

무변압기형 3상 계통연계 PV PCS

徐賢優*, 權淸緝**, 權鳳煥†

Transformerless Three-Phase Line-connected Photovoltaic PCS

Hyun-Woo Seo, Jung-Min Kwon and Bong-Hwan Kwon

요 약

본 논문에서는 무변압기형 3상 계통연계 PV PCS (photovoltaic power conditioning system)를 제안하였다. 태양 전지의 국소 최대 전력점에서 발전하는 것을 방지하여 최대 전력점에서 발전을 하도록 개선한 P&O (perturb and observe) 방식의 MPPT (maximum power point tracking) 알고리즘을 제안하였다. 3상 전압형 인버터를 외부 직류 링크 전압제어기, 내부 전류제어기, 그리고 마이크로컨트롤러로 구현하기에 적합하도록 간단화한 공간벡터 변조법을 통해 제어하여 3상 계통연계 시 단위 역률을 실현하였다. 그리고 시스템의 안정성 향상과 역률 개선을 위해 직류 링크 전압을 더 빠르고 정확하게 제어하기 위한 알고리즘을 제안하였다. 모든 알고리즘과 제어기를 하나의 마이크로컨트롤러로 구현하고 제안된 알고리즘과 제어기의 우수성을 실험을 통해 검증하였다.

ABSTRACT

In this paper, the transformerless three-phase line-connected PV PCS (photovoltaic power conditioning system) is proposed. An improved P&O (perturb and observe) MPPT (maximum power point tracking) algorithm that prevents local maximum power point tracking is proposed. By controlling the three-phase line-connected voltage source inverter using outer DC-link voltage controller, inner current controller and microcontroller friendly simplified space vector modulation (SVM) method, a unity power factor is achieved. An algorithm is suggested to control the DC-link voltage faster and more correctly for the increase system stability and power factor. All algorithms and controllers are implemented on a single-chip microcontroller and the superiority of the proposed algorithms and controllers is proved by experiments.

Key Words : Photovoltaic, MPPT, PCS, SVM

1. 서 론

태양광 에너지는 깨끗하고 고갈된 염려가 없고 태양 에너지만 존재하면 언제라도 필요한 곳에서 필요한 만큼의 에너지를 공급할 수 있다는 장점이 있어 대체 에

너지로서 각광받고 있다. 그리고 태양광 에너지의 응용분야로서 계통 전원과 연계 가능한 분산발전시스템에 대한 관심이 고조되고 있다^[1]. 하지만 태양전지의 효율이 낮기 때문에 태양전지 어레이 (PV array)의 출력이 최대 전력인 시점에서 발전할 수 있도록 하기 위하여 최대 전력 지점 추종 제어 (MPPT: maximum power point tracking) 알고리즘이 필수적이고 계통연계를 위한 단위 역률 제어가 요구된다. 본 논문은 전력 리플에 의한 국소 최대 전력점 때문에 최대 전력점 추종을 하지 못하는 것을 방지한 P&O (perturb and observe) 방식의 MPPT 알고리즘을 제안하였다. 기존

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

*학생회원, 포항공대 전자전기공학과 석사과정

**학생회원, 포항공대 전자전기공학과 박사과정

접수일자 : 2007. 6. 8 1차 심사 : 2007. 7. 12

2차 심사 : 2007. 8. 10 심사완료 : 2007. 8. 20

상용 주파수 변압기를 사용한 PV PCS는 변압기로 인한 효율 감소, 가격 증가, 부피와 무게 증가 등의 문제를 지니고 있기 때문에 이를 해결하기 위해 무변압기형 PV PCS에 대한 시장의 요구가 높아지고 있다^[1]. 따라서 본 논문에서는 변압기를 사용하지 않는 승압형 DC/DC 컨버터와 DC/AC 인버터로 구성된 토폴로지를 사용하였다. 태양전지 어레이에서 발전된 전력을 계통에 전달하기 위해 3상 전압형 인버터로 직류 링크 전압을 일정하게 제어하고 3상 계통연계를 위한 단위 역률 제어를 수행한다. 이를 위해 외부 직류 링크 전압 제어기와 내부 전류제어기를 제시하고 단순화한 공간 벡터 변조법(SVM: space vector modulation)을 이용하여 복잡하고 시간이 오래 걸리는 연산과정을 제거하였다. 그리고 빠른 직류 링크 전압 제어 알고리즘을 제시하였다. 제안하는 무변압기형 3상 계통연계 PV PCS의 모든 알고리즘과 제어기를 하나의 마이크로컨트롤러를 통해 구현하여 10kW급 시제품을 제작하고 실험을 통해 제안한 알고리즘과 제어기의 우수성을 확인하였다.

2. 전체 시스템 구성

제안하는 무변압기형 3상 계통연계 PV PCS는 그림 1과 같다.

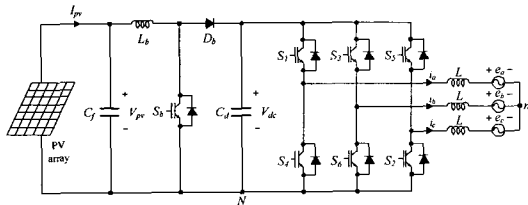


그림 1 제안하는 무변압기형 3상 계통연계 PV PCS
Fig. 1 Proposed transformerless three-phase line-connected PV PCS

무변압기형 3상 계통연계 PV PCS는 태양전지 어레이와 DC/DC 컨버터, DC/AC 인버터로 구성되어 있다. 승압형 DC/DC 컨버터는 MPPT 알고리즘을 통해 태양전지 어레이의 최대 전력 지점에서 발전된 에너지를 인버터로 전달해 준다. 그리고 태양전지 어레이의 전압을 인버터 측에서 사용할 전압으로 승압해 주기 때문에 인버터 측의 변압기를 제거할 수 있다. DC/AC 3상 전압형 인버터는 직류 링크 전압 V_{dc} 를 일정하게 유지하며 3상 계통으로 단위 역률을 가지는 전력을 전

달한다.

3. 개선된 P&O 방식의 MPPT 알고리즘

P&O 방식의 MPPT 알고리즘은 입력단 컨버터 스위치의 시비를 변화를 통해 태양전지의 전압을 변화시켜 발전 전력이 커지는 방향을 찾아 그 방향으로 전압을 변화시켜서 최대 전력점(MPP)을 찾는 방식이다. 이 방식은 look up table 방식과는 달리 태양전지의 특성을 미리 측정 및 저장을 하지 않아도 되고 간단하다는 장점이 있다^[2]. 그러나 기존의 P&O 방식은 그림 2와 같이 전력 잡음 등으로 국소적인 최대 전력점(local maximum power point)이 생기면 태양전지의 최대 전력점을 찾지 못하고 국소 최대 전력점에서 발전을 하게 되는 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는 이러한 문제를 개선한 MPPT 알고리즘을 제안한다.

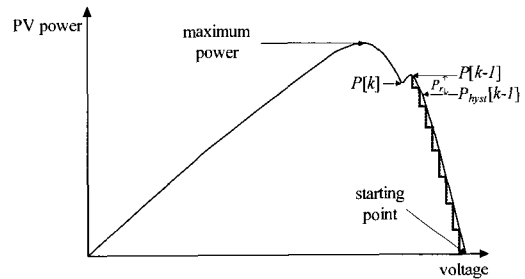


그림 2 P&O MPPT 알고리즘이 최대 전력점을 찾아가는 방식
Fig. 2 Operating principle of the P&O MPPT algorithm

제안하는 개선된 MPPT 알고리즘은 마이크로컨트롤러로 구현하기 용이하도록 플래그를 이용하여 MPP를 찾아가는 방향을 설정한다. 그리고 전력 리플량이 고려된 히스테리시스 특성을 갖는 과거 전력을 정의하며 이 값은 MPPT 방향 전환 기준 전력이 된다. 컨버터의 시비율의 변화로 태양전지의 전압이 증감할 때 현재 전력과 MPPT 방향 전환 기준 전력의 비교를 통해 MPP를 찾아가는 방향으로 플래그를 설정한다. 따라서 P&O 방식의 단점인 전력 잡음 등으로 발생하는 국소적인 최대 전력점에서 발전하는 문제를 해결할 수 있다는 장점이 있다.

히스테리시스 특성을 갖는 MPPT 방향 전환 기준 전력 $P_{hyst}[k-1]$ 은 과거 전력 $P[k-1]$ 보다 허용 리플 전력 P_r 만큼 작은 값이다. 태양전지의 발전 전력이 클수록 리플 전력이 커지므로 허용 리플 전력 P_r 은 발전 전력과 비례하며 관계식은 다음과 같다.

$$P_r = \alpha P[k] \quad (1)$$

제안된 MPPT 방식은 최대 전압에서 MPPT를 시작한다. 플래그를 태양전지의 전압을 감소시키는 방향으로 초기화하고 과거 전력 $P[k-1]$ 과 MPPT 방향 전환 기준 전력 $P_{hyst}[k-1]$ 은 다음과 같이 초기화 한다.

$$P[k-1] = P_r \quad (2)$$

$$P_{hyst}[k-1] = 0 \quad (3)$$

현재 전압 $V[k]$ 와 현재 전류 $I[k]$ 를 측정하여 현재 전력 $P[k]$ 를 계산한다. 현재 전력 $P[k]$ 가 과거 전력 $P[k-1]$ 보다 클 경우 현재 MPPT 방향이 MPP로 가는 방향과 동일하다고 판단하여 시비율의 증감 방향을 유지하고 과거 전력 $P[k-1]$ 과 MPPT 방향 전환 기준 전력 $P_{hyst}[k-1]$ 을 갱신한다. 그림 2와 같이 국소 최대 전력점이 존재할 경우 기존 P&O 방식의 알고리즘은 시비율의 증감 방향을 바꾸어 국소 최대 전력점에서 발전을 하게 된다. 제안된 MPPT 알고리즘에서는 현재 전력 $P[k]$ 가 과거 전력 $P[k-1]$ 보다 작지만 MPPT 방향 전환 기준 전력 $P_{hyst}[k-1]$ 보다 크므로 MPPT 방향 전환을 하지 않고, 시비율의 증감 방향을 유지하여 최대 전력점을 추종한다. $P[k]$ 가 $P_{hyst}[k-1]$ 보다 작을 경우에는 최대 전력점을 넘어서 전력이 더 작은 방향으로 추종하고 있다고 판단하여 추종 방향 플래그를 변경하여 시비율의 증감 방향을 바꾸고 과거 전력 $P[k-1]$ 과 MPPT 방향 전환 기준 전력 $P_{hyst}[k-1]$ 을 갱신한다. 제안하는 개선된 P&O 방식의 MPPT 알고리즘의 전체 순서도는 그림 3과 같다.

4. 직류 링크 전압 제어와 단위 역률 제어를 위한 인버터 제어기

DC/AC 3상 전압형 인버터는 승압형 DC/DC 컨버터로부터 전달된 에너지로 인해 상승되는 직류 링크 전압을 일정하게 유지하기 위해 직류 링크 기준 전압으로 제어되도록 출력 기준 전류를 설정하고 출력 전류를 계통 전압과 동위상의 정현파로 제어하여 3상 계통으로 단위 역률을 지니는 전력을 전달한다.

4.1 직류 링크 전압제어기

계통 전원과 연결된 3상 전압형 인버터를 표현해보면 그림 4와 같다.

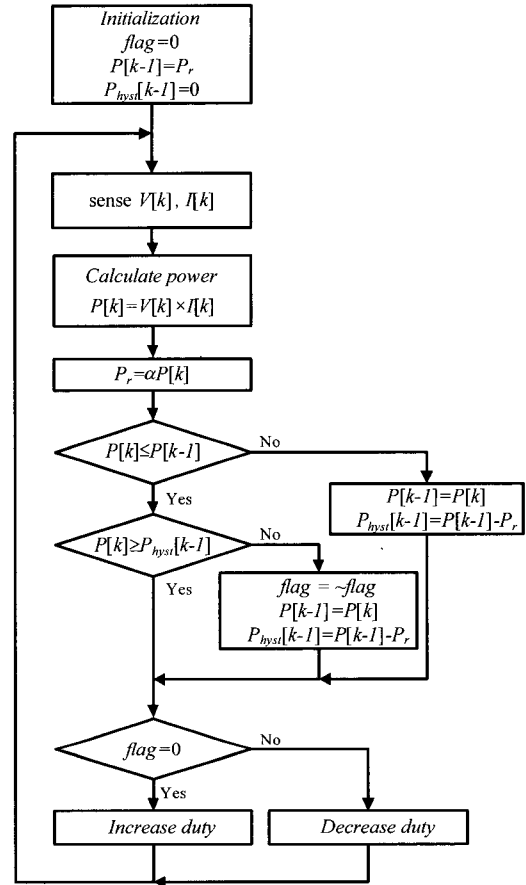


그림 3 개선된 P&O 방식의 MPPT 알고리즘 순서도
Fig. 3 Flow chart of the improved P&O MPPT algorithm

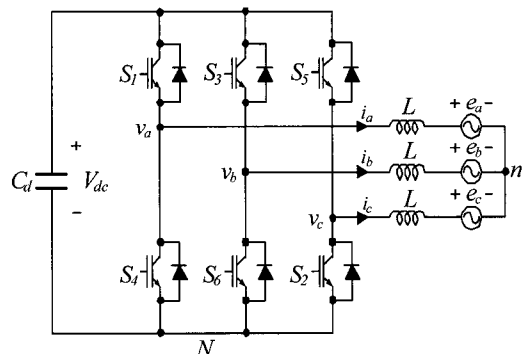


그림 4 계통 전원과 연결된 3상 전압형 인버터
Fig. 4 Line-connected three-phase voltage source inverter

계통 전원이 3상 평형일 때 abc 좌표계의 인버터 전압 방정식을 계통 전압의 위상각에 동기된 동기 dq 좌표계로 변환하면 아래식과 같다^[3].

$$e_d = -L \frac{di_d}{dt} + \omega Li_q + v_d \quad (4)$$

$$e_q = -L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d + v_q \quad (5)$$

여기서 ω 는 계통 전원의 각주파수, L 은 인버터의 출력 필터 인덕터를 나타내고 e_d, e_q 는 d-q축 계통 전압, i_d, i_q 는 d-q축 출력 전류, v_d, v_q 는 d-q축 인버터 출력 전압이다.

계통 전원의 최대 상전압이 E 일 때 동기 dq 좌표계에서 계통 전압은 $e_d=E, e_q=0$ 이다. 계통에 전달되는 전력이 단위 역률로 제어되어야 하기 때문에 q축 전류 i_q 는 q축 기준 전류 $i_q^*=0$ 으로 제어된다. 따라서 인버터에서 계통으로 전달되는 능동 전력은

$$P = \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q) = \frac{3}{2}e_d i_d = \frac{3}{2}E i_d \quad (6)$$

이며, d축 전류 i_d 에 비례하기 때문에 직류 링크 전압을 일정하게 유지하기 위해 d축 기준 전류 i_d^* 를 직류 링크 기준 전압 V_{dc}^* 와 측정된 직류 링크 전압 V_{dc} 간의 차이를 PI형 외부 전압제어기를 통하여 결정한다.

직류 링크 전압을 일정하게 유지하는 것이 3상 PV PCS의 안정성, 역률 등의 성능을 크게 좌우하는 요소가 되기 때문에 직류 링크 전압을 빠르게 제어하기 위한 인버터 전압제어기의 오차 보정 알고리즘을 제안한다. 제안하는 방식은 인버터 전압제어기를 PI 방식으로 제어할 때 직류 링크 기준 전압 (V_{dc}^*)과 직류 링크 측정 전압 (V_{dc}) 차이의 제곱에 비례하는 항을 추가해 오차를 보정하는 것이다. 오차 보정을 적용한 전압제어기는 다음 식과 같다.

$$i_d^* = k'_{pc} \left[(V_{dc}^* - V_{dc}) \times \left(1 + \frac{|V_{dc}^* - V_{dc}|}{\beta} \right) \right] + k'_{ic} \int \left[(V_{dc}^* - V_{dc}) \times \left(1 + \frac{|V_{dc}^* - V_{dc}|}{\beta} \right) \right] dt \quad (7)$$

V_{dc}^* 와 V_{dc} 의 차이에 따른 보정 전과 보정 후의 오차의 값은 그림 5와 같다 ($\beta=10$ 일 때).

그림 5의 가로축은 $V_{dc}^* - V_{dc}$ 의 크기를 나타내고 세로축은 오차의 크기를 나타낸다. $V_{dc}^* - V_{dc}$ 의 제곱에 비례하는 항을 더해 오차 보정을 하기 때문에 $V_{dc}^* - V_{dc}$ 의 크기가 클수록 보정 전과 보정 후 오차의 차이는 더욱 커진다. β 의 값은 보정 후 오차가 보정 전 오차

의 두 배가 되는 지점의 $V_{dc}^* - V_{dc}$ 크기이다. PI 방식의 직류 링크 전압제어기에서의 오차 보정은 $V_{dc}^* - V_{dc}$ 의 크기가 작을 경우 오차를 작은 값으로 사용하여 안정적으로 전압제어를 하도록 하고 크기가 클 경우 오차를 큰 값으로 사용하여 빠르게 직류 링크 전압이 기준 전압을 추종하도록 한다. 제시하는 오차 보정의 효과는 $V_{dc}^* - V_{dc}$ 의 크기에 따라 PI 이득의 크기를 달리하는 것과 같고 $V_{dc}^* - V_{dc}$ 의 크기를 보정함으로써 PI 이득 조정을 기존의 방식과 동일하게 할 수 있다는 장점이 있다.

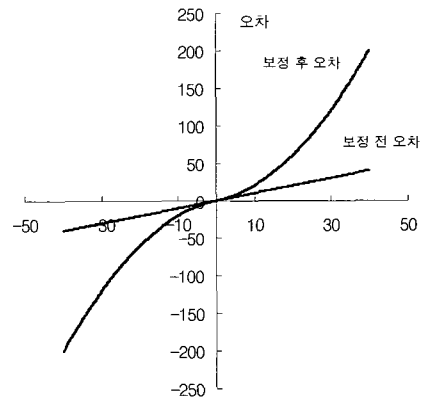


그림 5 오차 보정 알고리즘에 따른 오차의 차이
Fig. 5 Error difference by the error modification algorithm

4.2 전류제어기

동기 dq 좌표계에서 인버터 전압 방정식을 정리하면 아래식과 같다.

$$E = -L \frac{di_d}{dt} + \omega Li_q + v_d \quad (8)$$

$$0 = -L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d + v_q \quad (9)$$

인버터의 출력 전류가 기준 전류를 추종하도록 하기 위하여 PI형 전류제어기를 이용하여 d-q축 인버터 출력 전압 v_d 와 v_q 를 결정한다. 하지만 식 (8)과 식 (9)와 같이 상호 연관된 시스템에서는 PI형 전류제어기가 빠른 추종을 보이지 못하기 때문에 다음과 같은 전류제어기를 사용한다.

$$v_d = E - \omega L i_q + \Delta v_d \quad (10)$$

$$v_q = \omega L i_d + \Delta v_q \quad (11)$$

이 때 Δv_d 와 Δv_q 는 계통 전압과 동위상을 이루는 정현파 출력 전류를 유지하기 위해 요구되는 과도적인 부가 전압으로 아래와 같은 PI 제어기를 통해 결정한다.

$$\Delta v_d = k_{pd}(i_d^* - i_d) + k_{id} \int (i_d^* - i_d) dt \quad (12)$$

$$\Delta v_q = k_{pq}(i_q^* - i_q) + k_{iq} \int (i_q^* - i_q) dt \quad (13)$$

위와 같은 전류제어기를 사용함으로써 상호 연관된 시스템을 상호 독립적인 1차 선형시스템으로 만들어 제어기의 부담을 덜고 역률을 개선하는 효과를 얻을 수 있다. 구현된 인버터의 상호 독립적인 제어 다이어그램은 그림 6과 같다.

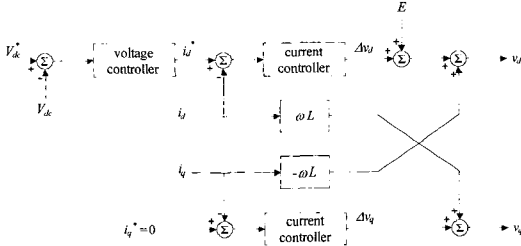


그림 6 3상 인버터의 상호 독립적인 제어 다이어그램
Fig. 6 Decoupled control diagram of the three-phase inverter

5. 공간벡터 변조법

공간벡터 변조법 (SVM : space vector modulation) 은 3상 인버터 스위치의 시비율 결정을 위해 공간벡터 개념을 이용하는 방식으로 마이크로프로세서를 이용하여 구현하기 용이하고 sinusoidal pulse width modulation (SPWM) 방식에 비해 선형변조 영역이 넓고 스위칭 손실이 적다는 장점이 있다^[4,5].

상보적으로 동작하는 3상 인버터의 같은 레그의 스위치를 고려하여 3상 인버터의 출력 전압을 나타내는 공간벡터를 고정 xy 좌표계에서 표현하면 출력 전압의 양자화 된 공간벡터 8개를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$V_n = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}} \quad n=1,2,\dots,6$$

$$V_n = 0 \quad n=0,7 \quad (14)$$

기존의 공간벡터 변조 방식에서는 필요한 출력 상전압을 얻기 위해서 그림 7과 같이 출력 전압 벡터 V_{out} 이 속한 구역을 결정하고 이웃한 두 개의 공간벡터를 이용하여 출력 전압 벡터 $V_{out}(v_x, v_y)$ 에 따라 변조하게 되고 식 (15)와 같이 스위칭 주기 T_s 에 대해 공간벡터가 가져야 할 시간이 계산된다.

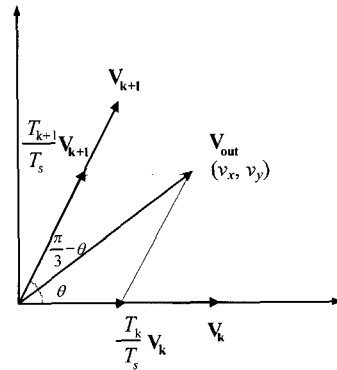


그림 7 공간벡터 조합에 의한 출력전압의 표현
Fig. 7 Output vector generation by combination of the space vectors

$$V_{out} = \frac{T_k}{T_s} V_k + \frac{T_{k+1}}{T_s} V_{k+1},$$

$$T_k = \frac{\sqrt{3} \sqrt{v_x^2 + v_y^2}}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \tan^{-1} \frac{v_y}{v_x}\right) T_s$$

$$T_{k+1} = \frac{\sqrt{3} \sqrt{v_x^2 + v_y^2}}{V_{dc}} \sin\left(\tan^{-1} \frac{v_y}{v_x}\right) T_s \quad (15)$$

본 논문에서는 기존의 공간벡터 변조 방식을 단순화한 공간벡터 변조 방식을 사용한다. 인버터 출력 전압과 인버터 스위치 도통 시간의 관계는 다음 식과 같다^[6].

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{aN} - v_{nN} \\ v_{bN} - v_{nN} \\ v_{cN} - v_{nN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \frac{V_{dc}}{T_s} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} \quad (16)$$

영벡터로 V_0 를 사용할 때 출력 전압 벡터가 존재하는 구역별로 각 레그 스위치의 시비율을 계산하면 다음과 같고

$$\begin{bmatrix} D_a \\ D_b \\ D_c \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{dc}} \begin{bmatrix} v_{an} - v_{\min} \\ v_{bn} - v_{\min} \\ v_{cn} - v_{\min} \end{bmatrix}, v_{\min} = \min(v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) \quad (17)$$

영벡터로 V_7 을 사용할 때 출력 전압 벡터가 존재하는 구역별로 각 레그 스위치의 시비율을 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} D_a \\ D_b \\ D_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \frac{1}{V_{dc}} \begin{bmatrix} v_{\max} - v_{an} \\ v_{\max} - v_{bn} \\ v_{\max} - v_{cn} \end{bmatrix}, v_{\max} = \max(v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) \quad (18)$$

본 논문에서 사용하는 공간벡터 변조 방식은 출력 전압 벡터가 속하는 구역의 결정, 탄젠트 역함수의 연산, 그리고 제곱근의 연산 등을 간단한 곱셈과 최대, 최소를 구하는 연산으로 대체하기 때문에 마이크로컨트롤러로 구현하기에 적합하다.

6. 단일 마이크로컨트롤러를 이용한 시스템 구현

무변압기형 3상 계통연계 PV PCS의 모든 알고리즘과 제어를 소프트웨어로 작성하여 Microchip 사의 dsPIC30F6015를 이용하여 단일 마이크로컨트롤러로 구현하였다. dsPIC30F6015는 단일 칩에 ADC, PWM 신호 발생기 등을 포함한다. 따라서 ADC, PWM 신호 발생기, address decoder 등의 추가 부가 회로가 필요한 DSP에 비해 단일 마이크로컨트롤러의 사용은 제어 회로의 부피와 가격을 줄이는 장점을 지닌다. 마이크로컨트롤러의 입력이 되는 전압과 전류는 마이크로컨트롤러의 10-bit ADC를 통해 측정하였고 매 100ms마다 MPPT 제어를 수행하였으며 매 100us마다 직류 링크 전압 제어, 그리고 계통 전류 제어와 PWM 신호 시비율의 갱신이 동기 되도록 하였다. 그리고 컨버터 스위치와 인버터 스위치의 스위칭 주파수는 15kHz로 설정하였다. 전체 제어 블록 다이어그램은 그림 8과 같다.

PLL을 통해 계통 상전압으로부터 abc-dq 변환과 공간벡터 변조에 필요한 위상각 ωt 를 결정하고 제안하는 MPPT 제어기를 통해 컨버터 스위치 S_b 의 시비율 D_{Sb} 를 결정한다. 직류 링크 전압 제어를 위해 외부 전압 제어기를 통해 내부 전류제어의 입력이 되는 d축 기준 전류 i_d^* 를 결정한다. 전압제어기는 제안하는 빠른 직류 링크 전압 제어 알고리즘을 포함한다. d축 기준

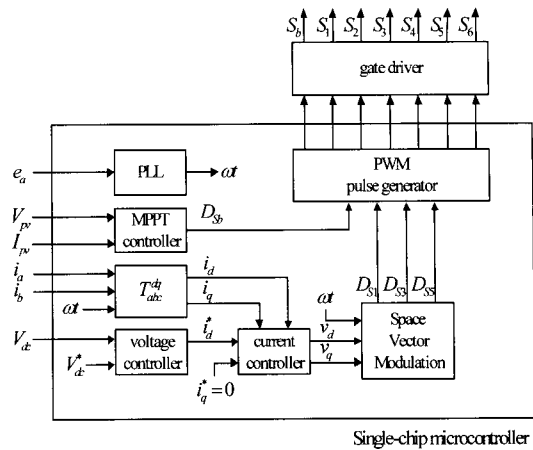


그림 8 제안하는 PV PCS의 제어 블록 다이어그램
Fig. 8 Control block diagram of the proposed PV PCS

전류 i_d^* 와 q축 기준 전류 $i_q^*=0$ 을 추종하도록 내부 전류제어기를 통해 d-q축 인버터 전압 v_d 와 v_q 를 결정하고 공간벡터 변조 방식을 통해 인버터 스위치의 시비율을 결정한다. 결정된 컨버터 스위치 S_b 의 시비율과 인버터 스위치의 시비율을 PWM 신호 발생기와 게이트 드라이버를 통해 PWM 신호로 발생시켜 스위치의 온-오프 상태를 결정한다.

7. 실험 결과

본 논문에서 제안한 무변압기형 3상 계통연계 PV PCS의 성능 시험을 위해 10kW급 시제품을 제작하였다. 무변압기형 3상 계통연계 PV PCS 시제품의 모습은 그림 9와 같고 주요 정격과 파라미터는 표 1과 같다.

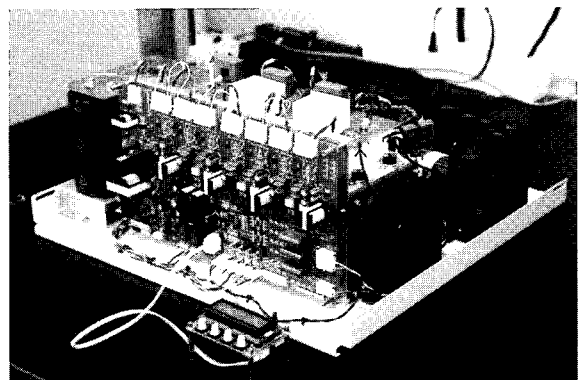
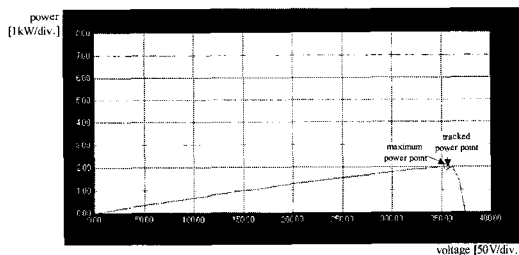


그림 9 제안하는 PV PCS 시제품 사진
Fig. 9 Photograph of the proposed PV PCS prototype

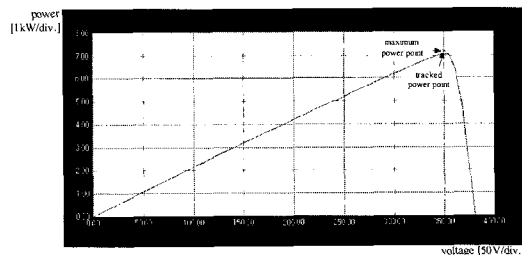
표 1 제안하는 PV PCS 시제품의 주요 정격 및 파라미터
Table 1 The specifications and parameters of the proposed PV PCS prototype

태양전지 어레이 주요 정격		
정격 전력	10kW	7kW
정격 전압	520V	350V
정격 전류	19.2A	20A
open-circuit voltage	620V	380V
short-circuit current	24A	25A
무변압기형 3상 계통연계 PV PCS 파라미터		
계통 전압	3상 선간 전압 380V, 60Hz	
입력 전압 동작 범위	180V ~ 700V	
직류 링크 기준 전압	620V	
입력 커패시터 C_f	10 μ F / 740V	
입력 필터 인덕터 L_b	2mH	
직류 링크 커패시터 C_d	2350 μ F / 900V	
출력 필터 인덕터 L	2mH	
반도체 모듈 ($S_b, D_b, S_l, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$)	1200V/50A	

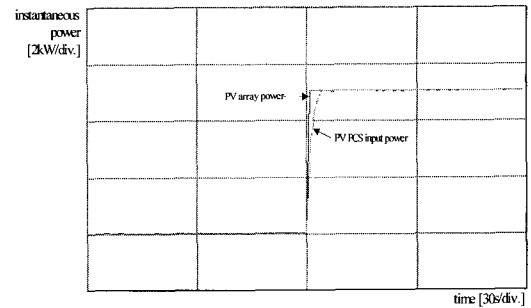
Myway 사의 MWBFP active power load와 이차 연계된 태양광 시뮬레이터 프로그램 MWBFP2-SIM을 이용하여 태양전지 어레이에서 발생하는 전력을 2kW에서 7kW로 급변시킬 때 2kW, 7kW일 때의 시뮬레이터 V-P 특성과 제안하는 PV PCS의 MPPT 추종 특성은 각각 그림 10(a), 10(b), 그리고 10(c)와 같다.



(a) 태양광 시뮬레이터의 V-P 특성 (2kW)
(a) V-P characteristic of the photovoltaic simulator (2kW)



(b) 태양광 시뮬레이터의 V-P 특성 (7kW)
(b) V-P characteristic of the photovoltaic simulator (7kW)



(c) 발생 전력 급변 시 MPPT 추종 특성
(c) MPPT characteristic in abrupt PV power change

그림 10 발생 전력 급변 시 제안하는 PV PCS의 태양광 시뮬레이터 파형

Fig. 10 Photovoltaic simulator waveforms of the proposed PV PCS in abrupt PV power change

급격한 태양전지 발생 전력의 변동에도 제안하는 MPPT 알고리즘이 최대 전력점을 올바르게 추종함을 그림 10(c)를 통해 확인할 수 있다. 이에 반해 기존 P&O 방식의 MPPT 알고리즘은 시뮬레이터의 급격한 발생 전력의 변동 시에 태양광 시뮬레이터 내에 존재하는 전력 잡음 등으로 인해 최대 전력점을 추종하지 못하였고 이를 그림 11을 통해 확인할 수 있다.

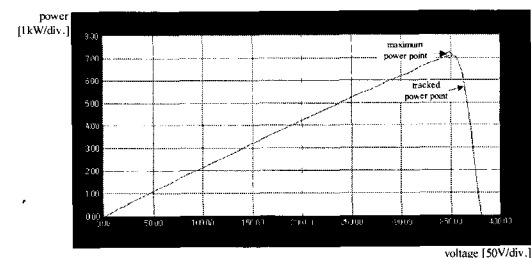
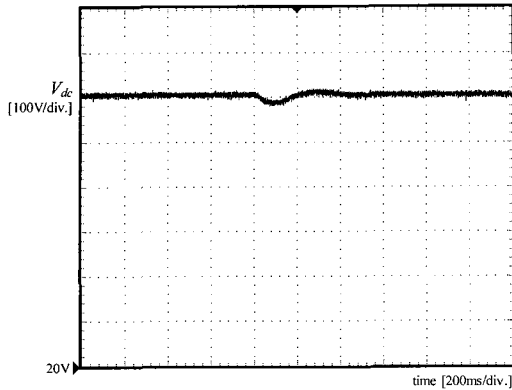


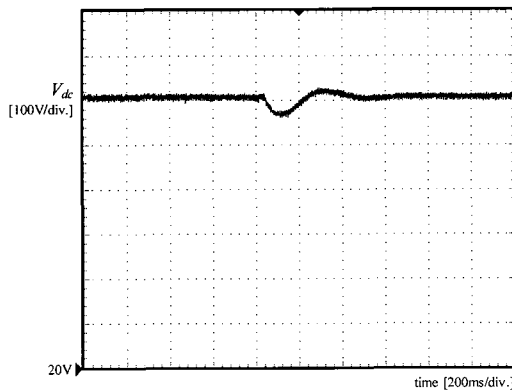
그림 11 발생 전력 급변 시 기존 P&O MPPT 알고리즘의 태양광 시뮬레이터 파형

Fig. 11 Photovoltaic simulator waveform of the conventional P&O MPPT algorithm in abrupt PV power change

태양전지 어레이의 발생 전력을 급변시킬 때 그림 12(a)와 그림 12(b)는 각각 직류 링크 전압 오차 보정 알고리즘의 적용 유무에 따른 직류 링크 전압을 나타낸다. 오차 보정 알고리즘의 적용으로 발생 전력 급변 시 직류 링크 전압의 변동 폭이 줄어들음을 확인할 수 있다.



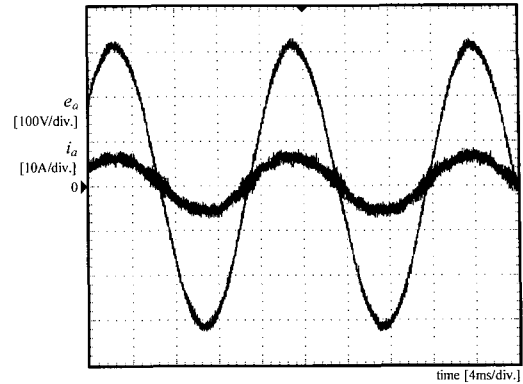
(a) 직류 링크 전압 오차 보정 알고리즘을 적용했을 때
(a) When the DC-link voltage error modification algorithm applied



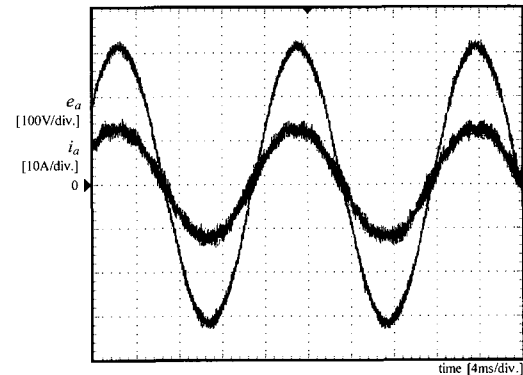
(b) 직류 링크 전압 오차 보정 알고리즘을 적용하지 않았을 때
(b) When the DC-link voltage error modification algorithm not applied

그림 12 발생 전력 급변 시 직류 링크 전압 파형
Fig. 12 DC-link voltage waveforms in abrupt PV power change

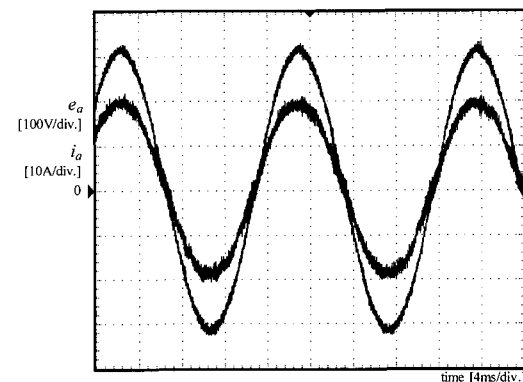
그림 13(a), 13(b), 13(c)는 태양광 시뮬레이터를 통해 태양전지 어레이의 최대 전력점(520V)에서 각각 3kW, 6kW, 10kW 전력이 발생할 경우 PCS의 계통 a상 전압과 a상 출력 전류 파형이다. 최대 전력점을 추종하여 상전류가 상전압과 동위상의 정현파로 제어됨을 확인할 수 있다. 표 2는 입력 전압에 대한 전력 변환 효율이며, 입력 전압 180V와 300V의 경우 정격 전류를 고려하여 각각 4kW와 7kW에서 측정하였다. 표 3은 입력 전압 520V에서 출력 전력에 대한 출력 전류 고조파 왜율, 역률, 그리고 MPPT 효율이다.



(a) 태양전지 어레이의 최대 출력 전력이 3kW일 때
(a) When the maximum output power of the PV array is 3kW



(b) 태양전지 어레이의 최대 출력 전력이 6kW일 때
(b) When the maximum output power of the PV array is 6kW



(c) 태양전지 어레이의 최대 출력 전력이 10kW일 때
(c) When the maximum output power of the PV array is 10kW

그림 13 계통 전압과 출력 전류 파형
Fig. 13 Line voltage and output current waveforms

표 2 입력 전압 변화에 대한 전력 변환 효율
Table 2 Power conversion efficiency on the change of the input voltage

입력 전압	출력 전력	전력 변환 효율
180V	4kW	93.2%
300V	7kW	94.5%
500V	10kW	96.3%
620V	10kW	97.0%

표 3 출력 전력 변화에 대한 출력 전류 고조파 왜율, 역률, MPPT 효율

Table 3 Output current THD, power factor, and MPPT efficiency on the change of the output power

출력 전력	출력 전류 고조파 왜율	역률	MPPT 효율
3kW	6.29%	0.992	98.2%
6kW	4.38%	0.994	98.4%
10kW	2.03%	0.995	99.6%

8. 결 론

본 논문에서는 상용 주파수 변압기를 제거한 무변압기형 3상 계통연계 PV PCS를 제안하였다. 개선된 P&O 방식의 MPPT 알고리즘을 제안하여 국소 최대 전력점에서 MPPT가 멈추는 문제를 해결하였고 직류 링크 전압 오차 보정 알고리즘을 통해 빠른 직류 링크 전압 제어를 실현하였다. 그리고 제어기는 단일 마이크로컨트롤러로 구현하였다. 10kW급 시제품을 제작하여 MPPT 효율 99.6%, 전력 변환 효율 97%, 출력 전류 고조파 왜율 2.0%, 출력 역률 0.995를 달성하였다.

참 고 문 헌

[1] 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.
 [2] Weidong Xiao, Dunford W.G, "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems," *IEEE PESC 04*, vol. 3, pp. 1957-1963, 2004, June.
 [3] Bong-Hwan Kwon, Jang-Hyoun Youm, Jee-Woo Lim, "A line-voltage-sensorless synchronous rectifier," *IEEE Trans, Power Electron.*, Vol 14, pp. 966-972, 1999, Sept.
 [4] Keliang Zhou, Danwei Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase

Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, pp. 186-196, 2002, Feb.

[5] D. Rathnakumar, J. LakshmanaPerumal, T. Srinivasan, "A New Software Implementation of Space Vector PWM," *SoutheastCon, Proceedings of IEEE* pp. 131-136, 2005, April.
 [6] Jang-Hyoun Youm, Bong-Hwan Kwon, "An Effective Software Implementation of the Space-Vector Modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 46, pp. 866-868, 1999, Aug.

저 자 소 개



서현우(徐賢優)

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



권정민(權清鎔)

1981년 12월 26일생. 2004년 연세대 전기공학과 졸업. 2004년~현재 포항공대 대학원 전자전기공학과 박사과정.



권봉환(權鳳煥)

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

당 학회 평의원.