

태양광 발전 부스트 컨버터를 이용한 인버터 PCS 특성

Characteristic PCS of Inverter by Boost Converter of PV Generation

황락훈¹ · 나승권² · 오상학¹

¹세명대학교 전기공학과

²한국폴리텍대학 강릉캠퍼스 전자통신학과

Lark-Hoon Hwang¹ · Seung-kwon Na² · Sang-hak Oh¹

¹Department of Electrical Engineering, Semyung University, Chungcheongbuk-do, 27136, Korea

²Department of Electronics and Communication, Korea Polytechnic College Gangneung Campus, Gangwon-do, 25605, Korea

[요약]

본 논문은 전압형인버터를 교류전원과 동기 시켜서 운전하고 정상상태에서는 전원으로 부터 운전하고 정상상태에서는 전원에 서직류 측에 연결된 축전지를 태양전지를 이용한 광기전력효과와 함께 PCS (power conditioner system)의 동작으로 일정전압을 충전하게 되며, 전원의 차단, 전원의 전압변동 및 부하전류의 변화에도 일정한 전압을 유지하도록 하였다. 태양광 발전시스템을 승압효과와 단상 PWM (pulse width modulation) 전압형인버터를 사용하여 전원차단 경우나 전압변동 및 부하변동에 의한 출력전류 변화에도 일정한 출력전압을 유지하고 EESS (electric energy storage system)를 상시 운영하여 약 10~20% 전력절감효과를 얻을 수 있는 에너지절약 전원복합형 전력변환장치로 구성되어 있다. 출력은 PWM방식에 의하여 양호한 파형이 되도록 하고 전원차단과 부하의 상태의 변화 및 전원 전압 변동에도 일정한 전압으로 출력됨을 실험을 통하여 확인 할 수 있었다.

[Abstract]

In this paper, this system is operated by PCS that is driven by being synchronized voltage fed inverter and AC source, and in the steady state of power source charge battery connected to DC side with solar cell using a photovoltaic (PV) that it was so called constant voltage charge. it can cause the effect of energy saving of electric power, from 10 to 20%. and through a normal operation of electric energy storage system (EESS). In addition, better output waveform was generated because of pulse width modulation (PWM) method, and it was Proved to test by experiment maintained constant output voltage regardless of AC source disconnection, load variation, and voltage variation of AC power source.

Key word : PCS, EESS, Photovoltaic, PWM, Solar cell, AC source, PV generation.

<https://doi.org/10.12673/jant.2018.22.6.654>



This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

Received 23 November 2018; Revised 30 November 2018

Accepted (Publication) 19 December 2018 (30 December 2018)

*Corresponding Author ; Seung-kwon Na

Tel: +82-10-4963-7160

E-mail: skna2@hanmail.net

I. 서 론

현재 주 에너지원인 원유를 대신하는 새로운 에너지원의 개발 일환으로 태양광, 풍력발전, 연료전지 등의 직접 에너지 변환 방식에 대한 기술개발이 국부적으로 이용 되어 왔으나, 전력용 반도체소자의 개발과정과 함께 태양광 반도체 발전소자, 반도체 전력변환 장치에 의한 새로운 전력 발전방식이나 프로펠러를 이용하여 DC발전을 하는 풍력시스템 등이 주목되기 시작하였다. 그중에서도 청정에너지원 (clear energy)으로서 무진장의 태양에너지나 지역성 또는 기후에 따라 변할 수도 있지만 풍력에 의한 발전 등은 환경 오염문제, 연료보급을 필요로 하지 않는다는 등 많은 장점을 가지고 있다. 이와 같은 태양에너지 시스템이나 풍력발전 시스템은 전력수요 증가에 추종하여 분할증강이 가능한 특성을 가지고는 있지만, 이 시스템을 각각 단독으로 연속 발전할 수 없는 결점을 갖고 있다. 태양광 발전 시스템은 태양전지에서 출력되는 전력을 수용자가 안전하게 양질의 전기를 사용할 수 있도록 하는 전력변환 제어시스템이라 할 수 있다. 태양전지의 출력은 직류인데 비하여, 부하의 대부분을 교류부하이기 때문에 태양전지를 상용화하기 위해서는 직·교류 변환장치가 필수적이며, 상용계통 (utility line)과 연계하여 운전하는 경우 단위역률을 갖는 정현파 전류 및 전압을 계통에 공급해 줄 필요가 있다. 또한 태양전지의 출력특성은 일사량에 따라 크게 영향을 받기 때문에 가능한 한 많은 에너지를 태양전지에서 얻어내기 위해서는 항상 최대출력을 추종하도록 제어해야 하며, 축전지에 저장하거나 또는 상용계통과 연계할 필요가 있다. 태양광발전 출력전력이 직류전력이라는 것은 잘 알려진 사실이다. 그러한 이유 때문에 전력을 변환하여 사용한다는 것은 필수불가결한 사항이 존재하고 있는데, 우리가 일상생활에서 사용하고 있는 전기기기는 직류를 사용하는 경우도 있으나, 다른 한편으로는 교류를 사용하는 경우가 대부분에 있다[1]-[3]

직류를 교류로 변환하려고 한다면 인버터가 필요하고, 직류를 또 다른 전압을 발생시키는 직류를 사용하고자 한다면 컨버터가 필요하고, 일반적으로 상용계통과 연계한 소규모 PV 시스템, 특히 개인 주택용 시스템에는 인버터의 특성과 더불어 계통 연계된 PCS(power conditioner system)의 장점이 요구된다. 소형이고 고효율, 고 역률, 고 신뢰성, 낮은 고조파 출력, 태양전지의 최대출력 운전, 저비용 등의 특성이 필요하게 된다. 또한 PWM 변조기는 동기신호인 계통 전원전압파형에 왜형 또는 노이즈 등의 외란 성분이 포함되어 있을 때에도 안정된 변조를 하여야 하며, 제어를 위한 동기신호와 제어신호를 마이크로프로세서로 처리함에 있어서 샘플링시점과 캐리어파와의 사이에는 시간 차이가 존재하게 되어 그에 따른 보상법을 필요로 하게 된다[4]-[10].

인버터가 교류전원에서 정류한 직류를 공급받아 교류로 변환하여 전력을 공급하며 정전 시에는 축전지에서 전력을 공급받아 동작하는 방식과 평시에 교류입력이 바이패스(by-pass)

되어 부하에 전력을 공급하다가 정전 시에 축전지에 의한 인버터구동으로 정전을 대비하는 방식 등이 있으나 이들 방식 모두 장치가 커지고 복잡한 문제를 가지고 있다. 본 논문에서는 전원과 전압형인버터를 리액턴스에 의하여 결합하여 전압조정과 정전에 대비한 전원장치에 관한 연구로 가변부하에 안정된 교류를 공급하였다. 전압형인버터는 교류 전원전류가 정현파로 되는 특성을 가지고 있으며 이 장치는 고 역률의 운전으로 직류 정전압을 출력하는 장치, 전력계통의 무효전력을 보상해 역률을 개선시켜 전력계통의 경제적 운영을 이루게 하는 SVC (static var compensator)의 분야 등에 응용되어 왔으나 본 연구에서는 교류입력전류가 정현파로 되는 특징과 직류 측에 전력을 공급하는 특성을 이용하였다. 따라서 본 시스템은, PWM방법에 의하여 직류 측 전원을 방전하여 출력전압을 조정하였고, 전원정류에 의해 직류 측 축전지에 태양전지의 PV효과와 더불어 충전되며, 위상각 제어로서 축전지를 충전하는 기능을 전압형인버터 하나만으로 구현하였다.

II. 태양광 발전과 승압형 컨버터

2-1 태양전지의 특성과 태양광 발전의 특성

태양광 발전은 태양광이 반도체 PN 접합으로 구성된 태양전지에 입사되면 광기전력(photovoltaic effect)에 의해 기전력이 발생하고 이때 외부에 접속된 부하에 전류가 흘러 전력이 생산되며 이 전력을 축전지에 저장하거나 그대로 이용하는 기술이다. 태양광 발전은 기계 가동 부분이 없으므로 소음과 진동이 없는 청정에너지로서 시스템 가감이 용이하고 수명이 길어 이용가능 분야가 많은 기술이나 태양전지 가격이 비싸 초기 투자비가 많이 들어 경제성이 약한 것이 단점이다. 한전계통선 전력이용이 어려운 등대, 통신 및 기상용 전원, 태양광 가로등, 도로표지판, 시계탑 등 특수 분야에 주로 이용되고 있으며, 최근에는 소규모 도서지역에 태양광 발전소를 건설하여 주민생활용 전원으로 이용되고 있는 등 이용범위가 넓어지고 있다[11],[12].

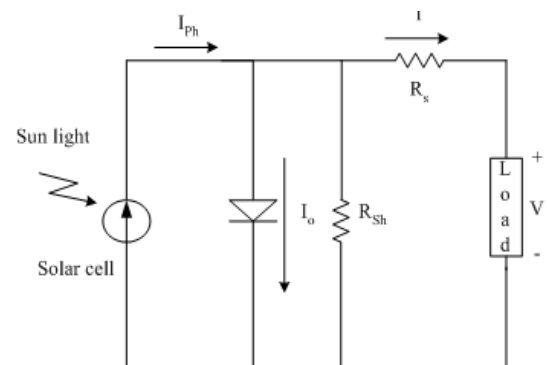


그림 1. 태양전지의 등가회로
Fig. 1. equivalent circuit of solar cell.

그림 1은 광기전력효과(photovoltaic Effect)를 이용한 태양 전지의 등가회로를 보여주고 있다. 이상적인 경우, 광 투사시의 전압전류 관계는 식 (1)과 같이 된다.

$$I = I_{ph} - I_o \left[\exp\left(\frac{qV}{nKT}\right) - 1 \right] \tag{1}$$

실제로는 직렬저항 R_s 와 병렬저항 R_{sh} 가 가해져 그림 1과 같이 되고, 전류는 식 (2)와 같이 된다.

$$I = I_{ph} - I_o \left[\exp\left(\frac{q(v + IR_s)}{nKT}\right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{2} \tag{2}$$

. 여기서 I는 출력전류, I_{ph} 는 광전류, I_o 는 다이오드 포화전류, n은 다이오드 상수, k는 볼츠만 상수이고 q는 전자 1개의 전하이며 이를 전압, 전류 특성곡선으로 나타내며 그림 2와 같이 된다.

그림 2에서 개방전압 V_{oc} , 단락전류 I_{sc} , 곡선인자 FF(fill factor) 등 3개의 변수는 에너지 변환효율과 관련되는 파라미터로서, 우선 개방전압은 식 (3)과 같이 된다.

$$V_{oc} = \frac{nKT}{q} \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_o} + 1\right) \tag{3}$$

또한, 단락전류는 식 (4)와 같이 된다.

$$I_{sc} = I_{ph} - I_o \left[\exp\left(\frac{qIR_s}{nKT}\right) - 1 \right] \tag{4}$$

태양전지의 곡선인자는 식 (5)로 정의된다.

$$FF = \frac{(V_m \times I_m)}{(V_{oc} \times I_{sc})} \tag{5}$$

여기서, V_m 은 태양전지의 최대출력전압, I_m 은 최대출력전류이다.

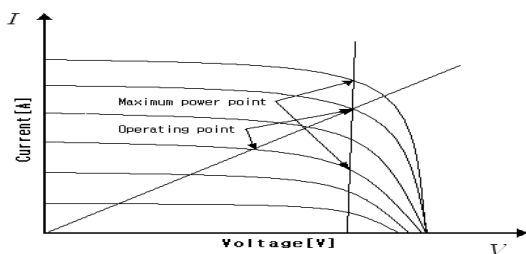


그림 2 태양전지의 MPPT 곡선
Fig. 2. MPPT curve of solar cell.

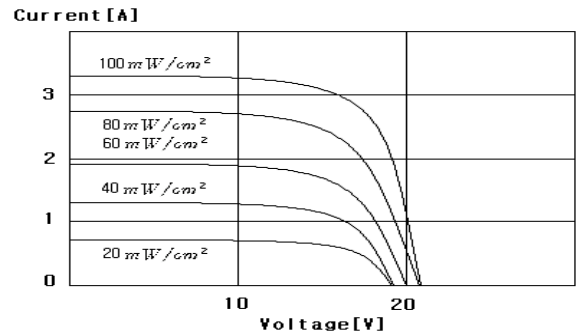


그림 3. 태양전지의 일사량에 따른 출력특성
Fig. 3. solar cell output characteristics with varying radiation.

그림 3은 일사량에 따른 태양전지의 출력의 변화를 보여주고 있으며 일사량의 변화 시 태양전지의 개방전압은 큰 변화가 없는 반면 출력전류가 크게 변화하고 있음을 알 수 있다.

2-2 태양광 발전의 시스템 구성과 컨버터 특성

태양전지를 이용한 기와나 타일, 유리 등 같은 태양전지 전자재가 개발되는 등 다양한 종류의 태양전지가 개발되고 있어 별도의 설치 공간이 필요 없이도 많은 부분에 보급이 확대될 전망이다. 그림 4에 일반적인 태양광 발전시스템 구성을 블록 다이어그램으로 나타내었다.

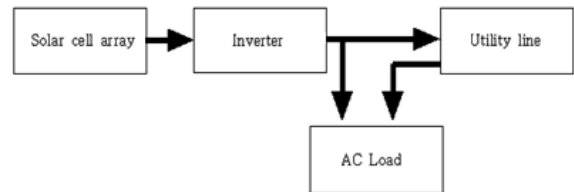


그림 4. 태양광발전 구성도
Fig. 4. configuration of the photovoltaic system.

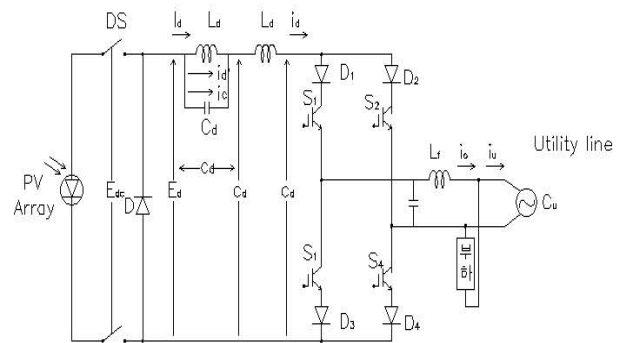
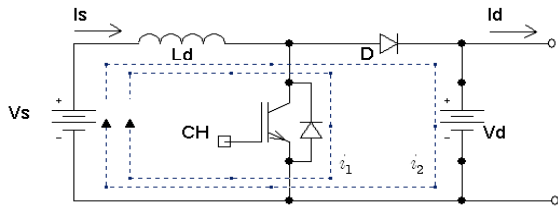


그림 5 전압형인버터 시스템 구성
Fig. 5. system consist of voltage source inverter.

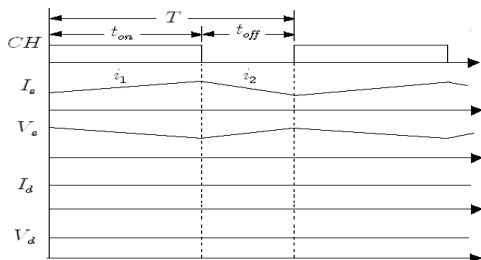
태양전지의 발전전력은 파워컨디셔너(PCS)를 거쳐서 교류 전력으로 변환하여 상용에 상시 접속하는 계통연계시스템, 태양전지와 파워컨디셔너의 중간에 축전지를 설치하여 독립전원으로 할 수 있는 독립전원시스템, 계통연계와 독립전원의 동작을 전환하는 계통연계 전환시스템이 있다. 태양광을 연계한 전압형인버터 시스템 구성도를 그림 5에 나타내고 있다. [13],[14]

그림 6에 부스트 컨버터(boost converter)를 나타내었다. 부스트 컨버터는 출력전압이 입력전압보다 커지는 경우를 상정하여 사용하는 컨버터로 일반적으로 저항, 인덕터, 다이오드, MOSFET 스위치와 같이 벡 컨버터(buck converter)와 동일하지만 회로 상에 위치할 때에는 다소 차이가 있다. MOSFET 스위치가 전원과 바로 직렬 연결되어 있으나, 벡 컨버터(buck converter)에서는 병렬로 연결되어 있으며, 전원에 바로 연결되며 직렬로 연결되어 있는 것은 인덕터 이고, Diode가 전원과 병렬로 연결되어 있으나, 부스트 컨버터(boost converter)에서는 전원과 직렬로 연결되어 있다. MOSFET 스위치가 On 상태가 되면, 전원에서부터 Inductor 방향으로 전류가 흐르기 시작하며, MOSFET switch를 지나서 전원의 음극으로 흘러 들어간다. 이 때 다이오드(diode)의 애노드(anode)에는 음의 전압이 캐소드(cathode)에는 양의 전압이 걸림으로써 역방향 바이어스가 되어 Diode를 통하여 전류는 흐르지 않게 된다.

독립형 전원시스템에서 태양전지로부터 인버터 측에 직류 전력을 공급하는 승압초파회로와 동작과형이다. CH가 ON일 때는 $V_s - L_d - CH - V_s$ 의 경로로 전류 i_1 이 흘러 L_d 에 에너지를 축적하고, CH가 OFF 일 때는 L_d 에 축적되었던 에너지와 태양전지의 출력이 직렬 연결되어 인버터 입력 측에 전류 i_2 가 공급된다.



(a) step up chopper circuit



(b) operation waveform

그림 6. 부스트 컨버터(초퍼)의 회로도
Fig. 6. (a) step up chopper circuit
(b) operation waveform.

전류가 흐르는 부분은 전원 → inductor → MOSFET switch와 함께 Capacitor → 부하저항이 된다고 할 수 있을 것이다. 여기서 전원 → inductor → MOSFET switch의 과정 동안에는 전압강하가 발생하여 식 (6)이 되는데, 이 식을 정리하면 입력전압은 inductor 전압과 같아짐으로써 둘째 항을 우변으로 이항하면 (7)과 같이 쓸 수 있다.

$$V_s - L \frac{di_L}{dt} = 0 \tag{6}$$

$$V_s = L \frac{di_L}{dt} \tag{7}$$

2-3 하프 브리지 컨버터 특성

그림 7은 하프 브리지(Half-bridge) DC-DC 컨버터의 등가회로를 나타내었다.

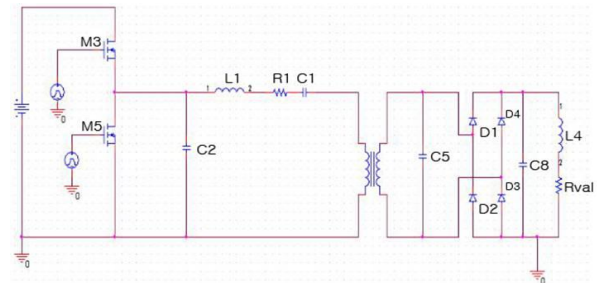


그림 7. 하프 브리지 DC-DC 컨버터
Fig. 7. half-bridge DC-DC converter.

그림 8은 MOSFET의 게이트 전압 파형으로 구동 주파수가 1.21 MHz 부근이기 때문에 MOSFET 두 개 M3, M5를 사용하여 교번 스위칭 하여 구동 주파수를 인가하였다.

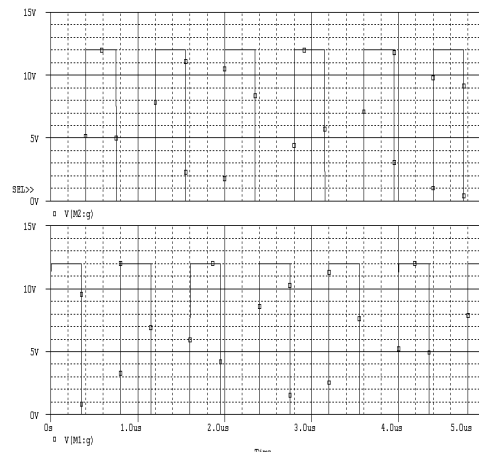


그림 8. 하프 브리지 M3, M5의 게이트 전압
Fig. 8. gate voltage of half-bridge converter M3, M5.

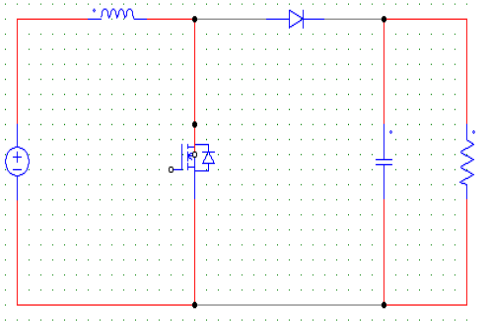


그림 9. 스위치 ON, 다이오드 OFF 상태일 때
 Fig. 9. state of switch on, diode off.

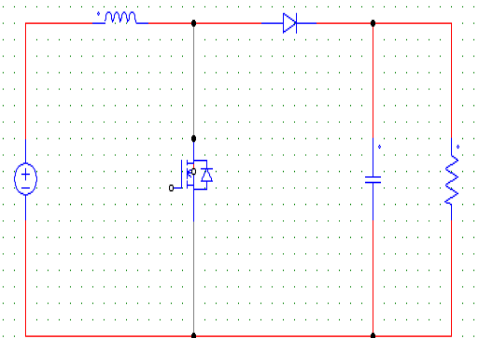


그림 10. 스위치 OFF, 다이오드 ON 상태일 때
 Fig. 10. state of switch off, diode on.

그림 10에서 MOSFET 스위치가 연결되어 있지 않은 OFF 상태에서 생각할 때 커패시터(capacitor)와 부하저항은 병렬로 연결되어 있으므로 이 두 가지 회로소자에 각각 걸리는 전압은 동일하며, 이 전압은 전원전압에서 인덕터(inductor)에 걸리는 전압을 뺀 값이 되기 때문에 이것을 식으로 표현하면 식(8)과 같다.

$$V_o = V_S - L \frac{di_L}{dt} \tag{8}$$

그러므로 식 (8)에서 부하저항에 걸리는 전압은 입력전압보다 작은 것을 알 수 있다. 이번에는 MOSFET 스위치를 OFF 상태로 하면 다이오드의 애노드에는 양(+)의 전압이 캐소드에는 음(-)의 전압이 인가되어 순방향 바이어스가 걸리므로 회로가 연결되는 것과 함께 다이오드(diode)를 통하여 전류가 흐르게 된다. 이 상태에서는 스위치가 열려 있으므로 MOSFET 스위치를 통하여 전류는 흐를 수 없으며, 그 대신에 전원 → 인덕터 → 다이오드 → (커패시터, 부하저항)의 경로를 따라 전류가 흐르게 된다. 여기서 전력변환에 대한 관계식으로부터 인덕터에 걸리는 전압의 손실이 매우 작다고 가정하면 전력에 관한 일반식으로부터 $V_S I_S = V_o I_o$ 라고 쓸 수 있으며 식(9)와 같이 된다.

$$\frac{I_o}{I_S} = \frac{V_S}{V_o} = 1 - D \tag{9}$$

식 (9)에 의하여 출력전압 $V_o = \frac{1}{1-D} V_S$ 가 되는데, D 는 듀티비로서 0~1 사이에 있는 값이며, D 가 1에 가까워질수록 출력전압은 무한대에 가까워지고 0에 가까워질수록 출력전압은 입력전압과 같아지게 된다. 출력전류의 경우는 $I_o = (1-D)I_S$ 와 같은 식으로 표현할 수 있으므로 D 가 $0 < D < 1$ 가운데 어떤 값을 취하든지 간에 입력전류보다 작아진다는 것을 알 수 있다. 인덕터 전압은 MOSFET 스위치가 ON상태에서는 식 (10)과 같이 입력전압과 같아지며, 인덕터 전압이 입력전압과 같다는 관점에서 인덕터에 흐르는 전류의 기울기 변화율은 미분하면 알 수 있으므로 식(11)과 같다고 할 수 있다.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_S \tag{10}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_S}{L} \tag{11}$$

MOSFET 스위치가 OFF인 상태에서는 인덕터에 걸리는 전압은 식 (12)로부터 식 (13)과 같이 쓸 수 있으며, 인덕터에 흐르는 전류의 기울기 변화율은 식 (14)와 같이 표현할 수 있다.

$$V_o = V_S - L \frac{di_L}{dt} \tag{12}$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_S - V_o \tag{13}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_S - V_o}{L} \tag{14}$$

2-4 계통연계 전압형인버터 와 PCS 고조파 특성

1) 시스템 개요와 전력변환과 고조파특성

전력변환장치는 PWM 전압형인버터로 구성되고 인버터의 교류전압의 위상을 제어함으로써 직류 측에 충전을 하고 부하에 정 전압의 전력을 공급하도록, 또한 야간·정전 등에 대비한 광기전력에 의한 직류충전을 동시에 수용 하므로서 전력절감의 향상을 가질 수 있다.

전력변환장치에서 전압조정기 시스템은 두 개의 전압원과 접속 리액턴스 X_L , solar cell 장치 등으로 간략화 된다. 전력변환장치에서 전압조정기 시스템의 회로방정식을 세우면 식 (15)와 같다.

$$V - e = X_L di/d\theta \tag{15}$$

전원 전류는 식(16)의 양변을 적분하여 얻는다.

$$I = 1/X_L \int (V - e) d\theta \quad (16)$$

여기서 $V = V_p \cos\theta$ 라 하고 식(16)의 해를 구하면 식(17)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} i &= 1/X_L \int (V_p \cos\theta - e) d\theta \\ &= V_p/X_L \sin\theta - 1/X_L \int e d\theta \end{aligned} \quad (17)$$

여기서

$V_p/X_L \sin\theta$: 전원 전류의 기본파 성분

$1/X_L \int e d\theta$: 교류 측 기본파 성분 + 나머지 고조파 성분

기본파 성분은 전원과 같은 주파수 이므로 고조파 성분은 식(17)에서 제2 항만을 고려하면 되어 다시 전개하면 고조파 특성을 알 수 있다 [15].

또한, 계통 연계형인버터는 그림 4의 전력 흐름도와 같이 직류전원과 교류부하 사이의 전력을 균형 있게 유지하기 위하여 상용계통을 이용하는데, 부하가 필요로 하는 전력보다 인버터의 출력이 부족할 경우, 부족한 전력은 자동적으로 상용계통에서 공급되며, 부하가 필요로 하는 전력보다 인버터의 출력이 클 경우, 그 잉여전력은 계통선상의 다른 부하에 공급되기 위하여 계통선으로 공급된다.

$$\begin{aligned} 1/X_L \int e d\theta &= 1/X_L \int (e_1 + e_3 + e_5 + \dots) d\theta \\ &= 1/X_L \sum_{n=1}^{\infty} \int e (2n-1) d\theta \end{aligned} \quad (18)$$

여기에서 e 는 전압조정기의 교류 측 파형으로 PWM파형이 되고 식(19)와 같이 표현된다.

$$e_n = e_1 + e_3 + e_5 + e_7 \quad (19)$$

단, e_n 은 n 차 고조파 순시값이다.

식(19)에서 기본파를 제외한 n 차 고조파 계수만을 고려할 경우 식(20)과 같이 된다.

$$i_n = e_n / X_L \times 1/n \quad (20)$$

단, $n = 3, 5, 7, 9,$

V 는 전원 전압이므로 식(19)의 기본파와 같은 주파수의 파형이다. 식(16), 식(18)의 관계에서 전원전류의 기본파 실효값

은 식(21)과 같이 된다.

$$I = (V - E) / X_L \quad (21)$$

n 차 고조파는 식(20)에 의해 $1/n$ 배가 되는 특성이 있어 차수가 높아질수록 고조파 함유율이 낮아지는 것을 알 수 있다 [13]-[16].

2) PCS의 전압조정 특성

전원과 전력변환기의 위상이 α 일 때 전원전력은 식(22)와 같이 된다.

$$P_{ac} = VI \cos\theta = VE / X_L \sin\alpha \quad (22)$$

직류 측 전력은 식(23)과 같이 된다.

$$P_{dc} = E_d I_d \quad (23)$$

식(22)와 식(23)의 차이에 해당하는 전력이 부하에 공급되므로 식(22)와 식(23)의 관계는 식(24)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} P_{ac} &= P_L + P_{dc} \\ P_{dc} &= P_{ac} - P_L \end{aligned} \quad (24)$$

P_L : 변환기와 병렬로 연결된 부하의 전력

축전지는 정 전압 충전이 되도록 하면 식(23)에서 I_d 는 축전지 상태에 의해서 결정된다. 제어회로는 축전지의 전압이 정 전압으로 유지하도록 식(22)의 a 를 결정하여 E_d 가 일정하도록 제어하므로 부하 단자전압(E)이 정 전압으로 되며 식(24)에 의해서 부하에 전력이 공급된다.

인버터 구동장치에서 고조파성분을 감소시키기 위해 고조파 제거 PWM 제어법을 적용시킨 경우, 출력 전압파형은 펄스형태가 된다. 출력전압 $E(\theta)$ 는 고조파성분을 포함하고 있으며 이를 푸리에 급수 전개하면 $E(\theta)$ 은 기함수로서 일반적으로 식(25)와 같이 표현한다.

$$E(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n \sin n\theta) \quad (25)$$

($n = 1, 5, 7, 11$)

인버터 출력 파형에 대한 급수전개는 식(26)과 같다

$$b_n = 4E/\pi \int_0^{\pi/2} E(\theta) \sin n\theta d\theta$$

$$= 4E/\pi \left[\int_{\frac{\pi}{6}-\alpha_2}^{\frac{\pi}{6}-\alpha_1} \sin n\theta d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+\alpha_1} \sin n\theta d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha_2}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\theta d\theta \right] \tag{26}$$

$$\begin{aligned} |b_1| &= 4E/\pi (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2) \\ |b_5| &= 4E/5\pi (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2) \\ |b_7| &= 4E/7\pi (1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2) \end{aligned}$$

이 과정에서 고조파 함유율이 적은 출력파형을 얻고자 제 5 및 7 고조파를 제거하려면 식 (26)의 b_5, b_7 을 0으로 하면 된다.

위의 식은 스위칭이 2개인 연립방정식으로서 α_1, α_2 의 각을 결정한다. 전압조정은 기본파전압의 제어이므로 기본파 전압을 구하면 다음 식 (27)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_1 &= 4E/\pi \int_0^{\frac{\pi}{2}} E(\theta) \sin \theta d\theta = 4E/\pi \left[\int_{\beta_1-\alpha_1}^{\beta_1+\alpha_1} \sin \theta d\theta \right. \\ &+ \left. \int_{\beta_2-\alpha_2}^{\beta_2+\alpha_2} \sin \theta d\theta + \int_{\beta_3-\alpha_3}^{\beta_3} \sin \theta d\theta \right] \\ &= 4E/\pi (2\sin\beta_1\sin\alpha_1 + 2\sin\beta_2\sin\alpha_2 + 2\sin\beta_3\sin\alpha_3) \end{aligned} \tag{27}$$

여기에서

$2 \sin \beta_1 = K_1, 2 \sin \beta_2 = K_2, 2 \sin \beta_3 = K_3$ 로 나타내면 식 (27)은 식(28)과 같다.

$$\begin{aligned} V_1 &= 4E/\pi (K_1\sin\delta_1 + K_2\sin\delta_2 + K_3\sin\delta_3) \\ &= 4E/\pi \sum_{n=1}^3 K_n \sin \delta_n \end{aligned} \tag{28}$$

본 연구의 시스템에서는 $\alpha_1 = 15.25^\circ, \alpha_2 = 23.3^\circ$ 로 정하고 고정 전압의 $\pm 15\%$ 범위에서 식 (28)의 펄스폭 β 을 고정시키면 K가 일정하게 되므로 $\sin\delta_n$ 을 가변하여 전압이 16단계로 변화하도록 설계하여 전압조정이 되도록 하였다. 일정전압 제어법은 최대전력점이 일정전압 점에서 크게 벗어나지 않는 지점에서 나타남으로 전압을 일정하게 유지하여 제어하는 방법이다. 효율이 약간 떨어지고 정확한 MPPT 추정이 안되는 단점이 있으나 제어기 구성이 간단하여 소규모시스템에 적합하다.

그림 11은 최대출력추적제어를 위한 프로그램 흐름도를 나타낸다. 변조율이 $+\Delta MI_c$ 로 보정되고 있는 경우에는 과거전력과 현재전력을 비교하여 현재전력이 큰 경우에는 $+\Delta MI_c$ 를 보정하고, 현재전력이 작은 경우에는 $-\Delta MI_c$ 로 보정을 한다. 그러나 변조율이 $-\Delta MI_c$ 로 보정되고 있는 경우에는 과거전력과 현재전력을 비교하여 현재전력이 큰 경우에는 $-\Delta MI_c$ 로 보정하고, 현재전력이 작은 경우에는 $+\Delta MI_c$ 로 변조율 보정을 함으로서 항상 태양전지의 최대 출력점에서 동작할 수 있도록 추적제어를 한다.

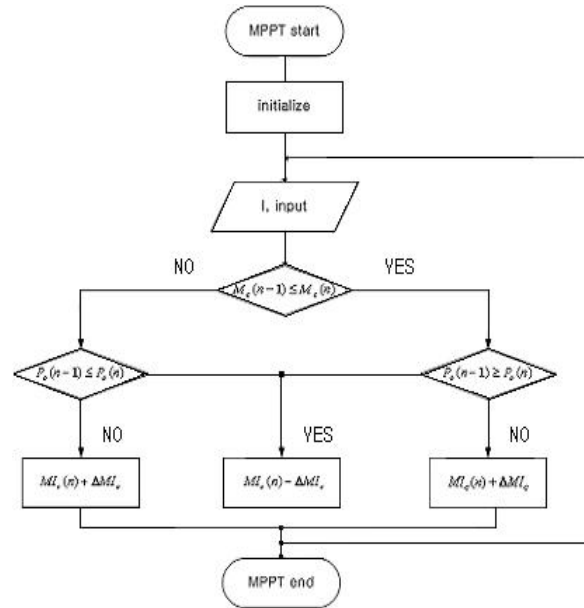


그림 11 최대 출력점 추적제어 흐름도
Fig. 11. flow chart of MPPT control.

시간 당 전압 전류의 비와 이때의 전압 전류의 기울기가 동일한 지점이 최대 출력점이 되는 것이다. 추종 성능이 우수하나 많은 연산을 필요로 하여 프로세서에 상당한 부담을 주는 단점이 있다.

2-5 계통연계 전압형인버터 와 시스템 구동 특성

전력변환기는 그림 12 같이 부스트컨버터와 단상 하프 브리지 방식의 인버터를 사용하여 구성하였다. 부스트컨버터는 태양전지 셀의 최대전력이 DC 커패시터 측으로 전달 되도록 인덕터 전류를 제어하여 태양전지 전압(V_{cell})이 최대 전력점에서 유지되도록 하는 일정전압 제어를 하였다. 또한 인버터는 정현 펄스폭 변조(SPWM : sinusoidal phase width modulation)방식을 사용하여 V_{dc} 로부터 크기와 주파수 가변이 용이하게 구성하였다.

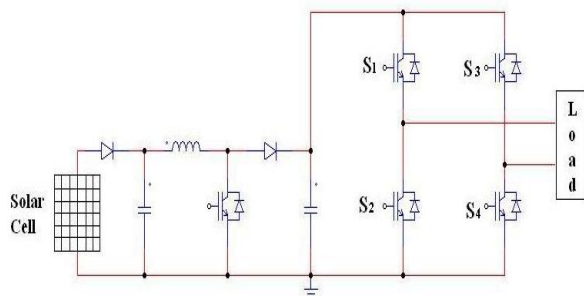


그림 12 PCS의 구성도
Fig. 12. construction diagram of power conditioner system.

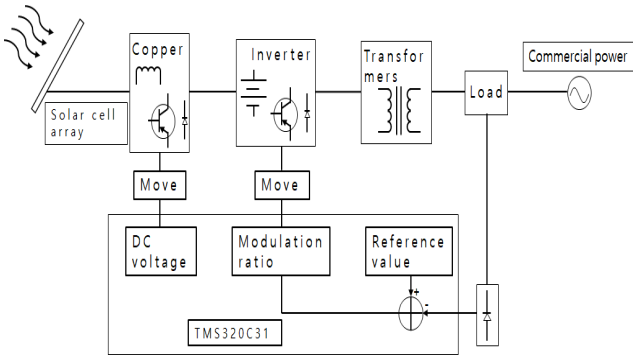


그림 13. 태양광 발전과 전체시스템 블럭도
Fig. 13. construction block diagram and PV generation.

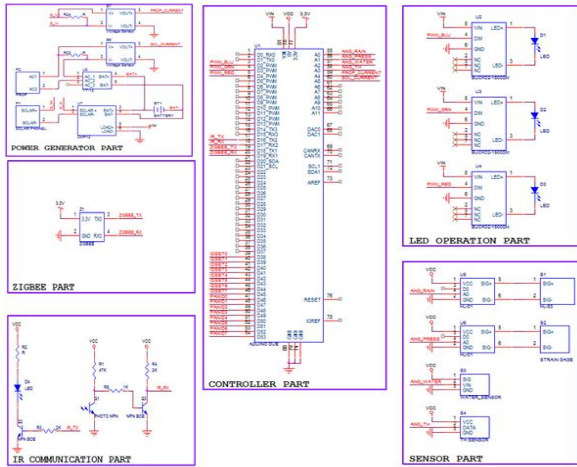


그림 14. 제어 시스템 구성도
Fig. 14. Schematic of control system.

그림 13은 태양전지를 이용한 독립형 전원시스템의 제어기 구성을 나타낸다. 최대 출력점 추적제어(MPPT)를 하기 위해서 태양전지 전압과 전류를 검출하여 항상 최대전력이 되도록 스텝모터를 제어하여 태양전지 어레이를 회전시켜 태양의 위치를 찾아가도록 제어하였다. 그리고 승압초퍼(부스트컨버터)는 태양전지의 전압을 승압하도록 제어하였고, 전압형인버터의 출력전압을 일정전압제어를 하도록 출력전압을 검출하여 입력전압과 부하변화에 관계없이 일정전압을 유지하도록 제어를 그림 14와 같이 구성하였다.

III. 시뮬레이션 및 결과 고찰

3-1 태양전지 어레이의 모델링과 시뮬레이션

태양전지에서 발생하는 전압과 전류의 관계는 매우 비선형 특성을 갖기 때문에, 보다 정확한 시스템 특성을 알기 위하여 태양전지 어레이의 모델링과 PSIM을 통하여 시뮬레이션을 하

였다. 태양전지 어레이의 I-V 특성곡선을 얻기 위한 수학적 모델링에서 광전류는 일사량과 셀 온도에 의존하므로 식 (29)와 같으며 다이오드에 흐르는 전류는 셀의 직렬-병렬 연결 수와 관계되므로 식 (30)과 같이 되고 셀의 역 포화 전류는 셀 온도에 의존하므로 식 (31)과 같이 된다.

$$I_{ph} = [I_{sc} S_N + I_t (T_c - T_r)] N_p \quad (29)$$

$$I_D = [I_o e^{\frac{qV}{AKT N_s}} - 1] N_p \quad (30)$$

$$I_o = I_{or} \left[\frac{T_c}{T_r} \right]^3 e^{\frac{qE_g}{Bk} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_c} \right)} \quad (31)$$

여기서, I_{ph} 는 단락전류, I_t 은 단위일사량, I_{sc} 는 단락전류 온도계수, I_o 는 다이오드전류, I_{or} 는 셀의 역 포화 전류, N_s 는 모듈의 병렬연결 수, N_p 는 태양전지의 직렬연결 수, T_c 는 태양전지 온도, T_r 은 태양전지 기준온도, A와 B는 제조 상수, I_{or} 은 태양전지 기준온도에서의 역 포화 전류, E_g 는 셀에서 사용된 반도체의 에너지밴드 갭, q 는 전하, k 는 볼츠만 상수, S_N 는 일사량을 의미한다.

태양전지 어레이의 PSIM모델과 DLL 소스를 그림 15에 나타내며, 그림 16에 부스트 컨버터 시뮬레이션 회로와 그림 17과 그림 18에 태양전지특성 과 부스트컨버터 시뮬레이션 과정을 나타내었다.

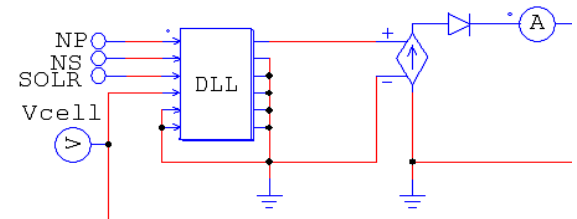


그림 15. PSIM모델과 DLL 소스
Fig. 15. PSIM model and DLL source.

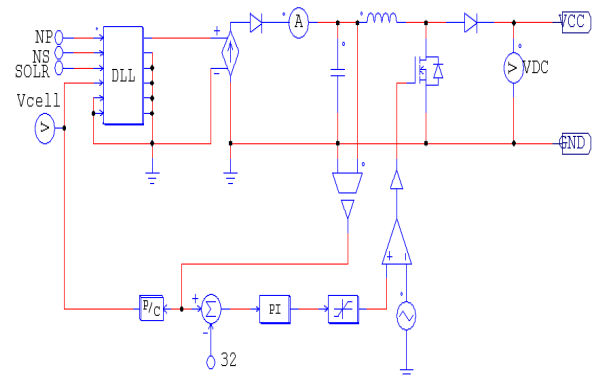


그림 16. boost 컨버터 시뮬레이션 회로
Fig. 16. Simulation circuit of boost converter.

실험에서 사용된 태양전지 모듈의 특성 사양과 수학적 모델링을 시뮬레이션 한 것을 나타내며 특성 사양과 시뮬레이션 값을 비교하였을 때 5%이하의 오차가 나는 것을 알 수 있다. 이는 근사적으로 시뮬레이션이 이루어 졌음을 알 수 있다.

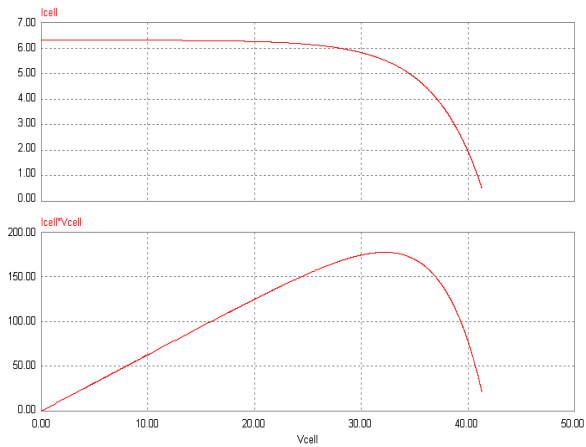


그림 17. 태양전지 어레이에 대한 특성곡선.
 Fig. 17. characteristic waveform of four solar cell.

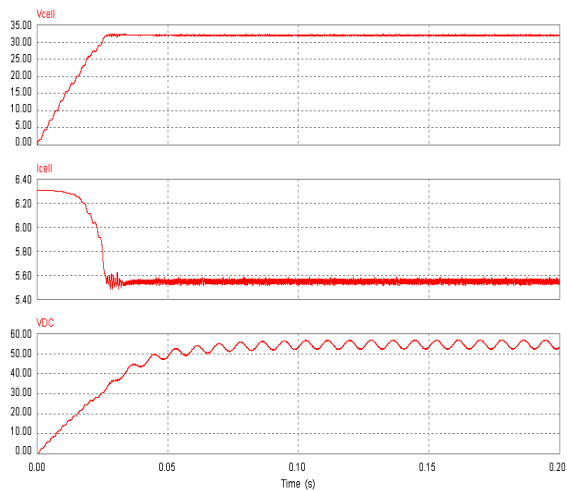


그림 18. 부스트 컨버터 시뮬레이션 파형
 Fig. 18. simulation waveform of boost converter.

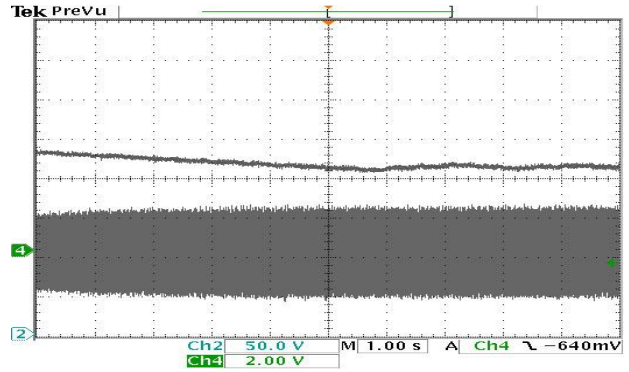
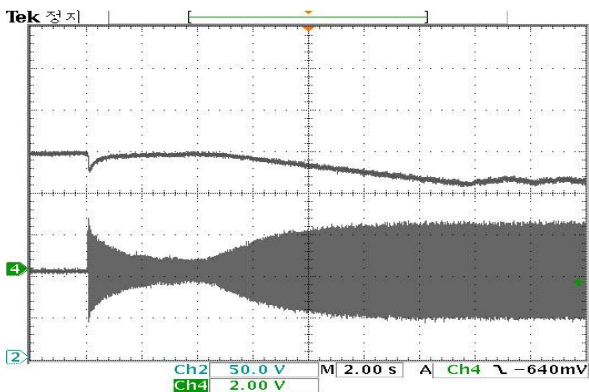


그림 19. P&O MPPT 구동 파형
 Fig. 19. waveform of P&O MPPT.

태양전지의 출력 특성은 계속적으로 변화하는 일사량과 온도, 부하 상태 등에 의해 변동하기 때문에 태양 전지의 최대 출력점은 변하게 된다. 그러므로 어떠한 상황에서도 항상 최대 출력점에서 동작하도록 제어하여야 한다.

그림 19는 제안된 P&O MPPT 이용하여 구동시킨 경우의 구동 파형이다. 태양 전지를 인버터에 연결할 때 P&O MPPT 알고리즘에 의해 최대 출력점을 찾아가는 것을 볼 수 있다.

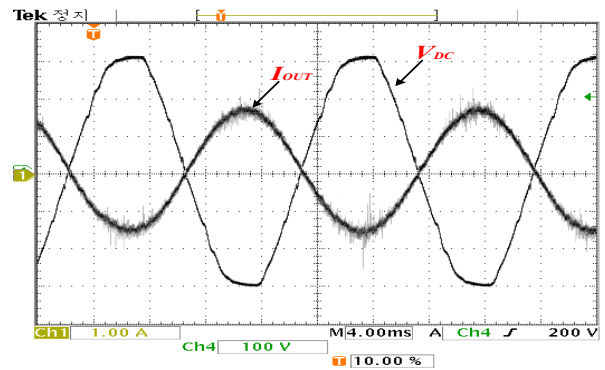


그림 20 부하 연결 출력전류 (350W 출력 시)
 Fig. 20. Output current at load connection(at output 350W)

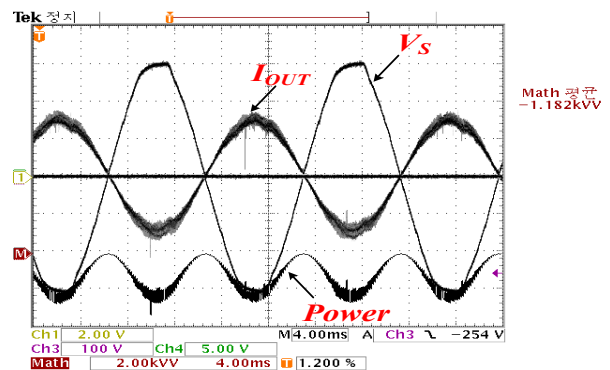


그림 21. 계통 연계 시 인버터 파형
 Fig. 21. Inverter waveform at system links.

그림 20은 최대출력전압인 태양 전지 모듈의 출력전압을 200 V로 제어하면서 출력이 350 W일 때 계통전압과 출력전압을 나타내고 있다. 인버터의 출력파형으로 출력전류의 증감에 따른 출력전압과 출력전류 파형을 측정된 것이다. 부하를 계통에 연결하여 측정된 것으로 전류가 전압과 정확히 180°의 위상차를 가지고 부하변동에 관계없이 전원파형에 근사하게 동작하는 것을 알 수 있다.

인버터에 연결하여 계통에 직접 연결 했을 때의 파형을 나타내고 있다. 그림 21에서 보는 바와 같이 부하 없이 계통에 연결 했을 때에도 전류가 전압과 180°의 위상차를 가지고 동작하는 것을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문은 전압형인버터의 PWM변조를 16단계로 변화시켜 제어하고, 상용 교류전원과 동기시켜 운전하면 전원의 차단 시, 상용 교류전원의 변동과 부하 변동의 경우에 상시에는 태양전지에 의한 DC충전 등으로 운전될 수 있는 등 태양 전지 모듈에서 발생하는 전기에너지를 축전지에 충전하지 않고 순시적으로 전원 측으로 보내주는 태양광과 계통 연계를 위한 인터페이스 회로로서의 타당성을 실험을 통해 검증하였다.

백 부스트(buck-Boost)컨버터를 기본 토폴로지로서 하여 인버터는 AC 출력단의 정·부 방향을 결정 하는데 이용하였다. 그러므로 인버터 부분에서 스위칭에 의한 손실을 상당히 저감시킬 수 있는 장점을 가진다. 또한 입력단의 인덕터 전류를 전류 불연속 모드로 동작시켜 별도의 입력 전류의 검출이 없이도 출력 단을 단위 역률화 할 수 있는 장점을 가진다. 또한, 제안하는 계통 연계형인버터에 대한 동작을 이론적으로 분석하고 DSP(TMS320F2812)을 이용하여 실험 결과로 이의 타당성대해서 다음과 같은 결과를 얻었다.

(1) 전압형인버터의 제어는 변환기 교류 측 제어와 태양전지에 의한 제어가 가능하였고, 부하변화 및 입력전원 전압변동에 대하여 출력을 정 전압으로 유지시킬 수 있었다.

(2) 전원차단 태양전지에 의한 직류전원 투입시의 과도상태가 적었다.

(3) 태양전지에 대한 특성해석과 수학적 모델링을 통하여 시뮬레이션 결과 태양전지 사양과 시뮬레이션 결과가 5%이하의 오차로 거의 일치함을 알 수 있어서 소규모 태양광 시스템의 전력변환장치 시뮬레이션에 효과적으로 이용이 가능하였다.

(4) 태양전지 특성상 최대 출력 점 제어방식 중 일정전압 제어법을 사용하여 boost 컨버터를 사용하여 실험한 결과를 시뮬레이션 한 결과와 비교 하였을 때 오차 2%이하의 거의 동일한 승압율을 얻을 수 있었다.

(5) SPWM 제어방식의 인버터를 구성하여 DC전력을 AC전력으로 변환된 전압, 전류의 파형은 대체로 양호 하였고,

10~20%의 전력절감 효과를 얻을 수 있었다.

(6) 센서와 마이크로프로세서를 이용하여 태양광 발전 최대 출력을 위하여 위치추적 장치를 설계하므로 태양광 위치추적 방식이 고정방식에 비해 5% 이상의 발전량이 증가한 것을 알 수 있었다.

향후 실험에 있어서 교류전압 검출기의 실효값 검출과 고조파를 억제하기 위한 교류전력 필터(filter)의 설계가 필요하고, 기상조건에 따른 변화가 심하므로 앞으로의 연구로 풍력과 태양광을 겸비한 하이브리드 시스템(hybrid System)을 제안하며 이러한 문제점을 해결하면 태양전지 및 연료전지 등 소규모 발전을 나아가 대용량 신재생에너지시스템으로서 응용될 수 있을 것으로 사료 된다.

References

- [1] M. Nagao, and K. Harada, "Power flow of photovoltaic system using buck-boost PWM power inverter," in *Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems, IEEE/PEDS*, Singapore, Vol. 1, pp. 144-149, 1997.
- [2] J. M. A. Myrzlk, "Novel inverter topologies for single-phase stand-alone or grid connected photovoltaic systems," in *4th IEEE-Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Denpasar: Indonesia, Vol.1, pp.103-108, 2001.
- [3] B. K. Bose, P M. Szczesny, and R L. Steigerwald "Microcomputer control of a residential photovoltaic power conditioning system," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. IA-21, Issue: 5 , pp. 1182-1191, Sept. 1985.
- [4] B. G Lee and J. R Yoon, "Synthesis of high-performance Li4Ti5O12 and its application to the asymmetric hybrid capacitor," *Material of Electrochemistry*, Vol. 9, No. 6, pp.112-116, 2013.
- [5] X. Zou, K. Yu, Z. Zheng, X. Chen, Z. Zou, and D. Liao, "Dynamic current limitation circuit for white LED driver," in *IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, Macao: China , pp. 898-901, 2008.
- [6] W. Y. Leung, T. Y. Man. and M. Chan, "A high-power-LED driver with power-efficient LED-current sensing circuit," in *IEEE 2008-34th European Solid-State Circuits Conference*, Edinburgh: UK, pp. 354-357, 2008.
- [7] H. J. Chiu, Y. K. Lo, J. T.Chen, S. J. Cheng, C. Y. Lin, and S. C. Mou, "A high-efficiency dimmable LED driver for low-power lighting applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 2, pp. 735-743, 2010.
- [8] X. X. Wang, K. Murakami, O. Sugiyama, and S. Kaneko

“Piezoelectric properties, densification behavior and microstructural evolution of low temperature sintered PZT ceramics with sintering aids,” *Journal European Ceramic Society*, Vol. 21, No. 10, pp.1367-1373, 2011.

[9] M. B. Lonnon, R. Shah, Scott Brown, K. Hess “LED Lighting and Super capacitors” 2013, KEMET Electronics Corporation, [Internet]. Available: <http://www.kemet.com/an1004> code:

[10] J. Hu, Y. Fuda, M. Katsuno and T. Yoshida. “A study on the rectangular-bar-shaped multi layer piezoelectric transformer using length extensional vibration mode,” *Japan Journal Apply Physics*, Vol. 38, No. 5B, pp. 3208-3212, 2009.

[11] S. Kawashima, S. Tagami, H. Hakamata, A. Fukuoka and K. Isobe, “Development of color-LCD backlight inverters utilizing piezoelectric transformer,” *NEC Research and Development*, Vol. 36, No. 1, pp. 187-199, 2005.

[12] N. Narendran, N. Maliyagoda, L. Deng, and R. Pysar “Characterizing LEDs for general illumination applications: mixed-color and phosphor-based white source,” in *International Symposium on Optical Science and Technology*, San Diego: CA, Vol. 1, No. 2, pp. 4445- 4450, 2001.

[13] Y. J. Na, A study on the PWM(Pulse Width Modulation)current source inverter driving by using a source synchronous type of the utility interactive system for photovoltaic and wind power, Master dissertation, Semyung University Jecheon city chungbuk korea, pp. 5-12, February, 2015.

[14] M. H. Kim, A study on power LED driving constant current type DC-DC converter using micro controller, Master dissertation, Semyung University, Chungbuk-do, korea, pp, 12-16, February, 2011.

[15] J. H. Kang. A study on the DC-DC converter driving using piezoelectric energy harvesting ceramics, Master dissertation, Semyung University, Jecheon city chungbuk korea, pp. 24-25, February, 2011.

[16] W. Bolton, *Mechatronics, Electronic Control Systems in Mechanical and Electrical Engineering*, 6th ed, India, India: Pearson Education India, 2003.

[17] Syed A. Raza, “How to design boost converter”, <https://www.hindawi.com/journals/ijp/2018/3286479/>, The University of Western Ontario, London, Canada, 2012



황 락 훈 (Lark Hoon Hwang)

1981년 2월 : 명지대학교 전기공 학과 (공학사)
 1983년 8월 : 명지대학교 대학원 전기공학과 (공학석사)
 1989년 8월 : 명지대학교 대학원 전기공학과 (공학박사)
 1988년 3월 ~ 1991년 2월 충남전문대학 전기과 (현, 대덕대학 전기과) 조교수
 1991년 3월 ~ 현재 세명대학교 전기공학과 교수
 ※ 관심분야 : 전동기 제어, 대체 에너지 분야, 에너지 변환, 반도체 시뮬레이션, 전력전자 응용분야



나 승 권 (Seung Kwon Na)

1999년 2월 : 세명대학교 전기공학과 (공학사), 2001년 2월 : 세명대학교 대학원 전기전자공학과 (공학석사)
 2008년 2월 : 세명대학교 대학원 전기전자공학과 (공학박사), 1981년 7월 ~1988년 4월 : 삼육의료원 부산(한방)병원
 1988년 5월 ~1994년 8월 : 한국수자원공사
 1994년 9월 ~2014년 7월 : 한국폴리텍대학 원주캠퍼스 의용공학과 교수
 2014년 8월 ~현재 : 한국폴리텍대학 강릉캠퍼스 전자통신학과 교수
 ※ 관심분야 : 의공학, 신재생에너지 및 대체에너지분야, 에너지변환, 전력전자응용분야



오 상 학 (Sang-Hak Oh)

1983년 2월 : 건국대학교 외국어교육학과(문학사)
 2008년 8월 : 세명대학교 교육대학원 전기전자통신교육 (교육학석사)
 2018년 11월 현재 : 세명대학교 대학원 전기전자공학과 (박사과정)
 ※ 관심분야 : 전기전자, 태양광발전, 전기에너지 변환