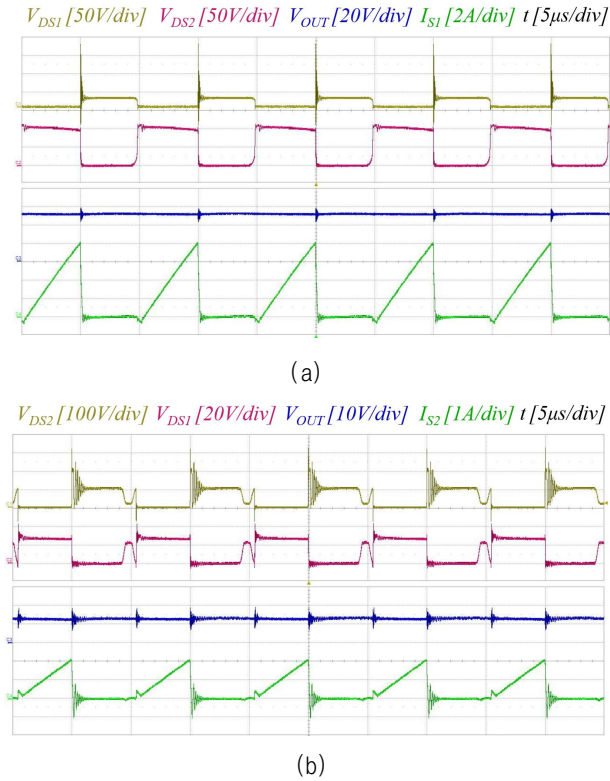


Fig. 8. Experimental waveforms. (a) Forward operation, (b) Backward operation.

역방향 86.68% 와 비슷한 결과를 보여준다. 또한 정방향 동작과 역방향 동작의 효율 차이는 3.2절에서 분석한 바와 같이 정방향 효율이 역방향 효율에 비해 높은 것으로 나타나며, 약 2% 정도의 차이를 보인다. 이로써 이론적으로 계산한 손실 분석의 정확도를 실험적으로 검증하였고, 이론적 분석으로부터 제시하였던 최적의 자화 인덕턴스 선정 방법의 타당성을 검증하였다.

4.2 PV-to-bus 차동 전력 조절기

본 논문에서 제시한 양방향 플라이백 컨버터 설계 방법으로 차동 전력 조절기 모듈 적용 시의 동작과 성능을 검증하였다. 그림 10은 제안한 양방향 플라이백 컨버터로 구성된 차동 전력 조절기 모듈의 시작품을 나타낸다. 시작품은 4개의 양방향 Flyback 컨버터와 이를 제어하는 DSP Module로 구성되어 있으며, 4개의 PV 패널에 대응할 수 있다.

PV 패널의 최대 전력 점 동작을 위한 차동전력조절기 용 양방향 플라이백 컨버터의 제어방법은 다음과 같다. 우선 PV 패널의 출력 전압을 주기적으로 증감시켜 이전의 출력전력과 현재의 출력전력을 비교하여 최대 전력 점을 도출하는 Perturb & Observe (P&O) 알고리즘을 이용하여 각 PV 패널의 최대 전력 점을 도출한다. PV 패널의 출력 전력 증감은 플라이백 컨버터 입력 전류를 변경하여 조절할 수 있다. 따라서 플라이백 컨버터는 전류 제어를 통해 동작하게 된다. PV 패널 간의 P&O

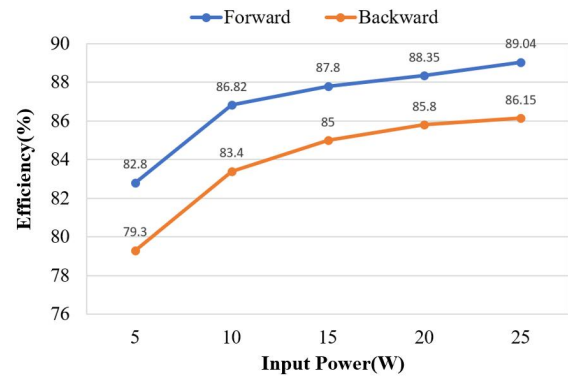


Fig. 9. Power conversion efficiency.

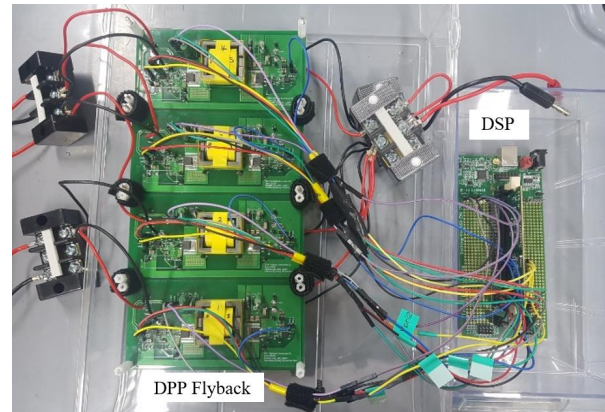


Fig. 10. Photograph of differential power processing module prototype.

알고리즘 충돌을 막기 위해 각 PV 패널의 P&O 알고리즘은 순차적으로 수행된다.

본 실험에서는 차동 전력 조절기 모듈로 양방향 컨버터를 구성한 실험에서 4개의 PV 패널 중 1개 패널의 일부를 가려 부분 음영을 준 조건 하에 직렬연결과 차동 전력 조절 시스템을 비교하였다. 시간에 따라 변화하는 일사량과 태양광 패널의 온도 변화로 인해 절대적인 출력 값을 직접 비교하는 것은 어렵다. 따라서 성능 비교를 위한 지표로 모듈 효율과 시스템 효율을 사용하였다. 모듈 효율은 태양광 패널의 생산 전력인 입력전력과 부하의 출력 전력을 비교한 지표이며 DPP 시스템에서는 일부 전력만이 플라이백 컨버터를 통해 전달되기 때문에 플라이백 컨버터의 자체 효율과는 다르다. 또한 시스템 효율은 각 태양광 패널에서 생산 가능한 최대 전력과 부하의 출력 전력을 비교한 지표이다. 모듈 효율과 시스템 효율은 다음의 식으로 나타내어진다.

여기서, η_{module} 은 모듈 효율, η_{system} 은 시스템 효율, P_{out} 은 부하의 출력 전력, P_{PV} 은 각 패널의 현재의 발전 전력 즉, 패널이 최대 전력 점에서 동작할 때의 발전 전력을 나타낸다. 식에서 알 수 있듯이 단순히 입력전력과 출력전력의 효율인 모듈 효율보다 태양광 패널의

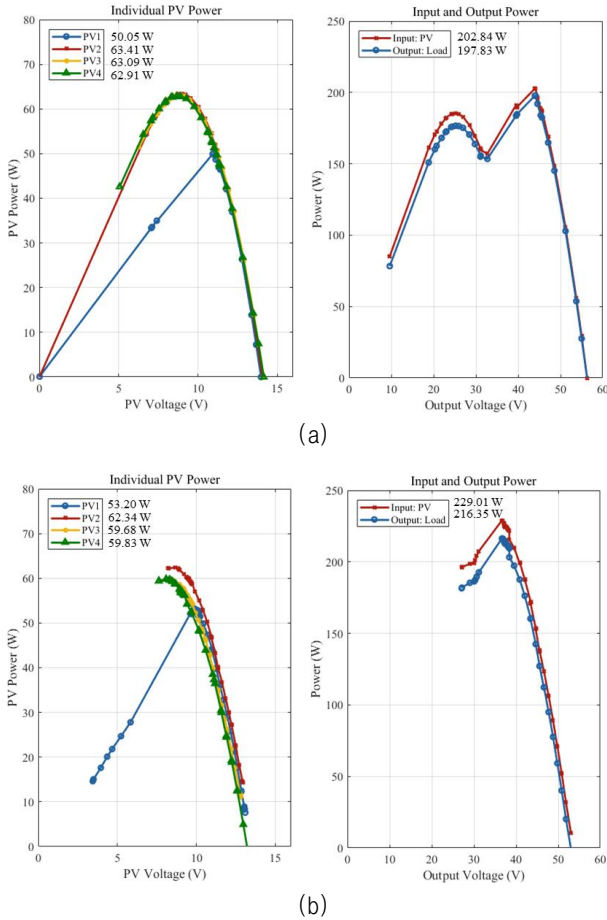


Fig. 11. Measured P-V curves by experimental results. (a) Series-connected system, (b) DPP system.

최대 발전 전력 대비 출력 전력 값인 시스템 효율이 태양광 발전의 직접적인 성능 지표임을 알 수 있다.

$$\eta_{module} = \frac{P_{out}}{\sum_{k=1}^n P_{PV,k}} = \frac{Output\ power}{Input\ power} \quad (12)$$

$$\eta_{system} = \frac{P_{out}}{\sum_{k=1}^n P_{MPP,k}} = \frac{Output\ power}{Sum\ of\ each\ PVMPP} \quad (13)$$

그림 11은 실험 결과로 도출한 직렬연결 시스템과 차동 전력 조절 시스템의 전력-전압 곡선을 나타낸다. 직렬연결 시스템의 경우 불균일한 일사량으로 인해 여러 개의 최고점이 발생한다. 또한 부하의 최대 전력 점에서 각 패널은 개별적인 최대 전력 점에서 동작하지 않는다. 하지만 차동 전력 조절 시스템은 직렬연결 시스템과 달리 각 패널이 개별적인 최대 전력 점에서 동작할 수 있다. 따라서 같은 일사량 조건 아래 차동 전력 조절 시스템은 직렬연결 대비 높은 전력을 생산할 수 있으며 하나의 최대의 전력 점을 가질 수 있다.

TABLE III
SERIES AND DPP EXPERIMENTAL RESULTS AT MPP OPERATION

Parameter	Series	DPP	Unit
Sum of each PV MPP	239.47	235.05	W
Output voltage	44.06	36.67	V
Output current	4.49	5.9	A
Input power	202.84	229.01	W
Output power	197.83	216.35	W
Flyback converter power	-	27.57	W
Total loss	5.01	12.66	W
Line conduction loss	5.01	6.69	W
Flyback converter loss	-	5.97	W
Module efficiency	97.53	94.47	%
System efficiency	82.61	92.04	%

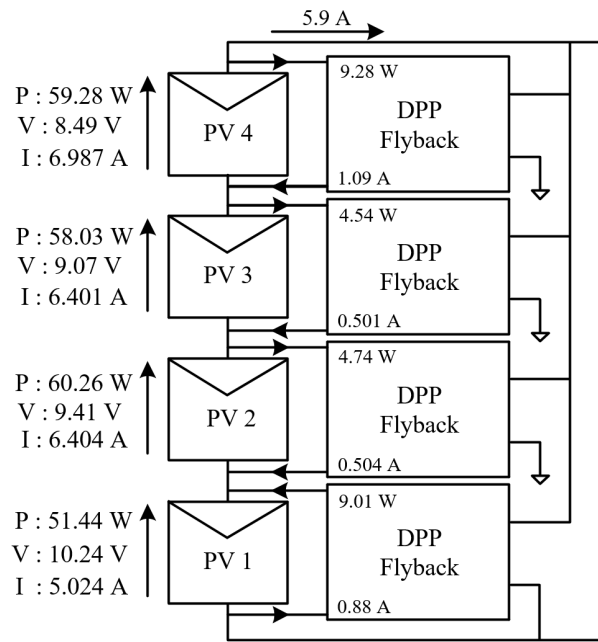


Fig. 12. The power flow at the maximum power point of the DPP system experimental result.

표 3은 직렬연결 시스템과 차동 전력 조절 시스템의 최대 전력 점에서의 실험 결과를 나타낸다. 단순히 입력 전력과 출력전력의 효율인 모듈 효율에 있어서는 전선의 손실만 존재하는 직렬연결 시스템이 약 97.53% 로 입력 전력에서 전선의 손실과 플라이백 컨버터의 손실 까지 포함되는 차동 전력 조절기의 모듈 효율인 약 94.47% 보다 높은 것을 알 수 있다. 하지만 태양광 발전의 직접적인 성능 지표인 시스템 효율에서는 차동 전력 조절 시스템이 약 92.04%의 효율로 82.61%의 효율인 직렬연결 시스템 보다 10% 정도 높은 것을 확인하였다.

그림 12은 차동 전력 조절 시스템의 실험 결과에서 최대 전력 점의 전력 흐름 도를 나타낸다. PV 1은 음영을 주어 발전량이 낮기 때문에 패널의 직렬연결 전류인

5.9 A보다 낮은 5 A에서 최대 전력을 발전한다. 따라서 플라이백 컨버터가 역방향으로 동작하여 약 0.9 A의 전류를 보상한다. PV 2-4에서는 최대 전력 점의 전류가 패널의 직렬연결 전류인 5.9 A 보다 높기 때문에 플라이백 컨버터가 정방향으로 동작하여 전류를 보상하게 된다. 플라이백의 전류 보상을 통해 각 패널이 개별 최대 전력 점에서 동작할 수 있다. 최대 전력 점 동작 조건에서 네 개의 양방향 플라이백 컨버터를 통해 전달되는 총 전력은 약 27.57 W 이고, 이때의 손실은 약 5.97 W이다. 이 동작 점에서 플라이백 컨버터의 효율은 약 78% 정도인데, 이는 패널 간 전력 편차가 작아 컨버터가 저부하에서 동작하고, 4개의 컨버터 전체 구동 손실까지 포함되었기 때문이다. 패널 간 편차가 심한 경우에는 플라이백 컨버터의 동작 효율이 증가하며 직렬연결 시스템에 비해 더 큰 시스템 효율 차이를 가질 것으로 예상된다^[6]. 이로써 제안한 설계 방법으로 제작한 양방향 플라이백 컨버터의 차동 전력 조절 어플리케이션 적용 시의 동작 수행과 성능을 검증하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 PV-to-bus 구조 차동 전력 조절 모듈용 양방향 플라이백 컨버터의 설계를 진행하였다. 제안한 양방향 플라이백 컨버터의 특징과 설계 고려사항에 대해 기술하였다. 그리고 출력 측 스위치 역병렬 다이오드의 역회복 특성의 영향을 받지 않는 불연속 도통 모드에서 최소 손실의 자화 인덕턴스 값을 선정하는 방법을 제시하였다. 제안한 설계 방법으로 제작한 컨버터 시제품을 통해 이론적인 분석과 결과를 비교하여 제시한 설계 방법의 타당성을 검증하였다. 그리고 정격 부하 25 W에서 정방향 효율 89.04%, 역방향 효율 86.15% 임을 확인하였다. 또한 차동 전력 조절 실험을 통해 제안한 설계 방법으로 제작한 컨버터의 차동 컨버터로서의 동작을 확인하였다. 4개 패널 중 하나의 패널의 발전량이 약 12% 정도 떨어졌을 때의 실험에서 직렬연결에 비해 시스템 효율이 약 10% 정도 상승함을 확인하였다.

본 논문은 포항산업과학연구원(RIST)으로 지원 받아 연구되었음.(과제번호 2017A032)

이 연구는 LIG NEX1 산학협력과제 지원으로 연구되었음.

References

[1] J. Bai, Y. Cao, Y. Hao, Z. Zhang, S. Liu, and F. Cao, "Characteristic output of PV systems under partial shading or mismatch conditions," *Solar Energy*, Vol.

112, pp. 41-54, Sep. 2014.

- [2] 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 Trans. on Power Electronics*, Vol. 28, No. 6, pp. 2968-2979, Jun. 2013.
- [3] Y. Levron, D. R. Clement, B. Choi, C. Olalla, and D. Maksimovic, "Control of submodule integrated converters in the isolated-port differential power-processing photovoltaic architecture," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 2, No. 4, pp. 821-832, Dec. 2014.
- [4] K. A. Kim, P. S. Shenoy, and P. T. Krein, "Converter rating analysis for photovoltaic differential power processing systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 4, pp. 1987-1997, Apr. 2015.
- [5] Y. Jeon, K. Kim, and J. Park, "Differential power processing system for the capacitor voltage balancing of cost-effective photovoltaic multi-level inverters," *Journal of Power Electronics*, Vol. 17, No. 4, pp. 1037-1047, Jul. 2017.
- [6] G. Chu, H. Wen, L. Jiang, Y. Hu, and X. Li, "Bidirectional flyback based isolated-port submodule differential power processing optimizer for photovoltaic applications," *Solar Energy*, Vol. 158, pp. 929-940, Oct. 2017.
- [7] R. Siemieniec, O. Blank, M. Hutzler, L. J. Yip, and J. Sanchez, "Robustness of MOSFET devices under hard commutation of the body diode," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille*, pp. 1-10, 2013.
- [8] H. Kim and J. Park, "Isolated bidirectional switched-capacitor flyback converter," in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition, Shanghai*, pp. 279-284, 2014.
- [9] A. A. Mohammed and S. M. Nafie, "Flyback converter design for low power application," in *2015 International Conference on Computing, Control, Networking, Electronics and Embedded Systems Engineering (ICCNEEE), Khartoum*, pp. 447-450, 2015.
- [10] H. Jeong, H. Cho, T. Kim, Y. Liu, and K. A. Kim, "A scalable unit differential power processing system design for photovoltaic applications," in *Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Padova, Italy*, pp. 1-8, 2018.



박승빈(朴承彬)

1995년 9월 28일생. 2018년 건국대 전기공학 학과 졸업. 2018년~현재 울산과학기술원(U-NIST) 전기전자컴퓨터공학부 석사과정.



김민아(金旻娥)

1992년 9월 22일생. 2015년 울산과학기술원 (UINST) 전기전자컴퓨터공학부 졸업. 2015년~현재 동 대학원 전기전자컴퓨터공학부 석·박통합과정.



정희정(鄭回貞)

1994년 6월 7일생. 2017년 울산과학기술원 (UINST) 전기전자컴퓨터공학부 졸업. 2019년 동 대학원 전기전자컴퓨터공학부 졸업 (석사). 2019년~현재 LG전자 연구원.



김태원(金泰元)

1974년 8월 10일생. 1997년 한양대 전자공학과 졸업. 2004년 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업(공학). 2008년~현재 포항산업과학연구원(RIST) 전문연구원.



김예린(金藝璘)

1985년 10월 20일생. 2007년 올린 공과대학 (Franklin W. Olin College of Engineering) 전기컴퓨터공학부 졸업. 2011년 일리노이대학교 어버너-섐페인(UIUC) 전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 2014년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(공학). 2014년~2018년 울산과학기술원(UINST) 전기전자컴퓨터공학부 부교수. 2019년~현재 국립타이완대(National Taiwan University) 전기공학부 부교수.



정지훈(鄭智勳)

1977년 3월 2일생. 2000년 포항공과대 (POSTECH) 전자전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(공학). 2006년~2009년 삼성전자 책임연구원. 2009년~2010년 Texas A&M University at Qatar 박사후연구원. 2011년~2012년 한국전기연구원 선임연구원. 2013년~현재 울산과학기술원(UINST) 전기전자컴퓨터공학부 부교수. 당 학회 기획이사.