

고승압 인터리빙 CCM-ZVZCS 컨버터

朴要漢*, 崔世琬†, 崔宇鎮**, 李教範***

High Step-up Interleaved CCM-ZVZCS Converters

Yo-Han Park, Se-Wan Choi, Woo-Jin Choi, and Kyo-Beum Lee

요 약

본 논문에서는 고승압·대전력 응용에 적합한 소프트스위칭 인터리빙 부스트 컨버터를 제안한다. 제안하는 컨버터는 동일 듀티로 기존 부스트 컨버터보다 약 2배의 승압비를 얻을 수 있고 스위치와 다이오드의 전압정격은 약 1/2로 감소되어 $R_{DS(ON)}$ 과 전압 강하가 작은 소자 사용으로 도통손실을 감소시킬 수 있다. 또한 수동소자의 전압정격이 감소되어 전체 에너지량도 1/2로 감소된다. 더욱이 CCM에서도 스위치의 ZVS 턴온이 가능하고 다이오드의 ZCS 턴오프 동작으로 역방향 회복에 의한 서지가 거의 없어 스위칭 손실이 감소된다. 2kW의 시제품으로 제안하는 컨버터의 타당성을 검증하였다.

ABSTRACT

This paper proposes a soft-switching interleaved boost converter which is suitable for high step-up and high power applications. Compared to the conventional boost converter the proposed converter can achieve approximately doubled voltage gain using the same duty cycle. The voltage ratings of the switch and diode are reduced to half, which result in the use of devices with lower $R_{DS(ON)}$ and on drop leading to reduced conduction losses. Also, voltage ratings of the passive components are reduced, and therefore the total energy volume is reduced to half. Further, the switch is turned on with ZVS in the CCM operation, and the diode is turned off with ZCS which results in negligible surge caused by diode reverse recovery leading to reduced switching losses. The validity of the proposed converter is proved through a 2kW prototype.

Key Words : Multi-phase, Soft-switched, Non-isolated, High voltage gain, High step-up, CCM

1. 서 론

최근 무정전 전원장치, 친환경자동차 및 태양광, 연료전지 등 신재생 에너지의 응용분야에서 시스템의 대형화에 따라 대용량·고승압 DC-DC 컨버터의 요구가

증대되고 있다. 이러한 승압형 DC-DC 컨버터는 고주파 변압기의 사용에 따라 절연형과 비절연형으로 분류되는데 고주파 변압기를 사용하는 경우 변압기 턴비로 용이하게 고승압을 달성할 수 있지만 누설 인덕턴스로 인한 스위치의 전압 서지와 그에 따른 스너버 손실 및 변압기의 동손과 철손에 기인하여 컨버터의 효율이 감소하며 부피 및 가격이 상승하는 문제가 발생한다. 따라서 전기적인 절연이 요구되지 않는 응용에서는 고주파 변압기가 없는 비절연형 DC-DC 컨버터를 사용하는 것이 유리하다^[1].

인터리빙 다상 부스트 컨버터는 각 상 컨버터의 전

† 교신저자 : 정회원, 서울과학기술대 제어계측공학과 교수

E-mail : schoi@seoultech.ac.kr

*정회원, LG전자 AE연구소 연구원

**정회원, 송실대 전기공학부 부교수

***정회원, 아주대 전자공학부 부교수

접수일자 : 2010. 10. 6

1차 심사 : 2010. 10. 26

심사완료 : 2010. 12. 15

류부담을 줄여 대용량화하는 방식으로 소자의 선정을 용이하게 하고 수동필터의 부피감소가 가능하여 많이 사용되어 왔다. 그러나 고승압이 요구되는 경우에는 출력전압의 상승에 따라 스위치와 다이오드의 전압정격이 상승하여 $R_{DS(ON)}$ 또는 $V_{ce(sat)}$ 이 큰 소자 선정으로 도통손실이 증가하는 문제가 있으며, 큰 듀티 사용으로 피크전류의 증대 및 다이오드 역방향 회복에 의한 서지발생 및 제어 성능이 저하되는 문제로 실제 사용할 수 있는 승압비는 약 3~4배로 제한된다.

기존의 비절연 고승압 컨버터로서 결합인덕터를 사용하는 방법^[2,3]은 큰 듀티를 사용하지 않고 고승압을 얻을 수 있고 스위치의 전압 스트레스도 줄일 수 있지만 누설 인덕턴스의 영향으로 인해 고효율을 달성하기 어렵다. 이를 개선하여 누설 에너지를 순환시키는 방법^[4]은 자화인덕턴스와 스위칭 소자에 큰 공진전류로 인해 전류 스트레스가 증가하는 단점을 갖는다. 또한 스위치드 커패시터 방식^[5]은 인덕터를 사용하지 않고 고승압과 높은 전력밀도를 얻을 수 있지만 출력전압 조정이 어렵고 커패시터의 개수가 많아지며, 인덕터를 추가한 스위치드 커패시터 방식^[6]은 출력전압의 상승에 따라 스위치와 다이오드의 전압정격이 상승하게 된다.

최근 고승압 응용에 적합한 비절연형 컨버터가 제안되었는데 이 고승압 컨버터^[7]는 고주파변압기를 사용하지 않고 듀티 0.63을 사용하여 승압비 5배를 달성하였다. 또한 이 고승압 컨버터는 CCM(Continuous Conduction Mode)에서도 ZVS가 가능하며 스위치 및 다이오드의 전압정격이 감소하는 장점을 갖는다.

본 논문에서는 고승압 응용에서 인터리빙을 적용하여 더욱 전력을 증대시킬 수 있는 컨버터로서 2상 인터리빙 컨버터를 예로들어 동작원리와 설계 예를 설명하고 시작품으로서 타당성을 검증하도록 한다.

2. 제안하는 고승압 인터리빙 컨버터

제안하는 컨버터는 그림 1에서 보듯이 주 회로로서 2대의 부스트 컨버터와 보조회로로서 2개의 보조 커패시터 및 보조 인덕터 그리고 출력측에 직렬 연결되는 2개의 다이오드 레그로 구성되어 있다. 저전압 측 레그는 그림 2와 같이 서로 180°의 위상차로 입력 인덕터의 전류를 인터리빙하기 때문에 전류 리플을 감소시킨다. 그리고 각 레그의 상·하측 스위치는 비대칭 상보적(Asymmetrical complementary) 스위칭 방식으로 출력전압을 제어하고 입력 인덕터와 보조 인덕터, 스

위치의 내부 커패시터를 이용하여 DCM에서 뿐만 아니라 CCM에서도 자연스럽게 ZVS를 성취할 수 있다. 고전압 측의 다이오드 레그는 승압비를 높이고 소자들의 전압정격을 출력전압의 약 1/2로 낮추는 역할을 한다. 또한 보조 인덕터에 흐르는 전류도 인터리빙하여 출력 커패시터로 흐르기 때문에 출력 리플을 감소시켜 출력 커패시터의 커패시턴스가 작아지게 된다. 또한 그림 2에서 보듯이 다이오드에 흐르는 전류는 출력 커패시터의 충·방전에 의해 ZCS 턴오프 스위칭이 이루어지기 때문에 역방향 회복에 의한 서지 현상이 거의 발생하지 않고 추가적인 스너버 회로가 필요 없다.

2.1 제안하는 컨버터의 동작원리

(a) 모드 1(t_0-t_1)

그림 2와 그림 3에서 보듯이 하측 스위치가 모두 턴온 상태로 $S_{L,11}$ 에는 입력 인덕터 전류 $I_{L,11}$ 와 보조 인덕터 전류 $I_{L,2,11}$ 가 도통하며 $S_{L,12}$ 에도 $I_{L,1,12}$ 와 $I_{L,2,12}$ 가 도통하고 있다. 하측 스위치 $S_{L,11}$ 과 $S_{L,12}$ 에 흐르는 전류의 크기는 다음과 같다.

$$i_{S_{L,11}} = i_{L,1,11} + i_{L,2,11} \tag{1}$$

$$i_{S_{L,12}} = i_{L,1,12} + i_{L,2,12} \tag{2}$$

(b) 모드 2(t_1-t_2)

하측 스위치 $S_{L,12}$ 가 턴오프 되면 입력 인덕터 전류 $I_{L,1,12}$ 와 보조 인덕터 전류 $I_{L,2,12}$ 로 흐르던 전류가 상측 스위치의 내부 커패시터를 방전시키고 내부 다이오드로 도통하면서 ZVS 턴온 성취가 가능하고 그림 4와 같이 시간 t_f 에서의 ZVS 등가회로를 나타낼 수 있으며 ZVS 조건은 다음과 같다.

$$\frac{1}{2}L_2(|I_{L2,-pk}| + I_{L1,max})^2 > \frac{1}{2}(C_{oss1} + C_{oss2})\left(\frac{V_i}{1-D}\right)^2 \tag{3}$$

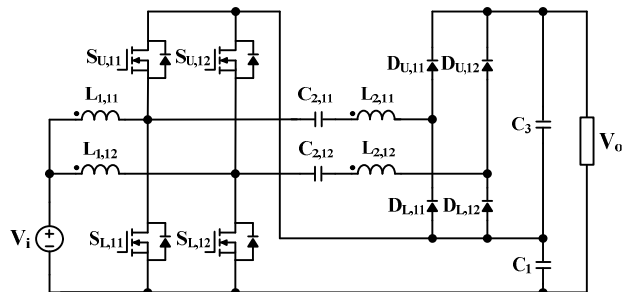


그림 1 제안하는 고승압 부스트 컨버터
Fig. 1 Proposed high step-up boost converter

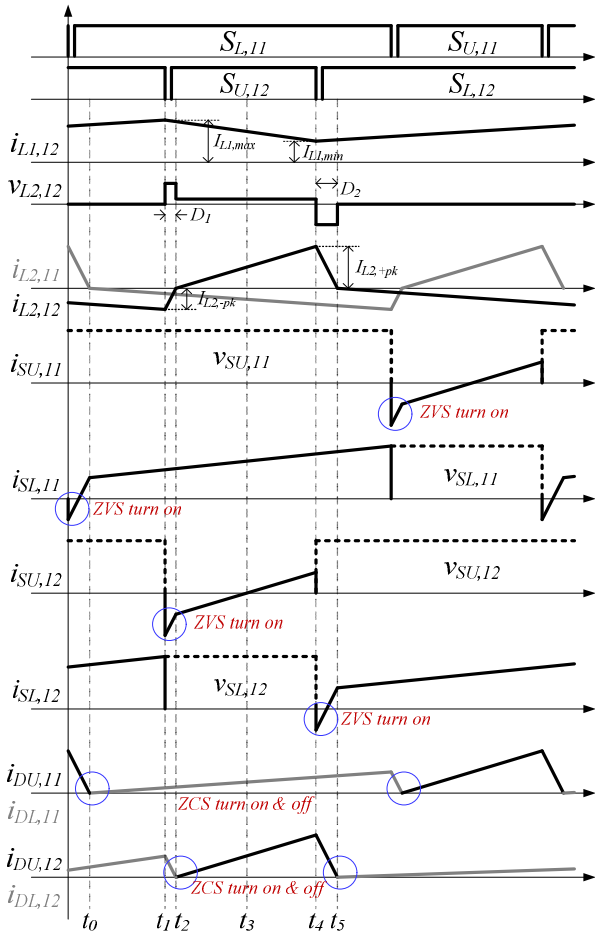


그림 2 제안하는 컨버터의 주요 파형
Fig. 2 Key waveforms of the proposed converter

상측 스위치는 그림 2와 그림 3에서 보듯이 보조 인덕터 전류와 입력 인덕터 전류의 합이 흐르므로 넓은 부하영역에서 ZVS 조건을 만족한다.

보조 인덕터 $L_{2,12}$ 에는 보조 커패시터 $C_{2,12}$ 의 전압이 걸리면서 $I_{L2,12}$ 는 서서히 감소하면서 ZCS 턴오프 동작을 하고 기울기는 다음과 같다.

$$\frac{di_{L2,12}}{dt} = \frac{v_{C2,12}}{L_{2,12}} \quad (4)$$

(c) 모드 3 (t_2-t_3)

보조 인덕터 전류 $I_{L2,12}$ 가 0까지 방전한 후 정방향으로 흐르고 상측 다이오드 $D_{U,12}$ 를 턴온 시키면서 서서히 증가하며 기울기는 다음과 같다.

$$\frac{di_{L2,12}}{dt} = \frac{v_{C2,12} - v_{C3}}{L_{2,12}} \quad (5)$$

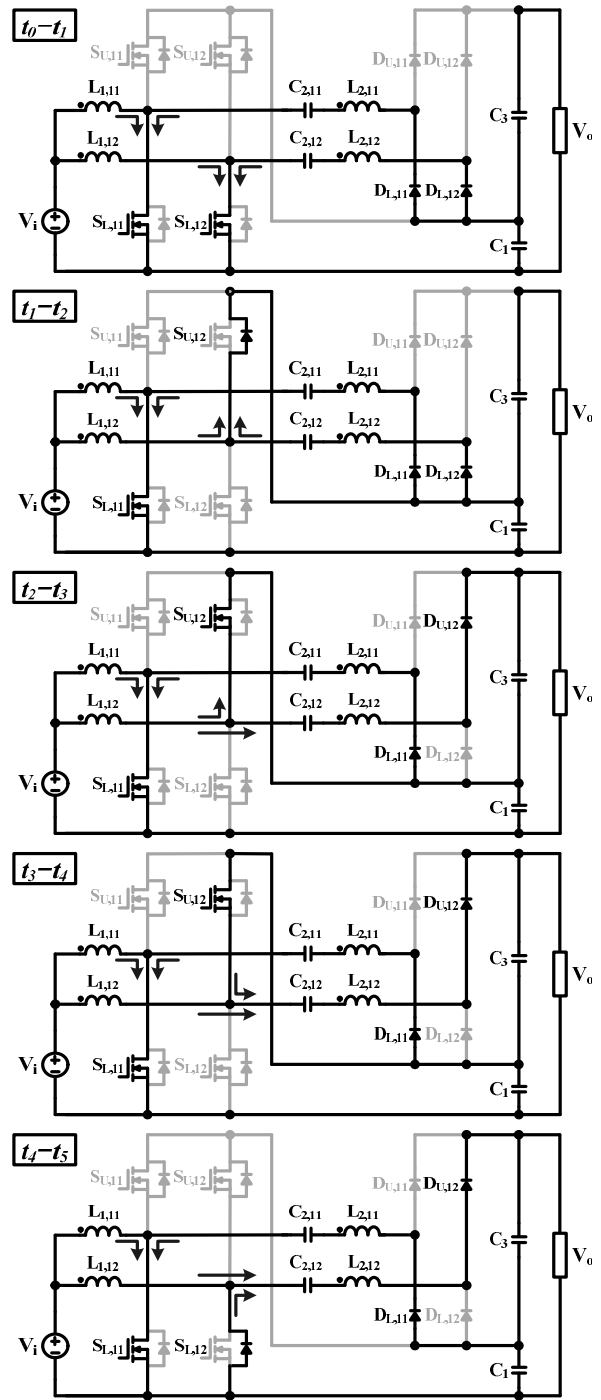


그림 3 제안하는 컨버터의 동작 모드
Fig. 3 Operation modes of the proposed converter

입력 인덕터 전류 $I_{L1,12}$ 는 $I_{L2,12}$ 에 흐르고 차만큼의 전류는 상측 스위치 $S_{U,12}$ 로 흐른다.

$$i_{L1,12} = i_{SU,12} + i_{L2,12} \quad (6)$$

(d) 모드 4 (t_3-t_4)

보조 인덕터 전류 $I_{L2,12}$ 가 증가하여 입력 인덕터 전류 $I_{L1,12}$ 보다 커지면 부족한 전류는 출력 커패시터 C_1 에서 상측 스위치 $S_{U,12}$ 를 통해 공급하게 된다.

$$i_{L2,12} = i_{L1,12} + i_{S_{U,12}} \quad (7)$$

(e) 모드 5 (t_4-t_5)

상측 스위치 $S_{U,12}$ 가 턴오프 되면 보조 인덕터 전류 $I_{L2,12}$ 가 흐르던 전류를 유지하기 위해 하측 스위치 $S_{L,12}$ 의 내부 커패시터를 방전시키고 내부 다이오드로 도통하면서 ZVS 턴온 성취가 가능하고 그림 5와 같이 시간 t_4 에서의 ZVS 등가회로를 나타낼 수 있으며 ZVS 조건은 다음과 같다.

$$\frac{1}{2}L_2(I_{L2,+pk} - I_{L1,\min})^2 > \frac{1}{2}(C_{oss1} + C_{oss2})\left(\frac{V_i}{1-D}\right)^2 \quad (8)$$

하측 스위치는 그림 2와 그림 3에서 보듯이 보조 인덕터 전류와 입력 인덕터 전류의 차가 흐르므로 부하 전류가 작거나 보조 인덕턴스 L_2 의 값이 작은 경우 ZVS조건을 만족하지 않을 수 있으며 ZVS 조건을 위해서 보조 인덕턴스 L_2 는 크면 좋지만 대신에 듀티 손실이 증가하여 승압비가 감소한다.

$$i_{L2,12} = i_{L1,12} + i_{S_{L,12}} \quad (9)$$

보조 인덕터 $I_{L2,12}$ 에는 역전압이 걸리면서 $I_{L2,12}$ 는 서서히 감소하면서 ZCS 턴오프 동작을 하고 기울기는 다음과 같다.

$$\frac{di_{L2,12}}{dt} = \frac{v_{C2,12} - v_{C3} + v_{C1}}{L_{2,12}} \quad (10)$$

2.2 제안하는 컨버터의 전압전달비

제안하는 컨버터의 승압비는 식(11)과 같이 부스트 컨버터보다 약 2배의 승압비를 갖기 때문에 고승압 응용에 적합하며 출력전압은 다음과 같다.

$$V_o = \frac{2}{1-D_{eff}} V_i \quad (11)$$

$$D_{eff} = D - \Delta D \quad (12)$$

$$\Delta D = D_1 + D_2 \quad (13)$$

여기서 D_{eff} 는 유효 듀티이며 이는 제어회로에서 결

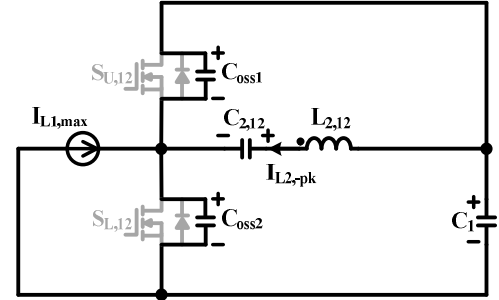


그림 4 시간 t_1 에서 상측 스위치 $S_{U,12}$ 의 ZVS 등가회로
Fig. 4 Equivalent circuit of ZVS of upper switch $S_{U,12}$ at t_1

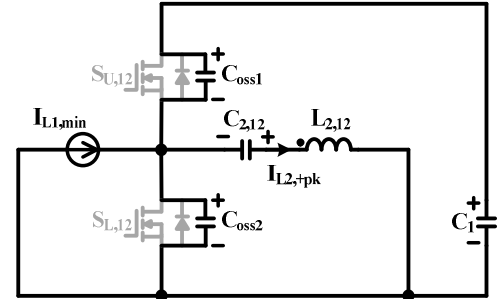


그림 5 시간 t_4 에서 하측 스위치 $S_{L,12}$ 의 ZVS 등가회로
Fig. 5 Equivalent circuit of ZVS of lower switch $S_{L,12}$ at t_4

정된 듀티 D 와 듀티 손실 ΔD 의 차이이며 그림 2에서 보듯이 보조 인덕터 전류의 기울기에 의해 발생되는 D_1 과 D_2 는 다음과 같다.

$$D_1 = \frac{I_{L2,+pk} \cdot L_2}{V_{C1} \cdot T_s} \quad (14)$$

$$D_2 = \frac{I_{L2,-pk} \cdot L_2}{V_{C1} \cdot T_s} \quad (15)$$

보조 인덕터의 각 피크전류는 다음과 같다.

$$I_{L2,+pk} \approx \frac{V_o}{(1-D) \cdot R_o} \quad (16)$$

$$I_{L2,-pk} \approx \frac{V_o}{D \cdot R_o} \quad (17)$$

각 커패시터의 정상상태 전압은 다음과 같다.

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_i \quad (18)$$

$$V_{C2} = V_{C1} + V_{C3}(1-D-\Delta D) \quad (19)$$

$$V_{C3} = \frac{1}{1-D} V_i - \Delta V \quad (20)$$

출력 전압은 출력 커패시터 전압의 합으로 구할 수 있다.

$$V_o = V_{C1} + V_{C3} = \frac{2}{1-D} V_i - \Delta V \quad (21)$$

식 (11), (12), (21)을 정리하면 ΔV 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta V = \frac{2V_i \cdot \Delta D}{(1-D)(1-D+\Delta D)} \quad (22)$$

식 (11) ~ (18)을 정리하면 전압전달비는 다음과 같다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha D - \alpha + \sqrt{\alpha(\alpha D^2 - 2\alpha D + \alpha + 4\beta)}}{\beta} \quad (23)$$

여기서 $\alpha = 2DR_o$, $\beta = 4f_s L_2$ 이다. 그림 6에 기존의 이상적인 부스트 컨버터의 전압전달비와 식(23)을 이용한 제안하는 컨버터의 $P_o=2kW$, $L_2=4\mu H$, $f_s=50kHz$ 일 때 전압전달비를 나타낸다. 기존의 부스트컨버터는 듀티 0.6일 때 전압전달비가 2.5이지만 제안하는 컨버터의 전압전달비는 4.74가 된다. 즉 작은 듀티로 높은 전압전달비를 얻을 수 있으므로 소자의 전류 피크값과 전압정격이 작아진다. 그림 7은 듀티 0.6일 때 부하 변화에 따른 듀티손실을 나타낸다. 부하 및 보조 인덕턴스 L_2 가 커짐에 따라 듀티손실이 증가되는 것을 알 수 있다. 또한 그림 8는 L_2 변화에 따른 전압전달비를 나타낸다. L_2 가 커짐에 따라 듀티 손실 ΔD 가 커져 전압전달비가 낮아지지만 앞서 언급했듯이 L_2 가 커지면 ZVS 범위가 넓어지므로 보조 인덕턴스 L_2 를 적절히 선정해야 한다.

3. 부스트 컨버터와 제안하는 컨버터의 정격비교

다음과 같은 조건으로 설계 후 기존 2상 인터리빙 부스트 컨버터와 제안하는 컨버터를 비교한다.

$$\begin{aligned} \cdot P_{out} &= 10kW & \cdot V_{in} &= 80V & \cdot V_{out} &= 380V \\ \cdot f_s &= 50kHz & \cdot \Delta I_{in} &= 5\% & \cdot \Delta V_{out} &= 3\% \end{aligned}$$

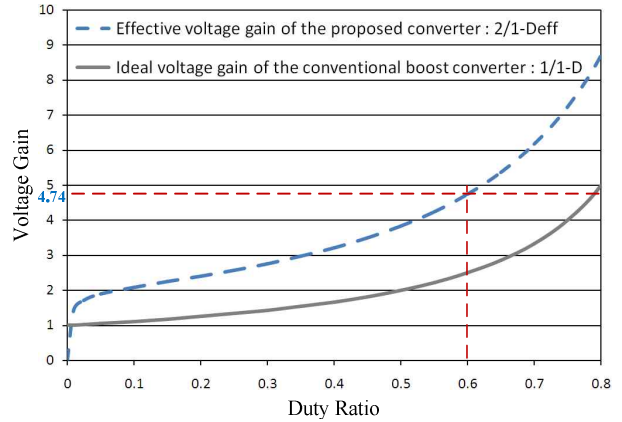


그림 6 전압전달비 ($P_o=2kW, L_2=4\mu H, f_s=50kHz$)
Fig. 6 Voltage gain ($P_o=2kW, L_2=4\mu H, f_s=50kHz$)

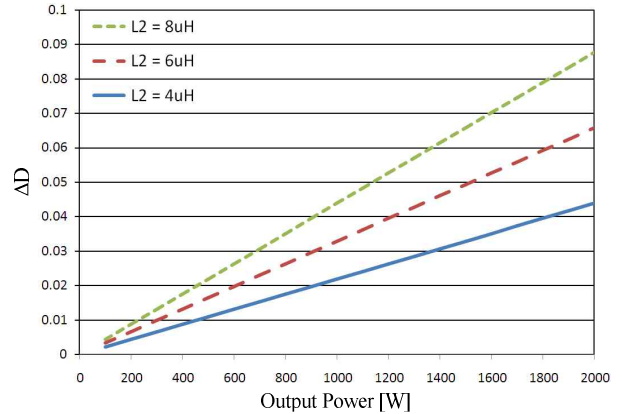


그림 7 출력전력과 보조인덕턴스에 따른 듀티 손실 ($f_s=50kHz, D=0.6$)

Fig. 7 Duty loss as a function of output power with different auxiliary inductances ($f_s=50kHz, D=0.6$)

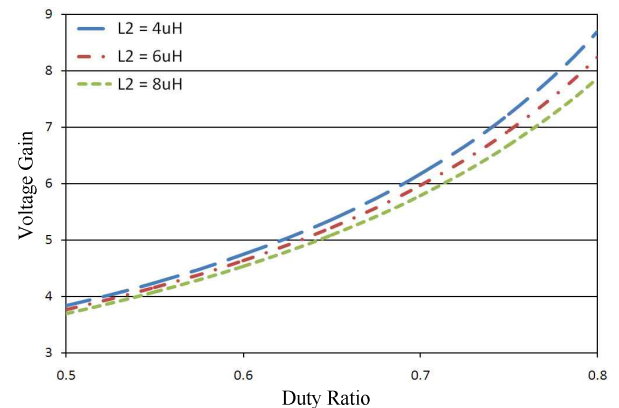


그림 8 듀티손실과 보조 인덕턴스 변화에 따른 전압전달비 ($P_o=2kW, f_s=50kHz$)

Fig. 8 Voltage gain as a function of duty ratio with different auxiliary inductances ($P_o=2kW, f_s=50kHz$)

표 1에서 보듯이 기존 2상 인터리빙 부스트 컨버터는 0.79의 높은 듀티를 사용하여야 하지만 제안하는 컨버터는 0.63의 듀티를 사용하여 동일한 전압전달비를 얻을 수 있는 장점을 갖는다. 따라서 스위치와 다이오드의 전압정격이 약 1/2로 되는 것을 볼 수 있다. 그러므로 $R_{DS(ON)}$ 이 작은 스위치와 역방향 회복 시간이 빠른 다이오드를 사용할 수 있어 스위치 도통손실과 다이오드 턴오프 손실을 감소시킬 수 있다. 또한 수동 소자 측면에서도 기존 2상 인터리빙 컨버터에 비해 인덕터와 커패시터에 각각 1/2의 전압이 걸리므로 인덕턴스가 작고 전체 에너지량이 1/2로 감소되는 장점을 갖는다. 또한 인터리빙 하기 전 단상의 경우와 비교하면 듀티 손실이 감소하여 스위치와 다이오드의 걸리는 전압의 차가 감소하고 인덕터와 커패시터의 에너지량이 각각 4.5, 7.3배 감소하게 된다.

표 1 소자 정격 비교
Table 1 Comparison of component ratings

		2상 부스트 컨버터	고승압 컨버터 ^[7]	제안한 컨버터
듀티		0.79	0.69	0.63
스위치	V_{pk}	380V	250V	210V
	I_{rms}	2*56A	127A	2*65A
다이오드	V_{pk}	380V	130V	170V
	I_{avr}	2*13A	26A	2*13A
인덕턴스 (에너지량: L_i^2)		150uH*2 (2pu)	180uH, 4uH (4.5pu)	65uH*2, 4uH*2 (1pu)
커패시턴스 (에너지량: C_v^2)		30uF (2pu)	200uF*2 (7.3pu)	30uF*2 (1pu)

4. 실험 결과

그림 1의 제안한 컨버터의 타당성을 입증하기 위해 다음의 설계 사양으로 제작한 후 동작을 검증하였다.

$$\begin{aligned} \cdot P_{out} &= 2kW & \cdot V_{in} &= 80V & \cdot V_{out} &= 380V \\ \cdot f_s &= 50kHz & \cdot \Delta I_{in} &= 10\% & \cdot \Delta V_{out} &= 3\% \end{aligned}$$

표 2는 제안한 컨버터를 2kW급으로 설계했을 때 소자들의 정격과 선정소자들을 나타내며 출력 커패시터의 전압은 V_{C1} 이 200V, V_{C3} 은 180V로서 스위치와 다이오드의 전압정격이 되고 스위치의 ZVS 조건을 만족시키기 위해 보조 인덕턴스 L_2 는 4uH로 선정하였다.

그림 9(a)는 입력필터 인덕터 전류 $I_{L1,2}$ 와 보조공진 인덕터 전류 $I_{L2,12}$ 의 파형이며 $I_{L1,min}$ 의 전류보다 $I_{L2,peak}$ 의 전류가 큰 것을 볼 수 있다. (b)와 (c)는 상측 스위

치 $S_{U,12}$ 와 하측 스위치 $S_{L,12}$ 의 ZVS 턴온되는 파형이며 (d)와 (e)파형은 상측 다이오드 $D_{U,12}$ 와 하측 다이오드 $D_{L,12}$ 의 ZCS 턴온 및 턴오프되는 파형을 나타낸다.

그림 10은 제안한 컨버터의 계산효율과 측정효율을 나타낸다. 효율계산 시 스위칭 소자의 스위칭 손실 및 도통손실, 인덕터의 철손 및 동손, 커패시터의 ESR를 고려하여 계산하였고, 측정효율은 YOKOGAWA사의 전력 분석기 WT3000을 이용하여 측정하였다. 전 부하 영역에서 96%이상의 고효율을 달성하였으며 400W에서 최고 효율인 98.1%와 최대부하 2kW에서 96%의 효율이 측정되었다.

그림 11은 제안한 컨버터의 2kW로 설계된 시작품의 사진이다.

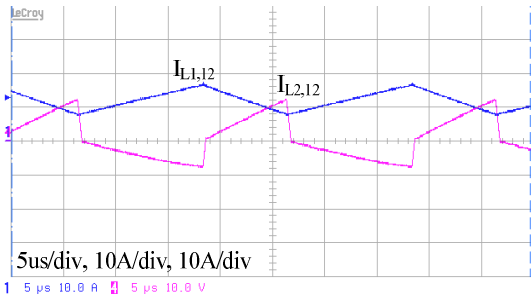
표 2 소자정격 및 선정소자
Table 2 Component ratings and selected devices

설계 대상		정격	선정소자
상측 스위치	V_{pk}	200V	APT75M50B2 (500V, 75A, 75mΩ)
	I_{rms}	5.9A	
하측 스위치	V_{pk}	200V	APT75M50B2 (500V, 75A, 75mΩ)
	I_{rms}	13.6A	
다이오드	V_{pk}	180V	15ETH03PbF (300V, 15A, 40ns)
	I_{avr}	2.64A	
입력 인덕터	인덕턴스	100uF	창성 High flux CH572060
	I_{rms}	12.9A	
보조 인덕터	인덕턴스	4uH	ARNOLD MPP A-930157-2
	I_{rms}	6.1A	
보조 커패시터	커패시턴스	30uF	PILKOR PCPW 30uF/250V, Film
	V_{dc}	192V	
출력 커패시터	커패시턴스	30uF	PILKOR PCPW 30uF/250V, Film
	V_{dc}	200V	

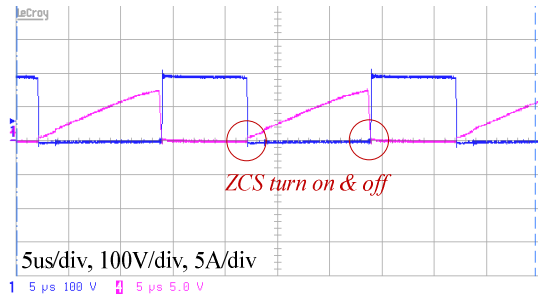
5. 결론

본 논문에서는 고승압·대전력의 응용에 적합한 새로운 비절연 인터리빙 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안한 컨버터는 다음과 같은 특징을 갖는다.

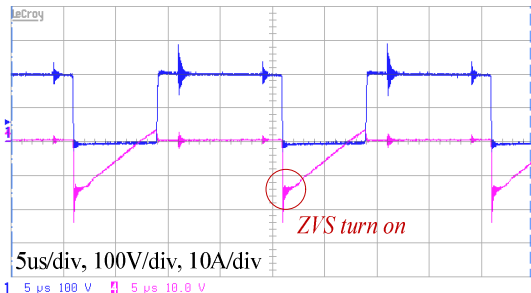
- 승압비가 부스트 컨버터의 약 2배
- 수동소자의 전압정격이 감소되어 전체 에너지량이 1/2로 감소
- CCM에서도 스위치의 ZVS 턴온이 가능
- 다이오드 ZCS 턴오프 동작으로 역방향 회복에 의한 서지가 거의 없음
- 스위치 및 다이오드의 전압이 약 1/2되어 $R_{DS(ON)}$ 과 전압 강하가 작은 소자 선정으로 도통손실 감소



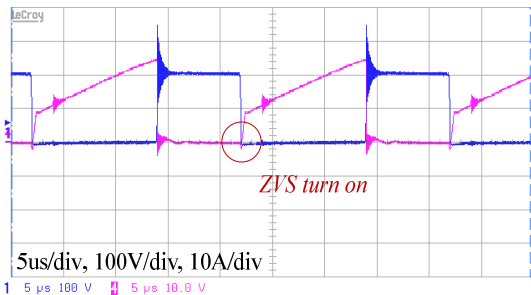
(a) 입력 인덕터 $L_{1,12}$ 와 보조 인덕터 $L_{2,12}$ 의 전류
(a) Current waveforms of Input filter inductor $L_{1,12}$ and auxiliary inductor $L_{2,12}$



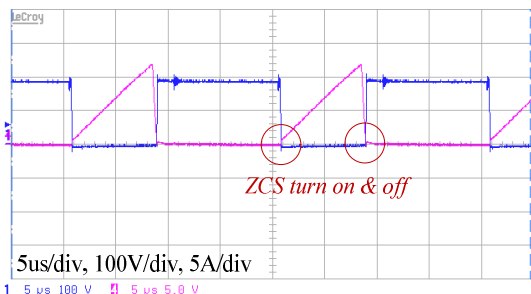
(e) 하측 다이오드 $D_{L,12}$ 의 전압, 전류
(e) Voltage and current waveforms of lower diode $D_{L,12}$



(b) 상측 스위치 $S_{U,12}$ 의 전압, 전류
(b) Voltage and current waveforms of upper switch $S_{U,12}$



(c) 하측 스위치 $S_{L,12}$ 의 전압, 전류
(c) Voltage and current waveforms of lower switch $S_{L,12}$



(d) 상측 다이오드 $D_{U,12}$ 의 전압, 전류
(d) Voltage and current waveforms of upper diode $D_{U,12}$

그림 9 실험 파형
Fig. 9 Experimental waveforms

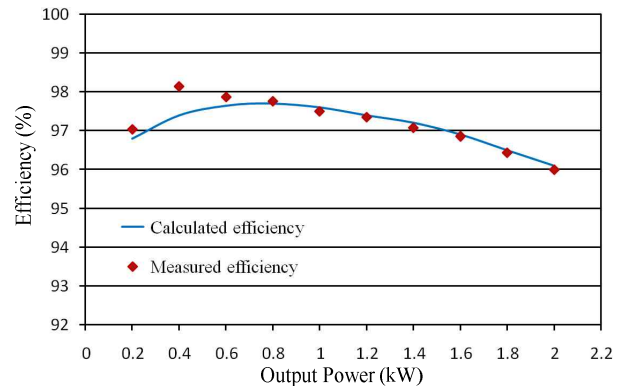


그림 10 측정 및 계산 효율
Fig. 10 Measured and calculated efficiency

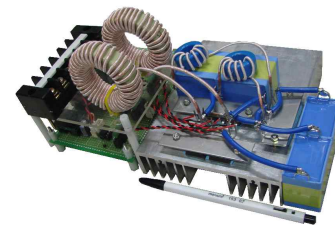


그림 11 2kW CCM-ZVZCS 컨버터 시작품 사진
Fig. 11 Photograph of 2kW CCM-ZVZCS converter prototype

2kW의 시작품으로 제안하는 컨버터의 타당성을 검증하였으며 전 부하영역에서 96%이상의 고효율을 달성하였다.

본 연구는 지식경제부의 지원에 의하여 기초전력 연구원(20101020300260) 주관으로 수행된 과제임.

참 고 문 헌

[1] R. Gules, L. Pfitscher, L. Franco, "An Interleaved Boost DC-DC Converter with Large Conversion Ratio", *IEEE ISIE*, Vol. 1, pp. 411-416, 2003, June.

[2] K. Hirachi, M. Yamanaka, K. Kajiyama, and S. Isokane, "Circuit Configuration of Bidirectional DC/DC Converter Specific for Small Scale Load Leveling System", in *Proc. IEE Power Conversion Conf.*, Vol. 2, pp. 603-609, 2002, April.

[3] T. Liang, K. Tseng, "Analysis of integrated boost-flyback step-up converter", in *Proc. IEE Electric Power Appl.*, Vol. 152, No. 2, pp. 217-225, 2005, March.

[4] Q. Zhao, F. C. Lee, "High-efficiency, high step-up DC-DC converters", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, pp. 65-73, 2003, Jan.

[5] M. S. Makowski, "Realizability Conditions and Bounds on Synthesis of Switched-Capacitor DC-DC Voltage Multiplier Circuits", *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, Vol. 44, No. 8, pp. 684-691, 1997, Aug.

[6] O. Abutbul, A. Gherlitz, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Step-up switching-mode converter with high voltage gain using a switched-capacitor circuit", *IEEE Trans. Circuits and Systems-I*, Vol. 50, No. 8, pp. 1098-1102, 2003, Aug.

[7] S. Park, S. Choi, "Soft-Switched CCM Boost Converters With High Voltage Gain for High-Power Applications", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 25, No. 5, pp. 1211-1217, 2010, May.

[8] Y. Park, S. Choi, "Soft-switched interleaved boost converters for high step-up and high power applications", in *Poc. IEEE IPEC*, pp. 987-994, 2010, June.

[9] 박요한, 최세완, 최우진, 이교범, "고승압 인터리빙 CCM-ZVS 컨버터", *전력전자학술대회 논문집*, pp. 378-380, 2010. 7.

[10] 박성식, 최세완, "고승압비와 넓은 ZVS 영역을 갖는 비절연 DC-DC 컨버터", *전력전자학회 논문지*, 제14권, 제4호, pp. 315-322, 2009. 8.

[11] 박남주, 현동석, "Interleaved 부스트 컨버터에서 단일 공진 인덕터를 이용한 소프트 스위칭 기법", *전력전자학회 논문지*, 제13권, 제4호, pp. 263-269, 2008. 8.

저 자 소 개



박요한(朴要漢)

1981년 2월 20일생. 2009년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2011년 서울과학기술대 대학원 제어계측공학과 석사졸업. 2011년~현재 LG전자 AE연구소 연구원.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 미국 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동대학원 졸업(공학). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 대리. 1996년~1997년 삼성전기 종합연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울과학기술대 제어계측공학과 교수. 당 학회 국제이사.



최우진(崔宇鎭)

1967년 1월 7일생. 1990년 송실대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 Texas A&M University 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1995년~1998년 (주)대우중공업 중앙연구소 전자기실. 2005년~현재 송실대 전기공학부 부교수. 당 학회 국제이사/JPE 편집위원.



이교범(李敎範)

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 공대 전자공학과 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학). 2003년~2006년 The Institute of Energy Technology, Aalborg University in Denmark. 2006년~2007년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학부 부교수. 당 학회 JPE 편집위원.