

모듈형 태양광 발전을 위한 개선된 동적응답 특성을 지닌 고효율 DC-DC 컨버터

최제연¹, 최우영[†]

High-Efficiency DC-DC Converter with Improved Dynamic Response Characteristics for Modular Photovoltaic Power Conversion

Jae-Yeon Choi¹, and Woo-Young Choi[†]

Abstract - This paper proposes a high-efficiency DC-DC converter with improved dynamic response characteristics for modular photovoltaic power conversion. High power efficiency is achieved by reducing switching power losses of the DC-DC converter. The voltage stress of power switches is reduced at primary side. Zero-current switching of output diodes is achieved at secondary side. A modified proportional and integral controller is suggested to improve the dynamic responses of the DC-DC converter. The performance of the proposed converter is verified based on a 200 [W] modular power conversion system including the grid-tied DC-AC inverter. The proposed DC-DC converter achieves the efficiency of 97.9 % at 60 [V] input voltage for a 200 [W] output power. The overall system including DC-DC converter and DC-AC inverter achieves the efficiency of 93.0 % when 200 [W] power is supplied into the grid.

Keywords: dynamic response, photovoltaic (PV), power efficiency

1. 서 론

최근 태양광 및 신재생 에너지원의 관심이 높아지면서 그에 따른 각 분야의 기술개발이 활발히 진행되고 있다^{[1]-[3]}. 태양광, 연료전지와 같은 분산형 전원은 수용가에 밀접한 설치가 가능하며, 특히 태양광 발전 시스템 중 모듈형 태양광 시스템은 적은 설치비용과 설치 지역 조건의 영향이 적은 장점을 가지고 있어 분산형 전원으로 계통과 연결되면 송배전에 따른 전력 손실을 줄일 수 있다^[4]. 또한 태양광 모듈의 전압-전류 곡선은 비선형적인 특성을 지니기 때문에 최대전력에서 발전할 수 있도록 하기 위한 최대전력 지점 추종 제어 (Maximum Power Point Tracking : MPPT)기술이 필요하다^[5].

일반적으로 태양광 모듈은 낮은 전압 특성을 지니므로 계통으로 전력을 전달하기 위해 고승압 절연형 DC-DC 컨버터가 요구된다^{[6],[7]}. 고승압 절연형 DC-DC 컨버

터로서, 능동-브릿지 컨버터 (Active-Bridge Converter)^{[8],[9]}, 하프-브릿지 컨버터 (Half-Bridge Converter)^[10], 능동-클램프 컨버터 (Active-Clamped Converter)^{[11],[12]} 설계 기술들이 이용되었다. 능동-브릿지 컨버터의 경우, 1차 측 스위치가 영전압 스위칭 (Zero Voltage Switching : ZVS)으로 스위칭 전력 손실 (Switching Power Loss)이 줄어드는 장점을 지닌다. 하지만 2차 측 다이오드는 역회복 전류 (Reverse Recovery Current)로 인해 높은 스위칭 전력 손실을 지닌다^[13]. 하프-브릿지 컨버터의 경우, 배전압 정류기 (Voltage Doubler Rectifier)^[14]회로가 사용되어 2차 측 다이오드의 역회복 전류 문제가 해결된다. 하지만 추가적인 반파 정류 (Half Wave Rectifier)회로가 필요하며, 이로 인해 추가적인 스위칭 손실 및 도통 손실이 증가된다. 능동-클램프 컨버터의 경우, 1차 측 스위치의 전압 스트레스가 일정 전압으로 유지되며, 공진형 배전압 정류 (Resonant Voltage Doubler Rectifier)회로를 2차 측에 이용함으로써 출력 다이오드의 역회복 전류 문제가 해결된다. 그러나 입력 전압이 증가될수록 1차 측 스위치의 전압 스트레스가 높아지며, 이는 컨버터의 추가적인 전력 손실 및 열 문제를 유발한다.

Paper number: TKPE-2013-18-1-7 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding Author : wychoi@jbnu.ac.kr, Division of Electronic Engineering, Chonbuk Nat'l Univ.

Tel: +82-63-270-4218

¹ Div. of Electronic Engineering, Chonbuk Nat'l Univ.

Manuscript received Sep. 4, 2012; accepted Dec. 4, 2012

반면, 모듈형 태양광 시스템이 계통과 연결되어지기 위해서 고승압 절연형 DC-DC 컨버터는 빠른 동적응답 특성이 요구된다^[15]. 하지만 계통과 연계된 모듈형 태양광 시스템의 부하가 순간적으로 변화될 때, 기존 PI 제어기가 사용 될 경우에는 DC-링크 전압의 변동이 증가한다. 이로 인해 DC-AC 인버터 출력의 안정성과 신뢰성 부분에서 계통연계 기준을 벗어나는 문제를 지닌다. 전압 변동이 존재할 경우 계통 전류가 고조파 영향을 받게 되며, 계통과 연결된 분산전원 시스템의 손상이 유발된다^[16]. 따라서 분산형 전원 계통 연계 기준을 만족하기 위해 모듈형 태양광 시스템의 DC-DC 컨버터 동적응답을 개선시키는 것 또한 매우 중요한 기술적 과제이다.

본 논문에서 제안한 DC-DC 컨버터는 1차 측 스위칭 전압 스트레스를 기존보다 낮게 하기 위해 듀얼 능동-클램프 회로 (Dual Active-Clamped Circuit)가 사용되었다. 이 회로를 사용함으로써 클램프 커패시터 전압은 듀티비 (Duty Ratio)가 커질수록 입력 전압보다 낮게 되어 스위치의 전압 스트레스가 감소된다. 또한, 2차 측 출력 다이오드의 스위칭 손실을 줄이고 고승압 비를 얻기 위해 공진형 배전압 정류기 회로가 이용된다. 그리고 출력 부하가 변화될 때, DC-링크 전압 변동의 감소와 DC-AC 인버터 출력의 안정성 및 신뢰성 향상을 위해 기존 PI (Proportional-Integral)제어기법과 달리 개선된 PI (Modified PI)제어기가 사용되었다. 본 논문에서 사용된 PI 제어기는 기존 PI 제어기에서 사용된 오차 계산 방법을 변화시켜 컨버터의 동적응답이 개선될 수 있다. 제안된 컨버터의 성능은 계통 연계형 DC-AC 인버터를 포함한 전력변환 시스템의 제작 및 실험을 통하여 입증하였다. 제안된 DC-DC 컨버터는 입력 전압 60 [V]에 대하여 200 [W] 실험을 통해 97.9 % 효율을 지니는 것을 확인했다. 동일한 조건에서 제안된 DC-DC 컨버터와 DC-AC 인버터를 포함하는 전체 전력변환 시스템은 93.0 % 효율을 확인했다.

2. 본 론

2.1 회로 구조

그림 1은 제안된 컨버터의 회로 다이어그램을 나타낸다. 제안된 컨버터는 주 스위치 S_1 과 S_4 , 듀얼 능동-클램프 회로 S_2, S_3, C_c , 그리고 공진형 배전압 정류기 $L_{lk}, C_r, D_{o1}, D_{o2}$ 를 포함한다. 주 스위치 S_1 과 S_4 , 보조 스위치 S_2 와 S_3 는 짧은 dead-time을 가지며 주 스위치를 기준으로 비대칭 스위칭 (Asymmetrical Switching) 동작을 한다. 주 스위치 S_1 과 S_4 의 듀티비가 D 일 때, 보조 스위치 S_2 와 S_3 는 $(1-D)$ 로 표현된다. C_r 는 입력 커패시터, C_c 는 클램프 커패시터, 그리고 C_o 는 출력 커패시터이다. 트랜스포머 T 는 자화 인덕터 (Magnetizing Inductor) L_m 과 누설 인덕터 (Leakage Inductor) L_{lk} 를 포함한다. 누설 인덕터 L_{lk} 는 자화 인덕터 L_m 보다 매우 작다. C_r 은 공진 커패시터로써 누설 인덕터 L_{lk} 와 함께 공진한다. 트랜스포머 T 의 턴비 (Turns Ratio)는 $1:N$ 으로 나타낸다 ($N = N_s / N_p$). 스위치의 바디 다이오드 (Body Diode) $D_{S1}, D_{S2}, D_{S3}, D_{S4}$ 와 출력 커패시터 $C_{S1}, C_{S2}, C_{S3}, C_{S4}$ 를 제외한 모든 반도체 소자는 이상적으로 동작함을 가정한다. 커패시터 C_i, C_c, C_o 는 용량이 충분히 크고 각 커패시터 전압 V_i, V_c, V_o 는 한 스위칭 주기 T_s 에 대하여 일정하다고 가정한다.

2.2 회로 해석

그림 2는 T_s 동안 제안된 컨버터의 동작 파형을 나타낸다. 그림 2(a)는 1차 측의 동작 파형을 나타내고, 그림 2(b)는 2차 측의 동작 파형을 나타낸다. 그림 3은 T_s 동안 제안된 컨버터의 6가지 스위칭 모드를 나타낸다.

Mode 1 [t_0, t_1]: $t = t_0$ 가 되면 주 스위치 S_1 과 S_4 가 켜지고 자화 인덕터 L_m 에 V_i 의 전압이 인가된다. 자화 인덕터 전류 i_{Lm} 은 선형적으로 증가하며 다음 수식으로 표현된다.

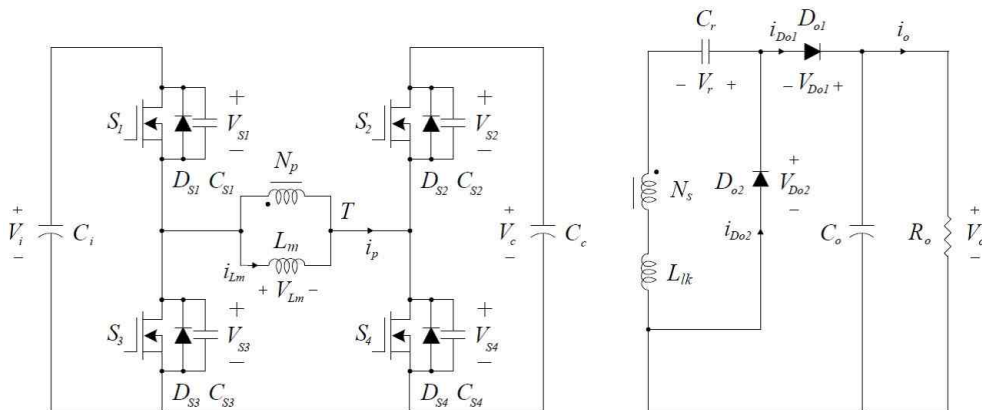


Fig. 1 Circuit diagram of the proposed converter

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_0) + \frac{V_i}{L_m}(t-t_0) \quad (1)$$

트랜스포머 2차 측에는 NV_i 의 전압이 전달되고 출력 다이오드 D_{o1} 이 켜지게 된다. 그와 동시에 L_{lk} 와 C_r 의 직렬공진이 시작된다. 공진 커패시터 C_r 에 저장된 에너지는 D_{o1} 을 통해 C_o 로 전달된다. 공진 회로의 각주파수 ω_r 은 다음 수식으로 표현된다.

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{L_{lk}C_r}} \quad (2)$$

f_r 은 공진 주파수이다. 출력 다이오드 전류 i_{Do1} 은 1차 측으로 전달되며, 1차 측 전류 i_p 는 다음 수식으로 표현된다.

$$i_p(t) = i_p(t_0) + \frac{V_i}{L_m}(t-t_0) + Ni_{Do1}(t) \quad (3)$$

출력 다이오드 전류 i_{Do1} 은 다음 수식으로 표현된다.

$$i_{Do1}(t) = \frac{V_o - NV_i - V_r}{Z_r} \sin\omega_r(t-t_0) \quad (4)$$

공진 임피던스 Z_r 은 다음 수식으로 표현된다.

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_r}} \quad (5)$$

Mode 2 [t_1, t_2]: $t = t_1$ 이 되면 직렬공진이 끝나게 되며 출력 다이오드의 전류 i_{Do1} 은 다이오드가 소거되기 전에 영전류가 된다. 이때 다이오드 D_{o1} 은 영전류 스위칭 (Zero Current Switching : ZCS)이 이루어진다.

Mode 3 [t_2, t_3]: $t = t_2$ 이 되면 주 스위치 S_1 과 S_4 가 소거된다. 1차 측 전류 i_p 는 C_{S1} 과 C_{S4} 를 충전시키고 C_{S2} 와 C_{S3} 를 방전시킨다. 이에 따라 주 스위치 전압 V_{S1} 과 V_{S4} 는 입력 전압 V_i 로 증가하고, 보조 스위치 전압 V_{S2} 와 V_{S3} 는 클램프 커패시터 전압 V_c 에서 영전압으로 감소한다

Mode 4 [t_3, t_4]: $t = t_3$ 이 되면 보조 스위치 S_2 와 S_3 가 켜지며 클램프 커패시터 전압 V_c 가 자화 인덕터 L_m 에 반대로 인가된다. 이로 인해 자화 인덕터 전류 i_{Lm} 은 선형적으로 감소하며 다음 수식으로 표현된다.

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_3) - \frac{V_c}{L_m}(t-t_3) \quad (6)$$

트랜스포머 2차 측 양단의 전압은 NV_c 의 전압이 반대로 전달된다. 출력 다이오드 D_{o2} 가 켜지고 동시에 L_{lk} 와 C_r 이 직렬공진을 하게 된다. 공진 커패시터 C_r 에 입력 에너지가 전달된다. 출력 다이오드 전류 i_{Do2} 가 1차 측으로 전달되고, 1차 측 전류 i_p 는 다음 수식으로 표현된다.

$$i_p(t) = i_p(t_3) - \frac{V_c}{L_m}(t-t_3) - Ni_{Do2}(t) \quad (7)$$

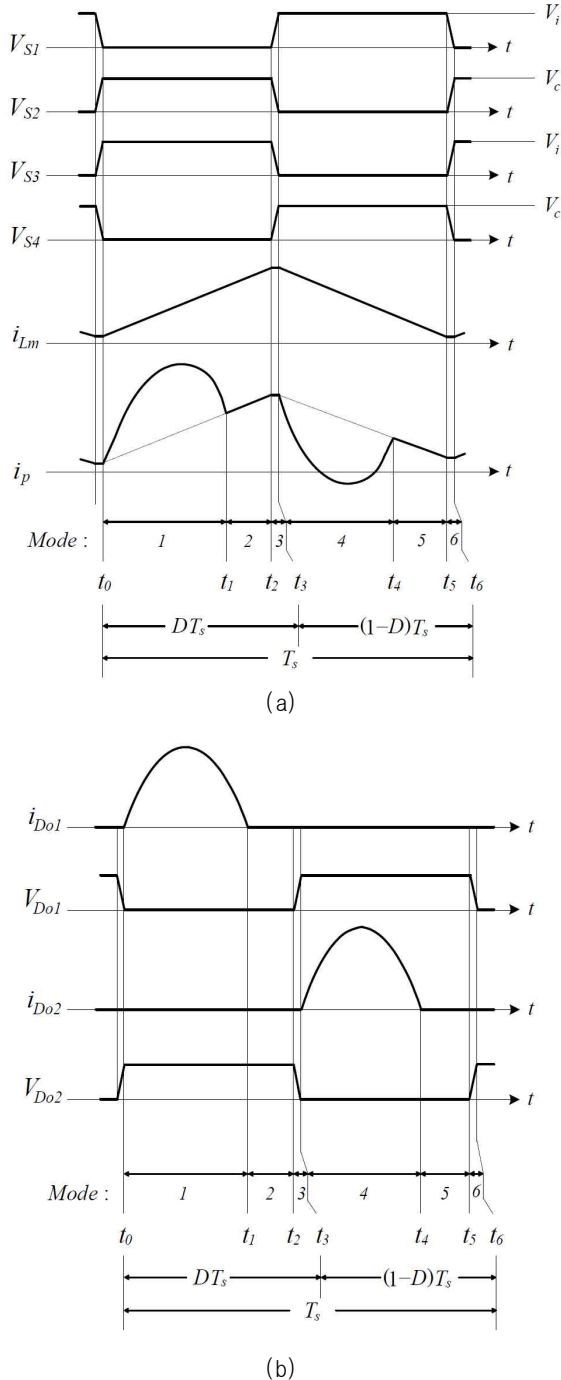


Fig. 2 Operation waveforms of proposed converter : (a) waveforms at the primary side, (b) waveforms at the secondary side

여기서 출력 다이오드 전류 $i_{D_{o2}}$ 는 다음 수식으로 표현된다.

$$i_{D_{o2}}(t) = \frac{NV_c + V_r}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_3) \quad (8)$$

Mode 5 [t_4, t_5]: $t = t_4$ 가 되면 직렬공진이 끝난다. 출력 다이오드 전류 $i_{D_{o2}}$ 는 다이오드 D_{o2} 가 소거되기 전에 영전류가 된다. *Mode 2*와 동일하게 출력 다이오드 D_{o2} 는 영전류 스위칭 동작이 이루어진다.

Mode 6 [t_5, t_6]: $t = t_5$ 에서, 보조 스위치 S_2 와 S_3 는 소거된다. 1차 측 전류 i_p 는 C_{S2} 와 C_{S3} 를 충전시키고, C_{S1} 와 C_{S4} 를 방전시킨다. 보조 스위치 전압 V_{S2} 와 V_{S3} 는 클램프 커패시터 전압 V_c 로 증가하고, 주 스위치 전압 V_{S1} 와 V_{S4} 는 영전압으로 감소한다.

한 스위칭 주기 T_s 동안 전압-시간 평형 조건으로부터 인덕터 양단 전압의 평균치는 영이 된다. 전압-시간 평형조건을 한 주기 동안 *Mode 1*과 *Mode 4*의 자화 인덕터

터 L_m 에 적용하면 다음 수식을 얻을 수 있다.

$$V_i D T_s - V_c (1 - D) T_s = 0 \quad (9)$$

식 (9)를 통해 클램프 커패시터 전압 V_c 는 다음 수식으로 표현된다.

$$V_c = \frac{D}{1 - D} V_i \quad (10)$$

한 주기 T_s 동안 트랜스포머 T 의 2차 측에 전압-시간 평형조건을 적용하면 다음 수식을 얻을 수 있다.

$$NV_i D T_s - V_r (1 - D) T_s = 0 \quad (11)$$

식 (11)을 통해 공진 커패시터 전압 V_r 은 다음 수식으로 표현된다.

$$V_r = \frac{D}{1 - D} NV_i \quad (12)$$

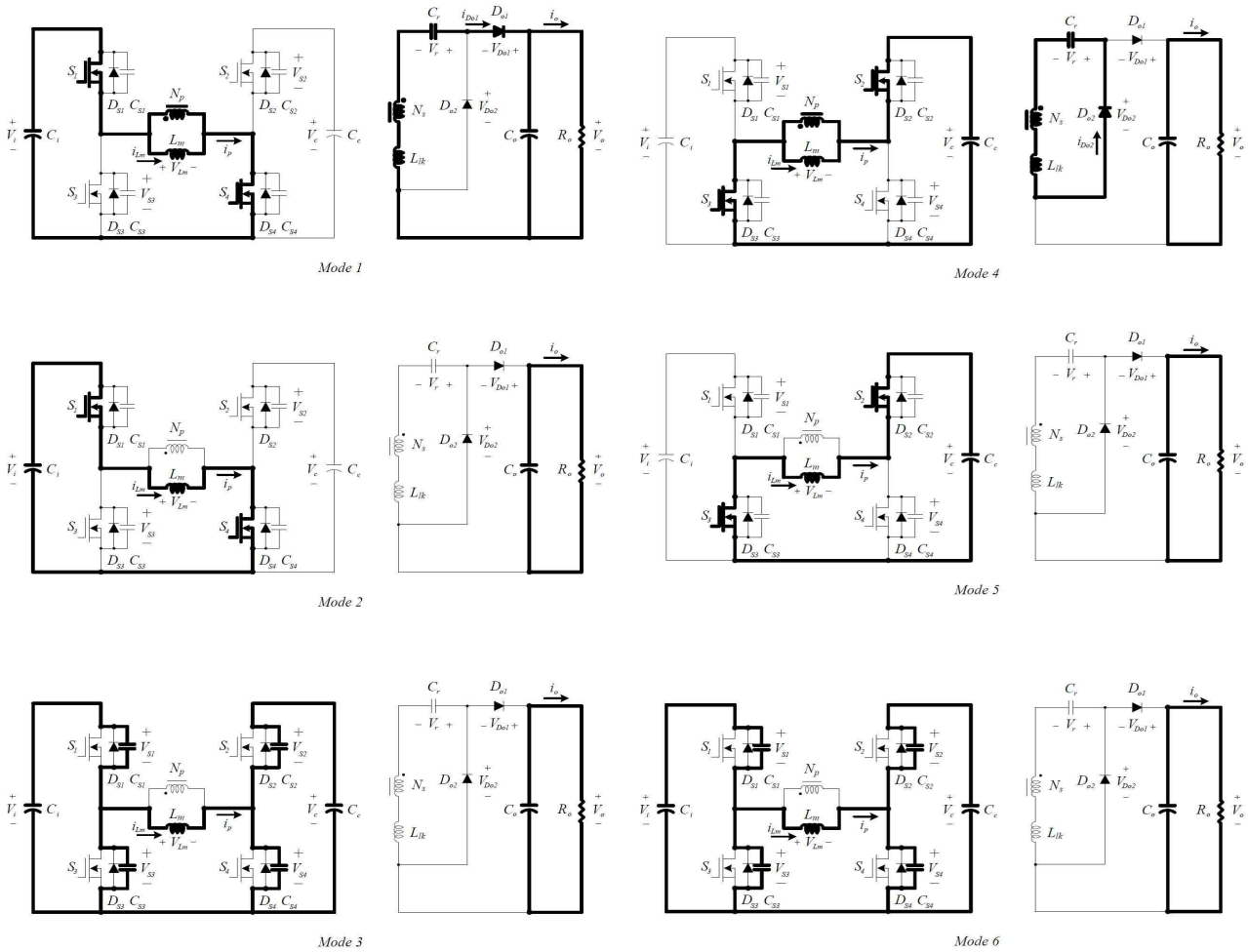


Fig. 3 Operation modes of the proposed converter

제안된 컨버터의 입력전압 V_i 와 출력 전압 V_o 의 관계를 구하기 위해 트랜스포머 T 의 2차 측에 전압-시간 평형 조건을 적용하면 다음 수식을 얻을 수 있다.

$$(V_o - V_r)DT_s = V_r(1-D)T_s \quad (13)$$

식 (12)와 (13)에 의해 입력 전압 V_i 와 출력 전압 V_o 의 관계는 다음 수식으로 표현된다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N}{1-D} \quad (14)$$

스위치 S_2 와 S_3 의 최대 스트레스 전압은 입력 전압 V_i 가 되고 스위치 S_2 와 S_3 의 최대 스트레스 전압은 클램프 커패시터 전압 V_c 가 된다.

그림 4는 클램프 커패시터 전압 V_c 와 듀티비의 관계를 나타낸다. 듀얼 능동-클램프 회로에서 클램프 커패시터 전압은 기존 능동-클램프 회로의 클램프 커패시터 전압보다 항상 낮다. 이는 제안된 회로에서 발생하는 스위치의 전압 스트레스가 기존 클램프 커패시터 회로보다 항상 낮다는 것을 나타낸다. 듀티비가 0.5보다 낮을 경우에는 클램프 커패시터 전압 V_c 는 항상 입력 전압 V_i 보다 낮다. 이러한 점은 전력 손실의 50%가 스위칭 전력 손실로 나타나는 모듈형 태양광 응용분야에서 매우 유용하다.

영전류 스위칭을 위해서 출력 다이오드 전류 i_{Dol} 과 i_{D02} 는 다이오드가 소거되기 전에 영전류가 되어야 한다. Mode 1과 Mode 4에서 다이오드가 소거되기 전에 직렬 공진이 끝나야 한다. 따라서 영전류 스위칭 하기 위해서 다음과 같은 조건을 만족 시켜야 한다.

$$\sin[\omega_c D_{max} T_s] = 0, \quad \text{if } D_{max} \leq 0.5 \quad (15)$$

$$\sin[\omega_c (1 - D_{max}) T_s] = 0, \quad \text{if } D_{max} > 0.5 \quad (16)$$

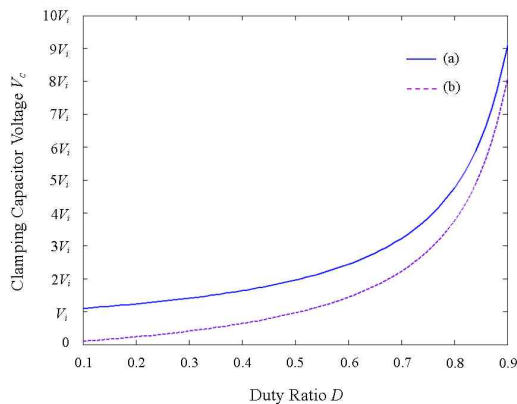


Fig. 4 Relation between V_c and duty ratio D : (a) in case of the conventional active-clamping circuit, (b) in case of the dual active-clamping circuit

D_{max} 는 최대 듀티비를 나타낸다. ω_c 는 공진 각주파수를 나타내며 $\omega_c = 2\pi f_c$ 이다. 이 때 f_c 는 직렬 공진 회로의 공진 주파수를 나타낸다. 그리고 공진 커패시터 C_r 은 다음 수식으로 표현된다.

$$C_r < \frac{1}{\omega_c^2 L_{lk}} = \frac{D_{max}^2 T_s^2}{\pi^2 L_{lk}}, \quad \text{if } D_{max} \leq 0.5 \quad (17)$$

$$= \frac{(1 - D_{max})^2 T_s^2}{\pi^2 L_{lk}}, \quad \text{if } D_{max} > 0.5 \quad (18)$$

2.3 제어 구조

DC-DC 컨버터의 출력 전압 V_o 는 듀티비 D 에 의해 제어된다. 주 스위치 S_2 와 S_3 가 켜진 동안에는 입력 에너지가 자화 인덕터 L_m 에 저장된다. 자화 인덕터 전류 i_{Lm} 은 선형적으로 증가되며 다음 수식으로 표현된다.

$$V_i - L_m \frac{di_m}{dt} = 0 \quad (19)$$

보조 스위치 S_2 와 S_3 가 켜져있을 때에는 클램프 커패시터 전압 V_c 가 자화 인덕터 L_m 에 역으로 인가되며 자화 인덕터 전류 i_{Lm} 은 선형적으로 감소한다. 동시에 자화 인덕터 L_m 에 저장된 에너지는 클램프 커패시터 C_c 에 전달되며 다음 수식으로 표현된다.

$$V_i - L_m \frac{di_m}{dt} - V_c = 0 \quad (20)$$

식 (19)과 식 (20)에 의하여 T_s 동안 자화 인덕터의 평균 전압과 듀티비 D 의 관계는 다음 수식으로 표현된다.

$$V_i DT_s + (V_i - V_c)(1 - D) T_s = L_m \Delta i_{Lm} \quad (21)$$

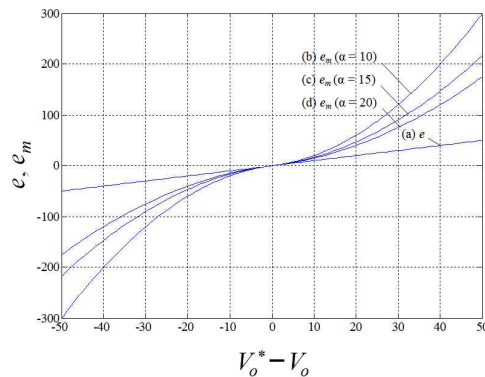


Fig. 5 Difference between (a) the error term of the conventional PI controller, (b) the error term of the suggested PI controller in case of $\alpha = 10$, (c) $\alpha = 15$, (d) $\alpha = 20$

Δi_{Lm} 은 자화 인덕터의 리플 전류 (Ripple Current)이다. 식 (10)와 (14)에 의해서 식 (21)은 다음 수식으로 표현된다.

$$V_i D + (V_i - \frac{V_o}{N})(1 - D) = L_m \frac{\Delta i_{Lm}}{T_s} \quad (22)$$

그리고 듀티비 D 는 다음 수식으로 표현된다.

$$D = D_n + D_c \quad (23)$$

듀티비 D 는 공칭 듀티 (Nominal Duty) D_n 과 제어 듀티 (Controlled Duty) D_c 를 나타낸다. D_n 과 D_c 는 다음 수식으로 표현된다.

$$D_n = 1 - \frac{NV_i}{V_o} \quad (24)$$

$$D_c = \frac{NL_m \Delta i_{Lm}}{V_o} \quad (25)$$

기존 PI 제어기를 통하여 제어 듀티 D_c 는 다음 수식으로 표현된다.

$$D_c = k_p e + k_i \int e dt \quad (26)$$

$$e = V_o^* - V_o \quad (27)$$

e 는 기준 출력 전압 V_o^* 와 출력 전압 V_o 의 오차이다. k_p 와 k_i 는 각각 기존 PI 제어기의 이득이다.

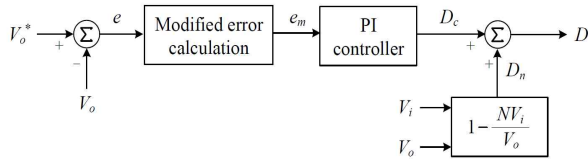


Fig. 6 Control block diagram of output voltage control

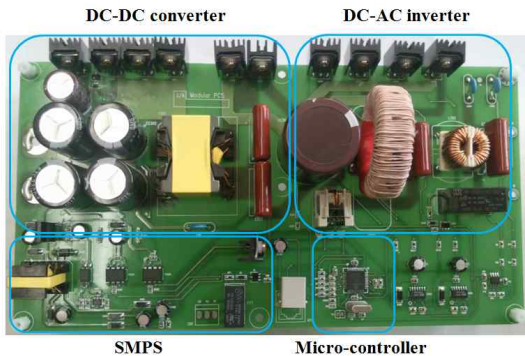


Fig. 7 Photograph of the designed prototype system

Table 1 The parameters of the proposed system prototype

Modular Photovoltaic System Parameters	
Input voltage, V_i	50 - 60 [V]
Output voltage, V_o	350 [V]
Output power, P_o	200 [W]
Output capacitor, C_o	220 [uF]
Switching frequency, f_s	50 [kHz]
Clamping capacitor, C_c	680 [uF]
Leakage inductor, L_{lk}	3 [uH]
Resonant capacitor, C_r	0.4 [uF]

신재생 에너지를 사용하고 계통과 연결된 분산 전원 시스템을 사용하는 태양광 시스템에서는 고속 응답 특성이 요구된다^{[5],[15]}. 기존 PI 제어기를 사용 할 경우 출력 부하가 갑자기 증가하거나 감소되었을 때 DC-DC 컨버터 출력 전압의 변동이 심해지게 된다. 이로 인해 계통 전류의 고조파 왜곡이 발생하며, 계통과 연결된 전력 변환 시스템의 손상이 유발된다.

본 논문에서는 출력전압이 변동하는 문제를 감소시키기 위해 개선된 PI 제어기를 제안한다. 개선된 PI 제어기는 다음 수식으로 표현된다.

$$D_c = k_p e_m + k_i \int e_m dt \quad (28)$$

e_m 은 V_o^* 와 V_o 의 개선된 오차를 나타낸다. 개선된 오차 e_m 은 다음 수식으로 표현된다.

$$e_m = (V_o^* - V_o) \times \left(1 + \frac{|V_o^* - V_o|}{\alpha}\right) \quad (29)$$

α 는 scaling factor이다.

그림 5는 기존 오차 e 와 α 값의 변화에 따른 개선된 오차 e_m 을 나타낸다. x축은 기준 출력전압 V_o^* 와 측정 출력 전압 V_o 의 오차이며, y축은 기존 오차 e 와 개선된 오차 e_m 을 나타낸다. 개선된 오차 e_m 은 α 의 영향으로 기존 오차 e 보다 큰 값을 지닌다. 전압 오차가 크면, PI 제어기의 이득이 증가한 것처럼 출력 전압을 빠르게 제어한다. 따라서 개선된 제어기의 성능과 컨버터의 동적응답은 α 에 의해서 평가되며 실험적인 방법을 통해 선정된다.

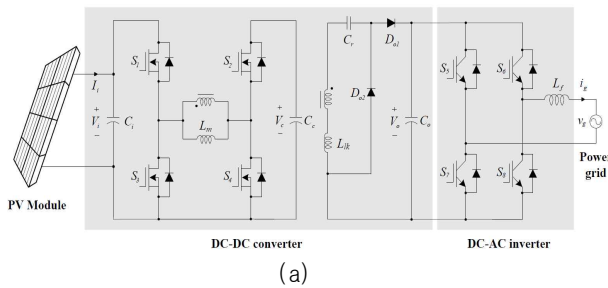
그림 6은 개선된 PI 제어기 블록 다이어그램이다. 출력 전압 V_o 는 듀티비 D 에 동작하는 스위치에 의해 제어된다. 듀티비 D 는 식 (26)처럼 공칭 듀티 D_n 과 제어 듀티 D_c 의 합으로 표현된다. 제어 듀티 D_c 는 출력 전압변동에 따른 오차의 보상을 위해 개선된 제어기를 통해 계산된다. 따라서 D_c 는 기준 출력 전압 V_o^* 와 출력 전압 V_o 그리고 scaling factor α 로 이루어져 있다. 반면, 공칭 듀티 D_n 은 전향보상 (feed forward)의 기능으로 N , V_i 그리고 V_o 를 통해 계산된다.

3. 실험 결과

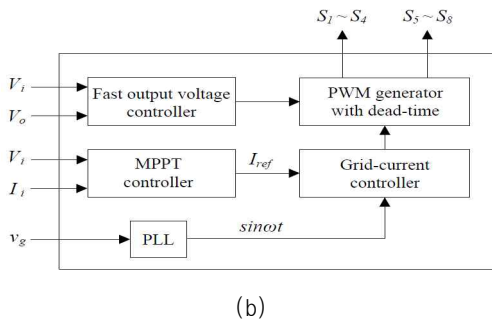
제안된 컨버터의 성능을 검증하기 위하여 시제품을 설계하여 실험하였다. 설계에 사용된 주요 파라미터는 Table 1과 같다.

그림 7은 성능을 검증하기 위해 설계한 시제품의 전체 사진이다. 전체 시스템의 하드웨어 구조는 마이크로 컨트롤러 기반의 제어 회로와 전력 회로로 구분된다. 전력 회로는 DC-DC 컨버터와 DC-AC 인버터 그리고 스위치-모드 전원 공급장치 (Switch-Mode Power Supply: SMPS)를 포함한다. 제안된 DC-DC 컨버터의 스위치는 330 [nsec]의 dead-time을 지니며 50 [kHz]로 일정하게 동작한다. 트랜스포머 T 의 1차 측 권선의 수 (Primary Winding Turns : N_p)는 6으로 2차 측 권선의 수 (Secondary Winding Turns : N_s)는 24로 설계하였다. 영전류 스위칭을 하기위해 공진 주파수 f 은 145 [kHz]로 선정하였다.

그림 8(a)는 전체적인 회로 블록 다이어그램을 나타내며, 그림 8(b)는 전체적인 시스템의 제어 블록 다이어그램을 나타낸다. 그림 8(a)에서 제안된 시스템은 2단으로 구성되어 있는 것을 확인할 수 있다. DC-DC 컨버터는 모듈형 태양광 전압을 승압시켜 주는 역할을 하고 계통과 연결된 DC-AC 인버터는 계통으로 에너지를 전달하는 역할을 한다. 그림 8(b)에서 DC-DC 컨버터는 개선된 PI 제어를 사용해 기존보다 빠르게 DC-DC 컨버터의 출력 전압 V_o 제어한다. DC-AC 인버터는 최대 전력을 낼 수 있도록 MPPT 기술을 이용하였으며 계통으로 흐르는 출력 전류도 제어한다. I_{ref} 는 인버터 전류 제어를 위한 기준 전류이다. 계통과 연결 시에는 DC-AC 인



(a)



(b)

Fig. 8 System block diagram of the overall system : (a) Circuit diagram of the overall system, (b) Control block diagram of the overall system

버터의 출력과 계통의 위상이 일치하지 않으면 전력 전달이 이루어지지 않기 때문에 계통 위상과 동기화를 위해 PLL (Phase-Locked Loop)^[17]을 이용하였다.

그림 9는 입력 전압이 60 [V], 출력 전력이 200 [W] 일 경우, 주 스위치 전압 V_{S1} 과 보조 스위치 전압 V_{S3} 와 1차 측 전류 i_p 를 나타낸다. 스위치 S_1 과 S_3 는 입력 전압 V_i 가 최대 전압 (Maximum Voltage)으로 제한되는 것을 확인할 수 있다. 그림 10은 동일한 조건에서 스위치 전압 V_{S2} 와 V_{S4} , 클램프 커패시터 전압 V_c 와 1차 측 전류 i_p 를 나타낸다. 그림 2(a)와 같이 V_{S2} 와 V_{S4} 의 전압은 클램프 커패시터 전압 V_c 로 제한되는 것을 확인할 수 있다. 식 (9)에 의해서 V_c 의 전압은 입력 전압보다 더 낮은 38 [V]가 된다. 따라서 스위치의 전압 스트레스가 기준 능동-클램프 회로보다 상당히 감소된다.

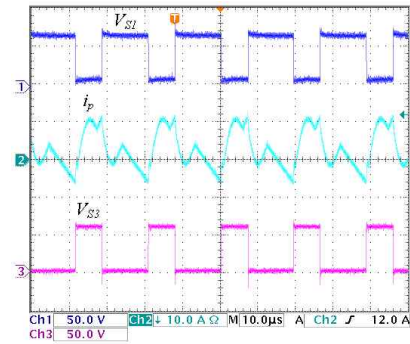


Fig. 9 Experimental waveforms of switch voltages V_{S1} and V_{S3} , primary current i_p at $V_i = 60$ [V]

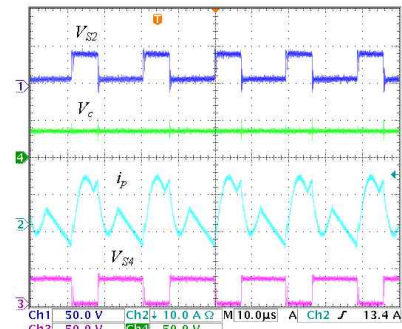


Fig. 10 Experimental waveforms of switch voltages V_{S2} and V_{S4} , primary current i_p at $V_i = 60$ [V].

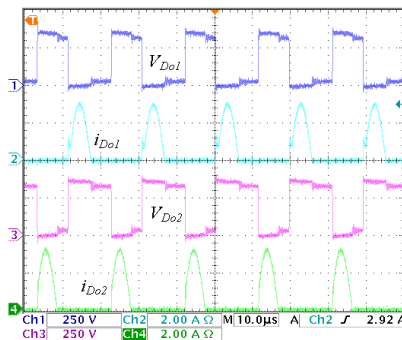


Fig. 11 Experimental waveforms of diode voltages V_{Do1} and V_{Do2} , diode current i_{Do1} and i_{Do2} at $V_i = 60$ [V]

그림 11은 트랜스포머 2차 측 출력 다이오드 전압 V_{Do1} 과 V_{Do2} , 출력 다이오드 전류 i_{Do1} 과 i_{Do2} 를 나타낸다. 다이오드의 전류는 L_{lk} 와 C_f 의 직렬공진 방식에 의해서 나타난다. 출력 다이오드 전류 i_{Do1} 과 i_{Do2} 는 다이오드가 소거되기 전에 영전류가 되며 영전류 스위칭이 이루어짐을 실험으로 확인할 수 있다. 그림 12는 기존 PI 제어기를 사용하고 출력 부하가 90 [W]에서 180 [W]로 변화 하였을 때 출력 전압 V_o 와 출력 전류 i_o 를 나타낸다.

기존 PI 제어기를 사용하면 출력 부하가 변화할 때 출력 전압 V_o 의 변동이 심한 것을 확인할 수 있다.

그림 13은 그림 12와 같이 동일한 조건에서 개선된 PI 제어기를 사용했을 때의 파형을 나타낸다. 제안된 시스템에 적합한 α 를 선정하기 위하여 Matlab simulation

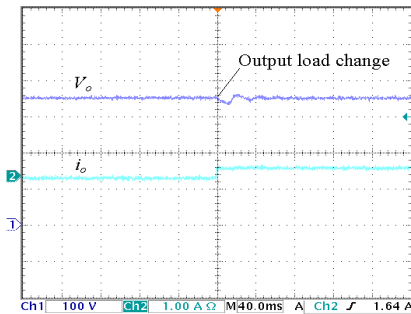


Fig. 12 Experimental waveforms in case of conventional PI controller when the output power changes

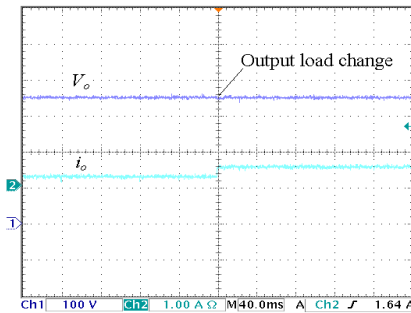


Fig. 13 Experimental waveforms in case of modified PI controller when the output power changes

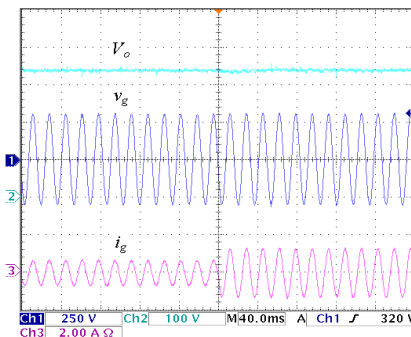


Fig. 14 Experimental waveforms of output voltage V_o , grid voltage v_g and grid current i_g when the grid power changes

을 통해 $\alpha=20$ 으로 제어를 설계하였다. 이로 인해 기존 PI 제어기를 사용했을 때보다 출력 전압 V_o 의 전압 변동이 감소되는 것을 확인할 수 있다.

그림 14는 DC-DC 컨버터와 DC-AC 인버터를 포함하는 전체 시스템의 실험 파형을 나타낸다. 계통 전류 i_g 와 계통 전압 v_g 가 출력 부하가 변경 될 때에도 동일한 위상을 가지는 것을 확인할 수 있다.

그림 15는 입력 전압이 60 [V]일 때, 출력 부하의 변화에 따른 제안된 컨버터의 효율 곡선을 나타낸다. 제안된 컨버터는 출력 전력이 200 [W] 일 경우에는 97.9 %의 효율을 나타낸다. 그러나 기존 능동-클램프 컨버터는 동일한 조건에서 97.3 %의 효율을 나타낸다. 따라서 제안된 컨버터는 스위치전압 스트레스를 감소시키고 영전류 스위칭이 이루어짐으로써 0.6 %의 효율이 향상되었음을 확인할 수 있다.

그림 16은 DC-DC 컨버터와 DC-AC 인버터를 포함하는 전체 시스템의 효율을 나타내며 출력 전력이 200 [W] 일 경우 93.0 %의 효율을 확인할 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 모듈형 태양광 발전을 위한 개선된 동적응답 특성을 지닌 고효율 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 듀얼 능동-클램프 회로를 사용해 기존 능동-클램프 회로보다 스위치의 전압 스트레스를

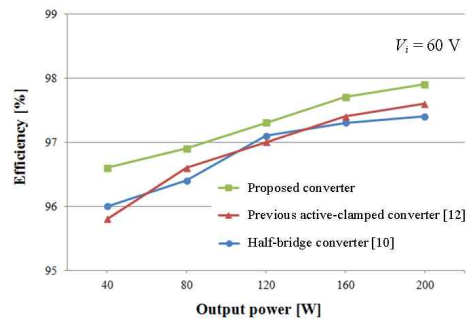


Fig. 15 Measured efficiency of the proposed converter compared with the efficiency of the previous converter at $V_i = 60$ [V]

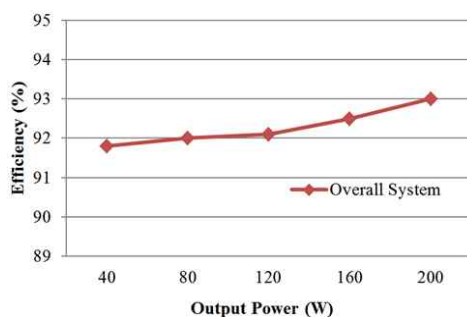


Fig. 16 Measured efficiency of the overall system at $V_i = 60$ [V]

감소시킴으로서 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 출력 다이오드가 소거되기 전에 전류가 영전류가 되는 영전류 스위칭을 함으로서, 출력 다이오드에서 발생하는 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 또한 개선된 PI 제어기를 사용함으로써 출력 부하가 변화될 때에도 안정된 DC전압을 얻을 수 있다. 제안된 DC-DC 컨버터와 계통과 연결된 DC-AC 인버터를 연결시킨 전체 시스템 회로 설계와 실험을 통해 그 성능을 실험적으로 검증하였다. 제안된 DC-DC 컨버터는 기존 회로보다 0.6 % 높은 97.9 %의 높은 효율을 얻었으며 전체 시스템은 93.0 %의 효율을 확인하였다.

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2012-0009148).

참고 문헌

- [1] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *IEEE Transactions on Power Electron.*, Vol. 19, No. 5, pp. 1184-1194, Sep. 2004.
- [2] E. Serban and H. Serban, "A control strategy for a distribute power generation microgrid application with voltage- and current- controlled source converter," *IEEE Transactions on Power Electron.*, Vol 25, No. 12, pp. 2981-2992, Dec. 2010.
- [3] L. Quan and P. Wolfs, "A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations," *IEEE Transactions on Power Electron.*, Vol. 23, No. 3, pp. 1320-1333, May. 2008.
- [4] R. C. Dugan and S. A. Thomas et. al, "Integrating Dispersed Storage and Generation (DGS) with An Automated Distributed System," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-103, No. 6, Jun. 1984.
- [5] L. Zhang, K. Sun, Y. Xinh, L. Feng, and H. Ge, " A modular grid-connected photovoltaic generation system based on DC bus," *IEEE Transactions on Power Electron.*, Vol. 26, No. 2, pp. 523-531, Feb. 2011.
- [6] Y. Fang and X. Ma, "A novel PV microinverter with coupled inductors and double-boost topology," *IEEE Transactions on Power Electron.*, Vol. 25, No. 12, pp. 3139-3147, Dec. 2010.
- [7] W. Yu, J. S. Lai, H. Qian, and C. Hutchens, "High-efficiency MOSFET inverter with HF transformer for grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Transactions on Industrial Electron.*, Vol. 26, No. 5, pp. 1253-1260, Apr. 2011.
- [8] M. Cacciato, A. Consoli, R. Attanasio, and F. Gennaro, "Soft-switching converter with HF transformer for grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Transactions on Industrial Electron.*, Vol. 57, No. 5, pp. 1678-1668, May. 2010.
- [9] C. Rodriguez and G. A. J. Amaratunga, "Long-lifetime power inverter for photovoltaic AC modules," *IEEE Transactions on Industrial Electron.*, Vol. 55, No. 7, pp. 2593-2601, Jul. 2008.
- [10] Z. Liang, R. Guo, J. Li, and A. Q. Hung, "A high-efficiency PV module-integrated DC/DC converter for PV energy harvest in FREEDM systems," *IEEE Transactions on Power Electron.*, Vol. 26, No. 3, pp. 897-909, Mar. 2011.
- [11] D. K. Ryu, Y. H. Kim, J. G. Kin, C. Y. Won, and Y. C. Jung, "Interleaved active clamp flyback inverter suing a synchronous rectifier for a photovoltaic AC module system," in *Proc. IEEE ECCE Asia*, Jeju, Korea, pp. 2631-2636, May/June. 2011.
- [12] W. Y. Choi, J. S. Yoo, and J. Y. Choi, "High efficiency dc-dc converter with high step-up gain for low PV voltage sources," in *Proc. IEEE ECCE Asia*, Jeju, Korea, pp. 1161-1163, May/June. 2011.
- [13] S. Bin and L. Zhengyu, "An interleaved totem-pole boost bridgeless rectifier with reduced reverse-recovery problems for power factor correction," *IEEE Transactions on Power Electron.*, Vol. 25, No. 6, pp. 1406-1415, Jun. 2010.
- [14] L. S. Yang, T. J. Liang, and J. F. Chen, "Transformerless DC-DC converters with high step-up voltage gain," *IEEE Transactions on Industrial Electron.*, Vol. 56, No. 8, pp. 3144-3152, Aug. 2009.
- [15] B. Liu, S. Duan, and T. Cai, "Photovoltaic DC-building-module-based BIPV system: Concept and design considerations," *IEEE Transactions on Power Electron.*, Vol. 26, No. 5, pp. 1418-1429, May/ Jun. 2011.
- [16] S. Kai, Z. Li, X. Yan, and J. M. Guerrero, "A distributed control strategy based on DC bus signaling for modular photovoltaic generation systems with battery energy storage," *IEEE Transactions on Power Electron.*, Vol. 26, No. 10, pp. 3032-3045, Oct. 2011.
- [17] D. Velasco, C. Trujillo, G. Garcera, and E. Figueres, "An active anti-islanding method based on phase-PLL perturbation," *IEEE Transactions Power Electron.*, Vol. 26, No. 4, pp. 1056-1066, Apr. 2011.

최제연(崔堤然)

1986년 12월 18일생. 2012년 전북대 전자공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.



최우영(崔祐榮)

1987년 8월 30일생. 2004년 전남대 공대 전기공학과 졸업. 2009년 포항공과대 전자전기공학과 졸업(공학). 2009년~2010년 Virginia Tech (Post Doc.). 2010년~현재 전북대 전자공학부 조교수. 당 학회 학술위원.

