

## 모듈형 계통연계 PV PCS

서 현우<sup>1)</sup>, 권 정민<sup>2)</sup>, 김 응호<sup>3)</sup>, 권 봉환<sup>4)</sup>

### Modular Line-connected Photovoltaic PCS

Hyunwoo Seo, Jungmin Kwon, Eungho Kim, Bonghwan Kwon

**Key words** : Photovoltaic(태양광), step-up dc-dc converter(승압형 컨버터), MPPT(최대 전력점 추종 알고리즘), PCS(태양광 발전 시스템)

**Abstract** : The modular line-connected photovoltaic PCS (power conditioning system) is proposed. The proposed system consists of a step-up DC-DC converter and a full-bridge inverter. A step-up DC-DC converter using a dual series-resonant rectifier circuit and a active-clamp circuit is proposed to achieve a high efficiency and a high input-output voltage ratio efficiently. An IncCond (incremental conductance) MPPT (maximum power point tracking) algorithm that improves MPPT characteristic is used. By control a inverter using a linearized output current controller, a unity power factor is achieved. All algorithms and controllers are implemented on a single-chip microcontroller and the superiority of the proposed algorithms and controllers is proved by experiments.

#### 1. 서론

PV 모듈을 직병렬로 연결하여 10kW급 이상의 대용량 PV PCS 하나를 이용해 발전하는 방식은 단위 발전 용량 당 높은 효율과 낮은 가격의 이점이 있지만 대용량 PV PCS에서 일괄적으로 MPPT 제어가 이루어지기 때문에 MPPT 효율이 좋지 않고 PV 모듈의 미스매치로 인한 발전 전력 감소, 그리고 단일 PCS 사용으로 인한 신뢰성의 문제 등을 지닌다. 이에 반해 각 PV 모듈마다 모듈형 PV PCS를 연결하여 1kW 이하의 소용량 발전 모듈을 만들게 되면 각 발전 모듈마다 개별 MPPT 제어가 가능하여 MPPT 효율이 높고 신뢰성이 높은 장점이 있지만 발전량에 비해 시스템의 비용이 높고 전력 변환 효율이 낮다는 단점을 지니기 때문에 저가격화와 아울러 높은 효율이 요구된다<sup>(1,2)</sup>. 제안하는 모듈형 계통연계 PV PCS는 PV 모듈, 절연 승압형 DC-DC 컨버터, DC-AC 인버터로 구성되는 토폴로지를 채택하였다. DC-DC 컨버터에서 최대 10배 이상의 전압 이득을 얻어야하기 때문에 듀얼 직렬공진 정류 회로 (dual series-resonant rectifier circuit)와 능동 클램프 회로 (active-clamp circuit)를 이용하여 전력 변환 효율이 높은 승압형 컨버터를 구현하였다. MPPT 제어를 위해 최대 전력점 추종 특성을 개선한 IncCond 방식의 MPPT 알고리즘을 사용한다. 그리고 계통연계를 위해 출력 전류 제어기로 인버터를 선형적으로 제어하여 역률을 향상시키는 장점을 지닌다.

#### 2. 전체 시스템 구성

제안하는 모듈형 계통연계 PV PCS는 Fig. 1과 같다. DC-DC 컨버터는 PV 모듈 전압을 승압하여 직류 링크 평균 전압을 350V로 제어하고 풀-브릿지 타입의 DC-AC 인버터는 직류 링크 전압을 계통 전압 레벨로 감압하여 계통으로 전력을 전달한다.

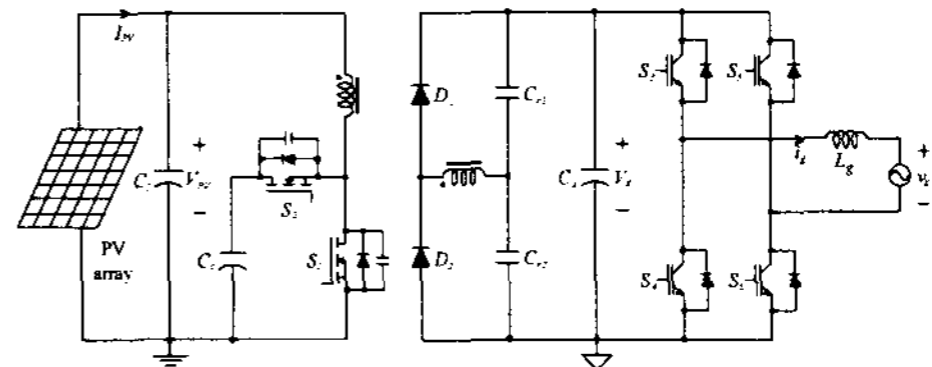


Fig. 1 A proposed modular line-connected PV PCS

- 1) 포항공과대학교 전자전기공학과  
E-mail : sorce@postech.ac.kr  
Tel : (054)279-2876 Fax : (054)279-5632
- 2) 포항공과대학교 전자전기공학과  
E-mail : jmkwon@postech.ac.kr  
Tel : (054)279-2876 Fax : (054)279-5632
- 3) 포항공과대학교 전자전기공학과  
E-mail : znight@postech.ac.kr  
Tel : (054)279-2876 Fax : (054)279-5632
- 4) 포항공과대학교 전자전기공학과  
E-mail : bhkwon@postech.ac.kr  
Tel : (054)279-2876 Fax : (054)279-5632

### 3. 제안하는 승압형 DC-DC 컨버터

제안하는 승압형 DC-DC 컨버터는 2차 측 다이오드 전압을 출력 전압으로 클램프 시키고 ZCS를 제공하기 때문에 다이오드의 역 회복 특성으로 인한 손실을 제거한다. 그리고 1차 측 능동 클램프 회로는 주 스위치의 전압 스파이크를 감소시키고 보조 스위치의 ZVS를 제공한다. 제안하는 DC-DC 컨버터의 회로 구성은 Fig. 2와 같다.

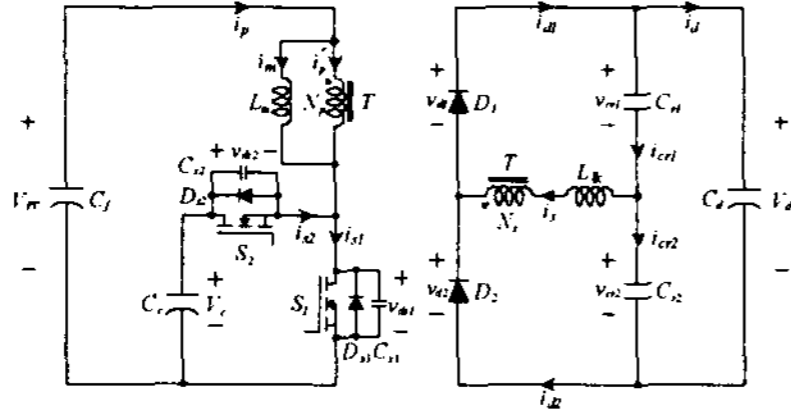


Fig. 2 A proposed step-up DC-DC converter

스위칭 주기  $T_s$  동안의 동작은 6개 모드로 나누어질 수 있고 각 동작 모드에서의 주요 파형은 Fig. 3과 같다.

**Mode 1** [ $t_0, t_1$ ]:  $t_0$  시점에서 보조 스위치  $S_2$ 가 턴-오프 되고 주 스위치  $S_1$ 이 턴-온 된다. 자화 인덕턴스  $L_m$ 에 전압  $V_{PV}$ 가 인가되기 때문에 자화 인덕턴스 전류  $i_m$ 은 다음 식과 같이 선형적으로 증가한다.

$$i_m(t) = i_m(t_0) + \frac{V_{PV}}{L_m}(t - t_0) \quad (1)$$

1차 측 전류  $i_p$ 와 전류  $i_m$ 의 차이로 유도되는 2차 측 전류  $i_s$ 는 누설 인덕턴스  $L_{lk}$ 와 공진 커패시터  $C_{r1}, C_{r2}$ 로부터 첫 번째 직렬공진을 하게 되며 전류  $i_s$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$i_s(t) = \frac{nV_{PV} - v_{cr1}(t_0)}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_0)] \quad (2)$$

이 때  $n (=N_s/N_p)$ 은 변압기의 권선 비이고 공진 각주파수  $\omega_r$ 과 공진 임피던스  $Z_r$ 은 각각 다음과 같다.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{2L_{lk}C_r}}, \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_{lk}}{2C_r}}, \quad C_r = C_{r1} = C_{r2} \quad (3)$$

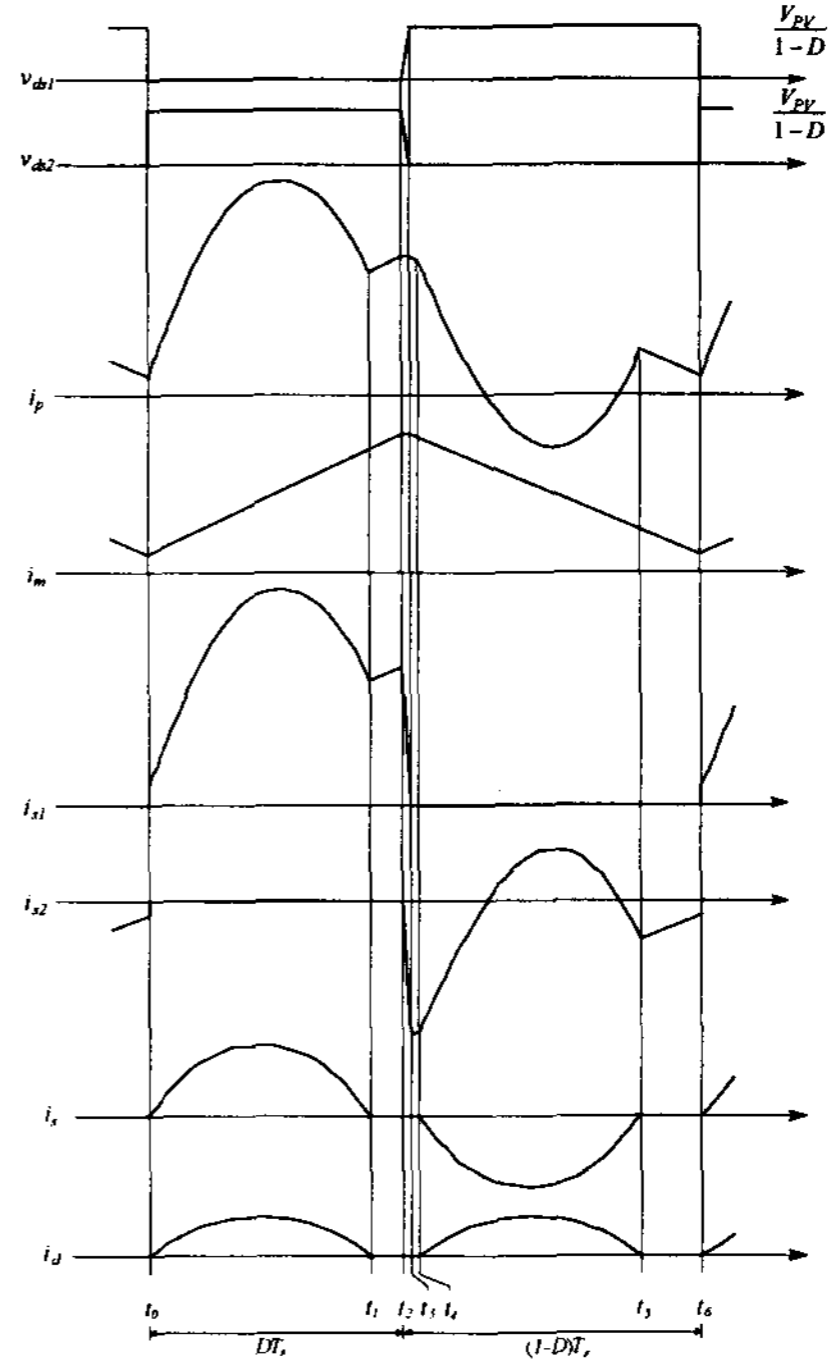


Fig. 3 Theoretical waveforms of the proposed step-up DC-DC converter

**Mode 2** [ $t_1, t_2$ ]:  $t_1$  시점에서 전류  $i_s$ 는 0이 되고 첫 번째 직렬공진이 끝나게 되어 출력 다이오드  $D_1$ 이 영전류 턴-오프 된다. 유도된 2차 측 전류가 0이기 때문에 전류  $i_p$ 와 전류  $i_m$ 은 서로 같고 식 (1)과 같은 기울기로 선형적으로 증가한다.

**Mode 3** [ $t_2, t_3$ ]:  $t_2$  시점에서 주 스위치  $S_1$ 이 턴-오프 된다. 전류  $i_p$ 가 주 스위치  $S_1$ 의 기생 커패시턴스  $C_{s1}$ 을 충전시키고 보조 스위치  $S_2$ 의 기생 커패시턴스  $C_{s2}$ 를 방전시킨다.  $C_{s1}$ 과  $C_{s2}$ 는 매우 작은 값이기 때문에 [ $t_2, t_3$ ] 구간은 매우 짧고  $i_p$ 와  $i_m$ 은 동일하다.

**Mode 4** [ $t_3, t_4$ ]:  $t_3$  시점에서 보조 스위치  $S_2$  양단의 전압이 0이 되고 전류  $i_p$ 가 보조 스위치  $S_2$ 의 바디 다이오드  $D_{s2}$ 를 통해 흐르기 시작한다.  $L_m$ 에 음의 전압  $-(V_c - V_{PV})$ 가 인가되기 때문에 전류  $i_m$ 은 다음 식과 같이 선형적으로 감소하고  $i_s$ 가 0이므로  $i_p$ 와  $i_m$ 은 서로 같다.

$$i_m(t) = i_m(t_3) - \frac{V_c - V_{PV}}{L_m}(t - t_3) \quad (4)$$

**Mode 5** [ $t_4, t_5$ ]:  $t_4$  시점에서 보조 스위치  $S_2$ 가 영전압 턴-온 된다. 전류  $i_m$ 은 식 (4)와 같이 선형적으로 감소하며  $i_s$ 는  $L_{lk}$ 와  $C_{r1}, C_{r2}$ 로부터 두 번째 직렬공진을 시작하게 된다. 모드 1에서와 마찬가지로 전류  $i_s$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$i_s(t) = -\frac{n(V_c - V_{PV}) - v_{cr2}(t_4)}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_4)] \quad (5)$$

Mode 6 [t<sub>5</sub>, t<sub>6</sub>]: t<sub>5</sub> 시점에서 전류 i<sub>s</sub>는 0이 되고 두 번째 직렬공진이 끝나게 되어 출력 다이오드 D<sub>2</sub>가 영전류 턴-오프 된다. i<sub>s</sub>는 0이기 때문에 i<sub>p</sub>와 i<sub>n</sub>은 같고 식 (4)와 같은 기울기로 선형적으로 감소한다.

#### 4. MPPT 제어와 단위 역률 제어를 위한 인버터 제어기

##### 4.1 MPPT 제어 알고리즘

IncCond 방식의 MPPT 알고리즘은 PV 모듈의 전력 기울기를 미분하여 기준 전압 변동량을 조절하기 때문에 빠른 MPPT 성능을 보인다. 본 논문에서는 MPPT 추종 특성을 개선한 IncCond 방식의 MPPT 알고리즘을 사용한다<sup>(3)</sup>. PV 모듈의 전력 기울기 β는 PV 모듈의 전압 변화량과 전류 변화량 ΔV<sub>PV</sub>, ΔI<sub>PV</sub>로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\beta = I_{PV} + \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} V_{PV} \quad (6)$$

β < 0일 경우 PV 모듈 기준 전압 V<sub>PV</sub><sup>\*</sup>를 감소시키고 β > 0일 경우 V<sub>PV</sub><sup>\*</sup>를 증가시킴으로써 전력 기울기 β를 0으로 만들 수 있다. ΔV<sub>PV</sub>=0일 경우 ΔI<sub>PV</sub>의 크기에 따라 PV 모듈 기준 전압 V<sub>PV</sub><sup>\*</sup>를 보상한다.

$$V_{PV}^*[k] = \begin{cases} V_{PV}^*[k-1] + k_1\beta, & \text{if } \Delta V_{PV} \neq 0 \\ V_{PV}^*[k-1] + k_2\Delta I_{PV}, & \text{if } \Delta V_{PV} = 0 \end{cases} \quad (7)$$

PV 모듈 전류 제어를 위한 PV 모듈 기준 전류 I<sub>PV</sub><sup>\*</sup>는 다음과 같은 P형 전압제어기에 의해 결정된다.

$$I_{PV}^*[k] = I_{PV}^*[k-1] + k_{p,MPPT}(V_{PV} - V_{PV}^*) \quad (8)$$

##### 4.2 출력 전류 제어기

DC-AC 인버터는 unipolar PWM 방식을 사용한다. unipolar PWM 방식은 bipolar PWM 방식에 비해 유효 스위칭 주파수가 두 배가 되어 단위 역률 제어에 유리한 장점을 지닌다<sup>(4)</sup>. 계통 전압 v<sub>g</sub>가 양의 값을 갖는 반 주기 동안 스위치 S<sub>6</sub>를 항상 턴-온 상태로 설정하고 스위치 S<sub>3</sub>와 S<sub>4</sub>를 이용하여 PWM 파형을 만든다. 그리고 계통 전압 v<sub>g</sub>가 음인 반 주기 동안은 스위치 S<sub>4</sub>를 항상 턴-온 상태로 설정하고 스위치 S<sub>5</sub>와 S<sub>6</sub>를 이용하여 PWM 파형을 만든다. 식 (9)와 식 (10)은 각각 스위치 S<sub>3</sub>와 S<sub>5</sub>의 시비율 D<sub>S3</sub>, D<sub>S5</sub>에 따라 스위칭 주기 T<sub>s</sub> 동안 출력 필터 인덕터 L<sub>g</sub>에 인가되는 평균 전압과 출력 전류 변화량의 관계식이다.

$$L_g \frac{\Delta i_g}{T_s} = (V_d - v_g)D_{S3} - v_g(1 - D_{S3}), \quad \text{if } v_g \geq 0 \quad (9)$$

$$L_g \frac{\Delta i_g}{T_s} = (-V_d - v_g)D_{S5} - v_g(1 - D_{S5}), \quad \text{if } v_g < 0 \quad (10)$$

계통 전압의 각 반 주기에서의 시비율 D<sub>S3</sub>와 D<sub>S5</sub>를 D<sub>inv</sub>로 두면 식 (9)와 식 (10)으로부터 D<sub>inv</sub>는 다음 식과 같이 결정된다.

$$D_{inv} = \frac{\sqrt{2}V_g}{V_d} |\sin \omega t| + \frac{L_g}{V_d T_s} \Delta i_g \\ = D_n + D_c \quad (11)$$

출력 전류 i<sub>g</sub>가 출력 기준 전류 i<sub>g</sub><sup>\*</sup>를 추종하도록 하기 위해서 다음과 같은 P형 전류제어기를 사용한다.

$$D_c = k_{p,c}(|i_g^*| - |i_g|) \quad (12)$$

i<sub>g</sub><sup>\*</sup> = √2 I<sub>g</sub><sup>\*</sup> sin ω t의 rms 값 I<sub>g</sub><sup>\*</sup>는 MPPT 제어기를 통해 결정된 PV 모듈 기준 전류 I<sub>PV</sub><sup>\*</sup>와 예측한 PV 모듈 전류 I<sub>PV</sub>로부터 다음과 같은 PI 전류제어기를 통해 결정된 값이다.

$$I_g^* = k_{p,g}(I_{PV}^* - I_{PV}) + k_{i,g} \int (I_{PV}^* - I_{PV}) dt \quad (13)$$

#### 5. 실험 결과

본 논문에서 제안한 모듈형 계통연계 PV PCS의 성능 시험을 위해 1kW급 시제품을 제작하였다. 모듈형 계통연계 PV PCS 시제품의 모습은 Fig. 4와 같고 주요 파라미터는 Table 1과 같다.



Fig. 4 Photograph of the proposed PV PCS prototype

Table 1 The parameters of the proposed PV PCS prototype

모듈형 계통연계 PV PCS 파라미터	
계통 전압	220V, 60Hz
입력 전압 동작 범위	30V-60V
직류 링크 기준 전압	350V
DC-DC 컨버터 스위칭 주파수	50kHz
인버터 스위칭 주파수	20kHz
클램프 커패시터 C <sub>c</sub>	680uF/100V
공진 커패시터 (C <sub>r1</sub> , C <sub>r2</sub> )	2.2uF
직류 링크 커패시터 C <sub>d</sub>	560uF/450V
변압기 권선비 n	4 : 18
변압기 자화 인덕턴스 L <sub>m</sub>	10uH
변압기 누설 인덕턴스 L <sub>lk</sub>	1uH
출력 필터 인덕터 L <sub>g</sub>	4mH
MOSFET S <sub>1</sub> , S <sub>2</sub>	100V, 140A
IGBT S <sub>3</sub> , S <sub>4</sub> , S <sub>5</sub> , S <sub>6</sub>	600V, 7A
Diode D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>	400V, 15A

Fig. 5는 PV 모듈 전압 46V에서 1kW 전력이 발생할 때 보조 스위치  $S_2$ 의 드레인-소스 전압과 전류를 나타낸다. 보조스위치의 ZVS 스위칭이 이루어짐을 확인할 수 있다.

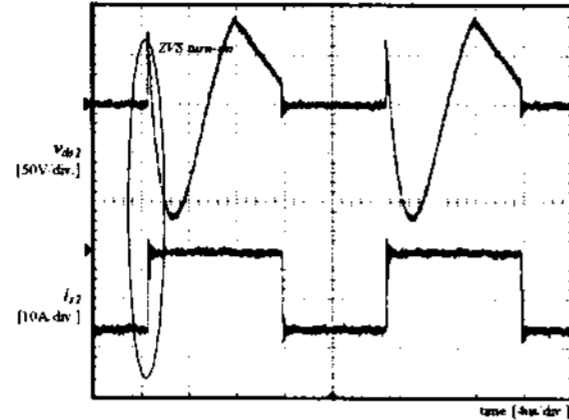


Fig. 5 ZVS switching waveform of the auxiliary switch  $S_2$

Fig. 6, Fig. 7은 각각 PV 모듈 전압 46V에서 1kW 전력이 발생할 때 다이오드  $D_1$ ,  $D_2$ 의 전압과 전류를 나타낸다. 다이오드의 ZCS 스위칭이 이루어짐을 확인할 수 있다.

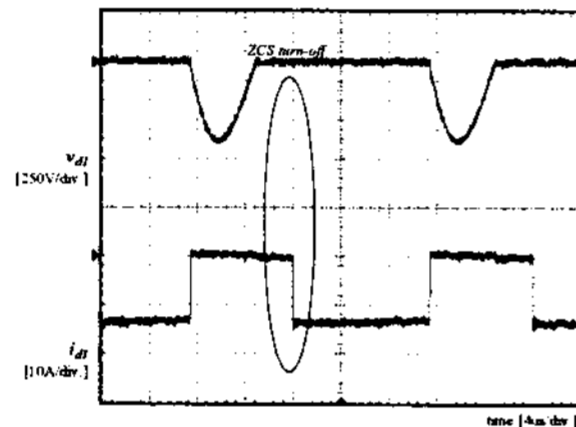


Fig. 6 ZCS switching waveform of the diode  $D_1$

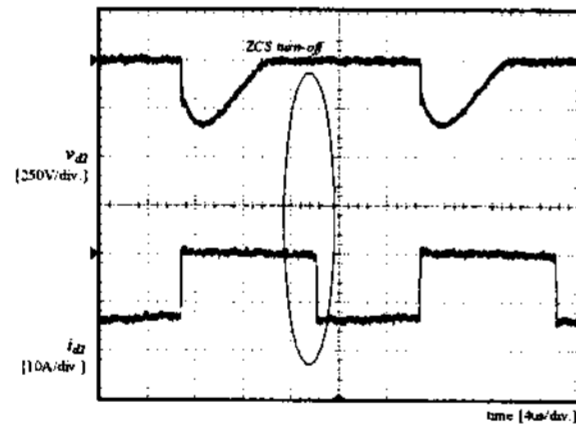


Fig. 7 ZCS switching waveform of the diode  $D_2$

Fig. 8은 PV 모듈 전압 59.5V에서 920W의 전력이 발생할 때 계통 출력 전류이다. 출력 전류가 계통 전압과 동위상의 정현파로 제어됨을 확인할 수 있다.

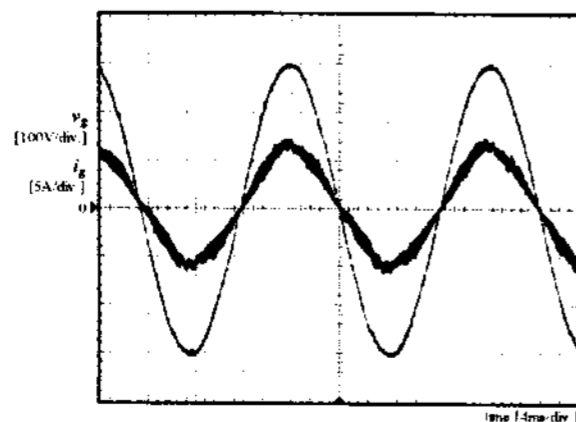


Fig. 8 Line voltage and output current waveform

Table 2는 PV 모듈 전압과 발생 전력에 대한 전력 변환 효율을 나타내며 1kW 정격 전력에서 최대 93.6%의 효율을 달성하였다.

Table 2 Power conversion efficiency on the change of the PV module voltage and the generated power

입력 전압	발생 전력	전력 변환 효율
33.6V	518W	93.9%
46.4V	517W	93.9%
59.0V	523W	93.9%
31.7V	1005W	92.7%
44.9V	1010W	93.6%
57.7V	1012W	92.8%

## 6. 결론

본 논문에서는 모듈형 계통연계 PV PCS를 제안하였다. 제안하는 DC-DC 컨버터를 통해 효과적으로 효율이 높은 승압형 DC-DC 컨버터를 구현하였다. 최대 전력점 추종 특성을 개선한 IncCond 방식의 알고리즘을 통해 MPPT를 수행하고 단위 역률로 출력 전류를 제어한다. 모든 제어기와 알고리즘을 단일 마이크로컨트롤러로 구현함으로써 PCS의 가격을 낮추고 회로 구성을 간단히 하는 장점을 지닌다. 1kW급 시제품을 제작하여 제안하는 모듈형 계통연계 PV PCS의 성능을 확인하였으며 정격 전력에서 최대 전력 변환 효율 93.6%를 달성하였다.

## References

- [1] Frede Blaabjerg, Florin Iov, Remus Teodorescu, Zhe Chen, 2006, "Power Electronics in Renewable Energy Systems", pp. 1-17, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference.
- [2] Yi Huang, Jin Wang, Fang Z. Peng, Dong-wook Yoo, 2006, "Survey of the Power Conditioning System for PV Power Generation", pp. 1-6, Power Electronics Specialists Conference, PESC '06, 37th IEEE.
- [3] Jung-Min Kwon, Kwang-Hee Nam, Bong-Hwan Kwon, 2006, "Photovoltaic Power Conditioning System With Line Connection", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, pp. 1048-1054.
- [4] S. Halasz, G. Csonka, A.A.M. Hassan, B.T. Hui, 1996, "Analysis of the Unipolar PWM Techniques", vol. 1, pp. 353-356, Electrotechnical Conference, MELECON, 8th Mediterranean.