

# 계통 연계형 태양광 인버터에서 최대 출력 점 추적 제어

(Maximum Power Point Tracking Control for a Grid-Tie Photovoltaic Inverter)

이우철\*

(Woo-Cheol Lee)

## 요 약

태양 에너지는 재생 가능하고 오염이 없는 특성으로 바람직한 에너지원이다. 계통에 이용하기 위해서는 dc-dc 컨버터와 계통 연계 dc-ac 인버터가 필요하다. dc-dc 컨버터는 태양광 시스템이 높은 dc전압에 동작하기 위하여 필요하고, 인버터는 계통에 연결하기 위하여 필요한 전압과 주파수를 만들어 내는데 필요하다. 본 논문에서는 첫째로 단상 계통 연계 인버터에서 전류 루프 전달 함수가 유도되고, 둘째로 컨버터 측에서 컨덕턴스 증가 방식의 MPPT 방식이 제안하여 인버터 측에 최대 전력을 공급하는데 있다. 시뮬레이션 결과가 계통에서 태양광 인버터 시스템의 성능과 특성을 보여준다.

## Abstract

Solar energy is desirable due to its renewable and pollution-free properties. In order to utilize the present utility grid infrastructure for power transmission and distribution, a dc-dc boost converter and grid connected dc-to-ac inverters are needed for solar power generation. The dc-dc boost converter allows the PV system to operate at high dc-link voltage. The single-phase inverter provides the necessary voltage and frequency for interconnection to the grid. In this paper, first, current loop transfer function of a single-phase grid-tie inverter has been systematically derived. Second, the MPPT of conductance increment method at converter side is proposed to supply the maximum power to the inverter side. Simulation results are shown to access the performance of PV system and its behaviour at the interconnection point.

Key Words : Grid-Tie, Current Loop Transfer Function, MPPT(Maximum Power Point Tracking), PV(Photo Voltaic)

## 1. 서 론

최근 들어 선진국을 중심으로 환경을 오염 시키고 제한된 에너지를 고갈시키는 화석 연료를 대체할 에너지원으로 풍력, 연료전지, 및 태양광 등의 신재생 에너지원의 개발이 진행되고 있어 이에 따른 각 산업 분야에서의 응용이 활발히 진행되고 있는데 이는 재생이 가능하고 친 환경적이면서 설치에도 유연

\* 주저자 : 환경대학교 전기공학과 부교수,  
전자기술종합연구소  
Tel : 031-670-5323, Fax : 031-670-5329  
E-mail : woocheol@hknu.ac.kr  
접수일자 : 2009년 3월 3일  
1차심사 : 2009년 3월 4일  
심사완료 : 2009년 3월 23일

성이 있기 때문이다. 이러한 응용분야 중 신 재생에너지에 이용된 분산 발전시스템에 대한 기술 개발의 필요성이 제기되고 있는데 특히 태양광의 경우 100[kW]급 이상의 중 대규모 분산 발전 시스템 뿐만 아니라 소규모로 연계가 가능한 가정용 분산 발전 시스템으로서도 매우 중요하다고 판단되어진다. 그러나 이런 형태의 전원은 DC이고 현재 전원 계통은 60[Hz]의 AC 전원이다. 따라서 DC-AC 계통 연계형 인버터가 파워 변환에 필요하게 된다. 이러한 소형 분산 발전 시스템의 핵심 분야로서 DC전압 상승을 위한 DC/DC 컨버터 그리고 전원계통에 부가적인 왜곡을 피하기 위하여 인버터에 의해 공급되는 전류는 전원 전압과 동상이 되어야 하고, 무효 전력 성분을 최소화하여 최대 유효 전력을 공급해야 하는 DC-AC 계통 연계형 인버터, PV(Photo Voltaic)를 위한 Maximum Power Point Tracking(MPPT) 제어가 있다.

DC/DC 컨버터는 태양광의 낮은 전압과 전압 변동에 대해 일정 전압으로 상승시키기 위하여 필요하며, 계통 연계 인버터는 계통에 전원을 공급하기 위하여 필요하며 기존 인버터와 특이 사항으로는 첫째로, 신재생 에너지원의 폭넓은 전압 변동에 대한 안정된 출력을 가져야 하고, 둘째로, 낮은 고조파 왜율과 주파수 변동을 갖는 고품질의 출력을 내야 하고, 셋째로 계통 연계 운전 및 독립 운전이 가능해야 하고 마지막으로 고효율, 저가격 및 고 신뢰성을 가져야 한다. 또한 PV에 대한 최대 출력점 추적 방법(Maximum Power Point Tracking)은 PV 시스템에서 핵심적인 부분인데 이는 태양광의 에너지가 시간에 따라 변함에 따라 PV로부터 최대의 에너지를 뽑아내기 위해 필요한 부분이다. PV나 연료 전지와 같은 대체 전원은 일반적으로 전원 전압의 최고치보다 낮은 DC 전압을 공급한다. 그리고 출력 전압은 다양한 동작 조건에 따라 폭 넓은 변동 범위를 갖고 있다. 계통 연계 인버터를 사용하기 위해서는 DC-link 전압이 높아야 하는데 이를 위한 단순한 방법으로 모듈이나 셀들의 직렬 연결을 사용한다. 그러나 이 방법은 인버터의 입력 DC 전압이 AC 출력전압의 최고치보다 낮게 떨어질 경우 전체 효율이 줄어들 수가 있다[1].

이런 문제를 다루는 많은 논문들이 있다. 1단계로 DC/DC 컨버터를 사용하여 DC 전압을 승압하고 그리고 나서 인버터로 AC로 변환하는 2단계 토폴로지가 있다. 그러나 이 방법은 회로가 복잡해 지고 손실이 증가하는 문제가 있으나, 공진형 인버터를 이용하여 효율을 향상시킬 수가 있다[2].

MPPT는 이전부터 발표되 왔다. 왜란과 관찰 방법(Perturb and Observe)은 MPP를 결정하기 위하여  $dP/dV$ 를 계산해야 한다[3]. 비록 이 방법은 상대적으로 단순하지만 태양광이 빠르게 변화 시 MPP를 추적할 수가 없다. 컨덕턴스 증가 방법은 MPP를 빠르게 추적할 수가 있으나 복잡한 알고리즘과  $dI/dV$  연산을 해야 한다[4]. 비록 이 방법이 MPP를 정확하게 결정할 수가 있으나 DSP(Digital Signal Processor) 또는 마이크로 프로세서가 복잡한 계산을 위해서 일반적으로 필요하게 된다.

지금까지 많은 MPPT방법이 개발되고 구현되어 왔는데 이들 방법들은 DC/DC 컨버터 단독 운전시 컨버터 측에서 MPPT를 구현하는 방식으로 컨버터 측의 파워를 이용하였다. 본 연구에서는 2 단계 토폴로지를 이용하고 계통 연계 운전 시 컨버터 측에서의 컨덕턴스 증가 방법의 MPPT를 이용하여 인버터 측에 최대 전력을 구현하는데 있다.

## 2. 태양광 인버터 시스템

그림 1은 태양광 인버터 시스템을 보여 주는 것으로 DC/DC 컨버터 부와 DC/AC인버터 부로 구성이 되어 있다. DC/DC 컨버터 부는 태양광 셀로부터 검출된 전압과 MPPT 알고리즘으로 부터의 지령치와 PI한 출력이 DC/DC 컨버터를 제어하게 되고, DC/DC 출력부에는 저전압을 승압하기 위한 변압기가 사용된다. DC/DC 컨버터 부는 전류 리플을 줄이기 위하여 인터리빙 방식으로 2대의 컨버터를 사용한다.

DC/AC 인버터부에서는 dc-link 전압 PI에서 계통 연계 인버터의 전류 지령치를 발생시킨다. 고전압 측에서 dc link 전류의 전향 보상 방법은 과도 특성을 향상시키기 위하여 사용되었다.

### 계통 연계형 태양광 인버터에서 최대 출력 점 추적 제어

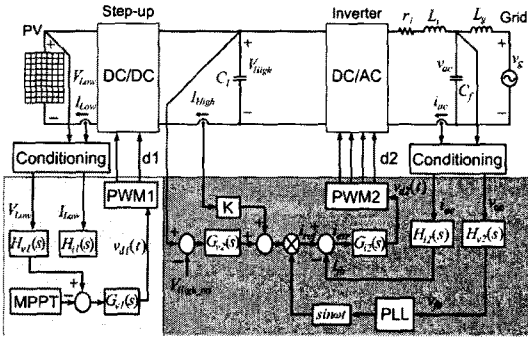


그림 1. 태양광 인버터 제어 시스템  
Fig. 1. Photo voltaic inverter system

전류 루프 제어기  $G_{ic}(s)$ 는 전류 지령치  $i_{ref}$ 와 피드백 전류  $i_{fb}$  사이의 에러를 보상하도록 설계된다. 전류 제어기의 출력은 시비율 제어 신호로 일반적으로 정현파 신호가 된다.  $V_{dc}(t)$  신호가 PWM 블록으로 입력되고 출력으로는 게이트 신호  $d_2$ 를 발생한다. 인버터 파워 회로의 출력은 LCL( $L_i$ - $C_f$ - $L_g$ ) 필터가 필요한데 이는 전류를 평활하기 위하여 필요하고 추후 정현파 전압을 발생하기 위하여 필요하다. 출력 전류  $i_{ac}$ 와 출력전압  $v_{ac}$ 는 검출부와 스케일링을 통해서 제어부로 입력된다.

### 3. 계통 연계형 PR 제어기 설계

계통 연계 운전의 제어 목표는 출력 전류로이는 출력 전압은 이미 전원에 의해 결정이 되었기 때문이다. 그림 2에서 보여준 제어 시스템은 필터 커패시터 전압  $v_{ac}$ 와 인버터측 인덕터 전류  $i_{ac}$ 를 피드백 신호로 사용하였다. 이와 같이 하면 1차 제어 신호와 전류 전달함수  $G_{id}(s)$ 를 제어기 설계에 사용할 수가 있다.

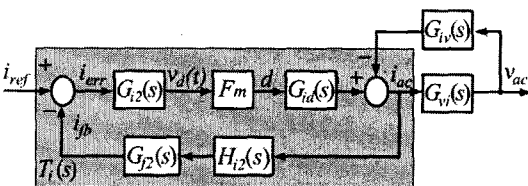


Fig. 2. 전류 제어 인버터의 제어 블록 다이어그램  
Fig. 2. Control block diagram of a current controller inverter for grid-tie operation

$$G_{id}(s) = \frac{i_{ac}(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}}{sL_i} \quad (1)$$

커패시터 전압은 원하지 않은 전류를 발생시키는 데 그 관계식은 식 (2)으로 표현된다. 여기서  $G_{iv}(s)$ 는 내부 어드미턴스로 생각할 수가 있고 이는 음의 전류 흐름의 원인이 되어 dc-link 커패시터 과 충전에 의한 시스템을 손상시킬 수 있다.

$$G_{iv}(s) = \frac{i_{ac}(s)}{v_{ac}(s)} = \frac{1}{r_i + sL_i} \quad (2)$$

여기서  $L_i$ 와  $r_i$ 는 인버터 측 인덕턴스와 등가 저항이다. 바람직하지 않은 어드미턴스 항  $G_{iv}(s)$ 는 어드미턴스 보상기법을 사용하여 제거할 수가 있어, 다음 식의 시비율과 출력 전류 전달함수  $G_{id}(s)$ 가 제어기 설계에 사용될 수가 있다.

$$G_{id}(s) = \frac{i_{ac}(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}}{r_i + sL_i} \quad (3)$$

식 (3), (1)은 저항 성분  $r_i$ 를 무시한 것 외에는 본질적으로 똑같은 수식이다. 시스템 테스트 조건으로는  $V_{dc}=400[V]$ ,  $r_i=80[m\Omega]$ ,  $L_i=3.6[mH]$ 이다.  $r_i$ 의 무시는 제어기 설계에 영향을 주지 않는다. 인버터에 의해 제어되는 개방 전류 루프 게인  $G_{ioloop}(s)$ 는 식 (4)로 표현된다.

$$G_{ioloop}(s) = F_m * G_{id}(s) * H_i * G_{ij}(s) \quad (4)$$

여기서  $G_{ij}(s)$ 는 저역 통과 필터가 결합된 것으로 차단 주파수 5[kHz]를 갖는 2차 저역통과필터와 차단 주파수 9.6[kHz]를 갖는 1차 안티 알리아싱 필터로 구성된다.  $H_i$ 는 전류 피드백 게인이고,  $F_m$ 은 DSP 변조 게인이다. 전류 제어용 인버터의 설계 목적은 출력 전류가 외부 지령치를 가능한 가깝게 추정하게 하는 것으로, 식 (5)와 같은 PR 제어기가 사용되어 기본과 주파수에서 높은 루프 게인을 제공해 준다[5].

검출 시 노이즈 영향과 출력 전류 리플을 가능한 줄이기 위하여 인버터 측 인덕턴스는  $L_i=3.6[mH]$ 로 선택하였고, 필터 커패시턴스로는  $C_f=2[\mu F]$ 이 선택

되었고 전원과 별개로 단독 운전 시에는 차단 주파수가 1.88[kHz]를 갖는 2차 전압필터의 역할을 하게 된다. 전원 측 인덕턴스로는  $L_g=0.5[mH]$ 가 선택되고 직렬 저항으로는  $0.01[\Omega]$ 이고  $C_f$ 와  $L_g$ 와의 결합은 차단 주파수 5.03[kHz]를 갖는 2차 전류 필터를 구성하게 된다. 전류 루프 센서의 게인  $H_i=0.025$ 이고, 하드웨어의 low-pass-filter를 거치게 되는데 이는 차단 주파수가 5[kHz]를 갖는 2개의 폴을 갖게 된다.

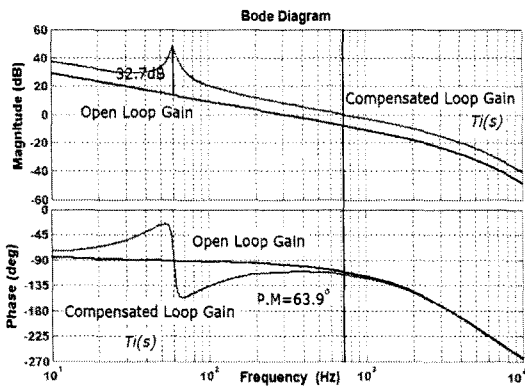


그림 3. 전류 루프 게인 선도  
Fig. 3. The Bode plots of compensated current loop gain  $T_i(s)$  and current open loop gain  $G_{iopen}(s)$

시비율과 출력 전류간의 전달함수는 식 (1)로 주어지게 되는데 이는 zero 주파수 근처에서 폴을 포함하게 되어 일반적인 I 또는 PI 제어기를 추가하게 되면 루프 게인을 증가하게 되어 위상여유의 부족으로 인해 시스템이 불안정하게 된다. PR 제어기는 적분기의 사용을 피하기 위하여 사용되는 대치 방법으로 기본과 주파수 또는 고주파 주파수에서 큰 게인을 제공할 수가 있다. 기본과 주파수에서 정상상태 에러를 줄이기 위하여 quasi-proportional-resonant 제어기를 선택된다.

$$G_i(s) = K_p + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_o^2} \quad (5)$$

여기서  $K_p$ 는 비례 게인,  $K_r$ 은 공진 게인,  $\omega_c$ 는 공진 제어기의 등가 대역폭,  $\omega_o$ 는 기본과 각 주파수이다.  $K_p=2.5$ ,  $K_r=50$ ,  $\omega_c=10$ ,  $\omega_o=377[rad/sec]$ , 샘플링

주파수는 20[kHz]를 사용하였다. open-loop-gain  $L(s)$ 와 보상된 루프 게인  $T_i(s)$ 는 그림 3에 표시하였다. open-loop-gain은  $L(s)=F_m H_i G_{id}$ 로, 보상된 루프 게인은 식 (6)에서처럼  $T_i(s)=G_i F_m H_i G_{id}$ 로 정의된다. 보드 선도에서 알 수 있듯이 설계된 제어기는 루프 게인은 기본과 주파수에서 50[dB]정도로 높여 주며, 차단 주파수와 위상 여유는 727[Hz]와 63.9[°]이다.

$$T_i(s) = G_i(s) * G_{iopen}(s) \quad (6)$$

#### 4. MPPT 기법

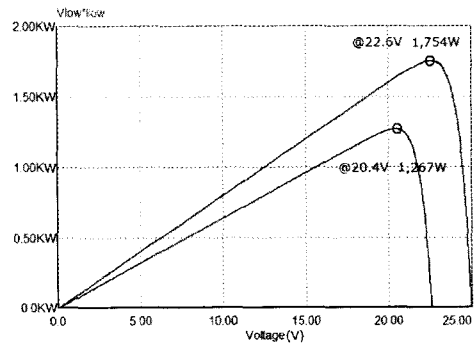


그림 4. PV특성 곡선  
Fig. 4. PV characteristics

그림 4는 맑은 날과 흐린 날의 본 연구에서 사용된 PV 특성 곡선을 보여준다. 맑은 날의 PV 전압과 파워는 22.6[V], 1.7[kW] 흐린 날에는 20.6[V], 1.3[kW]를 보여준다. 본 연구에서 사용된 MPPT 기법은 컨덕턴스 증가 방법(Incremental Conductance)을 사용하였다. 컨덕턴스 증가 방법은 PV 배열 파워 곡선은 MPP점에서 0이고 MPP 왼편에서는 양, 오른편에서는 음이라는 사실에서 시작되었고 아래 식으로 표현된다[6].

$$\begin{aligned} dP/dV &= 0, & \text{at MPP} \\ dP/dV &> 0, & \text{left of MPP} \\ dP/dV &< 0, & \text{right of MPP.} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (8)$$

계통 연계형 태양광 인버터에서 최대 출력 점 추적 제어

$$\begin{aligned} \Delta I/\Delta V &= -I/V, & \text{at MPP} \\ \Delta I/\Delta V &> -I/V, & \text{left of MPP} \\ \Delta I/\Delta V &< -I/V, & \text{right of MPP} \end{aligned} \quad (9)$$

MPP점은 그림 5의 흐름도에서 보여 주듯이 순시 컨덕턴스( $I/V$ )와 증가 컨덕턴스( $\Delta I/\Delta V$ )를 비교하여 추적할 수가 있다.  $V_{ref}$ 는 PV 어레이가 동작해야 하는 기준 전압이다. MPP 지점에서  $V_{ref}$ 는  $V_{MPP}$ 와 같다 일단 MPP에 도달하면 기상 조건의 변화를 가르쳐 주는  $\Delta I$ 에서 변화 있지 않는 한 PV 어레이의 동작은 이 지점에서 유지가 된다.

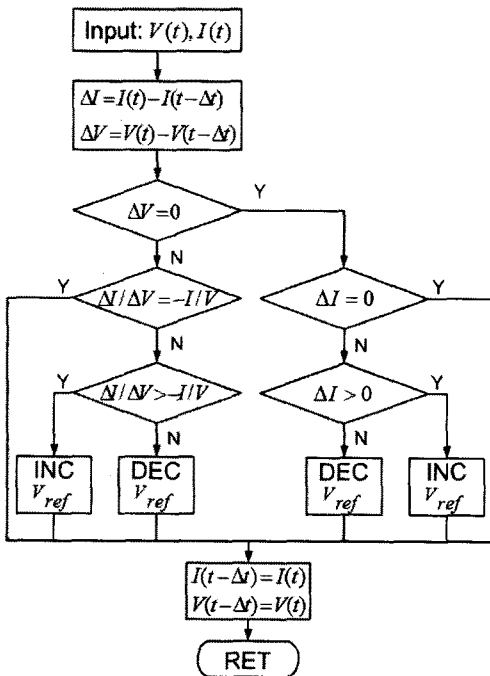


그림 5. 컨덕턴스 증가시키는 알고리즘  
Fig. 5. Algorithm of incremental conductance

알고리즘에서  $V_{ref}$ 를 감소 또는 증가시켜 MPP를 추적한다. 증가 폭은 얼마나 빨리 MPP가 추적하는지를 결정한다. 보다 빠른 추적은 증가 폭을 키워서 이를 수 있으나 시스템이 MPP지점에서 정확히 동작을 하지 못할 수 있고, 대신 진동할 수가 있다.

컨덕턴스를 증가시키는 방법을 수행하는 효과적인 방법은 순시치 컨덕턴스와 증가 컨덕턴스를 사용하여 에러 신호를 발생하는 것이다[7-8].

$$e = I/V + dI/dV \quad (10)$$

(10)식으로부터 에러  $e$ 값이 MPP지점에서 0으로 된다. 단순한 PI 제어가 사용되어 0이 되도록 할 수가 있다.

5. MPPT 제어 기법

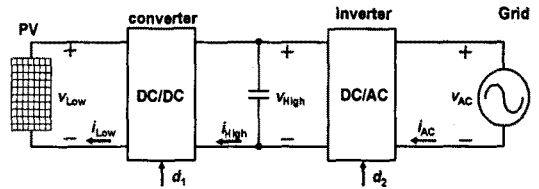


그림 6. 전체 회로도  
Fig. 6. Schematic diagram

그림 6은 전체 회로도를 간략히 표시한 그림이다. PV와 DC/DC Boost 컨버터부, DC-link 부, DC/AC 인버터로 구성되어 있다. 그림 6에서 처럼 DC/DC 컨버터부는 20[V]정도의 PV 전압을 400[V]로 승압시키고, 인버터 부는 전원 측에 전류를 공급한다. MPPT를 구현하는 방법에는 DC/DC 컨버터부 또는 DC/AC 인버터부에서 구현하는 방법이 있다.

그림 7은 본 연구에서 제안된 방식으로 1단계 제어기에서 MPPT와 저압 측 전압제어를 수행하며, 2 단계 제어기에서는 고압 측 외부 루프 전압 제어와 전원 측 내부 AC전류 제어를 수행한다. MPPT는 저압 측에서 지령치를 제공해주고, VLOW가 가산기의 양의 단자에 연결되어 있는 한 저압 측에서는 음의 피드백 제어가 이루어진다. 또한 단순한 PI 제어기로 정상상태 에러를 없앨 수가 있다.

DC/AC 인버터의 제어 블록도로 DC-link 전압이  $V_{high,ref}(=400[V])$ 로 제어되도록 PI제어기를 통하여 DC 전류 지령치를 발생하는데 이 PI 제어기는 AC 전류의 왜곡을 줄이기 위하여 2차 밴드 스톱 필터를 거치게 된다. 고 전압 측에서 전류의 전향 보상은 동적 특성을 향상시키기 위하여 사용된다. 이 전류 지령치는 전원 측 위상과 동기된 AC 지령치로 바뀌어져 실제 AC 전류와 PR제어기를 거쳐 PWM을 발생하도록 되어 있다.

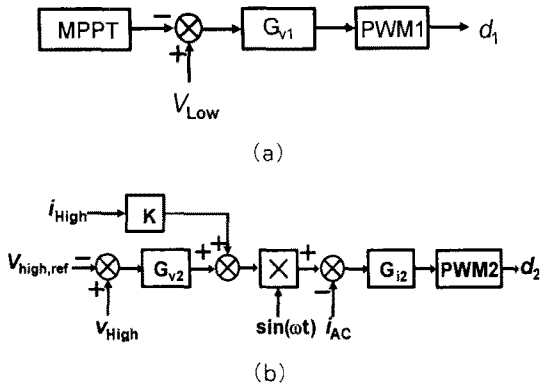


그림 7. MPPT 구현 방법 II  
 (a) 1단계 제어기(DC/DC 컨버터부)  
 (b) 2단계 제어기(DC/AC 인버터부)  
 Fig. 7. Implementation method of MPPT II

6. 시뮬레이션 결과

제안된 방법의 타당성을 입증하기 위하여 PSIM을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 시스템 파라미터는 표 1에 표시하였다.

표 1. 시스템 파라미터  
 Table 1. Simulation Parameters

| Parameters                  | Value                         |
|-----------------------------|-------------------------------|
| Output voltage( $V_g$ )     | 220[V], 60[Hz]                |
| L-C-L 필터( $L_i, C_f, L_g$ ) | 3.6[mH], 2[ $\mu$ F], 0.5[mH] |
| DC-link capacitor( $C_j$ )  | 2,000[ $\mu$ F]               |
| DC-link voltage             | 400[V]                        |
| $r_i$                       | 0.02[ $\Omega$ ]              |
| Switching Frequency         | 20[kHz]                       |

그림 8은 PSIM 제어 schematic도이다. 태양 전지는 비선형 다이오드로 모델링을 하였고 태양광의 변화는 비선형 다이오드를 절체 함으로써 모델링을 하였다. DC/DC 컨버터 부는 2대의 컨버터를 인터리빙 방식으로 구현하여 1차 측 전압 약 20[V]를 400[V]로 승압을 하였다. 인버터 부는 풀브릿지 인버터와 LCL 필터를 사용하여 계통에 연계시켰다.

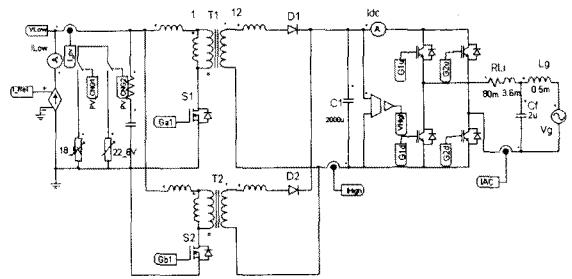


그림 8. 제어 Schematic 도  
 Fig. 8. Schematic diagram for simulation

그림 9는 DC/DC 컨버터 부 시뮬레이션 파형으로 (a)는 저압 측 DC 전압으로 40[kHz]의 리플을 갖는데 이는 DC/DC 컨버터 2대가 각각 20[kHz]의 주파수로 인터리빙 방식으로 동작하기 때문이다. (b)의 고압 측 DC 전압파형은 실제로 전원전압의 2배의 주파수인 120[Hz]의 리플을 가지고 있고, 정확히 400[Vdc]로 제어됨을 보여준다. 그림 (c), (d)는 각각 DC/DC 컨버터 출력 단 diode의 전류를 보여 준다.

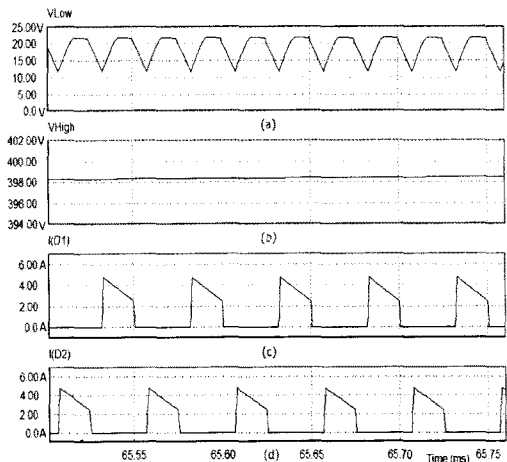


그림 9. 확장된 DC/DC 컨버터 시뮬레이션 결과  
 (a) 저압측 전압 (b) 고압측 전압 (c) D1 전류  
 (d) D2 전류  
 Fig. 9. Extended simulation results of DC/DC converter

단 한 대의 DC/DC 컨버터를 사용 시 (c) 또는 (d)의 전류만이 전해 콘덴서 C1으로 흐르기 때문에 DC 전압의 리플이 커지게 된다. 그림 (c)와 (d)에서 알 수 있듯이 20[kHz]의 각각의 다이오드 전류가 합쳐

서 40[kHz]의 전류 리플을 가지게 된다. 즉 전류 리플이 줄게 되면 전해 콘덴서 C1의 리플도 줄게 되어 이는 추후 콘덴서 용량을 줄이는데 도움이 되며 또한 실제 인버터 전류의 파형도 개선되게 된다.

그림 10은 DC/DC 컨버터 전압 지령치 및 실제 검출치, DC/AC 인버터의 전류 지령치 및 실제 검출치를 보여 준다. DC/DC 전압 지령치가 18.5[V]에서 22.6[V]로 변동시의 파형을 보여주며 실제 저압 측 전압은 약 10[V]의 전압 리플을 가지고 있다. 이때 컨버터의 스위칭 주파수는 20[kHz]이다. 실제 이 저압 측 전압을 이용하여 MPPT를 수행 시 다소 큰 저역 통과 필터가 필요함을 알 수가 있다. 이 전압 리플을 줄이기 위하여 컨버터의 스위칭 주파수를 100[kHz]로 증가시 전압 리플을 약 3[V] 이내로 줄일 수가 있다.

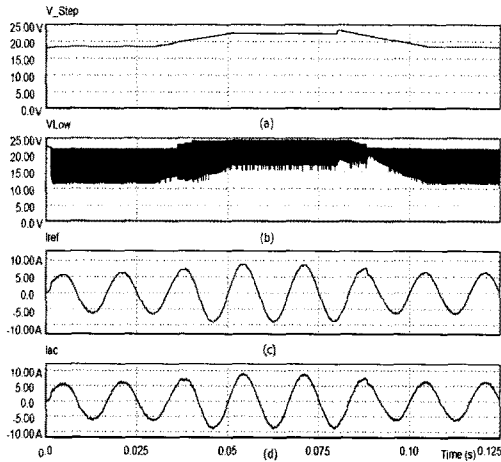


그림 10. 전압, 전류 지령치와 검출치 |  
(a) 저압 측 전압 지령치 (b) 전압 측 전압  
(c) 인버터 전류 지령치 (d) 인버터 전류  
Fig. 10. Voltage and current reference and real values

그림 11은 시뮬레이션 파형으로 초기 조건의 PV의 전압, 전류는 64[A], 18.5[V]로 80[A], 22.6[V]로 증가하였다가 다시 64[A], 18.5[V]로 감소했을 때의 파형을 보여 준다. (a)는 PV의 전압 전류, (b)는 DC/DC 컨버터의 출력 전압으로 400[Vdc]로 제어됨을 보여주고 (c)는 전원전압 (d)는 전원 전류를 보여준다. PV 전압과 전류가 증가, 감소함에 따라

DC/DC 컨버터 출력전압의 리플은 증가, 감소하고, 전원 측에 공급되는 전원 전류도 증가, 감소하게 된다.

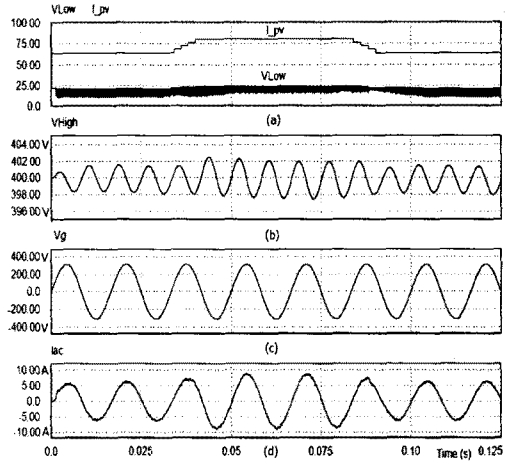


그림 11. 저압 측 전압, 전류 변동에 따른 각 부 파형  
(a) 저압 측 전압, 전류 (b) 고압 측 전압  
(c) 전원 전압 (d) 전원 전류  
Fig. 11. Waveforms according to the variation of low voltage and current

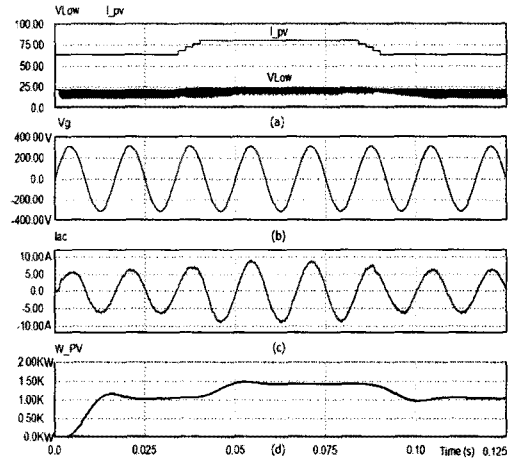


그림 12. 저압 측 전압, 전류 변동에 따른 PV측 파워  
(a) 저압 측 전압, 전류 (b) 전원 전압  
(c) 전원 전류 (d) 저압 측 전력  
Fig. 12. PV power according to the variation of low voltage and current

그림 12는 그림 11과 같은 조건하에 PV 측의 파워를 측정한 것으로 PV의 전압과 전류가 변동함에 따라

라, DC/DC 컨버터의 MPPT 알고리즘이 동작을 하여 전원 측에 최대 전력을 공급하도록 한다.

## 7. 결 론

본 연구에서는 태양 에너지를 이용한 계통 연계형 인버터에서 최대 출력점 추적 제어에 관한 연구를 수행하였다. 전체 시스템은 dc-dc 컨버터와 계통 연계형 인버터로 구성이 된다. dc-dc 컨버터는 낮은 PV 전압을 고압으로 승압시켜 주며 PV 시스템이 최대 출력에서 동작하게 한다. 단상 인버터는 계통과 연계를 위하여 필요하며 전압과 주파수를 제공한다. 인버터 출력의 LCL 필터는 고조파 노이즈 감쇄와 계통 연계와 단독 모드로 동작이 가능케 한다. 단상 계통 연계형 인버터의 전류 루프 전달 함수가 종전의 전달함수 형태와 어드미턴스 향으로 유도를 하였고, 또한 2단계 토폴로지를 이용하고 계통 연계 운전 시 컨버터 측에서 컨덕턴스 증가 방법의 MPPT를 이용하여 인버터 측에 최대 전력을 공급하였다. 태양 에너지 변동에 따른 시뮬레이션 결과가 제안된 방법의 타당성과 계통 연계시의 특성을 보여준다. 비록 시뮬레이션 결과가 제안된 방식의 타당성을 보여주었지만, 향후 DSP를 이용하여 실험을 진행할 것이며, 최대의 효율을 얻기 위하여 인버터의 경우 공진형 인버터를 구현할 것이다.

### 감사의 글

본 연구는 2007년도 한경대학교 교비 해외파견 연구비의 지원에 의한 것임.

## References

- [1] G.R. Walker, P.C. Sernia, "Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.19, Issue 4, pp. 1130 - 1139, July 2004.
- [2] J.-S. Lai, J. Zhang, H. Yu, and H. Kouns, "Source and load adaptive design for a high-power soft-switching inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 21, No. 6, pp. 1667-1675. Nov. 2006.
- [3] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, N.C. Voulgaris, "Development of a Microcontroller-Based, Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.16, No.1, pp.46-54, January 2001.
- [4] K.H.Hussein, I. Muta, "Maximum Photovoltaic Power Tracking: An Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions", *IEEE Proceedings on Generation, Transmission, and Distribution*, Vol.142, No.1, pp.59-64, January 1995.
- [5] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, and M. Liserre, "A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation," in *Proc. of IEEE APEC*, pp. 580-586, March 2004.
- [6] W. Wu, N. Pongratananukul, W. Qiu, K. Rustom, T. Kasparis, and I. Batarseh, "DSP-based multiple peak power tracking for expandable power system," in *Eighteenth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 525 - 530 2003.
- [7] K.Kobayashi, I. Takano, and Y. Sawada, "A study on a two stage maximum power point tracking control of a photovoltaic system under partially shaded insolation conditions," in *IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meet.*, pp. 2612 - 2617, 2003.
- [8] J. Harada and G. Zhao, "Controlled power-interface between solar cells and ac sources," in *IEEE Telecommun. Power Conf.*, pp. 22.1/1 - 22.1/7, 1989.

## ◆ 저자소개 ◆

### 이우철 (李雨哲)

1964년 3월 24일생. 1987년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1989년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업. 1988~1998년 효성중공업 기술연구소 책임연구원. 1995~2001년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2007~2009년 Virginia Polytechnic Institute and State University USA Visiting Professor. 현재 한경대학교 전기공학과 부교수.