

친환경 자동차 HDC를 위한 고승압 소프트스위칭 양방향 컨버터

오세철¹, 박준성², 권민호³, 최세완[†]

High Gain Soft switching Bi-directional Converter for Eco-friendly Vehicle HDC

Se-Cheol Oh¹, Jun-Sung Park², Min-Ho Kwon³, and Se-Wan Choi[†]

Abstract - This paper proposes a non-isolated bidirectional soft-switching converter with high voltage for high step-up/down 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 which results in negligible surge caused leading to reduced switching losses. The validity of the proposed converter is proved through a 10kW prototype.

Keywords: non-isolated, bi-directional, soft-switched, high voltage gain, high step-up, high step-down, CCM, HDC

1. 서 론

세계적으로 환경오염 및 석유에너지 고갈에 대한 대책으로 전기자동차, 하이브리드자동차 및 연료전지 자동차 등 친환경 자동차에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 고전압 직류 변환장치(High voltage DC-DC Converter; HDC)는 구동용 배터리와 모터 사이에 위치하며 직류 링크 전압을 제어함과 동시에 배터리를 방전시켜 모터로 전력을 전달하는 부스트 동작과 모터의 회생에너지를 배터리로 충전하는 벡 동작을 수행한다. 이 HDC는 절연이 필요하지 않으므로 구조가 간단하고 소자의 수가 적은 하프브리지 비절연 양방향 DC-DC 컨버터^[1]가 주로 사용되어 왔다. 한편 일본의 도요다 프리우스의 최근 개발 동향을 보면 표 1과 같이 배터리의

가격과 셀전압의 불균형 문제로 배터리 공칭전압은 점차 낮아지고(<200V) 인버터 및 모터의 효율을 높이기 위해 직류링크 전압(>650V)은 점차 높아지는 추세이다^[2]. 따라서 이 경우 HDC는 높은 승·강압비를 갖는 동작이 필요하다. 그러나 기존 하프브리지 양방향 컨버터로 높은 승·강압비를 얻기 위해서는 큰 듀티를 사용해야 하므로 피크전류가 증대되고, 기생성분으로 인해 효율적으로 사용할 수 있는 승압비는 약 3배 정도로 제한된다. 또한 기본적으로 하프브리지 양방향 컨버터는 하드 스위칭 동작을 하여 EMI 문제가 있는데 듀티를 크게 사용하는 경우 이 문제는 더욱 심각해진다. 이러한 이유로 스위칭 주파수가 제한되어 고전력 밀도를 달성하기가 더욱 어렵게 된다.

기존의 높은 승강압비를 갖는 비절연 컨버터로서 결합 인덕터를 사용하는 방법^[3,4]은 작은 듀티 로도 피크 전류를 증대시키지 않고 높은 승압비를 달성할 수 있으나 누설 인덕턴스의 영향으로 인해 고효율을 달성하기 어렵다. 또한 인덕터를 사용하지 않고 높은 승·강압비를 얻을 수 있는 스위치드 커패시터 방식^[5,6]은 커패시터 개수가 많아지고 출력 전압 조절이 어렵다. 또한 이러한 고승압 컨버터들은 입력전류 리플이 크고 기본적으로 하드스위칭 방식이다.

Paper number: TKPE-2012-17-4-6 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: schoi@seoultech.ac.kr, Dept. of Electrical and Information Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

Tel: +82-2-970-6542 Fax: +82-2-972-2866

¹²³ Dept. of Electrical and Information Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

Manuscript received Feb. 29, 2012; accepted May 21, 2012

— 본 논문은 2011년 추계학술대회 외부장학금 수혜논문임

Table 1 Toyota Prius Battery Specifications^[2]

Feature		Model code			
		1997	2000	2004	2010
Battery	Modules	40	38	28	28
	Cells per module	6	6	6	6
	Total cells	240	228	168	168
	Cell Voltage	1.2	1.2	1.2	1.2
	Voltage total volts	288	273.6	201.6	201.6
	Capacity amp-hours	6	6.5	6.5	6.5
	Capacity watt-hours	1728	1778	1310	1310
Electric Motor	Operating voltage	288	273	500	650
	Power Kw (hp)	30(40)	33(44)	50(67)	60(80)

최근 고승압 응용에 적합한 비절연형 컨버터가 제안되었는데 이 고승압 컨버터^[7,8]는 고주파변압기를 사용하지 않고 기존 하프브리지 컨버터에 비해 승압비가 약 2배 높고 CCM(Continuous Conduction Mode)에서도 소프트 스위칭이 가능하며 스위치의 개수는 2배가 되지만 전압 정격이 절반 정도로 되어 600V정격의 IGBT나 MOSFET의 사용도 가능하게 하는 장점을 갖는다. 이같이 낮은 전압정격의 소자를 사용하고 소프트스위칭이 가능하므로 스위칭주파수를 더욱 올려 고전력 밀도를 달성할 수 있다.

본 논문에서는 소프트스위칭 고승압 컨버터^[7,8]에 양방향 동작을 적용한 HDC를 제안하고 최적의 스위칭기법을 제시한다. 제안한 양방향 소프트스위칭 고승압 컨버터는 소프트스위칭 고승압 컨버터^[7,8]와 동일한 장점을 가지며 또한 10kW급 시작품으로 기존 하프브리지 방식과의 비교를 통하여 제안한 방식의 타당성을 검증하고자 한다.

2. 제안하는 고승압 양방향 컨버터

제안하는 컨버터는 그림 1에서 보듯이 고전압과 저전압측에 각각 2개의 스위치, 저전압측 필터 인덕터 L_f 와 커패시터 C_f , 보조 인덕터 L_k 와 커패시터 C_k , 그리고 직렬 연결된 출력 커패시터 C_1 과 C_2 로 구성되며 필터 인덕터와 보조 인덕터, 스위치 내부의 커패시터를 이용하여 DCM에서 뿐만아니라 CCM에서도 자연스럽게 ZVS 및 ZCS를 성취할 수 있다. 또한 고전압측의 스위치 레그는 승압비를 높이고 소자들의 전압정격을 출력전압의 약 1/2로 낮추는 역할을 한다.

그림 2와 그림 3은 승압모드 동작시 주요 파형과 동작모드를 나타낸다. 그림 2에서 보듯이 저전압측 스위치 S_1 과 S_2 는 비대칭 상보적인 스위칭을 하며 고전압측 스위치 S_3 와 S_4 는 저전압측 스위치 S_1 과 S_2 보다 각각 D_{d3} , D_{d4} 만큼 늦게 턴온하고 동시에 턴오프 한다. 이때 D_{d3} 와 D_{d4} 에 따라 승압모드 동작시 스위치의 실효전류 및 ZVS 영역이 변하므로 최적의 D_{d3} 와 D_{d4} 를 구하는 것이 중요하며 식(1)과 식(2)와 같다^[9].

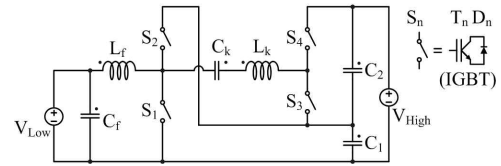


Fig. 1 proposed high gain soft switching bidirectional converter

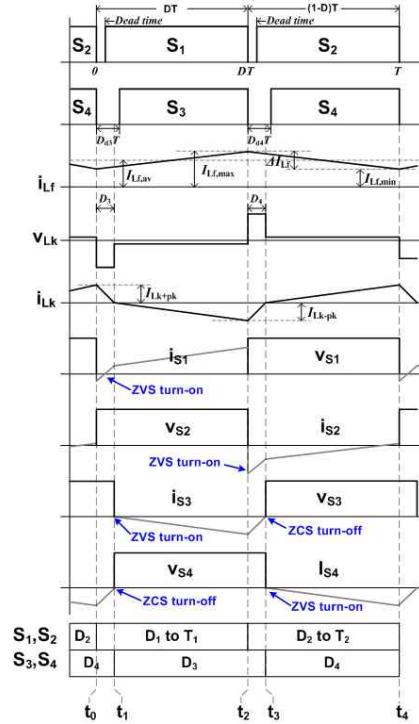


Fig. 2 Key waveforms for step-up operation of the proposed converter

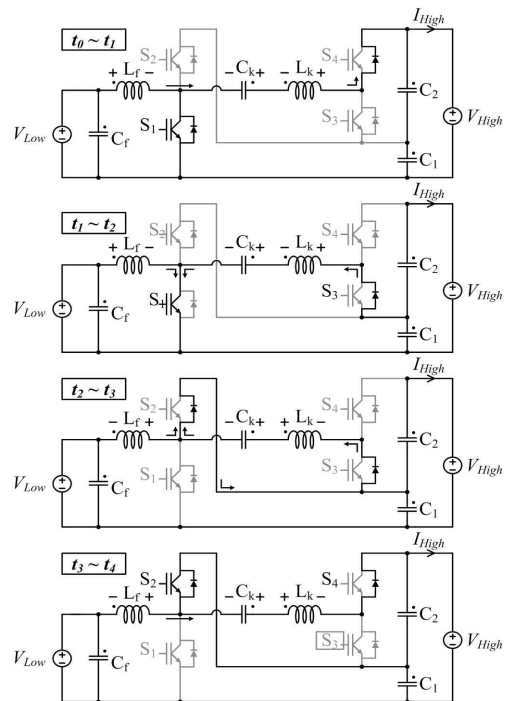


Fig. 3 Step-up operation modes of the proposed converter

$$D_{d3} = \frac{2 \cdot I_{High,av} \cdot L_k}{V_{C1} \cdot (1 - D - Dead\ Time) \cdot T_S} \quad (1)$$

$$D_{d4} = \frac{2 \cdot I_{High,av} \cdot L_k}{V_{C1} \cdot (D - Dead\ Time) \cdot T_S} \quad (2)$$

그림4와 그림5는 강압모드 동작시 주요파형과 동작모드를 나타내며 양방향 모드 전환을 고려하여 승압모드 동작과 동일한 스위칭 방법을 사용한다.

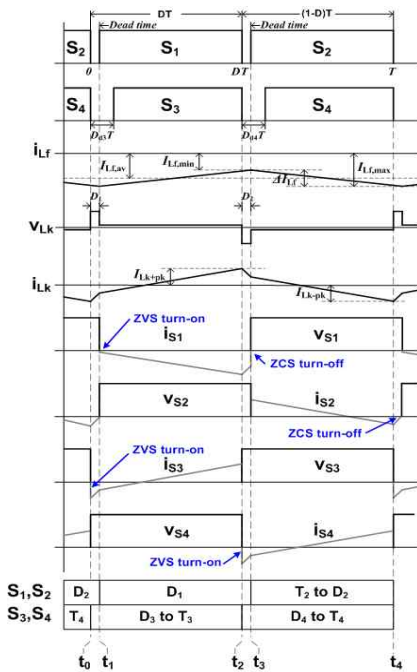


Fig. 4 Key waveforms for step-down operation of the proposed converter

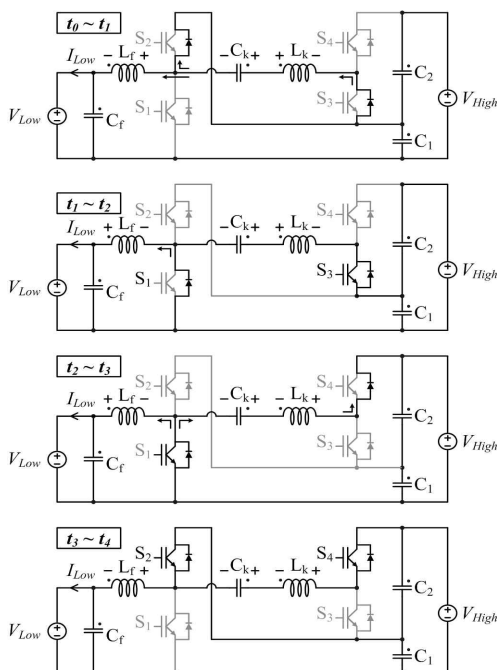


Fig. 5 Step-down operation modes of the proposed converter

Table 2 switching characteristic of the proposed converter

Operation mode		S ₁	S ₂	S ₃	S ₄
Step-down mode	Turn-on	ZVS	Hard switching	ZVS	ZVS
	Turn-off	ZCS	ZCS	Hard switching	Hard switching
Step-up mode	Turn-on	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS
	Turn-off	Hard switching	Hard switching	ZCS	ZCS

2.1 제안하는 컨버터의 동작원리

2.1.1 승압모드

모드 1 (t₀~t₁)

t₀에서 스위치 S₂와 S₄가 턴오프 되면 I_{Lk}에 흐르던 전류를 유지하기 위해 스위치 S₂의 채널 T₂로 흐르던 전류는 스위치 S₁의 내부다이오드 D₁으로 흐른 후 T₁으로 흐름으로써 ZVS 턴온을 성취한다. 이때 보조 인덕터 L_k에는 큰 음의 전압이 걸리므로 양의 방향으로 흐르던 전류 I_{Lk}는 급격하게 감소하며 0이 되는 순간 다음모드가 시작된다.

모드 2 (t₁~t₂)

I_{Lk}가 0이 되면 스위치 S₄의 내부다이오드 D₄로 흐르던 전류는 ZCS 오프를 하게 되고 스위치 S₃의 내부다이오드 D₃로 흐름으로써 I_{Lk}는 음의방향으로 충전하게 된다. 이때 스위치 S₁과 S₃이 턴오프 되면 다음모드가 시작된다.

모드 3 (t₂~t₃)

스위치 S₁과 S₃이 턴오프 되면 I_{Lk}에 흐르던 전류를 유지하기 위해 스위치 S₁의 채널 T₁으로 흐르던 전류는 스위치 S₂의 내부 다이오드 D₂로 흐르면서 ZVS 턴온을 성취한다. 이때 L_k에는 큰 양의 전압이 걸리므로 음의 방향으로 흐르던 전류 I_{Lk}는 급격하게 감소하며 0이 되는 순간 다음모드가 시작된다.

모드 4 (t₃~t₄)

I_{Lk}가 0이 되면 스위치 S₃의 내부다이오드 D₃로 흐르던 전류는 ZCS 오프를 하게 되고 스위치 S₄의 내부다이오드 D₄로 도흐름으로써 I_{Lk}는 양의방향으로 충전하게 된다. 이후, 보조 인덕터 전류 I_{Lk}가 증가하여 필터 인덕터 전류 I_{Lf}가 같아지면 스위치 S₂의 내부다이오드 D₂로 흐르던 전류는 채널 T₂로 도통하게 된다. 스위치 S₂과 S₄가 턴오프 되면 모드 1을 반복한다.

2.1.2 강압모드

모드 1 (t₀~t₁)

t₀에서 스위치 S₂와 S₄가 턴오프 되면 I_{Lk}는 흐르던 전

류를 유지하기 위해 스위치 S_4 의 채널 T_4 로 흐르던 전류는 스위치 S_3 의 내부 다이오드 D_3 로 흐름으로써 ZVS 턴온을 성취한다. 이때 L_K 에는 큰 양의 전압이 걸리므로 음의 방향으로 흐르던 전류 I_{Lk} 는 급격하게 감소한다. I_{Lf} 와 I_{Lk} 가 같아지면서 다음모드가 시작된다.

모드 2 ($t_1 \sim t_2$)

음의 방향으로 흐르던 I_{Lk} 가 감소하여 I_{Lf} 과 같아지면 스위치 S_2 의 내부다이오드 D_2 에 흐르는 전류는 스위치 S_1 의 D_1 으로 흐른다. 이후, I_{Lk} 가 감소하여 0까지 방전하면 스위치 S_3 을 켜주면 ZVS 턴온을 성취한다. 이때 스위치 S_1 과 S_3 이 턴오프 되면 다음모드가 시작된다.

모드 3 ($t_2 \sim t_3$)

스위치 S_1 과 S_3 가 턴오프 되면 I_{Lk} 는 흐르던 전류를 유지하기 위해 스위치 S_3 의 채널 T_3 로 흐르던 전류는 스위치 S_4 의 내부 다이오드 D_4 로 흐름으로써 ZVS 턴온을 성취한다. 이때 L_K 에는 큰 음의 전압이 걸리므로 양의 방향으로 흐르던 전류 I_{Lk} 는 급격하게 감소한다. 이때 스위치 S_2 가 턴온 되면 다음모드가 시작된다.

모드 4 ($t_3 \sim t_4$)

스위치 S_2 가 턴온 되면 I_{Lk} 는 흐르던 전류를 유지하기 위해 스위치 S_2 의 채널 T_2 와 스위치 S_4 의 내부다이오드 D_4 로 흐르며 I_{Lk} 가 0까지 방전한 후 역방향으로 흐르면 스위치 S_4 을 켜주면 ZVS 턴온을 성취한다. 이후, 음의 방향으로 흐르던 I_{Lk} 가 증가하여 I_{Lf} 가 같아지면 스위치 S_2 의 채널 T_2 로 흐르던 전류가 D_2 로 흐르게 된다. 스위치 S_2 과 S_4 가 턴오프 되면 모드 1을 반복한다.

제안하는 컨버터의 승압비는 식(3)과 같이 기존 하프 브리지 컨버터보다 약 2배의 승압비를 갖기 때문에 고 승압 응용에 적합하며 출력전압은 다음과 같다.

$$V_{High} = \frac{2}{1 - D_{eff}} V_{Low} \tag{3}$$

$$D_{eff} = D - \Delta D \tag{4}$$

$$\Delta D = D_3 + D_4 \tag{5}$$

여기서 D_{eff} 는 유효 듀티이며 이는 제어 회로에서 결정된 듀티 D 와 듀티손실 ΔD 의 차이이며 그림 2에서 보듯이 보조 인덕터 전류의 기울기에 의해 발생되며 D_3 와 D_4 는 다음과 같다.

$$D_3 = \frac{I_{Lk+pk} \cdot L_k}{V_{C1} \cdot T_S} \tag{6}$$

$$D_4 = \frac{I_{Lk-pk} \cdot L_k}{V_{C1} \cdot T_S} \tag{7}$$

보조 인덕터의 각 피크전류는 다음과 같다.

$$I_{Lk+pk} \approx \frac{2 \cdot I_{High,av}}{(1 - D)} \tag{8}$$

$$I_{Lk-pk} \approx \frac{2 \cdot I_{High,av}}{D} \tag{9}$$

각 커패시터의 정상상태 전압은 다음과 같다.

$$V_{C1} = \frac{1}{1 - D} V_{Low} \tag{10}$$

2.2 제안하는 컨버터의 전압전달비

Table 3 Comparison of component ratings

		Conventional 2-phase Half-bridge Bidirectional converter		Proposed 2-phase high step-up soft-switching Bidirectional converter	
		Rating	Components	Rating	Components
Switching frequency		15kHz		15kHz	
Duty cycle		0.66 ~ 0.84		0.33 ~ 0.66	
S_1, S_3	V_{pk}, I_{rms}	600V, 37A	SKM100GB128D	310V, 50A	SKM100GB063D
S_2, S_4		600V, 19A		310V, 28A	
S_5, S_7		-		290V, 27A	
S_6, S_8		-		290V, 33A	
Inductor (Energy volume : L_i^2)	L_{f1}, L_{f2}	600uH×2, 50A (2.98pu)	Powder core 1150uH@0A	200uH×2, 50A (1pu)	Powder core 290uH@0A
	L_{k1}, L_{k2}	-	-	8uH×2, 41A	Powder core 8uH
Capacitor (Energy volume : C_v^2)	C_{fH}	30uF, 600V (2pu)	UNL7W50K-F 50uF, 600V	30uF×2, 300V (1pu)	UNL6W30K-F 30uF, 600V
	C_k	-	-	30uF×2, 300V	UNL6W30K-F 30uF, 600V

$$V_{C2} = \frac{1}{1-D} V_{Low} - \Delta V \tag{11}$$

$$V_{Ck} = V_{C1}D + V_{C2}(1-D) \tag{12}$$

출력 전압은 출력 커패시터 전압의 합으로 구할 수 있다.

$$V_{High} = V_{C1} + V_{C2} = \frac{2}{1-D} V_{Low} - \Delta V \tag{13}$$

식 (3), (4), (13)을 정리하면 ΔV 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta V = \frac{2 \cdot \Delta D}{(1-D) \cdot (1-D + \Delta D)} V_{Low} \tag{14}$$

식 (3)~(10)를 정리하면 승압모드 전압전달비는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{V_{High}}{V_{Low}} = \frac{2DV_{Low}}{V_{Low}(1-D) + 2I_{High}L_kf_s} \tag{15}$$

이와 같은 방법으로 강압모드 전압전달비를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{V_{Low}}{V_{High}} = \frac{DV_{High} - 2L_kI_{Low}f_s}{2(V_{High} - 2L_kI_{Low}f_s)} \tag{16}$$

그림 6은 그림7의 기존의 하프브리지 양방향 컨버터와 식(15)와 식(16)을 이용한 제안하는 컨버터의 승·강압모드 전압전달비를 나타낸다.

3. 기존 컨버터와 제안하는 컨버터의 소자정격 비교 및 설계

대전류 응용에서 인터리빙 기법을 이용하면 전류분담

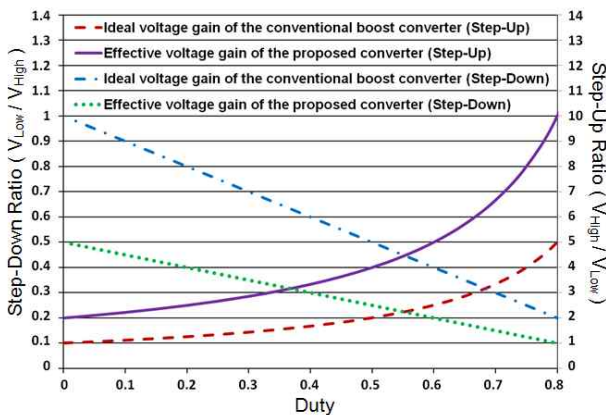


Fig. 6 Voltage gain ($P_o=10kW, L_k=8\mu H, f_s=15kHz$)

이 가능하고 수동소자의 크기가 줄어드는 장점이 있다. 제안한 컨버터는 기존의 하프브리지 양방향 컨버터와 마찬가지로 동일하게 인터리빙 기법을 이용할 수 있다. 본 절에서는 기존의 2상 하프브리지 양방향 컨버터와 제안하는 2상 고승압 소프트스위칭 양방향 컨버터를 아래와 같은 사양으로 설계하여 비교한다.

- $P_o = 10kW$ • $V_{Low} = 100V \sim 200V$ • $V_{High} = 600V$
- $f_s = 15kHz$ • $\Delta V_{High} = \pm 3\%$ • $\Delta I_{Low} = \pm 5\%$

표 3에서 보듯이 기존 2상 하프브리지 양방향 컨버터는 0.66~0.84의 높은 듀티를 사용하지만 제안하는 2상 고승압 소프트스위칭 양방향 컨버터는 0.33~0.67의 낮은 듀티를 사용하여 동일한 전압전달비를 얻을 수 있는 장점을 갖는다. 또한 스위치의 전압정격이 약 1/2로 감소되어 $R_{DS(ON)}$ 이나 $V_{ce(Sat)}$ 이 작은 소자를 선정할 수 있어 스위치의 도통손실과 다이오드의 턴오프 손실을 감소시킬 수 있다. 또한 수동소자 측면에서도 기존에 비해 인덕터와 커패시터에 각각 약 1/2의 전압이 걸리므로 인덕턴스가 작고 전체 에너지량이 1/2로 감소되는 장점을 갖는다.

그림 7과 그림 8과 같이 시작품 설계시 소자의 정격 마진을 고려하여 전압, 전류정격은 약 1.5~2배로 선정하였으며 인덕터의 DC-bias를 고려하여 인덕턴스를 선정하였다. 또한 제안한 컨버터의 소프트스위칭 조건을 만족하기 위해 보조인덕턴스 L_k 는 8 μH 로 설계하였다.

4. 실험 결과

제안한 컨버터의 타당성을 입증하기 위해 3절의 설계 사

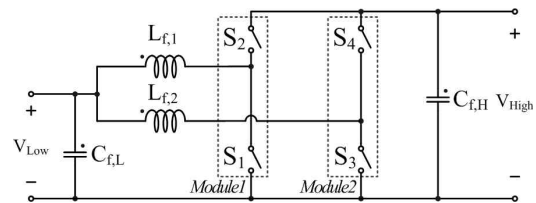


Fig. 7 Schematic of the implemented circuit for conventional 2-phase half-bridge bidirectional converter

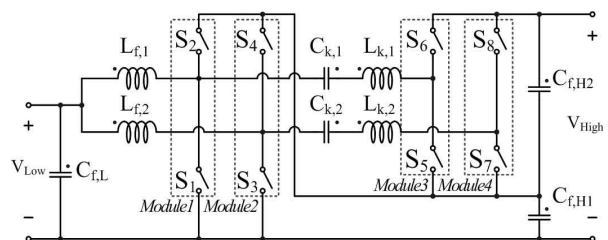
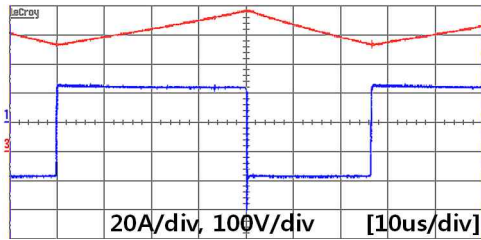


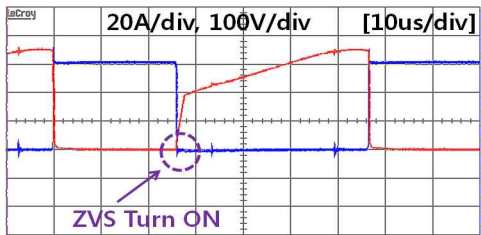
Fig. 8 Schematic of the implemented circuit for proposed 2-phase high gain soft switching bidirectional converter

양으로 제안한 컨버터와 기존 컨버터를 제작한 후 동작 검증 및 효율 비교 분석하였다.

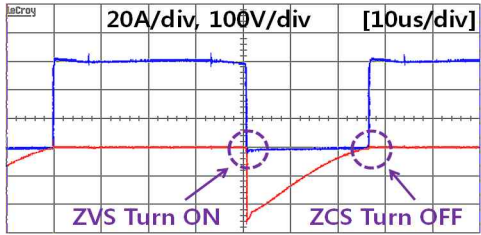
그림 9(a)는 승압 동작시 필터 인덕터의 전압, 전류 파형이며 인덕터의 전류가 CCM에서 동작함을 볼 수 있다. 그림 9(b)는 스위치 S_1 의 ZVS 턴온 되는 파형이며 그림 9(c), (d), (e)는 스위치 S_2, S_3, S_4 의 ZVS 턴온 및 ZCS 턴오프 되는 파형을 나타낸다.



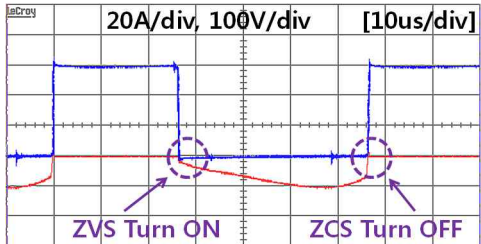
(a)



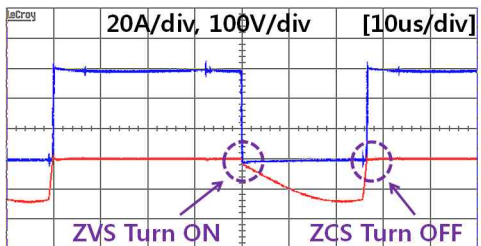
(b)



(c)



(d)

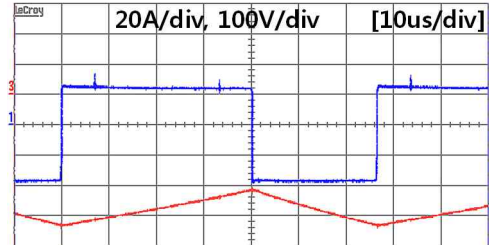


(e)

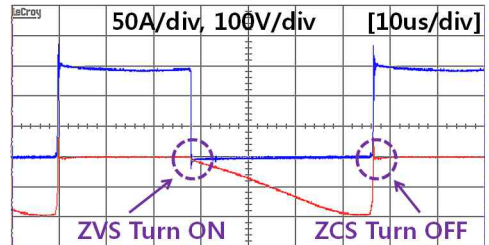
Fig. 9 Experimental waveforms of Step-up operation. ($P_o=10kW, V_{Low}=120V, f_s=15kHz$) (a) V_{L1}, I_{L1} (b) V_{S1}, I_{S1} (c) V_{S2}, I_{S2} (d) V_{S3}, I_{S3} (e) V_{S4}, I_{S4}

그림 10(a)는 강압동작시 전압, 전류 실험파형이며 필터 인덕터의 전류가 CCM에서 동작함을 볼 수 있다.

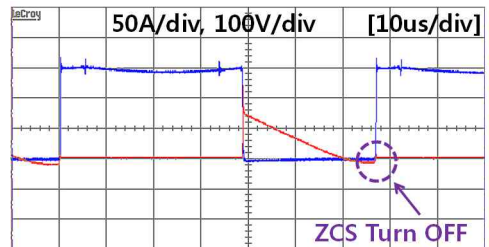
그림 10(b)는 스위치 S_1 의 ZVS 턴온 및 턴오프 되는 파형이며 그림 10(c)는 스위치 S_2 의 ZCS 턴오프되는 파형이다. 또한 그림 10(d), (e)는 스위치 S_3 과 S_4 의 ZVS 턴온되는 파형을 나타낸다.



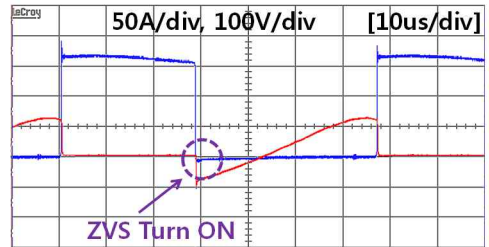
(a)



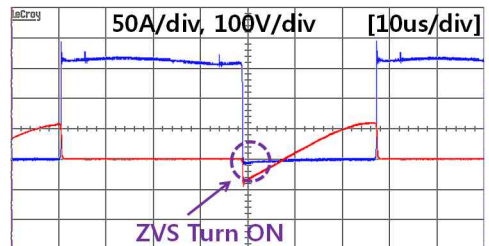
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 10 Experimental waveforms of Step-down operation. ($P_o=10kW, V_{Low}=120V, f_s=15kHz$) (a) V_{L1}, I_{L1} (b) V_{S1}, I_{S1} (c) V_{S2}, I_{S2} (d) V_{S3}, I_{S3} (e) V_{S4}, I_{S4}

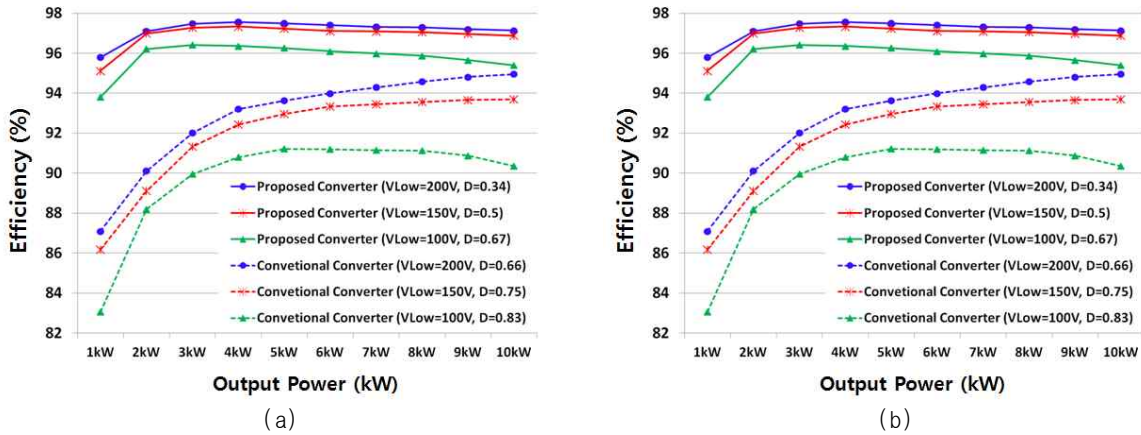


Fig. 11 Measured efficiency according to variation of low side voltage ($V_{High}=600V$, $f_s=15kHz$)
 (a) Step-up operation (b) Step-down operation

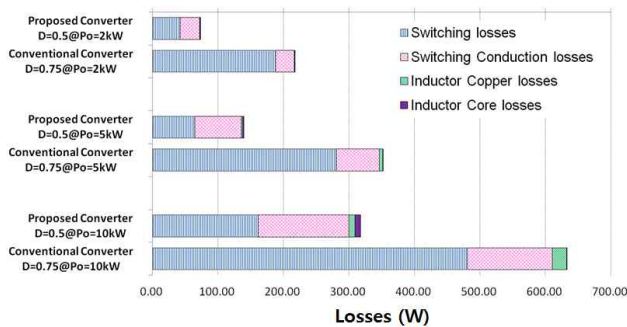


Fig. 12 Loss analysis of the step-up mode ($V_{High}=600V$, $V_{Low}=150V$, $f_s=15kHz$)

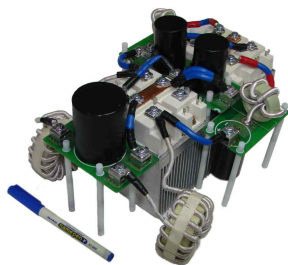


Fig. 13 Photograph of 10kW prototype of the proposed converter

그림 11은 기존 2상 양방향 컨버터와 제안한 2상 양방향 컨버터의 저전압측 전압 변동에 따른 효율을 비교하기 위해 전력 분석기(YOKOGAWA WT3000)를 이용하여 측정하였다. 그림 11(a)는 승압모드시 측정 효율을 나타내며 그림 11(b)는 강압모드시 측정 효율을 나타낸다. 그림 11에서 보듯이 승·강압비가 3~6배 일 때 대부분의 부하 영역에서 제안한 컨버터의 효율이 기존 컨버터보다 높게 측정되었으며, 소프트스위칭으로 인해 경부하로 갈수록 효율향상이 현저하게 나타났다. 또한 제안한 컨버터는 승·강압 모드 동작시 전 부하영역에서 92%이상의 고효율을 달성하였으며 승압 모드시 최고 효율 97.56%, 강압 모드시 최고 효율 97.14%가 측정되었다.

그림 12는 제안한 컨버터와 기존 컨버터의 측정 효율을 분석하기 위하여 승압 동작시 각부의 손실을 부하상황에 따라 계산하여 나타내었다. 제안한 컨버터는 낮은 스위칭 전압정격으로 E_{on} 과 E_{off} 가 작은 소자의 선정이 가능하고 소프트스위칭을 달성하기 때문에 그림 12와 같이 기존 컨버터에 비해 현저히 낮은 스위칭 손실을 가지는 것을 볼 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 고승압, 대전력 응용에 적합한 고승압 소프트스위칭 양방향 컨버터를 제안하고 최적의 스위칭 기법을 제시한다. 제안한 컨버터는 소자수는 증가했지만 다음과 같은 장점을 갖는다.

- 승·강압비가 기존 양방향 컨버터의 약 2배.
- CCM에서도 스위치의 소프트스위칭 성취.
- 인덕터 및 커패시터 소자들의 총 에너지량이 작음.
- 스위치의 개수는 2배로 되나 전압정격은 약 1/2배가 되어 전압강하가 작은 소자 선정으로 도통손실 감소.

10kW의 시제품으로 제안하는 컨버터의 타당성을 검증하였으며 6배 승압시 96%, 6배 강압시 95%의 평균효율을 각각 달성하였다.

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (2010-0014433)

참고 문헌

[1] Junhong Zhang, J.S. Lai, "High-Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional dc-dc

Converter", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 4, pp. 1-7, July 2007.

- [2] <http://www.toyotapriusbattery.com>
- [3] 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, April 2002.
- [4] 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, March 2005.
- [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, Aug. 1997.
- [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, Aug. 2003.
- [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, May 2010.
- [8] S. Park, Y. Park, S. Choi, W. Choi, K. Lee "Soft-switched interleaved boost converters for high step-up and high power applications", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 26, No. 10, pp. 2906-2914, Oct. 2011.
- [9] S. Oh, B. Jung, S. Kim, S. Park, S. Choi, "High Gain Soft switching Bi-directional converter for Hybrid Electric Vehicle HDC", *KIPE Annual Autumn Conference 2011*, pp. 1-2, 2011.



오세철(吳世哲)

1981년 5월 22일생. 2008년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2012년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사).



박준성(朴峻成)

1982년 4월 26일생. 2009년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2011년 동 대학 에너지환경대학원 신에너지공학과 졸업(석사) 2011년~현재 동 대학원 박사과정.



권민호(權民浩)

1985년 8월 17일생. 2012년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 제어계측공학과 석사과정.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공박). 1996년~1997년 삼성전기 종합 연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울과학기술대 전기정보공학과 교수. 당 학회 국제이사.