

소프트 스위칭 형태의 보조 회로를 이용한 인터리브드 벅 컨버터

이의천¹, 최현철[†]

An Interleaved PWM Buck Converter with a Soft Switching Auxiliary Circuit

Eui-Cheon Lee¹, and Hyun-Chil Choi[†]

Abstract - This paper proposes the interleaved buck converter using a soft switching auxiliary circuit. In this scheme, an auxiliary circuit is added to the conventional interleaved buck converter and used to achieve soft-switching conditions for both the main switch and freewheeling diode. In addition, the switch in the auxiliary circuit operates under soft-switching conditions. Also, according to the input to output conditions, the main switch achieved zero-current-transition(ZCT) or zero-current & zero-voltage-transition(ZCZVT) at turn on. Thus, the proposed interleaved buck converter provides a higher efficiency. The basic operations, in this paper, are discussed and design guidelines are presented. The usefulness of the proposed converter is verified on a 200kHz, 180W prototype converter.

Keywords: ZCT, ZCZVT, soft-switching, auxiliary circuit, interleaved buck

1. 서 론

기존의 펄스폭 변조 방식(PWM) 컨버터는 구조가 간단하고 제어가 용이하다는 장점으로 인하여 산업전반에 널리 사용되어 왔다. 이러한 방식에 있어서 컨버터의 높은 전력밀도를 얻기 위해서는 고주파로 스위칭 시키는 것이 바람직하다. 그러나 기존의 하드 스위칭 방식의 컨버터는 고주파 스위칭 동작시 스위칭 손실로 인한 효율 저하를 초래하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 그간 소프트 스위칭 방식에 관한 많은 연구가 이루어져 왔다. 그 중 최근에 연구되고 있는 천이형 방식의 소프트 스위칭 컨버터는 기존 PWM 컨버터가 가지는 용이한 제어와 공진형 컨버터의 장점인 낮은 스위칭 손실을 결합한 형태이므로 매력적이라 할 수 있다. 이들은 크게 영전류 천이(Zero-current-transition ZCT)방식과 영전

압 천이(Zero-voltage-transition ZVT)방식, 그리고 영전류 영전압 천이(Zero-current & zero-voltage-transition ZCZVT)방식으로 나눌 수 있다^{[1]-[6]}. 이러한 방식은 기존의 PWM 컨버터에 보조 회로를 첨가하여 주 스위치와 환류 다이오드의 스위칭 순간 동안만 소프트 스위칭이 이루어지도록 하고 있다.

높은 출력이 요구되는 시스템 및 전원공급장치의 경우, 전류량에 비례하여 컨버터 내부 스위치의 전류 스트레스가 가중되고 그만큼 회로 내부의 전도손실(Conduction loss)이 증가된다. 이와 같은 이유로 스위치의 과도한 전류 스트레스와 전도손실을 최소화하기 위해 DC/DC 컨버터를 병렬로 구성한 인터리브드(Interleaved) 방식을 적용하는 것이 보다 유리하다^{[7]-[9]}. 이러한 인터리브드 방식은 공통부하를 구동하는 병렬 전력단의 스위치가 서로 위상차를 가지고 구동되는 방식이다. 이를 통해 공통된 부하에 대해서 각각의 전력단이 감당하는 전류가 낮아지게 된다. 또한 각각의 스위치에 입력되는 PWM 신호의 위상차에 의해 입/출력 리플 전류가 감소된다. 이와 같은 리플 전류 감소는 입/출력 커패시터와 인덕터의 크기를 줄일 수 있어 컨버터의 전력밀도를 증가시킬 수 있다. 이러한 장점으로 인해 인터리브드 방식은 컨버터의 소형, 경량화와 더불어 고효율

Paper number: TKPE-2013-18-6-6

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 Engineering, Inje University

Manuscript received Aug. 22, 2013; accepted Oct. 7, 2013

이 요구되는 전원 시스템 설계에 매우 적합하다.

이러한 이유로 최근 들어, 인터리브드 방식의 장점을 유지한 채 소프트 스위칭을 적용한 형태의 컨버터에 관한 연구가 활발히 진행되어지고 있다^{[10]-[14]}. 이들 대다수 방식은 보조 회로를 첨가하여 컨버터 내부의 스위치와 다이오드에서 소프트 스위칭이 이루어지도록 하고 있다. 그러나 이들 대부분의 보조 회로는 스위칭 한 주기 동안 보조 회로의 도통시간이 비교적 길어 전도손실을 초래하는 문제점을 가지고 있다^{[12]-[14]}.

본 논문에서는 이와 같은 문제점을 보완하고자 소프트 스위칭 형태의 보조 회로를 이용한 인터리브드 벡 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터의 보조 회로는 전체 동작 구간에 비해 비교적 짧은 작동시간을 가짐으로 추가적인 전도손실을 최소화 할 수 있다. 아울러 제안한 회로는 인터리브드 방식에 의한 낮은 출력 리플 전류뿐만 아니라 주 회로의 스위치와 다이오드 그리고 보조 스위치의 소프트 스위칭으로 인해 높은 효율을 얻을 수 있다. 본 논문에서는 제안한 회로의 동작을 검증하기 위해 동작원리와 보조 회로의 설계과정을 자세히 기술하였으며 180W급 컨버터를 제작하여 실험 결과를 통해 타당성을 입증하였다.

2. 제안한 회로 설명 및 동작원리

2.1 회로 구성

그림 1은 제안한 인터리브드 벡 컨버터의 회로도를 나타낸다. 제안한 회로는 두 개의 모듈 A와 B가 공통부하에 대해서 병렬로 연결된 형태이다. 모듈 A는 주 스위치 S_{m1} , 스너버 커패시터 C_{s1} , 환류 다이오드 D_1 , 주 인덕터 L_{m1} , 보조 스위치 S_{r1} , 보조 인덕터 L_{r1} , 그리고 보조 다이오드 D_{r1} 로 구성되어 있다. 모듈 B는 주 스위치 S_{m2} , 스너버 커패시터 C_{s2} , 환류 다이오드 D_2 , 주 인덕터 L_{m2} , 보조 스위치 S_{r2} , 보조 인덕터 L_{r2} , 그리고 보조 다이오드 D_{r2} 로 구성되어 있으며 모듈 A와 대칭적 구조이다.

스너버 커패시터 C_{s1} , C_{s2} 는 각각의 주 스위치 외부에 병렬로 연결된 외부 커패시턴스이다. 보조 다이오드 D_{r1} , D_{r2} 는 보조 인덕터의 에너지가 0이 되었을 때 보조 스위치의 바디 다이오드를 통해 전류가 역으로 흐르는 것을 방지하기 위하여 사용된다.

2.2 회로의 동작 모드 해석

제안한 회로의 동작은 매 스위칭 주기 동안에 12개의 동작 모드로 나누어지며 주 스위치 S_{m1} , S_{m2} 가 180° 위상차를 가지고 온/오프 된다. 이들 각 모드별 등가회로와 동작파형은 그림 2와 그림 3에 각각 나타내었다. 동작모드 분석에 앞서 해석의 편의를 위해 다음을 가정한다.

- 주 스위치 S_{m1} , S_{m2} 를 제외하고 보조 스위치의 출력 커패시턴스는 고려하지 않는다.
- 모든 동작은 정상 상태이며, V_s 와 V_o 는 일정하다.
- 주 인덕터 L_{m1} , L_{m2} 는 같은 인덕턴스 값을 가지며 기생 파라미터는 무시한다.
- 12개의 모드 중 모드 1, 2, 3과 모드 7, 8, 9의 주 인덕터 L_{m1} , L_{m2} 전류는 최소값 근처에 있으므로 이때의 주 인덕터 전류는 식 (1)과 같다고 가정한다.

$$I_{Lm1-\min} = \frac{I_o}{2} - \frac{\Delta i_{Lm1}}{2}, \quad I_{Lm2-\min} = \frac{I_o}{2} - \frac{\Delta i_{Lm2}}{2} \quad (1)$$

모드 1 ($t_0 - t_1$) :

시간 t_0 이전, 모듈 A, B의 동작은 환류모드으로써 주 스위치 S_{m1} , S_{m2} 와 보조 스위치 S_{r1} , S_{r2} 는 모두 오프된 상태다. 환류 다이오드 D_1 을 통해 흐르는 전류 i_{D1} 은 주 인덕터 L_{m1} 으로 흐르고 있다. 이때 스너버 커패시터 C_{s1} 은 입력전압 V_s 로 충전되어 있다. 모듈 B의 환류모드 동작은 모드 6까지 지속된다. 시간 t_0 순간에 모듈 A의 보조 스위치 S_{r1} 은 보조 인덕터 L_{r1} 에 의해 영전류 상태에서 턴-온 된다. 보조 스위치 S_{r1} 의 턴-온으로 인해 환류 다이오드 D_1 을 통해 흐르던 전류 i_{D1} 은 하강한다. 동시에 보조 회로의 인덕터 전류 i_{Lr1} 은 선형적으로 상승하게 된다. 이를 수식으로 표현하면 식 (2)와 같다.

$$i_{Lr1}(t) = \frac{V_o}{L_{r1}}(t - t_0) \quad (2)$$

모드 1이 끝나는 시점에서 전류 i_{D1} 은 0이 되고 전류 i_{Lr1} 은 주 인덕터 L_{m1} 의 전류 값 $I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 에 도달한다. (여기서 I_o 와 Δi_{Lm1} 은 각각 출력 전류와 주 인덕

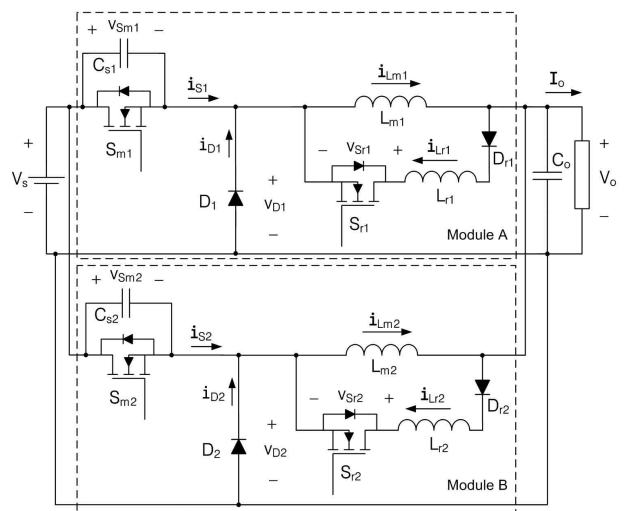


Fig. 1 The proposed soft-switching interleaved buck converter circuit

터 L_{m1} 의 리플 전류를 나타낸다.) 모드 1의 지속시간 t_{01} 은 식 (3)과 같이 유도된다.

$$t_{01} = t_1 - t_0 = \frac{I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2}{V_o/L_{r1}} \quad (3)$$

모드 2 ($t_1 - t_2$) :

시간 t_1 순간에 모듈 A의 보조 회로를 통해 흐르는 전류 i_{Lr1} 이 주 인덕터 L_{m1} 전류 $I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 값에 도달하게 되면 보조 인덕터 L_{r1} 과 스너버 커패시터 C_{s1} 이 서로 공진을 시작한다. 이와 같은 동작은 식 (4)와 식 (5)로 각각 표현할 수 있다.

$$-C_{s1} \frac{dv_{S_{m1}}(t)}{dt} = i_{Lr1}(t) - (I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2) \quad (4)$$

$$L_{r1} \frac{di_{Lr1}(t)}{dt} = V_o - V_s + v_{S_{m1}}(t) \quad (5)$$

식 (4), (5)로부터 i_{Lr1} 과 $v_{S_{m1}}$ 에 관련된 수식을 초기조건 $i_{Lr1}(t_1) = I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 과 $v_{S_{m1}}(t_1) = V_s$ 를 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$i_{Lr1}(t) = I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2 + (V_o/Z_{r1}) \sin w_{r1}t \quad (6)$$

$$v_{S_{m1}}(t) = V_s + (\cos w_{r1}t - 1) V_o \quad (7)$$

여기서 $Z_{r1} = \sqrt{L_{r1}/C_{s1}}$, $w_{r1} = 1/\sqrt{L_{r1}C_{s1}}$ 이다.

전류 i_{Lr1} 이 공진하다가 다시 전류 $I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 에 도달하는 순간, 전압 $v_{S_{m1}}$ 은 식 (7)에 의해 $V_s - 2V_o$ 로 낮아지게 된다. 그림 3의 동작과형에서 알 수 있듯이, 모드 2의 지속시간 t_{12} 는 공진주기의 절반에 해당하므로 식 (8)과 같이 구해진다.

$$t_{12} = t_2 - t_1 = \pi \sqrt{L_{r1}C_{s1}} \quad (8)$$

모드 2가 끝나는 시점은 보조 회로를 통해 흐르던 전류 i_{Lr1} 이 전류 $I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 에 도달할 때이며 이 순간에 주 스위치 S_{m1} 을 턴-오프함으로써 ZCT 조건을 만족하게 된다. 특히, 입력-대-출력전압 비율이 $V_o/V_s \geq 0.5$ 가 되면 주 스위치는 ZCT 조건과 ZVT 조건을 동시에 만족하게 된다.

모드 3 ($t_2 - t_3$) :

모드 3은 모듈 A의 주 스위치 S_{m1} 이 ZCT 조건을 만족시키며 켜지는 순간부터 시작된다. 모드 3에서 주 스위치 S_{m1} 을 통해 흐르는 전류 i_{S1} 은 0에서부터 선형적으로 증가하여 전류 $I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 까지 도달하게 된다.

$$i_{S1}(t) = \frac{(V_s - V_o)}{L_{r1}}(t - t_2) \quad (9)$$

이와 반대로 전류 i_{Lr1} 은 식 (10)에 의해서 선형적으로 감소하게 된다.

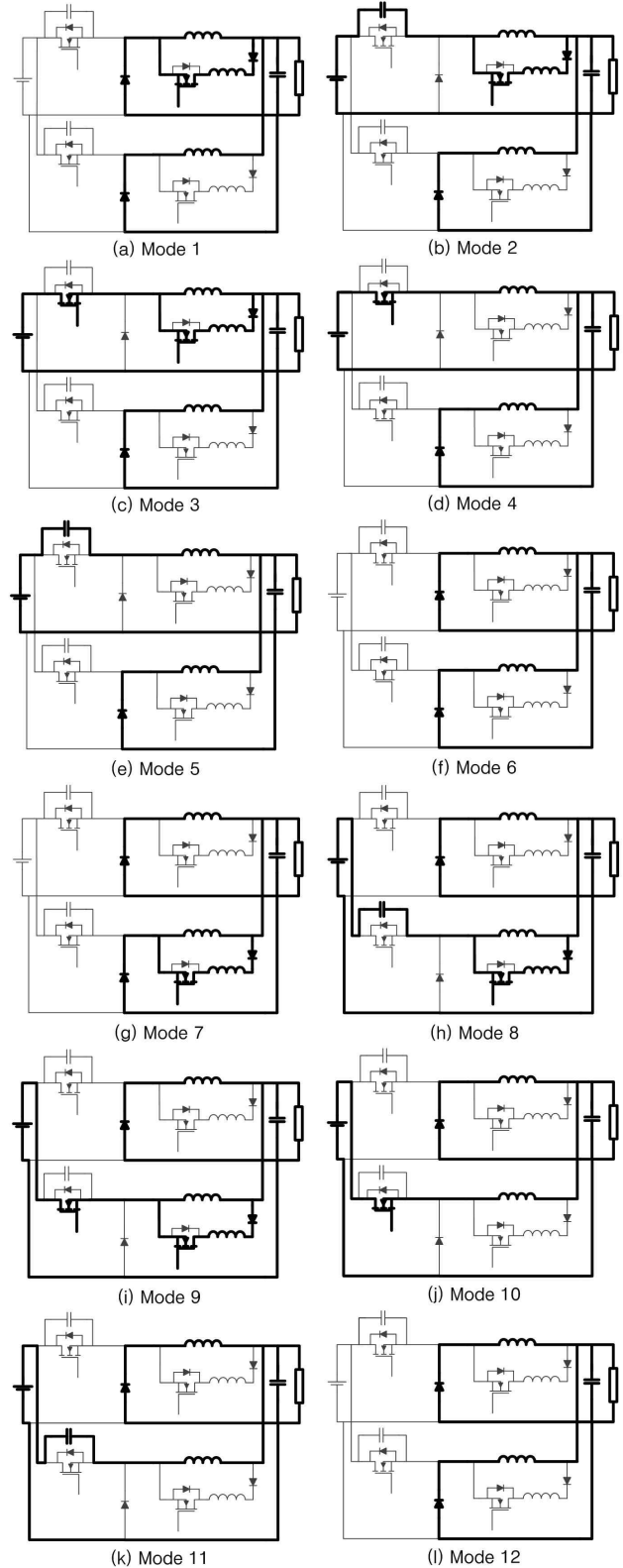


Fig. 2 Operation modes of the proposed converter

$$i_{Lr1}(t) = \left(\frac{I_o}{2} - \frac{\Delta i_{Lm1}}{2} \right) - \frac{(V_s - V_o)}{L_{r1}} (t - t_2) \quad (10)$$

모드 3이 끝나는 시점에서 전류 i_{Lr1} 은 0에 도달하게 되며 이 때 보조 스위치 S_{r1} 을 턴-오프함으로써 보조 스위치 S_{r1} 은 ZCT 조건을 만족하게 된다. 주 스위치 S_{m1} 을 통해 흐르는 전류 i_{s1} 은 주 인덕터 전류 $I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 값과 같게 된다. 따라서 모드 3의 지속시간 t_{23} 은 식 (11)로 표현 된다.

$$t_{23} = t_3 - t_2 = \frac{I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2}{(V_s - V_o)/L_{r1}} \quad (11)$$

모드 4 ($t_3 - t_4$) :

모드 4의 모듈 A 동작은 입력 에너지를 출력에 전달하는 모드로써 기존의 PWM 벡 컨버터의 동작과 동일하다. 모드 4가 종료되는 시점 t_4 에서 주 스위치 S_{m1} 은 턴-오프 되며 스너버 커패시터 C_{s1} 으로 인하여 턴-오프 스위칭 동작이 완화된다. 따라서 턴-오프 순간에 주 스위치 S_{m1} 은 ZVT 조건을 만족하게 된다.

모드 5 ($t_4 - t_5$) :

모드 5에서는 모듈 A의 주 스위치 S_{m1} 이 ZVT로 턴-오프 되면서 시작된다. 주 스위치 S_{m1} 을 통해 흐르던 전류 i_{s1} 이 주 스위치 양단에 연결된 C_{s1} 을 통해 계속적으로 흐르게 되어 주 스위치 양단전압을 0에서부터 V_s 까지 선형적으로 상승시킨다. 이 때 전류 i_{s1} 은 대략 $I_o/2 + \Delta i_{Lm1}/2$ 에 해당하는 값을 유지한다고 할 수 있다. 시간 t_5 에서 환류 다이오드 D_1 의 양단전압은 0이 되고 ZVT 조건을 만족 시키면서 턴-온 된다. 모드 5의 지속시간 t_{45} 는 식 (12)로 표현된다.

$$t_{45} = t_5 - t_4 = \frac{C_{s1} \cdot V_s}{I_o/2 + \Delta i_{Lm1}/2} \quad (12)$$

모드 6 ($t_5 - t_6$) :

모드 6은 모듈 A, B의 모든 스위치가 오프 상태이므로 출력전류는 환류 다이오드 D_1, D_2 를 통해 흐른다. 모드 6의 끝에서 모듈 B의 보조 스위치 S_{r2} 는 ZCT 조건을 만족시키며 턴-온 된다.

모드 7 ($t_6 - t_7$) :

모드 7의 전체적인 동작은 앞서 설명한 모드 1에서의 모듈 A 동작과 동일하며 모드 1에서와 마찬가지로 보조 스위치 S_{r2} 는 턴-온 시에 보조 인덕터 L_{r2} 에 의해 ZCT 조건을 만족시킨다. 모듈 B의 보조 회로에 흐르는 전류 i_{Lr2} 는 아래 수식과 같다.

$$i_{Lr2}(t) = \frac{V_o}{L_{r2}} (t - t_6) \quad (13)$$

모드 7이 끝나는 시점에서 전류 i_{D2} 는 0이 되고 전류 i_{Lr2} 는 주 인덕터 L_{m2} 의 전류 값 $I_o/2 - \Delta i_{Lm2}/2$ 에 도달한다. 모드 7의 지속시간 t_{67} 은 식 (14)와 같이 유도된다.

$$t_{67} = t_7 - t_6 = \frac{I_o/2 - \Delta i_{Lm2}/2}{V_o/L_{r2}} \quad (14)$$

모드 8 ($t_7 - t_8$) :

모드 8의 전체적인 동작은 앞서 모드 2에서의 모듈 A 동작과 동일하다. 시간 t_7 순간에 모듈 B의 보조 회로를 흐르는 전류 i_{Lr2} 가 주 인덕터 L_{m2} 전류 $I_o/2 - \Delta i_{Lm2}/2$ 값에 도달하게 되면 보조 인덕터 L_{r2} 와 스너버 커패시터 C_{s2} 가 서로 공진을 시작한다. $i_{Lr2}(t_7) = I_o/2 - \Delta i_{Lm2}/2$ 와 $v_{sm2}(t_7) = V_s$ 를 이용하여 모드 8에서의 i_{Lr2} 와 v_{sm2} 수식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{Lr2}(t) = I_o/2 - \Delta i_{Lm2}/2 + (V_o/Z_{r2}) \sin w_{r2}t \quad (15)$$

$$v_{sm2}(t) = V_s + (\cos w_{r2}t - 1) V_o \quad (16)$$

여기서 $Z_{r2} = \sqrt{L_{r2}/C_{s2}}$, $w_{r2} = 1/\sqrt{L_{r2}C_{s2}}$ 이다.

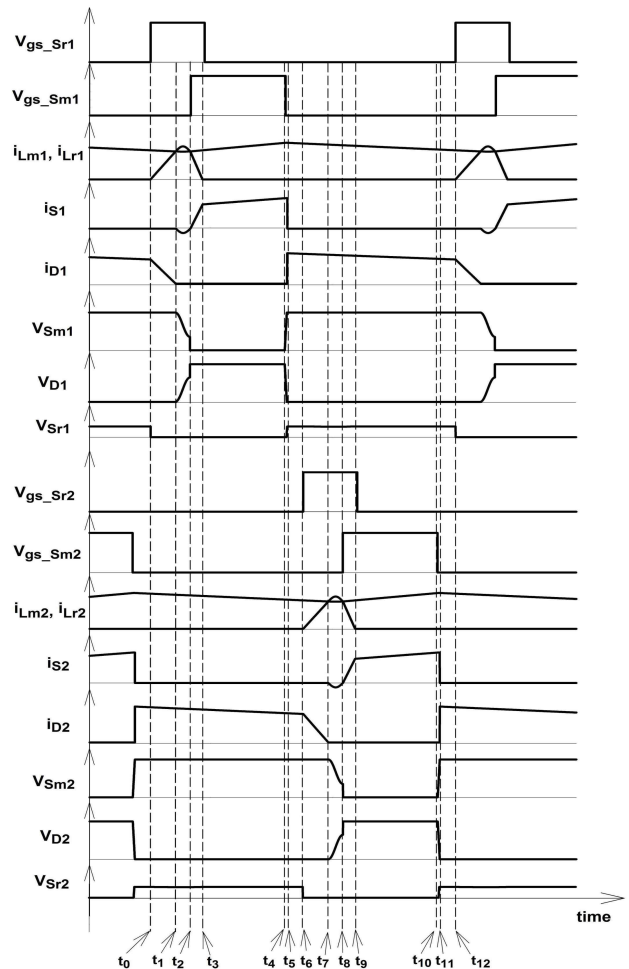


Fig. 3 Theoretical waveforms of the proposed converter ($V_o/V_s < 0.5$)

모드 9 ($t_8 - t_9$) :

모드 9는 모듈 B의 주 스위치 S_{m2} 가 ZCT 조건을 만족시키며 턴-온 되는 순간부터 시작된다. 이 구간에서 전류 i_{s2} 는 대략 $I_o/2 + \Delta i_{Lm2}/2$ 에 해당하는 값을 유지한다. 모드 9의 동작은 모드 3에서 모듈 A의 동작과 동일하며 관련된 수식은 아래와 같다.

$$i_{s2}(t) = \frac{(V_s - V_o)}{L_{r2}}(t - t_8) \quad (17)$$

$$i_{Lr2}(t) = \left(\frac{I_o}{2} - \frac{\Delta i_{Lm2}}{2}\right) - \frac{(V_s - V_o)}{L_{r2}}(t - t_8) \quad (18)$$

$$t_{s9} = t_9 - t_8 = \frac{I_o/2 - \Delta i_{Lm2}/2}{(V_s - V_o)/L_{r2}} \quad (19)$$

모드 10 ($t_9 - t_{10}$) :

모드 10에서 모듈 B의 동작은 입력에너지를 출력 측으로 전달하는 모드로써 모드 4에서 모듈 A의 동작과 동일하다. 시간 t_{10} 에서 주 스위치 S_{m2} 는 턴-오프되며 C_{s2} 로 인하여 턴-오프 순간에 ZVT 조건을 만족하게 된다.

모드 11 ($t_{10} - t_{11}$) :

모드 11에서는 모듈 B의 주 스위치 S_{m2} 가 ZVT로 턴-오프 되면서 시작하며 동작은 모드 5에서 모듈 A와 동일하다. 모드 11의 지속시간은 다음과 같다.

$$t_{1011} = t_{11} - t_{10} = \frac{C_{s2} \cdot V_s}{I_o/2 + \Delta i_{Lm2}/2} \quad (20)$$

모드 12 ($t_{11} - t_{12}$) :

모드 12의 동작은 모드 6과 동일하며 출력전류는 환류 다이오드 D_1, D_2 를 통해 흐른다. 이 구간의 끝에서 모듈 A의 보조 스위치 S_{r1} 이 ZCT 조건을 만족 시키며 턴-온 되면서 모드는 종료된다.

2.3 입력-대-출력 전압 비에 따른 ZCZVT 동작

앞서 언급했듯이 본 논문에서 제안한 회로의 동작은 정상상태에서 입력-대-출력전압 비 V_o/V_s 에 따라 크게 ZCT 모드와 ZCZVT 모드의 두 가지 동작으로 나눌 수 있다. ZCT 모드 동작은 $V_o/V_s < 0.5$ 조건에서 발생하게 되며 ZCZVT 모드 동작은 $V_o/V_s \geq 0.5$ 조건에서 발생하게 된다.

ZCZVT 모드 동작은 모듈 A, B가 180° 위상차를 가진 채 서로 동일한 동작을 함으로써 공진구간을 제외한 나머지 구간의 동작은 ZCT 모드($V_o/V_s < 0.5$) 동작과 동일하다. ZCT 모드와 ZCZVT 모드의 차이점은 ZCT 모드에서의 공진구간에 해당하는 모드 2, 8의 구간이 공

진주기의 절반으로 일정한 반면 ZCZVT 모드에서는 입력-대-출력전압 비 V_o/V_s 에 따라서 변화하게 된다. 그림 4(a)의 시간 t_1 에서 전류 i_{Lr1} 이 $I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$ 에 도달한 후에, 모듈 A의 L_{r1} 과 C_{s1} 은 수식 (6)과 (7)의 형태로 공진을 시작하게 된다. 이 공진 구간은 커패시터 C_{s1} 에 저장되어 있던 에너지가 모두 입력 전원 쪽으로 전달된 후에 끝나게 된다. 수식 (7)을 이용하면, 공진구간 시간 t_{12} 를 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$t_{12} = \sqrt{L_{r1}C_{s1}} \cdot \cos^{-1}\left(1 - \frac{1}{V_o/V_s}\right) = \sqrt{L_{r1}C_{s1}} \cdot \theta_r \quad (21)$$

마찬가지로 모듈 B의 공진구간 시간 t_{78} 은 수식 (16)을 이용해 식 (22)로 나타낼 수 있다.

$$t_{78} = \sqrt{L_{r2}C_{s2}} \cdot \cos^{-1}\left(1 - \frac{1}{V_o/V_s}\right) = \sqrt{L_{r2}C_{s2}} \cdot \theta_r \quad (22)$$

식 (21)과 (22)에서 θ_r 은 공진 각을 나타내며 입력-대-출력 전압 비 V_o/V_s 에 따라 0.5에서 π 사이의 값을 가진다. 공진이 끝나는 시점인 t_2 와 t_8 순간에 전압 v_{Sm1} 과 v_{Sm2} 가 각각 영전압에 도달하게 되고 주 스위치 S_{m1}, S_{m2} 의 내부 다이오드는 턴-온 된다. 동시에 보조 인덕터 전류 i_{Lr1}, i_{Lr2} 는 선형적으로 감소하게 되며 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$i_{Lr1}(t) = i_{Lr1}(t_2) - \frac{V_s}{L_{r1}}(t - t_2) \quad (23)$$

$$i_{Lr2}(t) = i_{Lr2}(t_8) - \frac{V_s}{L_{r2}}(t - t_8)$$

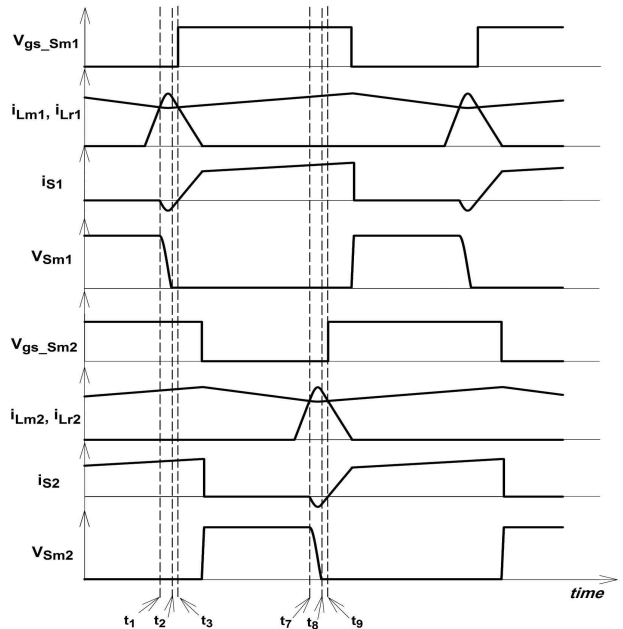


Fig. 4 Simulation results of the proposed converter Module A and B ($V_o/V_s \geq 0.5$)

식 (23)에서 초기 값 $i_{Lr1}(t_2)$ 는 수식 (6)과 (21), 초기 값 $i_{Lr2}(t_8)$ 은 수식 (16)과 (22)로부터 다음과 같이 유도된다.

$$i_{Lr1}(t_2) = I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2 + \frac{V_o}{Z_{r1}} \sin \theta_r \quad (24)$$

$$i_{Lr2}(t_8) = I_o/2 - \Delta i_{Lm2}/2 + \frac{V_o}{Z_{r2}} \sin \theta_r$$

전류 i_{Lr1} 과 i_{Lr2} 는 각각 t_3 , t_9 에서 $I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2$, $I_o/2 - \Delta i_{Lm2}/2$ 전류 값에 도달하고 각각의 주 스위치를 흐르는 전류 i_{s1} , i_{s2} 는 영이 된다. 따라서 이 시점에서 주 스위치를 턴-온하게 되면 ZCT 조건과 ZVT 조건을 동시에 만족하게 된다. 시간 t_{23} 과 t_{89} 는 식 (25)와 식 (26)으로 나타낼 수 있다.

$$t_{23} = \frac{L_{r1}}{V_o} [i_{Lr1}(t_2) - (I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2)] \quad (25)$$

$$t_{89} = \frac{L_{r2}}{V_o} [i_{Lr2}(t_8) - (I_o/2 - \Delta i_{Lm2}/2)] \quad (26)$$

이러한 ZCZVT 모드 동작설명으로부터, 본 논문에서 제안한 회로는 $V_o/V_s \geq 0.5$ 조건이 요구되는 전원장치 설계에 활용함으로써 보다 높은 효율 및 신뢰성 향상을 기대할 수 있다.

2.4 전압전달비

본 논문에서 제안한 인터리브드 벡 컨버터의 전압전달비는 전압-시간 곱 평형(Voltage-second balance)원리로부터 유도할 수 있다. 주 인덕터 L_{m1} 에 대해서 전압-시간 곱 평형원리를 적용하면 다음의 수식과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_o T_s = V_s D T_s + V_s \frac{t_{12}}{2} + V_s \frac{t_{45}}{2} \quad (27)$$

여기서 T_s 는 컨버터 스위치의 스위칭 주기이다.

식 (27)을 전압전달비 M 의 관계식으로 표기하여 정리하면 다음과 같다.

$$M \equiv \frac{V_o}{V_s} = D + \frac{t_{12}/2}{T_s} + \frac{t_{45}/2}{T_s} \quad (28)$$

식 (28)의 결과로부터 주 스위치의 턴-온, 턴-오프시 스위칭 순간을 제외하면 제안한 컨버터의 전압전달비는 기존의 벡 컨버터와 동일하다는 것을 알 수 있다.

3. 보조 회로 설계방법

그림 3에서 알 수 있듯이 제안한 회로는 보조 회로의 추가에도 불구하고 전체적인 동작 파형은 기존 인터리브드 벡 컨버터와 크게 다르지 않다. 보조 회로는 대부분의 동작 주기 동안에는 동작하지 않는다. 단지 보조 회로는 주 스위치의 스위칭 순간에 ZCT 조건을 만족시키기 위하여, 환류 다이오드 턴-오프 직전에 짧은 구간 동안만 동작한다. 환류 다이오드의 선정은 매우 신중히 이루어져야 하는데 이는 다이오드의 역회복(Reverse recovery)시간으로 인하여 스위칭 손실 및 EMI 잡음을 발생시키기 때문이다.

그러나 제안한 회로는 환류 다이오드를 통해 흐르는 전류 기울기를 제안함으로써 환류 다이오드 역회복 시간 선정에 그리 엄격하지 않아도 된다. 제안한 회로의 동작원리로부터 알 수 있듯이 주 스위치 S_{m1} , S_{m2} 의 ZCT 조건은 주 스위치가 켜지기 직전에 출력전압을 이용하여 보조 회로의 인덕터 L_{r1} , L_{r2} 를 통해 흐르는 전류를 증가시킴으로써 이루어진다. 이를 위해 제안한 회로는 연속동작 모드(Continuous conduction mode : CCM)로 동작하여야 한다. 따라서 연속동작을 위한 부하조건이 만족된다면 본 제안된 회로를 통하여 높은 효율을 기대할 수 있다. 본 장에서는 설계 시에 고려해야 할 사항과 더불어 보조 회로의 각 부품 값을 결정하는 방법을 예를 들어가면서 설명하도록 한다. 실험한 회로의 동작조건은 다음과 같다.

- 입, 출력 전압 : $V_s = 48V$, $V_o = 30V$
- 평균 출력 전류 : $I_{o, \min} = 0.6A$, $I_{o, \max} = 6A$
- i_{Lm} 의 리플 전류 : $\Delta i_{Lm1} = \Delta i_{Lm2} = 1.2A$
- 동작주파수 : $f_s = 200kHz$

3.1 보조 회로의 인덕터 값 선정

보조 인덕터 L_{r1} , L_{r2} 를 포함하는 보조 회로는 주 인덕터 전류에 전류 루프를 추가시킴으로써 환류 다이오드 D_1 , D_2 를 통해 흐르는 전류 기울기를 조절한다. 보조 인덕터의 크기는 환류 다이오드를 통해 흐르는 전류 기울기를 얼마만큼 조절할 것인가에 따라 결정 된다. 인덕터 값이 클수록 환류 다이오드의 역회복 전류량은 줄어드나 보조 스위치의 턴-온 기간이 길어져 보조 회로에서의 전도손실이 증가한다. 반대로 인덕터 값이 작으면 보조 스위치의 턴-온 기간은 줄일 수 있으나 역회복 전류량을 효과적으로 줄일 수 없다. 따라서 보조 인덕터 설계시 이러한 사항들을 고려하여 선정해야 한다.

본 논문에서는 역회복 시간이 빠른 샷키 다이오드 MBR1060($t_{rr} \approx 30ns$)을 환류 다이오드로 사용하였다. 이를 바탕으로 보조 회로에서의 전도손실과 역회복 전류량을 효과적으로 줄이기 위해 환류 다이오드가 턴-오프되는 시간이 역회복 시간의 6배 이내가 되도록 보조 인덕터를 설계하였다.

$$L_{r1} = L_{r2} = \frac{6t_{rr} V_o}{I_{o, \max}/2 - \Delta i_{Lm1}/2} \approx 2.25\mu H \quad (31)$$

보조 스위치 S_{r1} , S_{r2} 의 최소 도통기간은 다음과 같이 각각 구할 수 있다.

$$T_{\min-S_{r1}} = t_{01} + t_{12} + t_{23} = \frac{I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2}{V_o/L_{r1}} + \pi \sqrt{L_{r1}C_{s1}} + \frac{I_o/2 - \Delta i_{Lm1}/2}{(V_s - V_o)/L_{r1}} \quad (29)$$

$$T_{\min-S_{r2}} = t_{67} + t_{78} + t_{89} = \frac{I_o/2 - \Delta i_{Lm2}/2}{V_o/L_{r2}} + \pi \sqrt{L_{r2}C_{s2}} + \frac{I_o/2 - \Delta i_{Lm2}/2}{(V_s - V_o)/L_{r2}} \quad (30)$$

3.2 스너버 커패시터 값 선정

스너버 커패시터 값의 결정은 주 스위치의 전압상승율(dv/dt)과 밀접한 관련이 있다. 앞서 회로의 동작원리에서 설명한 바와 같이 보조 인덕터 L_{r1} , L_{r2} 와 스너버 커패시터 C_{s1} , C_{s2} 간의 공진으로 인해 L_{r1} , L_{r2} 에 각각 저장되었던 에너지가 C_{s1} , C_{s2} 를 통하여 입력전원 측으로 흘러가 주 스위치 S_{m1} , S_{m2} 의 양단 전압은 $V_s - 2V_o$ 로 감소한다. 따라서 주 스위치는 턴-온 순간에 ZCT 조건과 더불어 낮은 전압 스트레스를 가지게 된다. 특히, $V_o/V_s \geq 0.5$ 조건하에서는 주 스위치 S_{m1} , S_{m2} 는 ZCT와 ZVT를 동시에 만족시킨다. 턴-오프시에는 스너버 커패시터를 통하여 전환된 스위치 전류 흐름이 주 스위치의 양단 전압의 상승 기울기를 조절함으로써 스위칭 손실이 줄어들게 된다. 커패시터 값이 클수록 주 스위치 S_{m1} , S_{m2} 의 턴-오프시 확실한 영전압 동작을 가능하도록 해주지만 과다하게 크면 공진시간 t_{12} 와 t_{78} 이 길어져 보조 회로 상에 전도손실이 증가하게 된다. 반대로 커패시터 값이 작을수록 보조 회로 상에 전도손실은 줄일 수 있으나 주 스위치의 턴-오프시 확실한 영전압 동작을 보장하지 못한다. 또한, 보조 회로를 통해 흐르는 전류의 첨두값이 너무 높아지는 단점이 있다.

이를 고려하여 본 논문에서는 전류 i_{Lr1} , i_{Lr2} 의 첨두값이 $6/5 \cdot (I_{o, \max}/2)$ 를 초과하지 않도록 C_{s1} , C_{s2} 값을 선정하였다. 식 (6), (15)로부터 전류 i_{Lr1} , i_{Lr2} 의 첨두값은 $w_{r1}t = w_{r2}t = \pi/2$ 로 설정함으로써 식 (32)와 같다.

$$\begin{aligned} i_{Lr1, pk} &= \frac{I_{o, \max}}{2} - \frac{\Delta i_{Lm1}}{2} + \frac{V_o}{Z_{r1}} \\ i_{Lr2, pk} &= \frac{I_{o, \max}}{2} - \frac{\Delta i_{Lm2}}{2} + \frac{V_o}{Z_{r2}} \end{aligned} \quad (32)$$

위의 수식에서 전류 $i_{Lr1, pk}$ 와 $i_{Lr2, pk}$ 값을 각각 $6/5 \cdot (I_{o, \max}/2)$ 로 설정하면 C_{s1} , C_{s2} 값은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} C_{s1} &= L_{r1} \left[\frac{\left(\frac{1}{5} \cdot \frac{I_{o, \max}}{2} + \frac{\Delta i_{Lm1}}{2} \right)^2}{V_o} \right] \approx 3.52nF \\ C_{s2} &= L_{r2} \left[\frac{\left(\frac{1}{5} \cdot \frac{I_{o, \max}}{2} + \frac{\Delta i_{Lm2}}{2} \right)^2}{V_o} \right] \approx 3.52nF \end{aligned} \quad (33)$$

Table 1 Components used in the proposed converter

| Component | Value / Model |
|--|---------------|
| Main Switch S_{m1} , S_{m2} | IRF540N |
| Auxiliary Switch S_{r1} , S_{r2} | IRF540N |
| Freewheeling Diode D_1 , D_2 | MBR1060 |
| Auxiliary Diode D_{r1} , D_{r2} | MBR1060 |
| Main Inductor L_{m1} , L_{m2} | 50 μ H |
| Auxiliary Inductor L_{r1} , L_{r2} | 2.2 μ H |
| Snubber Capacitor C_{s1} , C_{s2} | 3.3nF |
| Output Capacitor C_o | 330 μ F |

4. 실험 결과 및 분석

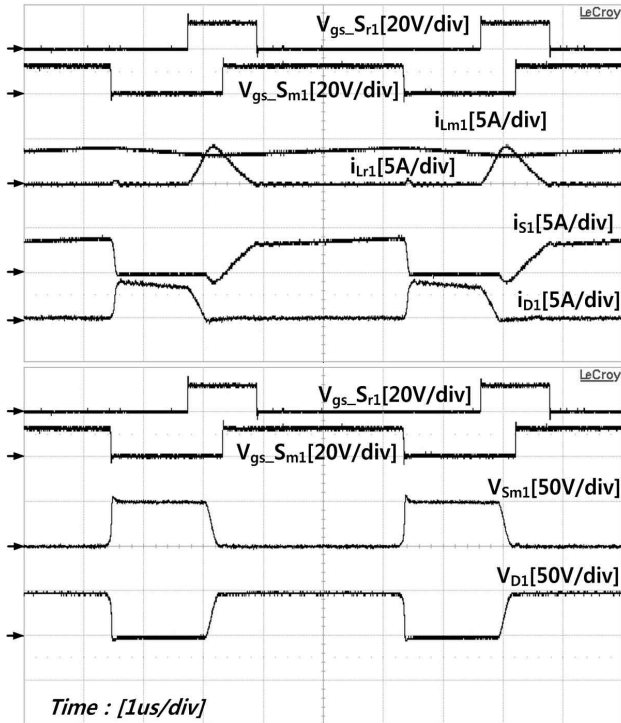
제안된 인터리브드 벅 컨버터의 유용성을 증명하기 위하여 3장에서 제시한 설계사양을 적용하여 180W급 컨버터를 제작하여 실험하였다. 입력전압 $V_s = 48V$, 동작주파수 $f_s = 200kHz$ 에 대하여 출력전압 $V_o = 30V$ 가 구해지도록 시스템을 구성하였다. 실험에 사용 한 소자 값과 부품 명은 표 1에 나타내었다. 그림 5(a)와 (b)는 입력-대-출력 전압비가 $V_o/V_s \geq 0.5$ 일 때의 모듈 A, B의 전체 동작파형을 나타낸다. 이들 결과파형으로부터 제안된 회로의 동작이 이론적인 분석과 일치함을 알 수 있으며, 보조 회로를 사용함으로써 모듈 A, B의 주 스위치와 환류다이오드에서 소프트 스위칭이 이루어짐을 알 수 있다.

더욱이, 보조 회로내의 인덕터 $L_{r1} = L_{r2} = 2.2\mu H$ 는 모듈 A, B 각각의 환류 다이오드 전류 하강 기울기를 약 15A/ μ s로 제한함으로써 다이오드 D_1 , D_2 의 역회복 문제를 극복하였다.

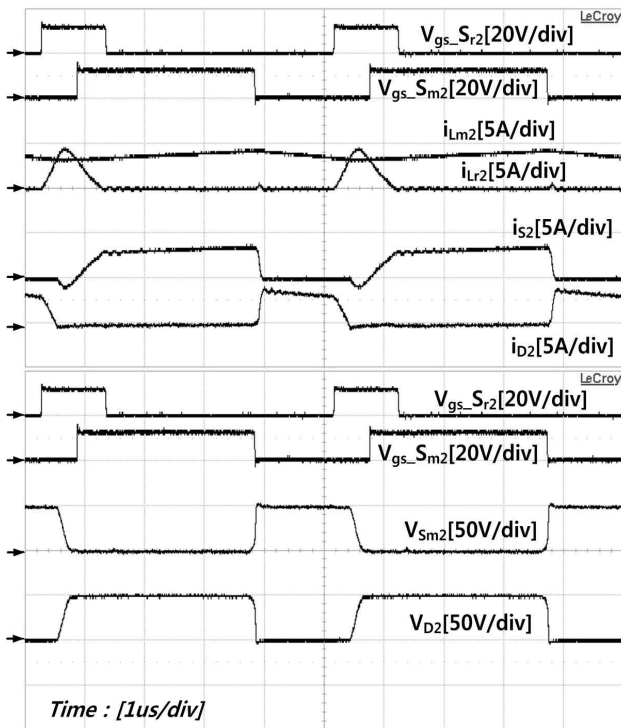
v_{Sm1} 과 i_{s1} 그리고 v_{Sm2} 와 i_{s2} 파형을 비교해보면 주 스위치 S_{m1} , S_{m2} 가 턴-온과 턴-오프시 소프트 스위칭이 이루어짐을 확인할 수 있다. 특히, L_{r1} 에 저장되었던 에너지가 C_{s1} 을 통하여 입력 측으로 전달됨으로써 주 스위치 S_{m1} 의 양단전압이 $V_s - 2V_o$ 로 낮아진다. 마찬가지로 주 스위치 S_{m2} 의 양단전압 또한 L_{r2} 와 C_{s2} 에 의해 $V_s - 2V_o$ 로 낮아진다. 따라서 본 실험에 적용된 입력-대-출력 전압 비 $V_o/V_s \geq 0.5$ 조건하에서, 주 스위치 S_{m1} , S_{m2} 가 ZCT로 턴-온 되기 직전에 이미 양단전압이 0까지 떨어져 ZVT 조건을 만족시키는 것을 파형을 통해 알 수 있다. 또한, 주 스위치 S_{m1} , S_{m2} 의 턴-오프 과정도 스너버 커패시터 C_{s1} , C_{s2} 로 인하여 소프트 스위칭이 이루어진다.

환류 다이오드 D_1 , D_2 는 턴-온과 턴-오프시 ZVT 조건을 만족하므로 역회복 문제가 상당수 제거된다. 이는 보조 회로의 인덕터 L_{r1} , L_{r2} 에 의하여 각각의 환류 다이오드 전류 기울기가 제한되기 때문에 얻게 되는 이

점이다. 본 논문에서 제안된 회로가 가지는 또 다른 장점은 주 스위치뿐만 아니라 보조 스위치 역시 턴-온과 턴-오프시에 ZCT 조건을 만족한다는 점이다. 이는 그림 5(a), (b)의 결과 파형으로부터 쉽게 알 수 있다.



(a)



(b)

Fig. 5 Experimental results of the proposed IBC (a) Module A, (b) Module B

그림 6은 $V_o = 30V$ 에 대하여, 출력 전력값 변화에 따른 매 스위칭 동작의 한 주기에 대한 보조 회로의 동작 시간 비율을 나타내고 있다. 그림에서 나타나듯이 최대 부하에서 보조 회로의 동작 시간비율이 전체 주기의 약 15% 이하임을 알 수 있다. 아울러, 여러 부하 조건에서도 소프트 스위칭을 위한 보조 회로 동작 시간의 비율이 상당히 낮음을 알 수 있다. 그림 7은 주 인덕터 L_{m1} , L_{m2} 의 전류파형을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 주 인덕터 L_{m1} , L_{m2} 는 180° 의 위상차로 동작하여 출력 리플 전류가 주 인덕터 리플 전류의 약 1/2배로 감소됨을 알 수 있다. 이로써 제안한 회로는 기존 인터리브드 방식의 장점과 더불어 스위칭시에 발생하는 손실을 최소화하는 이점을 모두 가지게 된다.

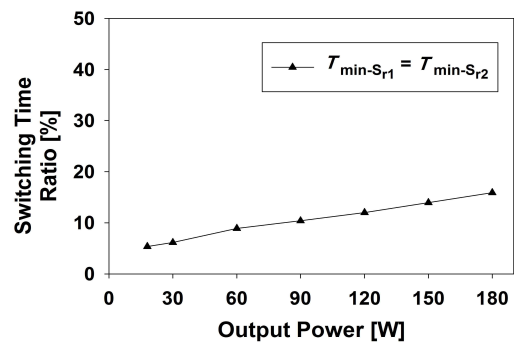


Fig. 6 Ratio of the auxiliary switch operating time for one operating cycle

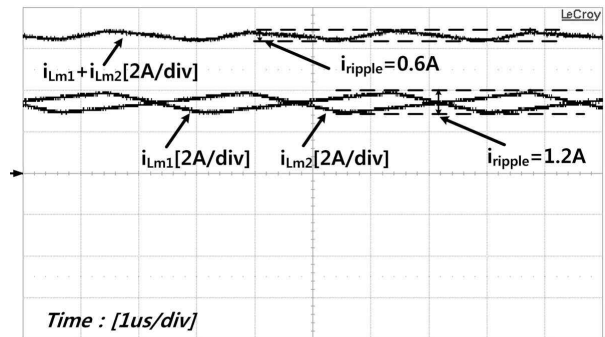


Fig. 7 Experimental results of currents ripple L_{m1} , L_{m2}

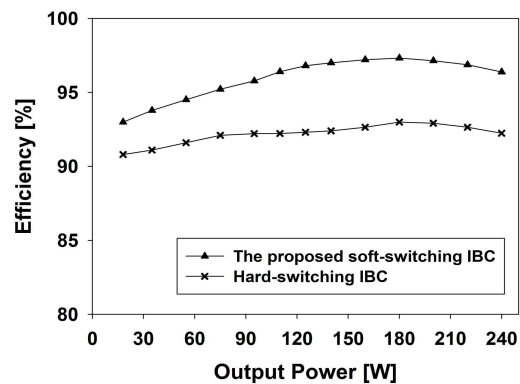


Fig. 8 Efficiency comparison between soft-switching and hard-switching of the proposed IBC

본 논문에서 제안한 회로의 효율을 비교하기 위해 동일한 실험 조건하에서 소프트 스위칭의 유무에 따라 서로 다른 실험을 행하였으며 이들 결과를 그림 8에 나타내었다. 이는 $V_o = 30V$ 에 대하여, 출력 전력값에 따른 효율변화를 측정한 결과이다. 이 결과를 통해 제안한 회로가 소프트 스위칭을 적용하지 않은 인터리브드 벅 컨버터에 비하여 여러 부하조건에서도 높은 효율을 유지함을 알 수 있다. 제안된 회로는 효율뿐만 아니라 소프트 스위칭 방식으로 동작하기 때문에 EMI 잡음 측면에서도 유리하며 보조 회로에서의 부가적인 손실 또한 존재하지 않는다.

5. 결 론

본 논문에서는 소프트 스위칭 형태의 보조 회로를 이용한 인터리브드 벅 컨버터를 제안하였다. 제안한 회로는 기존의 인터리브드 벅 컨버터에 보조 회로가 첨가된 형태이다. 보조 회로의 동작은 소프트 스위칭을 이루기 위해 짧은 구간동안 동작하므로 전반적인 동작은 기존의 인터리브드 벅 컨버터와 유사하다. 따라서 제안한 회로는 기존 인터리브드 방식 컨버터의 장점과 더불어 스위칭시에 발생하는 손실을 최소화하는 이점을 모두 가지게 된다. 또한, 보조 회로의 스위칭 동작에도 부가적인 손실이 발생하지 않으며 동작시간이 짧아 전도손실을 최소화 할 수 있다.

따라서 본 논문에서 제안한 인터리브드 벅 컨버터는 높은 전력밀도와 효율이 요구되는 전원공급 장치 설계에 매우 유용하리라 여겨진다. 본 논문에서는 제안한 회로의 동작원리와 함께 설계방법에 대하여 상세히 기술하였다. 아울러 설계방법에 근거하여 200kHz, 180W급 컨버터를 설계하여 실험 결과를 제시하였으며, 이를 이론적인 결과와 비교함으로써 제안한 회로의 유용성을 입증하였다.

References

[1] G. Hua, X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel zero current transition PWM converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conf Rec.*, pp. 538-544, Jun. 1993.

[2] E. Adib, H. Farzanehfard, "New Zero Current Transition PWM Converters," in *Proc. IEEE ICIT Conf.*, pp. 2131-2136, Dec. 2006.

[3] G. Hua, C. S. Leu, and F. C. Lee, "Novel zero voltage transition PWM converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conf Rec.*, pp. 33-61, 1992.

[4] V. Grigore and J. Kyrya, "A new zero voltage transition PWM buck converter," in *Proc. 9th Mediterranean Electrotech. Conf (MELECON'98)*, Vol. 2, pp. 1241 - 1245, May 1998.

[5] H. Bodur and A. F. Bakan, "A new ZVT-ZCT-PWM

DC-DC Converter," *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 19, No. 3, pp. 676-684, May 2004.

[6] 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.

[7] P. L. Wong, P. Xu, B. Yang, and F. C. Lee, "Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors," *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 168, No. 4, pp. 499 - 507, Jul. 2001.

[8] O. Garcia, P. Zumel, A. D. Castro, and J. A. Cobos, "Automotive DC - DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 21, No. 21, pp. 578 - 586, May 2006.

[9] 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.

[10] Y. M. Chen, S. Y. Teseng, C. T. Tsai, and T. F. Wu, "Interleaved Buck Converters with a Single-Capacitor Turn-Off Snubber," *IEEE Trans. Aerosp. Electronic Sys.*, Vol. 40, No. 3, pp. 954 - 967, Jul. 2004.

[11] C. Moo, Y. Chen, H. Cheng, and Y. Hsieh, "Twin-Buck Converter With Zero-Voltage Transition," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 6, pp. 2366-2371, Jun. 2011.

[12] E. D. Jodar, J. A. Villarejo, F. Soto, and J. S. Muro, "Effect of the Output Impedance in Multiphase Active Clamp Buck Converters," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 9, pp. 3231-3238, Sep. 2008.

[13] C. T. Tsai and C. L. Shen, "Interleaved Soft-Switching Coupled-Buck Converter with Active-Clamp circuits," in *Proc. IEEE Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1113 - 1118, Nov. 2009.

[14] B. R. Lin, P. L. Chen, and K. L. Shih. "Analysis, design and experimentation of an interleaved active-clamping buck-type converter," *International Journal of Electronics*, Vol. 97, No. 6, pp. 677-693, Jun. 2010.



이의천(李義天)

1987년 4월 14일생. 2013년 인제대 전자지능로봇공학과 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.