

개선된 DC-DC 양방향 컨버터

김성환¹ · 허재정² · 정범동³ · 윤경국[†]

(Received January 10, 2017 ; Revised January 17, 2017 ; Accepted January 18, 2017)

Improved DC-DC Bidirectional Converter

Seong-Hwan Kim¹ · Jae-Jung Hur² · Bum-Dong Jeong³ · Kyoung-Kuk Yoon[†]

요약: 최근 전자제어엔진 및 전기추진선박이 도입된 이래, 배터리를 사용하는 비상 전력공급시스템에서 무정전 전원공급 장치의 중요성이 강조되어왔다. 비상 전력공급시스템에서 양방향 컨버터는 중요한 구성요소이다. 본 연구에서는 개선된 DC-DC 양방향 컨버터의 토폴로지를 제시한다. 이것은 기존의 컨버터에 비해 전압변환율은 증가되고 스위치에 인가되는 전압 스트레스는 감소되는 장점을 지닌다. 제안된 컨버터의 성능을 확인하기 위해 소프트웨어 PSIM을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 이 컨버터의 변환율은 기존의 컨버터에 비해 승압모드에서 4배, 강압모드에서 1/4배 이었고 스위치에 걸리는 전압은 고압 측의 1/4배 이었다. 또한 블로킹 커패시터가 전하를 균등하게 분배하기 때문에 다른 추가 제어회로 없이 인터리브 모듈 사이에서 전하가 균등하게 분담된다는 것을 확인하였다.

주제어: 무정전 전원공급장치, DC-DC 양방향 컨버터, 변환율, PSIM

Abstract: Since the introduction of electronically controlled engines and electric propulsion ships, the need for an uninterruptible power supply for emergency power supply devices that use batteries has gained importance. The bidirectional converter in such emergency power supply devices is a crucial component. This paper proposes, a topology for an improved DC-DC bidirectional converter that is characterized by a high voltage conversion ratio and low voltage stress of switches. To confirm the performance of the converter, a computer simulation was executed with PSIM software. The conversion ratio of the proposed converter was found to be four times higher than the conventional boost converter in step-up mode and one-fourth that of the conventional buck converter in step-down mode, and the voltage stress of the switches was one-fourth of the high-side voltage. Moreover, the proposed converter was confirmed to be able to distribute equal currents between two interleaved modules without using any extra current-sharing control method because of the charge balance of its blocking capacitors.

Keywords: Uninterruptible power supply, DC-DC bidirectional converter, Conversion ratio, PSIM

1. 서론

양방향 컨버터는 무정전 전원장치 (UPS : Uninterruptible Power Supplies), 재생에너지 시스템, 플러그인 하이브리드 전기차 (PHEV : Plug-in Hybrid Electric Vehicles), 연료 전지 차량 등의 배터리 기반 시스템 상에 중요한 구성요소이다.

용도에 따라서 절연 또는 비절연 타입의 DC-DC 양방향 컨버터가 사용된다. 절연된 Full bridge/Half bridge DC-DC 양방향 컨버터는 변압기의 권선비 조절로 높은 승압/강압 변환율을 달성할 수 있다. 회로 상 변압기를 추가하는 것은 컨버터의 용량은 증가하나 효율이 감소되고 회로가 복잡해지는 단점이 있다.

이에 비해 비절연 타입의 컨버터는 고효율과 간단한 구조를 가진다. 비절연 양방향 컨버터는 Switched capacitor와 Multi-level, 기존의 buck/boost, Cuk/Cuk, SEPIC/Zeta 그리고 buck-boost DC-DC 양방향 컨버터로 나뉘어져 있다[1]-[4].

기존의 양방향 DC-DC Buck/boost, buck-boost 컨버터는 간단한 제어와 구조적인 장점을 가지나 높은 승압/강압용에 적용할 경우 작동 시비율이 부적합하고, 소자들이 높은 정격전압을 가져야 한다는 단점이 있다[5][6].

SEPIC/Zeta 와 Cuk/Cuk DC-DC 양방향 컨버터의 전체 효율은 주전원회로에 두 개의 인덕터와 하나의 커패시터가 사용됨으로써 buck-boost 컨버터보다 낮다. 이 컨버터는 높

[†] Corresponding Author (ORCID: <http://orcid.org/0000-0001-8612-9574>): R&D Center of SeaNet Co., Ltd, 542, Jeoryeong-ro, Yeongdo-gu, Busan, Korea 49109, E-mail: kkyoon@sea-net.co.kr, Tel: 051-417-5804

1 Division of Marine System Engineering, Korea Maritime and Ocean University, E-mail: kksh@kmou.ac.kr, Tel: 051-410-6256

2 Offshore Safety Training Team, Korea Institute of Maritime and Fisheries Technology, E-mail: jjheo@seaman.or.kr, Tel: 051-620-5789

3 Maritime Safety Training Team, Korea Institute of Maritime and Fisheries Technology, E-mail: bumdonge@seaman.or.kr, Tel: 051-620-5873

This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>), which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

은 승압/강압용으로 사용될 경우 듀티비가 극히 높거나 낮게 되고 스위치에 인가되는 전압이 높다는 단점이 있다[7]. 3-레벨 양방향 컨버터는 소자의 전압 스트레스가 기존의 양방향 컨버터의 절반이지만 전압변환율이 기존의 컨버터와 비슷하다. 3-레벨 비절연 양방향 DC-DC 컨버터는 소자의 전압 스트레스가 고압 측의 절반이고 전압변환율은 승압과 강압 모드에서 기존의 양방향 컨버터에 비해 승압에서 두 배, 강압에서는 절반으로 나타난다[8]. 최근에 높은 승압/강압 변환율과 효율을 개선하기 위한 양방향 컨버터에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다.

본 논문에서는 낮은 스위치 전압 스트레스 및 높은 승압/강압 변환율을 나타내는 개선된 양방향 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 이 컨버터는 네 개의 커패시터, 여섯 개의 MOSFETs 및 두 개의 인덕터로 구성되어 있다. 고압 측에 있는 두 개의 커패시터는 승압 모드에서는 충전되고, 강압 모드에서는 방전된다. 또한, MOSFETs의 전압 스트레스를 감소시키고 승압/강압 변환율을 증가시키기 위해 전력회로 내에 두 개의 블로킹(blocking) 커패시터가 있다. 그러므로 극단적으로 높거나 낮은 듀티비나 변압기를 사용하지 않고도 높은 승압/강압 변환율을 얻는 것이 가능하다. 게다가, 낮은 정격전압을 가진 MOSFETs의 사용이 가능하므로 스위칭과 도전 손실도 감소시킬 수 있다.

2. 기존의 양방향 DC-DC 컨버터

Figure 1은 기존의 양방향 컨버터 기본 등가회로를 나타내었다. 승압 작동 시 PWM 작동하는 스위치 S_1 과 강압 작동 시 PWM 작동하는 스위치 S_2 로 구성되어 있다.

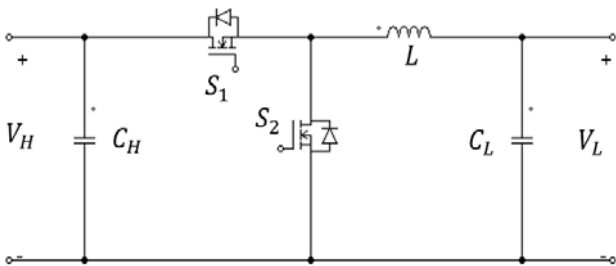


Figure 1: Conventional DC-DC bidirectional converter

승압모드에서는 스위치 S_2 가 온(DT)되는 동안 인덕터에 에너지가 축적되고, 이때 인덕터 전압은 배터리 전압과 같다.

$$V_{L1} = V_L \tag{1}$$

스위치 S_2 가 오프((1-D)T)되는 동안 인덕터에 축적된 에너지가 입력전원과 함께 부하에 전달되고 이때의 인덕터 전압은 다음식과 같다.

$$V_{L1} = V_L - V_H \tag{2}$$

정상상태에서 인덕터 전압의 한주기 평균값 $V_{L1} = 0$ 이므로 다음식이 성립한다.

$$V_{L1} \cdot T = V_L \cdot DT + (V_L - V_H) \cdot (1-D)T = 0 \tag{3}$$

따라서 기존 컨버터의 승압 DC-DC 변환율은 식 (4)와 같다.

$$G_{up} = \frac{V_H}{V_L} = \frac{1}{1-D} \tag{4}$$

강압모드에서 동일한 과정을 대입하면 기존 컨버터의 강압 DC-DC 변환율은 다음과 같다.

$$G_{down} = \frac{V_L}{V_H} = D \tag{5}$$

3. 개선된 양방향 DC-DC 컨버터

3.1 작동 원리

Figure 2는 본 논문에서 제안하는 컨버터를 나타내고 있다. 6개의 MOSFETs, 4개의 커패시터 그리고 두 개의 인덕터로 구성되어 있다.

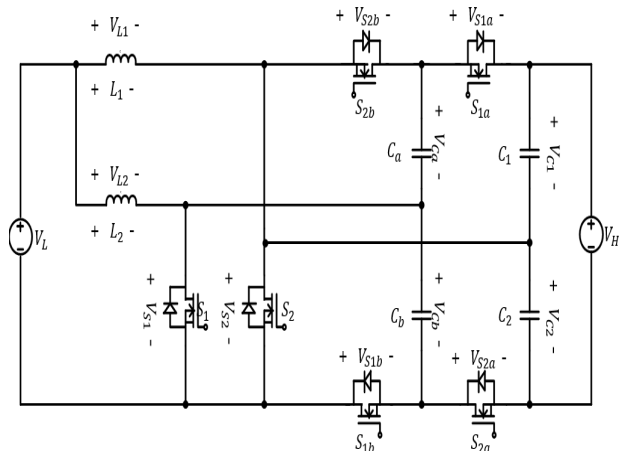


Figure 2: Proposed new DC-DC bidirectional converter

전압을 균등하게 분배하는 직렬 커패시터는 MOSFETs의 전압 스트레스를 감소시키고 컨버터의 승압/강압 변환율을 증가시키는데 사용된다. 이 컨버터는 연속전류모드에서 승압모드의 경우 0.5보다 높은 듀티비를 가질 때, 강압모드의 경우 0.5보다 낮은 듀티비를 가질 때 높은 승압/강압 변환율과 자동 전류조절능력의 특징을 가진다. 반면에 불연속 전류모드에서는 전류분배 조절능력을 잃어버릴 수 있어 추가적인 전류 조절방법을 필요로 한다.

Figure 3은 승압모드에서 제안된 컨버터의 일반적인 주요 파형을 보여준다. 또한, 컨버터는 승압모드와 강압 모드에서는 각각 4개의 작동모드를 가진다.

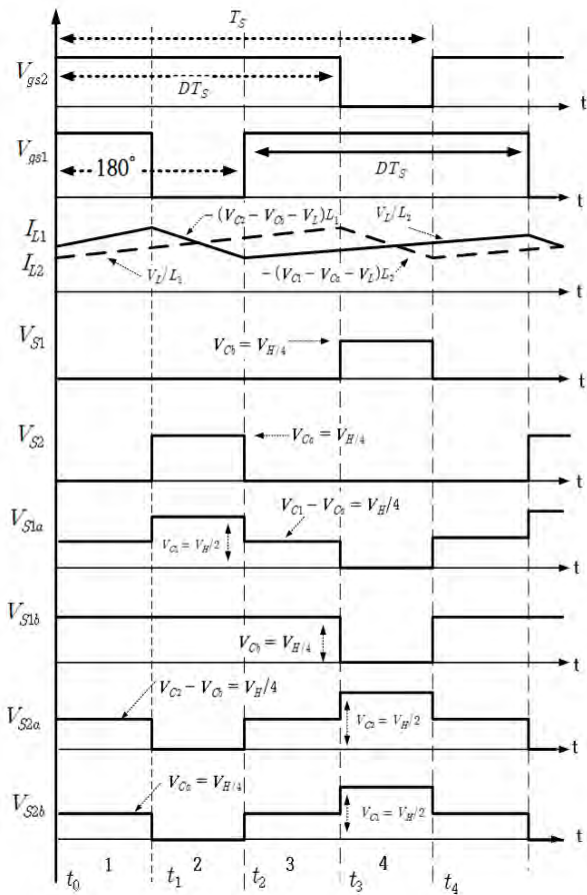


Figure 3: Typical wave-forms of the proposed converter in step up mode

Figure 4는 승압모드에서 한 주기 동안 순차적으로 동작하는 컨버터의 등가회로를 보여준다.

승압모드의 컨버터 작동은 Figure 3 과 4 에서 보여준다.

S_1 과 S_2 스위치의 게이트 신호는 비슷하며 S_{1a} , S_{1b} , S_{2a} 및 S_{2b} 스위치는 다이오드로 작동한다. 각 시간대별 작동 상황은 다음과 같다.

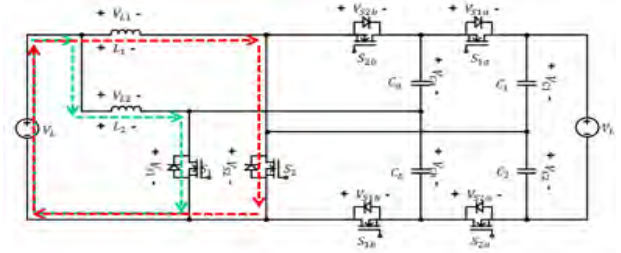
-Mode 1 [$t_0 < t < t_1$]

이 모드에서 S_1 과 S_2 는 온 되고 S_{1a} , S_{1b} , S_{2a} 및 S_{2b} 는 오프 되는데 등가회로는 Figure 4에서 보여준다.

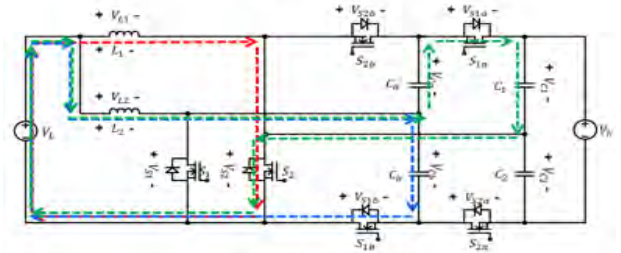
Figure 3에서 i_{L1} 과 i_{L2} 양쪽이 선형적으로 증가함을 보여준다. 또한 이 모드에서는 S_{1a} , S_{1b} , S_{2a} , 및 S_{2b} 의 전압 스트레스가 각각 $V_{C1} - V_{C2}$, V_{C1} , $V_{C2} - V_{C1}$ 그리고 V_{C1} 이다. 이 구간의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$V_{L1}(t) = V_{L2}(t) = V_L \quad (6)$$

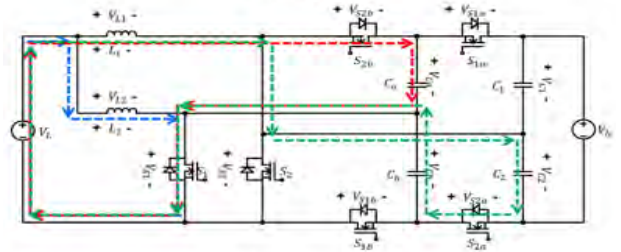
$$L_1 \frac{d}{dt} i_{L1}(t) = L_2 \frac{d}{dt} i_{L2}(t) = V_L \quad (7)$$



Mode 1, 3



Mode 2



Mode 4

Figure 4: Equivalent circuit of the proposed converter for each operating interval in step up mode

-Mode 2 [$t_1 < t < t_2$]

t_1 일 때 S_1 은 오프 되고, S_{1a} 와 S_{1b} 다이오드는 도통되기 시작한다. 이러한 파형의 등가회로는 Figure 4 에서 보여준다. 이 모드에서 L_1 전류는 감소하고 L_2 전류는 증가한다. L_1 의 전류는 C_1 과 C_2 에 공급되고 충전된다. 이 단계에서, V_{S1a} 는 V_{C1} 만큼 증가되나 V_{S1b} 는 V_{C1} 와 같아진다. S_2 의 전압 스트레스는 V_{C1} 이다.

이 모드에서 $V_{L2}(t)$ 는 다음과 같다.

$$V_{L2}(t) = V_L - V_{C1} = V_L - V_{C1} + V_{C1} \quad (8)$$

따라서 다음식이 성립한다.

$$V_{C2} = V_{C1} + V_{C1} \quad (9)$$

-Mode 3 [$t_2 < t < t_3$]

이 모드는 S_1 이 t_2 에서 온 될 때 시작된다. 이 모드에서 컨버터의 작동은 모드1과 동일하다. L_1 과 L_2 양쪽 인덕터는 S_1 과 S_2 및 V_L 에 의해 충전된다.

또한 S_{1a} , S_{1b} , S_{2a} 및 S_{2b} 는 오픈 되고 양단에 걸리는 전압 스트레스는 각각 $V_{C1} - V_{C_a}$, V_{C_b} , $V_{C2} - V_{C_b}$ 및 V_{C_a} 이다. C_1 과 C_2 는 고 전압측에 출력전류를 공급한다.

-Mode 4 [$t_3 < t < t_4$]

t_3 에서 S_2 를 오픈 하는 것에 의해 S_{2a} 와 S_{2b} 다이오드는 도통되기 시작한다. 이 모드에서 커패시터 C_2 와 C_a 는 충전된다. 또한 S_{2a} , S_{2b} 와 S_1 양단에 걸리는 전압 스트레스는 각각 V_{C1} , V_{C2} 와 V_{C_a} 이다.

이 구간의 전압방정식은 다음과 같다.

$$V_{L1}(t) = V_L \quad (10)$$

$$V_{L1}(t) = V_L - V_{C_a} = V_L + V_{C_b} - V_{C2} \quad (11)$$

따라서 다음식이 성립한다.

$$V_{C1} = V_{C_a} + V_{C_b} \quad (12)$$

강압 모드의 컨버터 작동은 Figure 5 와 6에서 보여준다.

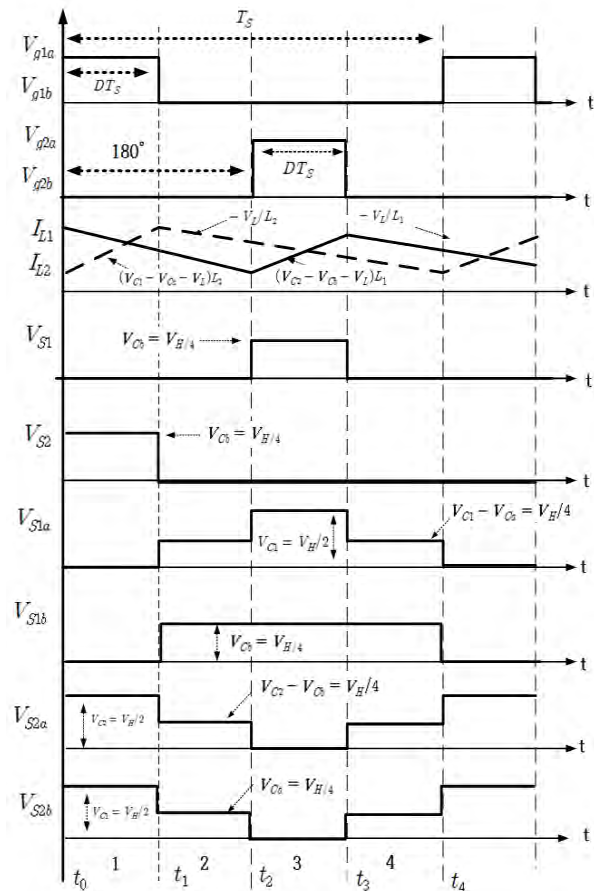


Figure 5: Typical wave-forms of the proposed converter in step down mode

S_{1a} 및 S_{1b} 스위치의 게이트 신호는 동일하며 S_{2a} 및 S_{2b} 의 게이트 신호와는 180도 위상차를 가진다. 강압 모드에서 제안된 컨버터의 작동은 승압 모드에서의 작동과 비슷하다고 볼 수 있다. 이에 강압모드의 설명은 생략한다.

3.2 전압 변환율

승압모드에서 제안된 컨버터의 전압 변환율을 얻기 위해 식 (9)와 식 (12)로부터 다음을 구할 수 있다.

$$V_C = V_{C1} = V_{C2} \quad (13)$$

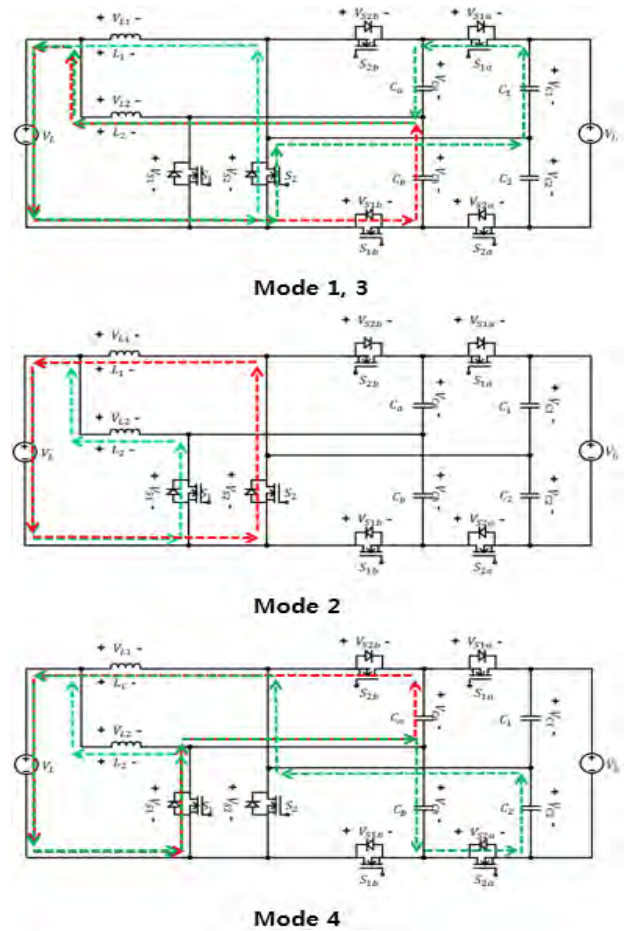


Figure 6: Equivalent circuit of the proposed converter for each operating interval in step down mode

또한, 인덕터 L_1 과 L_2 에 Volt-Second-Balance (VSB)방식을 적용하여 식 (6), 식 (8), 식 (10) 및 식 (11)로부터 다음 식들이 성립한다.

$$\int_{T_{SW}} V_{L1} \cdot dt = V_L D + (V_L - V_{C_a})(1 - D) = 0 \quad (14)$$

$$\int_{T_{SW}} V_{L2} \cdot dt = V_L D + (V_L - V_{C_b})(1 - D) = 0 \quad (15)$$

식 (14)와 식 (15)으로부터 다음 식들을 얻을 수 있다.

$$(1-D)V_{Ca} = V_L \quad (16)$$

$$(1-D)V_{Cb} = V_L \quad (17)$$

따라서 식 (18)이 성립한다.

$$V_{CC} = V_{Ca} = V_{Cb} \quad (18)$$

식 (9)와 식 (12)에 식 (18)을 대입하면 아래의 식을 얻을 수 있다.

$$V_{CC} = \frac{V_C}{2} = \frac{V_H}{4} \quad (19)$$

따라서 제안된 컨버터의 승압 DC-DC 변환율은 다음과 같다.

$$G_{up} = \frac{V_H}{V_L} = \frac{4}{1-D} \quad (20)$$

강압모드에서 동일한 과정을 대입하면 제안된 컨버터의 강압 DC-DC 변환율은 다음과 같다.

$$G_{down} = \frac{V_L}{V_H} = \frac{D}{4} \quad (21)$$

식 (20)에 따르면, 승압 모드에서 제안된 컨버터의 변환율은 동일 듀티비에 대해 기존의 것보다 4배 높은 것을 알 수 있다. 또한 식 (21)에 따르면, 강압모드에서 컨버터의 변환율은 기존 것에 비해 1/4배가 됨을 알 수 있다.

3.3 스위치 전압 스트레스

식 (13), 식 (18) 및 식 (19)에 의하면, 모든 스위치의 전압 스트레스는 스위치를 온 하기 전과 오프 하고 난 후에 $V_H/4$ 와 같으며 이것은 기존의 Buck-Boost 양방향 컨버터보다 매우 낮다. 따라서 스위칭 손실이 감소할 뿐 아니라 내전압능력이 낮은 반도체 소자의 사용도 가능하므로 도전손실도 줄일 수 있다. 그러나 스위치 S_{1a} , S_{2a} 및 S_{2b} 에 걸리는 전압 스트레스는 스위칭 기간에 잠깐 동안 $V_H/2$ 가 된다. 앞서 말한 스위치의 전압 스트레스는 승압과 강압모드에 공통으로 적용된다.

4. 모의 실험

기존의 방식과 본 논문에서 제안한 개선된 방식의 양방향 DC/DC 컨버터를 비교, 분석하기 위해 소프트웨어PSIM을 사용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다.

4.1 기존의 Buck/Boost 양방향 DC/DC 컨버터

Figure 1에 나타낸 기존의 컨버터 시뮬레이션을 위한 시스템 파라미터는 Table 1과 같다.

Table 1: Parameters of the conventional converter

Component	Specification
Power Level (W)	480
Switches S_1, S_2	IRF 640
Inductors L_1 (μH)	300
Capacitors C (μF)	300

Figure 7과 Figure 8은 승압모드와 강압모드에서 듀티비 0.5의 경우 기존 컨버터의 시뮬레이션 결과를 보여준다.

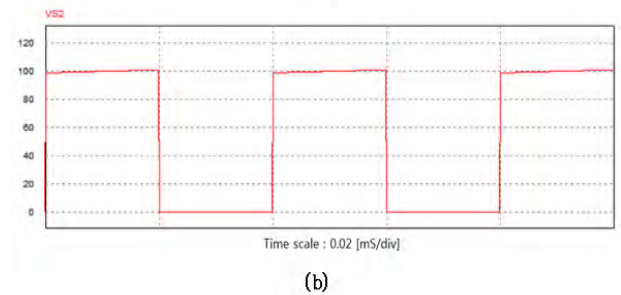
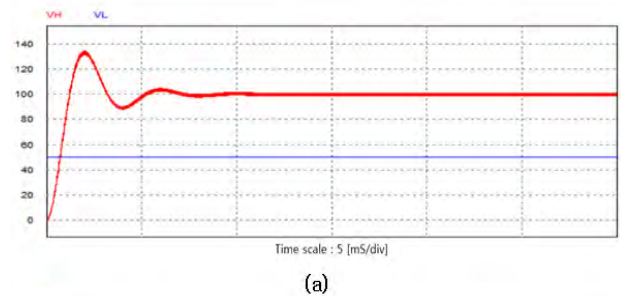


Figure 7: Simulation result of the conventional converter in step-up mode

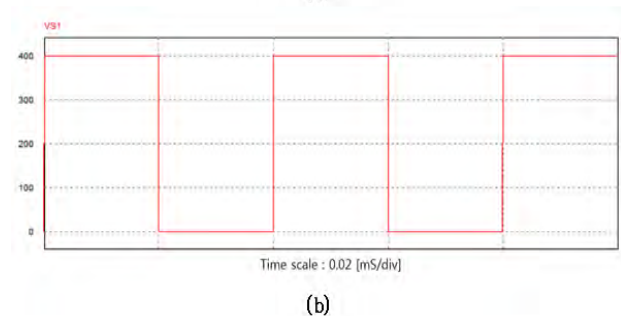
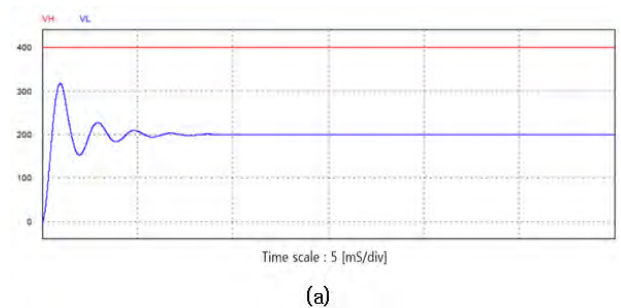


Figure 8: Simulation result of the conventional converter in step-down mode

Figure 7에서는 승압모드에서 전원전압 및 변환된 전압(a)과 스위치에 걸리는 전압파형(b)을 나타내고 있다.

(a)에서는 0.01초 이내에 출력전압이 입력전압의 2배로 일정하게 나타나고, (b)에서는 스위치 양단에 걸리는 전압 스트레스가 온 하기 직전과 오프 하고 난 직후에 높은 부하전압 V_H 와 동일한 100V가 됨을 알 수 있다.

Figure 8에서는 강압모드에서 전원전압 및 변환된 전압(a)과 스위치에 걸리는 전압파형(b)을 나타내고 있다.

(a)에서는 0.01초 이내에 출력전압이 입력전압의 1/2배로 나타나고, (b)에서는 스위치의 양단에 걸리는 전압 스트레스가 온 하기 직전과 오프 하고 난 직후에 높은 전원전압 $V_H(400V)$ 와 동일함을 알 수 있다. 또한, 강압모드와 승압모드의 시뮬레이션 결과의 형태가 비슷함을 알 수 있다.

4.2 개선된 양방향 DC-DC 컨버터

Table 2는 본 논문에서 제안한 개선된 양방향 DC/DC 컨버터의 시뮬레이션을 위한 시스템 파라미터이다.

Table 2: Parameters of the proposed converter

Component	Specification
Power Level(W)	480
Switches $S_{1a}, S_{1b}, S_{2a}, S_{2b}$	IRF 740
Switches S_1, S_2	IRF 640
Inductors L_1 and L_2 (μH)	300
Capacitors C_1 and C_2 (μF)	200
Capacitors C_a and C_b (μF)	22

Figure 9와 10은 승압모드와 강압모드에서 듀티비 0.5 인 경우의 시뮬레이션 결과를 보여준다.

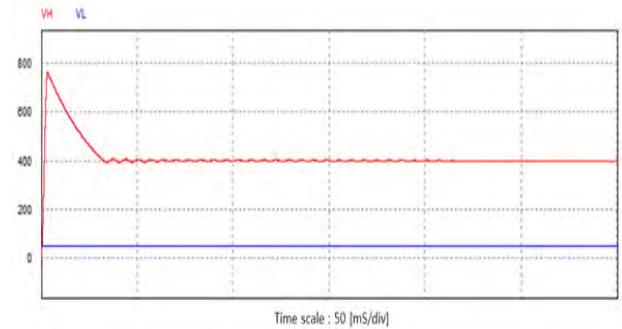
Figure 9는 승압모드에서 변환된 전압(a)과 S_1 과 S_2 에 걸리는 전압파형(b), 인덕터 L_1 과 L_2 의 전류와 V_L 의 전류(c)를 나타내고 있다.

(a)에서는 0.05초 이내에 입력의 8배에 해당하는 전압이 출력되고, (b)에서는 스위치 S_1 과 S_2 의 전압 스트레스는 높은 전압의 1/4배인 100V이다. 그리고 (c)에서 인덕터 L_1 과 L_2 의 전류가 상반되게 나타나고 L_1+L_2 전류의 합인 V_L 의 전류가 일정함을 알 수 있다.

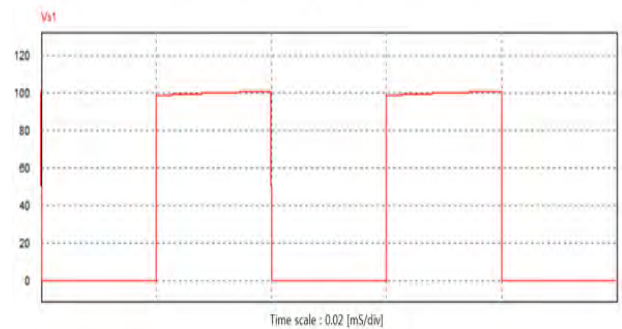
Figure 10에서는 강압모드에서 변환된 전압(a)과 S_{1a}, S_{1b}, S_{2a} 및 S_{2b} 에 걸리는 전압파형(b), 인덕터 L_1 과 L_2 의 전류와 V_L 의 전류(c)를 나타내고 있다.

(a)에서는 0.001초 이내에 입력전압의 1/8이 출력되고, (b) S_{1a}, S_{1b}, S_{2a} 및 S_{2b} 에 걸리는 전압스트레스는 온 하기 직전과 오프 하고 난 직후에, 높은 전압의 1/4이 나타난다. 그리고 (c)에서는 인덕터 L_1 과 L_2 의 전류가 상반되게 나타나고 L_1+L_2 전류의 합인 V_L 의 전류가 일정함을 알 수 있다.

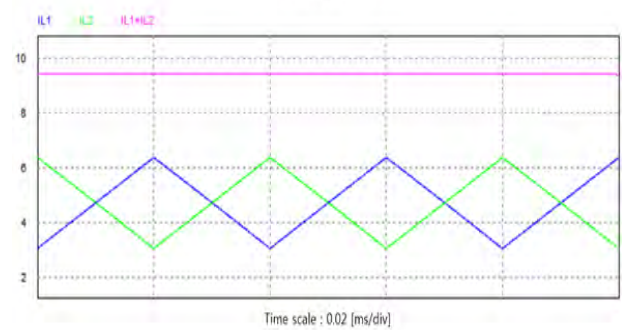
또한, 제안된 컨버터에서도 강압모드와 승압모드의 시뮬레이션 결과의 형태가 비슷함을 알 수 있다.



(a)



(b)



(c)

Figure 9: Simulation result of the proposed converter in step-up mode

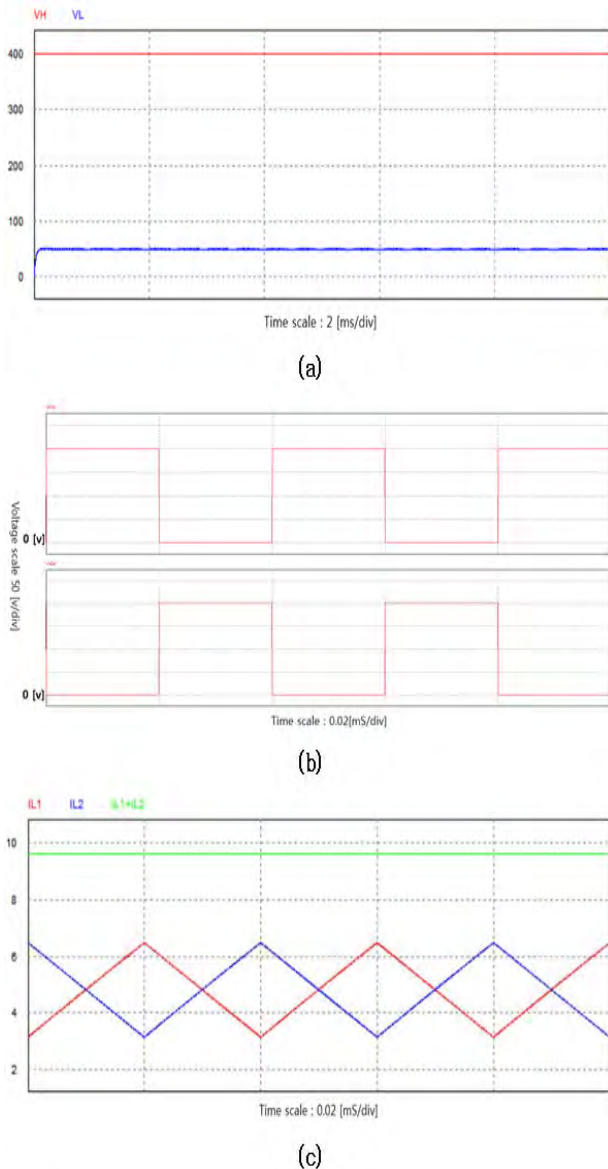


Figure 10: Simulation result of the proposed converter in step-down mode

5. 결 론

본 논문에서는 전압 변환율이 높고, 스위치 전압스트레스가 낮은 개선된 양방향 컨버터를 제안하였고, 제안된 컨버터는 기존의 양방향 컨버터에 비하여 1개의 인덕터와 2개의 커패시터를 추가하여 전류가 모듈사이에서 균일하게 흐르게 하였다. 제안된 방법의 유효성을 확인하기 위해 Powersim사의 PSIM 소프트웨어를 사용하여 모의실험을 수행하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

- 1) 개선된 컨버터는 기존의 양방향 컨버터 보다 승압모드에서 4배, 강압모드에서 1/4배의 높은 전압 변환율을 얻었다.
- 2) 각 스위치는 켜기 전과 끄고 난 후에 높은 전압측의 1/4 밖에 되지 않을 정도로 낮은 전압이 인가되므로

MOSFET와 같이 저전압 소자도 사용될 수 있음을 확인하였다.

- 3) 블로킹 커패시터가 전하를 균등하게 분배하기 때문에 다른 추가 제어회로 없이 인터리브 모듈 사이에서 전류가 균일하게 분담되었다.

References

- [1] C. C. Lin, L. S. Yang, and G. Wu, "Study of a non-isolated bidirectional DC-DC converter," IET Power Electronics, vol. 6, no. 1, pp. 30-37, 2013.
- [2] L. S. Yang and T. J. Liang, "Analysis and implementation of a novel bidirectional dc-dc converter," Industrial Electronics, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 1, pp. 422-434, 2012.
- [3] R. J. Wai and R. Y. Duan, "High-efficiency bidirectional converter for power sources with great voltage diversity," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 5, pp. 1986-1996, 2007.
- [4] J. P. Lee, H. Cha, D. Shin, K. J. Lee, D. W. Yoo, and J. Y. Yoo, "Analysis and design of coupled inductor for two-phase interleaved DC-DC converters," JOURNAL OF POWER ELECTRONICS, vol. 13, no. 3, pp. 339-348, 2013.
- [5] S. B. Monge, S. Alepuz, and J. Bordonau, "A bidirectional multilevel boost-buck DC-DC converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 8, pp. 2172-2183, 2011.
- [6] K. lin, X. Ruan, M. Yang, and M. Xu, "A hybrid fuel cell power system," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 4, pp. 1212-1222, 2009.
- [7] I. D. Kim, S. H. Paeng, J. W. Ahn, E. C. Nho, and J. S. Ko, "New bidirectional ZVS PWM sepic/zeta DC-DC converter," 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 555-560, 2007.
- [8] P. C. Tsai, C. C. Feng, and C. C. Chi, "A novel transformerless interleaved high step-down conversion ratio DC-DC converter with low switch voltage stress," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 10, pp. 5290-5299, 2014.