

# 태양광 발전 시스템용 AC 모듈 집적형 전력변환기의 구성 방식에 따른 손실 분석

강승현<sup>1</sup>, 손원진<sup>1</sup>, 안상준<sup>1</sup>, 이병국<sup>†</sup>

## Loss Analysis according to Configuration Method of AC Module Integrated Converter for Photovoltaic System

Seung-Hyun Kang<sup>1</sup>, Won-Jin Son<sup>1</sup>, Sangjoon Ann<sup>1</sup>, and Byoung-Kuk Lee<sup>†</sup>

### Abstract

A photovoltaic (PV) system uses an AC module integrated converter (MIC) to operate PV cells at a maximum power point (MPP) and for high efficiency. The MPP of a PV cell varies depending on partial shading conditions, and loss occurs differently according to the configuration method of the PV-MIC. Therefore, this study compares the losses of passive components and power semiconductors according to the partial shading conditions of the PV module. Theoretical loss analysis is performed using parameters for the datasheet and PSIM simulation results. Analysis results verify that the one-stage PV-MIC demonstrates high efficiency.

**Key words:** AC module, Loss analysis, MIC(Module Integrated Converter), Partial shading, PV(Photovoltaic)

### 1. 서 론

태양광(Photovoltaic, PV) 발전 시스템은 구성 방식에 따라 중앙 집중형, 스트링형, 모듈형 전력 변환 시스템으로 구분된다<sup>[1],[2]</sup>. 중앙 집중형과 스트링형 시스템의 경우 태양전지 모듈 간의 부정합 문제나 모듈의 부분 음영에 의해 개별 태양전지 모듈이 최대 전력점에서 동작하지 못하는 단점을 갖는다. 반면, 모듈형 전력 변환 시스템의 경우 각각의 태양전지 모듈에 모듈 집적형 전력변환기(Module Integrated Converter, MIC)를 부착하여 각 태양전지 모듈이 최대 전력점에서 동작할 수 있어 고효율 동작이 가능하다<sup>[1]-[3]</sup>. 또한 각 태양전지 모듈이 다른 태양전지에 영향을 주지 않아 용량 증설시 서로 다른 모델의 태양전지 모듈을 사용해도 무관하여 부정합에 강인하다는 장점을 갖는다<sup>[4],[5]</sup>. PV-MIC는 중앙 인버터의 유무에 따라 AC 모듈 방식과 DC 모듈 방식으로 나눌 수 있다. DC 모듈 방식은 각 태양전지 모듈

에 DC-DC 컨버터가 부착되어 있어, 태양전지 모듈의 낮은 DC 출력을 컨버터를 통해 승압시켜 중앙 인버터에 전달하고 중앙 인버터에서 계통에 전력을 공급하는 반면, AC 모듈 방식은 각 태양전지 모듈에 부착된 DC-AC 인버터가 직접 계통으로 전력을 공급한다. DC 모듈 방식은 중앙 인버터의 허용 용량을 초과하는 태양전지 모듈의 용량 증설이 제한적이라는 단점을 갖는다. 하지만 AC 모듈 방식의 경우에는 각 태양전지 모듈에서 AC로 변환하여 계통으로 바로 연결되기 때문에 DC 배선이 필요 없으며, 태양전지 모듈의 용량 증설이 자유롭다는 장점을 갖는다<sup>[1],[2]</sup>.

AC 모듈 방식은 DC-link 유무에 따라 태양광 모듈의 DC 출력을 AC로 직접 변환하는 1-stage 구조와 DC-link를 사용하여 간접 변환하는 2-stage 구조로 구분된다. 1-stage 구조 중 플라이백 인버터는 소자 수가 적어 저렴하며, 비절연형 컨버터와 다르게 변압기의 턴비로 쉽게 승압이 가능하고, 1차 측과 2차 측이 전기적으로 절연되기 때문에 안정적인 동작이 가능한 장점이 있다<sup>[6]-[8]</sup>. 2-stage 구조 중 플라이백 컨버터와 풀 브릿지 인버터로 구성된 시스템은 1-stage 구조의 플라이백 인버터의 장점을 가지며, DC-link 전압을 일정한 값으로 유지시켜 플라이백 컨버터의 일정한 duty 제어가 가능하다<sup>[9],[10]</sup>. 1-stage의 경우 AC 전압을 만들기 위해 플라이백 컨버터의 duty를 가변하게 되며, 출력 AC 전압의

Paper number: TKPE-2020-25-4-9

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

<sup>†</sup> Corresponding author: bkleeskk@skku.edu, Dept. of Electrical Eng., Sungkyunkwan University  
Tel: +82-31-299-4581 Fax: +82-31-299-4612

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Eng., Sungkyunkwan University  
Manuscript received Mar. 2, 2020; revised Apr. 6, 2020; accepted May. 19, 2020

— 본 논문은 2019년 추계 학술대회 태양광논문상 수상논문임

피크 지점에서 duty가 증가하여 스위치 및 다이오드에 큰 도통 및 스위칭 손실이 발생할 수 있다. 2-stage의 경우 1차 측 플라이백 컨버터는 일정한 DC-link 전압 제어를 하기 때문에, 1-stage 구조에 비해 스위치 및 다이오드에서 낮은 도통 및 스위칭 손실을 가질 수 있다. 하지만, 2차 측 풀 브릿지 인버터가 추가되어 스위칭 손실이 크게 발생할 수 있다. 이처럼 AC 모듈형 PV-MIC의 손실 특성은 구성에 따라 각각 다르게 나타나기 때문에 고효율 동작을 위해서는 PV-MIC의 구성 방식에 따른 정량적인 손실 분석이 필요하다. 또한, 실제 태양전지 모듈의 경우 부분 음영이나 빛의 세기에 따라 최대 전력점이 변하고, 이로 인해 손실 특성 또한 달라지기 때문에 PV-MIC의 정확한 손실 특성을 분석하기 위해서는 부분 음영 및 빛의 세기 변화를 고려해야 한다.

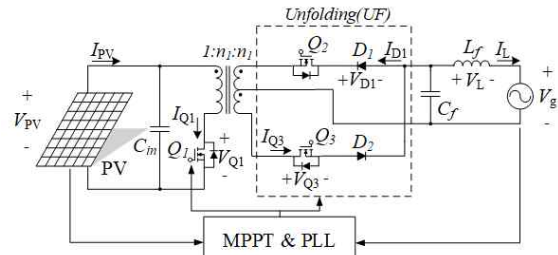
따라서 본 논문에서는 태양전지 모듈의 부분 음영 및 빛에 세기 변화를 고려하여 고효율 동작을 위한 AC 모듈형 PV-MIC 구조를 선정한다. PV-MIC에 주로 사용되는 플라이백 토폴로지 기반 1-stage 시스템과 2-stage 시스템을 구성하고, 각 시스템 손실을 수식 및 데이터시트를 기반으로 계산한다. 이론적 분석 결과를 기반으로 고효율 동작에 적합한 PV-MIC 구조를 선정한다.

## 2. 분석 모델의 시스템 구성 및 사양

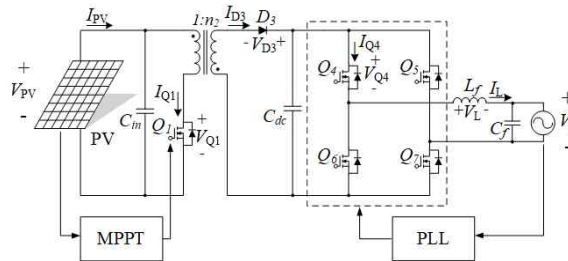
그림 1은 본 논문에서 손실 비교·분석을 위한 두 가지 방식의 AC 모듈형 PV-MIC의 회로를 나타낸다. 2가지 방식 모두 AC 모듈형 PV-MIC에 기본적으로 요구되는 제어인 태양전지 모듈의 최대 전력점 추종(Maximum Power Point Tracking, MPPT) 제어와 계통 연계에 필요한 위상 고정 루프(Phase Locked Loop, PLL) 제어가 사용된다. 그림 1(a)는 1-stage 구조의 플라이백 인버터로, 2차 측은 스위칭 손실이 없는 언폴딩 구조이다. MPPT 제어와 PLL 제어는 플라이백 인버터가 모두 수행한다. 그림 1(b)는 2-stage 시스템으로, 1차 측은 플라이백 컨버터 구조, 2차 측은 풀 브릿지 인버터 구조가 사용된다. 1-stage 시스템과 같이 2-stage 시스템의 플라이백 컨버터에는 MPPT 제어가 적용되며, 풀 브릿지 인버터는 일정 DC-link 전압 제어와 PLL 제어가 적용되어 계통으로 전력을 전달한다. 표 1은 본 논문에서 사용되는 AC 모듈형 PV-MIC의 시스템 파라미터를 나타낸다.

## 3. AC 모듈형 PV-MIC 시스템 손실

AC 모듈형 PV-MIC의 구성 방식에 따른 손실을 분석하기 위해 전력 반도체 소자, 변압기 및 수동 소자의 손실을 이론적 수식 및 데이터 시트를 이용하여 계산한다. 각 소자에서 발생하는 손실은 다음과 같다.



(a) 1-stage system



(b) 2-stage system

Fig. 1. Configuration methods of PV-MIC.

TABLE I  
SYSTEM PARAMETERS

Parameter	Value	Parameter	Value
$P_{PV,MPPT}$	360 [W]	$V_g$	220 [V <sub>rms</sub> ]
$V_{PV,MPPT}$	40 [V]	Grid frequency	60 [Hz]
$I_{PV,MPPT}$	9 [A]		

### 3.1 MOSFET 손실

전력 반도체 소자인 MOSFET에서 발생하는 손실은 도통 손실(Conduction loss,  $P_{MOSFET,cond}$ )과 스위칭 손실(Switching loss,  $P_{MOSFET,sw}$ )과 MOSFET의 기생 커패시터에 의한 손실(Parasitic output capacitance loss,  $P_{MOSFET,Coss}$ )로 구분된다<sup>[11]</sup>. MOSFET의 도통 손실은 스위치의 도통 시 MOSFET이 저항  $R_{ds(on)}$ 으로 등가 되어 발생하는 손실이며 식 (2)와 같다. MOSFET의 스위칭 손실은 스위치 턴 온/턴 오프 시 스위치에 걸리는 전압  $V_{DS}$ 와 흐르는 전류  $I_D$ 의 교차에 의해 발생하는 손실과 역병렬 다이오드에 의해 발생하는 손실로 식 (3)과 같다.  $t_r$ 과  $t_f$ 는 각각 전압, 전류의 상승 시간과 하강 시간을 의미하며,  $Q_{rr}$ 은 역병렬 다이오드의 역회복 전하를 의미한다. 하지만, 본 논문에서 사용하는 플라이백 인버터는 DCM(Discontinuous Conduction Mode) 동작 및 역병렬 다이오드 도통 구간이 없기 때문에 턴 온 손실과 역병렬 다이오드에 의한 손실은 발생하지 않는다. MOSFET의 드레인-소스 사이의 기생 커패시터에 의한 손실은 식 (4)와 같다.

$$P_{MOSFET,loss} = P_{MOSFET,cond} + P_{MOSFET,sw} + P_{MOSFET,Coss} \quad (1)$$

$$P_{MOSFET,cond} = I_D^2 \times R_{ds(on)} \quad (2)$$

$$P_{MOSFET,sw} = \left( \frac{1}{2} V_{DS} \times I_D \times (t_r + t_f) + Q_{rr} \times V_{DS} \right) \times f_s \quad (3)$$

$$P_{MOSFET,C_{oss}} = \frac{1}{2} C_{oss} \times V_{DS}^2 \times f_s \quad (4)$$

### 3.2 다이오드 손실

다이오드의 손실은 크게 도통 손실(Conduction loss,  $P_{Diode,cond}$ )과 역회복 손실(Reverse recovery loss,  $P_{Diode,rev}$ )로 나눌 수 있다. 하지만, 본 논문에서 사용하는 플라이백 인버터 및 컨버터는 DCM 동작하기 때문에 다이오드의 역회복 손실은 발생하지 않는다. 따라서 다이오드의 손실은 다이오드가 순방향 도통 시 발생하는 도통 손실만 계산하며, 이는 식 (5)와 같다<sup>[11]</sup>.

$$P_{Diode,cond} = V_F \times I_{D,avg} \quad (5)$$

### 3.3 변압기 손실

변압기에서 발생하는 손실은 철손( $P_{Trans,core}$ )과 동손( $P_{Trans,copper}$ )으로 구분된다. 철손은 변압기의 코어에서 발생하는 손실을 의미하며, 히스테리시스 곡선으로 둘러싸인 면적을 나타낸다. 일반적으로 변압기의 철손은 코어 제조사에서 제공하는 데이터 시트에 주어진 손실 그래프를 이용하여 계산한다. 본 논문에서 사용한 코어는 TDK 社의 PC95 재질의 PQ35/35를 사용하였다<sup>[12]</sup>. 동손은 1차 측 권선에 의한 손실과 2차 측 권선에 의한 손실로 나눌 수 있다. 1차 측 권선과 2차 측 권선의 직렬 저항을 계산하여 식 (7)과 같이 손실을 계산한다<sup>[11]</sup>.

$$P_{Transformer} = P_{Trans,core} + P_{Trans,copper} \quad (6)$$

$$P_{Trans,copper} = I_{pri,rms}^2 R_{pri,winding} + I_{sec,rms}^2 R_{sec,winding} \quad (7)$$

### 3.4 인덕터 손실

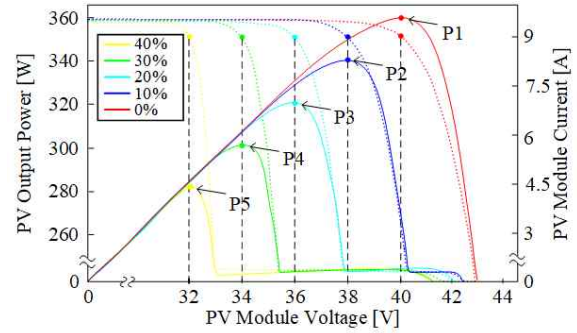
수동 소자 중 인덕터 손실은 변압기와 마찬가지로 코어에 의한 철손( $P_{L,core}$ )과 권선에 의한 동손( $P_{L,copper}$ )으로 나눌 수 있다. 철손의 경우 코어 제조사의 데이터 시트를 참고하여 손실을 계산한다. 필터로 사용한 인덕터의 코어는 1-stage 시스템은 TDK 社의 PC95 재질의 PQ35/35를 사용하였다<sup>[12]</sup>. 2-stage 시스템은 Changsung 社의 CH572060을 사용하였다<sup>[13]</sup>. 동손은 권선의 직렬 저항에 의해 발생하므로, 식 (9)와 같이 권선의 총 길이의 저항  $R_{L,dc}$ 와 전류  $I_{L,rms}$ 의 제곱의 곱으로 정의한다<sup>[11]</sup>.

$$P_L = P_{L,core} + P_{L,copper} \quad (8)$$

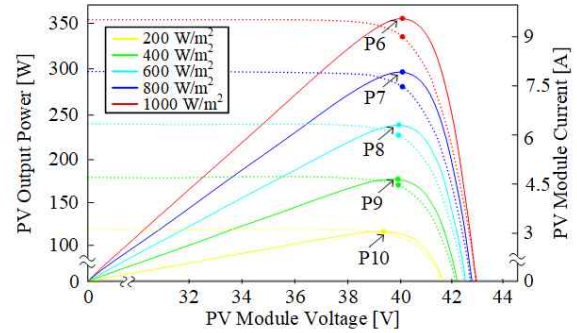
$$P_{L,copper} = I_{L,rms}^2 \times R_{L,dc} \quad (9)$$

### 3.5 커패시터 손실

커패시터의 손실은 커패시터 내부의 직렬 등가 저항(Equivalent Series Resistance, ESR)에 의해 발생하는



(a) Change in partial shadow area



(b) Change in intensity of light

Fig. 2. I-V and P-V curves of a 360W PV-MIC in partial shading conditions.

손실이며, ESR과 커패시터에 흐르는 전류의 rms 값을 이용해 구하며, 식 (10)과 같이 계산한다<sup>[11]</sup>.

$$P_{C,ESR} = I_{cap,rms}^2 \times ESR \quad (10)$$

## 4. 손실 비교 및 분석

### 4.1 손실 계산 시 고려사항

AC 모듈형 PV-MIC의 출력은 태양전지 모듈의 최대 전력점에 영향을 받는다. 부분 음영이 발생하면 태양전지 셀이 생성하는 전압의 크기의 감소로 출력이 감소하고, 빛의 세기가 감소하면 태양전지 출력 전류의 크기가 감소하여 출력이 감소한다<sup>[14]</sup>. 그림 2와 같이 태양전지 모듈의 출력 전력이 같더라도 부분 음영 및 빛의 세기에 따라 태양전지 셀의 전압 및 전류 특성이 다르기 때문에 이를 고려한 손실 분석이 요구된다. 그림 2는 본 논문에서 사용한 태양전지 모듈의 출력 특성을 나타내며, 그림 2(a)는 부분 음영 비율에 따른 최대 전력점의 변동을 나타낸다. 그림 2(b)는 빛의 세기에 따른 최대 전력점의 변동을 나타내며, 각 조건의 최대 전력점(P1-P10)에서 AC 모듈형 PV-MIC의 구조에 따른 손실을 비교·분석한다.

### 4.2 2-stage 시스템 인버터 주파수 선정

구조에 따른 손실을 비교하기 위해 2-stage 시스템의 풀 브릿지 인버터의 스위칭 주파수 선정이 필요하며, 그

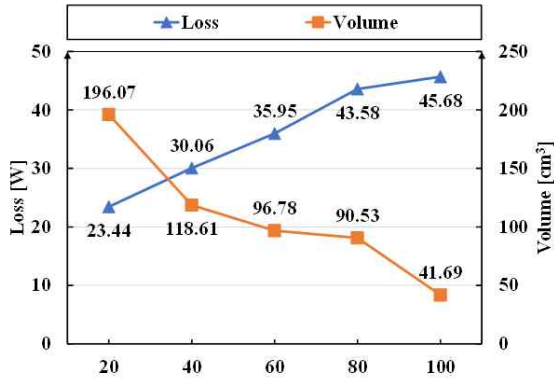


Fig. 3. System loss and volume of 2-stage PV-MIC according to switching frequency.

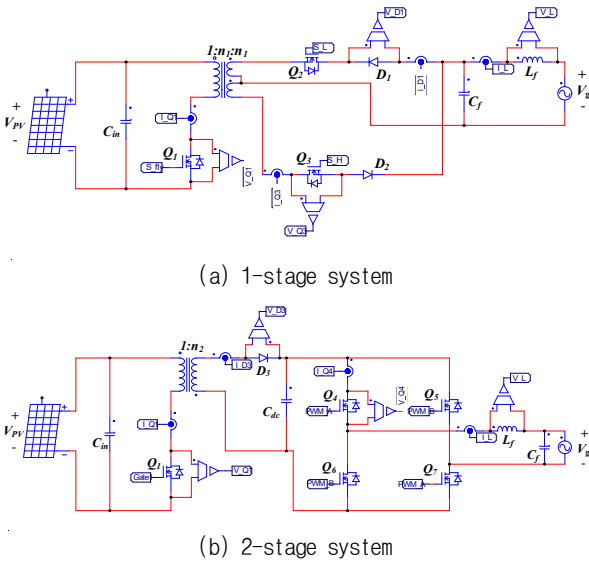


Fig. 4. PSIM circuit diagram according to the configuration method of PV-MIC.

림 3은 인버터의 스위칭 주파수에 따른 손실 및 부피를 나타낸다. 손실과 부피의 trade-off를 고려하여 스위칭 주파수는 40[kHz]로 선정하였다.

### 4.3 각 소자의 손실 비교 분석

고효율에 적합한 AC 모듈형 PV-MIC를 선정하기 위해 1-stage 시스템과 2-stage 시스템의 손실을 비교 분석하며, 비교를 위해 그림 4와 같이 2가지 구성 방식의 360[W] 급 PV-MIC를 PSIM 시뮬레이션을 통해 구현하였다. 표 2는 손실 분석에 사용한 시스템 파라미터 및 소자 정보를 나타내며, 소자 선정은 시뮬레이션 결과를 바탕으로 정격과 손실을 고려하여 선정하였다.

#### 4.3.1 1차 측 플라이백 컨버터 스위치

1-stage 시스템의 플라이백 스위치의 경우, 그림 5(a)의 파형과 같이 2차 측의 AC를 만들기 위해 전압 및 전류의 피크 값이 큰 부분이 존재한다. 2-stage 시스템의 1차 측 플라이백 스위치의 전압 및 전류는 2차 측

TABLE II  
SYSTEM COMPONENTS OF PV-MIC

Component	Parameter
Flyback converter switch, $Q_1$	IXFA60N25X3 (250V/60A)
On resistance, $R_{ds(on)}$	23 [mΩ]
Output capacitance, $C_{oss}$	645 [pF]
Reverse recovery charge, $Q_{rr}$	0.38 [uC]
Delay time	$t_r = 10$ [ns]   $t_f = 7$ [ns]
Flyback inverter switch, $Q_2$ - $Q_3$	STD6N90K5 (900V/6A)
On resistance, $R_{ds(on)}$	910 [mΩ]
Output capacitance, $C_{oss}$	31 [pF]
Reverse recovery charge, $Q_{rr}$	3.13 [uC]
Delay time	$t_r = 12.2$ [ns]   $t_f = 15.5$ [ns]
Inverter switch, $Q_4$ - $Q_7$	C3M0060065D (650V/37A)
On resistance, $R_{ds(on)}$	60 [mΩ]
Output capacitance, $C_{oss}$	80 [pF]
Reverse recovery charge, $Q_{rr}$	0.181 [uC]
Delay time	$t_r = 20$ [ns]   $t_f = 8$ [ns]
Diode, $D_1$ - $D_3$	CD214C-S3M (1000V/3A)
Forward voltage, $V_F$	0.96 [V]
Transformer Core	PC95 PQ35/35
Litz wire	0.06mm × 500
Turns ratio, n	1-stage   2-stage
	1:8:8   1:15
Filter Inductor core	PQ35/35   CH572060
Inductance	3 [mH]   7.54 [mH]
Litz wire	0.06mm × 500
Turns	71 [turn]   342 [turn]
Filter Capacitor	BFC238323433
Capacitance	86 [nF]   210 [nF]

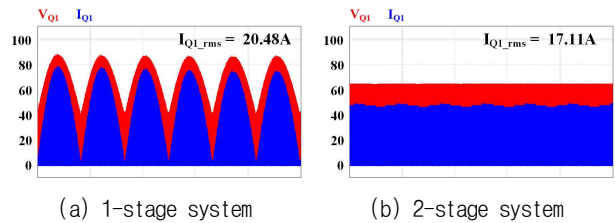


Fig. 5. Voltage and current waveforms of the primary switch.

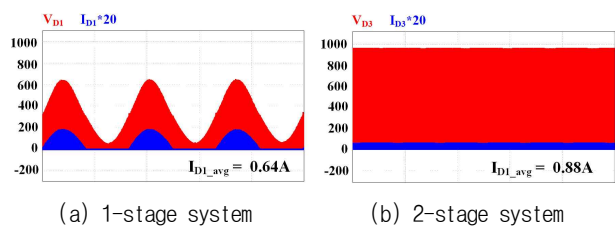


Fig. 6. Voltage and current waveforms of the secondary diode.

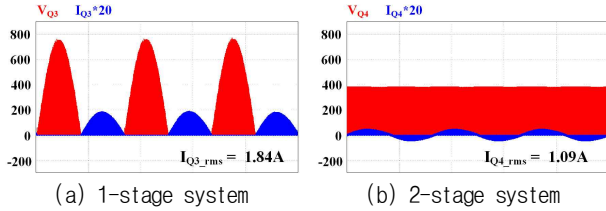


Fig. 7. Voltage and current waveforms of the secondary switch.

인버터가 DC-link 전압을 일정하게 제어하기 때문에 그림 5(b)와 같이 일정하게 나타난다. 따라서 1-stage 시스템의 스위칭 손실은 계통 한 주기 내에서 계속 변하고, 2-stage 시스템의 스위칭 손실은 일정하기 때문에 2 가지 구조에 대해 정량적인 손실 분석이 필요하다. 1차 측 플라이백 컨버터의 스위치  $Q_1$ 의 경우, IXFA60N25X3으로  $C_{oss} = 645$  [pF],  $R_{ds(on)} = 23$  [m $\Omega$ ],  $Q_{rr} = 0.38$  [uC],  $t_r = 10$  [ns],  $t_f = 7$  [ns]이다. 따라서 식 (1)-(4)를 이용하여 1-stage 시스템의 스위치 손실을 계산할 수 있다.

$$P_{MOSFET,loss} = (21.67^2 \times 23 \times 10^{-3}) + (0.5 \times 645 \times 10^{-12} \times 40^2 \times 10^5) + (0.5 \times 40 \times 21.67 \times 7 \times 10^{-9} \times 10^5) = 11.16 [W]$$

이와 같이 2-stage 시스템도 동일하게 분석하면 결과적으로 도통 손실은 1-stage 시스템이 약 4.1[W] 더 크게 발생하며, 스위칭 손실은 2-stage 시스템이 약 0.9[W] 더 크게 발생하는 것을 확인하였다. 결과적으로 1차 측 플라이백 스위치의 전체 손실은 1-stage 시스템이 2-stage 시스템보다 약 3.2[W] 더 크게 나타나는 것을 확인하였다.

### 4.3.2 다이오드

플라이백 컨버터 2차 측 다이오드의 손실은 1-stage와 2-stage 시스템 모두 DCM 동작하기 때문에 역회복 손실 없이 도통 손실만 발생한다. 1-stage 시스템의 경우 2개의 다이오드가 사용되며, AC 출력을 만들기 위해 그림 6(a)와 같이 duty를 가변하여 피크 지점에서 도통 손실이 크게 발생할 수 있다. 2차 측에 사용된 다이오드의 경우, CD214C-S3M으로  $V_F = 0.96$  [V]이다. 식 (5)를 이용하여 1-stage 시스템의 다이오드 손실을 계산할 수 있다.

$$P_{Diode,loss} = (0.96 \times 0.65) \times 2 = 1.25 [W]$$

분석 결과 1-stage 시스템의 다이오드에서 발생한 손실이 2-stage 시스템보다 약 0.4[W] 크게 나타나는 것을 확인하였다.

### 4.3.3 2차 측 스위치

1-stage 시스템에서 2차 측 스위치 손실은 언폴딩 구조로, 그림 7(a)와 같이 스위칭 손실 없이 도통 손실만

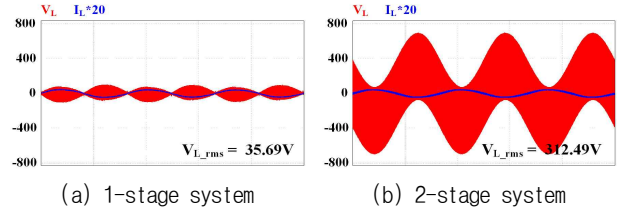


Fig. 8. Voltage and current waveforms of the filter inductor.

발생한다. 2-stage 시스템에서 2차 측 인버터 스위치는 그림 7(b)와 같이 도통 및 스위칭 손실이 모두 발생한다. 또한, 4개의 스위치에서 손실이 발생하기 때문에 손실이 크게 나타날 것이다. 2-stage 시스템 인버터 스위치의 경우, C3M0060065D으로  $C_{oss} = 80$  [pF],  $R_{ds(on)} = 60$  [m $\Omega$ ],  $Q_{rr} = 0.181$  [uC],  $t_r = 20$  [ns],  $t_f = 8$  [ns]이다. 1차 측 스위치와 마찬가지로 식 (1)-(4)를 이용하여 2-stage 시스템 인버터 스위치 손실을 계산할 수 있다.

$$P_{MOSFET,loss} = (1.1^2 \times 60 \times 10^{-3}) + (0.5 \times 80 \times 10^{-12} \times 270^2 \times 40 \times 10^3) + ((0.5 \times 380 \times 2.35 \times 28 \times 10^{-9} + 181 \times 10^{-9} \times 380) \times 40 \times 10^3) \times 4 = 13.89 [W]$$

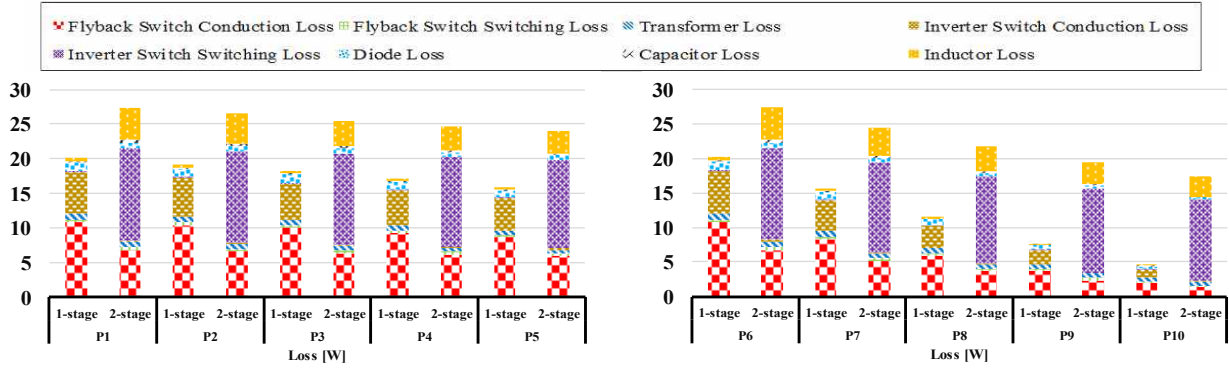
분석 결과 2차 측 스위치의 총 손실은 2-stage 시스템이 1-stage 시스템보다 약 7.9[W] 더 크게 나타나는 것을 확인하였다.

### 4.3.4 출력 필터

1-stage 시스템의 출력 필터는 DCM 제어가 적용된 플라이백 컨버터의 2차 측 전류를 필터링하며, 2-stage 시스템의 출력 필터는 연속적인 인버터 출력 전류를 필터링한다. 1-stage 시스템에서는 필터 커패시터가 대부분의 전류 리플을 감당하기 때문에 필터 인덕터 전류 리플의 크기는 그림 8과 같이 2-stage 시스템과 유사하다<sup>[15]</sup>. 하지만, 1-stage 시스템의 필터 인덕터는 100[kHz]의 고주파수 동작으로 페라이트 코어인 PC95 PQ35/35를 사용하며, 2-stage 시스템은 스위칭 주파수가 40[kHz]로 분말 자성 코어인 CH572060을 사용하였다. 결과적으로 2-stage 시스템의 필터 인덕터 손실이 1-stage 시스템보다 약 4.2[W] 크게 발생함을 확인하였다. 커패시터 손실의 경우 1-stage 시스템의 경우 입력 커패시터와 필터 커패시터의 손실이 발생하며, 2-stage 시스템의 경우 입력 커패시터와 플라이백 컨버터와 인버터 사이의 DC-link 커패시터와 필터 커패시터의 손실이 발생하기 때문에 전체적인 손실은 2-stage 시스템이 약 0.24[W] 크게 발생함을 확인하였다.

## 4.4 부분 음영과 빛의 세기에 따른 손실 분석

그림 9는 360[W] 급 AC 모듈형 PV-MIC의 부분 음영 및 빛의 세기에 따른 손실을 비교·분석한 그래프이



(a) Loss distribution chart according to partial shading (b) Loss distribution chart according to light intensity

Fig. 9. Analysis results according to partial shading and light intensity.

TABLE III  
TABLE OF DISTRIBUTION OF LOSS ACCORDING TO PARTIAL SHADING

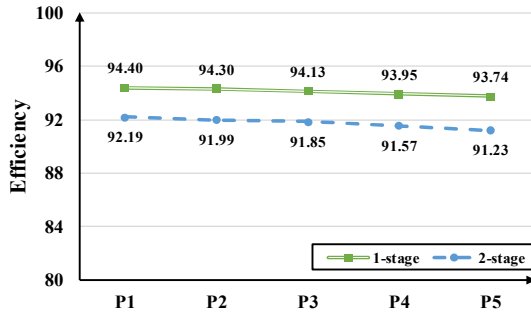
Loss	P1		P2		P3		P4		P5	
	1-stage	2-stage	1-stage	2-stage	1-stage	2-stage	1-stage	2-stage	1-stage	2-stage
Flyback Switch Conduction Loss [W]	10.80	5.56	10.78	5.55	10.79	5.57	10.77	5.54	10.79	5.56
Flyback Switch Switching Loss [W]	0.36	1.25	0.35	1.10	0.34	1.04	0.33	0.94	0.33	0.89
Transformer Loss [W]	0.93	0.75	0.85	0.68	0.77	0.62	0.71	0.56	0.65	0.51
Inverter Switch Conduction Loss [W]	6.03	0.29	5.60	0.26	5.29	0.24	4.97	0.20	4.60	0.18
Inverter Switch Switching Loss [W]	-	13.60	-	13.51	-	13.45	-	13.31	-	13.20
Diode Loss [W]	1.25	0.84	1.19	0.78	1.15	0.75	1.10	0.70	1.05	0.66
Capacitor Loss [W]	0.18	0.42	0.17	0.38	0.16	0.36	0.15	0.31	0.14	0.28
Inductor Loss [W]	0.46	4.62	0.40	4.36	0.37	3.60	0.34	3.43	0.31	3.18
Total Loss [W]	20.01	27.33	19.34	26.61	18.87	25.61	18.37	25.01	17.87	24.46

TABLE IV  
TABLE OF DISTRIBUTION OF LOSS ACCORDING TO LIGHT INTENSITY

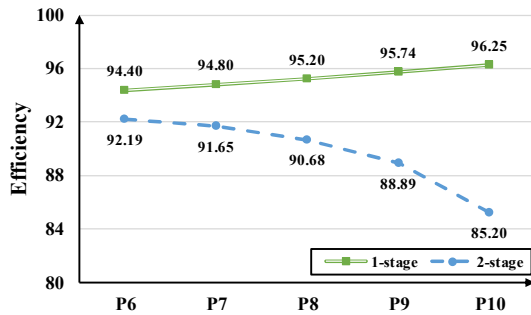
Loss	P6		P7		P8		P9		P10	
	1-stage	2-stage	1-stage	2-stage	1-stage	2-stage	1-stage	2-stage	1-stage	2-stage
Flyback Switch Conduction Loss [W]	10.80	5.56	8.34	4.24	6.01	3.05	3.81	1.99	2.01	1.10
Flyback Switch Switching Loss [W]	0.36	1.25	0.31	1.05	0.27	0.94	0.22	0.85	0.17	0.68
Transformer Loss [W]	0.93	0.75	0.85	0.72	0.78	0.68	0.72	0.65	0.66	0.63
Inverter Switch Conduction Loss [W]	6.03	0.29	4.49	0.20	3.20	0.12	2.01	0.07	1.06	0.03
Inverter Switch Switching Loss [W]	-	13.60	-	13.30	-	12.89	-	12.58	-	12.24
Diode Loss [W]	1.25	0.84	1.03	0.70	0.83	0.55	0.61	0.42	0.40	0.28
Capacitor Loss [W]	0.18	0.42	0.14	0.31	0.10	0.21	0.07	0.14	0.04	0.07
Inductor Loss [W]	0.46	4.62	0.31	4.01	0.20	3.65	0.11	3.27	0.04	2.89
Total Loss [W]	20.01	27.33	15.47	24.53	11.39	22.10	7.55	19.96	4.38	17.91

며, 그림 10은 시스템의 효율을 나타낸다. 표 3, 4는 각 손실의 크기를 나타낸다. 시스템 손실을 분석한 지점은 그림 2에 나타난 태양전지 모듈의 조건별 최대 전력점과 동일하다. 그림 9(a)와 그림 10(a)는 부분 음영에 따른 1-stage 시스템과 2-stage 시스템의 손실과 효율을 나타낸다. 태양전지 모듈은 부분 음영이 발생함에 따라 그림 2(a)와 같이 최대 전력점에서 PV 모듈의 전류는

일정하고 전압이 감소하기 때문에 1-stage 시스템과 2-stage 시스템 모두 1차 측 스위치의 도통 손실은 일정하고 스위칭 손실만 감소한다. 2차 측의 경우 출력 전압의 크기는 계통 전압으로 동일하고 최대 전력점이 감소하여 출력 전류가 감소한다. 1-stage 시스템의 2차 측 스위치는 언폴딩 구조로 도통 손실만 존재하기 때문에 출력 전류의 감소로 도통 손실이 감소한다. 2-stage 시



(a) Efficiency of PV-MIC according to partial shading



(b) Efficiency of PV-MIC according to light intensity

Fig. 10. System efficiency according to partial shading and light intensity.

스텝 인버터 스위치는 도통 및 스위칭 손실이 모두 발생하기 때문에, 출력 전류 감소로 도통 및 스위칭 손실 모두 감소한다. 하지만 부분 음영의 크기가 증가함에 따른 태양전지 모듈의 출력 전력의 감소량이 1-stage 시스템과 2-stage 시스템의 손실 감소량에 비해 크게 나타나기 때문에 전체 효율은 감소하게 된다.

그림 9(b)와 그림 10(b)는 빛의 세기에 따른 1-stage 시스템과 2-stage 시스템의 손실과 효율을 나타낸다. 태양전지 모듈은 빛의 세기에 따라 그림 2(b)와 같이 최대 전력점에서 PV 모듈의 전압은 일정하고 전류가 감소하기 때문에, 1-stage 시스템과 2-stage 시스템 모두 1차 측 스위치의 도통 및 스위칭 손실이 감소한다. 2차 측은 부분 음영이 발생하는 경우와 동일하게 출력 전압은 일정하고 출력 전류가 감소하기 때문에, 1-stage 시스템의 스위치는 도통 손실이 감소하며, 2-stage 시스템의 스위치는 도통 및 스위칭 손실이 감소한다. 하지만 빛의 세기가 감소하는 경우 1-stage 시스템 손실은 1차 측 스위치의 도통 손실 감소량이 태양전지 모듈의 출력 전력의 감소량보다 커서 효율이 증가하는 양상을 보인다. 따라서 1-stage 시스템은 빛의 세기가 가장 약할 때인 P10에서 효율이 96.25%로 가장 높게 나타난다. 2-stage 시스템 역시 출력 전력이 감소하면 1차 측 스위치의 도통 손실 및 스위칭 손실과 2차 측 풀브릿지 인버터 스위치의 도통 및 스위칭 손실이 감소한다. 하지만 전체 손실 대비 2차 측 스위칭 손실의 비율이 출력 전력이 낮을수록 더 커지기 때문에, PV 모듈의 출력 전력 감소

량보다 적게 감소하여 빛의 세기 감소에 따라 효율이 떨어지는 양상을 보인다. 따라서 2-stage 시스템의 최대 효율은 빛의 세기가 강한 P6에서 92.19%로 나타난다.

결과적으로, 1-stage 시스템과 2-stage 시스템 모두 부분 음영에 의한 효율 변화는 크지 않으며, 빛의 세기가 감소함에 따라 1-stage 시스템은 효율이 증가하고, 2-stage 시스템의 효율은 감소하는 양상을 확인하였다. 따라서 부분 음영과 빛의 세기 변화를 고려하였을 때, 1-stage 구조의 AC 모듈형 PV-MIC가 고효율 동작에 더 적합함을 확인하였다.

### 5. 결론

본 논문에서는 실제 태양전지 모듈의 부분 음영 및 빛의 세기에 따른 출력 변화를 고려하여 AC 모듈형 PV-MIC의 구성 방식에 따른 손실을 비교·분석하였다. PV-MIC에 주로 사용되는 플라이백 토폴로지를 기반으로 1-stage 시스템과 2-stage 시스템을 구성하고 이론 및 시뮬레이션을 기반으로 손실 분석을 진행하였다. 이론적 분석 결과를 통하여 1-stage 구조의 AC 모듈형 PV-MIC가 효율 측면에서 더 유리한 것을 확인하였다.

본 연구는 2018년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 에너지인력양성 사업으로 지원받아 수행한 인력양성 성과입니다. (No. 20184030202190)

### References

- [1] Y. H. Ji, "Particle swarm optimization based design point deduction methodology for efficiency-optimized flyback inverters for PV AC-Module applications," *Ph.D dissertation, Dept. PV Syst. Eng., Sungkyunkwan Univ., Suwon*, 2013.
- [2] Y. H. Kim, "Study on the control of electric energy storage system for photovoltaic parallel DC-module," *Ph.D dissertation, Dept. PV Syst. Eng., Sungkyunkwan Univ., Suwon*, 2014.
- [3] I. H., "The optimal design of module integrated solar inverter system," *Ph.D dissertation, Dept. Elect. Eng., Chonnam Univ., Chonnam*, 2018.
- [4] J. S. Choi, "Development of high performance MIC system for AC module with photovoltaic generation," *Ph.D dissertation, Dept. Elect. Eng., Suncheon Univ., Suncheon*, 2011.
- [5] H. D. Paulino et al., "A review of the main inverter topologies applied on the integration of renewable energy resources to the grid," *XI Brazilian Power Electronics Conf. Praiamar*, pp. 963-969, 2011.

- [6] Z. Zhang, M. Chen, W. Chen, C. Jiang, and Z. Qian, "Analysis and implementation of phase synchronization control strategies for BCM interleaved flyback microinverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 11, pp. 5921-5932, Nov. 2014.
- [7] Y. Ji et al., "Dual mode switching strategy of flyback inverter for photovoltaic AC modules," *The 2010 Int. Power Electronics Conf. ECCE ASIA, Sapporo*, pp. 2924-2929, Jun. 2010.
- [8] S. A. Ansari et al., "Low-voltage ride-through capability of flyback inverter under BCM operation for AC module applications," *2017 Smart Grid Conf. (SGC), Tehran*, pp. 1-6, Dec. 2017.
- [9] M. A. Rezaei, K. Lee, and A. Q. Huang, "A high-efficiency flyback micro-inverter with a new adaptive snubber for photovoltaic applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 1, pp. 318-327, Jan. 2016.
- [10] T. Lodh, N. Pragallapati, and V. Agarwal, "Novel control scheme for an interleaved flyback converter based solar PV microinverter to achieve high efficiency," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 54, No. 4, pp. 3473-3482, Jul./Aug. 2018.
- [11] M. K. Kim, D. G. Woo, B. K. Lee, N. J. Kim, and J. S. Kim, "Loss analysis of power conversion equipment for efficiency improvement," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 1, pp. 80-90, Feb. 2014.
- [12] TDK, "Ferrite core for switching power supplies," PC95 PQ35/35 datasheet, Mar. 2014.
- [13] CSC, "Magnetic powder cores," CH572060 datasheet, Sep. 2015.
- [14] J. Ma, X. Pan, K. L. Man, X. Li, H. Wen, and T. On Ting, "Detection and assessment of partial shading scenarios on photovoltaic strings," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 54, No. 6, pp. 6279-6289, Nov./Dec. 2018.
- [15] M. Dardouri et al., "Control and filter design of single phase grid-connected inverter for PV applications," *5<sup>th</sup> Int. Conf. on Green Energy & Environmental Eng. (GEEE-2018)*, Vol. 37, pp. 50-57, Jul. 2018.



### 강승현(姜勝弦)

1995년 7월 3일생. 2020년 인제대 전자공과 졸업. 2020년~현재 성균관대 전자전기컴퓨터공학과 석사과정.



### 손원진(孫愿璿)

1993년 12월 20일생. 2018년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2018년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 석·박통합과정.



### 안상준(安相俊)

1991년 1월 1일생. 2016년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2016년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 석·박통합과정.



### 이병국(李秉國)

1968년생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 Texas A&M University 전기공학과 졸업(공박). 2002년~2003년 Postdoctoral Research Associate, Texas A&M University. 2003년~2005년 한국전기연구원 산업전기연구단 전력전자그룹 선임연구원. 2006년~현재 성균관대 정보통신대학 전자전기공학부 교수. 2004년~현재 IEEE Senior Member, IEEE VPPC2012 조직위원장. 2016년~현재 국제전기기술위원회 (IEC) 적합성평가위원회(CAB) 이사. 당 학회 기획이사.