

# 고속 스위칭 및 고 전력밀도 강압형 컨버터를 위한 무손실 스너버

신정민<sup>1</sup>, 박철완<sup>2</sup>, 한상규<sup>†</sup>

## Non-Dissipative Snubber for High Switching Frequency and High Power Density Step-Down Converters

Jung-Min Shin<sup>1</sup>, Chul-Wan Park<sup>2</sup>, and Sang-Kyoo Han<sup>†</sup>

### Abstract

In this paper, a non-dissipative snubber for reducing the switching losses in the step down converter is proposed. The conventional step down converter, e.g., buck converter, suffers from serious switching losses and consequentially heat generation because of its hard switching. Thus, it is unsuitable for high switching frequency operation. Reduction of the reactive components' size, such as an output inductor and capacitor, is difficult. The proposed snubber can slow down the increasing current slopes and switch voltage at turn-on and turn-off transients, thereby significantly reducing the switching losses. Additionally, the slowly increasing current during switch turn-on transition, can effectively solve the output rectifier diode reverse recovery problem. Therefore, the proposed non-dissipative snubber not only leads to the efficiency of converter operation at high switching frequency but also reduces the reactive components size in proportion to the switching frequency. To confirm the validity of the proposed circuit, theoretical analysis and experimental results from a 150 W, 1 MHz prototype are presented.

**Key words:** Step down converter, Non-dissipative snubber, High frequency, High power density, Loss analysis

### 1. 서 론

최근 전자기기의 소형화 추세에 따라 SMPS 전원회로의 고 전력밀도가 요구되고 있다. 전원회로의 구조를 살펴보면 회로 내에서 가장 큰 부피를 차지하는 부분은 인덕터나 캐패시터와 같은 리액티브(Reactive) 소자이다. 따라서 리액티브 소자의 축소를 통한 전원회로의 부피 저감이 절실하며 이를 위해 고 주파수 구동은 필수적이라 할 수 있다. 그러나 일반적으로 전원회로에 사용되는 FET나 IGBT 등 스위칭 소자의 경우 스위치 턴 온 및 턴 오프 시 스위치 양단의 전압( $v_{DS}$ )과 전류( $i_{DS}$ )가 교차되는 영역이 반드시 존재하며 이로 인한 스위칭 손실이

불가피 하다. 또한 상기 스위칭 손실의 경우 스위칭 주파수에 정 비례하여 증가하므로 고주파 구동 시 소자발열과 효율저하가 더욱 심각해지므로 리액티브 소자 사이즈 축소에 한계로 작용한다. 또한 매 스위치 턴 온 시 출력 다이오드의 역회복 특성에 의해 스위치, 다이오드, 입력전압으로 구성된 루프 상에 순간적인 단락 전류로 인해 추가적인 손실 또한 무시할 수 없을 만큼 발생한다. 따라서 스위칭 주파수 상향을 통한 고밀도 전원 회

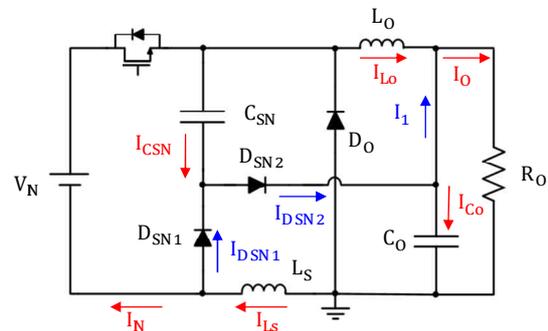


Fig. 1. Buck converter with proposed lossless snubber.

Paper number: TKPE-2017-22-4-9

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

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

<sup>1</sup> School of Electrical Eng., Kookmin University  
Manuscript received Feb. 3, 2017; revised Feb. 27, 2017;  
accepted May 8, 2017

로 구현을 위해서는 상기 스위칭 손실 저감이 필수적이라 할 수 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 제안된 기존의 무손실 스너버의 경우, 스위칭 손실을 저감할 수 있지만 스너버 소자가 다소 많이 사용하고 있다는 단점을 가지고 있다<sup>[1]</sup>. 따라서 본 논문에는 고주파수 구동시 스위칭 손실을 저감하기 위한 무손실 스너버를 제안한다<sup>[1],[2],[3]</sup>.

제안된 무손실 스너버의 경우 스위치 턴 온 시 스위치에 흐르는 전류( $i_{DS}$ )의 기울기를 감소하고, 턴 오프 시 스위치 양단에 걸리는 전압 ( $v_{DS}$ )의 기울기를 감소시켜 전류와 전압이 서로 교차되는 영역을 최소화함으로써 스위칭 손실을 대폭 저감시킬 수 있어 고주파수 구동 및 고 전력밀도 전원회로 구현에 용이한 장점을 갖는다.

## 2. 제안된 무손실 스너버를 적용한 벡 컨버터

제안된 무손실 스너버는 스위치 턴 온 및 오프 시 스위치의 전류, 전압 기울기를 감소시켜 스위칭 손실을 저감할 뿐만 아니라 출력 다이오드가 차단될 때의 전류 기울기를 감소하여 역 회복 특성에 의한 추가적인 손실을 감소시킬 수 있다. 제안된 스너버의 상세한 동작원리는 다음과 같다<sup>[1]</sup>.

### 2.1 제안된 무손실 스너버의 모드별 동작원리

제안된 무손실 스너버가 적용된 벡 컨버터의 모드 분석에 앞서 해석의 편의를 위하여 모든 동작은 정상상태이며, 모든 소자는 이상적이라고 가정한다.

**Mode 0 ( $\sim t_0$ ):** 모드 0는 그림 2-(a)와 같은 도통 경로를 형성하며, 일반적인 벡 컨버터의 Powering 동작과 동일하며  $L_S$ 와  $L_O$ 는 직렬 연결되어 서로 같은 기울기로 전류가 증가한다. 이 때  $C_{SN}$ 은  $V_{IN}$ 으로 인가된다.

**Mode 1 ( $t_0 \sim t_1$ ):** 모드 1은 스위치가 턴 오프가 될 때 시작하며, 그림 2-(b)와 같은 도통 경로를 형성한다. 이 때  $i_{LS}$ 에 의해  $C_{SN}$ 이 서서히 방전함에 따라 스위치 양단 전압  $v_{DS}$ 는 서서히 증가하므로 소프트 턴 오프 동작이 가능하다. 모드 1은  $v_{CSN}$ 이 0V가 될 때 종료한다.

**Mode 2 ( $t_1 \sim t_2$ ):** 모드 2는  $v_{CSN}$ 이 0V가 되고 이와 동시에  $D_0$ 가 도통 할 때 그림 2-(c)와 같은 도통 경로를 형성하며 시작한다. 이 때  $C_{SN}$ 의 양단 전압은  $L_S$ 와 공진을 통해 역방향으로 충전되며  $v_{CSN}$ 이  $-V_0$ 로 충전된다.

**Mode 3 ( $t_2 \sim t_3$ ):** 모드 3은 그림 2-(d)와 같이  $v_{CSN}$ 이  $-V_0$ 로 충전되고 이와 동시에  $D_{SN2}$ 가 도통될 때 시작한다. 이 때  $L_S$ 양단에는  $-V_0$ 가 인가되어 그 전류는 선형적으로 감소하며  $L_S$ 의 에너지는 모두  $C_0$ 로 전달된다.

**Mode 4 ( $t_3 \sim t_4$ ):** 모드 4는 그림 2-(e)와 같이  $i_{LS}$ 가 0A가 되어  $D_{SN1}$ 과  $D_{SN2}$ 가 모두 차단 될 때 시작한다. 이 때  $i_{LO}$ 는  $D_0$ 를 통하여 환류하며 일반적인 벡 컨버터와 그 동작이 동일하다.

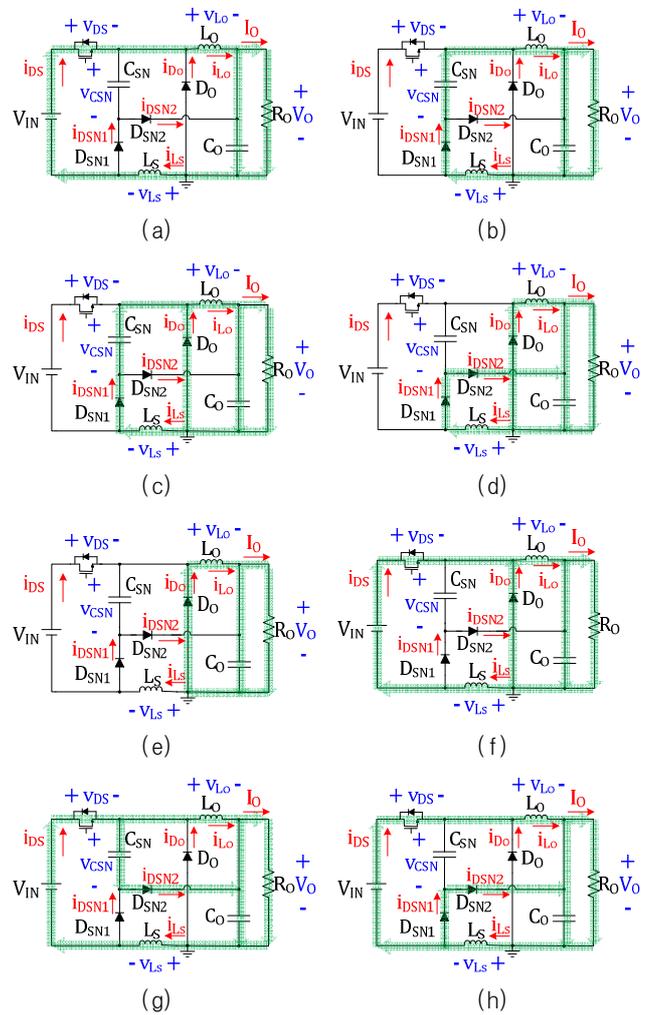


Fig. 2. Circuit operations during one period.

**Mode 5 ( $t_4 \sim t_5$ ):** 스위치가 턴 온 될 때 그림 2-(f)와 같은 도통 경로를 형성하며 모드 5가 시작한다. 이 때  $L_S$ 에는 입력전압  $V_{IN}$ 이 인가되어 그 전류인  $i_{LS}$ 는 0A부터 서서히 증가하며 이와 직렬 연결된 스위치 역시  $L_S$ 에 의해 완만한 기울기로 증가하므로 소프트 턴 온 동작이 가능하다. 모드 5는  $i_{LS}$ 와  $i_{LO}$ 가 같을 시 종료한다.

**Mode 6 ( $t_5 \sim t_6$ ):** 모드 6은 그림 2-(g)와 같이  $i_{LS}$ 와  $i_{LO}$ 가 동일해져 다이오드  $D_0$ 가 차단될 때 시작한다. 이 때  $L_S$ 는  $C_{SN}$ 과 공진하여  $i_{LS}$ 는 계속해서 증가하며  $i_{LS}$ 와  $i_{LO}$ 의 차이에 해당하는 전류는  $D_{SN2}$ 를 통해  $C_0$ 로 흐른다. 또한 출력 다이오드의 전류의 기울기가 완만하게 감소하기 때문에 역회복 문제가 발생되지 않는다.

**Mode 7 ( $t_6 \sim t_7$ ):** 모드 7은  $C_{SN}$ 전압이  $V_{IN}$ 에 도달하여 그림2-(h)와 같이  $D_{SN1}$ 이 도통될 때 시작한다. 이 때  $L_S$ 에는  $D_{SN1}$ 과  $D_{SN2}$ 를 통해 출력 전압  $-V_0$ 가 인가되어 그 전류가 선형적으로 감소하며  $L_S$ 에 저장된 에너지는 모두 출력 측인  $C_0$ 로 전달된다. 모드 7은  $L_S$ 의 전류가 0A가 될 때 종료한다. 이후 동작은 모드 0과 동일하다.

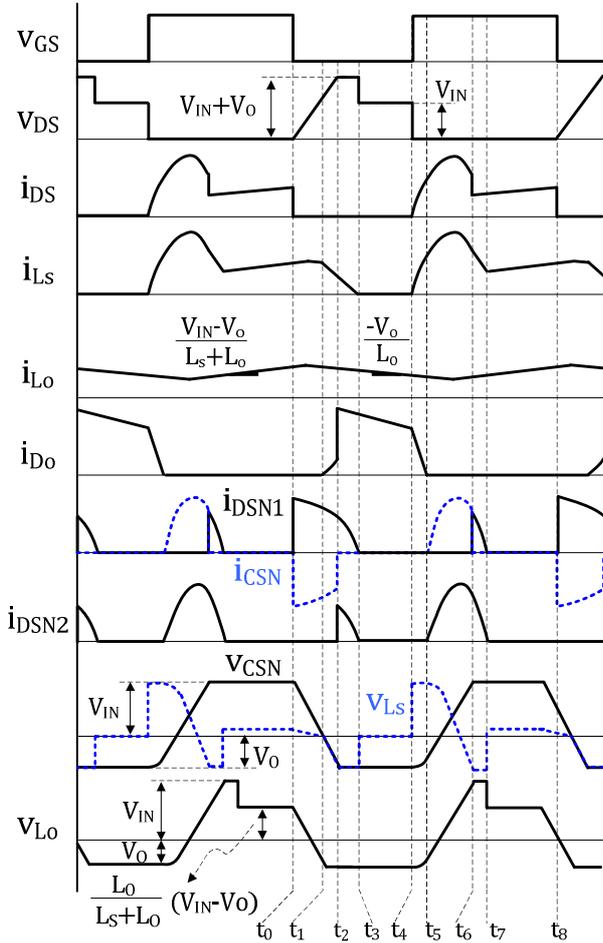


Fig. 3. Key waveforms of the proposed circuit.

### 3. 제안된 무손실 스너버 설계

출력 인덕터의 평균 전류는 적용된 스너버 인덕터  $L_S$  및 스너버 캐패시터  $C_{SN}$ 의 값에 따라 변동하므로 각 부 소자인 스위치, 다이오드, 출력 인덕터, 스너버 인덕터의 손실 또한 스너버 인덕터와 캐패시터의 값에 의해 결정된다. 따라서 제안된 무손실 스너버의 최적 설계를 위해서는 각 소자에서 발생하는 손실을 최소화할 수 있도록 손실 또는 효율 측면에서 접근하여야 할 것이다. 따라서 본 절에서는 각 소자들의 손실 분석을 통한 제안된 무손실 스너버의 설계에 대해 고찰한다.

#### 3.1 출력 인덕터의 평균 전류

그림 1에서 출력 인덕터의 평균 전류는 부하 전류  $I_O$ 와 전류  $I_1$ 의 차이와 같다. 이 때 이상적으로 스너버 캐패시터와 출력 캐패시터의 평균 전류는 0A이기 때문에  $I_1$ 은 스너버 다이오드 평균전류  $I_{DSN1}$  또는  $I_{DSN2}$ 와 동일하며, 따라서 출력 인덕터의 평균 전류는 식 (1)과 같다.

$$I_{LO} = I_O - I_{DSN1} \quad (1)$$

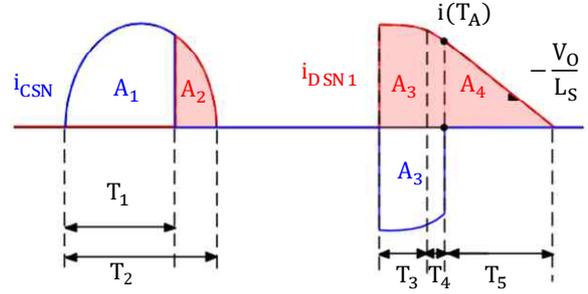


Fig. 4. Current waveforms of snubber capacitor  $C_{SN}$  and snubber diode  $D_{SN1}$ .

그림 4는  $C_{SN}$ 과  $D_{SN1}$ 의 전류 파형을 보이고 있으며  $i_{DSN1}$ 의 평균인  $I_{DSN1}$ 은 면적  $A_2, A_3, A_4$ 로부터 도출할 수 있다. 이 때 면적  $A_3$ 의 경우  $C_{SN}$ 의 평균 전류가 0A이기 때문에 면적  $A_1$ 과 같으므로  $I_{DSN1}$ 은 다음 식 (2)와 같다.

$$I_{DSN1} = (A_2 + A_3 + A_4)f_{sw} = (A_1 + A_2 + A_4)f_{sw} \quad (2)$$

한편, 면적  $A_1$ 과  $A_2$ 를 구하기 위한 전류  $i_{CSN}$ 와 전압  $v_{CSN}$ 은 그림 2-(g)에 보인 모드 6의 등가회로 해석을 통해 다음 식 (3) 및 (4)와 같다.

$$v_{CSN}(t) = V_{IN} - V_O - V_{IN} \cos \frac{1}{\sqrt{L_S C_{SN}}} t \quad (3)$$

$$i_{CSN}(t) = V_{IN} \sqrt{\frac{C_{SN}}{L_S}} \sin \frac{1}{\sqrt{L_S C_{SN}}} t \quad (4)$$

또, 구간  $T_1$ 은  $v_{CSN}$ 이  $-V_O$ 에서  $V_{IN}$ 까지 충전되는 시간이며 시간  $T_2$ 의 경우  $i_{CSN}(t)$ 이 0A가 되는 지점 이므로 식 (3)과 식(4)로부터  $T_1$ 과  $T_2$ 는 다음 식 (5)와 같다.

$$T_1 = \sqrt{L_S C_{SN}} \cos^{-1} \left( -\frac{V_O}{V_{IN}} \right), \quad T_2 = \sqrt{L_S C_{SN}} \pi \quad (5)$$

따라서 면적  $A_1 + A_2$ 는 식(3)~(5)로부터 식(6)과 같이 도출된다.

$$A_1 + A_2 = \int_0^{T_2} i_{CSN}(t) dt = 2 C_{SN} V_{IN} \quad (6)$$

한편 면적  $A_4$ 는  $T_5$ 구간에 해당되는 모드 3의 해석을 통해 식 (7)과 같이 도출된다.

$$A_4 = \frac{1}{2} T_5^2 i_{CSN}(T_4) = \frac{L_S}{2 V_O} i_{CSN}(T_4)^2 \quad (7)$$

이 때  $i_{CSN}(t_4)$ 는 그림 2-(b)에 보인 모드 1의 등가회로 해석을 통해 도출될 수 있으며  $C_{SN}$ 과  $L_O$ 가 서로 공진 동작하는  $i_{CSN}(t)$ 는 식 (8)과 같다.

$$i_{CSV}(t) = i_{LO(max)} \sin \frac{1}{\sqrt{L_O C_{SV}}} t \quad (8)$$

한편  $T_4$ 는  $v_{CSN}(t)$ 가  $-V_O$ 가 되는 시점으로 식(8)을 통해 도출된 식(9)의  $v_{CSN}(t)$  수식으로부터 식(10)과

$$v_{CSN}(t) = \int \frac{i_{CSV}(t)}{C_{SV}} dt = -i_{LO(max)} \sqrt{\frac{L_O}{C_{SV}}} \cos \frac{1}{\sqrt{L_O C_{SV}}} t \quad (9)$$

$$T_4 = \sqrt{L_O C_{SV}} \cos^{-1} \frac{C_{SV} V_O}{i_{LO(max)} \sqrt{L_O C_{SV}}} \quad (10)$$

같이 얻을 수 있다. 따라서 식(7), (8), (10)에 의해 면적  $A_4$ 는 식(11)과 같다.

$$A_4 = \frac{L_S}{2V_O} [i_{LO(max)} \sin(\cos^{-1} \frac{C_{SV} V_O}{i_{LO(max)} \sqrt{L_O C_{SV}}})]^2 \quad (11)$$

결국  $I_{DSNI}$ 은 식(2), (6), (11)로부터 식(12)와 간단히 같이 도출되며 최종적으로  $I_{LO}$ 는 식(1)과 식(12)로부터 식(13)과 같이 얻어진다.

$$I_{DSNI} = (2C_{SV}V_{IN} + A_4)f_{sw} \quad (12)$$

$$I_{LO} = I_O - (2C_{SV}V_{IN} + A_4)f_{sw} \quad (13)$$

## 3.2 스위치 손실 분석

### 3.2.1 스위칭 손실

스위치의 턴 온 및 오프 손실은  $i_{DS}$ 와  $v_{DS}$ 가 교차하는 구간에서 발생된다. 스위치 턴 온 손실의 경우 스위치가 턴 온 되는 시점인 모드 5에서 발생되며 이때 스위칭 전류  $i_{DS}(t)$ 는 식(14)과 같으며 이로부터 턴 온 스위칭 손실은 식(15)과 같다.

$$i_{DS}(t) = \frac{V_{IN}}{L_S} t \quad (14)$$

$$P_{turnon} = \int_0^{t_{rise}} i_{DS} v_{DS} f_{sw} dt = \frac{V_{IN}^2 t_{rise}^2 f_{sw}}{6L_S} \quad (15)$$

한편, 턴 오프 손실의 경우 스위치가 턴 오프 되는 시점인 모드 1에서 발생되며 이때 스위치 양단 전압인  $v_{DS}(t)$ 는 식(16)과 같이 도출 가능하며, 이로부터 턴 오프 스위칭 손실은 식(17)과 같다<sup>[4],[5],[6]</sup>.

$$v_{DS}(t) = \frac{V_{IN} + V_O}{K_1 \sqrt{L_O C_{SV}}} t \quad (16)$$

여기서  $K_1$ 은

$$K_1 = [\cos^{-1}(\frac{-V_O \sqrt{L_O C_{SV}}}{L \dot{i}_{LO(min)}}) - \cos^{-1}(\frac{-V_{IN} \sqrt{L_O C_{SV}}}{L \dot{i}_{LO(min)}})]$$

이다.

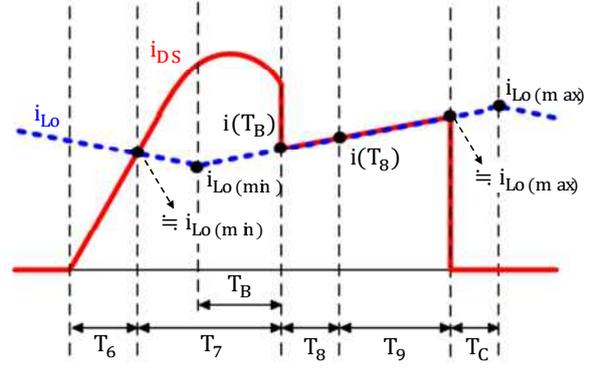


Fig. 5. Current waveforms of switch and output inductor.

$$P_{turnoff} = \frac{(V_{IN} + V_O) i_{LO(max)} t_{fall}^2 f_{sw}}{6K_1 \sqrt{L_O C_{SV}}} \quad (17)$$

### 3.2.2 스위치 도통 손실

그림 5는 스위치 및 출력 인덕터 전류 파형으로서 스위치 도통 손실을 고찰하기 위해서는 스위치 전류의 실효치가 필요하다<sup>[4],[5],[6]</sup>. 스위치 전류의 실효치를 도출하기 위해  $T_6$ 은 동작모드 5의 구간으로서  $i_{DS}$ 와  $i_{LO}$ 가 만나는 지점을  $i_{LO(min)}$ 이라고 가정한다면 식(18)과 같이 근사할 수 있고,  $T_7$ 은 동작모드 6의 구간으로서  $v_{CSN}$ 이  $-V_O$ 에서  $V_{IN}$ 으로 충전되는 시간으로서 식(19)와 같으며,  $T_8$ 은 동작모드 7의 구간으로 그림 4의  $T_2 - T_1$ 과 동일하므로 식(20)과 같다.

$$T_6 = \frac{i_{LO(min)} L_S}{V_{IN}} \quad (18)$$

$$T_7 = \sqrt{L_S C_{SV}} \cos^{-1}(-\frac{V_O}{V_{IN}}) \quad (19)$$

$$T_8 = \sqrt{L_S C_{SV}} [\pi - \cos^{-1}(-\frac{V_O}{V_{IN}})] \quad (20)$$

또,  $T_9$ 는 식(21)과 같으며  $i_{LO}(T_8)$ 를 풀어서 대입하면 식(22)와 같다. 이때,  $T_B$ 는 모드 6에서  $v_{CSN}$ 이  $V_{IN}$ 에서 0V로 방전하는 시간이며  $T_C$ 는 모드 1에서  $v_{CSN}$ 이  $V_{IN}$ 에서  $V_O$ 로 방전하는 시간으로 식(23) 및 (24)과 같다.

$$T_9 = \frac{i_{LO(max)} - i_{LO}(T_8)}{(V_{IN} - V_O)/(L_S + L_O)} - T_C \quad (21)$$

$$T_9 = \frac{L_S + L_O}{V_{IN} - V_O} \left( -\frac{i_{LO(max)} - i_{LO(min)}}{L_O} T_8 - \frac{V_{IN}}{2L_O} T_B \right) - T_C \quad (22)$$

$$T_B = \sqrt{L_S C_{SV}} [\cos^{-1}(-\frac{V_O}{V_{IN}}) - \cos^{-1}(1 - \frac{V_O}{V_{IN}})] \quad (23)$$

$$T_C = \sqrt{L_S C_{SV}} [\cos^{-1}(-K_2 V_{IN}) - \cos^{-1}(-K_2 V_O)] \quad (24)$$

여기서  $K_2 = \frac{C_{SN}}{i_{LO(max)} \sqrt{L_O C_{SN}}}$  이다.

한편, 앞에서 도출된  $T_6 \sim T_9$ 를 이용한 스위치 전류의 실효치는 식 (25)과 같다.

$$i_{DS(RMS)} = \sqrt{i_{DS}(T_6)_{avg}^2 + i_{DS}(T_7)_{avg}^2 + i_{DS}(T_{8+9})_{avg}^2} \quad (25)$$

여기서

$$i_{DS}(T_6)_{avg}^2 = \frac{f_{sw}}{3} i_{LO(min)}^2 T_6$$

$$i_{DS}(T_7)_{avg}^2 = \int_0^{T_7} \left( V_{IN} \sqrt{\frac{C_{SN}}{L_S}} \sin \frac{1}{\sqrt{L_S C_{SN}}} t + i_{LO(min)} \right)^2 f_{sw} dt$$

$$i_{DS}(T_{8+9})_{avg}^2 = \frac{f_{sw}(T_8 + T_9)}{3} \left[ i(T_B)^2 + i(T_B) i_{LO(max)} + i_{LO(max)}^2 \right]$$

이다.

최종적으로 식(25)로부터 스위치의 도통손실은 식(26)와 같이 도출된다.

$$P_{cond} = [i_{DS}(T_6)_{avg}^2 + i_{DS}(T_7)_{avg}^2 + i_{DS}(T_{8+9})_{avg}^2] R_{DS(on)} \quad (26)$$

### 3.3 출력 다이오드 손실

제안된 무손실 스너버의 경우 출력 다이오드의 역회복 문제가 없으므로 출력 다이오드에서 발생하는 손실은 도통손실만 존재한다. 그림 6은 출력 다이오드의 손실을 구하기 위한 출력다이오드 및 출력 인덕터의 전류 파형으로서 다이오드 전류의 평균을 도출하기 위해 면적  $A_5$ 와  $A_6$ 는 식(27) 및 (28)과 같다. 따라서  $I_{D0}$ 는 식(29)와 같으며, 최종적으로 출력 다이오드의 손실은 (30)과 같다<sup>[5]</sup>.

$$A_5 = \frac{1}{2} (i_{LO(max)} + i_{LO(min)} + \frac{V_O}{L_O} T_6) T_D \quad (27)$$

$$A_6 = \frac{1}{2} (i_{LO(min)} + \frac{V_O}{L_O} T_6) T_6 \quad (28)$$

$$I_F = \frac{1}{2} [(i_{LO(min)} + \frac{V_O}{L_O} T_6)(T_D + T_6) + i_{LO(max)} T_D] f_{sw} \quad (29)$$

$$P_{output diode} = \frac{1}{2} I_F V_F \quad (30)$$

여기서  $T_D = T_S - (T_3 + T_6 + T_7 + T_8 + T_9)$ 이며, 이 때  $T_3$ 의 경우 모드 0 구간으로  $v_{CS}(t)$ 가  $V_{IN}$ 에서 0V로 방전하기 때문에

$$T_3 = \sqrt{L_O C_{SN}} \left[ \cos^{-1}(0) - \cos^{-1} \left( \frac{-C_{SN} V_{IN}}{i_{LO(max)} \sqrt{L_O C_{SN}}} \right) \right]$$

와 같다.

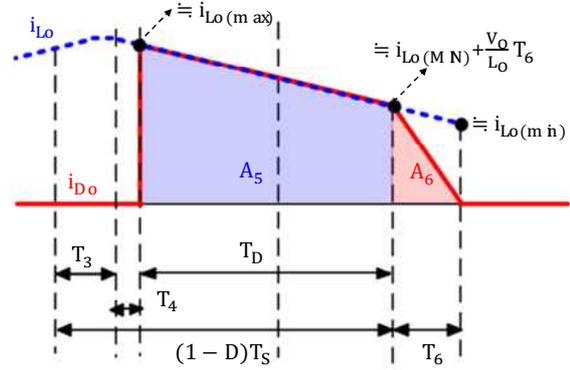


Fig. 6. Current waveforms of output diode and output inductor.

### 3.4 출력 인덕터 손실

인덕터 손실은 크게 자기코어에 의한 코어손실과 도선의 AC 및 DC 저항 성분에 의한 도통손실이 있다<sup>[5]</sup>. 그러나 무손실 스너버를 적용하지 않은 기존 벡 컨버터와 제안된 스너버를 적용한 벡 컨버터는 출력 인덕터 코어손실 및 AC 저항성분에 의한 도통손실이 거의 대동소이하다. 따라서 최적스너버 설계 측면에서 스너버 회로의 주요 소자인  $C_{SN}$  및  $L_S$ 의 값에 따라 손실에 영향을 주는 DC 저항성분에 의한 도통 손실만을 고려하도록 한다. 출력 인덕터의 DC 저항 성분에 의한 도통손실을 구하기 위해 출력 인덕터의 실효전류를 구하면 식(31)과 같으며 최종적인 도통손실은 식(32)와 같다. 여기서  $R_{LO}$ 는 출력 인덕터 도선의 DC 저항 성분을 나타내고 있다.

$$i_{LO(RMS)} = I_{LO} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left( \frac{\Delta i_{LO}}{I_{LO}} \right)^2} \quad (31)$$

$$P_{LO} = R_{LO} I_{LO}^2 \left[ 1 + \frac{1}{12} \left( \frac{\Delta i_{LO}}{I_{LO}} \right)^2 \right] \quad (32)$$

### 3.5 스너버 다이오드의 손실

스너버 다이오드  $D_{SN1}$  및  $D_{SN2}$ 의 도통 손실은 각각 식(33) 및 (34)와 같으며, 이때 다이오드  $D_{SN1}$ 의 평균전류  $I_{DSN1}$ 은 앞서 구한 식 (12)와 같고 다이오드  $D_{SN2}$ 의 평균전류인  $I_{DSN2}$ 는  $I_{DSN1}$ 와 이론적으로 동일하므로 스너버 다이오드에서 발생하는 전체 도통손실은 식(35)와 같다.

$$P_{DSN1} = V_F I_{DSN1} \quad (33)$$

$$P_{DSN2} = V_F I_{DSN2} \quad (34)$$

$$P_{Snubber diode} = 2 V_F [2 C_{SN} V_{IN} + A_4] f_{sw} \quad (35)$$

여기서  $A_4$ 는 식 (11)과 같다.

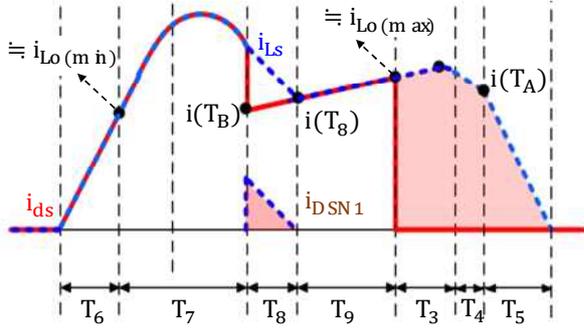


Fig. 7. Current waveforms of switch and snubber inductor.

3.6 스너버 인덕터 손실

스너버 인덕터의 경우 그 값이 매우 작아 공심 코어로 구현이 가능하므로 코어 손실은 존재하지 않고 도선에서 발생하는 도통손실만이 존재한다. 따라서 스너버 인덕터의 도통손실을 도출하기 위해 그림 7과 같이 스너버 인덕터에 흐르는 실효 전류를 구하면 식(36) 같다.

$$i_{LS(RMS)} = \sqrt{i_{LS}(T_{3+4})_{avg}^2 + i_{LS}(T_5)_{avg}^2 + i_{LS}(T_6)_{avg}^2 + i_{LS}(T_{7+8})_{avg}^2 + i_{LS}(T_9)_{avg}^2} \quad (36)$$

여기서 식(36)의 각 구간별 전류 제곱의 평균은

$$i_{LS}(T_{3+4})_{avg}^2 = \frac{1}{3} \left[ i(T_A)^2 + i(T_A)i_{LO(max)} + i_{LO(max)}^2 \right] (T_3 + T_4)f_{sw}$$

$$i_{LS}(T_5)_{avg}^2 = \frac{1}{3} i(T_A)^2 T_5 f_{sw}$$

$$i_{LS}(T_{7+8})_{avg}^2 = \int_0^{T_7+T_8} \left( V_{IN} \sqrt{\frac{C_{SN}}{L_S}} \sin \frac{1}{\sqrt{L_S C_{SN}}} t + i_{LO(min)} \right)^2 f_{sw} dt$$

$$i_{LS}(T_9)_{avg}^2 = \frac{1}{3} [i(T_8)^2 + i(T_8)i_{LO(max)} + i_{LO(max)}^2] T_9 f_{sw}$$

이다.

따라서 스너버 인덕터에서 발생하는 도통손실은 식(37)과 같다.

$$P_{LS} = R_{LS} i_{LS(RMS)}^2 \quad (37)$$

3.7 손실 분석에 따른 최적 C<sub>SN</sub> 및 L<sub>S</sub>

앞서 도출된 바와 같이 스너버 캐패시터 C<sub>SN</sub> 및 스너버 인덕터 L<sub>S</sub> 값에 따른 주요 소자의 손실을 바탕으로 가장 낮은 손실을 보이는 최적의 C<sub>SN</sub> 및 L<sub>S</sub>의 선정이 가능하다. 그림 8은 C<sub>SN</sub>와 L<sub>S</sub>의 값에 따른 손실을 보이고 있으며 그림에서 보인 바와 같이 C<sub>SN</sub>=5nF, L<sub>S</sub>=107nH일 때 가장 낮은 손실을 보임을 알 수 있다.

3.8 기존 회로 및 제안 회로의 이론적 손실 분석

앞에서 이론적으로 고찰된 각부 손실을 기반으로 제

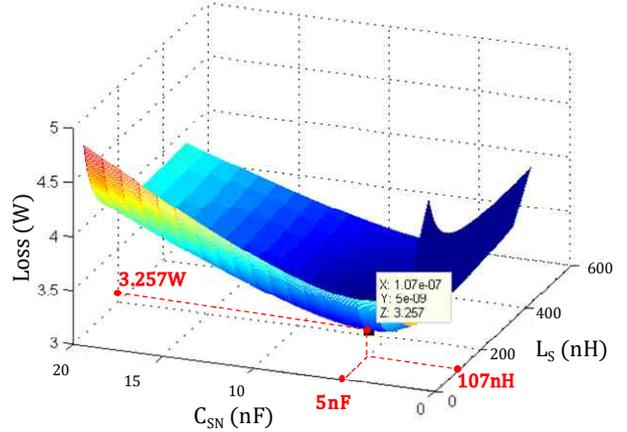


Fig. 8 Power losses according to C<sub>SN</sub> and L<sub>S</sub>

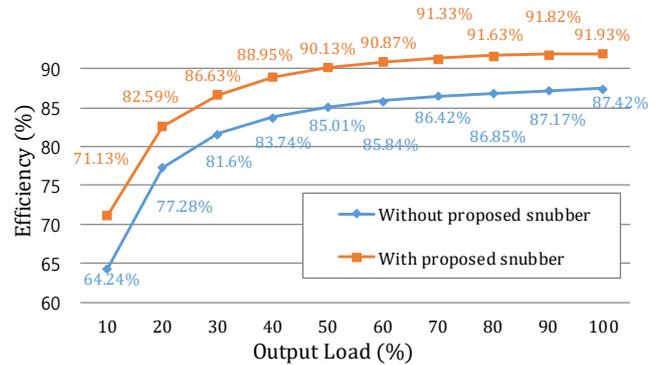


Fig. 9. Theoretical efficiency comparisons between buck converters with and without proposed snubber.

TABLE I  
SPECIFICATIONS AND DESIGN PARAMETERS OF BUCK CONVERTER WITH PROPOSED LOSSLESS SNUBBER

Items	Mark	Values	Unit
Input voltage	V <sub>IN</sub>	60	V
Output voltage	V <sub>O</sub>	15	V
Output current	I <sub>O</sub>	10	A
Switching frequency	f <sub>sw</sub>	1	MHz
Snubber capacitor	C <sub>SN</sub>	5	nF
Snubber inductor	L <sub>S</sub>	107	nH
Output capacitor	C <sub>O</sub>	20	uF
Output inductor	L <sub>O</sub>	7.8	uH

안된 무손실 스너버를 적용한 벡 컨버터와 적용하지 않은 기존 벡 컨버터에 대해 표1에 제시된 입출력 사양과 주요 소자를 바탕으로 입출력 전력변환 효율을 비교한 결과를 그림 9에서 제시하고 있다. 그림에서 보인 바와 같이 전 부하 영역에서 제안된 무손실 스너버를 적용한 벡 컨버터가 모두 우수한 효율 특성을 보이고 있으며 특히 100% 부하 조건에서 스너버 적용 전과 적용 후 벡 컨버터는 각각 87.42% 및 91.93%로서 약 4.51% 정도의 효율 개선이 이루어짐을 알 수 있다.

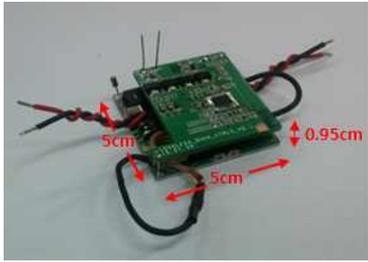


Fig. 10. 150W prototype of the proposed converter.

#### 4. 실험 결과

본 논문에서 제안된 무손실 스너버의 우수성과 이론적 분석의 타당성 검증에 위해 그림 10과 같이 150W급의 시제품을 제작하여 실험을 진행하였다. 실험에 사용된 반도체 소자는 IPB70N10S3의 스위치와 42CTQ030S의 다이오드를 적용하였으며, 입출력 사양과 주요 소자 파라미터는 표1과 같다. 그림 11은 주요 소자의 실험 파형이며, 그림 12와 13은 각각 무손실 스너버를 적용하지 않은 기존 벅 컨버터와 제안된 무손실 스너버를 적용한 무손실 스너버 벅 컨버터의 스위치 전압 및 전류파형을 보이고 있다. 그림에서 보인 바와 같이 제안된 무손실 스너버 벅 컨버터가 기존 벅 컨버터에 비해 스위치에 흐르는 전류  $i_{DS}$ 와 스위치의 양단 전압인  $v_{DS}$ 간의 교차되는 영역이 매우 감소하며 특히 제안된 무손실 스너버는 스위치 턴 온 시 전류의 기울기와 스위치 턴 오프 시 전압의 기울기를 대폭 저감시킴으로써 소프트 스위칭을 하고 있음을 확인할 수 있다.

그림 14는 기존 벅 컨버터와 제안된 무손실 스너버 벅 컨버터의 부하가변에 따라 실험적으로 측정된 효율을 보이고 있으며 100% 부하일 때 각각 87.65%와 90.8%로서 제안된 무손실 스너버를 적용하였을 때가 기존 벅 컨버터 보다 약 3.15%의 높은 효율을 보이고 있음을 알 수 있다. 한편, 앞서 그림 9에서 이론적으로 고찰된 제안된 컨버터의 효율 특성에 비해 경부하 영역에서 측정된 효율이 다소 낮은 결과를 보이고 있으며 이는 이론적 분석 시 기생성분에 의한 공진현상이 고려되지 못함에 기인된 것으로 예상된다.

그림 15는 100% 부하 및 주변온도 26°C조건에서 기존 회로와 제안 회로의 주요소자 발열 특성을 보이고 있으며 특히 기존회로의 경우 3분 aging 시 스위치 발열이 100°C로 급격히 상승하여 더 이상 실험을 진행할 수 없는 수준인데 반해 제안된 컨버터의 스위치는 제안된 무손실 스너버에 의한 소프트 스위칭 동작으로 인해 1시간 aging 시 66.8°C 수준으로 매우 우수한 발열 특성을 보이고 있음을 확인할 수 있다. 뿐만 아니라 출력 인덕터의 발열 수준은 비슷하나, 출력 다이오드의 발열이 제안 회로가 기존 회로에 비해 약 20.4°C가 낮으며 이는 기존 컨버터는 다이오드 역회복 문제가 심각한 반면 제안된 컨버터는 무손실 스너버에 의해 다이오드의 역회복 문제가 없음을 알 수 있다.

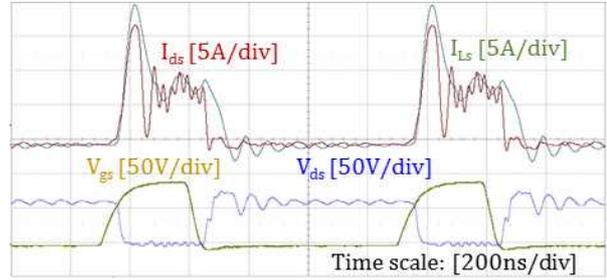


Fig. 11. Experimental key waveforms of main component of lossless snubber buck converter.

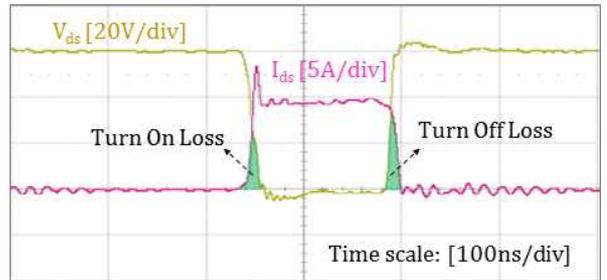


Fig. 12. Experimental key waveforms of conventional buck converter during switching transient intervals.

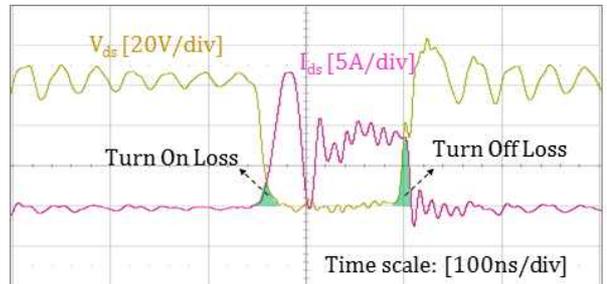


Fig. 13. Experimental key waveforms of lossless snubber buck converter during switching transient intervals.

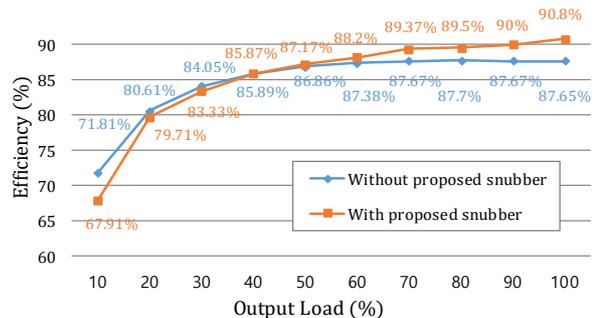


Fig. 14. Measured efficiency comparisons between buck converters with and without proposed snubber.

결론적으로 1MHz 구동 시 기존 벅 컨버터의 경우 과도한 스위칭 손실로 인해 실제 구현이 불가능한 반면 제안된 컨버터의 경우 무손실 스너버 회로에 의한 추가적인 손실은 다소 존재하지만 스위칭 손실을 대폭 저감할 수 있어 고주파 구동에 용이하고 이로 인해 시스템 사이즈를 대폭 축소할 수 있음을 알 수 있다.

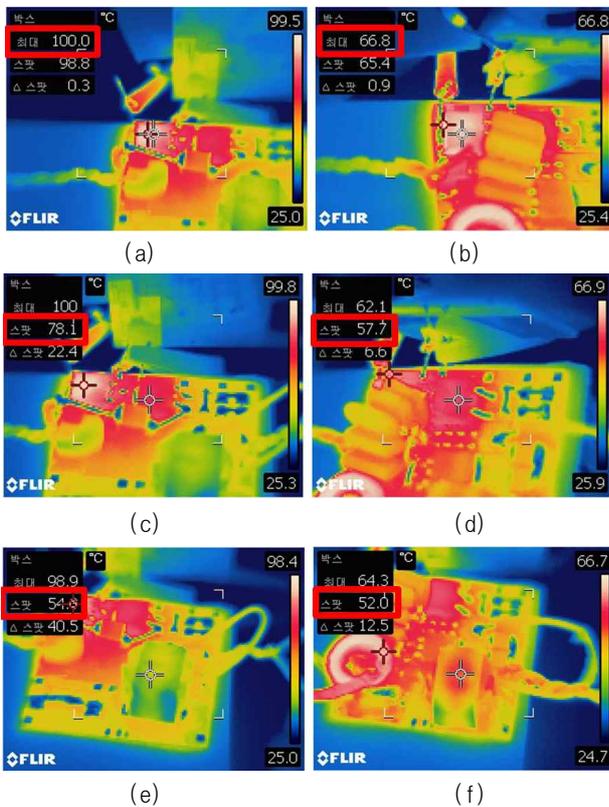


Fig. 15. Measured heat generations of main components (a) Switch without lossless snubber (b) Switch with lossless snubber (c) Output diode without lossless snubber (d) Output diode with lossless snubber (e) Output inductor without lossless snubber (f) Output inductor with lossless snubber.

## 5. 결 론

본 논문은 구동 주파수를 증가시킴으로써 강압형 컨버터의 주요 소자 중 가장 큰 부피를 차지하는 리액티브 소자의 크기를 줄여 고 전력밀도화를 구현하는 데에 그 목적을 두고 있다. 일반적인 벽 컨버터의 경우 단순히 스위칭 주파수만을 상승시킬 경우 이에 비례한 스위칭 손실과 다이오드 역회복 특성에 의한 손실이 과도해져 실제 구현상 큰 어려움이 존재한다. 따라서 본 논문에서는 상기 손실을 최소화함으로써 고주파수 구동 및 고 전력밀도화를 구현할 수 있는 새로운 무손실 스너버를 제안하였다. 제안된 무손실 스너버는 스위치 턴 온 및 턴 오프 과도 구간동안 전류 또는 전압의 기울기를 낮춰 줌으로써 스위칭 손실을 대폭 절감할 수 있을 뿐만 아니라 출력 다이오드의 역회복 문제를 원천적으로 해결할 수 있어 높은 스위칭 주파수 구동에 특히 용이한 장점을 가져다준다. 제안된 무손실스너버의 타당성 검증을 위해 이론적 분석, 최적 파라미터 설계, 150W급 1MHz 시작품 제작을 통한 실험적 검증을 수행하였으며, 그 결과 제안된 무손실 스너버 회로를 적용할 경우 높은 스위칭 주파수에도 불구하고 스위칭 손실과 소자 발열을 대폭 저감시킬 수 있음을 확인하였다. 따라서 제안

된 무손실 스너버는 구동주파수 상승에 유리하여 리액티브 소자의 크기 및 전원회로의 크기를 효과적으로 줄일 수 있으므로 고 밀도화가 요구되는 전원시스템에 적합하게 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

이 논문은 2016년도 국민대학교 교내 연구비 지원에 의해 수행되었음.

## References

- [1] C. J. Tseng and C. L. Chen, "A passive lossless snubber cell for nonisolated PWM DC/DC converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 45, No. 4, pp. 593-601, Aug. 1998.
- [2] D. H. Jang, J. I. Kang, and S. K. Han, "High efficiency lossless snubber for photovoltaic maximum power point tracker," *Journal of Power Electronics*, Vol. 18, No. 5, pp. 485-491, Oct. 2013.
- [3] I. Zverev, "Switching frequency related trade off's in a hard switching CCM PFC boost convert," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 671-676, Feb. 2003.
- [4] A. Elasser and D. A. Torrey, "Soft switching active snubbers for DC/DC converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 11, No. 5, pp. 710-722, Sep. 1996.
- [5] S. S. Park, Y. S. Kong, S. C. Yang, and E. S. Kim, "Buck converter using a non-dissipative snubber," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 154-158, Nov. 2003.
- [6] Z. J. Shen, Y. Xiong, X. Cheng, and P. Kumar, "Power MOSFET switching loss analysis : A new insight," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 9177881, Dec. 2006.



### 신정민(申靖敏)

1990년 7월 14일생. 2015년 국민대 전자정보통신대학 전자공학부 졸업. 2017년 2월 동 대학원 전자공학과 졸업(석사)



### 박철완(朴哲完)

1988년 9월 9일생. 2014년 국민대 전자정보통신대학 전자공학부 졸업. 2014년~현재 동 대학원 전자공학과 박사과정.



### 한상규(韓翔圭)

1973년 12월 14일생. 1999년 2월 부산대 전기공학과 졸업. 2001년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박사). 2005년 3월~2005년 8월 한국과학기술원 정보전자연구소 박사 후 연구원. 2005년 9월~현재 국민대 전자정보통신공학부 부교수.