소프트 스위칭 방식을 적용한 고효율 인터리브드 벅 컨버터

김낙윤¹, 최현칠[†]

A New High Efficiency Interleaved Buck Converter with Soft-switching Scheme

Nak-Yoon Kim¹, and Hyun-Chil Choi[†]

Abstract - In this paper, a soft-switching scheme for the PWM interleaved buck converter(IBC) is newly proposed to obtain the advantages of both the conventional PWM interleaved buck and resonant converters such as ease of control, reduced switching losses and stresses, and low EMI. To obtain the soft-switching action, the proposed scheme employs an auxiliary circuit, which is added to the conventional interleaved buck converter and used to achieve soft-switching for both the main switches and the output diodes while not incurring any additional losses due to the auxiliary circuit itself. In this paper, the basic operations are discussed and design guidelines are presented. And through the experimental results, the usefulness of the proposed converter is verified.

Keywords: soft-switching, PWM, interleaved buck converter, switching losses, auxiliary circuit

1. 서 론

최근 들어 높은 전력밀도를 가지는 소형·경량화 전원 장치의 수요가 날로 증가하고 있는 추세이다. 이러한 작고 가벼운 전원장치를 제작하기 위해서는 컨버터를 높은 주파수로 동작시키는 것이 바람직하다. 그러나 기존의 하드 스위칭 방식의 컨버터는 높은 주파수로 동작할 시 스위칭 손실로 인하여 효율이 낮아질 뿐만 아니라 스위칭 노이즈, 그리고 스위칭 스트레스와 같은 심각한 문제의 원인이 되기도 한다. 이와 같은 문제들을 해결하기 위하여 그동안 소프트 스위칭 방식을 적용한 회로에 관한 연구가 많이 이루어져 왔다^{[1]-[2]}.

소프트 스위칭 컨버터에는 기존의 공진형 컨버터(Resonant Converter)와 최근 들어 활발히 연구되고 있는 천이형 컨버터(Transition Converter)로 분류할 수 있다. 현재까지 많은 연구가 이루어진 공진형 컨버터들은 스위칭 손실을 개선하여 높은 효율을 얻는 장점을

가지는 반면 공진 중에 발생하는 전류나 전압의 과도한 크기로 인하여 전도손실이 커지는 문제점을 가지고 있다. 또한 비선형 특성으로 인하여 제어기의 설계가 어렵다는 단점을 가진다.

이러한 문제에 대한 대응책으로 공진형 컨버터의 장점과 기존 PWM 컨버터의 장점을 갖춘 천이형 컨버터에 대한 연구가 다수 이루어지고 있다^{[3]-[5]}. 천이형 컨버터의 동작은 전반적으로 기존 PWM 컨버터와 유사하며 단지 주 스위치와 다이오드의 스위칭 순간에만 소프트 스위칭이 이루어지도록 하는 방식으로 영전류 천이형(ZCT)과 영전압 천이형(ZVT), 그리고 영전류-영전압 천이형(ZCZVT)이 있다^{[6]-[9]}. 이러한 방식은 기존 PWM 컨버터와 같이 제어가 용이할 뿐만 아니라 소프트 스위칭으로 인한 스위칭 손실이 적기 때문에 고효율 전원 시스템에 매우 유리하다.

이와 같은 천이형 컨버터의 많은 장점에도 불구하고 높은 출력이 요구되는 전력 변환 장치의 경우, 반도체 소자의 과도한 전류 스트레스와 회로 내의 전도손실이 전류량에 비례적으로 증가한다. 이에 따라, 반도체 소자 및 입/출력 커패시터의 용량이 커지며, 전체 시스템의 비용을 높이는 결과를 초래한다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 DC/DC 컨버터를 병렬로 구성한 인터리브드 기법과 소프트 스위칭 방식을 함께 적용한 전력 변환 장치가 많이 사용되어 왔다^{[10]-[14]}. 인터리브드 방식은 입

Paper number: TKPE-2014-19-2-3

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

[†] Corresponding author: elecchc@inje.ac.kr, Dept. of Electronic Engineering, Inje University
Tel: +82-55-320-3552 Fax: +82-55-333-3261

¹ Dept. of Electronic & Telecommunication Eng., Inje Univ.

Manuscript received Sep. 9, 2013; accepted Dec. 26, 2013

력전류의 위상차를 발생시켜 리플의 중첩된 부분을 제거함으로써 전류 및 전압의 리플을 감소시킬 수 있다. 전류 리플의 감소는 입/출력 커패시터와 인덕터의 크기를 줄일 수 있어 시스템의 부피를 줄일 수 있다. 또한 각 스위치에서 감당할 전류의 양이 절반 이상으로 저감되므로 소자의 선정을 용이하게 하여 시스템의 전체 비용을 절감할 수 있다. 이러한 장점으로 인해 인터리브드 기법은 컨버터의 소형·경량화와 더불어 고효율이 요구되는 전원장치에 매우 적합하다.

본 논문에서는 인터리브드 기법을 적용한 새로운 영전류-영전압 천이형 벅 컨버터를 제안하였다. 본 논문에서 제안한 회로는 고효율 출력이 요구되는 장치에 적합한 인터리브드 방식을 사용하였으며, 주회로 뿐만 아니라 환류 다이오드 및 보조스위치 역시 소프트 스위칭을 함으로써 전체적으로 높은 효율을 기대할 수 있다.

본 논문에서는 제안된 회로의 동작원리와 설계방법을 체계적으로 기술하였으며 인터리브드 기법에 의한 장점을 전류 및 전압의 리플분석을 통해 확인하였다. 또한 실험결과를 제시함으로써 제안된 회로의 유용성을 증명하였다.

2. 회로 설명 및 기본 동작원리 검토

그림 1은 본 논문에서 제안한 소프트 스위칭 방식을 적용한 인터리브드 벅 컨버터(Interleaved buck converter IBC)의 회로도이다. 제안된 회로는 보조회로를 포함한 PWM방식의 벅 컨버터 두 개가 서로 병렬로 연결되어 있는 형태이다. 각각의 보조회로에는 보조스위치 S_{r1}, S_{r2} , 보조인덕터 L_{r1}, L_{r2} , 그리고 보조커패시터 C_{r1}, C_{r2} 로 구성되어 있다. S_{m1}, S_{m2} 와 병렬로 연결되어 있는 커패시터 C_{s1}, C_{s2} 는 공진 커패시터로써, 주 스위치가 소프트 스위칭을 하도록 중요한 역할을 한다. 또한 본 논문에서 제안한 벅 컨버터는 인터리브드 방식을 적용하였기 때문에 주 스위치 S_{m1}, S_{m2} 가 180° 위상차를 가지고 턴-온과 턴-오프를 반복한다. 그림에서 알 수 있듯이, 제안된 회로도에는 동작 설명을 위해 $S_{m1}, S_{r1}, C_{r1}, C_{s1}, D_{m1}$ 등을 포함한 부분의 회로와 $S_{m2}, S_{r2}, C_{r2}, D_{m2}$ 등을 포함한 부분의 회로를 각각 Circuit I(회로 1)과 Circuit II(회로 2)로 표시하여 나타내었다.

본 논문에서 제안한 회로는 단일 ZVT 벅 컨버터의 응용된 형태이므로, 기본적인 동작원리는 ZVT 벅 컨버터와 매우 유사하다. 따라서 동작원리에 대하여는 간단히 기술하며, 자세한 설명은 단일 ZVT 벅 컨버터 논문을 참조하길 바란다^[15]. 제안한 회로의 동작은 한 주기 동안 16개의 서로 다른 모드로 나뉘지며 그림 2에서는 각 모드 별 등가회로를 나타내었다. 동작모드 분석에 앞서 해석의 편의를 위해 다음을 가정한다.

- 모든 스위치는 이상적이다.
- 모든 동작은 정상 상태이며, V_{in} 과 V_o 는 일정하다.
- 모든 인덕터의 기생 파라미터는 무시한다.

모드 1 ($t_0 - t_1$):

- 회로 1 : 모드 1 이전은 기존 벅 컨버터의 프리휠링 모드와 같으며, S_{m1} 와 S_{r1} 은 모두 OFF 상태이다. $t = t_0$ 인 시점에 도달하면 S_{r1} 이 턴-온된다. 이 시점부터 L_{r1} 과 C_{r1} 이 공진한다. 이 구간이 끝나는 시점에서 i_{Dm1} 은 0이 되고 i_{r1} 은 $I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 에 도달한다.

- 회로 2 : 기존 벅 컨버터의 Powering 모드와 동일한 동작을 하며, 이 동작은 모드 5까지 계속된다.

초기조건 $i_{r1}(t_0) = 0$, $v_{Cr1}(t_0) = 2V_{in} - V_o$ 을 이용하면, 모드 1의 시간 $t_1 - t_0$ 을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$t_{01} = t_1 - t_0 = \frac{1}{\omega_{r1}} \sin^{-1} \left[\frac{(I_o - \Delta i_{Lm1}) Z_{r1}}{4 V_{in} - 2 V_o} \right] \quad (1)$$

$$w_{r1} = 1/\sqrt{L_{r1} C_{r1}}, Z_{r1} = \sqrt{L_{r1}/C_{r1}} \quad (2)$$

모드 2 ($t_1 - t_2$):

- 회로 1 : 모드 2에서는 전류 i_{r1} 이 계속적으로 증가하여 주 인덕터 전류 $I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 보다 커지기 시작한다. 그리고 합성 커패시터인 C_{e1} 과 L_{r1} 이 서로 공진한다. i_{r1} 이 i_{Lm1} 보다 초과된 만큼 C_{s1} 으로 흐르면서, 주 스위치의 양단전압 v_{Sm1} 이 감소하게 된다. v_{Sm1} 이 0까지 떨어지면 모드 2가 종료된다.

초기조건 $i_{r1}(t_1) = I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 와 $v_{Sm1}(t_1) = V_{in}$, 그리고 $v_{Cr1}(t_1) = V_2$ 를 이용하여 이 모드동안 걸리는 시간을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$t_{12} = t_2 - t_1 = \frac{1}{w_{e1}} \sin^{-1} \left[\frac{(2i_{r1, \max} - I_o - \Delta i_{Lm1}) Z_{e1}}{2 V_2} \right] \quad (3)$$

Fig. 1 The circuit diagram of the proposed ZCZVT IBC

Fig. 2 Equivalent circuits for different operating intervals

$$w_{e1} = 1/\sqrt{L_{r1}C_{e1}}, Z_{e1} = \sqrt{L_{r1}/C_{e1}}, C_{e1} = C_{r1}/C_{s1} \quad (4)$$

모드 3 ($t_2 - t_3$):

- 회로 1 : 이 모드부터 C_{s1} 로 흐르던 전류는 주 스위치의 바디 다이오드로 흐르기 시작한다. 이 모드에서 C_{r1} 은 V_o 까지 방전하도록 제한되고 V_o 에서 동작한다. 이 모드의 끝에서 i_{sm1} 은 0까지 증가한다. 이 때, 주 스위치 S_{m1} 을 턴-온 함으로써 ZCZVT 조건을 만족하게 된다.

초기조건 $i_{r1}(t_2) = i_{r1,max}$ 와 $v_{Cr1}(t_2) = V_{in}$ 을 이용하여 이 구간동안 걸리는 시간을 구하면 다음과 같다.

$$t_{23} = t_3 - t_2 = \frac{1}{w_{r1}} \cos^{-1} \left(\frac{I_o - \Delta i_{Lm1}}{2i_{r1,max}} \right) \quad (5)$$

모드 4 ($t_3 - t_4$):

- 회로 1 : S_{m1} 이 턴-온 하면서 i_{sm1} 은 0에서부터 $I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 까지 증가하고, i_{r1} 은 $I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 에서 0까지 하강한다.

이 구간동안 소요되는 시간은 다음과 같이 유도된다.

$$t_{34} = t_4 - t_3 = \frac{(I_o - \Delta i_{Lm1})L_{r1}}{2(V_{in} - V_o)} \quad (6)$$

모드 5 ($t_4 - t_5$):

- 회로 1 : 이 모드에서 보조 스위치 S_{r1} 은 턴-오프 된다. 또한 S_{r1} 의 바디다이오드를 통해 흐르는 전류에 의해 C_{r1} 은 최대값인 $2V_{in} - V_o$ 까지 충전하기 시작한다.

- 회로 2 : Powering 모드가 끝이 나고 주 스위치 S_{m2} 가 턴-오프 된다.

모드 5와 13은 단일 ZVT 컨버터와 달리 주 스위치가 턴-오프 되면서 이 구간에서 걸리는 시간은 달라진다. 초기조건 $i_{r1}(t_4) = 0$ 와 $v_{Cr1}(t_4) = V_o$ 를 이용하여 모드 5의 동작시간은 다음과 같이 구해진다.

$$t_{45} = t_5 - t_4 = \frac{\pi}{w_{r1}} - \frac{4C_{s2}V_{in}}{I_o + \Delta i_{Lm2}} \quad (7)$$

모드 6 ($t_5 - t_6$):

- 회로 2 : S_{m2} 가 턴-오프 한 후, i_{sm2} 는 C_{s2} 로 흐르게 되며, v_{Sm2} 를 0에서부터 V_{in} 까지 증가시킨다.

이 구간동안 걸리는 시간은 다음과 같다.

$$t_{56} = t_6 - t_5 = \frac{2C_{s2}V_{in}}{I_o + \Delta i_{Lm2}} \quad (8)$$

모드 7 ($t_6 - t_7$):

- 회로 1 : C_{r1} 은 충전을 멈추며, $2V_{in} - V_o$ 가 된다.
- 회로 2 : 기존 벡 컨버터의 프리휠링 모드이다.

모드 8 ($t_7 - t_8$):

- 회로 1 : 모드 13까지 Powering 모드로 동작한다.
- 회로 2 : 기존 벡 컨버터의 프리휠링 모드이다.

지금까지 제안된 ZCZVT IBC의 구간별 동작을 간단히 설명하였다. 제안한 회로의 전체 구간별 동작에 대한 파형을 그림 3에 나타내었다. 또한 이후의 모드 16까지의 동작은 지금까지 설명한 회로 1과 회로 2의 동작과 동일하므로 생략한다.

3. 회로 설계 방법

본 논문에서 제안된 IBC의 동작은 기존의 IBC와 크

Fig. 3 Theoretical waveforms of ZCZVT interleaved buck converter

게 다르지 않기 때문에 주 회로상의 L_{m1}, L_{m2} 와 C_o 의 적절한 값은 기존 설계방식을 따라 설계한다. 보조회로는 보조스위치의 스위칭 기간이 길수록 전도손실이 증가하기 때문에 보조회로 소자의 적절한 선정은 회로의 전체 변환효율을 높일 수 있는 중요한 요인이 된다. 다음은 본 논문에서 실험한 회로에 대한 동작조건을 나타낸 것이다.

- ▷ 입, 출력 전압 : $V_{in} = 48V$, $V_o = 30V$;
- ▷ 출력 전류 : $I_{o,min} = 0.3A$, $I_{o,max} = 6A$;
- ▷ 주 인덕터의 리플 전류(Δi_{Lm}) : $\Delta i_{Lm1} = \Delta i_{Lm2} = 0.6A$;
- ▷ 주 회로의 부품 값 : $L_{m1}, L_{m2} = 93.75\mu H$, $C_o = 330\mu F$;
- ▷ 스위칭 주파수(f_s) : $200kHz$;

3.1 보조 인덕터(L_{r1}, L_{r2}) 설계방법

보조회로는 주 인덕터에 흐르는 i_{Lm1}, i_{Lm2} 에 전류 루프를 추가하여 환류 다이오드의 전류 기울기를 조절한다. 즉, 환류 다이오드의 턴-오프 시간은 보조 인덕터의 크기에 따라 결정된다. 보조 인덕터의 크기가 커질수록 역방향 전류에 의한 손실은 줄어들지만, 방전하는데 오랜 시간이 걸리므로 보조회로에서의 전도손실이 증가하게 된다. 동작 원리로부터 알 수 있듯이, 소프트 스위칭 동작을 보장하기 위해서는 주 스위치의 최소 도통기간이 대략 보조회로의 도통기간과 같아야 한다. 식 (1), (3), (5), 그리고 (6)을 이용하여, 주 스위치의 최소 도통기간을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_{min} = t_{01} + t_{12} + t_{23} + t_{34} = \frac{1}{w_{r1}} \sin^{-1} \left[\frac{(I_o - \Delta i_{Lm1}) Z_{r1}}{2(2V_{in} - V_o)} \right] + \frac{1}{w_{e1}} \sin^{-1} \left[\frac{(2i_{r1,max} - I_o - \Delta i_{Lm1}) Z_{e1}}{2V_2} \right] + \frac{1}{w_{r1}} \cos^{-1} \left(\frac{I_o - \Delta i_{Lm1}}{2i_{r1,max}} \right) + \frac{(I_o - \Delta i_{Lm1}) L_{r1}}{2(V_{in} - V_o)} \quad (9)$$

주 스위치와 보조 스위치의 도통기간은 환류 다이오드의 역회복 시간에 의해 좌우된다. 따라서 보조회로에서의 손실과 출력전압에 미치는 영향을 효과적으로 줄이기 위해서는 초고속 다이오드를 사용하는 것이 바람직하다. 이러한 관점에서 역회복 시간을 고려하고 또한, 보조회로에서의 전도손실을 효과적으로 줄이기 위하여 보조전류가 상승하는 시간을 대략 환류다이오드 역회복 시간의 6배 이내가 되도록 선정한다. 따라서 보조 인덕터 L_{r1}, L_{r2} 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_{r1}, L_{r2} = \frac{6t_{rr}(2V_{in} - V_o)}{I_{o,max}/2 - \Delta i_{Lm}/2} \approx 4.4\mu H \quad (10)$$

3.2 보조 커패시터(C_{r1}, C_{r2}) 설계방법

보조 커패시터는 D_{r1}, D_{r2} 에 의해 출력전압 V_o 까지 방

전하도록 제한되고 이후에 보조 인덕터와의 공진으로 인하여 $2V_{in} - V_o$ 까지 다시 충전된다. 이 때의 충전시간을 이용하면 보조 커패시터의 값을 선정할 수 있다. 보조 커패시터의 충전시간이 너무 짧으면 보조회로의 전도손실을 줄일 수 있지만, 이후의 소프트 스위칭 조건을 만족할 수 없다. 반면에 너무 길면 보조회로의 전도손실이 증가하게 된다. 따라서 본 논문에서는 이를 고려하여 보조 커패시터의 충전시간을 보조 스위치 바디 다이오드 역회복 시간의 14배를 확보할 수 있도록 선정하였다. 따라서 C_{r1}, C_{r2} 는 다음과 같이 유도된다.

$$C_{r1}, C_{r2} = \frac{1}{L_r} \left(\frac{14t_{rr}}{\pi} \right)^2 \simeq 16.25nF \quad (11)$$

3.3 공진 커패시터(C_{s1}, C_{s2}) 설계방법

공진 커패시터의 실질적인 값은 주 스위치 MOSFET의 커패시터와 외부에서 병렬로 연결한 커패시터의 합과 같다. C_{s1}, C_{s2} 의 값은 스위치의 전압 상승 기울기 (dv/dt)를 제한하여 스위칭 순간에 스위칭 손실을 줄이게 되지만 값이 과다하게 크면 공진기간이 길어져 보조회로의 전도손실이 증가하게 된다. 공진구간의 증가로 발생하는 손실을 최소화하고 주 스위치의 확실한 영전압 스위칭 동작을 보장하기 위해서는 Sin파의 형상을 가지는 보조전류의 최대치를 $w_e t = \pi/2$ 로 설정하고, 보조전류의 최대치가 $1.5I_o$ 를 초과하지 않도록 설정한다. 이를 토대로 C_{s1}, C_{s2} 을 구하면 다음과 같다.

$$C_{s1}, C_{s2} = L_r \left[\frac{(I_{o,max} - \Delta i_{Lm})/4}{2V_{in} - V_o} \right]^2 \simeq 1.84nF \quad (12)$$

3.4 전압전달비

본 논문에서의 전압전달비는 voltage-second-balance (VSB)원리로부터 유도될 수 있다. 주 인덕터에 대하여 VSB원리를 적용하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_o T_s = V_{in} D T_s + \frac{1}{2} V_{in} t_{23} + \frac{1}{2} V_{in} t_{13,14} \quad (13)$$

여기서, $T_s = 1/f_s$ 이며 f_s 는 컨버터의 스위칭 주파수이다. 식 (13)을 다시 정리하면 전압전달비 V_o/V_{in} 은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_{in}} &= D + \frac{t_{23}}{2T_s} + \frac{t_{13,14}}{2T_s} \\ &= D + \frac{f_s}{2w_{r1}} \cos^{-1} \left(\frac{I_o - \Delta i_{Lm1}}{1.5I_o} \right) + \frac{f_s V_{in} C_{s1}}{I_o + \Delta i_{Lm1}} \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)로부터 제안한 IBC는 주 스위치의 스위칭 순

간을 제외하면 전압전달비는 기존의 벡 컨버터와 동일하다는 것을 알 수 있다.

4. 리플 분석 결과

4.1 출력전류 리플 분석

그림 4는 제안된 ZCZVT IBC의 출력인덕터 전압과 전류파형을 그림으로 나타낸 것이다. 여기서, $i_{Lo}(t) = i_{Lm1}(t) + i_{Lm2}(t)$ 이다. 그림 4로부터 전류 리플은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta i_{Lo} = \frac{V_{Lo1}}{L_m} D_{out} T_s \quad \text{또는} \quad \Delta i_{Lo} = \frac{V_{Lo2}}{L_m} (1 - D_{out}) T_s \quad (15)$$

그림 4로부터, 제안한 회로의 변수들은 $D \leq 0.5$ 일 때 다음과 같이 주어진다.

$$V_{Lo1} = V_{in} - 2V_o, \quad V_{Lo2} = 2V_o, \quad D_{out} = 2D + t_{13,14}/2 \quad (16)$$

식 (16)을 식 (15)에 대입하면 $D \leq 0.5$ 일 때 출력리플은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\Delta i_{Lo} = \frac{V_{in}}{2L_m f_s} (1 - 2D)(2D + \frac{1}{2} t_{13,14}) \quad (17)$$

위와 동일한 방법으로 $D > 0.5$ 일 때 출력리플을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{Lo1} &= 2(V_{in} - V_o), \quad V_{Lo2} = V_{in} - 2V_o \\ D_{out} &= (2D - 1) + t_{56}/2 \end{aligned} \quad (18)$$

$$\Delta i_{Lo} = \frac{V_{in}}{L_m f_s} (1 - D)(2D - 1 + \frac{1}{2} t_{56}) \quad (19)$$

식 (17)과 (19)에서 $t_{56}, t_{13,14}$ 구간은 대략 20ns~40ns의 매우 짧은 구간이므로 전류리플은 기존의 IBC와 거의 동일하다. 그림 5는 단일 벡 컨버터와 기존의 IBC 그리고 제안한 회로의 전류리플을 동작점에 따라 비교한 그

Fig. 4 Voltage and current waveforms of the output inductor of IBC

래프이다. 그림에서도 알 수 있듯이 제안한 컨버터의 전류 리플은 기존의 인터리브드 컨버터와 거의 동일한 값을 가진다. 따라서 본 논문에서 제안한 회로는 기존의 IBC가 갖는 리플감소의 장점을 동일하게 갖는다고 할 수 있다.

4.2 출력전압 리플 분석

IBC는 입력측 및 출력측의 전류리플뿐만 아니라 입/출력 전압리플도 감소한다는 장점을 가진다. 기존 벡 컨버터의 출력전압 리플식은 다음과 같이 주어진다.

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} (\Delta i_{L_o}) \frac{T_s}{8} \quad (20)$$

4.1절의 전류리플식을 이용하여 식 (20)을 듀티비에 따라 다시 정리하면 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$D \leq 0.5, \Delta V_o = \frac{1}{2L_m C_o} \frac{V_{in}(1-2D)D_{out}}{8f_s^2} \quad (21)$$

$$D > 0.5, \Delta V_o = \frac{1}{L_m C_o} \frac{V_{in}(1-D)D_{out}}{8f_s^2} \quad (22)$$

식 (16)과 (18)을 위의 식에 대입하여 다시 정리하면 식 (21)과 (22)은 다음과 같이 다시 정리할 수 있다.

$$D \leq 0.5, C_o = \frac{1}{2L_m \Delta V_o} \frac{V_{in}(1-2D)(2DI_o + C_{s1}V_{in})}{8I_o f_s^2} \quad (23)$$

$$D > 0.5, C_o = \frac{1}{L_m \Delta V_o} \frac{V_{in}(1-D)((2D-1)I_o + C_{s2}V_{in})}{8I_o f_s^2} \quad (24)$$

Fig. 5 Current ripple comparison of the single ZVT, conventional and proposed ZCZVT IBC ($I_{o,min} = 0.3A$, $f_s = 200kHz$)

Table 1 Components used in the experiment circuit

Components	Device
Main switch(S_{m1}, S_{m2})	IRF1010E
Auxiliary switch(S_{r1}, S_{r2})	IRF1312
Freewheeling Diode(D_{m1}, D_{m2})	MBR1060
Auxiliary Diode(D_{r1}, D_{r2})	MBR1060
Main inductor(L_{m1}, L_{m2})	$93.75\mu H$
Auxiliary inductor(L_{r1}, L_{r2})	$4.4\mu H$
Resonant capacitor(C_{s1}, C_{s2})	$2.2nF$
Auxiliary capacitor(C_{r1}, C_{r2})	$22nF$
Output capacitor(C_o)	$330\mu F$

위의 두 식으로부터, 제안한 ZCZVT IBC는 D에 따라 C_o 의 값이 작아짐을 알 수 있다. 즉, 제안한 컨버터는 기존의 IBC와 마찬가지로 전압리플의 감소뿐만 아니라 시스템의 부피를 줄일 수 있다는 장점도 가지게 된다.

5. 실험 결과 분석

본 장에서는 앞서 설명한 회로의 동작과 유용성을 증명하기 위하여 입력전압 $V_{in} = 48V$, 출력전압 $V_o = 30V$ 의 180W급 컨버터를 제작하여 실험하였다. 스위칭 주파수는 $f_s = 200kHz$ 로 하였으며 실험에 사용된 부품은 표 1에 나타내었다.

그림 6은 180W급 벡 컨버터를 실제 실험한 결과파형을 나타낸 것이다. 그림 6의 (a)와 (b)는 회로 1의 전체적인 전류 및 전압 파형을 보여주고 있으며, 그림 3의 전체 동작 파형과 유사한 형태를 보이고 있음을 알 수 있다. 그림 6(c)는 회로 1의 주 스위치와 환류 다이오드에서의 소프트 스위칭 결과를 보여주고 있다. 실험 결과로부터 알 수 있듯이, S_{m1}, S_{m2} 가 ZCZVT 조건하에 턴-온이 이루어지며 환류 다이오드 역시 ZVT 조건을 만족하며 소프트 스위칭이 이루어지고 있음을 알 수 있다. 따라서 환류 다이오드의 소프트 스위칭으로 인하여 다이오드의 역회복 문제가 상당히 줄어든다. 이는 보조 인덕터에 의하여 환류 다이오드로 흐르는 전류의 기울기가 제한되기 때문에 얻게 되는 이점이다.

그림 6(d)는 주 인덕터 L_{m1}, L_{m2} 의 전류와 리플을 나타낸다. 그림으로부터 알 수 있듯이, 인터리브드 방식에 의해 출력 전류의 리플이 절반으로 감소됨을 알 수 있다. 이로써 입/출력 커패시터와 인덕터의 크기를 줄일 수 있다. 이들 파형으로부터, 제안된 회로의 동작이 앞서 언급한 이론적인 분석과 일치함을 알 수 있다.

Fig. 6 Experimental results of the proposed circuit

Fig. 7 Efficiency comparison of the single ZVT, hard-switching IBC and the proposed converter

그림 7은 본 논문에서 제안한 회로의 우수성을 증명하기 위하여 출력 전력에 따른 변환효율을 단일 ZVT 벡 컨버터와 비교 측정한 결과이다. 또한 기존의 하드 스위칭 IBC와도 비교함으로써 제안한 회로가 단일 ZVT와 기존의 IBC에 비해 고효율 출력을 갖는다는 것을 확인할 수 있다. 또한 여러 부하조건에서도 높은 효율을 유지하고 있음을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 공진형 컨버터와 기존 PWM 컨버터의 장점을 모두 갖추고 고효율 출력이 요구되는 장치에 적합한 ZCZVT 인터리브드 벡 컨버터를 제안하였다. 제안한 회로는 기존 PWM 컨버터의 동작과 유사하여 제어 용이하고 주 스위치가 턴-온 시, ZCZVT 조건에서 스위칭이 이루어지기 때문에 스위칭 시 발생하는 손실을 최소화 할 수 있다. 또한 주 스위치 뿐만 아니라 환류 다이오드와 보조 스위치 역시 소프트 스위칭을 함으로써 부가적인 손실이 발생하지 않는다. 이뿐만 아니라 제안한 회로는 인터리브드 기법을 적용하여 입/출력 리플을 줄임으로써 시스템의 전력밀도를 증가시키는 동시에 전력 변환효율을 더 향상시킬 수 있다.

따라서 본 논문에서 제안한 ZCZVT 인터리브드 벡 컨버터는 소형·경량화와 더불어 고효율이 요구되는 전원 장치에 매우 적합하리라 여겨진다. 본 논문에서는 제안한 회로의 동작원리 및 설계방법에 대하여 자세히 기술하였다. 그리고 인터리브드 기법에 의한 장점을 전류 및 전압의 리플분석을 통해 확인하였다. 또한 설계방법에 근거하여 30V의 출력전압을 가지는 200kHz, 180W 급 ZCZVT 인터리브드 벡 컨버터를 설계하여 실험 결과를 제시하였으며, 이를 단일 ZVT 벡 컨버터와 기존의 인터리브드 벡 컨버터와의 비교를 통해 제안한 회로의 유용성을 입증하였다.

References

- [1] G. Hua, F. C. Lee, "Soft-Switching Techniques in PWM Converters," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, Vol. 42, No. 6, pp. 595-603, Dec. 1995.
- [2] I. O. Lee, S. Y. Cho, and G. W. Moon, "Interleaved Buck Converter Having Low Switching Losses and Improved Step-Down Conversion Ratio," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 8, pp. 3664-3674, Aug. 2012.
- [3] G. Hua, C. S. Leu, and F. C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 9, No. 2, pp. 213-219, Mar. 1994.
- [4] E. Adib, and H. Farzanehfar, "Family of Isolated Zero Current Transition PWM Converters," *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 2, pp. 156-163, Mar. 2009.
- [5] M. Mahdavi, and H. Farzanehfar, "A New Zero Voltage Transition Bridgeless PFC with Reduced Conduction Losses," *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 5, pp. 708-717, Sep. 2009.
- [6] V. Grigore and J. Kyyra, "A New Zero Voltage Transition PWM Buck Converter," in *Proc. 9th Mediterranean Electrotech. Conf. (MELECON'98)*, Vol. 2, pp. 1241 - 1245, 1998.
- [7] E. C. Lee and 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.
- [8] D. W. Han, H. J. Lee, S. C. Shin, J. G. Kim, Y. C. Jung, and C. Y. Won, "A new soft switching ZVT boost converter using auxiliary resonant circuit," *IEEE Veh. Power and Propulsion Conf.*, pp. 1250-1255, 2012.
- [9] S. P. Yang, J. L. Lin, and S. J. Chen, "A Novel ZCZVT Forward Converter With Synchronous Rectification," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 21, No. 4, pp. 912-922, Jul. 2006.
- [10] P. W. Lee, Y. S. Lee, K. W. Cheng, and X. C. Liu, "Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, Vol. 47, No. 4, pp. 787-795, Aug. 2000.
- [11] M. Ilic and D. Maskimovic, "Interleaved Zero Current Transition Buck Converter," *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 43, No. 6, pp. 1619-1627, Nov-dec. 2007.
- [12] C. T. Tsai and C. L. Shen, "Interleaved Soft Switching Buck Converter with Coupled Inductors," *IEEE International Conf.*, pp. 877-882, Nov. 2008.
- [13] C. T. Tsai, C. L. Shen, J. C. Su and Y. C. Kuo, "Analysis and Implementation of an Interleaved ZVS Buck Converter with Coupled-Inductors," *ICIEA 6th IEEE Conf.*, pp. 1392-1397, Jun. 2011.
- [14] Y. C. Hsieh, Y. J. Chen, C. S. Moo, and H. L. Cheng, "An Interleaved Twin-Buck Converter with Zero Voltage Transition," *ICIT International Conference of the IEEE*, pp. 1-5, Feb. 2009.
- [15] N. Y. Kim and 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.

김낙윤(金樂允)

1988년 1월 4일생. 2012년 인제대 전자지능 로봇공학과 졸업. 2013년~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 부교수.