

모듈형 계통연계 태양광 PCS

徐賢優*, 權淸縉**, 金應昊***, 權鳳煥†

Modular Line-connected Photovoltaic PCS

Hyun-Woo Seo, Jung-Min Kwon, Eung-Ho Kim and Bong-Hwan Kwon

요 약

본 논문에서는 모듈형 계통연계 태양광 PCS (photovoltaic power conditioning system)를 제안하였다. 능동-클램프 회로와 듀얼 직렬-공진 정류 회로를 이용하여 높은 입출력 전압 비를 효과적으로 구현하고 효율을 높인 승압형 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 최대 전력점 추종 특성을 개선한 IncCond (incremental conductance) 방식의 MPPT (maximum power point tracking) 알고리즘을 사용하였다. 이 때 DC 전류 센서를 사용하지 않고 태양전지 모듈 (PV module)의 전류를 예측한다. 선형화 기법을 사용한 출력 전류 제어기로 인버터를 제어하여 단위 역률을 실현하였다. 모든 알고리즘과 제어를 하나의 마이크로컨트롤러로 구현하고 제안된 DC-DC 컨버터와 제어기의 우수성을 실험을 통해 검증하였다.

ABSTRACT

In this paper, the modular line-connected photovoltaic PCS (photovoltaic power conditioning system) is proposed. A step-up DC-DC converter using a active-clamp circuit and a dual series-resonant rectifier 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. The PV module current is estimated without using a DC current sensor. 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 DC-DC converter and controllers is proved by experiments.

Key Words : Photovoltaic, Step-up DC-DC converter, MPPT, Modular PCS

1. 서 론

계통연계 태양광 PCS의 구현에 있어 태양광 모듈의 출력 전력이 태양광 모듈의 전압에 대해 비선형적인

특성을 지니기 때문에 태양광 모듈 최대 전력인 지점 (MPP: maximum power point)에서 발전할 수 있도록 하기 위하여 최대 전력 지점 추종 제어 (MPPT: maximum power point tracking) 알고리즘이 필수적이다. 아울러 태양광 PCS의 높은 전력 변환 효율과 계통연계 시 단위 역률 제어가 요구된다. 태양광 모듈을 직병렬로 연결하여 10kW급 이상의 대용량 태양광 PCS 하나를 이용해 발전하는 방식은 단위 발전 용량 당 높은 효율과 낮은 가격의 이점이 있지만 대용량 태양광 PCS에서 일괄적으로 MPPT 제어가 이루어지기 때문에 MPPT 효율이 좋지 않고 태양광 모듈의 미스

†교신저자 : 정회원, 포항공대 전자전기공학과 교수
E-mail : bhkwon@postech.ac.kr

*학생회원, 포항공대 전자전기공학과 석사과정

**학생회원, 포항공대 전자전기공학과 석박사 통합과정

***학생회원, 포항공대 전자전기공학과 박사과정

접수일자 : 2007. 10. 17 1차 심사 : 2007. 12. 17

2차 심사 : 2008. 1. 2 3차 심사 : 2008. 2. 12

심사완료 : 2008. 2. 17

매치로 인한 발전 전력 감소 등의 문제를 지닌다. 이에 반해 각 태양광 모듈마다 모듈형 태양광 PCS를 연결하여 1kW 이하의 소용량 발전 모듈을 만들게 되면 각 발전 모듈마다 개별 MPPT 제어가 가능하여 MPPT 효율이 높고 발전 용량의 확장이 용이한 장점이 있다. 하지만 발전량에 비해 시스템의 비용이 높고 낮은 태양광 모듈 전압을 인버터에서 요구되는 전압으로 승압할 때의 손실이 크다는 단점을 지니기 때문에 저가격화와 아울러 높은 효율이 요구된다^[1,2].

기존의 능동-클램프 회로 (active-clamp circuit)를 이용한 플라이백 (flyback) 컨버터는 누설 인덕턴스에 저장되는 에너지의 재활용이 가능하고 스위치의 전압 스트레스를 저감하는 장점을 지니지만 높은 내압을 갖는 출력 다이오드로 인한 효율 감소, 변압기의 높은 권선 비로 인한 누설 인덕턴스 등 변압기의 기생 성분으로 인한 효율 감소 등의 단점을 지닌다^[3]. 본 논문에서 제안하는 능동-클램프 회로와 듀얼 직렬-공진 정류 회로 (dual series-resonant rectifier)를 이용한 컨버터는 변압기의 권선 비를 낮추고 출력 다이오드에 최대 인가되는 전압을 출력 전압으로 제한하기 때문에 전력 변환 효율이 높다는 장점을 지닌다. MPPT를 위해 MPP 추종 특성을 개선한 IncCond 방식의 MPPT 알고리즘을 사용하였다. DC 전류 센서는 양 전원뿐만 아니라 음 전원도 필요하여, 음 전원을 위한 부가 회로가 필요하다. 본 논문에서는 태양광 모듈 전류 예측을 통해 MPPT 제어를 수행하여 DC 전류 센서를 사용하지 않았다. 따라서 회로 구성을 보다 간단히 하였으며, PCS의 가격을 절감하였다. 계통연계를 위한 출력 전류 제어기는 인버터를 선형적으로 제어하였다^[4].

2. 전체 시스템 구성

제안하는 모듈형 계통연계 태양광 PCS는 그림 1과 같다.

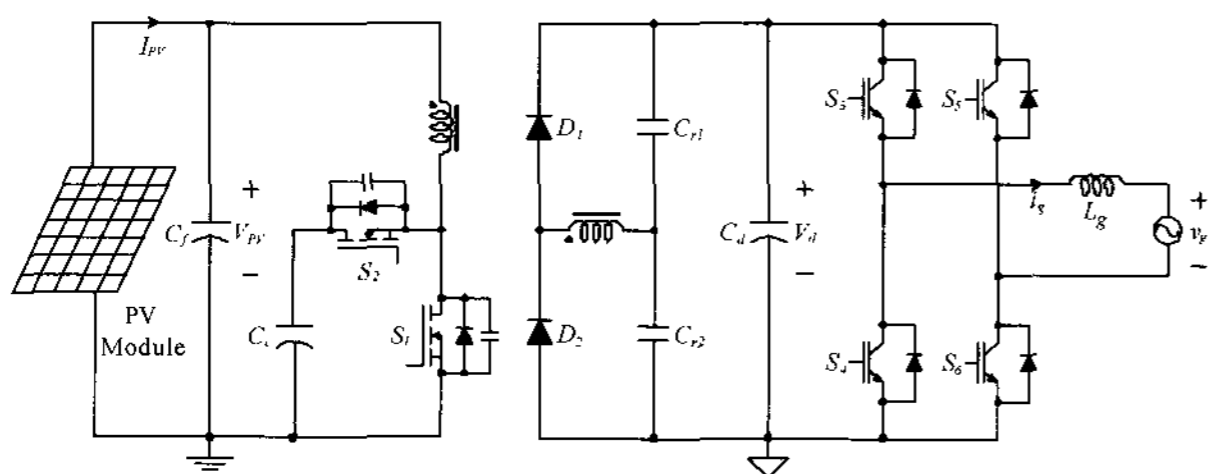


그림 1 제안하는 모듈형 계통연계 태양광 PCS
Fig. 1 A proposed modular line-connected PV PCS

모듈형 계통연계 태양광 PCS는 태양광 모듈과 DC-DC 컨버터, DC-AC 인버터로 구성되어 있다. DC-DC 컨버터는 태양광 모듈 전압을 승압하여 직류 링크 전압을 350V로 일정하게 유지한다. 단상 풀-브릿지로 구성된 DC-AC 인버터는 직류 링크 전압을 계통 전압 레벨로 감압하여 계통으로 전력을 전달하며 MPPT 제어와 단위 역률 제어를 수행한다.

3. 제안하는 승압형 DC-DC 컨버터

제안하는 승압형 DC-DC 컨버터의 1차 측 능동-클램프 회로는 주 스위치의 전압 스파이크를 감소시키고 보조 스위치의 영 전압 스위칭 (ZVS: zero-voltage switching)을 제공한다. 그리고 2차 측 듀얼 직렬-공진 정류 회로는 2차 측 다이오드 전압을 출력 전압으로 클램프시키고 영 전류 스위칭 (ZCS: zero-current switching)을 제공하기 때문에 다이오드의 역 회복 (reverse recovery) 특성으로 인한 손실을 제거한다. 제안하는 승압형 DC-DC 컨버터의 회로 구성은 그림 2와 같다.

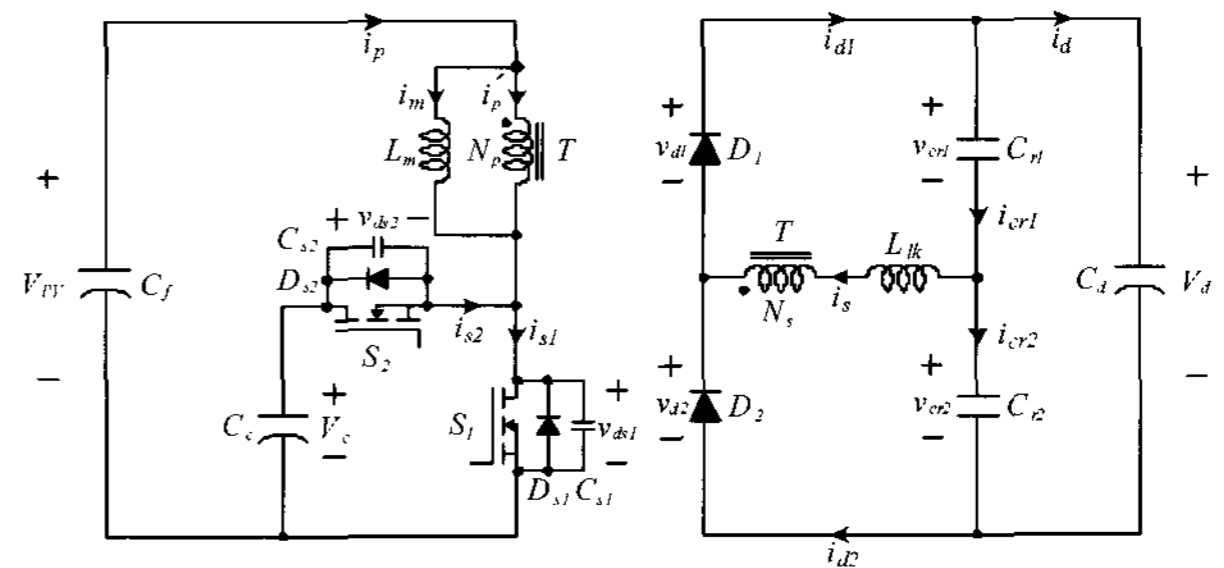


그림 2 제안하는 승압형 DC-DC 컨버터
Fig. 2 A proposed step-up DC-DC converter

제안하는 컨버터의 정상 상태 동작 해석을 위해 다음과 같은 전제를 가정한다.

- 1) 주 스위치 S_1 과 보조 스위치 S_2 는 짧은 데드타임을 가지면서 상보적으로 동작한다.
- 2) 스위치 S_1 과 S_2 는 각각 드레인과 소스 사이의 바디 다이오드와 기생 커패시턴스를 가진다는 것 이외에 이상적인 특성을 지닌다.
- 3) 변압기의 1차 권선과 병렬로 자화 인덕턴스 L_m 이 존재하고 2차 권선과 직렬로 누설 인덕턴스 L_{lk} 가 존재한다.
- 4) 입력 커패시터 C_f 와 클램프 커패시터 C_c 의 값이 크기 때문에 입력 전압 V_{PV} 와 클램프 커패시터 전압 V_c 는 일정하다.

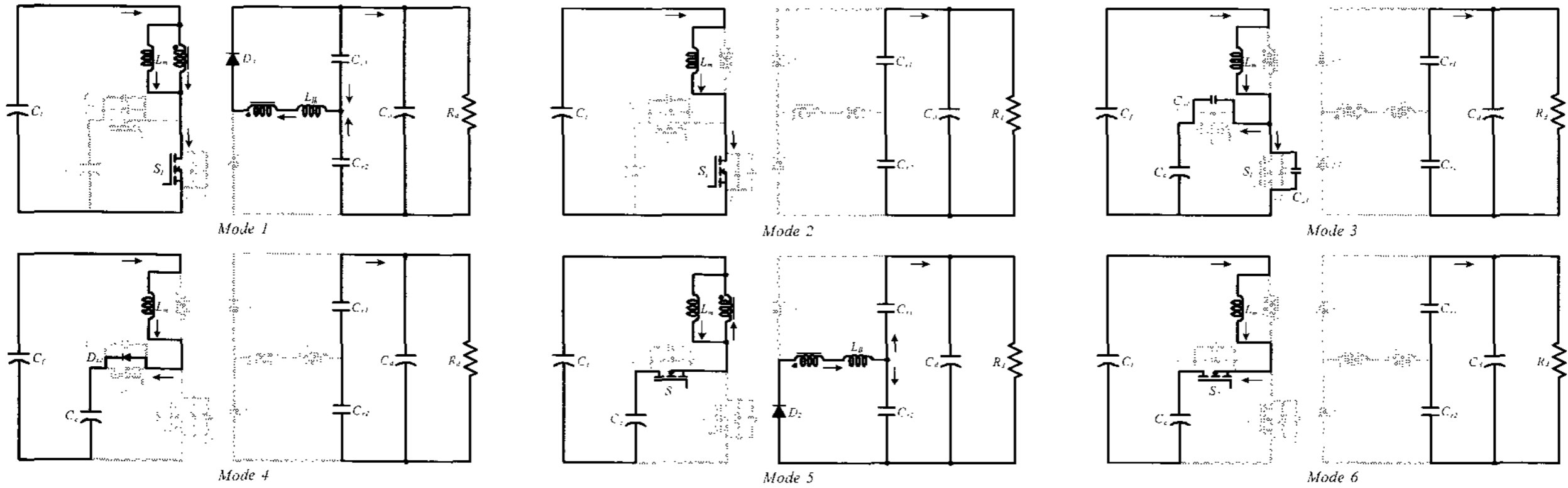


그림 3 제안하는 승압형 DC-DC 컨버터의 동작 모드
 Fig. 3 Operation modes of the proposed step-up DC-DC converter

5) 공진 커패시터 C_{r1} 과 C_{r2} 의 값은 서로 같다.
 ($C_{r1}=C_{r2}=C_r$)

스위칭 주기 T_s 동안의 동작은 6개의 모드로 나누어질 수 있고 각 동작 모드에서의 등가 회로와 주요 파형은 각각 그림 3과 그림 4와 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 직렬-공진을 하게 되며 전류 i_s 와 공진 커패시터 전압 v_{cr1}, v_{cr2} 는 다음 식을 만족하게 된다.

$$L_{lk} \frac{di_s}{dt} = nV_{PV} - v_{cr1} \quad (2)$$

$$i_s = C_{r1} \frac{dv_{cr1}}{dt} - C_{r2} \frac{dv_{cr2}}{dt} = 2C_r \frac{dv_{cr1}}{dt} \quad (3)$$

이 때 $n (=N_s/N_p)$ 은 변압기의 권선 비이다. 식 (2)와 식 (3)으로부터 전류 i_s 는 다음과 같이 계산된다.

$$i_s(t) = \frac{nV_{PV} - v_{cr1}(t_0)}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_0)] = I_{s,peak} \sin[\omega_r(t - t_0)] \quad (4)$$

$I_{s,peak}$ 는 전류 i_s 의 최대치이고 공진 각주파수 ω_r 과 공진 임피던스 Z_r 은 각각 다음과 같다.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{2L_{lk}C_r}}, \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_{lk}}{2C_r}} \quad (5)$$

Mode 2 [t_1, t_2]: t_1 시점에서 전류 i_s 는 0이 되고 첫 번째 직렬-공진이 끝나게 되어 출력 다이오드 D_1 이 역 전류로 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 일정하다.

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. 자화 인덕턴스 L_m 에 음의 전압 $-(V_c - V_{PV})$ 가 인가되기 때문에 전류 i_m 은 다음 식과 같이 선형적으로 감소하게 되고 i_s 가 0이므로 i_p 와 i_m 은 서로 같다.

$$i_m(t) = i_m(t_3) - \frac{V_c - V_{PV}}{L_m}(t - t_3) \quad (6)$$

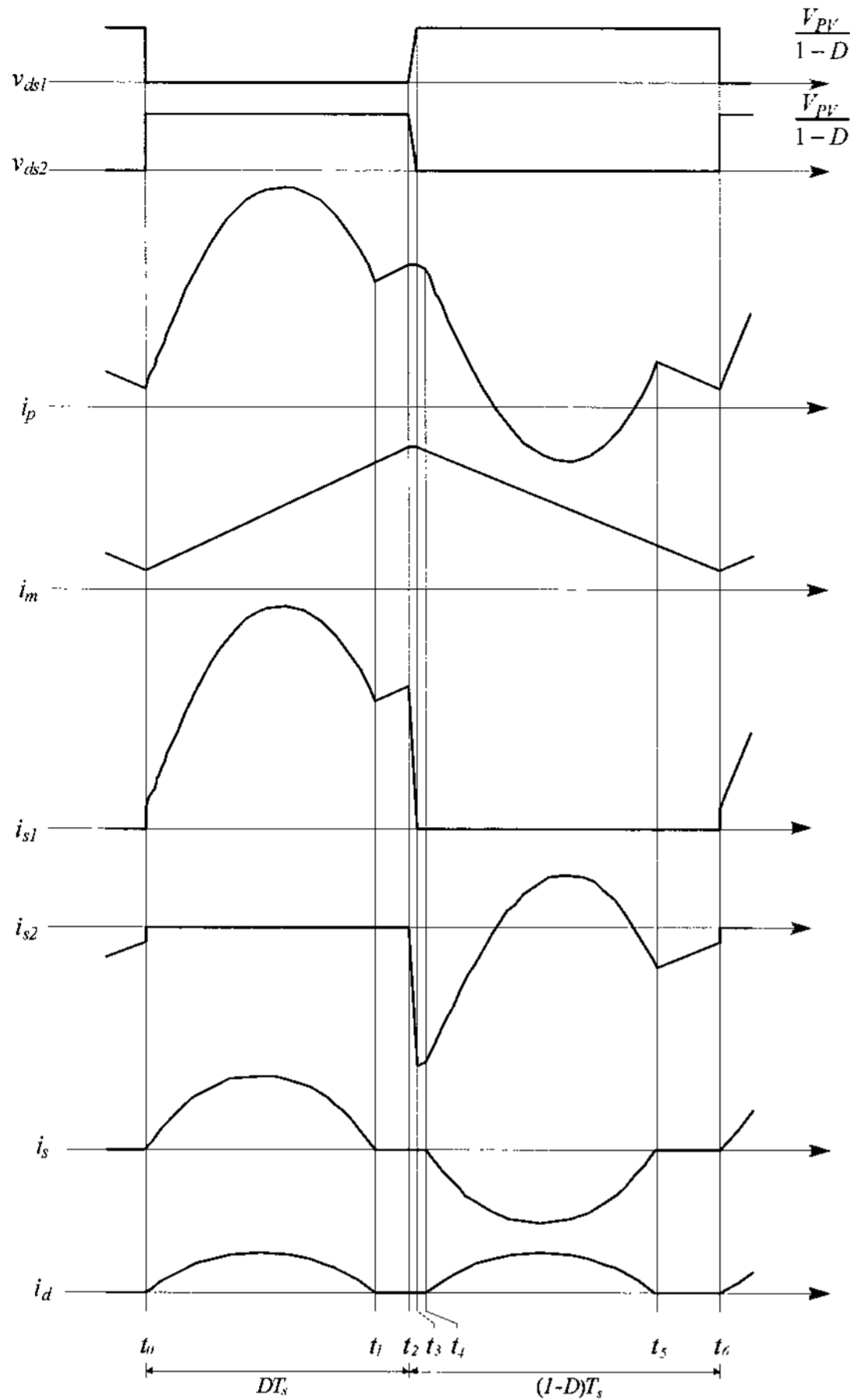


그림 4 제안하는 승압형 DC-DC 컨버터의 이론 파형
Fig. 4 Theoretical waveforms of the proposed step-up DC-DC converter

$$i_m(t) = i_m(t_3) - \frac{V_c - V_{PV}}{L_m}(t - t_3) \quad (6)$$

Mode 5 [t_4, t_5]: t_4 시점에서 보조 스위치 S_2 가 영 전압 턴-온 된다. 전류 i_m 은 식 (6)과 같이 선형적으로 감소하며 2차 측 전류 i_s 는 L_{lk} 와 C_{r1}, C_{r2} 로부터 두 번째 직렬-공진을 시작하게 된다. 모드 1에서와 마찬가지로 전류 i_s 와 전압 v_{cr1}, v_{cr2} 는 다음 식을 만족하게 된다.

$$L_{lk} \frac{di_s}{dt} = v_{cr2} - n(V_c - V_{PV}) \quad (7)$$

$$i_s = C_{r1} \frac{dv_{cr1}}{dt} - C_{r2} \frac{dv_{cr2}}{dt} = -2C_r \frac{dv_{cr2}}{dt} \quad (8)$$

식 (7)과 식 (8)로부터 전류 i_s 는 다음과 같이 계산된다.

$$i_s(t) = -\frac{n(V_c - V_{PV}) - v_{cr2}(t_4)}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_4)] = -I_{s,peak} \sin[\omega_r(t - t_4)] \quad (9)$$

Mode 6 [t_5, t_6]: t_5 시점에서 전류 i_s 는 0이 되고 두 번째 직렬-공진이 끝나게 되어 출력 다이오드 D_2 가 영 전류로 턴-오프 된다. i_s 는 0이기 때문에 i_p 와 i_m 은 같고 식 (6)과 같은 기울기로 선형적으로 감소한다.

자화 인덕턴스 L_m 에 voltage-second balance law를 적용하여 클램프 커패시터 C_c 의 전압 V_c 를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$V_c = \frac{1}{1-D} V_{PV} \quad (10)$$

첫 번째 공진과 두 번째 공진을 통해 출력으로 전달되는 전력 P_{d1} 과 P_{d2} 는 각각 식 (11)과 식 (12)와 같다.

$$P_{d1} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_1} n V_{PV} I_{s,peak} \sin[\omega_r(t - t_0)] dt = \frac{n V_{PV} \omega_s I_{s,peak}}{\pi \omega_r} \quad (11)$$

$$P_{d2} = \frac{1}{T_s} \int_{t_4}^{t_5} n V_c I_{s,peak} \sin[\omega_r(t - t_4)] dt = \frac{n D V_{PV} \omega_s I_{s,peak}}{\pi \omega_r (1-D)} \quad (12)$$

이 때 ω_s 는 스위칭 각주파수이다. 따라서 출력 전력 $P_d (=P_{d1}+P_{d2})$ 와 2차 측 전류의 최대치 $I_{s,peak}$ 과의 관계는 다음 식과 같다.

$$I_{s,peak} = \frac{\pi \omega_r (1-D) P_d}{n V_{PV} \omega_s} \quad (13)$$

출력 전류 i_d 의 최대치는 2차 측 전류의 최대치 $I_{s,peak}$ 의 1/2과 같으므로 출력 전류의 평균값 I_d 는 다음 식과 같다.

$$I_d = \frac{1}{T_s} \left\{ \int_{t_0}^{t_1} \frac{I_{s,peak}}{2} \sin[\omega_r(t - t_0)] dt + \int_{t_4}^{t_5} \frac{I_{s,peak}}{2} \sin[\omega_r(t - t_4)] dt \right\} \quad (14)$$

따라서 식 (14)로부터 $I_{s,peak}$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$I_{s,peak} = \frac{\pi\omega_r I_d}{\omega_s} \quad (15)$$

식 (13)과 식 (15)로부터 컨버터의 입출력 전압 비와 시비율의 관계식은 다음과 같다.

$$\frac{V_d}{V_{PV}} = \frac{n}{1-D} \quad (16)$$

4. MPPT 제어와 단위 역률 제어를 위한 인버터 제어기

태양광 모듈의 전류를 예측하는 방식, MPPT, 그리고 출력 전류 제어 등은 참고 문헌 [4]에서 제안한 방식을 사용하였으며, 4.1~4.3장에 간단한 내용을 나타내었다.

4.1 태양광 모듈의 전류 예측

태양광 모듈은 MPP가 존재하기 때문에 모듈형 계통연계 태양광 PCS의 MPPT 제어를 위해 태양광 모듈 전류의 측정을 통한 제어가 필요하다. 본 논문에서는 DC 전류 센서를 사용하지 않고 태양광 모듈의 전류를 예측하여 예측한 전류 값을 MPPT 제어에 이용한다. 계통 전압과 전류는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} v_g &= \sqrt{2} V_g \sin \omega t \\ i_g &= \sqrt{2} I_g \sin(\omega t + \theta) \end{aligned} \quad (17)$$

이 때 θ 는 계통 전압과 전류의 위상차를 나타낸다. 식 (17)로부터 계통으로 전달되는 평균 전력 P_g 는 다음 식과 같이 계산된다.

$$P_g = V_g I_g \cos \theta \quad (18)$$

그리고 태양광 모듈에서 발생하는 DC 전력은 다음 식과 같다.

$$P_{PV} = V_{PV} I_{PV} \quad (19)$$

PCS의 전력 변환 효율 η 를 고려했을 때 P_g 와 P_{PV} 의 관계는 식 (20)과 같으며 예측된 태양광 모듈 전류

I_{PV} 는 식 (21)과 같다.

$$\eta P_{PV} = P_g \quad (20)$$

$$I_{PV} = \frac{V_g I_g \cos \theta}{\eta V_{PV}} \quad (21)$$

4.2 MPPT 제어 알고리즘

MPPT 제어 알고리즘으로 참조표 방식, P&O (perturbation and observation) 방식, IncCond (incremental conductance) 방식 등이 주로 사용된다. IncCond 방식은 태양광 모듈의 전력 기울기를 구하여 기준 전압 변동량을 조절하기 때문에 빠른 MPPT 성능을 보인다. 본 논문에서는 MPP 추종 특성을 개선한 IncCond 방식의 MPPT 알고리즘을 사용한다^[4]. 태양광 모듈의 전력 기울기 β 는 태양광 모듈의 전압 변화량과 전류 변화량 ΔV_{PV} , ΔI_{PV} 로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\beta = I_{PV} + \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} V_{PV} \quad (22)$$

$\beta < 0$ 일 경우 태양광 모듈 기준 전압 V_{PV}^* 를 감소시키고 $\beta > 0$ 일 경우 V_{PV}^* 를 증가시킴으로써 전력 기울기 β 를 0으로 만들 수 있다. $\Delta V_{PV} = 0$ 일 경우 ΔI_{PV} 의 크기에 따라 태양광 모듈 기준 전압 V_{PV}^* 를 보상한다.

$$V_{PV}^*[k] = \begin{cases} V_{PV}^*[k-1] + k_1 \beta, & \text{if } \Delta V_{PV} \neq 0 \\ V_{PV}^*[k-1] + k_2 \Delta I_{PV}, & \text{if } \Delta V_{PV} = 0 \end{cases} \quad (23)$$

태양광 모듈 전류 제어를 위한 태양광 모듈 기준 전류 I_{PV}^* 는 다음과 같은 P형 전압 제어기에 의해 결정된다.

$$I_{PV}^*[k] = I_{PV}^*[k-1] + k_{p,MPPT} (V_{PV} - V_{PV}^*) \quad (24)$$

4.3 출력 전류 제어기

DC-AC 인버터는 단상 풀-브릿지로 구성되어 있으며 단극성 PWM 방식을 사용한다. 단극성 PWM 방식은 양극성 PWM 방식에 비해 유효 스위칭 주파수가 두 배가 되고 출력 리플 전류가 적어 단위 역률 제어에 유리한 장점을 지닌다^[5]. 계통 전압 v_g 가 양의 값을 갖는 반 주기 동안 스위치 S_6 는 항상 턴-온 상태로 설정하고 스위치 S_3 와 S_4 를 이용하여 PWM 파형을 만든다. 그리고 계통 전압 v_g 가 음인 반 주기 동안은 스위

치 S_4 를 항상 턴-온 상태로 설정하고 스위치 S_5 와 S_6 를 이용하여 PWM 파형을 만든다. 각 레그의 스위치 S_3 와 S_4 , S_5 와 S_6 는 상보적으로 동작한다. 식 (25)와 식 (26)은 각각 스위치 S_3 과 스위치 S_5 의 시비율 D_{S3} , D_{S5} 에 따라 스위칭 주기 T_s 동안 출력 필터 인덕터 L_g 에 인가되는 평균 전압과 출력 전류 변화량의 관계식이다.

$$L_g \frac{\Delta i_g}{T_s} = (V_d - v_g) D_{S3} - v_g(1 - D_{S3}), \text{ if } v_g \geq 0 \quad (25)$$

$$L_g \frac{\Delta i_g}{T_s} = (-V_d - v_g) D_{S5} - v_g(1 - D_{S5}), \text{ if } v_g < 0 \quad (26)$$

계통 전압의 각 반 주기에서의 시비율 D_{S3} 와 D_{S5} 를 D_{inv} 로 두면 식 (25)와 식 (26)으로부터 D_{inv} 는 다음 식과 같이 결정된다.

$$D_{inv} = \frac{\sqrt{2} V_g}{V_d} |\sin \omega t| + \frac{L_g}{V_d T_s} \Delta |i_g| = D_n + D_c \quad (27)$$

출력 전류 i_g 가 출력 기준 전류를 추종하도록 하기 위해서 다음과 같은 P형 전류제어기를 사용한다.

$$D_c = k_{p,c} (i_g^* - |i_g|) \quad (28)$$

이 때 i_g^* 는 출력 기준 전류이다. $i_g^* = \sqrt{2} I_g^* \sin \omega t$ 의 실효값 I_g^* 는 MPPT 제어기를 통해 결정된 태양광 모듈 기준 전류 I_{PV}^* 와 예측한 태양광 모듈 전류 I_{PV} 로부터 다음과 같은 PI 전류제어기를 통해 결정된 값이다.

$$I_g^* = k_{p,g} (I_{PV}^* - I_{PV}) + k_{i,g} \int (I_{PV}^* - I_{PV}) dt \quad (29)$$

MPPT 제어기와 출력 전류 제어기를 포함하는 전체 인버터 제어 블록 다이어그램은 그림 5와 같다.

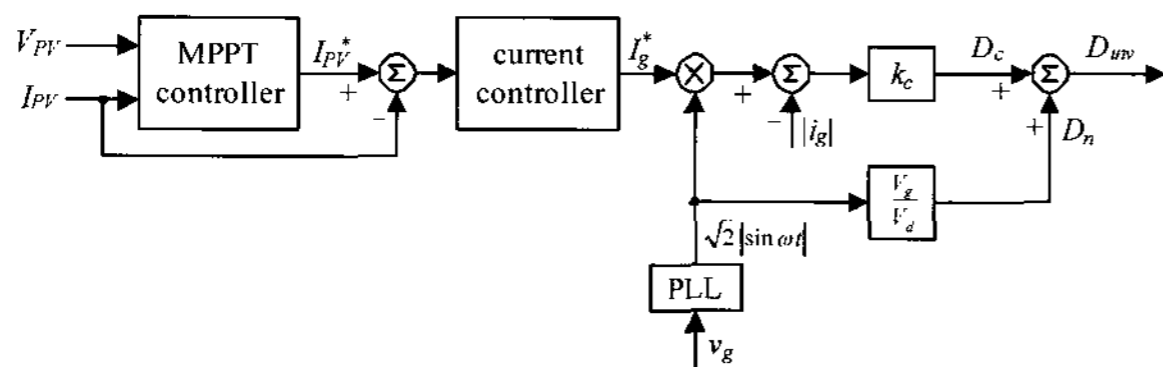


그림 5 제안하는 인버터 제어 알고리즘의 제어 블록 다이어그램

Fig. 5 Control block diagram of the proposed inverter control algorithm

5. 실험 결과

제안하는 모듈형 계통연계 태양광 PCS의 모든 알고리즘과 제어기를 소프트웨어로 작성하여 Microchip사의 dsPIC30F3011을 이용하여 단일 마이크로컨트롤러로 구현하였고 전체 제어 블록 다이어그램은 그림 6과 같다.

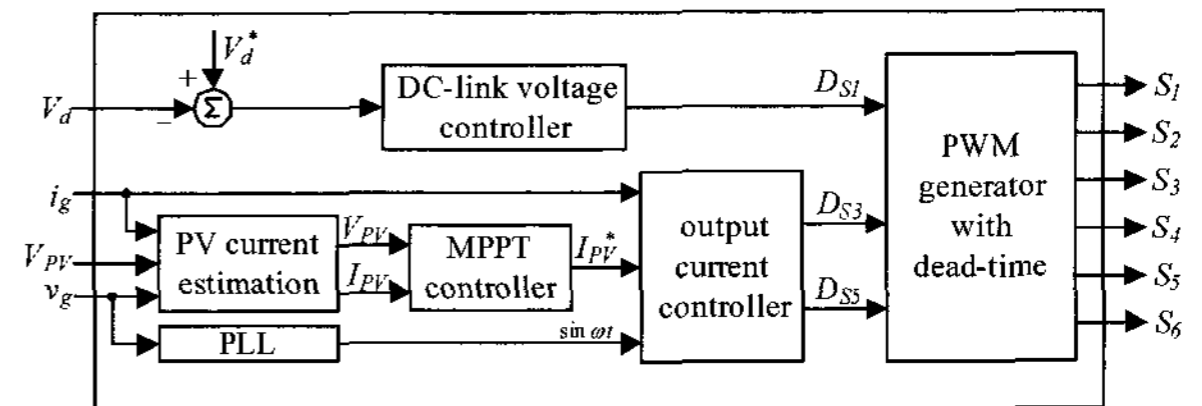


그림 6 제안하는 모듈형 계통연계 태양광 PCS의 전체 제어 블록 다이어그램

Fig. 6 Overall control block diagram of the proposed modular line-connected PV PCS

본 논문에서 제안한 모듈형 계통연계 태양광 PCS의 성능 시험을 위해 1kW급 시제품을 제작하였다. 모듈형 계통연계 태양광 PCS 시제품의 모습은 그림 7과 같고 주요 파라미터는 표 1과 같다.

표 1 제안하는 태양광 PCS 시제품의 파라미터
Table 1 The parameters of the proposed PV PCS prototype

모듈형 계통연계 태양광 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_c	680uF/100V
공진 커패시터 (C_{r1} , C_{r2})	1uF
직류 링크 커패시터 C_d	560uF / 400V
변압기 권선 비 n	4 : 18
변압기 자화 인덕턴스 L_m	10uH
변압기 누설 인덕턴스 L_{lk}	0.8uH
출력 필터 인덕터 L_g	4mH
MOSFET S_1 , S_2	IRFB4310 (100V, 140A)
IGBT S_3 , S_4 , S_5 , S_6	FGP7N60RUF0 (600V, 7A)
Diode D_1 , D_2	FFPF15U40S (400V, 15A)

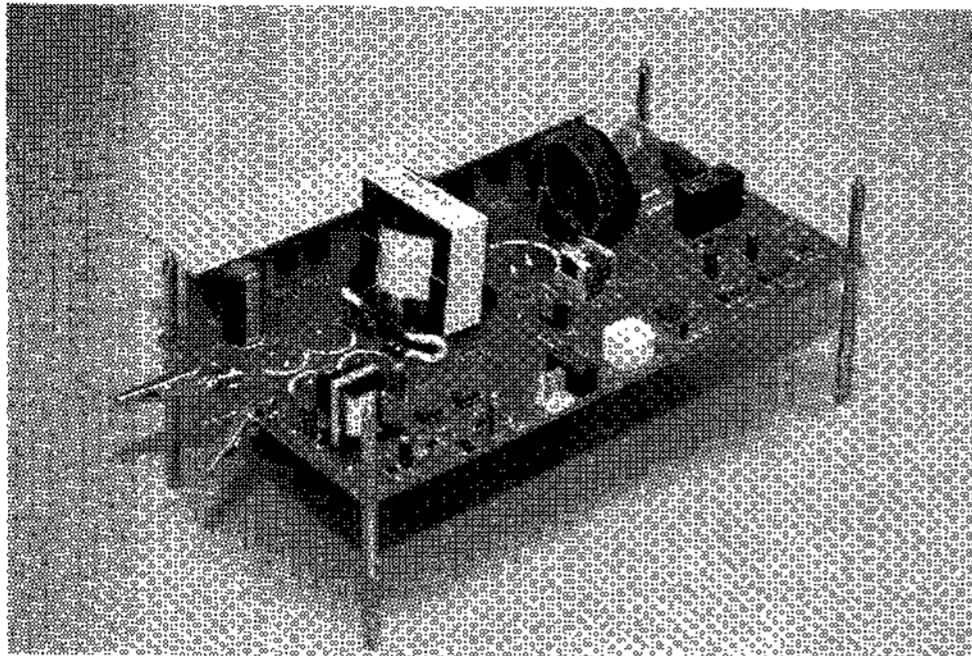
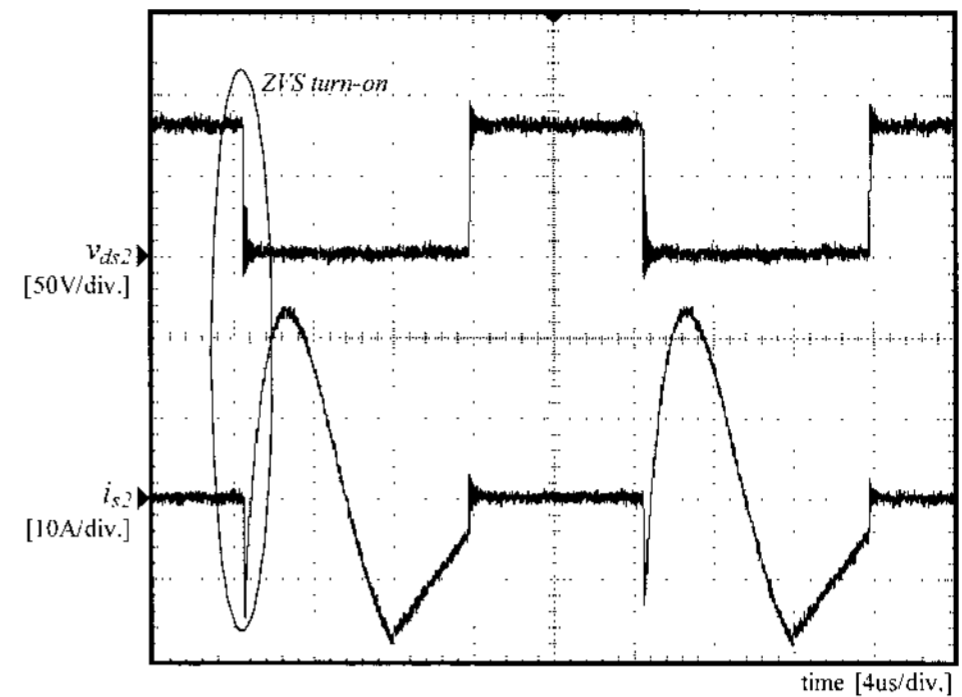
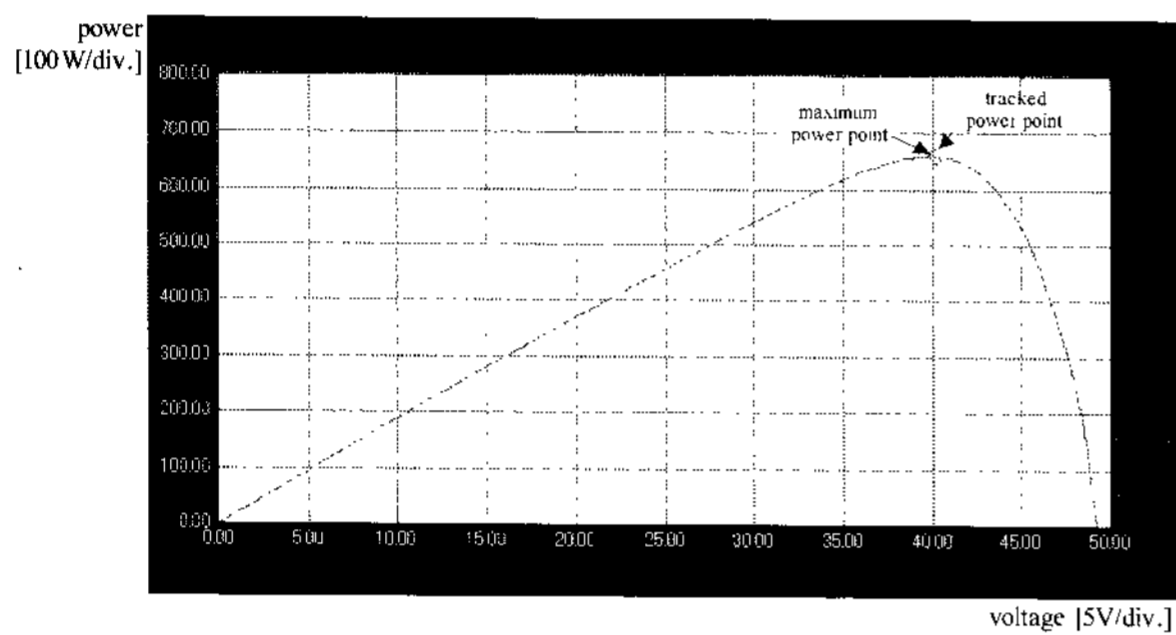


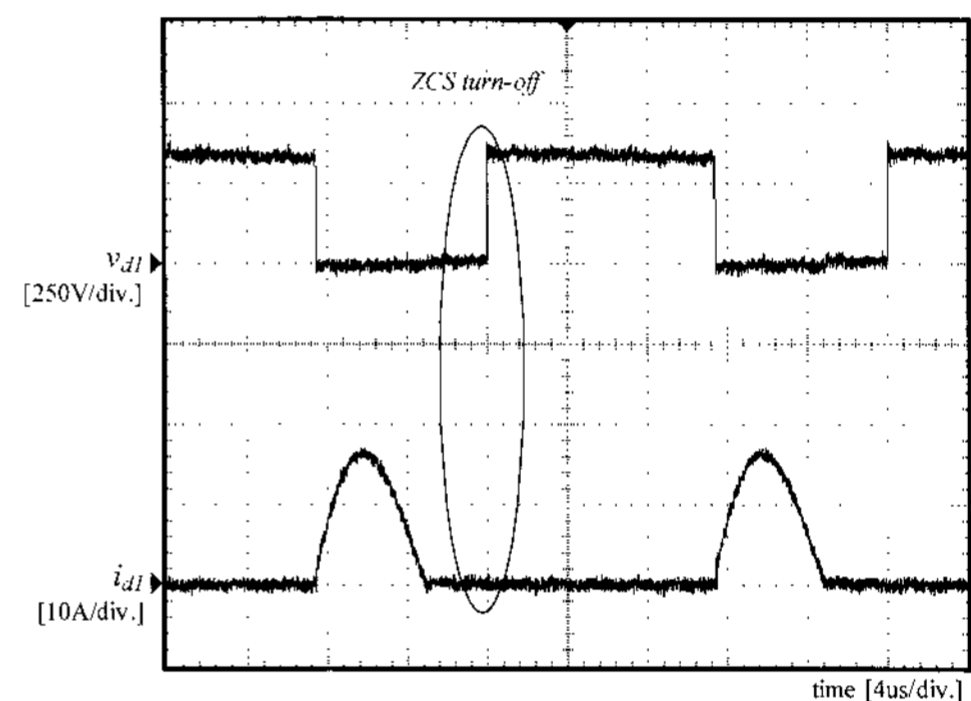
그림 7 제안하는 태양광 PCS 시제품 사진
Fig. 7 Photograph of the proposed PV PCS prototype



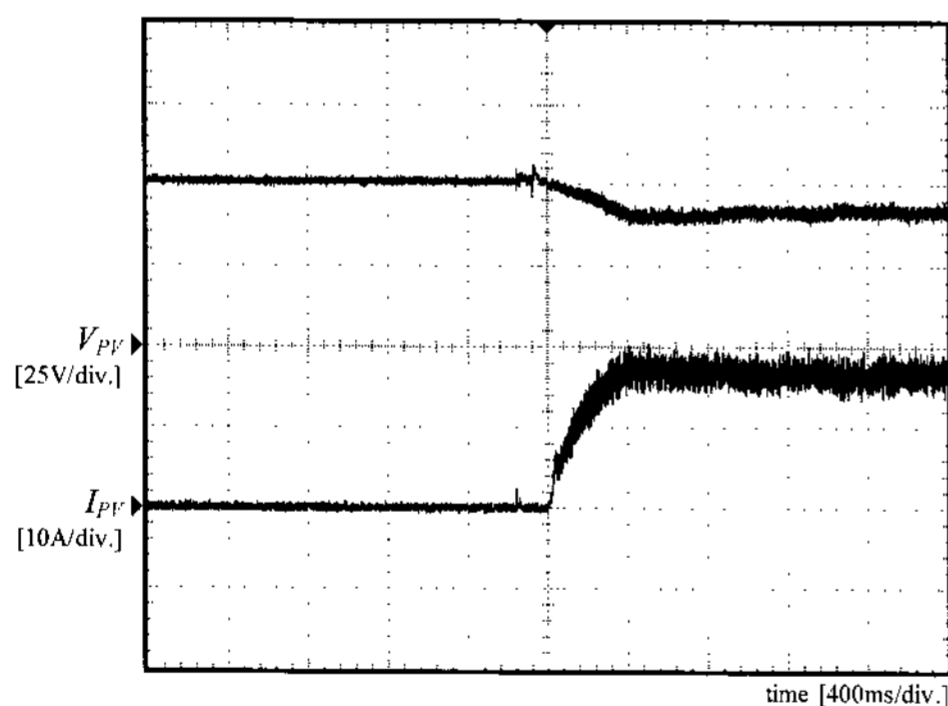
(a) 보조 스위치 S_2 의 ZVS 스위칭 파형
(a) ZVS switching waveform of the auxiliary switch S_2



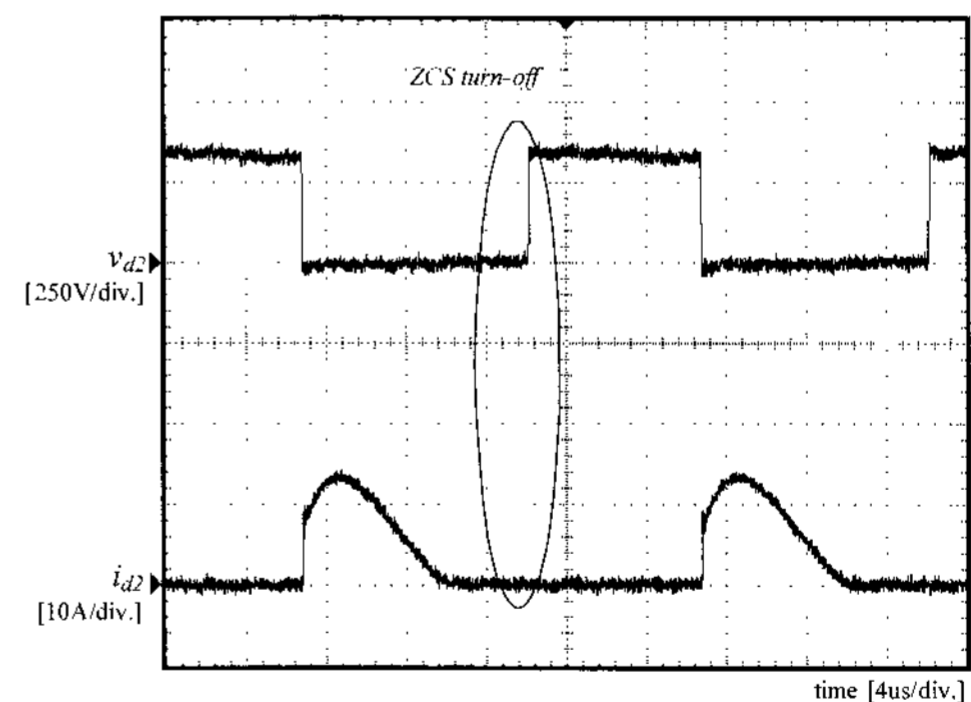
(a) 태양광 시뮬레이터의 V-P 특성
(a) V-P characteristic of the photovoltaic simulator



(b) 다이오드 D_1 의 ZCS 스위칭 파형
(b) ZCS switching waveform of the diode D_1



(b) 태양광 모듈의 전압과 전류 파형
(b) voltage and current waveforms of the PV module



(c) 다이오드 D_2 의 ZCS 스위칭 파형
(c) ZCS switching waveform of the diode D_2

그림 8 MPPT 알고리즘의 추종 특성
Fig. 8 Tracking characteristic of the MPPT algorithm

태양광 시뮬레이터를 이용하여 태양광 모듈 40V에서 최대 전력 650W가 발생할 때 태양광 모듈의 V-P 특성과 태양광 모듈 전압과 전류 파형은 각각 그림 8(a)와 8(b)와 같다. MPPT 효율 98.5%를 확인하였다.

그림 9 제안하는 DC-DC 컨버터의 스위칭 파형
Fig. 9 Switching waveforms of the proposed DC-DC converter

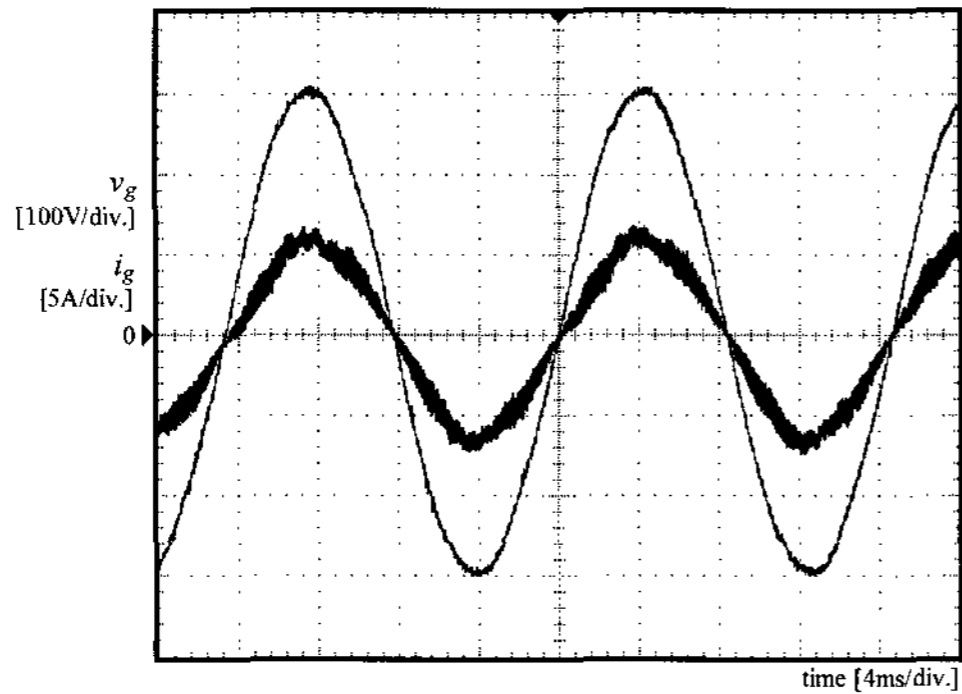


그림 10 태양광 모듈 전압 60V에서 920W의 전력이 발생할 때의 계통 전압과 출력 전류 파형

Fig. 10 Line voltage and output current waveforms when the PV module power 920W is generated at the PV module voltage 60V

표 2 태양광 모듈의 전압과 출력 전력 변화에 대한 전력 변환 효율

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

입력 전압	출력 전력	전력 변환 효율
30V	500W	93.4%
45V	500W	93.7%
60V	500W	93.9%
30V	1000W	92.7%
45V	1000W	92.9%
60V	1000W	93.4%

표 3 MPPT 추종효율

Table 3 MPPT efficiency on the change of the input power

입력 전력	MPPT 효율
250W	98.0%
500W	98.4%
750W	98.8%
1000W	99.2%

그림 9(a), 9(b), 9(c)는 각각 태양광 모듈 전압 46V에서 1kW 전력이 발생할 때 DC-DC 컨버터의 보조 스위치 S_2 와 출력 다이오드 D_1, D_2 의 전압과 전류를 나타낸다. 보조 스위치의 영 전압 스위칭, 다이오드의 영 전류 스위칭이 이루어져 전력 변환 효율을 향상시킬 수 있음을 확인할 수 있다

그림 10은 태양광 모듈 전압 60V에서 920W의 전력

이 발생할 때 계통 출력 전류이다. 출력 전류가 계통 전압과 동위상의 정현파로 제어됨을 확인할 수 있다.

표 2는 태양광 모듈 전압과 출력 전력에 대한 전력 변환 효율을 나타내며 1kW 정격 전력에서 92.7% 이상이었으며, 최대 전력 변환 효율은 93.9%이었다. MPPT 효율은 다음과 같이 정의된다.

$$MPPT \text{ 효율} = \frac{\text{태양광발생전력}}{\text{태양광최대전력}} \times 100 \quad (28)$$

MPPT 효율은 일사량에 따라 다르게 나타나므로 시뮬레이터로 일사량을 변화시켜 MPPT 효율을 측정하였다. 표 3은 입력 전력에 따른 MPPT 효율을 나타낸다.

6. 결 론

본 논문에서는 모듈형 계통연계 태양광 PCS를 제안하였다. 능동-클램프 회로와 듀얼 직렬-공진 정류 회로를 이용한 승압형 DC-DC 컨버터를 통해 효율을 향상시키고 태양광 모듈 전류를 예측하여 MPPT를 수행하고 모든 제어기와 알고리즘을 단일 마이크로컨트롤러로 구현함으로써 PCS의 가격을 낮추고 회로 구성을 간단히 할 수 있었다. 1kW급 시제품을 제작하여 실험을 통해 제안하는 모듈형 계통연계 태양광 PCS의 성능을 확인하였으며 정격 전력에서 92.7% 이상의 전력 변환 효율과 98% 이상의 MPPT 효율을 확인하였다.

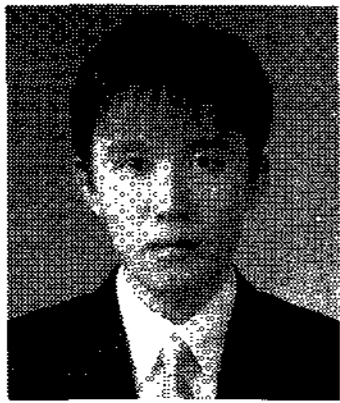
참 고 문 헌

- [1] Frede Blaabjerg, Florin Iov, Remus Teodorescu, Zhe Chen, "Power Electronics in Renewable Energy Systems", *12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 1-17, 2006, Aug.
- [2] Yi Huang, Jin Wang, Fang Z. Peng, Dong-wook Yoo, "Survey of the Power Conditioning System for PV Power Generation", *Power Electronics Specialists Conference, PESC '06, 37th IEEE*, pp. 1-6, 2006, June.
- [3] Bor-Ren Lin, Huann-Keng Chiang, Kao-Cheng Chen, David Wang, "Analysis, design and implementation of an active clamp flyback converter", *Power Electronics and Drives Systems, International Conference on*, Vol. 1, pp. 16-18, 2006, Jan.
- [4] Jung-Min Kwon, Kwang-Hee Nam, Bong-Hwan Kwon, "Photovoltaic Power Conditioning System With

Line Connection", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 53, pp. 1048-1054, 2006, June.

- [5] S. Halasz, G. Csonka, A.A.M. Hassan, B.T. Huu, "Analysis of the Unipolar PWM Techniques", *Electrotechnical Conference, 1996. MELECON '96., 8th Mediterranean*, Vol. 1, pp. 13-16, 1996, May.

저 자 소 개



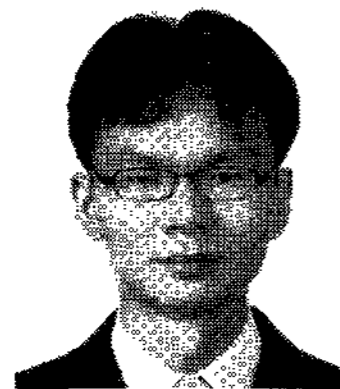
서현우(徐賢優)

1981년 12월 23일생. 2006년 포항공대 전자전기공학과 졸업. 2006년~현재 동 대학원 전자전기공학과 석사과정.



권정민(權清緝)

1981년 12월 26일생. 2004년 연세대 전자전기공학과 졸업. 2004년~현재 포항공대 대학원 전자전기공학과 석박사 통합과정.



김응호(金應昊)

1977년 8월 5일생. 2003년 한양대 전자전기공학부 졸업. 2003년 포항공대 전자전기공학과 졸업(석사). 2003년~현재 동 대학원 전자전기공학과 박사과정.



권봉환(權鳳煥)

1958년 3월 15일생. 1982년 경북대 전자전기공학과 졸업. 1984년 한국과학기술원 전자전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전자전기공학과 졸업(공박). 1987년~현재 포항공대 전자전기공학과 교수. 당 학회 평의원.