

고주파 절연 모듈형 Photovoltaic PCS

권정민*, 권봉환

Modular Photovoltaic PCS with High-frequency Isolation

Jung-Min Kwon, Bong-Hwan Kwon

Abstract A modular photovoltaic PCS with high-frequency isolation is proposed. The proposed system consists of a SEPIC converter and a full-bridge inverter. Using the power slope versus voltage of the PV array, the MPPT controller is proposed that produces a smooth transition to the maximum power point. The dc current of the PV array is estimated without using a dc current sensor. The disturbance of the line voltage is detected using a fast sensing technique. Experimental results obtained on a 500W prototype show high performance such as almost unity power factor, 90% power efficiency, 3.6% THD.

Key words Photovoltaic(태양광), SEPIC converter(세픽 컨버터), MPPT(최대 전압점 추적)

* 포항공과대학교, 전자전기공학과 대학원

■ E-mail : jmkwon@postech.ac.kr ■ Tel : (054)279-2219 ■ Fax : (054)279-8119

1. 서론

화석에너지는 지구 온난화 등 환경 문제를 야기할 뿐 아니라 매장량도 한정되어 있어 머지않아 고갈 될 것으로 예측된다. 그러나 세계적으로 에너지의 사용량은 계속 증가하고 있어, 지속 가능한 발전을 위해서 재생가능 에너지의 개발이 필수적이다. 재생가능 에너지는 풍력, 지열, 태양광 발전 등 여러 종류가 있다. 태양광 발전은 설치지역에 제한을 받지 않고 소음이 없어, 특히 소규모 주택용 발전 시스템에 적합하다.

과거에는 Fig. 1(a)과 같이 태양전지판을 직렬, 병렬로 연결하여 비교적 대용량급 PV PCS 한 개를 사용하여 발전 하였다. 이 방식은 대용량 PV PCS에서 일괄적으로 MPPT 제어를 하므로, MPPT 효율이 나쁘다. 또한 높은 전압이 발생하므로, 각 태양전지판에 string 다이오드를 연결하여야 하며, 태양전지와 PV PCS 사이에 높은 DC 케이블을 사용하여야 한다. 대용량급

PV PCS의 인버터는 주로 사이리스터를 이용하며, 이로 인해 THD와 역률이 나쁘다는 단점이 있다. 현재는 Fig. 1(b)과 같이 태양전지 셀(cell)이 직렬로 연결된 높은 전압의 태양전지판과 PV 발전 인버터를 연결하여 중용량급 PV PCS를 만든다. 이 시스템의 출력은 계통에 연결하며, 큰 전력을 얻기 위해서 여러 대를 병렬로 계통에 연결한다. 이러한 방식은 각 시스템마다 독립적으로 MPPT를 할 수 있다는 장점이 있다. 또한 중용량급 PV PCS의 인버터는 IGBT로 구성할 수 있어, THD와 역률이 좋다. 그러나 일부 태양전지 셀이 그늘에 있을 경우, MPPT 효율이 낮고 hot spot의 위험이 존재한다. 미래에는 Fig. 1(c)과 같이 각 태양전지마다 PV 발전 인버터를 연결하여 소용량급의 PV 발전 모듈을 만든다. 이 모듈을 필요한 전력만큼 계통에 병렬로 연결한다. 이 경우 각각의 태양전지마다 MPPT제어를 하므로, 발전 효율이 높다. PV PCS의 인버터에는 IGBT나 MOSFET를 사용할 수 있어, THD와 역률이 좋다.

또한 낮은 태양전지 전압으로 보다 안정성을 기할 수 있으며, 셀의 그늘 문제로 인한 MPPT 효율 저감 및 hot spot의 위험도 개선할 수 있다.

Fig. 2(a)는 컨버터에서 맥류 전압을 만들고 인버터로 극성을 바꿔서 AC 전압을 만드는 PCS 방식이다. 이 방식은 컨버터

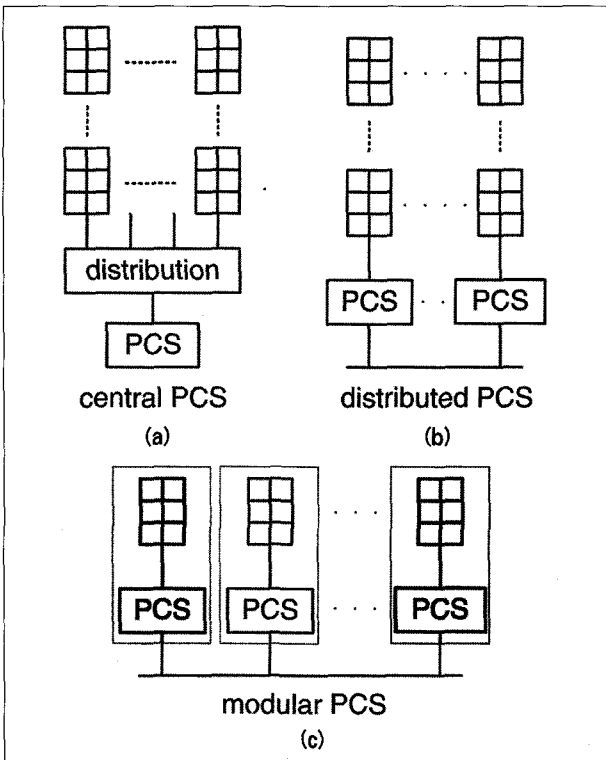


Fig. 1 PV PCS: past(a), present(b), future(c).

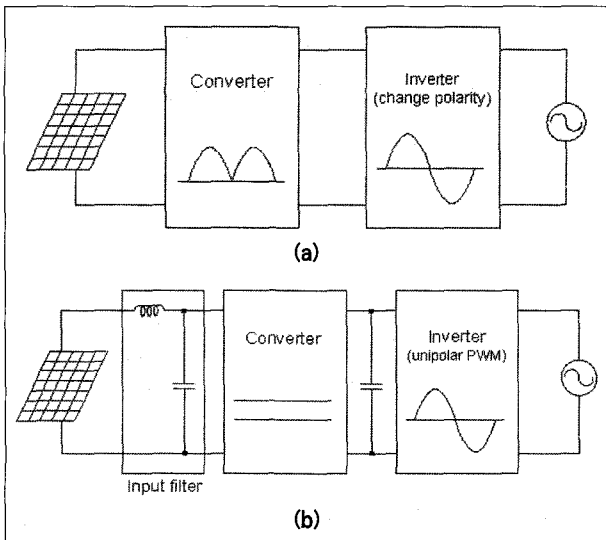


Fig. 2 PV PCS circuit configuration.

와 인버터 사이에 DC 전압 저장요소가 필요하지 않고, 인버터에서 스위칭 손실이 적다는 장점이 있다. 그러나 PCS 입력에 저주파 DC 전류 리플이 발생하며, 이러한 저주파 리플은 필터링을 하기 어렵다. 태양전지는 전류 변화가 약간만 생겨도 태양전지의 전압이 많이 바뀌어 MPPT 효율이 떨어진다. 따라서 Fig. 2(a)의 방식은 MPPT 효율이 나쁘다. 또한 단방향으로만 전력을 보낼 수 있으며(unidirectional power flow) AC 전압의 극성이 바뀌는 부근(zero-crossing)에서 전류의 왜곡(distortion)이 많이 일어나므로 전류 THD가 나쁘다.

Fig. 2(b)의 방식은 PCS 입력에 입력 필터가 있으며, 전압형 컨버터는 고주파 스위칭 방식으로 DC 전압을 만든다. 이때 고주파 입력 리플이 발생하는데, 이 고주파 리플은 입력 필터로 제거할 수 있어, 높은 MPPT 효율을 낼 수 있다. full-bridge 인버터로 DC 전압을 AC 전압으로 전환하며, unipolar PWM 방식을 사용할 경우, 출력 전압 리플도 적다. full-bridge 인버터는 양방향으로 전력을 보낼 수 있으므로(bidirectional power flow) 전류의 왜곡이 적고 전류 THD가 좋다. 그러나 Fig. 2(b)의 방식은 전체 회로가 복잡하다는 단점이 있다.

2. PV 시스템의 하드웨어 분석

본 논문에서는 Fig. 2(b)의 방식과 동일한 효과를 내는 간단한 구조의 500W급 모듈형 PV PCS를 제안한다. 회로 구성은 Fig. 3과 같다. 이 회로는 SEPIC 컨버터와 full-bridge 인버터로 구성되어 있다. SEPIC 컨버터는 입력이 전류형이며, 입력단에 인덕터가 있어서 입력전류 리플이 적다는 이점이 있다. 또한 전압의 승압기능과 감압기능을 가지고 있다. DC 전압을 AC 전압으로 전환하는 full-bridge 인버터는 unipolar PWM 방식을 사용하여 적은 출력 전압리플을 가지며, 전류 THD가 좋다.

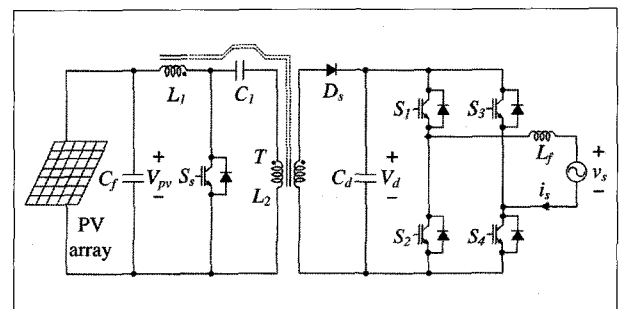


Fig. 3 proposed PV PCS.

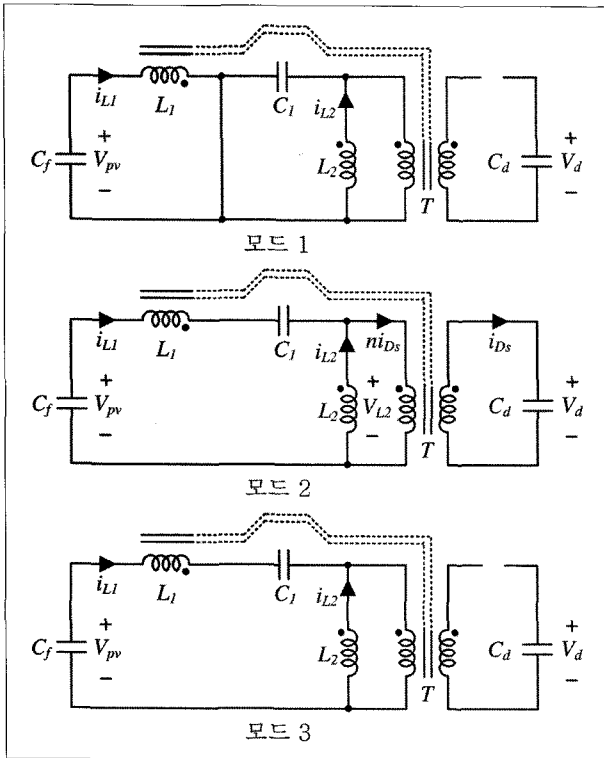


Fig. 4 operation mode of SEPIC converter.

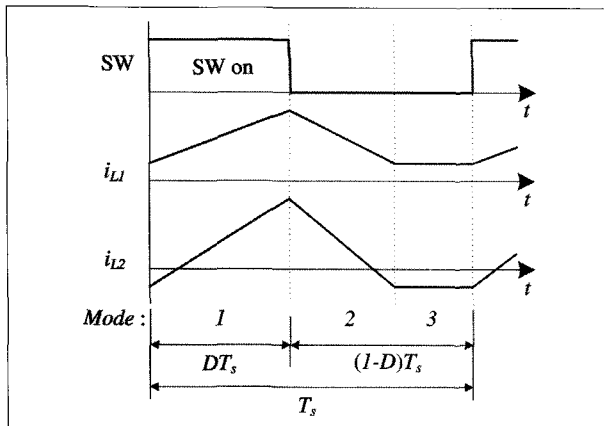


Fig. 5 theoretical waveforms of the SEPIC converter.

2.1 DC/DC 컨버터

입력전류 리플을 비교적 저감시키는 전류 입력형 DC/DC 컨버터인 SEPIC 컨버터를 사용한다. SEPIC 컨버터는 DCM에서 diode와 switch가 도통하지 않을 때에도 입력에서 전류가 계속 흐른다. 따라서 입력 전류에서 고주파 리플 전압이 작아 MPPT를 좀 더 용이하게 한다. 인덕터 L_1 은 변압기 T 의 플링을 하여 magnetic core 한 개를 줄일 수 있다. 변압기 T 의

권선 비는 1:n이다.

제안된 SEPIC 컨버터는 CCM으로 작동할 경우 2개의 모드를 가지며 DCM으로 작동할 경우 3개의 모드를 갖는다. 전압 관계식은 다음과 같다¹⁾.

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

$$\frac{V_d}{V_{PV}} = \frac{D}{\sqrt{C}} \quad DCM \quad (2)$$

여기서 C 는 다음과 같으며 R_e 는 SEPIC 컨버터의 출력저항이다.

$$C = \frac{2L_e}{R_e T_s}, \quad L_e = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (3)$$

모드 1 : 스위치 S_s 가 닫히면 L_1 에 전압 V_{PV} 이 걸려 i_{L1} 은 증가한다. 또한 i_{L2} 도 증가하며, 다이오드 D_s 는 역전압이 걸려 도통하지 않으므로 i_{L2} 은 모두 커패시터 C_1 로 흘러간다.

모드 2 : S_s 가 열리고 i_{L1} 과 i_{L2} 는 감소한다. 이때 D_s 는 도통하여 전류 i_{Ds} 는 다음과 같다.

$$i_{Ds} = \frac{i_{L1} + i_{L2}}{n} \quad (4)$$

모드 3 : DCM으로 작동할 경우에 존재하는 모드로 i_{L1} 과 i_{L2} 는 일정한 전류가 흐르며 L_1 과 L_2 에는 전압이 인가되지 않는다. 따라서 변압기 T 의 2차측에도 전압이 인가되지 않으므로 D_s 는 역전압이 걸려 도통되지 않는다. 이때 i_{L1} 은 모두 L_2 로 흘러간다.

$$i_{L1} = -i_{L2} \quad (5)$$

2.2 Full-bridge 인버터

full-bridge 인버터는 unipolar PWM 방식을 사용한다. Fig. 6와 같이 unipolar PWM 방식은 bipolar PWM 방식에 비해 출력전압 리플이 적다는 장점이 있다. 출력전압 v_s 가 양전압일 경우 S_4 는 항상 켜주며, S_1 과 S_2 를 이용하여 PWM 파형을 만든다. v_s 가 음전압일 경우 S_2 는 항상 켜주며, S_3 과 S_4 를 이용하여 PWM 파형을 만든다.

3. PV 시스템의 MPPT

태양전지는 Fig. 7과 같이 비선형적인 특성을 가진다. 최대 전력을 낼 수 있는 지점(MPP)이 있으며 그 지점 이하의 전압에서는 전류원으로 작용하며, MPP 이상의 전압에서는 전압원으로 작동 한다. 태양전지로부터 최대의 전력을 얻기 위해서, MPP에서 발전하는 것이 중요하다. 과거 20여 년간 MPP에서 발전하도록 하는 알고리즘인 look up table 방식, perturb and observe(P&O) 방식, incremental and conductance (I&C) 방식 등 여러 알고리즘이 연구되었다.

Look up table 방식은 태양전지의 특성을 모두 측정하고, 측정된 자료를 이용하여 MPPT를 하는 방식이다. 태양전지는 온도, 수명 또는 일부 태양전지 셀의 고장 등 여러 요소의 영향을 받으며, 이 모든 특성을 측정 및 저장하기 어렵다는 단점이 있다^{2,3)}. P&O 방식은 duty ratio를 주기적으로 변동하여, 태양전지의 전압을 변경시킨다. 이때 전력의 크기를 비교하여 MPP를 찾는다. 만약 전력의 크기가 증가하면 같은 방향으로 동작 전압을 변경하고, 전력의 크기가 감소하면 반대 방향으로 동작 전압을 변경한다. 이 방식은 태양전지의 특성을 몰라도 된다는 장점이 있다. 그러나 외부 환경이 급변하는 상황에서

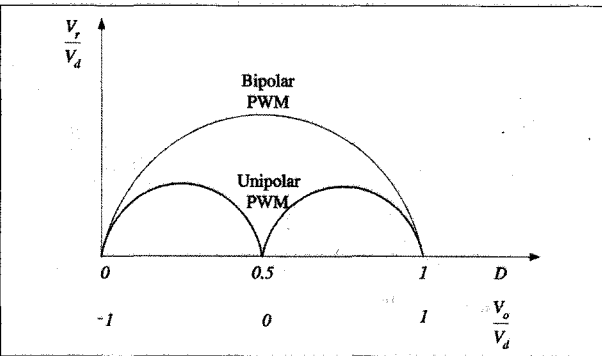


Fig. 6 output voltage ripple of bipolar PWM and unipolar PWM.

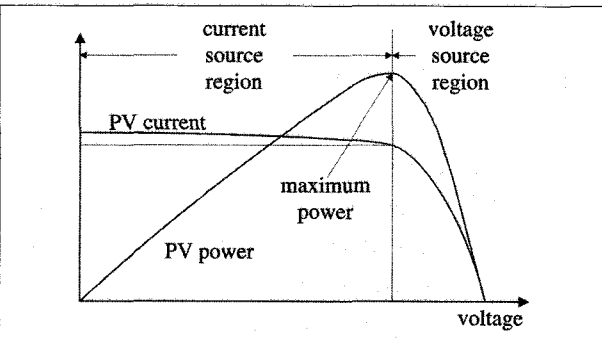


Fig. 7 output characteristic of the PV array.

MPPT 하는 속도가 늦다는 단점이 있다^{4~7)}. 이러한 단점을 보완한 방식이 I&O 방식이다. 이 방식은 기본적으로 P&O 방식과 비슷하다. P&O 방식은 전압을 변경시키는 양을 일정하게 하지만, I&C 방식은 태양전지의 전력곡선의 기울기를 미분하여, 이 기울기에 따라 전압 변경의 양을 조절한다. 따라서 I&C 방식은 외부 환경이 급변하는 상황에서도 빠른 MPPT를 할 수 있어, 매우 좋은 방식이다^{8,9)}. 본 논문에서는 MPP에서 smooth transition이 되는 수정된 I&C 방식을 제안한다.

3.1 MPPT 알고리즘

태양전지의 전류 관계식은 다음과 같다^{10,11)}.

$$I_{PV} = I_q - I_{sat} \left[\exp \left\{ \frac{q(V_{PV} + I_{PV}R_s)}{AKT} \right\} - 1 \right] \quad (6)$$

R_s 는 무시할 수 있으므로 식 (6)은 다음과 같다.

$$I_{PV} = I_q - I_{sat} \left[\exp \left(\frac{qV_{PV}}{AKT} \right) - 1 \right] \quad (7)$$

태양전지에서 발생한 전력은

$$P_{PV} = V_{PV} I_{PV} \quad (8)$$

이며, 전력 기울기 $\beta = dP_{PV}/dV_{PV}$ 는

$$\beta = I_{PV} + \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} V_{PV} \quad (9)$$

이고 식 (7)을 대입하여 β 값을 구할 수 있다. 전력 기울기 β 는 다음과 같이 계산한다.

$$\beta = I_{PV} + \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} V_{PV} \quad (10)$$

ΔI_{PV} 와 ΔV_{PV} 는 PV의 전압, 전류의 변화량이다. V_{ref} 는 다음과 같으며, k_1 와 k_2 는 이득상수이다.

$$V_{ref, n} = \begin{cases} V_{ref, n-1} + k_1 \beta & \text{if } \Delta V_{PC} \neq 0 \\ V_{ref, n-1} + k_2 \Delta I_{PV} & \text{if } \Delta V_{PC} = 0 \end{cases} \quad (11)$$

$\beta < 0$ 일 경우 V_{ref} 를 감소시키고, $\beta > 0$ 일 경우 V_{ref} 를 증가시켜 β 가 0이 되도록 한다. β 가 0이면 V_{ref} 는 변화하지 않는다.

$\Delta V_{PC} = 0$ 의 경우, V_{ref} 는 ΔI_{pv} 에 의해 결정된다. I_{pv} 가 증가하면 V_{pv} 는 감소하며, I_{pv} 가 감소하면 V_{pv} 는 증가하므로 I_{ref} 는 다음의 식에 의해 결정된다.

$$I_{ref} = k_v(V_{ref} - V_{pv}) \quad (12)$$

여기서 k_v 는 이득 상수이며, MPPT 제어 순서도는 Fig. 8과 같다.

3.2 PV 모듈의 전류 예측

모듈형 PV PCS는 가격을 낮추는 것이 중요하다. DC 전류 센서를 사용하기 위해서는 추가적으로 전압원을 사용하여야 하며, 이로 인해 DC 전류 센서는 AC 전류 센서에 비해 가격이 비싸다. 따라서 DC 전류 센서를 사용하지 않는다면 PCS를 좀 더 단순화시킬 수 있으며, 가격을 낮출 수 있다. 본 논문에서는 태양전지의 전류 측정을 하기 위해 DC 전류 센서를 사용하지 않고 예측하는 방식을 사용하였다.

계통 전압과 전류는 다음과 같다.

$$v_s = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) \quad (13)$$

$$i_s = \sqrt{2} I_s \sin(\omega t + \theta) \quad (14)$$

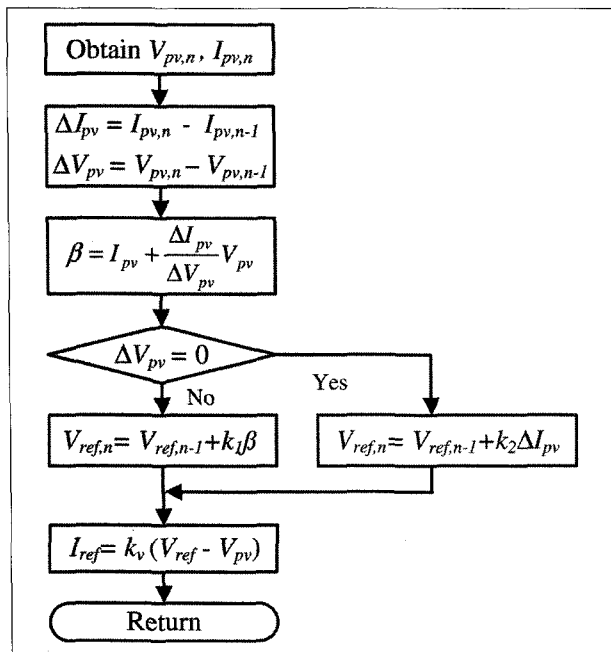


Fig. 8 flowchart of the proposed MPPT algorithm.

계통 전력은 다음과 같이 결정된다.

$$P_s = V_s I_s \cos\theta \quad (15)$$

여기서 $i_T = \sqrt{2} i_s \sin(\omega t + \theta)$ 로 정의하면 i_T 의 rms값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_T &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_T^2 d\omega t} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} 4I_s^2 \sin^2(\omega t + \theta) \sin^2(\omega t) d\omega t} \\ &= I_s \cos\theta \end{aligned} \quad (16)$$

따라서 계통의 전력과 태양 전지의 전력은 다음과 같다.

$$P_s = V_s I_T \quad (17)$$

$$P_{pv} = V_{pv} I_{pv} \quad (18)$$

태양전지의 전력과 PCS의 효율(η)의 곱은 계통의 전력과 같으므로 다음의 식이 성립한다.

$$\eta P_{pv} = P_s \quad (19)$$

(17)–(19)식을 연립하여 태양전지의 전류 I_{pv} 를 구하면 다음과 같다.

$$\hat{I}_{pv} = \frac{V_s I_T}{\eta V_{pv}} \quad (20)$$

따라서 예측된 태양전지의 전류 \hat{I}_{pv} 를 이용하면, DC 전류 센서를 사용하지 않아도 된다.

4. 계통 검출

계통 전압이 갑자기 바뀌어 계통에 과전류가 흐르는 경우, 또는 PV PCS가 단독 운전 하는 경우 PV PCS의 전원을 즉시 꺼야 한다. 이를 위해서, 계통 전압의 최대치와 주파수를 빨리 검출하여야 한다. 계통 전압의 최대치 검출의 경우, 과거에는 Fig. 9(a)와 같이 정류기 회로, 커패시터와 저항을 이용하여 최대 전압을 검출 하였다. 입력전압이 증가할 때는 커패시터의

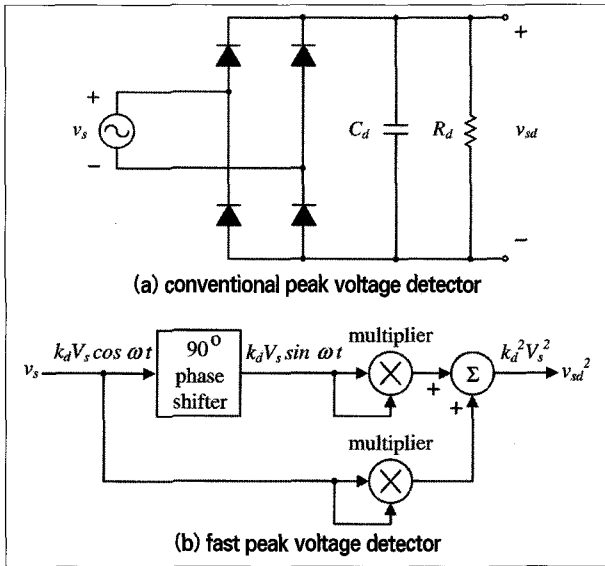


Fig. 9 line voltage detectors.

전압이 즉각적으로 올라가지만, 입력전압이 감소할 때는 커패시터의 전압이 천천히 감소하는 단점이 있다. 커패시터의 전압을 빨리 감소시키기 위해 저항 값을 줄일 경우, 전압 리플이 커지는 단점이 있다. Fig. 9(b)는 빠른 계통 전압 검출기이다. 입력 전압을 제공한 값과 입력전압의 위상을 90° 늦춘 값의 제공한 값을 합하여 계통전압을 찾는다.

$$v_{sd}^2 \propto V_s^2 \sin^2 \omega t + V_s^2 \cos^2 \omega t = G_d V_s^2 \quad (21)$$

여기서 G_d 는 계통 전압을 검출 이득 값이다.

주파수 검출은 디지털 phase-locked loop(PLL)을 사용하였다. 가상의 정현파 전압파형을 만들고 이 정현파 전압파형이 계통의 전압 곡선의 주파수와 일치하게 만든다.

5. 실험 결과

DC/DC 컨버터의 스위치는 MOSFET을 사용하였으며, DC 리플 전류를 저감시키기 위하여 스위칭 주파수는 100KHz로 하였다. Full-bridge 인버터의 스위치는 IGBT를 사용하였으며, 스위칭 주파수는 15.4KHz로 하였다. Fig. 10은 MPPT를 시작할 때의 태양전지의 전압과 전류의 파형이다. MPP는 25V

이며, 전류는 20A가 흘러, 생산 전력은 500W이다. 시스템이 작동하기 시작하여 MPPT를 하는데 0.5초가 걸린다. P&O 방식으로 구현하여 MPPT를 했을 때는 약 2초가 걸렸다. 즉 본 논문에서 제안한 수정된 I&C 방식이 P&O 방식보다 MPPT 시간이 적게 걸림을 알 수 있다. Fig. 11은 계통에 교란이 있을 때, 빠른 계통 전압 검출기가 즉각적으로 찾아내는 것을 보여 준다. Fig. 12는 계통 전압과 전류의 파형이며 전압과 전류 파형의 위상이 일치하는 것을 볼 수 있다. 계통 전류의 역률은 99.7%이며, THD는 3.6%로 측정되었다. 계통 전류의 고조파 성분은 Fig. 13에 나타나있으며, 각 성분은 2.2% 보다 작다. 이는 THD가 5% 이하이고 고조파 성분이 3% 이하여야 한다는 규제를 만족한다. Fig. 14는 시스템 전체의 전력 손실 분포도를 나타낸다. 최대 전력에서 시스템 전체의 효율은 90%로, SEPIC 컨버터에서 6%, full-bridge 인버터에서 3.5%, 제어회로에서 0.5%의 전력 손실이 발생하였다.

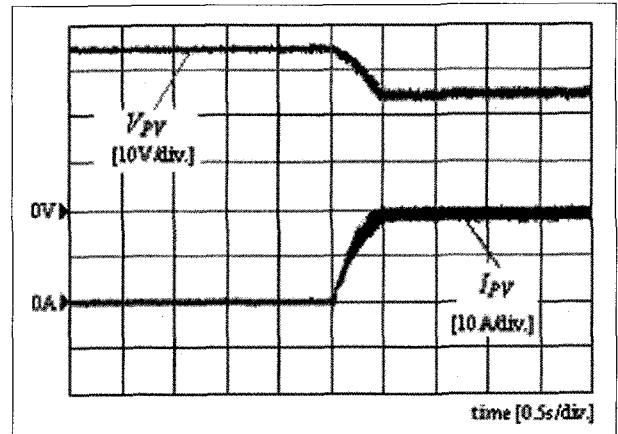


Fig. 10 voltage and current waveforms of the PV array at start-up.

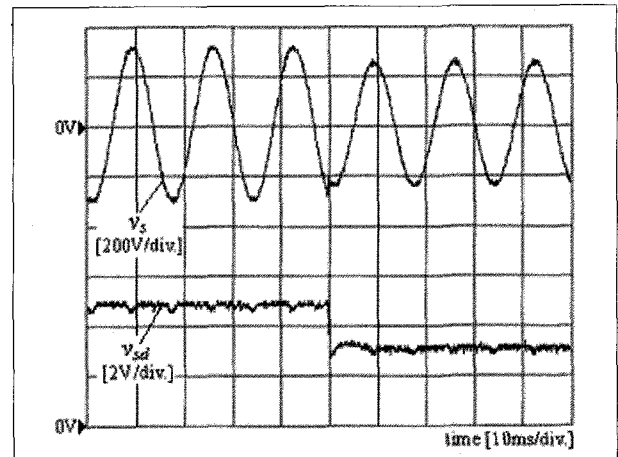


Fig. 11 input and output signal of the line voltage detector.

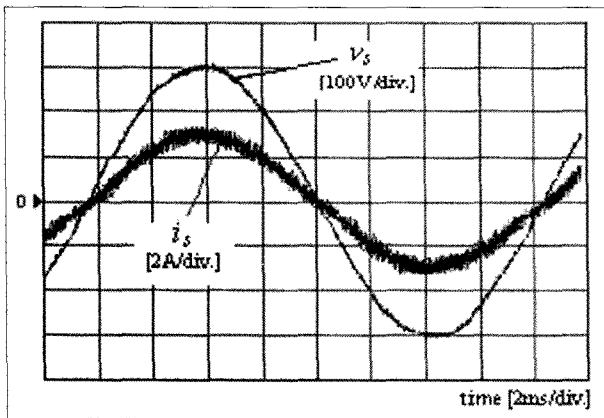


Fig. 12 line voltage and current waveforms.

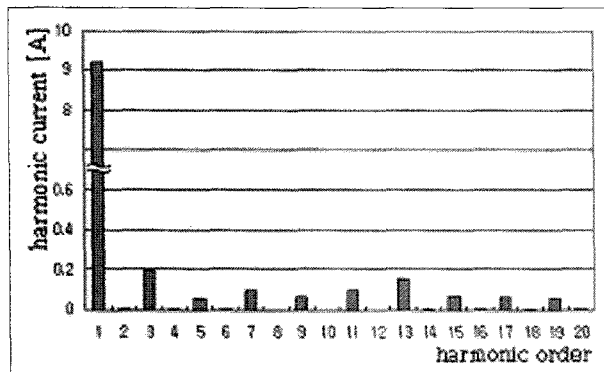


Fig. 13 harmonic component.

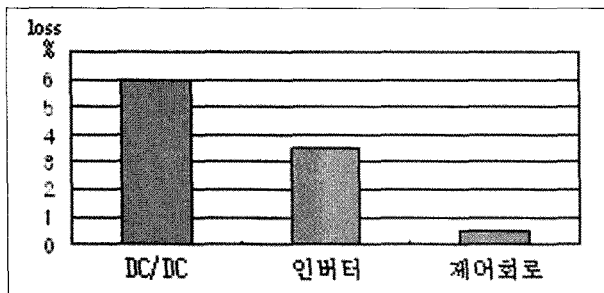


Fig. 14 power loss.

6. 결론

본 논문에서는 100KHz에서 작동하는 SEPIC 컨버터와 full-bridge로 구성된 500W급 고주파 절연 모듈형 PV PCS를 제안하였다. 수정된 I&C 방식의 MPPT 알고리즘을 제안하였으며, 계통 전압을 빨리 찾는 방식을 제안하였다. 모든 제어는 마이크로프로세서 한 개로 모두 구현하였다. 실험을 통해 역률은 99.7%, 효율은 90%, THD는 3.6%로 나타났다.

Nomenclature

- V_{pv} : PV voltage
- I_{pv} : PV current
- I_{sat} : PV array saturation current
- P_{pv} : PV power
- q : charge of an electron
- K : Boltzmann's constant
- A : ideality factor of the p-n junction
- T : PV array temperature(K)
- R_s : intrinsic series resistance of the PV array
- V_s : rms value of source voltage (line voltage)
- I_s : rms value of source current (line current)
- ω : angular velocity
- θ : phase angle
- k_1, k_2, k_v : gain constant
- G_d : detection gain of line voltage

subscript

- PCS : power conditioning system
- SEPIC : single-ended primary inductance converter
- PV : photovoltaic
- MPP : maximum power point
- MPPT : maximum power point tracking
- THD : total harmonic distortion
- CCM : continuous current mode
- DCM : discontinuous current mode
- PWM : pulse width modulation
- REF : reference

References

1. G. Spiazzi, and L. Rossetto, 1994, "High quality rectifier based on coupled inductor sepic topology", *IEEE PESC*, pp. 336-341 vol. 1.
2. T. Hiyama, S. Kouzuma, and T. Imakubo, "Identification of opti-

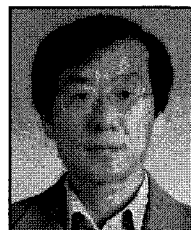
- mal operating point of PV modules using neural network for real time maximum power tracking control," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 10, pp. 360-367, 1995.
3. T. Hiyama, K. Kitabayashi, "Neural network based estimation of maximum power generation from PV module using environmental information," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 12, pp. 241-247, 1997.
 4. C. Sullivan and M. Powers, "A high efficiency maximum power point tracker for photovoltaic arrays in a solar-powered race vehicle," *IEEE PESC*, 1993, pp. 574-580.
 5. J. Gow and C. Manning, "Controller arrangement for boost converter systems sourced from solar photovoltaic arrays or other maximum power sources," *IEE-Elect. Power Applicat.*, vol. 147, no. 1, pp. 15-20, 2000.
 6. J. Enslin, M. Wolf, D. Snyman, and W. Sweigers, "Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, pp. 769-773, 1997.
 7. J. Shoeman J. van Wyk, "A simplified maximal power controller for terrestrial photovoltaic panel arrays," *IEEE PESC*, 1982, pp. 361-367.
 8. O. Waszynczuk, "Dynamic behavior of a class of photovoltaic power systems", *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. 102, no. 1, pp. 3031-3037, 1983.
 9. K. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: An algorithm for rapidly changing atmosphere conditions," *IEE-Generation, Transmission and Distribution*, vol. 142, pp. 59-64, 1995.
 10. B. Bose, P. Szczeny, and R. Steigerwald, 1985, "Microcomputer control of a residential photovoltaic power conditioning system", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 21, pp. 1182-1191.
 11. C. Hua, J. Lin, C. Shen, 1998, "Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, pp. 99-107.
 12. 유권중, 정영석, 최주엽, 2002, "60Hz 절연변압기가 없는 고주파링크 방식 계통연계형 태양광발전시스템 고찰", *전력전자학회 논문집 제7권 제6호*, pp. 563-569.

권정민



2004년 연세대학교 전기전자공학과 공학사
 현재 포항공과대학교 전자전기공학과 박사과정
 (E-mail : jmkwon@postech.ac.kr)

권봉환



1982년 경북대학교 전자전기공학과 공학사
 1984년 KAIST 전기전자공학과 공학석사
 1987년 KAIST 전기전자공학과 공학박사
 현재 포항공과대학교 전자전기공학과 정교수
 (E-mail : bhkwon@postech.ac.kr)