

태양광 최대 전력 추종기를 위한 고효율 무손실 스너버

장두희¹, 강정일², 한상규[†]High Efficiency Lossless Snubber
for Photovoltaic Maximum Power Point TrackerDu-Hee Jang¹, Jeong-Il Kang², and Sang-Kyoo Han[†]

Abstract – A new passive lossless snubber for boost converter based on magnetic coupling is proposed. It is composed of a winding coupled with boost inductor, one snubber inductor, two snubber capacitor and three additional diodes. Especially, the snubber inductor can not only limit the reverse recovery current of output diode but also minimize switch turn-on losses greatly. Moreover, all of the energy stored in the snubber is transferred to the load in the manner of resonance. To confirm the validity of proposed system, theoretical analysis, design consideration, and verification of experimental results are presented.

Keywords: photovoltaic, energy storage system (ESS), maximum power point tracking(MPPT), renewable energy

1. 서 론

최근 심각한 환경오염 문제와 화석 에너지 고갈로 차세대 에너지원에 대한 요구가 점차 증가하고 있다. 그 중 태양광 에너지는 발전규모의 선택이 자유롭고, 열적 공해, 소음, 방사능, 폭발 위험이 없고 유지 보수가 간편하므로, 미래 에너지 문제를 해결할 수 있는 대체 에너지원으로 각광받고 있다. 특히 계통 연계형 태양광 인버터 시스템은 최대 전력을 발전하는 시간대가 하절기 피크 전력 소비시간대와 유사하므로 주택 및 건물의 지붕이나 옥상, 벽면 등에 설치함으로써 전력 수급 불균형 해소에 기여할 수 있고 국토의 효율적 사용이 가능한 전력 공급원으로 그 활용이 가능하다.

계통 연계형 태양광 인버터 시스템은 태양전지의 최대 전력 점을 추종하는 최대 전력점 추종(Maximum Power Point Tracking, MPPT) 제어와 계통의 전압과 전류의 위상을 보정하며 무효전력을 최소화하는 인버터 구동 기술이 요구된다. 최근에는 이러한 태양광 인버터

시스템의 고 효율화를 위하여 많은 최대 전력점 추종 제어 기법과 인버터 구동 기법들이 제시되어 왔지만, 최대 전력점 추종기 전력단의 고 효율화를 위한 연구들은 많이 이루어지지 못한 실정이다.

기존 태양광 인버터 시스템의 최대 전력점 추종기는 태양광 어레이의 넓은 입력 전압 범위에서 동작 가능하고 큰 입력전류에 매우 적합한 부스트 컨버터를 주로 채용하고 있다. 그러나 대용량 MPPT용 부스트 컨버터의 경우 스위치 턴 온 시 급격한 전류 증가와 턴 오프 시 급격한 전압증가로 인해 스위칭 손실이 크며 출력 다이오드의 경우 느린 역 회복 특성으로 인한 큰 역 회복 전류가 발생하여 효율 및 발열 측면에서 심각한 문제점을 가질 뿐만 아니라 스위칭 주파수를 높일 수 없어 리액티브 소자의 사이즈를 줄이는데 한계가 존재한다^{[1][2]}.

이러한 문제점들을 해결하기 위하여 역률 개선을 위한 AC/DC 컨버터에는 다양한 방법들이 제시 되었으나, 최대 전력점 추종기에는 아직 적용된 사례가 없다. 또한 기존의 제시된 영전압 스위칭 (Zero voltage switching)이나 영전류 스위칭 (Zero current switching)을 위한 능동스너버 기법은 위의 언급한 문제점들을 개선할 수 있으나, 회로 구성이 복잡하고 제어회로가 복잡하여 제품 신뢰성이 낮아지는 문제점을 갖는다^{[3][4]}. 따라서 시스템 제작 단가가 상승하고, 시스템의 신뢰성이 저하 된다. 또한 저항, 커패시터, 다이오드로 구성된 RCD 스너버는 회로가 간단

Paper number: TKPE-2013-18-5-10 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: djhan@kookmin.ac.kr, POESLA, School of Electrical Eng., Kookmin University
Tel: +82-2-910-5467 Fax: +82-2-910-4449

¹ POESLA, School of Electrical Eng., Kookmin University
Manuscript received Dec. 11, 2012; accepted May 7, 2013

— 본 논문은 2012년 전력전자학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2012년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

하고 시스템 제작 단가 상승이 크지 않은 장점을 갖는다. 그러나 스너버의 커패시터에 저장된 에너지를 모두 저장하에서 소모하므로 높은 효율을 기대하기 어렵다.

따라서 본 논문에서는 상기 문제점들을 해결할 수 있는 새로운 구조의 무손실 스너버를 제안한다. 특히 제안된 회로는 스너버 커패시터에 저장된 에너지가 모두 출력측으로 회생되므로 시스템 효율 측면에서 매우 유리하며 작은 용량의 수동 소자만으로 구현이 가능하므로 시스템 제작단가 측면에서 유리한 장점을 가진다.

2. 제안 무손실 스너버 분석

그림 1은 제안 무손실 스너버가 적용된 부스트 컨버터이다. 그림에서 보는 바와 같이 인덕터 L_m 에 보조 권선을 연결하고, 다이오드 2개와 커패시터 2개, 보조 인덕터 1개로 구성되어 있다. 제안 무손실 스너버는 출력 다이오드 D_0 가 턴 오프 될 때에 보조 인덕터 L_s 로 인하여 다이오드의 역회복 특성에 의한 역회복 전류를 최소화할 수 있고, 스위치 M 이 턴 온시 인덕터 전류는 보조 인덕터 L_s 전류와 같으므로 영전류 근처에서 스위칭을 할 수 있다. 또한 스위치 턴 오프 시에는 스위치에 병렬로 연결된 커패시터 C_{s2} 로 인하여 스위치 드레인-소스 양단 전압의 기울기를 낮출 수 있으며, C_{s2} 에 저장된 에너지는 보조 인덕터와의 공진을 통하여 다시 회생 시키므로 스위치의 스위칭 손실을 크게 저감할 수 있다.

제안 회로의 동작 해석을 위해 다음과 같이 가정한다.

- 1) 출력 커패시터 C_0 는 충분히 크기 때문에 출력전압 V_0 는 일정하며, 리플은 고려하지 않는다.
- 2) 입력 전압 V_{in} 은 일정하다.
- 3) 모든 반도체 소자들은 D_0 를 제외하고 모두 이상적이다.
- 4) L_m, L_s 의 초기 전류는 각각 I_{Lm}, I_{Ls} 이다.
- 5) C_{s1} 의 크기는 C_{s2} 보다 충분히 크고, L_m 의 크기는 L_s 보다 충분히 크다.

(a) 모드 1 ($t_0 \sim t_1$): 주 스위치 M 이 턴 온 된 구간으로, i_{Lm} 과 i_{Ls} 가 동일하므로 i_{ds} 는 L_m 과 L_s 에 의해 0에서부터 서서히 증가하므로 영전류 스위칭이 이루어진다.

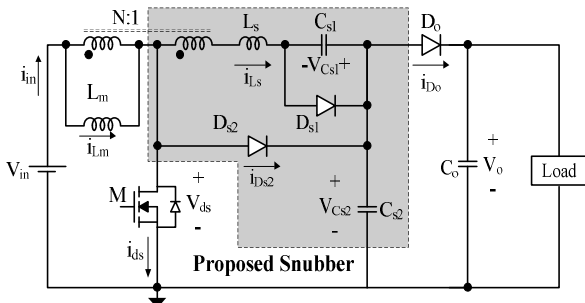


Fig. 1 Block diagram of boost converter with the proposed lossless snubber

뿐만 아니라 D_0 의 전류 또한 L_s 로 인하여 서서히 감소하므로 역회복 전류의 크기를 대폭 줄일 수 있다. 모드 1은 출력 다이오드 D_0 가 오프 될 때까지 지속된다. 이 때 흐르는 L_s 전류는 다음과 같다.

$$i_{Ls}(t) = I_{Ls} - \frac{V_{in} + V_o}{L_s} t \tag{1}$$

(b) 모드 2 ($t_1 \sim t_2$): 주 스위치 M 이 켜져 있으므로 L_m 에는 V_{in} 이 인가되어 i_{Lm} 은 V_{in}/L_m 의 기울기를 가지고 서서히 상승한다. 또한 C_{s1}, C_{s2} 는 L_s 와 $C_{s2}-C_{s1}-L_s-M$ 의 경로로 공진하며, C_{s1} 은 충전, C_{s2} 는 방전을 시작한다. 모드 2는 V_{Cs2} 가 0이 될 때까지 지속된다. 주요 수식은 다음과 같다.

$$V_{Cs1}(t) = \frac{C_{cq}}{C_{s1}} \left(V_o + \frac{V_{in}}{N} \right) (1 - \cos\omega_1 t) \tag{2}$$

$$V_{Cs2}(t) = V_o - \frac{C_{cq}}{C_{s1}} \left(V_o + \frac{V_{in}}{N} \right) (1 - \cos\omega_1 t) \tag{3}$$

$$i_{Ls}(t) = -\frac{V_o + \frac{V_{in}}{N}}{Z_1} \sin\omega_1 t \tag{4}$$

이때, $Z_1 = \sqrt{\frac{L_s}{C_{cq}}}$, $C_{cq} = C_{s1} \parallel C_{s2}$, $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{cq}}}$ 이다.

(c) 모드 3 ($t_2 \sim t_3$): 주 스위치 M 이 여전히 켜져 있으므로 i_{Lm} 은 모드 2와 동일하게 V_{in}/L_m 의 기울기를 가지고 상승한다. 또한 모드 2에서 V_{Cs2} 는 0이 되었으므로 D_{s2} 는 도통하게 되고, $L_s-D_{s2}-C_{s1}$ 의 경로로 L_s 와 C_{s1} 은 공진한다. 이 때, C_{s1} 은 충전되며, 모드 3은 i_{Ls} 가 0이 될 때까지 지속된다. 주요 수식은 다음과 같다.

$$V_{Cs1}(t) = \frac{V_{in}}{N} (1 - \cos\omega_2 t) + V_{Cs1t2} \cos\omega_2 t - I_{Lst2} Z_2 \sin\omega_2 t \tag{5}$$

여기서, I_{Lst2} 는 t_2 시점의 인덕터 L_s 의 초기 전류, V_{Cs1t2} 는 t_2 시점의 커패시터 C_{s1} 의 초기전압, $Z_1 = \sqrt{\frac{L_s}{C_{s1}}}$,

$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{s1}}}$ 이다.

(d) 모드 4($t_3 \sim t_4$): 주 스위치 M 이 여전히 켜져 있으므로 i_{Lm} 은 모드 3과 동일하게 V_{in}/L_m 의 기울기를 가지고 상승한다. 또한 i_{Ls} 는 전류가 흐르지 않으므로 D_{s2} 는 턴오프되고, 모드 4는 주스위치 M 이 꺼질 때까지 지속된다.

$$i_{Lm}(t) = I_{Lmt3} + \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (6)$$

여기서, I_{Lmt3} 는 t_3 시점의 인덕터 L_m 의 초기 전류이다.

(e) 모드 5($t_4 \sim t_5$): 주 스위치 M이 턴 오프 된 구간으로, D_{s2} 가 도통되어 $V_{in}-L_m-D_{s2}-C_s$ 의 전류경로를 가진다. 이때, i_{Lm} 은 C_{s2} 를 충전하기 시작한다. 제안 무손실 스너버는 C_{s2} 로 인하여 V_{ds} 의 기울기를 낮출 수 있으므로 스위치의 턴 오프손실을 줄 일 수 있다. 모드 5는 V_{Cs2} 가 출력 전압인 V_o 로 충전될 때까지 지속된다.

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm} \cos \omega_3 t + \frac{V_{in}}{Z_3} \sin \omega_3 t \quad (7)$$

이때, $Z_3 = \sqrt{\frac{L_m}{C_{s2}}}$, $\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_m C_{s2}}}$ 이다.

(f) 모드 6($t_5 \sim t_6$): 주스위치 M은 여전히 꺼져 있으며, 모드 5에서 V_{Cs2} 가 V_o 까지 상승 하였으므로 D_o 는 도통된다. 또한 L_s 는 보조권선에 의하여 양의 전압이 인가되므로 i_{Ls} 는 서서히 상승하고 C_{s1} 은 방전하기 시작한다.

또한 i_{Lm} 과 i_{Ls} 는 같지 않으므로 i_{Ds2} 는 i_{Lm} 과 i_{Ls} 의 차이만큼 흐르게 된다. 따라서 $V_{in}-L_m-L_s-C_{s1}-D_o-C_o$ 와 $V_{in}-L_m-D_{s2}-D_o-C_o$ 의 두 개의 전력 전달 경로가 형성된다. 모드 6은 i_{Ls} 와 i_{Lm} 이 같아질 때까지 지속된다.

$$i_{Ls}(t) = \frac{1}{N} \frac{(V_{in} - V_o) - V_{Cs1t5}}{Z_2} \sin \omega_2 t \quad (8)$$

$$v_{Cs1}(t) = \left\{ V_{Cs1t5} - \frac{1}{N} (V_{in} - V_o) \right\} \cos \omega_2 t + \frac{1}{N} (V_{in} - V_o) \quad (9)$$

이때, V_{Cs1t5} 는 C_{s1} 의 t_5 시점에서의 초기 값이다.

(g) 모드 7($t_6 \sim t_7$): 모드 6에서 i_{Ls} 와 i_{Lm} 은 같으므로 D_{s2} 는 꺼지게 되고, C_{s1} 은 계속 방전된다. 이 때, 전류경로는 $V_{in}-L_m-L_s-C_{s1}-D_o-C_o$ 의 전력 전달 경로만 남게 된다. 모드 7은 V_{Cs1} 이 0으로 떨어질 때까지 지속된다.

$$i_{Ls}(t) = I_{Lst6} - \frac{1}{N} \frac{(V_{in} - V_o)}{L_s} t \quad (10)$$

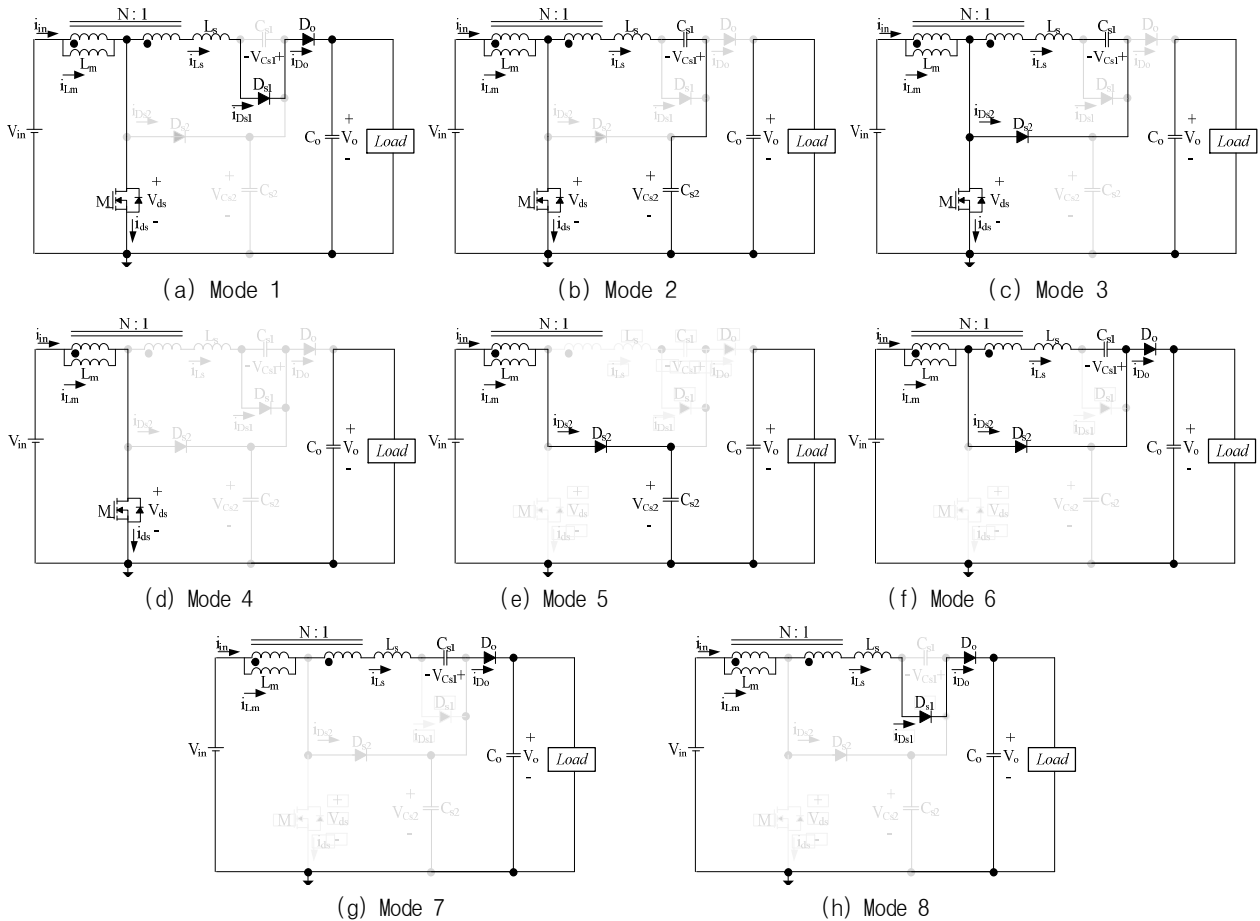


Fig. 2 Equivalent circuit during on one switching cycle

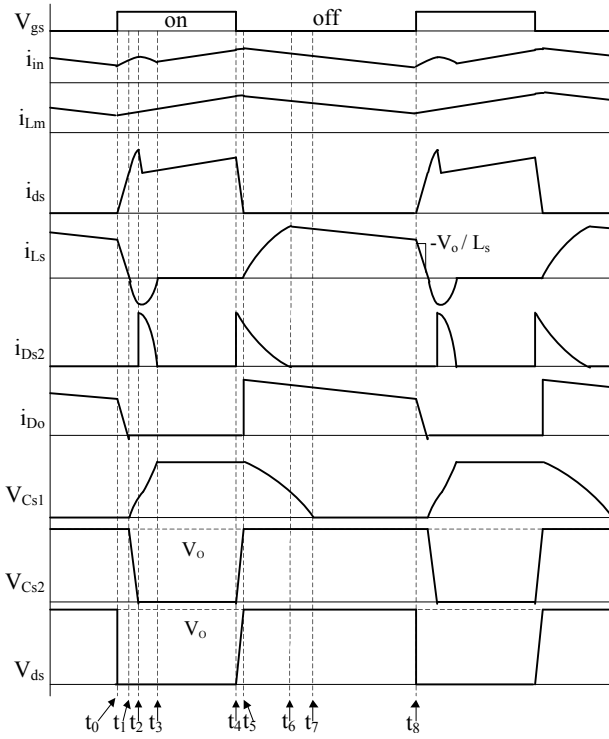


Fig. 3 Key waveforms of the boost converter with the proposed lossless snubber

이때, I_{Lst6} 은 보조 인덕터 L_s 의 t_6 시점에서의 초기 전

류이다.

(h) 모드 8($t_7 \sim t_8$): 모드 7에서 V_{Cs1} 이 0이 되었으므로 C_{s1} 에 병렬로 연결된 D_{s1} 은 도통된다. 따라서 $V_{in} - L_m - L_s - C_{s1} - D_o - C_o$ 의 경로로 전력전달이 이루어지며, 모드 8은 주 스위치 M이 턴 온 할 때까지 지속된다.

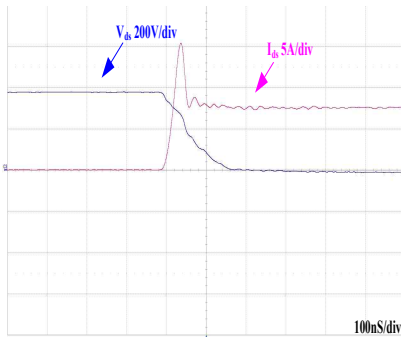
$$i_{Ls}(t) = \frac{V_o - V_{in}}{L_s + L_m \left(1 + \frac{1}{N}\right)^2} t + I_{Lst7} \quad (11)$$

3. 입·출력 전압 변환 비

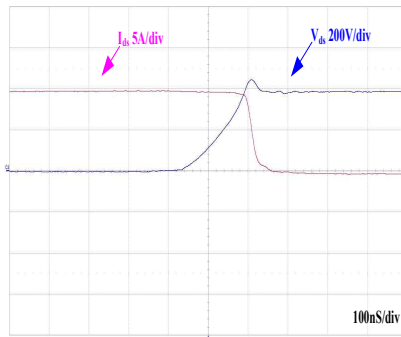
제안 무손실 스너버가 적용된 부스트 컨버터의 입출력 전압 변환비를 도출한다. 입출력 전압 변환 비 도출을 위하여 모드 5, 6, 7 구간은 전체 주기에 있어 매우 짧은 시간이므로 고려하지 않는다고 가정하였다.

입출력전압 변환비 도출을 위하여 인덕터 L_m 의 전압시간 평형 조건을 적용하면 다음과 같다.

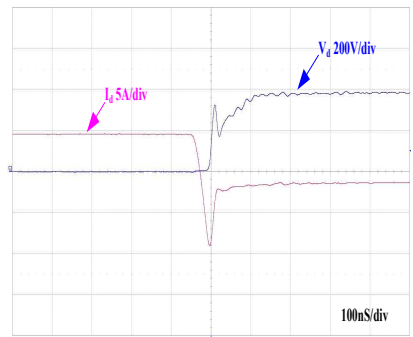
$$V_{in} \times DT_S = \frac{N}{N+1} \times \frac{\frac{(N+1)^2}{N^2} L_m}{\frac{(N+1)^2}{N^2} L_m + L_s} \times (V_o - V_{in})(1-D) T_s \quad (12)$$



(a) V_{ds} and i_{ds} at switch turn-on

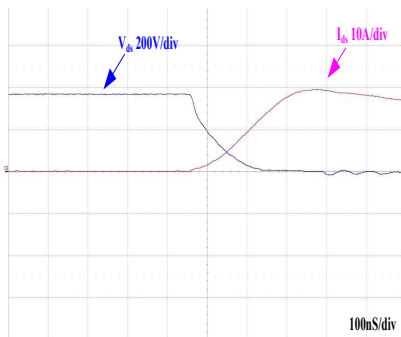


(b) V_{ds} and i_{ds} at switch turn-off

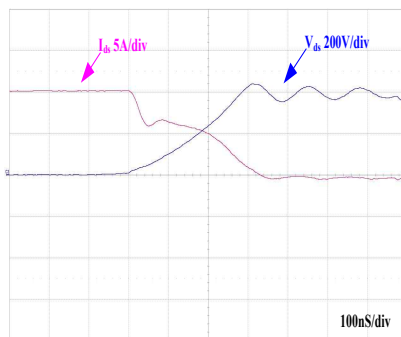


(c) V_d and i_d at diode turn-off

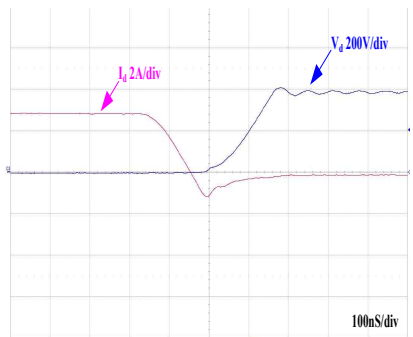
Fig. 4 Key waveforms of conventional boost converter



(a) V_{ds} and i_{ds} at switch turn-on



(b) V_{ds} and i_{ds} at switch turn-off



(c) V_d and i_d at diode turn-off

Fig. 5 Key waveforms of the boost converter with proposed lossless snubber

식 (12)를 정리하면 다음과 같은 입·출력 전압 변환비를 얻을 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)} + \frac{\left(\frac{D}{N} + D\left(1 - \frac{(N+1)^2 L_m}{N^2 L_m + L_s}\right)\right)}{\frac{(N+1)^2 L_m}{N^2} \times (1-D)} \quad (13)$$

$L_m \gg L_s$ 이므로 식 (13)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)} \left(1 + \frac{D}{N}\right) \quad (14)$$

제안 무손실 스너버가 적용된 부스트 컨버터는 Tapped-Inductor 부스트 컨버터의 시 비율과 동일한 것을 알 수 있다^[5].

4. 제안 무손실 스너버 설계

제안 무손실 스너버의 효율 상승 및 각 소자의 스트레스를 최소화하기 위하여 각 소자들의 설계를 수행한다. 설계 파라미터는 커플 인덕터의 턴 비, C_{s1} , C_{s2} , L_s 이다.

1) 커플 인덕터 턴 비

커플 인덕터의 역할은 보조 인덕터의 전류 상승 및 리셋 기능을 수행한다. 턴 비가 작을수록 식 (3)에서 보듯이 보조 인덕터의 전류 상승 및 리셋이 잘 이루어지나, 턴 비가 작아지면 식 (4)에서 보듯이 보조 인덕터 전류의 크기를 크게 하므로 스위치의 도통 손실을 증가시키므로 효율이 저감되는 원인이 된다. 따라서 제안 무손실 스너버의 안정적인 동작을 위하여 스위치의 최대 전류는 설정 값 이상 넘지 않아야 한다. 이를 만족하기 위한 조건은 다음과 같다.

$$N > \frac{1}{\frac{I_{SET} Z_1}{V_{in} \sin \omega t} - \frac{V_o}{V_{in}}} \quad (15)$$

2) C_{s1} , C_{s2}

다이오드 D_{s1} 및 C_{s2} 의 내압은 C_{s1} 과 C_{s2} 의 비율에 의하여 결정되며, C_{s2} 의 최대 전압은 식 (2)를 이용하여 구할 수 있다. 상용 커패시터 및 적정 내압의 다이오드를 사용할 수 있도록 C_{s1} 과 C_{s2} 의 비율을 결정한다. C_{s1} 과 C_{s2} 의 비율은 다음에 의하여 결정할 수 있다.

$$k < \frac{1}{\frac{NV_o + V_{in}}{NV_{Cs1max}} - 1} \quad (16)$$

이 때, $k = \frac{C_{s2}}{C_{s1}}$, V_{Cs1max} 는 모드 2에서의 V_{Cs1} 의 최대값이다.

3) 공진 주파수(L_s - C_{eq})

보조 인덕터 L_s 와 커패시터 C_{s1} , C_{s2} 의 공진 주파수는 무손실 스너버의 안정적인 동작을 보장하기 위하여 반드시 스위칭 주파수보다 크게 설계 되어야 한다.

$$\frac{1}{\sqrt{L_s C_{eq}}} \gg f_s \quad (17)$$

$$\frac{1}{\sqrt{L_s C_{s1}}} \gg f_s \quad (18)$$

$$\frac{1}{\sqrt{L_m C_{s2}}} \gg f_s \quad (19)$$

5. 실험 및 결과

제안 시스템의 타당성 및 우수성 검증을 위해 1.5kW급 시작품을 제작하였고, 실험에 사용된 소자들은 표 1에 나타내었다. 실험은 기존 부스트 컨버터와 제안 무손실 스너버를 적용한 부스트 컨버터의 성능을 비교 하였으며, 이를 통하여 제안 무손실 스너버의 우수성을 검증하였다.

5.1. 기존 부스트 컨버터 분석

그림 4는 기존 부스트 컨버터의 각 부 주요파형이다. 그림 4 (a)는 기존 부스트 컨버터의 스위치 턴 온 시의 파형으로 그림에서 보는 바와 같이 스위치 턴 온 시 약 150ns 동안 손실이 발생하고 있으며, 스위치 최대 전류는 12.65A가 흐르는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 4 (b)는 스위치 턴 오프시의 파형으로 약 200ns동안 손실이 발생하고 있다. 그리고 스위치 드레인-소스 양단 전압의 기울기는 약 3000V/us 로 매우 급격하게 전압이 떨어지는 것을 확인할 수 있다. 그림 4 (c)는 기존 부스트 컨버터의 다이오드 턴 오프시의 파형으로 다이오드의 느린 역회복 특성으로 인하여 약 6.4A의 역회복 전류가 발생한 것을 확인할 수 있다. 이는 스위치 및 다이오드의 주된 손실이 되어 효율을 저감하는 원인이 된다.

5.2. 제안 무손실 스너버 분석

그림 5는 제안 무손실 스너버를 적용한 부스트 컨버터 각 부 주요 파형이다. 그림 5 (a)는 스위치 턴 온시 드레인-소스 양단 전압 및 전류 파형으로 영전류 근처

Table 1 Parameters of the prototype

Spec	
Main inductor L	1.2mH
Turns ratio	70:8
Auxiliary inductor L_s	6.6uH
Switch M	IKW50N60T(600V / 50A)
D_o, D_{S1}	RURG3060 (600V / 30A)
D_{S2}	MUR460 (600V / 4A)
Switching frequency, f_s	30kHz

에서 스위칭이 이루어지는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 4 (a)와 비교할 경우 손실이 매우 작아진 것을 확인할 수 있다. 그림 5 (b)는 스위치 턴 오프시 드레인-소스 양단 전압, 전류 파형으로 스위치 턴 오프시 스위치 드레인-소스 양단 전압의 기울기는 1500V/us로 기존 대비 절반으로 감소된 것을 확인할 수 있다. 이는 스위치 턴 오프 스너빙을 위한 C_{S1} 커패시터로 인하여 스위치 드레인-소스 양단 전압의 기울기를 크게 낮출 수 있으므로, 스위치 턴 오프 손실을 크게 개선할 수 있다. 그림 5 (c)는 출력 다이오드 전압, 전류 파형으로 다이오드 턴 오프시 역회복 전류의 피크치는 -2.2A로 기존 대비 약 3배 저감된 것을 확인할 수 있다. 앞선 모드 해석에서 살펴본 바와 같이 보조 인덕터로 인하여 다이오드 전류는 보조 인덕터 전류가 영이 될 때까지 꺼지지 않으므로 역회복 특성에 의한 역전류는 거의 발생하지 않는다.

5.3. 기존 및 제안 부스트 컨버터 효율비교

그림 6은 기존 및 제안 무손실 스너버를 적용한 부스트 컨버터의 효율을 비교한 것이다. 기존 부스트 컨버터는 최소 93.2%에서 최대 96%로 나타났고, 제안 무손실 스너버를 적용한 부스트 컨버터의 경우에는 최소 96.7%에서 최대 98.2%로 기존 대비 2.2%의 효율 개선효과를 갖는 것을 확인할 수 있다. 이는 제안 무손실 스너버가 스위치의 턴 온 및 턴 오프 스너빙과 출력 다이오드의 작은 역회복전류로 인하여 효율이 크게 개선된 것으로 판단된다.

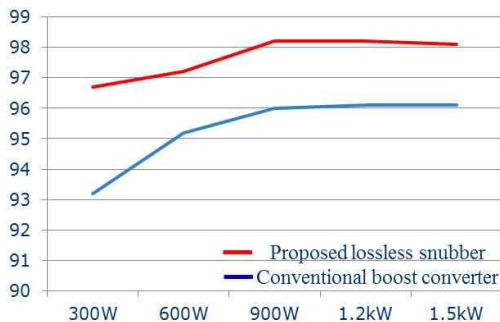


Fig. 6 Efficiency comparison between conventional and proposed boost converter

6. 결 론

기존 태양광 인버터 시스템의 MPPT단은 부스트 컨버터가 채용되어, 태양광 어레이의 넓은 전압 범위에도 동작이 가능한 장점을 갖는다. 그러나 스위치의 스위칭 손실 및 다이오드의 느린 역회복 특성에 의하여 효율이 저감되는 문제점을 갖는다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결할 수 있는 새로운 구조의 무손실 스너버를 제안하였다. 제안 무손실 스너버는 수동 소자만으로 구성되어 시스템 제작단가 상승이 크지 않으며, 스위치 턴 온 및 턴 오프시 전력 소모 없이 스너빙이 가능한 장점을 갖는다. 제안 시스템의 타당성을 검증하기 위하여 모드 해석 및 입출력 전압 변환비를 도출 하였고, 설계 가이드를 제시 하였다. 1.5kW급 시작품을 제작하여 이론적 분석이 타당함을 제시 하였으며, 실험을 통하여 스위치의 우수한 턴 온 및 턴 오프 스너빙, 다이오드의 역회복 전류 억제 기능이 가능함을 확인하였다. 또한 기존 및 제안 부스트 컨버터의 효율 비교 결과 기존 96%, 제안 98.2%로 기존 대비 2.2%의 효율이 개선됨을 확인 하였다. 따라서 제안 무손실 스너버를 태양광 인버터 시스템에 적용할 경우 효율을 크게 개선 할 수 있을 것으로 판단된다.

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT 연구센터육성 지원사업의 연구결과로 수행되었음(NIPA-2013-H0301-13-2007).

References

- [1] M. Jovanovic, Y. Jang, Y. Chang, and K. Fang, "Soft-switching power converters," U.S. Patent 6 987 675, Jan. 17, 2006.
- [2] R. Gurunathan and A. Bhat, "Zero-voltage switching DC link single phase pulsewidth-modulated voltage source inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 22, No. 5, pp. 1610-1618, Sep. 2007.
- [3] W. Y. Choi, J. M. Kwon, and B. H. Kwon, "Bridgeless dual-boost rectifier with reduced diode reverse-recovery problems for power-factor correction," *IET Power Electron.*, Vol. 1, No. 2, pp. 194-202, June 2008.
- [4] H. Bodur and A. Bakan, "A new ZVT-ZCT-PWM DC-DC converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 19, No. 3, pp. 676 - 684, May 2004.
- [5] J.P. Fohringer, F.A. Himmelstoss, "Analysis of a Boost converter with Tapped Inductor and Reduced Voltage Stress Across the Buffer Capacitor," *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Dec. 2006.



장두희(張斗熙)

1982년 2월 13일생. 2007년 국민대 공과대학 기계자동차공학부 졸업. 2009년 3월 국민대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2012년 8월 동 대학원 전자공학과 졸업(공박). 2012년 9월~현재 국민대 전력전자 시스템 연구실 박사후연구원.



강정일(姜正一)

1973년 9월 1일생. 1995년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공박) 현재 삼성전자 영상디스플레이사업부 개발팀 수석연구원.



한상규(韓翔圭)

1973년 12월 13일생. 1999년 2월 부산대 전기공학과 졸업. 2001년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전자전산학과 졸업(공박). 2005년 3월~2005년 8월 한국과학기술원 정보전자연구실 박사후연구원. 2005년 9월~현재 국민대 전자정보통신공학부 부교수.