

# 리셋 권선을 사용하지 않는 새로운 형태의 영전류 천이형 포워드 컨버터

백은성<sup>1</sup>, 최현철<sup>†</sup>

## A New Zero-Current-Transition Forward Converter without Reset Turn

Eun-Seong Baek<sup>1</sup> and Hyun-Chil Choi<sup>†</sup>

### Abstract

A new type of soft-switching forward converter is proposed in this study. By adding only a few components, the inductor, diode, switch, and capacitor exhibit higher efficiency than the conventional forward converter. Therefore, the switching losses of the proposed forward converter are considerably reduced compared with those of the conventional forward converter. In addition, the reset winding is not used because of the capacitor employed in the auxiliary circuit. The auxiliary capacitor is adopted for zero-current-transition operation and for dissipating magnetization energy. The performance of the proposed forward converter is validated using experimental results from a 60 W, single-output, forward converter prototype, and design guidelines are presented.

**Key words:** Forward converter, Soft-switching, Without reset turn, ZCT (Zero-Current-Transition)

### 1. 서 론

최근 가파른 기후변화로 인해 환경문제가 대두되고 있다. 이에 기존의 화석연료를 대체할 친환경 에너지 산업과 스마트 그리드 산업의 필요성이 커지고 있다. 게다가 최근에는 통신 및 배터리 산업의 확대, 낮은 전력 소비, 높은 효율성 그리고 소형화가 요구된다. 이러한 산업의 변화 속에서 전력전자 기술도 빠르게 발전하고 있다.

실제 스위치 모드 파워 서플라이(Switched mode power supply, SMPS)에서 입·출력 사이에 전기적인 절연을 많이 요구한다. 이를 위해 고주파 트랜스포머를 이용하여 입력과 출력을 절연시킨다. 이러한 절연형

DC-DC 컨버터 중 포워드 컨버터는 산업용과 가정용으로 많이 이용되는 절연형 SMPS이다. 포워드 컨버터는 적은 수의 소자, 간단한 제어방식 그리고 다출력을 구성하기 쉽다는 장점이 있다. 또한, 포워드 컨버터는 벡 컨버터와 유사하며, 권선 비에 따라 출력 전압이 정해지니 더욱 매력적이다.

다만, 스위칭 방식에 문제가 있다. 높은 전력 효율을 얻기 위해서는 고주파로 동작해야 하는데, 기존의 펄스 폭 변조 방식(Pulse width modulation, PWM)의 컨버터는 하드 스위칭으로 동작한다. 이는 스위칭 손실을 발생시켜, 컨버터의 효율을 낮춘다는 문제점이 있다. 이러한 스위칭 손실을 줄이기 위해서 LLC 공진형 컨버터, 준-공진 컨버터(Quasi-resonant converter)와 같은 연구가 있다. 그러나 위의 방식들 또한 소프트 스위칭을 유지하기 위해 큰 순환 에너지가 필요하다는 문제점이 있다. 이는 다시 전도 손실(Conduction loss)을 크게 하는 단점이 있다<sup>[1]-[3]</sup>.

이러한 단점을 보완하고자, 최근에는 천이형 컨버터(Transition converter)가 연구되고 있다<sup>[4]-[9]</sup>. 천이형 컨버터는 기존의 컨버터 동작을 기본으로 하되, 스위칭 순간(Switching transition)에만 소프트 스위칭하는 방식이다. 소프트 스위칭을 하는 방법에는 크게 세 가지로, 영

Paper number: TKPE-2022-27-6-2

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

<sup>†</sup> Corresponding author: elecchc@inje.ac.kr, Dept. of Electronic Telecommunications Mechanical & Automotive Engineering, Inje University, Korea  
Tel: +82-55-320-3552 Fax: +82-55-333-3261

<sup>1</sup> Dept. of Electronic & Telecommunication Engineering, Inje University, Korea

Manuscript received Mar. 11, 2022; revised Apr. 6, 2022; accepted May 12, 2022

전류 천이형(Zero-current-transition, ZCT), 영전압 천이형(Zero-voltage-transition, ZVT) 그리고 두 가지 모드를 합한 영전류-영전압 천이형(Zero-current and zero-voltage-transition, ZCZVT) 방식이 있다. 이러한 천이형 컨버터는 스위치와 다이오드의 높은 전압/전류 스트레스를 줄일 수 있다. 또한, 순환 에너지를 줄여 전도 손실을 줄이고, 일정한 주파수를 유지할 수 있다. 이로써 기존의 PWM 컨버터와 공진형 컨버터의 문제점을 해결할 수 있다.

그러나 기존의 포워드 컨버터의 고질적인 문제점이 남아있다. 주 스위치를 턴-오프 할 때마다 실제 트랜스포머에 존재하는 자화 인덕터(Magnetizing inductor)에 저장된 에너지를 해결해야 한다. 만약 이를 해결하지 않고 스위칭이 계속된다면, 결국 트랜스포머가 포화하게 된다. 따라서 에너지 방출 패스가 필요한데, 에너지 방출 방법에는 대표적으로 RCD 스너버(RCD snubber)를 이용한 방법과 리셋 권선(Reset winding)을 감아 방출하는 방법이 있다. 최근에는 주 스위치에 작은 공진 커패시터를 연결하여, 자화 인덕터에 저장된 에너지를 방출한다<sup>[10]-[11]</sup>.

본 논문에서는 기존의 포워드 컨버터에 보조 회로를 추가하여 ZCT 포워드 컨버터를 제안하였다. 정상상태 동작은 연속 동작 모드(Continuous conduction mode, CCM)이며, 보조 회로의 동작이 주 스위치가 동작하기 이전의 짧은 구간에서 동작하여 주 스위치를 소프트 스위칭시킨다. 보조 스위치 또한 턴-온/턴-오프 모두 소프트 스위칭하여 스위칭 손실을 줄이고, 급격한 전류와 전압의 변화로부터 발생하는 EMI 잡음을 줄일 수 있다. 마지막으로 주 스위치에 작은 공진 커패시터를 연결하여, RCD 스너버나 리셋 권선이 없는 포워드 컨버터를 기술하였다.

## 2. 제안한 ZCT 포워드 컨버터

### 2.1 회로의 구성

그림 1은 본 논문에서 제안한 포워드 컨버터의 회로도이다. 소프트 스위칭 동작을 위해 보조 회로가 추가되었다. 보조 회로는 보조 스위치  $S_r$ , 보조 인덕터  $L_r$  그리고 보조 다이오드  $D_r$ 로 구성된다. 보조 회로를 제외하면, 기존의 포워드 컨버터 회로와 유사하다. 더불어 기존의 포워드 컨버터 회로와 다르게 RCD 스너버나 리셋 권선이 없다. 대신, 공진 커패시터  $C_s$ 를 주 스위치와 병렬로 연결하였다.

### 2.2 회로의 동작 원리 및 분석

제안한 회로의 기본동작은 기존의 포워드 컨버터와 같다. 단지 기본동작에 5개의 모드를 추가하여 소프트 스위칭을 한다.

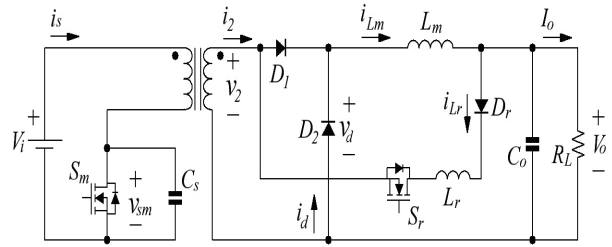


Fig. 1. Circuit of proposed ZCT forward converter

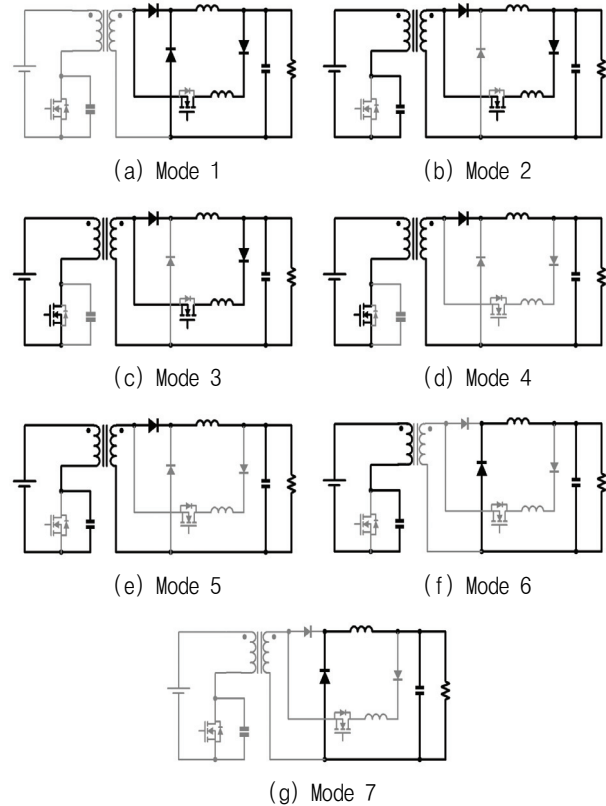


Fig. 2. Operation modes of the proposed forward converter

제안한 회로는 총 7개의 모드로 이루어지며, 컨버터의 동작은 그림 2에, 각 동작 별 파형은 그림 3에 나타내었다. 각 동작 분석에 앞서, 회로해석의 편의성을 위해 다음과 같이 가정한다.

- 7개의 모드는 모두 정상상태에서 동작한다. 입력 전압  $V_i$ , 출력 전압  $V_o$  그리고 출력 전류  $I_o$ 는 일정한 값이다.
- 트랜스포머 권선 비는  $n_1 = N_1/N_2$ 으로 나타내며, 트랜스포머의 자화 인덕터 외 기생 파마미터는 무시한다.
- 6개의 모드 중 모드 5의 자화 인덕터에 흐르는 전류는 최댓값( $I_{Lmag, pk}$ )으로 근사화한다.
- 모든 스위치는 이상적이다. 단, 주 스위치의 출력 커패시터는 제외한다.

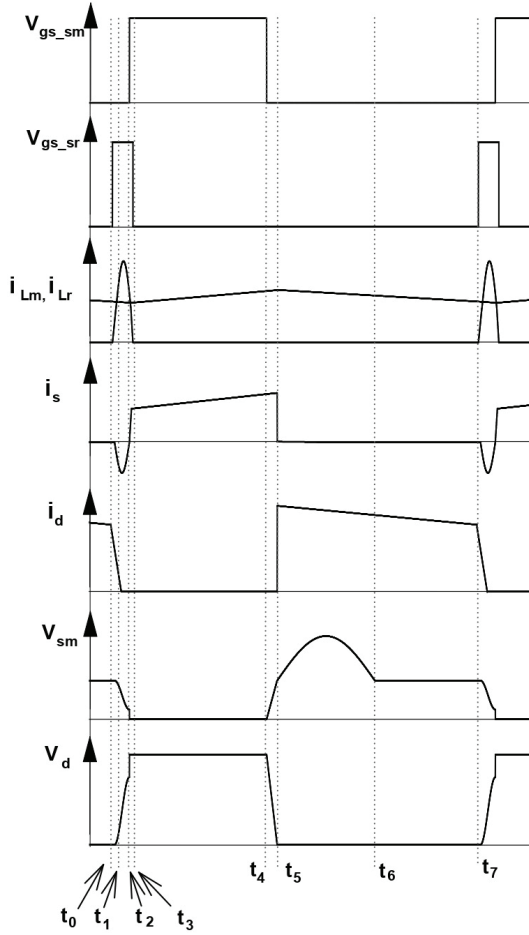


Fig. 3. Theoretical waveforms of proposed forward converter

$$I_{Lm, \min} \approx I_O - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (1)$$

- 모든 인덕터의 기생 파라미터는 무시한다.
- 6개의 모드 중 모드 1, 모드 2 그리고 모드 3의 주 인덕터에 흐르는 전류는 최솟값으로 근사화한다.

#### 모드 1 [ $t_0-t_1$ ]: $S_m = \text{Off}, S_r = \text{On}$

$t_0$  이전에는  $S_m, S_r$  모두 꺼진 상태로, 기존의 포워드 컨버터의 환류 동작과 같다. 이와 함께 주 인덕터의 전류는 앞서 가정과 같이 최솟값( $I_O - \Delta i_{Lm}/2$ )으로 근사화되며, 보조 스위치에는 전류가 흐르지 않는 상태이다.

$t_0$  시간에 보조 스위치를 켜므로써, 보조 스위치 전류  $i_{Lr}$ 은 0에서부터 선형적으로 증가하며,  $i_{Lr}$  식은 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_o}{L_r}(t-t_0) \quad (2)$$

모드 1이 끝나는 시점은 보조 인덕터 전류  $i_{Lr}$ 이 선

형적으로 증가하여 주 인덕터 전류  $i_{Lm}$ 과 같아졌을 때이다. 따라서 모드 1의 시간은 다음과 같다.

$$t_{01} = t_1 - t_0 = \frac{L_r}{V_o} \left( I_O - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \right) \quad (3)$$

#### 모드 2 [ $t_1-t_2$ ]: $S_m = \text{Off}, S_r = \text{On}$

$t_1$  시간 이후에는 보조 인덕터  $L_r$ 과 공진 커패시터  $C_s$ 가 공진을 시작한다. 그 결과 보조 인덕터 전류  $i_{Lr}$ 은 주 인덕터 전류  $i_{Lm}$ 보다 커지기 시작한다.  $i_{Lm}$ 보다 커진 전류는 1차측의 주 스위치의 전압  $v_{sm}$ 을 감소시킨다. 관련 식은 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) + i_2(t) - \left( I_O - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \right) = 0 \quad (4)$$

$$v_2(t) + L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} - V_o = 0 \quad (5)$$

위의 식 (4), 식 (5), 초기값  $i_{Lr}(t_1) = I_O - \frac{\Delta i_{Lm}}{2}$  그리고  $v_{sm}(t_1) = V_i$ 로부터  $v_{sm}(t)$ 와  $i_{Lr}(t)$ 는 다음과 같다.

$$v_{sm}(t) = V_i + n_1 V_o (\cos(\omega_r t) - 1) \quad (6)$$

$$i_{Lr}(t) = \left( I_O - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \right) + \frac{V_o}{Z_r} \sin(\omega_r t) \quad (7)$$

$$\omega_r = \frac{1}{n_1} \sqrt{\frac{1}{L_r C_s}}, \quad Z_r = \frac{1}{n_1} \sqrt{\frac{L_r}{C_s}} \quad (8)$$

모드 2가 끝나는 시점은 전류  $i_{Lr}$ 이  $i_{Lm}$  이상 상승했다가 하강하는 과정 중에 다시  $i_{Lm}$ 과 만날 때이다. 이때 주 스위치의 전류  $i_s$ 는 0이 되며, 주 스위치를 켜서 영전류 스위칭이 이루어진다. 특히, 입력 대 출력 조건이  $\frac{n_1 V_o}{V_i} \geq 0.5$ 를 만족하면, 주 스위치가 켜지는 순간 ZCZVT가 이루어진다. 모드 2의 시간은 전류  $i_{Lr}$ 이 다시  $i_{Lm}$ 과 다시 만나는 지점이므로 모드 2의 시간은 다음과 같다.

$$t_{12} = t_2 - t_1 = n_1 \pi \sqrt{L_r C_s} \quad (9)$$

#### 모드 3 [ $t_2-t_3$ ]: $S_m = \text{On}, S_r = \text{On}$

주 스위치가 영전류 상태에서 켜지면, 주 스위치의 전압은 0으로 떨어지고 동시에 전류  $i_{Lr}$ 에 흐르는 전류는 0으로 선형적으로 감소하게 된다.  $i_{Lr}$ 은 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) = \left(I_O - \frac{\Delta i_{Lm}}{2}\right) - \frac{\left(\frac{1}{n_1} V_i - V_o\right)}{L_r} (t - t_2) \quad (10)$$

모드 3이 끝나는 시점은 전류  $i_{Lr}$  이 0이 되는 시점이다. 이후 ZCT 조건을 만족시키며 보조 스위치를 턴-오프 시킨다. 이로부터 모드 3의 시간을 구하면 다음과 같다.

$$t_{23} = t_3 - t_2 = L_r \frac{\left(I_O - \frac{\Delta i_{Lm}}{2}\right)}{\left(\frac{1}{n_1} V_i - V_o\right)} \quad (11)$$

#### 모드 4 [ $t_3 - t_4$ ] : $S_m = \text{On}$ , $S_r = \text{Off}$

모드 4는 기존의 포워드 회로에서 스위치가 도통 되었을 때 동작과 같다. 또한, 주 인덕터 전류  $i_{Lm}$ 은  $I_O + \Delta i_{Lm}/2$ 까지 증가한다.

#### 모드 5 [ $t_4 - t_5$ ] : $S_m = \text{Off}$ , $S_r = \text{Off}$

주 스위치에 흐르는 전류는 스위치와 병렬로 연결된 공진 커패시터  $C_s$ 로 흘러, 소프트 스위칭하며 턴-오프한다. 주 스위치의 전압은 선형적으로 입력 전압  $V_i$ 까지 상승한다.

$$v_{sm}(t) = \frac{I_O + \frac{\Delta i_{Lm}}{2}}{n_1 C_s} (t - t_4) \quad (12)$$

모드 5의 시간은 주 스위치 전압이 0부터 입력 전압  $V_i$ 까지 상승하는 데 걸리는 시간이다. 식은 아래와 같다.

$$t_{45} = t_5 - t_4 = n_1 C_s \frac{V_i}{I_O + \frac{\Delta i_{Lm}}{2}} \quad (13)$$

#### 모드 6 [ $t_5 - t_6$ ] : $S_m = \text{Off}$ , $S_r = \text{Off}$

모드 6의 동작은 주 스위치 전압  $v_{sm}$ 이 입력 전압  $V_i$ 가 되면서 시작된다. 자화 인덕터와 공진 커패시터가 공진하여 자화 인덕터에 저장된 에너지를 방출한다.  $I_{Lmag, pk}$ 는 모드 5가 끝날 시점에 자화 인덕터에 흐르는 최대값일 때,  $v_{sm}$  전압은 최대  $V_i + Z_{mag} I_{Lmag, pk}$ 까지 상승하였다가 다시 입력 전압  $V_i$ 으로 되돌아온다. 식은 아래와 같다.

$$i_{Lmag}(t) = C_s \frac{dv_{sm}(t)}{dt} \quad (14)$$

$$V_i = L_{mag} \frac{di_{Lmag}(t)}{dt} + v_{sm}(t) \quad (15)$$

위의 식 (14), 식 (15), 초기값  $i_{Lmag}(t_5) = I_{Lmag, pk}$  그리고  $v_{sm}(t_5) = V_i$ 로부터  $v_{sm}(t)$ 와  $i_{Lmag}(t)$ 는 다음과 같다.

$$v_{sm}(t) = V_i + Z_{mag} I_{Lmag, pk} \sin(w_{mag} t) \quad (16)$$

$$i_{Lmag}(t) = I_{Lmag, pk} \cos(w_{mag} t) \quad (17)$$

$$w_{mag} = \sqrt{\frac{1}{L_{mag} C_s}}, \quad Z_{mag} = \sqrt{\frac{L_{mag}}{C_s}} \quad (18)$$

이때, 자화 인덕터  $L_{mag}$ 와 공진 커패시터  $C_s$ 가 공진하는 시간  $t_{mag}$ 는 아래 식과 같다. 단,  $t_{mag}$ 는 기존의 포워드 컨버터의 주 스위치가 꺼졌을 때 시간 내에 동작해야 한다.

$$t_{56} + t_{67} \geq t_{mag} = \pi \sqrt{L_{mag} C_s} \quad (19)$$

#### 모드 7 [ $t_6 - t_7$ ] : $S_m = \text{Off}$ , $S_r = \text{Off}$

모드 7의 동작은 기존의 포워드 컨버터 회로의 스위치가 꺼졌을 때 동작과 같다. 주 인덕터의 에너지가 출력으로 전달된다.

### 3. 각 소자 값 설계 방법

제안한 컨버터는 기존의 포워드 컨버터 회로와 구조와 동작이 유사하며 단지 5개의 모드를 추가하였다. 추가한 5개 모드는 전체 동작 시간에 비해 매우 짧은 시간에 동작한다. 따라서 주 회로상의 주 인덕터  $L_m$ 과 출력 커패시터  $C_o$ 는 기존의 포워드 컨버터의 설계 방식을 따르면 된다.

$$L_m = \frac{V_o(1 - D_{\min}) T_s}{\Delta i_{Lm}} \quad (20)$$

$$C_o = \frac{V_o(1 - D_{\min}) T_s^2}{8 L_m \Delta v_o} \quad (21)$$

다음으로 이를 구현하기 위해서는 보조 회로를 구성하는 소자값을 결정해야 한다. 그런데 보조 회로는 보조 회로만의 문제가 아니라, 환류 다이오드  $D_2$ 와 연관성이 있다. 모드 1에서 모드 2로 전환하는 시점에서 다이오드의 역회복 시간(Reverse recovery time,  $t_{rr}$ )을 고려해야 한다. 이는 스위칭 손실과 EMI 잡음으로 이어지기 때문이다. 이를 해결하기 위해서 환류 다이오드를 통해 흐르는 전류  $i_d$ 의 전류 기울기를 제한하여 설계하는 것이다.

다음은 본 논문에서 실험한 회로에 대한 동작 조건과 보조 회로상의 소자  $L_r$ 과  $C_s$ 의 설계 방법을 기술하였다.

- ▷ 입력 전압 :  $V_i = 48V$
- ▷ 출력 전압 :  $V_o = 12V$
- ▷ 출력 전류 :  $I_{O, \min} = 0.5A, I_{O, \max} = 5A$
- ▷  $i_{Lm}$ 의 리플 전류 :  $\Delta i_{Lm} = 1A$
- ▷ 동작 주파수 :  $f = 200kHz$
- ▷ 트랜스포머 턴 비 :  $n_1 = 1.5$

### 3.1 보조 인덕터 $L_r$ 값 선정

앞서 언급했듯이 보조 인덕터  $L_r$  설계는 환류 다이오드  $D_2$  선정과 관련이 있다. 환류 다이오드의 역 회복 시간으로 인하여 전체 회로 동작이 불안정해질 수 있으며, 보조 회로가 환류 다이오드의 턴-오프 시점에 동작하기 때문이다.

제안한 회로에서 보조 회로를 주 인덕터  $L_m$ 과 병렬로 연결하였다. 주 인덕터 전류  $i_{Lm}$ 에 전류 루프 하나를 추가한 것이다. 모드 1에서 보조 스위치  $S_r$ 을 켜므로써 환류 다이오드에 흐르던 전류  $i_d$ 는 보조 인덕터 전류  $i_{Lr}$ 로 전환된다. 즉, 환류 다이오드에 흐르는 전류  $i_d$ 는 보조 인덕터에 의해 전류 기울기가 결정된다. 결과적으로 환류 다이오드의 턴-오프 시간은 보조 인덕터  $L_r$  값에 의해 정해진다.

한편으로는 제안한 회로에서 환류 다이오드 역시 소프트 스위칭하므로 손실이 작다. 따라서 역 회복 시간 선정에 그리 엄격하지 않아도 되지만 보다 안정적인 동작을 위해 역 회복 시간이 빠른 샷키 다이오드 MBR15100( $t_{rr} \leq 30ns$ )로 설계하였다. 여기에 보조 회로에서의 전도 손실과 역 회복 전류량을 효과적으로 줄이기 위해 환류 다이오드가 턴-오프 되는 시간이 역 회복 시간의 4배 정도로 보조 인덕터를 설계하였다.

$$L_r = \frac{4t_{rr} \cdot V_o}{I_{O, \max} - \Delta i_{Lm}/2} \approx 350nH \quad (22)$$

### 3.2 공진 커패시터 $C_s$ 값 선정

모드 2에서  $C_s$ 는  $L_r$ 과 공진하여, 주 스위치의 전압을 낮추는 역할을 한다. 이때, 입력 대 출력 조건이  $\frac{n_1 V_o}{V_i} \geq 0.5$ 를 만족하면, 주 스위치에서 ZCZVT가 이루어진다.  $C_s$  값이 클수록 확실한 소프트 스위칭을 가능하게 하지만 너무 클 경우, 그만큼 보조 회로의 전도 손실이 커진다. 게다가 본 논문에서 제시한 포워드 컨버터에서 공진 커패시터는 리셋 권선을 없애는 역할을 한다. 이는 트랜스포머의 자화 인덕터와 공진 커패시터가 공진하여 자화 인덕터에 저장된 에너지를 방출시킨다.

결국 공진 커패시터는 주 스위치의 턴-온/턴-오프 두 동작과 관련이 있다. 실질적인 공진 커패시터의 값은 주 스위치  $S_m$ 의 기생 커패시턴스와 1차측 트랜스포머 커패

시턴스 그리고 2차 측 다이오드의 기생 커패시턴스의 합으로 주어진다. 본 논문에서는 주 스위치  $S_m$ 의 기생 커패시턴스(출력 커패시턴스,  $C_{oss}$ )의 10배 정도 되도록 공진 커패시터를 설계하였다.

$$C_s \approx 10C_{oss} = 1nF \quad (23)$$

### 3.3 기타 파라미터값 설계

제안한 회로에서 보조 회로가 쓰이는 이유는 주 스위치를 영전류에서 켜기 위함이다. 이는 주 스위치를 켜기 전, 출력 전압을 이용하여 보조 인덕터에 흐르는 전류  $i_{Lr}$ 를 증가시켜 이루어진다. 그러므로 제안한 회로는 전류 연속 동작 모드로 동작하여야 한다.

제안한 포워드 컨버터의 트랜스포머에는 리셋 권선이 없으므로, 1차측과 2차측의 전압비를 고려하여 트랜스포머를 설계하면 된다. 실험에 사용된 코어의 재질과 형상 그리고 사이즈는 PC40 EI코어를 사용하였다. 턴비  $n_1$ 는 1.5를 만족하기 위해,  $N_p$ 는 6턴,  $N_s$ 는 4턴을 감았다. 턴수가 많으면, 자화 인덕턴스를 증가시켜, 구간 5의 시간( $t_{45}$ )과 구간 6의 시간( $t_{56}$ )의 공진하는 시간( $t_{mag}$ )이 길어질 수 있다. 특히 구간 6의 시간이 길어져 자화 인덕터에 저장된 에너지를 완전히 방출하지 못할 경우, 트랜스포머가 포화되는 문제점을 가진다.

## 4. 실험 결과 및 분석

본 논문에서는 제안한 컨버터를 증명하기 위하여 앞서 3장에서 소개한 동작 조건과 같이 60W 컨버터를 제작하여 실험하였다. 입력 전압 48V, 출력 전압 12V 그리고 스위칭 주파수 200kHz로 설계하였다. 보조 회로의  $L_r$ 과  $C_s$ 의 값은 각각 350nH, 1nF으로 설계하였다. 트랜스포머 권선 비는  $n_1 = 1.5$ 이며, 자화 인덕턴스는 180uH이다.

주 스위치와 보조 스위치로는 각각 STP45N40DM과 IRF540을 사용하였으며 2차측 출력 다이오드와 보조 다이오드로는 샷키 다이오드를 선정하였다. 전체 실험 부품은 위의 표 1에 표기하였다.

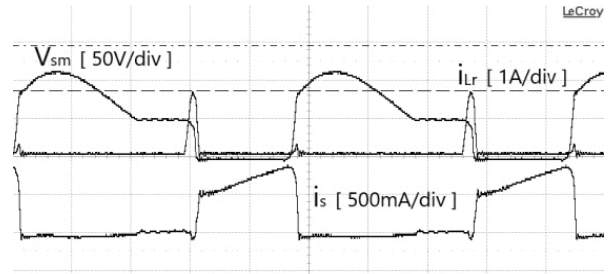
그림 4(a)-(c)는 실험의 전체 동작 파형이다. 이를 그림 3 시뮬레이션 파형과 비교해 보았을 때, 이론 동작과 실험 동작이 일치함을 볼 수 있다. 더욱이 그림 4(c) 파형으로부터 환류 다이오드에 걸리는 전압이 서서히 증가하는데, 이는 환류 다이오드에서 역 회복 시간 문제를 극복한 것으로 환류 다이오드에서의 손실을 줄일 수 있다.

주 스위치가 꺼진 후 주 스위치 전압  $V_{sm}$ 은 가파르게 상승하며, 공진 커패시터가 트랜스포머의 자화 인덕터와 공진을 시작한다. 자화 인덕터에 저장된 에너지를 다시 입력으로 반환하여, 주 스위치 전압  $V_{sm}$ 을 입력

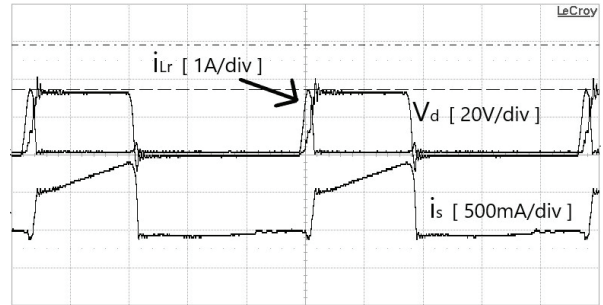


TABLE I  
COMPONENTS USED IN THE EXPERIMENT CIRCUIT

Component	Value / Model
Main Switch, $S_m$	STP45N40DM
Auxiliary Switch, $S_r$	IRF540N
Rectifier Diode, $D_{1,2}$	MBR15100
Auxiliary Diode, $D_r$	D0465C6
Main Inductor, $L_m$	46uH
Magnetizing Inductor, $L_{mag}$	180uH
Auxiliary Inductor, $L_r$	350nH
Resonant Capacitor, $C_S$	1nF
Output Capacitor, $C_O$	1000uF

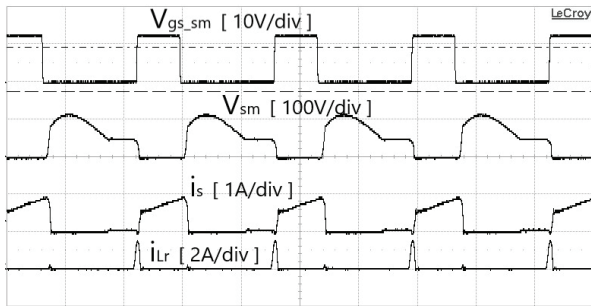


(d) Time : 1us/div

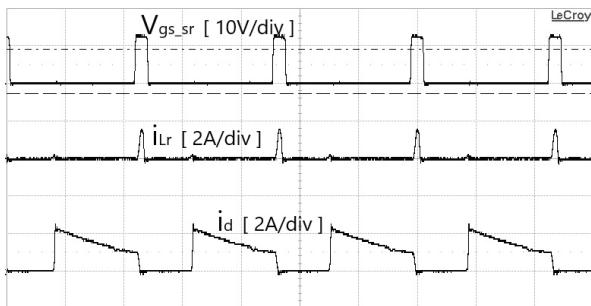


(e) Time : 1us/div

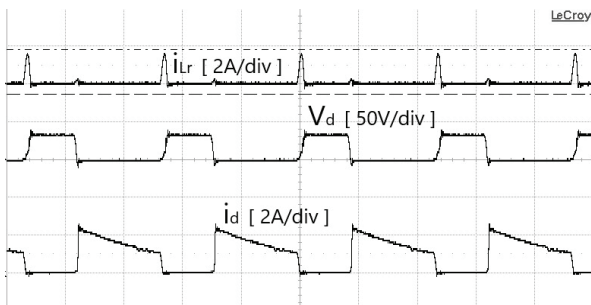
Fig. 4. Experimental result of waveforms.



(a) Time : 2us/div



(b) Time : 2us/div



(c) Time : 2us/div

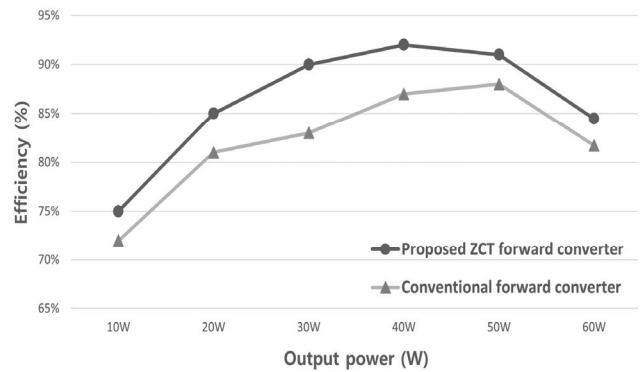


Fig. 5. The competition of proposed converter and conventional converter

전압으로 낮춘다. 그 결과 본 논문에서 제시한 포워드 컨버터는 리셋 권선이 없는 형태를 가진다.

그림 4(a), (d) 그리고 (e)로부터 주 스위치가 턴-온/오프하는 순간에 ZCT와 ZVT가 이루어짐을 알 수 있다. 더불어 보조 인덕터와 공진 커패시터의 공진 구간에서는 2차 측 환류 다이오드 전류  $i_d$ 에서 1차 측 전류  $i_s$ 로 부드럽게 넘기며 ZCT가 이루어지고 있다. 그림 4(b)로부터 보조 스위치가 턴-온/오프하는 순간에도 ZCT가 이루어짐을 볼 수 있다. 결국, 주 스위치뿐만 아니라 보조 스위치 역시 ZCT가 이루어지고 있다.

위의 그림 5는 제안한 회로와 기존의 포워드 컨버터 간의 효율을 비교한 그래프이다. 이를 비교하기 위하여 동작 주파수, 출력 전압을 똑같이 고정하였고, 출력 전류를 변화시키며 효율을 측정하였다. 그리고 제안한 포워드 컨버터와 기존의 포워드 컨버터를 비교하기 위해

기존의 포워드 컨버터를 다음과 같이 설계하였다. 기존의 포워드 컨버터는 제안한 포워드 컨버터의  $D_r, L_r$  그리고  $S_r$ 만 제거한 형태이며, 공진 커패시터  $C_s$ 를 주 스위치와 병렬로 연결하여 리셋하는 컨버터이다.

결과 그래프를 통해 제안한 회로가 기존의 포워드 컨버터보다 높은 효율을 가지는 것을 확인할 수 있다. 제안한 회로와 기존 회로는 비슷한 구조를 가지면서도 소프트 스위칭을 통하여 EMI 잡음을 줄이고, 기존의 포워드 컨버터와 동일한 동작을 하므로 제어도 간편하다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 기존의 PWM 방식과 공진형 컨버터의 단점은 해결하고, 장점을 이용하여 ZCT 포워드 컨버터를 제안하였다. 제안한 회로는 기존의 포워드 컨버터와 비교하여, 비슷한 구조와 동작을 가진다. 그리고 간단한 보조 회로를 추가하여, 공진형 컨버터의 장점 또한 가진다. 제안한 컨버터는 스위칭하는 순간에만 공진을 시켜 손실을 최소화하였으며, 주 스위치뿐만 아니라 보조 스위치 역시 소프트 스위칭시켜 부가적인 손실을 줄였다.

그리고 트랜스포머의 리셋 턴을 감는 것 대신에 공진 커패시터를 사용하였기 때문에 소형화에 알맞은 컨버터라 여겨진다.

본 논문에서는 제안한 회로의 동작 원리와 설계 방법을 자세하게 기술하였다. 그리고 본 논문에서 제안한 설계 방법에 따라 실제 컨버터를 만들고 실험을 진행하여 제안한 회로의 유용성을 증명하였다.

## References

- [1] G. Hua, C. S. Leu, Y. Jiang and F. C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters," IEEE Trans. Power Electron, Vol. 9, No. 2, pp. 213-219, Mar. 1994.
- [2] M. B. Kim, K. B. Park and M. J. Youn, "A novel single-stage AC-DC converter with quasi-resonant zero-voltage-switching for high power factor and high efficient applications," International Journal of Circuit Theory and Application, Vol. 39, pp. 733-749, July. 2011.
- [3] Z. Li, X. Zhang, W. Qian, H. Bai, "A novel zero-current-transition PWM DC-DC converter with coupled inductor," IEEE Power Electronics Conference, pp. 1-4, 2016
- [4] N. Y. Kim, H. C. Choi, "Novel zero-voltage-transition synchronous buck converter for portable system," Transactions of Korean Institute of Power Electronics, Vol. 17, No. 4, pp. 330-336, Aug. 2012.
- [5] E. C. Lee, H. C. Choi, "A zero-current-transition synchronous buck converter using auxiliary circuit with soft-switching," Transactions of Korean Institute of Power Electronics, Vol. 18, No. 4, pp. 359-366, Aug. 2013.
- [6] E. C. Lee, H. C. Choi, "An interleaved PWM buck converter with a soft switching auxiliary circuit," Transactions of Korean Institute of Power Electronics, Vol. 18, No. 6 pp. 547-555, Dec. 2013.
- [7] N. Y. Kim, H. C. Choi, "A new high efficiency interleaved buck converter with soft-switching scheme," Transactions of Korean Institute of Power Electronics, Vol. 19, No. 2, pp. 116-123, Apr. 2014.
- [8] H. S. Ju, H. C. Choi, "A zero-current-zero-voltage-transition flyback converter using auxiliary circuit," Transactions of Korean Institute of Power Electronics, Vol. 23, No. 6, pp. 397-402, Dec. 2018.
- [9] H. S. Ju, H. C. Choi, "A zero-current-zero-voltage-transition boost-flyback converter using auxiliary circuit," Transactions of Korean Institute of Power Electronics, Vol. 24, No. 5, pp. 372-378, Oct. 2018.
- [10] J. A. Cobos, O. Garcia, J. Sebastian, J. Uceda, "Resonant reset forward topologies for low output voltage on board converters," IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - ASPEC'94, pp. 703-708, Feb. 1994.
- [11] S. Hariharan, "Designing single-switch, resonant-reset, forward converters," Maxim Integrated Application Note 3983, pp. 1-10, Mar 2007.



**백은성(白恩聖)**

1995년 1월 15일생. 2019년 인제대 전자공학과 졸업. 2020년~현재 동 대학원 전자정보통신공학과 석사과정



**최현철(崔鉉七)**

1964년 5월 25일생. 1989년 경희대 전자공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1994년 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원. 1995년~1996년 대우전자 모니터연구소 선임연구원. 1997년~현재 인제대 전자공학과 교수.