

## PVPCS DC/DC 컨버터 모델링 및 2중 루프 제어와 단일 루프 제어의 특성 비교

김동환\*, 정승환\*\*, 송승호\*, 최주엽\*, 최익\*\*, 안진웅\*\*\*, 이상철\*\*\*, 이동하\*\*\*

\*광운대학교 전기공학과(juyup@kw.ac.kr),  
\*\*광운대학교 제어계측공학과, \*\*\*대구경북과학기술원

### Comparative Study between Two-loop and Single-loop Control of DC/DC Converter for PVPCS

Kim, Dong-Hwan\* Jung, Seung-Hwan\*\* Song, Seung-Ho\* Choi, Ju-Yeop\*  
Choi, Ick\*\* An, Jin-Ung\*\* Lee, Sang-Chul\*\* Lee, Dong-Ha\*\*

\*Dept. of Electrical Engineering, Kwangwoon University  
\*\*Dept. of Information and Control Engineering, Kwangwoon University  
\*\*\*Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology

#### Abstract

In photovoltaic system, the characteristics of photovoltaic module such as open circuit voltage and short circuit current will be changed because of cell temperature and solar radiation. Therefore, the boost converter of a PV system connects between the output of photovoltaic system and DC link capacitor of grid connected inverter as controlling duty ratio for maximum power point tracking(MPPT). This paper shows the dynamic characteristics of the boost converter by comparing single-loop and two-loop control algorithm using both analog and digital control. Both proposed compensation methods have been verified with computer simulation to demonstrate the validity of the proposed control schemes.

Keywords : PVPCS(Photovoltaic Power Conditioning System), PVPCS용 부스트 컨버터(Boost converter for PVPCS), 최대 전력점 추적(MPPT), 모델링(modeling), 소신호 분석(small-signal analysis), 이중 제어 루프(two-loop control), 단일 제어 루프(single-loop control)

#### 기 호 설 명

$G_{di}(s)$  : 전류제어 전달함수  
 $H_v(s)$  : 전압제어기 전달함수  
 $G_{dv}(s)$  : 전압제어 전달함수  
 $H_i(s)$  : 전류제어기 전달함수

submit date : 2012. 5. 7, judgment date : 2012. 6. 7, publication decide date : 2012. 6. 30  
communication author : Choi, Ju-Yeop(juyeop@kw.ac.kr)

$T_v(s)$  : 페루프 전압제어 전달함수  
 $T_i(s)$  : 페루프 전류제어 전달함수  
 $k$  : 볼츠만 상수  
 $q$  : 전자의 전하량  
 $\sim$  : 소신호  
 $f_c$  : 차단주파수  
 $d$  : 시비율(Duty Ratio)

## 1. 서 론

최근 스마트 그리드의 관심이 증가됨에 따라 태양광발전은 계통과 직접적으로 연결되어 발전을 하는 계통연계형 발전방식의 개발이 적극적으로 진행되고 있다. 이를 위해서는 전력변환장치 즉, PCS(Power Conditioning System)가 반드시 필요하다.

태양 전지는 외부환경의 변화에 따라 출력 변화가 심하고 저전압발전을 하기 때문에 PCS의 부스트 컨버터는 계통에 맞게 태양전지의 출력을 변환시키는 한편 태양전지의 출력을 제어하여 태양전지가 최대 출력을 낼 수 있도록 하여야 한다.[1]

기존의 PVPCS(Photovoltaic Power Conditioning System)의 부스트 컨버터는 태양전지의 전압만을 제어하여 태양전지의 출력을 제어하였다. 이와 같은 경우 전압지령의 큰 변화시 컨버터 내부의 과도 전류로 인해 PCS의 내부 소자가 소손되거나 스트레스로 인해 수명이 단축될 수 있다. 하지만 컨버터 내부의 전류를 제어하는 전류제어기를 설계하여 태양전지의 전압과 같이 제어를 하게 되면 위와 같은 상황에서 기기를 보호할 수 있다.

본 논문에서는 PVPCS의 부스트 컨버터 제어기를 설계하기 위해 태양광 어레이와 부스트 컨버터를 소신호 모델링하여 시간영역과 주파수영역에서 검토하고 태양광 어레이의 전압만을 제어하는 단일 루프 방식과 태양광 어레이 전압과 컨버터 내부의 인덕터 전류를 동시에 제어하는 2중 루프 방식의 제어기

를 각각 설계하여 특성을 비교하였다.

## 2. PVPCS의 구성 및 운영

Fig. 1은 계통연계시 태양광 어레이, 부스트 컨버터, 그리고 계통연계 인버터 (Grid Side Inverter)에 의해 구성된 PVPCS의 구조를 나타낸다.[1]

태양광 어레이는 원하는 출력을 얻기 위해 모듈화된 태양전지를 적절히 직·병렬 조합한 것으로 그 특성은 태양전지와 같다. 태양전지는 태양의 일사량과 온도 등 외부환경 변화에 따라 출력되는 전압과 전류가 달라지는 특성을 가지고 있으며 그에 따른 최대 전력 동작점(MPP : Maximum Power Point) 또한 달라진다.[2]

PVPCS의 부스트 컨버터는 태양광 어레이가 MPP에서 동작할 수 있도록 MPPT 알고리즘에 의해서 운행되어야 한다. 따라서 부스트 컨버터의 제어기는 태양광 어레이의 MPPT 알고리즘에 맞게 능동적으로 최대 전력점을 추종하도록 설계되어야 한다.[3]

계통연계 인버터는 태양광 어레이에서 출력된 DC전압을 계통에 공급하기 위해 AC전류·전압으로 변환한다. 계통연계시 AC전압은 상용전원에 의해 일정하게 유지되기 때문에 계통연계인버터는 인버터가 동작을 할 수 있도록 DC-Link( $C_{out}$ ) 전압을 380[V]~400[V]로 일정하게 제어한다.[1][4]

## 3. PVPCS의 모델링

PVPCS의 부스트 컨버터 제어기를 설계하기 위해서는 부스트 컨버터와 태양광 어레이가 결합되어 모델링이 되어야 한다. 하지만 태양광 어레이와 부스트 컨버터는 비선형적인 특징을 가지므로 이를 모델링하기 위해서는 각각을 선형화하여 모델링 하여야 한다.[3]

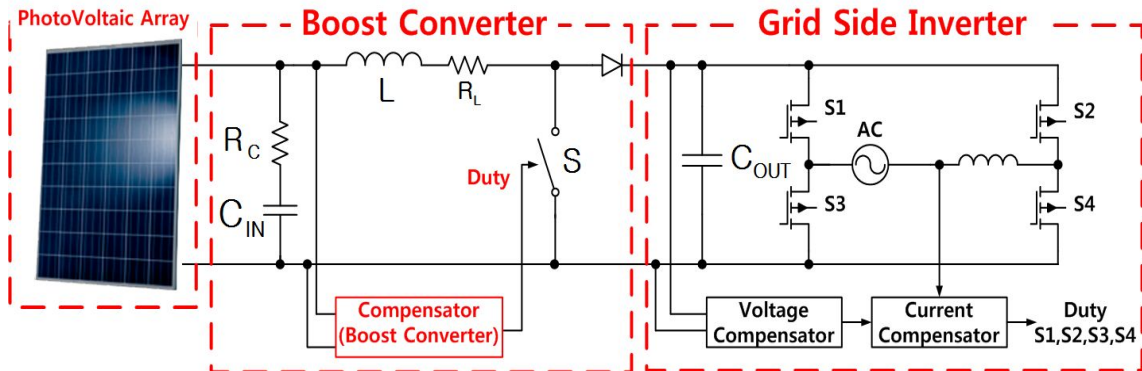


Fig1. Circuit diagram of PVPCS

### 3.1 태양광 어레이의 모델링

태양광 어레이는 일사량과 온도의 변화에 따라 전압과 전류가 비선형적으로 변하는 특성을 가지므로 이를 모델링하기 위해서는 특정 동작점 곧, MPP에서 모델링되어야 한다.

태양광 어레이는 Fig. 2와 같이 등가회로로 나타낼 수 있다. 그림 2에서 내부저항( $R_{sh}$ )과 외부저항( $R_s$ )은 측정이 어렵기 때문에  $R_{sh} = \infty$ ,  $R_s = 0$ 으로 가정하면 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.[2]

일사광도가 최대인  $1[kW/m^2]$ 이라면, 태양전지의 광 발생전류( $I_{sh}$ )는 최대 발생전류인 단락전류( $I_{sc}$ )와 같으며, 태양전지의 출력전류( $I_{out}$ )가 0일 경우 태양전지의 출력전압( $V_{out}$ )은 다이오드의 순방향 전압( $V_d$ )과 같다. 이를 이용하여 일사광도가 최대일 때 출력전류를 구하면 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.[2]

$$I_{out} = I_{ph} - A \left\{ \exp\left(\frac{q}{BkT} \times V_{out}\right) - 1 \right\} \quad (1)$$

$$I_{out} = I_{sc} - \frac{I_{sc} \times \left\{ \exp\left(\frac{q}{BkT} \left(\frac{V_d}{V_{oc}} \times V_{out}\right) - 1 \right) \right\}}{\exp\left(\frac{q}{BkT} \times V_d\right) - 1} \quad (2)$$

태양광 어레이를 MPP에서 선형화하면 Fig. 3과 같이 태양광 어레이의 I-V 특성곡선에서 MPP점을 지나는 접선으로 나타낼 수 있으며 이를 정리하면 식 (3)과 같다. 이를 등가회로로 나타내면 Fig. 4와 같이 전류원과 병렬저항으로 나타낼 수 있다.[3][5]

Table. 1에 모델링을 통해 얻은 태양광 어레이의 파라미터를 나타내었다

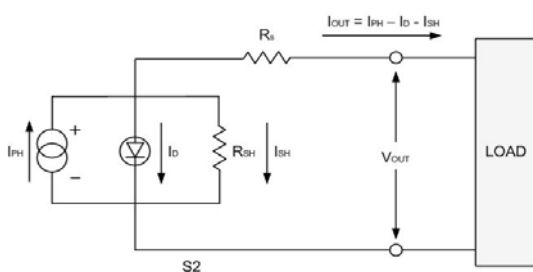


Fig. 2 Equivalent model of the solar cell

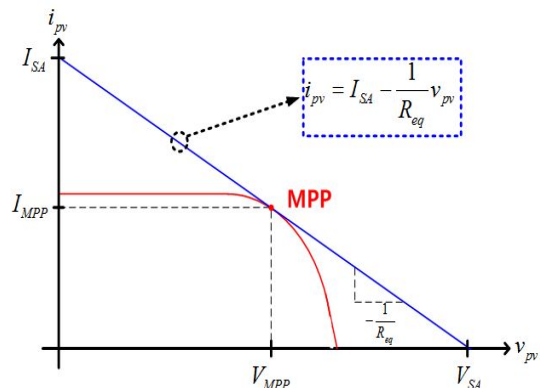


Fig. 3 I-V Curves of the PV-Array

$$i_{pv} = I_{SA} - \frac{1}{R_{eq}} v_{pv} \quad (3)$$

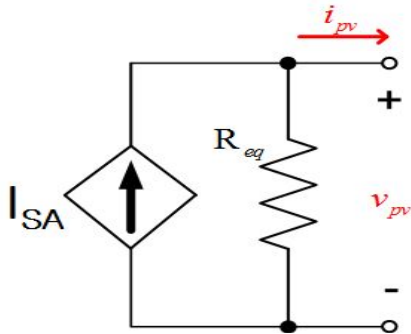


Fig. 4 Linear equivalent circuit model of the PV-Array

Table. 1 Parameter of 3[kW] PV-Array

구분	파라미터 값
$V_d$ (다이오드 전압강하)	0.34 [V]
$B$ (재료 계수)	1
일사 광도	1 [ $kW/m^2$ ]
절대 온도	298 [K]
$I_{sc}$ (단락 전류)	21.6 [A]
$V_{oc}$ (개방 전압)	320 [V]
$I_{SA}$	24.0523 [A]
$R_{eq}$	20.8 [ $\Omega$ ]

### 3.2 부스트 컨버터의 모델링

Fig. 5는 태양광 어레이와 부스트 컨버터, 계통연계 인버터를 등가적으로 나타낸 회로이다. PVPCS의 DC-Link 전압은 계통 연계 인버터에 의해 일정하게 유지되고 있다고 가정하여  $V_{DC}$ 의 전압원으로 모델링하였다.

부스트 컨버터는 스위치의 상태에 따라 비선형적인 특징을 보이며 상태공간 평균화법을 이용하여 모델링할 수 있다. 부스트 컨버터의 실제적인 특성을 고려하여 제어를 설계하기 위해 회로내부의 기생성분  $R_L$ (인덕터의 권선 저항)과  $R_C$ (커패시터의 등가 직렬 저항)를 포함하여 모델링하였다.[1]

PVPCS의 등가모델에서 부스트 컨버터를 상태공간 평균화법을 이용하여 MPP에서 소신호 모델링을 하면 태양광 어레이 전압( $V_{pv}$ )와 인덕터 전류( $I_L$ )에 대한 제어 전달함수를 구할 수 있다. 모델링 과정은 참고 논문에 나와 있으므로 본 논문에서는 생략하였다.[1][4]

Fig. 6은 제어전달함수의 소신호 블록도를 나타낸 것이다. 여기서  $G_{dv}$ 는 전압제어 전달함수로 듀티비( $d$ )에 따른  $V_{pv}$ 의 변화를 말하며  $G_{di}$ 는 전류제어 전달함수로 듀티비에 따른 인덕터 전류의 변화를 말한다. 부스트 컨버터의 입력전류( $I_{SA}$ )와 출력전압( $V_{DC}$ )는 일정하여 소신호 변동이 없다고 가정하였다.

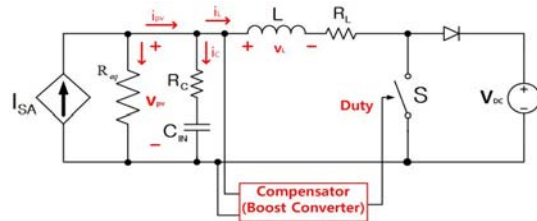


Fig. 5 Equivalent circuit of PVPCS's boost converter

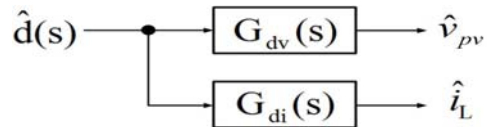


Fig. 6 Block diagram of small signal control-to-output transfer function

$$G_{dv} = \frac{\tilde{v}_{pv}(s)}{\tilde{d}(s)} = -V_{DC}(CRR_c s + R) \times \frac{1}{\Delta} \quad (4)$$

$$G_{di} = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = V_{DC}(C(R + R_c)s + 1) \times \frac{1}{\Delta}$$

$$\Delta = LC(R + R_c)s^2 + (CRR_c + CRR_L + CR_c R_L + L)s + R + R_L$$

$$G_{dv} = \frac{-0.3519s - 8320}{0.00001473s^2 + 0.005325s + 21.1} \quad (5)$$

$$G_{di} = \frac{3.927s + 400}{0.00001473s^2 + 0.005325s + 21.1}$$

Table. 2 Parameter of 3[kW] Boost Converter

구분	파라미터 값
$V_{DC}$	400 [V]
$L$	1.5 [mH]
$R_L$	0.3 [ $\Omega$ ]
$C$	470 [ $\mu$ F]
$R_C$	0.09 [ $\Omega$ ]
$f_s$	20 [kHz]

식 (4)는 각각의 전달함수를 구한 것이며 식 (5)는 Table 2.의 부스트 컨버터 파라미터를 대입하여 구한 값이다.

### 3.3 전달 함수의 검증

Fig. 7, Fig. 8은 태양광 PCS의 부스트 컨버터와  $G_{dv}$ ,  $G_{di}$  전달 함수를 PSIM 시뮬레이션을 이용하여 시뮬레이션을 한 결과이다. 부스트 컨버터와 모델링을 통해 얻은 전달함수를 동시에 시간영역에서 확인함으로써 모델링이 정확히 되었는지를 검증할 수 있다. Open loop 상황에서 듀티비가 0.5에서  $\pm 0.1$ 씩 step 변화하였을 때 태양광 어레이 전압과  $G_{dv}$  전달함수, 인덕터 전류와  $G_{di}$  전달함수의 응답을 확인하였다.[6]

모델링된 부스트 컨버터의 태양광 어레이 전압( $V_{pv}$ )은 듀티비에 대하여 응답이 반대로 동작하기 때문에 부스트 컨버터의 듀티신호를 반전하였다. 또한 식 (4)와 (5)에서 보듯이  $G_{dv}$  전달함수에 (-)가 있는 것을 확인할 수 있다. 이는 위와 같이  $V_{pv}$ 가 듀티비에 대하여 반대로 동작한다는 것을 뜻한다. 따라서 모델링의 검증에서는  $G_{dv}$  또한 (-)을 제거하여 시뮬레이션을 하였다.

Fig. 7, Fig. 8을 보면 초기 과도상태를 빼고는 거의 일치하는 것을 볼 수 있다. 위에서 구한 전달함수와는 과도특성은 똑같으나 약간의 정상상태 오차가 있어 전달함수에 약간의 이득을 곱하여 부스트 컨버터의 시뮬레이

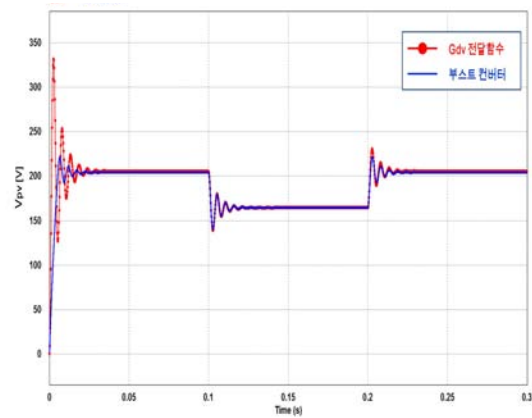


Fig. 7 Simulated boost converter and  $G_{dv}$  transfer function responses to small-signal steps around the operating point  $D = 0.5$

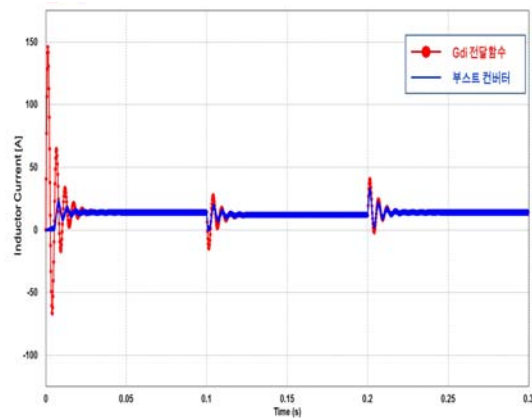


Fig. 8 Simulated boost converter and  $G_{di}$  transfer function responses to small-signal steps around the operating point  $D = 0.5$

션과 일치시켰다. 약간의 오차는 시뮬레이션 계산상의 문제로 제어기 설계시 최종적으로는 PSIM 시뮬레이션을 통하여 검증할 것이므로 이득을 곱한 값을 이용하여 제어기를 설계하였다.

### 3.4 부스트 컨버터의 주파수 응답 특성

Fig. 5에서 보듯이 부스트 컨버터의 제어기는 컨버터의 제어 전달함수와 함께 페루프를 형성하고 출력 전압의 regulation과 과도특성

과 관련하여 안정성 및 고도의 제어특성이 요구되며 이에 대응한 제어루프의 안정성 설계가 필요하다. 부스트 컨버터의 전달 함수의 특성을 Matlab의 Bode plot을 이용하여 주파수 응답을 확인하였다.

Fig. 9는 두 제어 전달함수의 Bode plot을 나타낸다. 실선은  $G_{dv}$ 를 파선은  $G_{di}$ 를 나타낸다. DC를 포함한 저주파 영역에서의 이득은  $G_{dv}$ 는 51[dB],  $G_{di}$ 는 29.1[dB]가 되며 공진주파수는 약 189[Hz]이다. 특히  $G_{dv}$ 는 공진점 이후에 이득이 -40[dB/decade]로 감소하며 위상이 -180°로 떨어지게 되며 이후 영점에 의해 이득은 -20[dB/decade]로 감소하며 위상은 -90°로 수렴하게 된다. 또한  $G_{dv}$ 의 위상을 보면 저주파수 영역에서 위상이 180° 앞서는 것을 볼 수 있으며 이는 곧 듀티비( $d$ )의 변화에 의해 응답이 반대가 된다는 것을 의미한다. 이러한 특징은 Buck 컨버터와 같은 것을 알 수 있다. PVPCS의 부스트 컨버터는 기존의 부스트 컨버터와 달리 제어 대상이 입력 쪽의 태양광 어레이 전압( $V_{pv}$ )이기 때문에 반대로 벡 컨버터와 같은 동작을 하는 것을 알 수 있다.

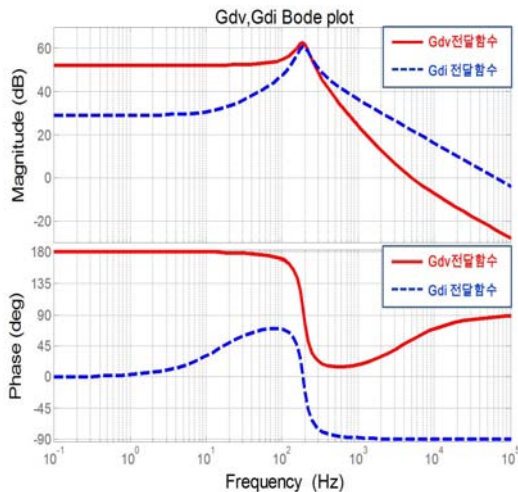


그림 9. Frequency response for control-to-output transfer function of the boost converter

#### 4. 부스트 컨버터의 제어기 설계 및 비교

앞서 모델링한 부스트 컨버터의 제어 전달 함수를 이용하여 태양광 어레이의 전압만을 제어하는 단일 루프의 전압 제어기와 태양광 어레이 전압과 인덕터 전류를 제어하는 2중 루프 제어기를 설계하였다. 또한 제어기의 성능을 추후 실험적으로 검증하기 위해 디지털 제어기로 구현하였다.

##### 4.1 단일 루프 제어기 설계

Fig. 10은 단일 루프 제어방식의 제어 블록도를 나타내며 식 (6)에 제어 블록도의 전달 함수를 나타내었다.

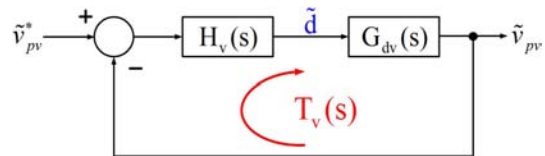


Fig 10. Block diagram of single loop control

- Loop Gain =  $H_v(s) \times G_{dv}(s)$  (6)
- $T_v(s) = \frac{H_v(s) \times G_{dv}(s)}{1 + H_v(s) \times G_{dv}(s)}$

$T_v(s)$ 는 부스트 컨버터의 Closed-loop 전달함수로 피드백 루프의 비교기 및 센싱이득에 대하여는 이상적으로 처리하였으며 피드백 루프의 이득이 이상적이므로 Loop Gain은 전방향 전달함수의 곱인  $H_v(s) \times G_{dv}(s)$ 가 된다.

단일 루프 제어의 제어기( $H_v(s)$ )는 태양광 어레이의 전압을 제어하는 것으로 MPPT 알고리즘에 의한 지령 전압( $v_{PV}^*$ )을 현재 출력 전압과 비교하여 오차를 보상하는 한편 부스트 컨버터의 듀티비를 결정하게 된다.

또한, 제어기  $H_v(s)$ 는 보다 안정적인 과도 특성을 위하여 3pole-2zero 제어기로 설계하였다.



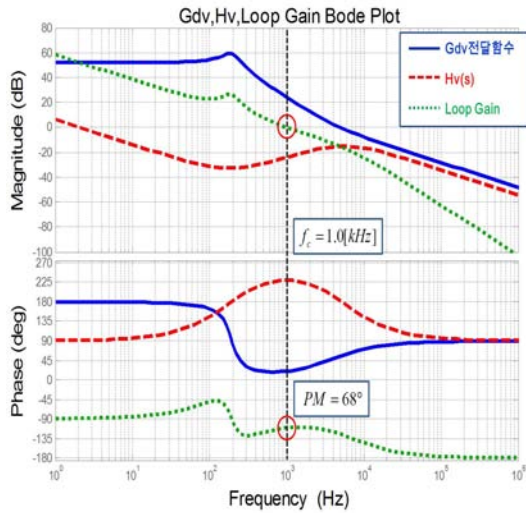


Fig. 11. Frequency response for single loop control

Fig. 11에 제어기에 대한 Bode plot을 나타내었다. 그림 11에서 보듯이 3pole-2zero 제어기는 교차 주파수를 중심으로 phase boost의 특징을 가지며 이로 인해 loop gain의 위상 여유를 크게 해 줄 수 있다. 또한 세번째 극점에 의해 고주파수의 스위칭 리플을 감쇠시킬 수 있다.[4][7]

교차 주파수( $f_c$ )는 스위칭 주파수 20[kHz]의 1/20인 1[kHz]가 되도록 제어기를 설계하였다. 이는 디지털 제어기 설계시 실시간 제어기와 동일한 위상마진을 가지기 위해서는 대상 신호의 위상 지연 보상을 위하여 대역폭을 줄여야 하기 때문에 보통 선택하게 되는 1/10 보다 2배 낮게 설정하였다.[4][7]

Fig. 11은 시스템과 제어기( $H_v(s)$ ), loop gain의 주파수 응답특성을 나타낸다.

초록 점선은 제어기에 의해 보상된 loop gain의 Bode plot을 나타낸다. 교차 주파수인 1[kHz]에서 위상 0[dB]를 통과하며 -20[dB/decade]로 감소하는 것을 알 수 있다. 위상은 0° 아래로 내려간 것을 볼 수 있는데 제어기가 듀티비에 따라 태양광 어레이 전압( $V_{pv}$ )를 제어하도록 설계된 것을 알 수 있다.

#### 4.2 2중 루프 제어기 설계

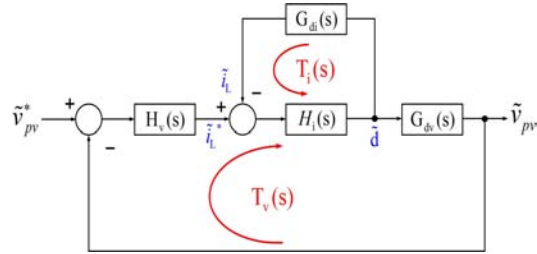


Fig. 12 Block diagram of two loop control

$$Inner Loop Gain = H_i \times G_{di} \quad (7)$$

$$T_i = \frac{H_i}{1 + H_i \times G_{di}}$$

$$Outer Loop Gain = H_v \times T_i \times G_{di}$$

$$T_v = \frac{H_v \times T_i \times G_{di}}{1 + H_v \times T_i \times G_{di}}$$

Fig. 12는 2중 루프 제어방식의 제어 블록도를 나타낸다. 2중 루프 제어의 제어기는 전류 제어기  $H_i(s)$ 와 전압 제어기  $H_v(s)$ 가 있으며 전류제어기의 출력은 부스트 컨버터의 듀티비( $d$ )를 결정하며 전압제어기의 출력은 부스트 컨버터 인덕터에 흐르는 전류지령이 될 수 있게 설계하였다.

PVPCS 부스트 컨버터 제어기의 주목적은 태양광 어레이 전압을 제어하는 것이며 전류 제어기는 전압변화에 의한 과도전류만을 막는 것이 목적이므로 내부에 전류 제어기를 두어 전압 지령에 의한 인덕터 전류가 심하게 변동하지 않도록 설계하였다. 식 (7)에 각각의 전달함수를 나타내었다.  $T_i(s)$ 는 전류 제어 루프의 폐루프 전달함수를 말하며  $T_v(s)$ 는 시스템 전체의 폐루프 전달함수를 말한다.

전압제어기의 차단 주파수를 단일 루프 제어 방식과 동일하게 1[kHz]로 설정하였으며 전류제어기는 그보다 빠르게 전압 제어기의 응답이 영향을 미치지 못하도록 5배 높은 5[kHz]로 하여 설계하였다.

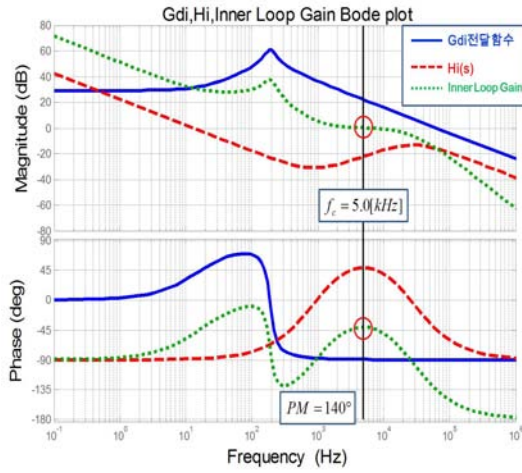


Fig. 13 Frequency response for current control loop

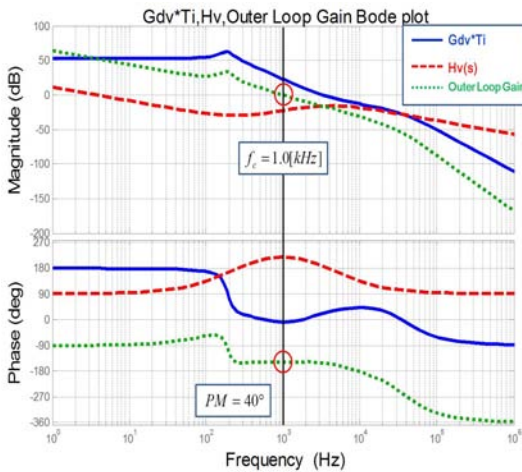


Fig. 14 Frequency response for two loop control

또한 각각의 제어기를 위와 같이 3pole-2zero 제어기로 설계하였으며 전류제어기는  $G_{di}$ 의 특성을 고려하여 위상여유를 높게 주었으며 전압제어기도 위상을 반전시켜  $V_{pv}$ 를 제어할 수 있도록 설계하였다.

Fig. 13에  $G_{di}$ ,  $H_i(s)$ , 내부 loop gain의 주파수 응답특성을, Fig. 14에는  $T_i(s) \times G_{dv}(s)$ ,  $H_v(s)$ , 외부 loop gain의 주파수 응답특성을 보였다.

#### 4.3 단일 루프 제어기와 2중 루프 제어기의 특성 비교

PSIM 시뮬레이션을 이용하여 두가지 제어기의 특성을 비교하였다. 제어기는 MPPT 알고리즘에 의해 태양광 어레이 측의 전압 지령을 받아 MPP 부근에서 제어된다고 가정하여 200[V] 이상에서 전압 지령을 0.1초 마다  $\pm 5[v]$ 를 step 변경하였다.

Fig. 15, 16, 17에서 보면 단일 루프 제어는 전류제어가 되지 않아 전압 지령의 변화시 전류의 과도 특성이 전압에도 나타나며 인덕터 전류의 큰 오버슈트가 생기는 것을 확인할 수 있다. 2중 루프 제어는 인덕터 전류를 제어하여 오버슈트가 없으나 전압응답이 느린 것을 볼 수 있다. 전압 제어기의 대역폭이 똑같이 1[kHz]임에도 응답속도가 차이가 나는 것은 전류의 과도 특성이 전압에 바로 나타나게 되는 단일 루프 제어방식과 달리 2중 루프 제어는 내부에 인덕터 전류의 변화를 제어하기 때문에 최종 응답인  $V_{pv}$ 가 늦게 된다. PVPCS의 경우 MPPT 알고리즘에 의한 태양광 어레이의 전압 응답이 수 msec의 빠른 응답을 요구하지 않으며 다소 느리더라도 안정적인 제어가 필요하다. 따라서 2중 루프 제어가 태양광 PCS에서 더 유용하다고 할 수 있다.

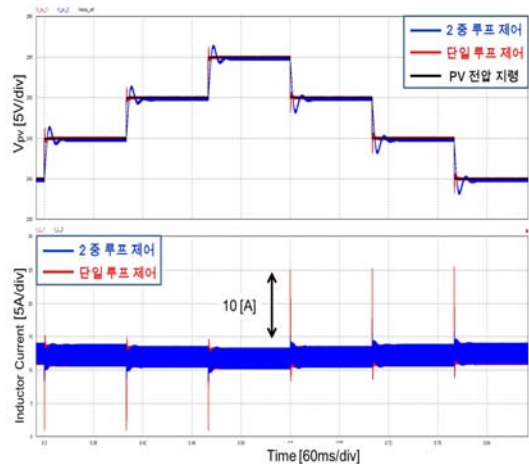


Fig 15. Voltage of PV and inductor current of two loop control and single loop control



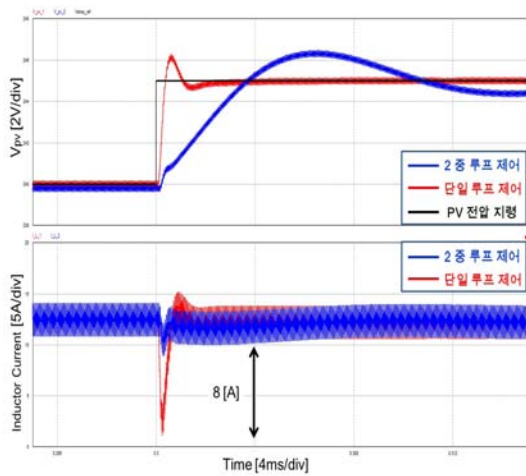


Fig. 16 Step up response of photovoltaic array voltage and Inductor current

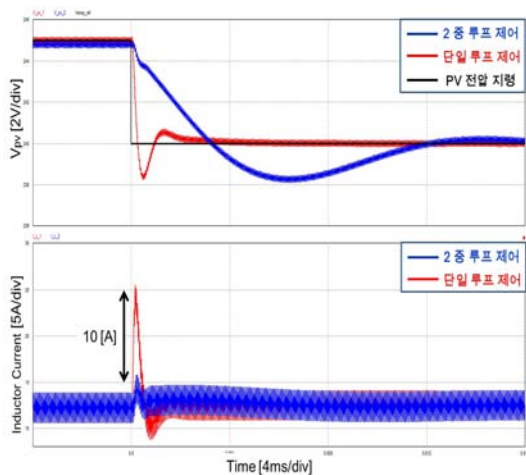


Fig. 17 Step down response of photovoltaic array voltage and Inductor current

## 5. 결 론

본 논문에서는 PVPCS를 최대 전력점에서 소신호 모델링하여 PVPCS용 부스트 컨버터의 제어기를 설계하였다. 부스트 컨버터의 제어기는 태양광 어레이의 전압제어만을 하는 단일 루프 방식과 인덕터 전류와 태양광 어레이 전압을 동시에 제어하는 2중 루프 제어방

식으로 설계하여 시뮬레이션을 통하여 비교하였다. 결과적으로 2중 루프 제어는 단일 루프 제어에 비해 응답이 느리지만 2중 루프 제어를 하게 될 경우 인덕터에 흐르는 전류를 제어하여 컨버터 내부소자의 파손을 줄일 수 있을 것으로 확인하였다.

추후 제어기를 실제 3kW급 PVPCS 시뮬레이터에 적용하여 성능 검증 작업을 진행할 것이다.

## 후 기

본 연구는 교육과학기술부의 대구경북과학기술원 일반사업(12-BD-0101)에 의해 수행되었습니다.

## References

1. Sun-Jae Park, Jong-Hu Park, and Hee-jong Jeon "Influence of the Parasitic Inductor Resistance on Controller Design of Boost Converter for Renewable Energy System including an Energy Storage", KJPE Transactions, vol. 16 no. 5, pp.511-520, 2011
2. Jae-Hwe Shim "Analysis and Design of Single-Phase Photovoltaic Grid-Connected Inverter", A Dissertation for the Master's degree, Graduate School of Kwangwoon University, 2011.
3. W. Xiao, W. G. Dunford, P. R. Palmer, A. Capel "Regulation of Photovoltaic Voltage", IEEE Trans. , Vol. 54, No.3, June 2007.
4. Ji-Hoon Im, Ju-Yeop Choi, Ick Choy, Seung-Hwan Jung, Jin-Ung An, Dong-Ha Lee "The design of Digital Controller for Boost Converter on Photovoltaic System", The Korean Solar Energy Society Fall Annual Conference, Vol.30, No.6, 2010.
5. Seung-Hwan Jung, Ick Choy, Ji-Hoon

- Im, Seung-Ho Song, Ju-Yeop Choi, "Design of buck converter digital controller in the photovoltaic power conditioning system", The Korean Institute of Electrical Engineers Summer Annual Conference, 2010.07
6. M.G. Villalva, T.G. de Siqueira, E.Ruppert "Voltage regulation of photovoltaic arrays: small-signal analysis and control design", IET Power Electron, 2010, vol.3
7. Hee-Jun Kim "The Basic Design of Swich Mode Power Supply", Sungandang
8. N. Mohan, Undeland, Robbins " Power Electronics", Third edition, Wiley
9. Dong-Hwan Kim, Ji-Hoon Im, Seung-Ho Song, Ju-Yeop Choi, Jin-Ung An, Sang-Chul Lee, Dong-Ha Lee "Comparative Study between Two and Single-loop Control of Boost Converter for PVPCS", The Korean Solar Energy Society Spring Annual Conference, Vol.32, No.1, 2012.03