

단일 스위치를 사용한 소프트 스위칭 부스트 컨버터

鄭斗溶*, 金宰亨*, 池湧赫*, 元忠淵†, 鄭龍采**

Soft Switching Boost Converter using a Single Switch

Doo-Yong Jung, Jae-Hyeng Kim, Young-Hyok Ji, Chung-Yuen Won and Yong-Chae Jung

요 약

이 논문에서는 단일 스위치를 사용하여 영전류 또는 영전압 스위칭 하는 부스트 컨버터를 기술하였다. 제안된 토폴로지는 소프트스위칭 함으로써 IGBT소자의 스위칭 손실을 감소시킬 수 있다. 이에 따라 수동소자의 크기와 무게를 줄일 수 있다. 모드 해석을 근거로 하여 실제적인 고려되어야할 설계를 제시하였다. 컨버터 토폴로지 동작원리를 설명하고 PSIM 소프트웨어 설계를 통하여 시뮬레이션 결과를 확인하였다. 제안된 컨버터의 성능은 30kHz에서 동작하는 1kW(400V, 2.5A) 실험실수준 레벨에서 증명하였다.

ABSTRACT

In this paper, a detailed analysis of zero current or zero voltage switching boost converter using a single switch is described. The proposed topology is capable of decreasing switching loss of IGBT device using soft switching technique. As a results, it can be reduced size and weight of passive elements. Based on the mode analysis, practical design considerations are presented. We confirm the converter topology, principle of operation and simulation results obtained from the PSIM software. The performance of the proposed converter is verified by with 1kW(400V, 2.5A) prototype circuit operated at 30kHz.

Key Words : Zero current switching, Zero voltage switching, Soft switching, Boost converter

1. 서 론

최근 스위칭 컨버터의 소형화, 경량화가 요구됨에 따라 반도체소자의 고주파 스위칭 동작이 요구되고 있다. 그러나 높은 스위칭 주파수에 의해 스위칭손실이 커져서 컨버터의 효율을 현저히 감소시킨다. 또한 신재생에너지 발전용 전력변환장치의 고 효율화와 소형 경량화 요구에 따라 높은 스위칭 주파수 동작을 함으로

써 수동소자의 크기와 무게를 줄이는 것이 필수적으로 요구된다.

이러한 문제점을 개선하기 위하여 스위치의 턴-온과 턴-오프동작을 소프트 스위칭 즉, 영전류 스위칭(ZCS) 또는 영전압 스위칭(ZVS)으로 만들어 수동소자의 크기와 무게를 줄이고 스위칭 손실을 감소시키는 토폴로지가 많이 연구되고 있다.^[1~4] 또한, 기존의 공진형 DC/DC 컨버터 토폴로지는 소프트 스위칭을 하기위해 스위치를 추가하여 동작하는 방법이 주로 사용되므로 제안된 단일 스위치를 사용하는 토폴로지 보다 제어의 어려움과 가격이 높아지는 원인이 된다.^[5~6]

따라서 본 논문에서는 단일 스위치를 사용한 고효율 소프트 스위칭 부스트 컨버터를 제안하였다.^[7~8] 이 토폴로지는 공진을 이용한 소프트 스위칭을 통하여 스위

†교신저자 : 정희원, 성균관대 정보통신공학부 교수

E-mail : won@yurim.skku.ac.kr

*정희원, 성균관대 태양광협동과정 박사과정

**정희원, 남서울대 전자공학과 부교수

접수일자 : 2008. 8. 18

1차 심사 : 2008. 9. 11

2차 심사 : 2009. 3. 24

심사완료 : 2009. 4. 1

치 턴-온, 턴-오프 시 ZCS 또는 ZVS 동작을 하며, 7개의 동작모드로 구분 할 수 있다. 향후 태양광발전과 연료전지발전의 계통연계형 인버터의 적용을 위하여 30[kHz], 1[kW] 부스트 컨버터를 제작하여 실험하였다.

2. 회로 설명 및 동작모드 해석

그림 1은 제안된 고효율 소프트 스위칭 부스트 컨버터 회로도이다. 기존의 부스트 컨버터 회로에 하나의 인덕터, 두 개의 커패시터 그리고 두 개의 다이오드를 추가적으로 사용하였다. 스위치 S 하나로 on/off 제어를 하고 L_2 와 C_2 의 공진에 의해 ZCS 동작을 하므로 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

본 논문에서는 전류 도통 경로에 따라 7개의 주요 동작모드로 나누어 설명한다.

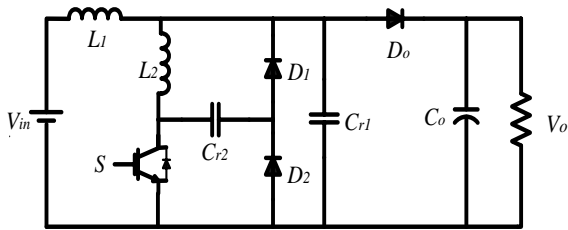


그림 1 제안된 소프트 스위칭 부스트 컨버터
Fig. 1 Proposed soft switching boost converter

MODE 1 [$t_0 \leq t < t_1$]

스위치는 off 상태이고 태양전지 시뮬레이터 직류출력이 D_0 을 통해 부하에 직접 전달된다. 이때 C_0 과 C_1 에는 출력전압과 같은 크기의 전압이 충전된다.

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(t-t_7) - \frac{V_o - V_{in}}{L}t \quad (1)$$

$$i_{L2}(t) = 0 \quad (2)$$

$$v_{cr1}(t) = V_o \quad (3)$$

$$v_{cr2}(t) = 0 \quad (4)$$

MODE 2 ($t_1 \leq t < t_2$)

스위치가 ZCS 조건으로 on되면 mode 2가 시작된다. 이 경우 보조 공진 인덕터 L_2 에는 출력전압 V_o 가 인가되어 전류가 선형적으로 상승한다. 이 전류가 주 인덕터 L_1 의 전류와 같아지면 출력측 다이오드 D_0 의 전류는 영이 된다.

$$i_{L1}(t) \approx I_{\min} \quad (5)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{V_o}{L_2}t \quad (6)$$

$$v_{cr1}(t) = V_o \quad (7)$$

$$v_{cr2}(t) = 0 \quad (8)$$

MODE 3 [$t_2 \leq t < t_3$]

출력측 다이오드 D_0 의 전류가 영이 되어 off되면 공진모드인 구간이 시작된다. 이 구간동안 보조 공진 인덕터 L_2 와 보조 공진커패시터 C_{r1} 이 공진을 하여 C_{r1} 의 전압이 출력전압에서 영으로 방전된다. 이 경우 주 인덕터 L_1 의 전류는 L_2 와 스위치를 통해서 흐른다.

이 때 부하는 C_0 에 충전되어 있던 전압이 방전되면서 지속적으로 전력공급을 받는다.

$$i_{L1}(t) \approx I_{\min} \quad (9)$$

$$i_{L2}(t) = I_{\min} + \frac{V_o}{Z_{r1}} \sin \omega_{r1}t = i_{L2(\max)} = i_{L2}(t_3) \quad (10)$$

$$v_{cr1}(t) = V_o \cos \omega_{r1}t \quad (11)$$

$$v_{cr2}(t) = 0 \quad (12)$$

$$\omega_{r1} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_{r1}}} \quad (13)$$

$$Z_{r1} = \sqrt{\frac{L_2}{C_{r1}}} \quad (14)$$

MODE 4 [$t_3 \leq t < t_4$]

보조 공진커패시터 C_{r1} 의 전압이 영이 되면 두 보조 다이오드 D_1 과 D_2 가 on되면서 모드가 시작된다. 이 구간동안 보조 공진인덕터 L_2 의 전류는 둘로 나뉘는데 하나는 주 인덕터 L_1 의 전류이고 다른 하나는 두 보조 다이오드를 통해서 환류하는 전류이다. 이 구간이 부스트 컨버터의 온 구간으로 주 인덕터의 전류는 선형적으로 증가한다.

$$i_{L1}(t) = I_{\min} + \frac{V_{in}}{L_1}t \quad (15)$$

$$i_{L2}(t) = i_{L2}(t_3) \quad (16)$$

$$v_{cr1}(t) = 0, \quad v_{cr2}(t) = 0 \quad (17)$$

MODE 5 [$t_4 \leq t < t_5$]

스위치는 ZVS 조건에서 off된다. 이때 두 개의

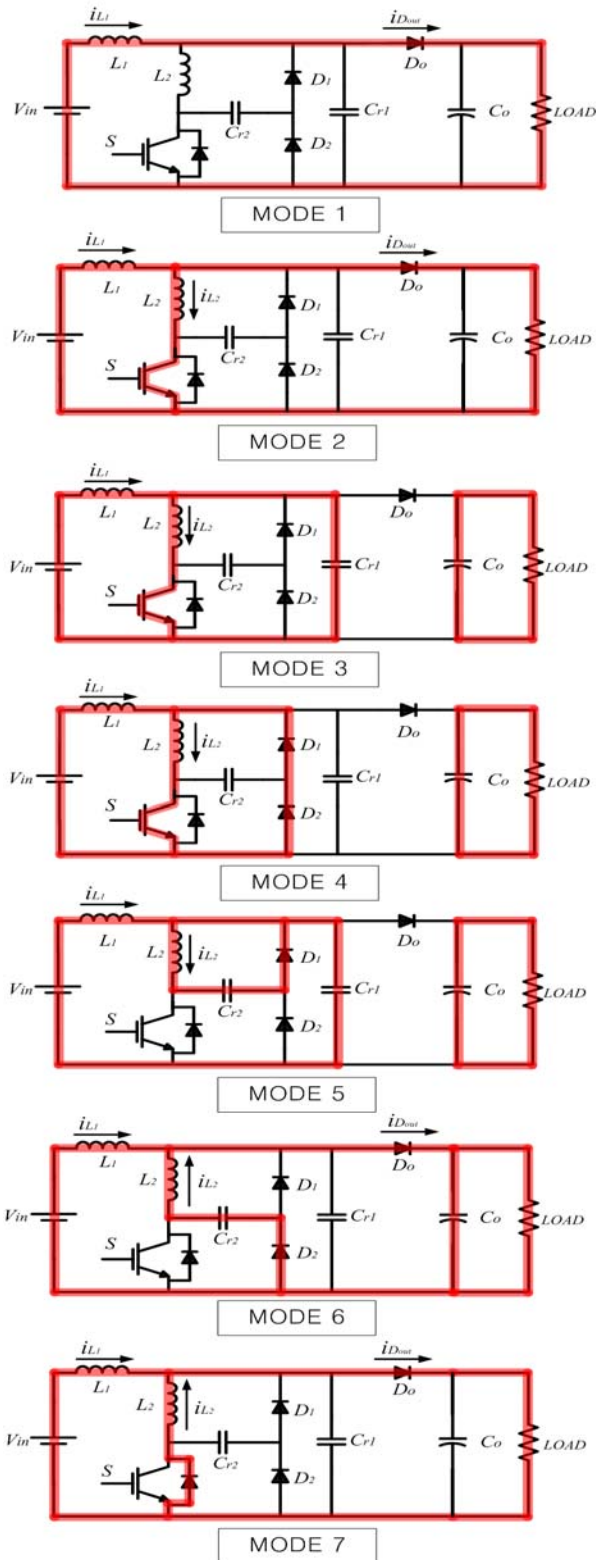


그림 2 제안된 컨버터의 모드별 동작해석
Fig. 2 Operation mode of proposed converter

전류경로가 생긴다. 하나는 $L_1-C_{r1}-V_{in}$ 의 경로로 보조 공진커패시터 C_{r1} 의 전압이 영에서 출력전압 V_o 까지 선형적으로 상승한다. 두 번째는 $L_2-C_{r2}-D_1$ 의 경로로 두 번째 공진이 발생하며 L_2 에 저장된 에너지가 C_{r2} 로 이동한다. 이 에너지 이동이 모두 끝나면 L_2 의 전류는 영이 되고 C_{r2} 의 전압은 최대값이 된다.

$$i_{L_1}(t) \approx i_{L_1}(t-t_4) \quad (18)$$

$$i_{L_1}(t) = i_{L_2}(t-t_3)\cos\omega_{r2}t \quad (19)$$

$$v_{C_{r2}}(t) = Z_{r2}i_{L_2}(t-t_3)\sin\omega_{r2}t \quad (20)$$

$$\omega_{r2} = \frac{1}{\sqrt{L_2C_{r2}}}, Z_{r2} = \sqrt{\frac{L_2}{C_{r2}}} \quad (21)$$

MODE 6 [$t_5 \leq t < t_6$]

Mode 6에서는 C_{r2} 의 전압은 감소하며, $D_2-C_{r2}-L_2-D_0-C_o$ 의 경로로 계속 공진을 하여 C_{r2} 의 에너지를 L_2 로 이동시킨다. C_{r2} 의 전압이 영이 되면 L_2 의 전류는 mode 5에서의 전류방향과 반대로 흐른다. C_{r2} 의 전압이 영이 되면 스위치의 역병렬 다이오드가 도통되면서 다음 모드로 넘어간다.

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(t-t_5) - \frac{V_o - V_{in}}{L}t \quad (22)$$

$$i_{L_2}(t) = \left(\frac{V_o}{Z_{r2}}i_{L_2}(t-t_3)\right)\sin\omega_{r2}t \quad (23)$$

$$v_{cr1}(t) = V_o \quad (24)$$

$$v_{cr2}(t) = V_o - (V_o - Z_{r2}I_{L2}(t_3))\cos\omega_{r2}t \quad (25)$$

MODE 7 ($t_7 \leq t < t_8$)

Mode 7에는 두 개의 전류 경로가 있다. 주 인덕터 L_1 의 전류는 D_0 를 통해서 출력으로 에너지를 전달하며, 선형적으로 감소한다. 보조 공진인덕터 L_2 의 전류도 D_0 를 통해서 부하로 에너지를 전달하는데 스위치의 역 병렬 다이오드를 통해 흐른다. 보조공진 인덕터 L_2 의 전류가 영이 되면 mode 7은 종료된다.

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(t-t_6) - \frac{V_o - V_{in}}{L}t \quad (26)$$

$$i_{L_2}(t) = i_{L_2}(t-t_6) - \frac{V_o}{L_2}t \quad (27)$$

$$v_{cr1}(t) = V_o \quad (28)$$

$$v_{cr2}(t) = 0 \quad (29)$$

그림 3은 본 논문에서 제안된 소프트 스위칭 부스트 컨버터의 정상상태의 각 부 파형을 나타내며 모든 소자는 이상적인 것으로 가정 한다.

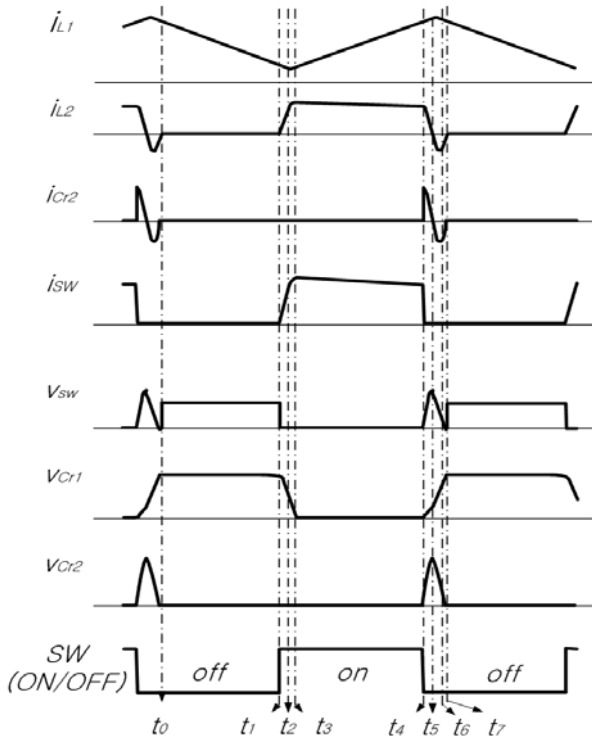


그림 3 제안된 컨버터 각 부 파형
Fig. 3 Waveforms of proposed converter

3. 시뮬레이션

시뮬레이션은 PSIM 소프트웨어를 사용하였으며, 제안하는 토폴로지의 매개변수법 모델링을 이용한 DLL과 가변 전류원을 이용하여 태양전지 어레이를 모의하였다.

표 1 은 시뮬레이션 파라미터를 나타내며, 태양전지 어레이와, 소프트 스위칭 부스트 컨버터부로 나뉜다.

3.1 제안된 토폴로지 시뮬레이션 결과

그림 4에서 주 인덕터 전류가 스위치의 on-off 상태에 따라 선형적으로 증가, 감소를 하고 있다. 또한 공진 인덕터도 스위치의 상태에 따라 에너지의 축적과 방출을 하고 있다.

그림 5는 스위치에 인가되는 전압과 전류, 그리고 스위칭 신호 파형이다. ZVS, ZCS가 일어나는 부분에서 스위치가 on-off됨을 확인 할 수 있다.

표 1 시뮬레이션 파라미터
Table 1 Simulation parameters

태양전지 어레이	
개방전압 (V_{oc})	265.2 [Vdc]
단락전류 (I_{sc})	4.85 [A]
최대 출력 전압 (V_{mp})	209.4 [Vdc]
최대 출력 전류(I_{mp})	4.59 [A]
소프트 스위칭 부스트 컨버터	
입력전압 (V_i)	132 - 260 [Vdc]
출력전압 (V_o)	380 [Vdc]
용량(P)	900 [W]
인덕터(L_1)	1 [mH]
커패시터 (C_o)	960 [μ F]
공진 인덕터(L_2)	50 [μ H]
공진 커패시터(C_{r1})	10[nF]
공진 커패시터(C_{r2})	30[nF]
스위칭 주파수(f_s)	30 [kHz]

3.2 태양광 발전 연계 시뮬레이션

그림 6은 일사량의 변화에 따른 태양전지 모듈의 출력 변화를 나타낸다.

그림 7은 900[W] 태양전지 어레이에 적용된 제안하는 공진형 부스트 컨버터의 일사량 변화에 따른 최대 전력점 추종 특성을 나타낸다. 최초 일사량 40[%]에서 60[%], 80[%], 100[%]로 단계적으로 상승시켰을 때 과도상태를 거쳐 최대전력점을 추종하는 것을 파란색(굵은선)으로 나타내었다.

그림 8은 P&O MPPT 방법을 제안하는 컨버터에 적용하였을 때의 동적 특성을 나타낸다.

3초를 기점으로 하여 3초 전에는 MPPT제어를 하지 않았을 때의 태양전지 출력 특성이고, 3초 후에는 MPPT제어를 하였을 때의 출력 특성을 나타낸다.

0초부터 1.5초까지는 초기 과도상태이고, 1.5초부터 3초까지는 최대전력점보다 상대적으로 높은 전압과 낮은 전류의 동작점에서 약 800[W]의 출력을 나타내고 있다.

3초를 기점으로 MPPT제어를 하기 시작하면 태양전지 어레이의 전압은 MPPT제어 전보다 약 40[V] 떨어지고, 태양전지 어레이의 전류는 3.5[A]에서 4.4[A] 정도로 상승하였다.

따라서 태양전지 어레이의 전체 출력은 900[W]를 나타내고 있다.

그림 9는 그림 8의 MPPT제어 동작 시점인 3초 부근의 확대 파형을 나타낸다.

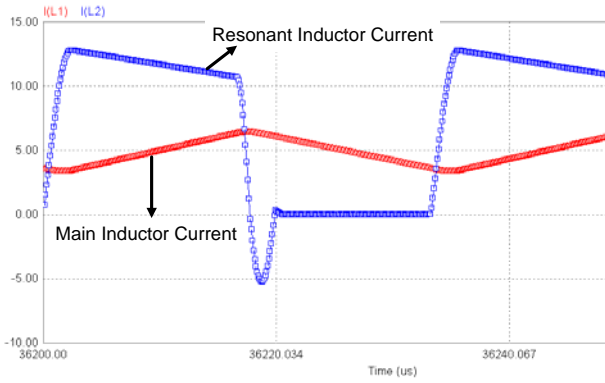


그림 4 주인덕터 L_1 , 공진인덕터 L_2 의 전류파형
 Fig. 4 Current waveforms of main inductor L_1 and resonant inductor L_2

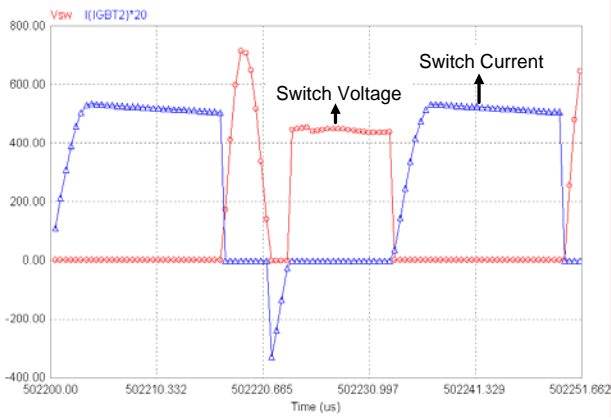


그림 5 스위치 전압 전류 파형
 Fig. 5 The waveforms of switch voltage and current

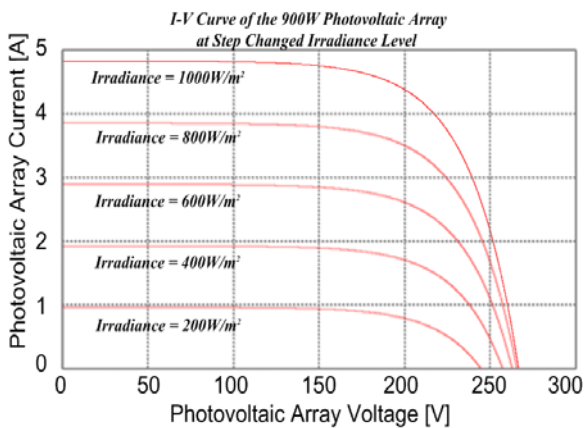


그림 6 일사량의 변화에 따른 1[kW]급 태양전지 어레이 I-V 곡선
 Fig. 6 Output IV characteristics of the 1[kW] PV array under different irradiance level

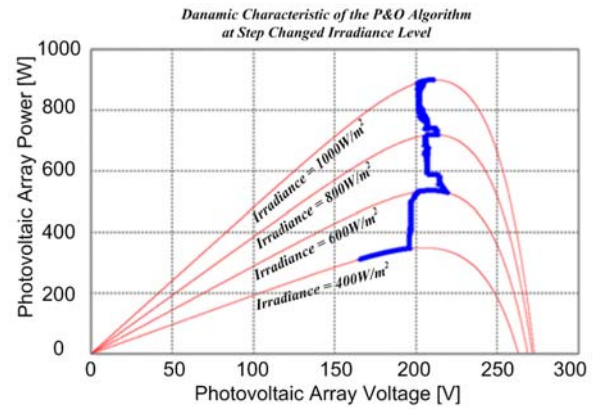


그림 7 일사량의 변화에 따른 태양전지 모듈의 P-V 곡선
 Fig. 7 Dynamic characteristic according to step change of irradiance level

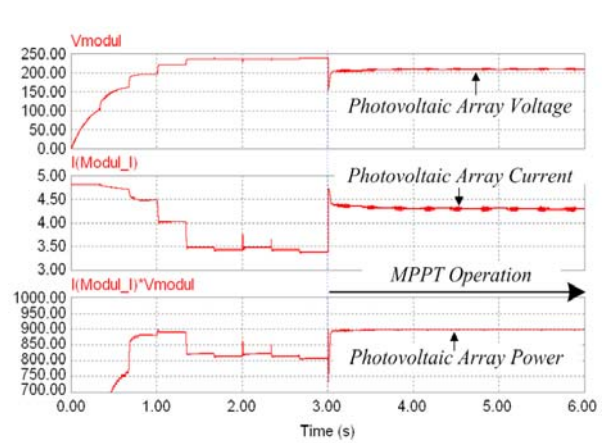


그림 8 P&O MPPT 동작의 동적특성
 Fig. 8 The dynamic performance of the MPP operation

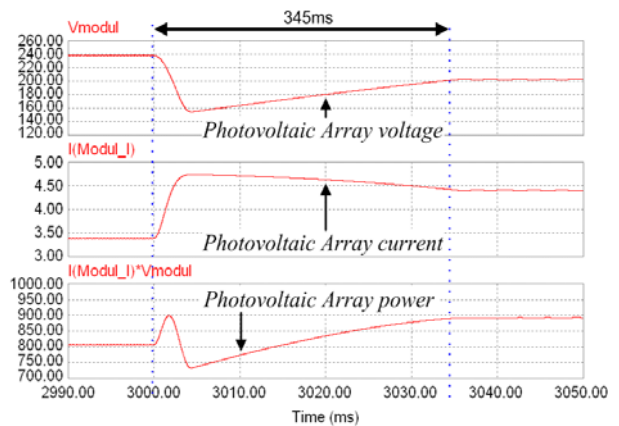


그림 9 P&O MPPT 동작시의 과도상태 확대파형
 Fig. 9 The performance of the P&O MPPT at transient state

4. 하드웨어 설계

4.1 전체 구성

그림 10은 본 논문에서 제안한 공진형 소프트 스위칭 부스트컨버터 토폴로지의 하드웨어 구성 블록도이며, MPPT 알고리즘 구현과 스위칭 소자의 구동을 위해 DSP TMS320F2812가 사용되었다.

태양전지 출력전류(I_{pv})와 출력전압(V_{pv})을 검출하여 TMS320F2812에서 MPPT알고리즘에 의해 연산된 결과는 PWM 펄스발생기에서 PWM신호가 발생된다. 이 신호는 게이트 구동부로 입력되어 IGBT소자의 구동에 필요한 전압레벨로 승압된다.

보호회로는 크게 과전압 보호와 과전류보호로 구성되어 있으며, 이는 다시 소프트웨어차단과 하드웨어 차단으로 나누어진다.

본 논문에서는 도통전류가 15[A] 이상이면 소프트웨어에서 1차적으로 PWM신호를 차단하며, 1차 검출을 실패했을 경우 20[A]에서 하드웨어적으로 PWM을 차단한다.

과전압보호는 1차로 출력전압이 410[V] 이상 검출되면 DSP A/D컨버터에서 신호를 감지하여 소프트웨어상으로 PWM을 차단한다. 1차검출이 실패했을 경우 2차적으로 420[V]에서 하드웨어적으로 PWM을 차단한다.

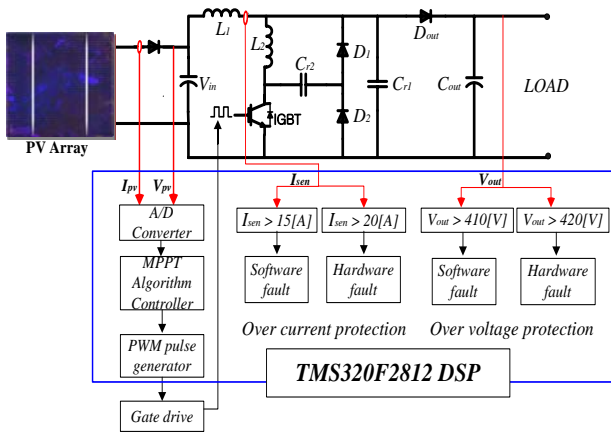


그림 10 하드웨어 구성 전체 블록도
Fig. 10 A hardware schematic block diagram

4.2 공진인덕터, 공진커패시터 설계

공진 인덕터와 공진 커패시터 값을 선정하기 전에 주 공진 특성 임피던스의 조건은 식(30)에 나타내었다.

식 (31)은 보조공진 특성 임피던스를 나타낸다.

ZVS조건을 만족하기위한 C_{r1} 의 용량은 스위치 턴오프시 작용하는 스위치 소자의 출력 커패시턴스 값 C_{oes} 를 고려하여 선정하며 식 (32)에 나타내었다.

공진 인덕턴스 L_2 는 식 (33)에 나타내고 있으며, 보조공진 커패시턴스 C_{r2} 의 조건은 식 (34)로 나타낸다.

$$Z_{r1} < \frac{V_o}{(I_{L2(max)} - I_{L1(min)})} \tag{30}$$

$$Z_{r2} < \frac{2V_o}{I_{L2(max)}} \tag{31}$$

$$C_{r1} > 10 \times (2 \times C_{oes}) \tag{32}$$

$$L_2 = C_{r1} \times (Z_{r1})^2 \tag{33}$$

$$C_{r2} < \frac{L_2}{(Z_{r2})^2} \tag{34}$$

표 2는 토폴로지 설계 파라미터를 나타낸다. 그림 11은 제안된 dc/dc 컨버터를 포함한 정격출력 1kW급의 하드웨어 구성을 나타낸다.

표 2 제안된 토폴로지 설계 파라미터
Table 2 Design specifications and circuit parameters

소프트 스위칭 부스트 컨버터	
IGBT 스위치	FGA25N120FTD (1200V, 25A)
다이오드	30EPF06PBF (600V, 30A)
IGBT 스위칭 주파수(f_s)	30 [kHz]
정격 출력(P_o)	1 [kW]
인덕터(L_i)	1 [mH]
DC-Link 커패시터(C_o)	750 [μ F]
공진 인덕터(L_2)	50 [μ H]
공진 커패시터(C_{r1})	10 [nF]
공진 커패시터(C_{r2})	30 [nF]

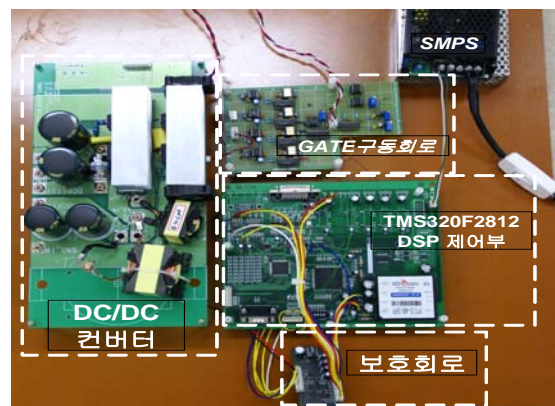


그림 11 전체 하드웨어 구성 사진
Fig. 11 Prototype of experimental set up

5. 실험 결과

5.1 제안된 토폴로지 실험 결과

그림 12는 전 부하에서 주 인덕터와 공진 인덕터의 전류와 게이트 신호를 나타낸다.

그림 13은 스위치 턴오프시에 ZVS동작을 나타내는 스위치 전압, 전류이며, 그림 14는 스위치 턴온시에 ZCS동작을 나타내는 스위치 전압, 전류 그리고 게이트 신호를 나타낸다.

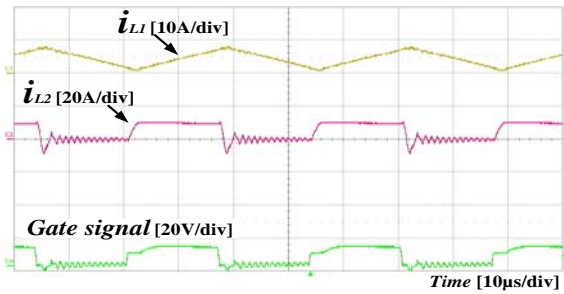


그림 12 주 인덕터 L₁, 공진 인덕터 L₂ 전류 파형
Fig. 12 Current waveforms of main inductor L₁ and resonant inductor L₂

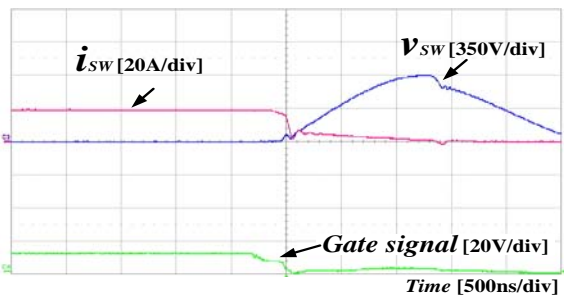


그림 13 스위치 턴오프시 ZVS 동작파형
Fig. 13 Zero voltage switching operation waveforms when switch is turn-off

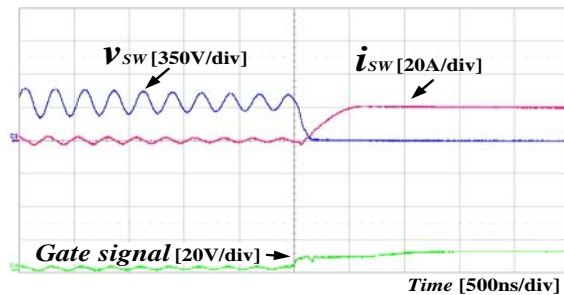


그림 14 스위치 턴온시 ZCS 동작파형
Fig. 14 Zero current switching operation waveforms when switch is turn-on

5.2 태양전지 시뮬레이터 연계실험 결과

그림 15는 본 논문에서 제안하는 실험의 전체 블록도를 나타낸다. PV시뮬레이터의 출력 전압과 전류의 검출은 MPPT동작을 위해 DSP TMS320F2812 내에 A/D컨버터로 이루어진다.

A/D컨버터로 검출된 신호는 MPPT 알고리즘에서 PV시뮬레이터의 전류 I_{pv}와 전압 V_{pv}를 연산하여 최대전력점 추종을 위한 PWM신호를 만든다.

실험에 사용된 PV시뮬레이터는 단락전류 4[A], 개방전압 100[V], 300[W]에 소프트 스위칭 부스트 컨버터를 연결하여 MPPT 제어만을 수행한다.

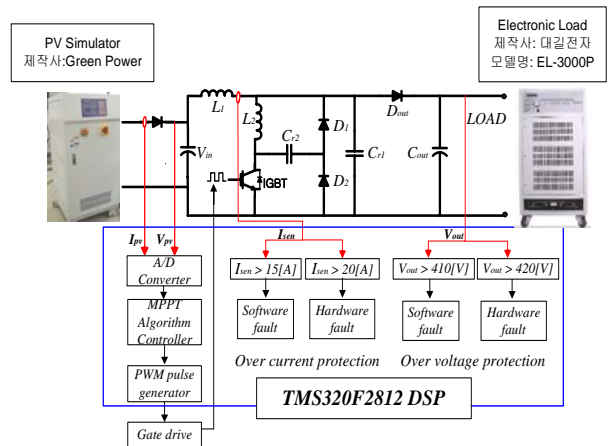


그림 15 제안하는 토폴로지 실험 전체 블록 다이어그램
Fig. 15 An experimental set up block diagram

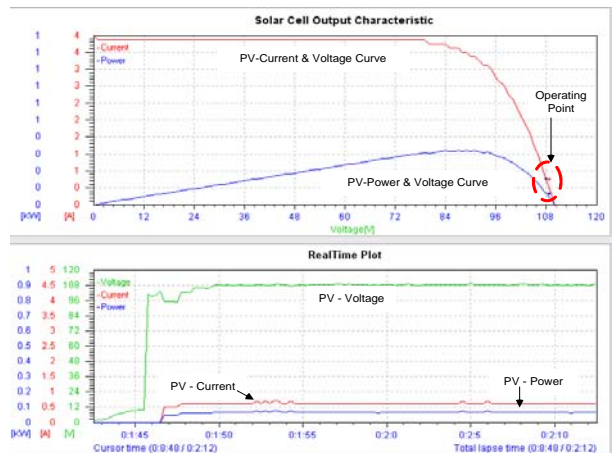


그림 16 부스트 컨버터 동작 전 PV시뮬레이터 출력 특성곡선
Fig. 16 Output characteristic curve of PV simulator before the converter operation
(상: 태양전지 I-V곡선, P-V 곡선)
(하: 태양전지 전압, 전류, 출력 파형)

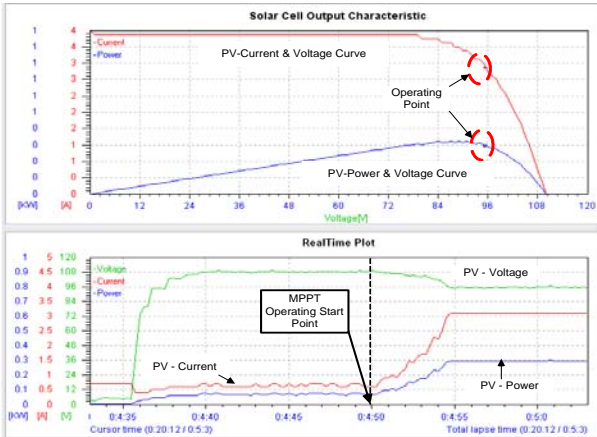


그림 17 MPPT 동작 실험 파형
 Fig. 17 MPPT operation experimental waveforms
 (상: 태양전지 I-V곡선, P-V 곡선)
 (하: 태양전지 전압, 전류, 출력 파형)

그림 16은 태양전지 시뮬레이터에 본 논문에서 제안하는 소프트 스위칭 부스트 컨버터를 연결하여 컨버터가 동작하기 전에 출력특성을 보여준다. 그림 16의 상단 그림에서 처음시작은 태양전지 동작점이 개방전압 근처에서 발전을 하고 있다.

하단 그림에서는 높은 전압에 낮은 전류를 출력하고 있으므로 최종적으로 전체 출력의 20[%]에 해당하는 60[W]정도의 발전량을 나타낸다. 이때 컨버터는 스위칭을 하지 않은 상태이며 태양전지 출력은 전적으로 부하 임피던스에 의해 결정된다.

그림 17은 화살표 부근에서 MPPT 제어를 한 경우 동작 특성을 나타낸다. 위에 그림에서 태양전지 출력 I-V곡선과 P-V곡선에서 최대 출력을 향해 이동하고 있음을 볼 수 있다. 아래 그래프에서도 MPPT 동작시점을 중심으로 해서 태양전지 출력 전압이 PV 출력 전압 곡선의 특성에 따라 약간 떨어진다.

반면에, 태양전지 출력 전류는 0.5[A]에서 3[A]로 상승하여 최종적으로 출력이 300[W]를 나타내는 것을 볼 수 있다. 따라서 MPPT 제어를 통해 얻어지는 PWM신호로 스위칭을 하여 태양전지의 최대 출력을 추종하는 것을 확인 할 수 있다.

5.3 효율 측정

그림 18은 본 논문에서 제안하는 토폴로지에서 스위칭 소자의 듀티를 고정하였을 때 효율 분석을 나타낸다.

그림 19는 일반적인 하드 스위칭 부스트 컨버터와 본 논문에서 제안하는 동일 용량의 소프트 스위칭 부스트 컨버터의 부하 가변에 따른 효율 특성곡선이다.

하드 스위칭 컨버터의 모든 소자는 소프트 스위칭 부스트 컨버터와 같은 조건으로 구성하였으며, 출력단 정전압 제어를 통해 부하 가변을 하였다.

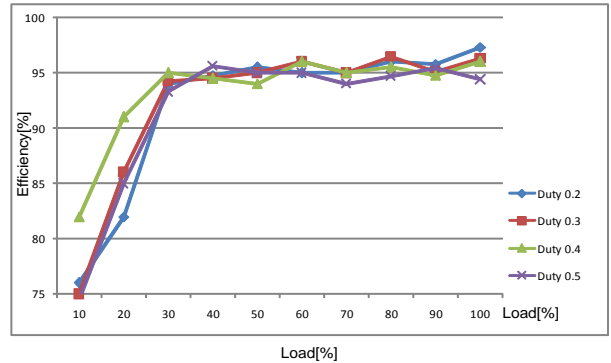


그림 18 고정 듀티에 따른 효율 분석 그래프
 Fig. 18 Measured efficiency of proposed topology according to constant duty

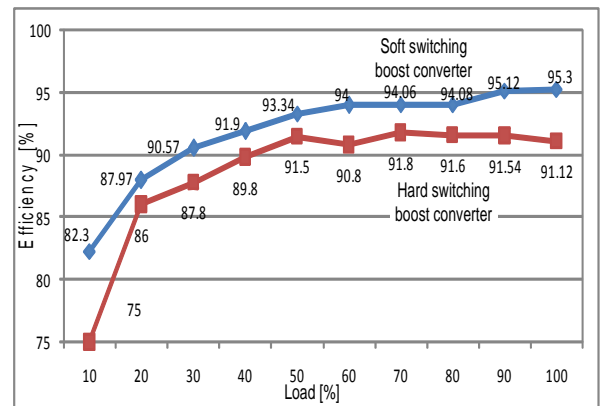


그림 19 하드스위칭 과 소프트 스위칭의 효율 비교
 Fig. 19 Efficiency comparison between soft switching and hard switching converter.

6. 결 론

본 논문에서는 효율을 개선하기위해서 새로운 방식의 소프트 스위칭 부스트 컨버터를 제안하였다. 이 회로는 기존의 부스트 컨버터에 LC공진 소자와 2개의 다이오드를 추가하여 소프트 스위칭 특성을 얻을 수 있다. 그 결과로써, 수동소자의 무게를 줄이고 크기를 감소시킬 수 있었다. 제안된 회로의 실험을 위해 30kHz로 동작하는 1kW 시제품을 제작하였고, 토폴로지 동작 특성을 실험하였다. 또한, 태양전지 시뮬레이터를 연계하여 MPPT동작 실험을 하였다.

실험결과 100[%] 부하조건에서 최대 효율 95.3[%]를 나타내었으며, 동일조건하의 하드스위칭 부스트 컨버터와 비교하여 약 4%의 효율 향상을 확인하였다.

본 논문은 지식경제부의 지원으로 수행한 에너지 자원인력양성사업의 연구결과입니다.

참 고 문 헌

- [1] C.A. Canesin, C.M.C. Duarte, and I. Barbi, "A new family of pulse-width-modulated zero-current-switching ac/dc converter", in *IEEJ IPEC Rec.*, pp. 1379-1384, 1995.
- [2] C.A. Canesin and I. Barbi, "Novel Zero-Current-switching PWM converter", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 44, pp. 372-381, 1997, June.
- [3] K.Wang, G. Hua, and F.C. Lee, "Analysis, design and ZCS-PWM Boost converters", *IEEJ International Power Electronics Conference*, pp. 1202-1207, 1995.
- [4] M. Schenck, K. Stanton, and J.S. Lai, "Fuel Cell and Power Conditioning System Interactions", *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference*, Austin, TX, pp. 114-120, 2005, March.
- [5] Hacı Bodur, A. Faruk Bakan, "A New ZVT-PWM DC/DC Converter", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 17, No. 1, pp. 40-47, 2002, January.
- [6] Dong-Yun Lee, Min-Kwang Lee, "New zero-current-transition PWM DC/DC converters without current stress", *IEEE transaction on Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, pp. 95-104, 2003, January.
- [7] Doo-Young Jung, Young-Hyok Ji, Jae-Hyung Kim, Chung-Yuen Won and Yong-Chae Jung, "Soft switching boost converter for photovoltaic power generation system", *Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 13th*, pp. 1929 -1933, 2008, September.
- [8] Doo-Young Jung, Young-Hyok Ji, Chung-Yuen Won, Su-Won Lee and Yong-Chae Jung, "Loss analysis in soft switching boost converter using a single switch", *International Power Electronics and Motion Control Conference., IPEMC 6th*, pp. 1416-1420, 2009, May.

저 자 소 개



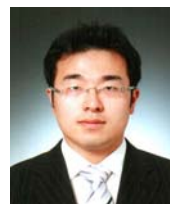
정두용(鄭斗溶)

1981년 3월 22일생. 2007년 안양대 전기전자공학과 졸업. 2009년 성균관대 대학원 태양광시스템 공학 협동과정 졸업(석사). 2009년~현재 성균관대 대학원 태양광시스템공학협동과정 박사과정.



김재형(金宰亨)

1975년 12월 3일생. 2000년 2월 동의대 전기공학과 졸업. 2002년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2008년~현재 성균관대 대학원 태양광시스템공학협동과정 박사과정.



지용혁(池湧赫)

1981년 8월 31일생. 2007년 성균관대 화학공학과 졸업. 2009년 성균관대 대학원 태양광시스템 공학 협동과정 졸업(석사). 2009년~현재 성균관대 대학원 태양광시스템공학협동과정 박사과정.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문 교수. 1998년~현재 한국철도기술연구원 심사위원. 2006년~현재 한국전력공사 PQ 심사위원. 2006년~현재 차세대 첨단도시철도시스템(한국건설교통기술평가원) 기술개발사업 운영위원. 2006년~현재 (주)로템 기술자문위원. 2007년~현재 도시철도기술실무위원회 위원(건설교통부). 2007년~현재 월간 전기설비 편집자문위원. 현재 성균관대 정보통신공학부 교수. 2007년~2008년 당 학회 부회장.



정용채(鄭龍采)

1966년 2월 28일생. 1989년 한양대 전자공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1995년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공박). 1995년~1999년 LG전자 홈어플라이언스연구소 선임연구원. 1999년~현재 남서울대 전자공학과 부교수. 당 학회 JPE 편집위원.