

DCM에서 PV시스템용 부스트 컨버터의 개선된 제어방식

이영진¹, 한동화¹, 변병주¹, 최종목¹, 바이스갈랑¹, 최규하[†]

The Modified Control Method of Boost Converter for PV System in DCM

Young-Jin Lee¹, Dong-Hwa Han¹, Byeong-Joo Byen¹, Jung-Muk Choi¹,
Dugarjav Bayasgalan¹, and Gyu-Ha Choe[†]

Abstract - This paper presents a improved control technique to overcome disadvantage when the inductor current of boost converter in PV system becomes DCM(Discontinuous Conduction Mode) due to the low insolation. MPPT(Maximum Power Point Tracking) output reference voltage could not be exactly followed by conventional dual-loop PI control method used typically because of the error between the actual current and measured current. Therefore, in this paper, Hybrid controller that changes the control method in DCM and CCM(Continuous Conduction Mode), and single state feedback controller are used to compensate that problem. The proposed control technique was verified by simulation using PSIM 9.0 and experiments.

Keywords: boost converter, hybrid controller, state feedback controller, discontinuous conduction mode

1. 서 론

최근 유가 강세가 지속되면서 국가 에너지 위기론이 재부상하고 있어, 미래 지향적인 측면으로 볼 때 정부차원의 본격적인 태양광, 풍력발전 등의 신재생 에너지 개발이 필수적인 상황이 되었다. 신재생에너지를 사용하는 방식은 독립형과 계통연계형 2가지로 분리되며 독립형 발전시스템은 무인 중계소, 무인등대, 인공위성, 도서 및 산간지역등 전력공급이 원활하지 못한 지역의 특수 전원용으로 다수 사용되고 있다. 계통 연계형 태양광 발전 시스템은 주택용 전원이나 대용량 발전소에 적용 가능한 시스템으로, 발전 시스템의 출력이 부하가 요구하는 전력보다 클 경우 잉여전력을 계통에 공급하고, 반대로 시스템에서 발생하는 전력이 부하의 요구량보다 적은 경우에는 부족분을 계통으로부터 공급 받을 수 있다는 장점을 지닌다.^{[1]-[3]}

PV-array에서 발생하는 출력은 주변 온도 및 일사량에 따라서 비선형적 특성을 가지며 변동을 한다. 이러한 특성을 갖는 PV-array에서 최대출력을 얻기 위해서는

MPPT(Maximum Power Point Tracking)알고리즘을 적용하여 최대 출력이 발생하는 전압으로 PV-array의 출력전압을 제어해야 한다.^[4] 최근 10kW 미만의 태양광 시스템은 그림 1과 같이 저전압으로 발전된 PV-array의 출력을 인버터를 동작시킬 수 있는 최소한의 전압으로 승압시키는 부스트 컨버터와 승압된 DC링크전압을 교류로 변환시키는 계통연계형 인버터(PWM 인버터)로 구성되는 2단방식이 많이 사용되고 있다. 일반적으로 사용되는 계통연계형 PV시스템의 제어는 부스트 컨버터에서 MPPT 제어를 수행하며, PWM 인버터에서 DC링크 전압제어와 출력 전류제어를 수행한다.^[5]

기존에 많이 사용되는 부스트 컨버터(Boost Converter)의 제어방식은 전압제어기를 외부루프에 두고 전류제어기를 내부루프에 배치하는 이중루프 PI 제어기이다. 하지만 이렇게 제어기가 구성되면, 일사량이 적을 경우 부스트 컨버터의 인덕터에 불연속 전류가 흐르게 되어 실제 인덕터에 흐르는 전류와 전압제어기의 출력인 전류 지령치에 오차가 발생하게 된다.^[6] 오차가 발생하는 원인은 전압제어기에서는 평균전류를 출력으로 내보내고 있지만 DCM 구간에서 측정되는 실제 인덕터 전류는 불연속으로 인해 평균전류를 측정하지 못하기 때문이다. 이로 인하여 기존의 이중루프 제어방식을 태양광 발전 시스템에 사용하게 되면 MPPT 출력전압을 정확히 추종하지 못하는 상황이 발생된다. 이러한 문제점을 고려하여 DCM 구간에서 측정 포인트를 변경하는 방식 또는

Paper number: TKPE-2013-18-4-1 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: ghchoe@konkuk.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Konkuk University

Tel: +82-2-450-3496 Fax: +82-2-447-9186

¹ Dept. of Electrical Eng., Konkuk University

Manuscript received Jan. 16, 2013; accepted Mar. 26, 2013

샘플링 된 전류피드백에 전향보상을 하여 측정오차를 제거하는 방식이 연구되어왔다.^[6] 본 논문에서는 기존의 방식과 달리 접근하여 불연속 구간에서 안정적인 입력 전압 제어특성을 갖는 제어방식에 대하여 연구하였다.

본 논문에서 제시하는 제어방식은 전류제어기를 생략한 단일루프 상태제환 제어기(State feedback controller)와 인덕터 전류의 연속 및 불연속모드에서 전류제어기의 구조를 바꾸는 복합 제어기(Hybrid controller)이며, 시뮬레이션 및 실험을 통해 타당성을 입증한다.

2. 기존의 부스트 컨버터의 제어

본 연구에서 사용된 태양광 발전시스템은 그림 1과 같이 부스트 컨버터와 계통 연계형 인버터로 구성 되었다. 계통연계형 인버터에서는 직류링크 전압제어와 출력 단 전류제어를 수행한다.^[7] 본 연구에서는 부스트 컨버터의 제어방식만을 다루므로 계통 연계형 인버터의 제어방식은 다루지 않는다.

기존의 부스트 컨버터의 제어기는 MPPT 알고리즘의 결과 생성되는 전압기준신호(v_{pv}^*)를 추종하도록 전압 전류 2중 루프로 구성 된다. 이중루프 제어의 경우 내부루프로 전류 제어기를 사용하면 제어의 속응성이 좋아지는 특성을 얻을 수 있다.^[7] 하지만 인덕터 전류가 불연속이 될 경우 정확한 제어가 이루어지기 어렵다.

그림 2는 부스트 컨버터의 회로도 및 이중루프 제어 방식을 나타낸다. 이중루프 제어 및 본 연구에서 제안하는 제어방식의 제어기 이득 값 선정에 위해서 부스트 컨버터의 전압 방정식 및 전류 방정식을 세우면 식(1)~식(3)과 같으며, 방정식은 이상적인 시스템임을 전제로 정리하였다.

$$v_{pv} = L_{dc} \frac{di_{pv}}{dt} + v_{sw} \quad (1)$$

$$v_{sw} = (1 - Sw(t))v_{dcm} \quad (2)$$

여기서, $Sw(t) = \begin{cases} 1 & Sw : on \\ 0 & Sw : off \end{cases}$ 컨버터의 스위칭함수

$$C_{pv} \frac{dv_{pv}}{dt} = i_{sol} - i_{pv} \quad (3)$$

인덕터 전류 i_{pv} 를 제어하기 위해 PI 제어기(K_{pi} , K_{ii})를 이용한 제어규칙을 다음 식 (4)와 같이 설정한다.

$$v_{sw}^*(t) = v_{pv}(t) - [k_{pi}(i_{pv}^*(t) - i_{pv}(t)) + k_{ii} \int (i_{pv}^*(t) - i_{pv}(t))dt] \quad (4)$$

한주기 스위칭(T_{mod}) 시간 내에서 제어전압 $v_{sw}^*(t)$ 가 일정하다고 가정하면 한주기 스위칭 구간에서 스위치 양 단전압 $v_{sw}(t)$ 의 평균치는 다음 식(5)와 같으므로,

$$\frac{1}{T_{mod}} \int_0^{T_{mod}} v_{sw}(t)dt = \frac{T_{off}}{T_{mod}} v_{dcm} = v_{sw}^* \quad (5)$$

스위치 양단전압의 고조파 성분을 무시하고 다음과 같이 가정할 수 있다.

$$v_{sw}^* = v_{sw} \quad (6)$$

그러므로 식 (4)를 식 (1)에 대입하고 라플라스 변환을 하면 다음과 같은 전달함수를 얻을 수 있으며, 영점을 배제하고 극점에 의한 원형 2차 시스템의 설계법인 극배치 방법에 의해 아래와 같이 제어기 이득이 계산된다.^[8]

$$\frac{i_{pv}(s)}{i_{pv}^*(s)} = \frac{\frac{K_{pi}}{L_{pv}}s + \frac{K_{ii}}{L_{pv}}}{s^2 + \frac{K_{pi}}{L_{pv}}s + \frac{K_{ii}}{L_{pv}}} \quad (7)$$

컨버터의 전압제어기는 MPPT에서 출력된 지령값(v_{pv}^*)과 실제값(v_{pv})을 비교하고 이를 PI제어기(K_{pv} , K_{iv})를 통해 컨버터의 전류기준신호(i_{pv}^*)를 출력한다.

$$i_{pv}^*(t) = i_{sol}(t) - [k_{pv}(v_{pv}^*(t) - v_{pv}(t)) + k_{iv} \int (v_{pv}^*(t) - v_{pv}(t))dt] \quad (8)$$

식 (8)을 식 (3)에 대입하고 라플라스 변환하면 다음과 같은 전달함수를 얻을 수 있으며, 제어기의 이득은 극배치를 통해서 구할 수 있다.^[8]

$$\frac{v_{pv}(s)}{v_{pv}^*(s)} = \frac{\frac{K_{pv}}{C_{pv}}s + \frac{K_{iv}}{C_{pv}}}{s^2 + \frac{K_{pv}}{C_{pv}}s + \frac{K_{iv}}{C_{pv}}} \quad (9)$$

식 (10)과 (11)은 극배치 방식을 통해 얻은 전압제어기(K_{pv} , K_{iv})와 전류제어기(K_{pi} , K_{ii})의 PI계인 값에 관련된 이득 선정 수식이다. PI 제어기의 이득 선정시 전류제어기의 자연주파수(ω_{ni})는 스위칭 주파수의 1/10~1/20, 전압제어기의 자연주파수(ω_{nv})는 전류 제어기의 자연주파수(ω_{nc})의 1/4~1/5 로 낮게 선정하여야 한다.

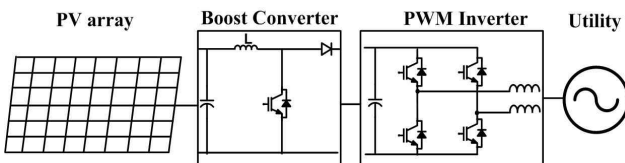


Fig. 1 Configuration of PV system

$$\text{전압제어기} : K_{pv} = 2\zeta\omega_{nv}C_{pv}, \quad K_{iv} = \omega_{nv}^2 C_{pv}, \quad (10)$$

$$\text{전류제어기} : K_{pi} = 2\zeta\omega_{nc}L_{pv}, \quad K_{ii} = \omega_{nc}^2 L_{pv} \quad (11)$$

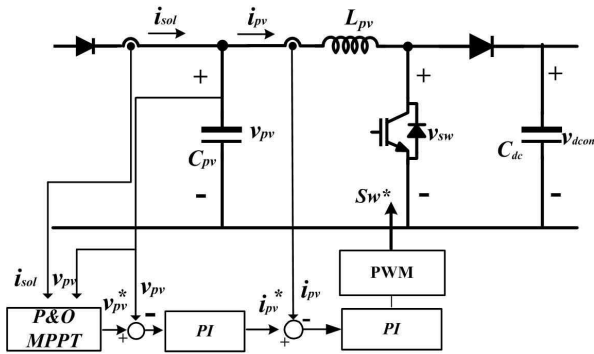


Fig. 2 Dual loop PI control of boost converter

3. DCM영역에서 개선된 제어기

일사량이 적으면 부스트 컨버터의 인덕터에 흐르는 전류가 불연속이 된다. 불연속 구간에서 제어 루프를 기존의 2중 루프로 구성할 경우 제어기 출력에 오차가 발생한다. 이로 인해 MPPT 출력 전압(v_{pv}^*)을 정상적으로 추종하지 못하는 문제점이 발생하며, 이러한 오차의 원인은 불연속모드에서 평균전류 제어를 할 경우에 인덕터 전류가 0이 되는 구간을 고려하지 않기 때문이다. 이러한 문제점을 고려하여 전류제어기를 생략한 단일루프 제어기 및 연속 및 불연속모드에서 제어기의 구조를 바꾸는 복합제어기를 채용하여 전술한 문제에 대한 대응 가능성을 제시한다.

3.1 단일 루프 상태궤환 제어기

단일루프 제어기는 2중 루프 제어기와 달리 PV-array의 단자전압을 제어하기 위해 전류제어 루프를 사용하지 않고 그림 3과 같이 PV-array 단자전압의 기준신호 v_{pv}^* 와 실제 단자 전압 v_{pv} 간의 오차를 이용하여 직접 제어 신호를 만드는 방법이다. 단일루프 제어기는 전류제어를 하지 않으므로 앞서 전술한 전류제어와 관련된 문제점을 피해갈 수 있는 장점을 갖는다. 단일루프 제어를 기존의 PI 제어기로 구성할 경우 시스템의 전달함수는 식 (1)과 식 (3)에 의해 다음 식 (12)와 같이 상태 방정식으로 표현할 수 있으며,

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{pv}}{dt} \\ \frac{dv_{pv}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_{pv} \\ -1/C_{pv} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pv} \\ v_{pv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix} v_{sw} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/C_{pv} \end{bmatrix} i_{sol} \quad (12)$$

제어 입력 v_{sw} 에 대한 제어변수 v_{pv} 간의 전달함수는 다음과 같이 2차식으로 표현된다.

$$v_{pv}(s) = \frac{1}{L_{pv}C_{pv}} v_{sw}^*(s) + \frac{1}{C_{pv}} \frac{s}{s^2 + \frac{1}{L_{pv}C_{pv}}} i_{sol}(s) \quad (13)$$

만약 PI제어기를 이용하여 제어기를 구성할 경우 시스템은 3차식이 되어서 제어기의 이득 선정시 2개의 이득(비례이득 및 적분이득)을 이용하여 3개의 극을 배치하기는 어려우므로 제어이득 선정이 해석적으로 이루어지기 어렵다.

본 논문에서는 정상상태의 오차를 제거하기 위해 그림 3과 같이 적분기를 채용한 상태궤환 제어기를 이용하여 단일루프 제어기를 구성한다. 제어기의 구성은 식 (12)의 시스템의 상태 방정식에 적분제어요소를 포함하여 시스템의 상태방정식을 다시 세우면 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{pv}}{dt} \\ \frac{dv_{pv}}{dt} \\ \frac{dP}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_{pv} & 0 \\ -1/C_{pv} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pv} \\ v_{pv} \\ p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/L_{pv} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{sw} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1/C_{pv} & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sol} \\ v_{pv}^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

상태궤환 제어기의 제어규칙은 식 (15)과 같으며,

$$v_{sw}^* = -[g_1 \ g_2 \ g_3] \begin{bmatrix} i_{pv} \\ v_{pv} \\ p \end{bmatrix} \quad (15)$$

식 (5)와 (6)을 통해 $v_{sw}^* = v_{sw}$ 과 같이 두면, 식 (14)는 식 (16)과 같이 정리 할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{pv}}{dt} \\ \frac{dv_{pv}}{dt} \\ \frac{dp}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & g_2+1 & g_3 \\ L_{pv} & L_{pv} & L_{pv} \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pv} \\ v_{pv} \\ p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pv} \\ v_{pv}^* \end{bmatrix} \quad (16)$$

시스템이 원하는 제어특성을 갖도록 특성 근을 배치하기 위해 식 (16)의 특성방정식을 (17)과 같이 나타낼 수 있으며,

$$\left| s - \frac{g_1}{L_{pv}} \quad \frac{-1-g_2}{L_{pv}} \quad \frac{-g_3}{L_{pv}} \right| = s^3 - \frac{g_1}{L_{pv}}s^2 + \frac{1+g_2}{L_{pv}C_{pv}}s + \frac{g_3}{L_{pv}C_{pv}} = 0 \quad (17)$$

최종적으로 식 (17)이 원하는 제어특성을 갖도록 설계한 특성 방정식 식 (18)과 동일한 형태가 되도록 궤환 이득 g_1, g_2, g_3 를 설정하면 된다.

$$(s + p_1 + jp_2)(s + p_1 - jp_2)(s + p_3) = s^3 + (2p_1 + 2p_3)s^2 + (p_1^2 + p_2^2 + 2p_1p_3)s + (p_1^2 + p_2^2)p_3 = 0 \quad (18)$$

여기서,

$$p_1 = \zeta\omega_n, \quad p_2 = \omega_n\sqrt{1-\zeta^2}, \quad p_3 = k_g p_1$$

ω_n = 자연주파수(rad/sec), ζ = 제동비(0.707)

그러므로 상태궤환 제어기의 이득은 다음 식을 통해 용이하게 설정할 수 있다.

$$g_1 = -2(p_1 + p_3)L_{pv} \quad (19)$$

$$g_2 = [(p_1^2 + p_2^2 + 2p_1p_3)L_{pv}C_{pv} + 1] \quad (20)$$

$$g_3 = (p_1^2p_3 + p_2^2p_3)L_{pv}C_{pv} \quad (21)$$

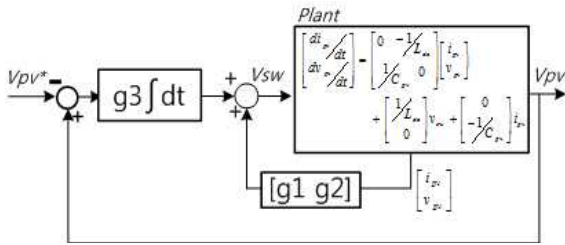


Fig. 3 Control block of state feedback controller

3.2 복합 제어기

복합제어기는 DCM 구간에서 인덕터 전류가 불연속이 될 경우에 기존의 이중루프 제어기의 전류제어루프를 대신하여 제안하는 방식을 사용해서 제어기를 변환하는 방식이다. 이것은 전류가 연속일 경우와 불연속일 경우를 판단한 후 전류 제어규칙을 나누는 방식으로 제어 방식은 다음과 같이 구할 수 있다.

PV-array의 출력이 낮아져서 전류가 불연속 모드에서 흐르게 되면 인덕터의 전류파형은 그림 4와 같다. 그림 4에서 한주기 스위칭 시간(T_{mod})중 T_{dis} 를 제외한 T_{on_dis} 과 T_{off} 구간 동안 인덕터 전류의 평균값(i_{pv_con})은 다음 식(22)와 같이 구할 수 있다.

$$i_{pv_con} = \frac{v_{pv}}{2L_{pv}} D_{dis} T_{mod} \quad (22)$$

여기서, D_{dis} : 불연속모드에서 시비율

$T_{mod} = T_{on_dis} + T_{off} + T_{dis}$: 스위칭 주기

또한 T_{on_dis} 과 T_{off} 구간 동안 인덕터 전류의 평균 변화량은 영이 되므로 다음의 관계식을 만족하며,

$$\frac{v_{pv} D_{dis} T_{mod}}{L_{pv}} = \frac{(v_{dcon} - v_{pv}) T_{off}}{L_{pv}} \quad (23)$$

식(23)을 이용하면 T_{off} 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_{off} = \frac{v_{pv} D_{dis} T_{mod}}{v_{dcon} - v_{pv}} \quad (24)$$

식(22)와 식(24)를 이용하여 불연속 모드에서 스위칭 한 주기 동안 실제 인덕터의 평균전류($\overline{i_{pv_dis}}$)를 다음 식(25)와 같이 표현할 수 있으며,

$$\overline{i_{pv_dis}} = \frac{T_{on_dis} + T_{off}}{T_{mod}} i_{pv_con} = \frac{v_{pv} v_{dcon} T_{mod}}{2L_{pv}(v_{dcon} - v_{pv})} D_{dis}^2 \quad (25)$$

불연속 모드에서 인덕터의 평균전류 $\overline{i_{pv_dis}}$ 가 결정되면 시비율(D_{dis})은 다음 식 (26)과 같이 계산된다.

$$D_{dis} = \sqrt{\frac{\overline{i_{pv_dis}}}{i_{pv_con}} \frac{2L_{pv}(v_{dcon} - v_{pv})}{v_{pv} v_{dcon} T_{mod}}} \quad (26)$$

이중제어루프에서 전압제어에 의해서 만들어진 기준 신호 i_{pv}^* 는 식 (25)의 $\overline{i_{pv_dis}}$ 와 동일한 의미를 가지므로 불연속모드에서 시비율은 식 (27)과 다시 쓸 수 있다.

$$D_{dis} = \sqrt{\frac{i_{pv}^*}{i_{pv_con}} \frac{2L_{pv}(v_{dcon} - v_{pv})}{v_{pv} v_{dcon} T_{mod}}} \quad (27)$$

여기서 $i_{pv}^*(t) = [k_{pv}(v_{pv}^*(t) - v_{pv}(t)) + k_{iv} \int (v_{pv}^*(t) - v_{pv}(t)) dt]$

불연속모드에서 전류 제어식을 식(28)과 같이 구성하면,

$$v_{sw}^*(t)_{dis} = (1 - D_{dis})v_{dcon} \quad (28)$$

최종적으로 복합제어기의 전류 제어규칙은 다음 식(29)와 같이 정리할 수 있다.

$$v_{sw}^*(t) = v_{sw}^*(t)_{con} \times (1 - mode) + v_{sw}^*(t)_{dis} \times mode \quad (29)$$

여기서

$$v_{sw}^*(t)_{con} = v_{pv} - [k_{pi}(i_{pv}^*(t) - i_{pv}(t)) + k_{ii} \int (i_{pv}^*(t) - i_{pv}(t)) dt]$$

if mode = 0 : 연속모드

if mode = 1 : 불연속모드

식 (29)에서 mode는 연속과 불연속 모드를 판별하는 신호로 이를 구하기 위해서는 T_{on_dis} 과 T_{off} 의 시간 정보가 필요하다. 스위치 차단 후 전류가 흐르는 시간 T_{off} 는 식 (24)와 같으며, T_{on_dis} 는 식 (26)에서 구한 D_{dis} 와 T_{mod} 를 이용하면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_{on_dis} = T_{mod} D_{dis} \quad (30)$$

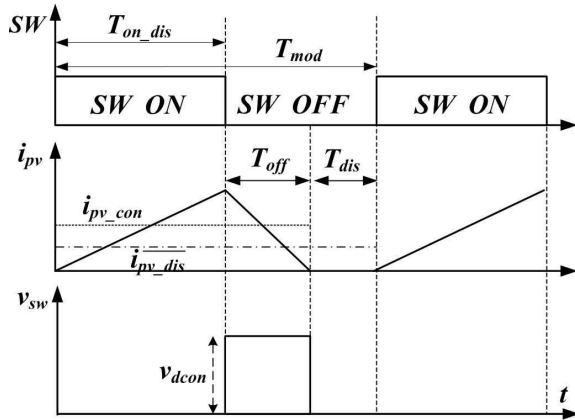


Fig. 4 Inductor current in DCM

그러므로 복합 제어기에서 식 (29)의 모드 판별 신호(mode)를 만드는 방법은 식 (31)과 같이 나타낼 수 있다. 불연속 모드에서는 스위치 온 시간과 스위치가 꺼진 후 전류가 흐르는 시간의 합이 스위칭 주기(T_{mod})보다 작거나 같아야 하므로 다음과 같이 불연속 모드에서의 운전 조건을 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} T_{on} + T_{off} < T_{mod} &\rightarrow \text{mode} = 1 \\ T_{on} + T_{off} = T_{mod} &\rightarrow \text{mode} = 0 \end{aligned} \quad (31)$$

4. 시뮬레이션 및 실험결과

4.1 시뮬레이션 결과

실험 및 시뮬레이션을 위해 표 1과 같이 시스템의 전기적 사양을 결정하였다. 정격은 3kW이며, 시뮬레이션은 PSIM 9.0을 이용하여 검증하였다. 그림 5는 PSIM으로 구성된 시뮬레이션 회로를 나타내며, 그림과 같이 부스트 컨버터의 입력측은 시뮬레이션 틀에서 제공하는 PV-array를 사용하며, 출력 부하는 단상 계통 연계형 인버터를 이용하여 계통과 연계하였다. 실험 및 시뮬레이션을 통해 부스트 컨버터가 불연속 구간에서 동작할 때 앞서 기술한 3가지 제어기의 특성을 확인하였다.

그림 6은 PV-array의 출력이 130W와 270W일 때 상태회환 제어기의 출력 특성을 나타낸다. 이때 부스트-

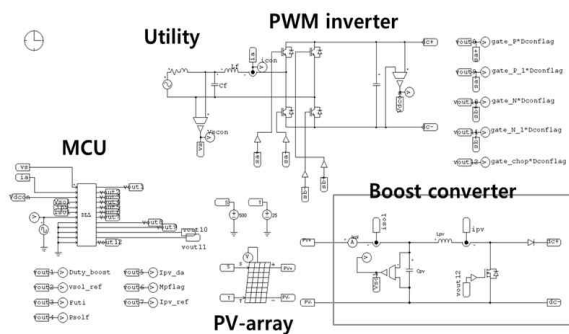


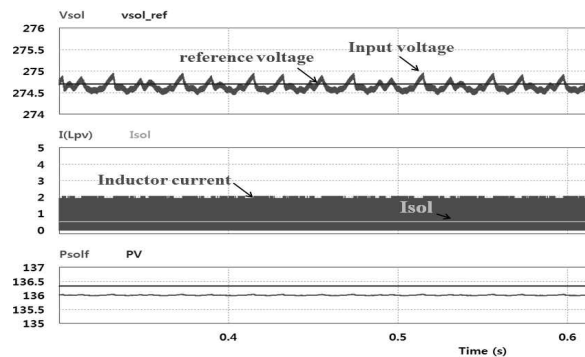
Fig. 5 Simulation circuit using PSIM

Table 1 Specifications of the Boost converter

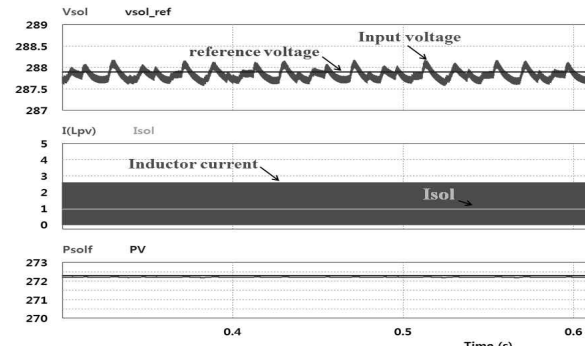
Parameter		Value	Unit
System specifications	PV-array	3	kW
	Input Voltage	280	Vdc
	Inductor	2	mH
	Capacitor	560	uF
	DC_link Cap	2240	uF
	Frequency	10	kHz
PI controller and Hybrid controller	Output Voltage	360	V
	Voltage P-gain	0.24	eq(10)
	Voltage I-gain	55.26	eq(10)
	Current P-gain	7.10	eq(11)
State-feedback controller	Current I-gain	12632.5	eq(11)
	g1	-12.645	eq(19)
	g2	1.583	eq(20)
	g3	1720.5	eq(21)

컨버터의 입력 전압제어만을 수행하기 때문에 불연속 전류에 의한 영향을 받지 않는 특성을 보이며, MPPT 출력전압(reference voltage)을 부스트 컨버터의 입력전압(Input voltage)이 오차범위 $\pm 0.25V$ 이내로 추종하고 있음을 시뮬레이션을 통해 확인 할 수 있다.

그림 7은 제안하는 복합제어방식의 시뮬레이션 파형으로 PV-array의 출력이 각각 130W와 270W일 때 기존의 PI 제어방식과 복합제어방식의 비교파형을 보여준다. 그림 7(a)의 경우 PV-array의 출력이 낮아서 인덕터 전류의 불연속 구간이 길어지게 되어 전압제어기의 출력인 전류 지령치(I_{pv_ref})와 실제 전류(I_{sol})사이 오차가

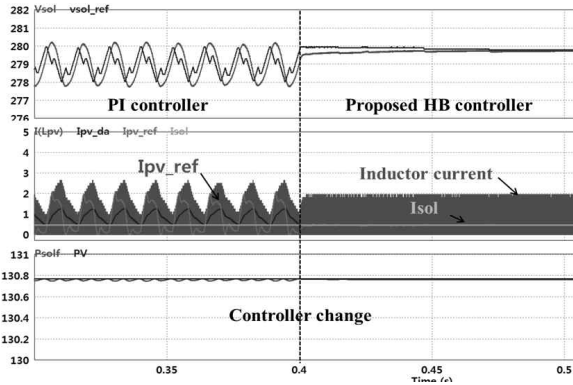


(a) 130W

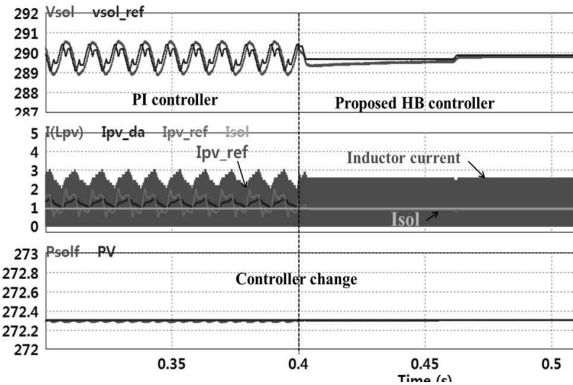


(b) 270W

Fig. 6 State feedback controller

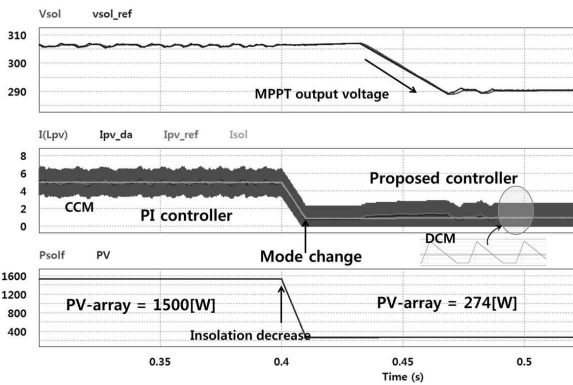


(a) 130W

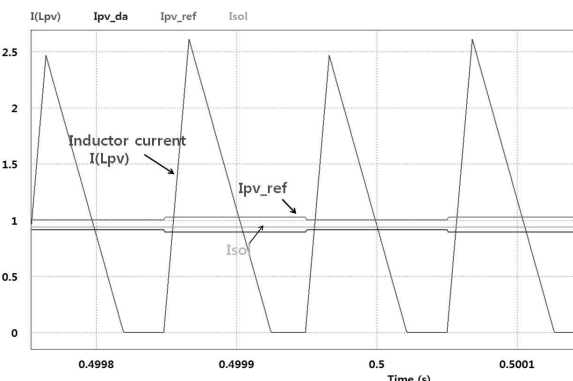


(b) 270W

Fig. 7 Proposed hybrid controller



(a) Mode change



(b) The current of boost converter

Fig. 8 Using hybrid controller in PV system

커져 MPPT출력 전압을 정확히 추종하지 못하고 $\pm 1V$ 의 오차를 가지고 진동을 하면서 추종하고 있음을 확인할 수 있다. 이때 0.4s에서 제어방식을 제안하는 복합제어로 변경할 경우 불연속 구간에서 PV전류(I_{sol})가 전압제어기의 출력인 전류 지령치(I_{pv_ref})를 정확하게 추종하는 것을 확인할 수 있으며, 전압제어 또한 진동 없이 안정하게 제어됨을 확인할 수 있다. 또한 그림 7(b)의 경우는 PV-array의 출력이 270W로 그림 7(a)보다 증가하여 인덕터 전류의 불연속 구간이 줄어들게 되어 출력 전류와 지령 전류사이의 오차가 감소하게 된다. 이로 인해 전압과 전류의 진동은 $\pm 0.75V$ 로 줄어들지만 여전히 제어가 부정확하게 이루어진다. 하지만 제안하는 복합제어 방식으로 0.4s에 제어 방식을 변경하면 전압과 전류에 진동이 제거되며, 정확한 제어가 이루어짐을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있다. 제안하는 두 가지 방식 중 복합제어 방식이 정상상태에서 오차가 작아 정상상태 특성이 우수함을 확인할 수 있다.

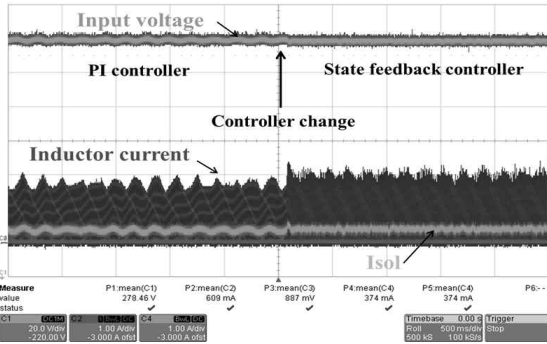
그림 8은 제안하는 복합제어 방식을 사용한 시뮬레이션 파형으로 그림 8(a)는 PV-array의 출력이 1500W에서 274W로 변화할 때의 부스트 컨버터의 각 부분의 출력 특성을 보여준다. PV-array의 출력이 감소하여 인덕터의 전류가 불연속이 되었을 때 제어 방식이 바뀌어 불연속 전류에서도 정확한 전류 제어와 전압제어가 이루어지는 것을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있다. 또한 제어 방식이 변경되었을 때의 전류 파형을 확대 하면 그림 8(b)와 같이 전압제어기의 출력인 전류레퍼런스(I_{pv_ref})를 PV-array 출력전류(I_{sol})와 인덕터 전류(I_{Lpv})가 정확히 추종하고 있음을 확인할 수 있다.

4.2 실험결과

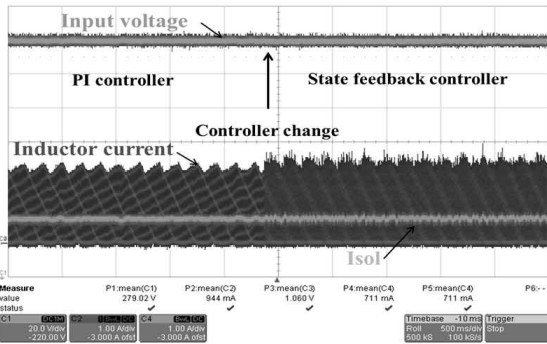
실험적인 분석 및 검증은 위해 그림 11과 같이 실험 세트를 제작하였다. 입력전원은 PV 시뮬레이터를 사용하였으며, 부스트 컨버터의 출력은 계통 연계형 인버터와 연계 구성하여 발전전력을 계통으로 전송하며, 제어를 위한 컨트롤러는 TI사의 DSP TMS320F28335를 사용하였다. 스위치는 정격전압 600V, 정격전류 50A의 IGBT 소자를 사용하였으며, 인덕터는 2mH, 입력 커패시터는 560uF를 사용하였다. 실험 세트의 전체적인 파라미터는 표 1과 같으며, 제어기의 게인 값은 AD(Analog to Digital)에 입력되는 노이즈로 인해 시뮬레이션에서 얻은 값에서 약간의 수정과정을 거쳤다.

그림 9(a)와 (b)는 상태궤환 제어기를 사용할 경우의 출력 특성을 나타내며, 비교를 위해 PI제어로 제어를 수행하다가 중간에서 제어방식을 변경하였다. 컨버터의 입력전압은 280V로 제어되며, (a)의 경우 100W, (b)의 경우는 300W의 출력에서 동작되며, 모두 불연속 구간에서 실험이 진행되었다. 시뮬레이션과 같이 PI제어의 경우 낮은 전력일수록 불연속 구간이 커져 출력 전압에 진동이 많이 발생하며, 이것을 상태궤환 제어로 제어기를 바

꿀 경우 출력전압에 진동이 없이 정확한 전압제어가 이루어지는 것을 실험을 통해 확인할 수 있다.

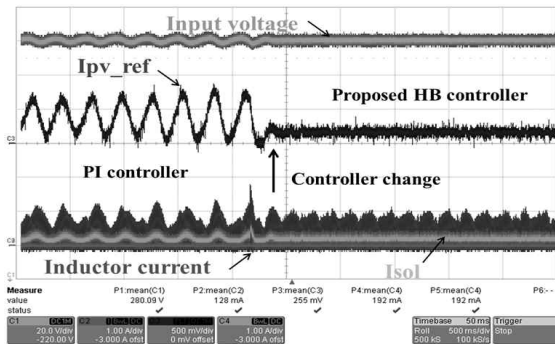


(a) Power = 100W

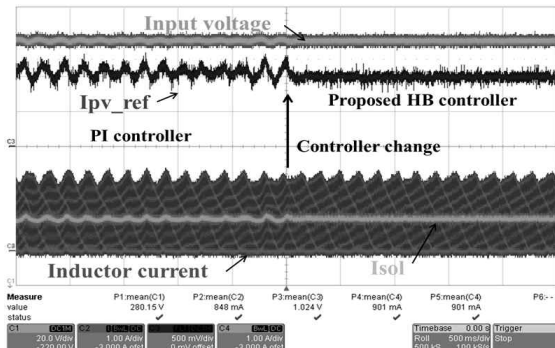


(b) Power = 300W

Fig. 9 Using State feedback controller



(a) Power = 100W



(b) Power = 300W

Fig. 10 Using proposed hybrid controller

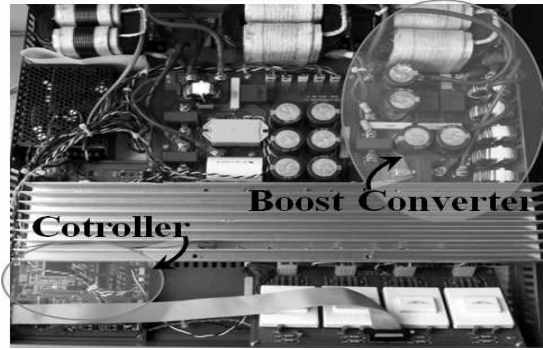


Fig. 11 Hardware of 3kW PV system

그림 10은 복합제어 방식을 사용할 경우를 보여주며, 실험 방식은 그림 9와 같다. 시뮬레이션과 같이 불연속 구간에서 기존 PI제어기를 사용할 경우에 전압제어기의 출력 전류 지령치(I_{pv_ref})에 진동이 발생하고, 정확한 전류제어를 수행하지 못한다. 하지만 제안하는 방식으로 제어방식을 변경할 경우 그림과 같이 전류 지령에 진동이 없어지며, 정확한 입력전압의 제어가 이루어지는 것을 실험을 통해 확인할 수 있다.

5. 결론

본 논문은 계통 연계형 태양광 발전시스템에서 사용되는 부스트 컨버터가 불연속 전류구간에서 운전 될 경우 입력 제어 특성에 관한 연구를 수행하였다.

일사량이 감소할 경우 발생하는 불연속 구간에서 기존의 PI 전류제어 방식으로는 전류 측정오차로 인하여 정확한 제어가 수행되지 않는다. 이로 인해 정확한 입력 전압제어가 이루어지지 않음을 시뮬레이션 및 실험을 통해 확인하고 개선된 제어방식을 제시하였다.

제시하는 방식은 전압제어만을 사용하는 상태궤환 제어기와 내부 전류제어방식을 변경하는 복합제어 방식으로 두 방식 모두 안정된 입력 전압제어를 수행하는 것을 시뮬레이션 및 실험을 통해 확인하였으며, 제안하는 제어 방식은 향후 불연속 구간에 운전되는 다양한 토폴로지에 적용이 가능할 것으로 판단된다.

본 연구는 중소기업청의 중소기업 산학협력사업 사업계획 “일반과제”의 일환으로 수행되었습니다. (No.C0041237)

References

[1] Gyu-Ha Choe, Bayasgalan D, Young Jin Lee, “Characteristics Analysis of RPV and AFD for Anti-Islanding in Active Method,” *Journal of KIPE*, Vol. 14, No. 2, pp.

160-167, Apr. 2009.

- [2] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. P. Guisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, and N. Moreno-Alfonso, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol 53, No. 4, pp. 1002-1016, Jun. 2006.
- [3] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. Timbus. "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 53, No. 5, pp. 1398-1409, Oct. 2006.
- [4] Fermia, N., Petrone, G. "A Technique for Improving P&O MPPT Performances of Double-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, pp. 4473-4482, Nov. 2009.
- [5] B. M. Hasaneen, Adel A. Elbaset "Design and Simulation of DC/DC Boost Converter," *Proceeding of the IEEE*, pp. 335-340, 2008.
- [6] Seungwoo Lee, Youngroc Kim, Hanju Cha "New current gain feedforward compensation for improving MPPT efficiency," in *Proceedings of KIPPE Power Electronics Annual Conference*, pp. 91-92, Jul. 2011.
- [7] Young Jin Lee, Donh Hwa Han, Gyu Ha Choe "A Study on the Grid Connected Battery Charge System," in *Proceedings of KIPPE Power Electronics Annual Conference*, pp. 101-103, Nov. 2010.
- [8] K. J. Astrom, Tore Hagglund, "Automatic Tuning of PID Controllers," *Instrument Society of America*, 1988.
- [9] Byeng Joo Byen, H.U. Seo, Y.J. Lee, G.H. Choe, "Single Loop Algorithm Using State Feedback Controller for Boost Converter of PV System," in *Proceedings of KIPPE Power Electronics Annual Conference*, pp. 105-106, Nov. 2012.



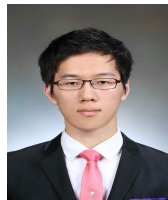
이영진(李永鎭)

1983년 2월 26일생. 2008년 건국대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2010년~현재 동 대학원 박사과정.



한동화(韓棟華)

1982년 11월 17일생. 2008년 건국대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2010년~현재 동 대학원 박사과정.



변병주(邊秉柱)

1988년 12월 10일생. 2011년 건국대 전기공학과 졸업. 2011년~현재 동 대학원 석박통합과정.



최중묵(崔重默)

1983년 1월 1일생. 2008년 건국대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2010년~2011년 LS산전 중앙연구소. 2011년~현재 동 대학원 박사과정.



Dugarjav Bayasgalan

1982년 7월 3일생. 2005년 몽골 과학기술대 기계전자학과 졸업. 2008년 건국대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2013년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사).



최규하(崔圭夏)

1955년 7월 24일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1988년 미국 오레곤 주립대 전기공학과 Post-Doc. 1998년~1999년 버지니아주립대 교환방문교수. 1997년~1998년 건국대 연구처 처장. 1996년~현재 건국대 산업기술연구원 인버터제어기술 연구센터 소장. 1999년~현재 건국대 부설전력전자신기술연구센터 소장. 2002년~2004년 건국대 교무처 처장. 1996년~현재 전기안전공사 전기안전기술 자문위원. 2007년~2008년 당 학회 회장. 현재 건국대 전기공학과 교수 및 건국대 부총장.