https://doi.org/10.6113/TKPE.2020.25.5.343

DC 배전을 위한 다중 모드 단일 인덕터 컨버터

김지연[1], 김재국†

Multi-Mode Single Inductor Converter for DC Grid System with a Battery

Ji-Yeon Kim[1] and Jae-Kuk Kim†

Abstract

This study proposes a new single inductor converter for DC grid systems. A conventional system is composed of two independent converters for controlling battery and load. This system is simple but it has two inductors that affect power density and efficiency. The proposed converter can reduce the number of inductors by integrating the two converters and relieve voltage stress on switches by using a battery switching cell. Accordingly, power density and efficiency can be improved using a single inductor and lower voltage-rated switches. A prototype of a 500 W converter is built, and each mode is experimented on to confirm the validity of the proposed converter.

Key words: Battery, DC/DC converter, DC grid system, Multi-mode, Single inductor

1. 서 론

최근 DC 전원을 필요로 하는 신재생 에너지 발전과 DC 부하가 늘어남에 따라 DC 배전에 대한 관심이 증가하고 있다[1],[2]. DC 배전 시스템은 각 기기마다 내부 AC/DC 전력변환이 제거되어 전체 변환 효율 및 전력밀도 개선이 가능하다[3],[4].

이러한 DC 배전은 DC 부하와 더불어 배터리와도 연결되어 사용된다. 신재생 에너지의 간헐적인 특성 때문에 이를 기반으로 하는 DC 배전 시스템은 안정적인 전력 계통을 위해 배터리를 필요로 한다[5],[6]. 배터리를 이용하면 전력망의 정전이 발생한 경우 독립적으로 전력을 공급하는 island모드 운전이 가능하며, 저부하에서 충전된 에너지를 고부하에서 사용함으로써 DC 배전의 부담을 줄여주고 효율적으로 에너지를 사용할 수 있다[7],[8]. 이러한 배터리의 가격은 점차 감소하는 추세이며, 따라서 DC 배전 시스템에 더욱 용이하게 적용되고 있다[9].

일반적으로 기존의 DC 배전 시스템은 DC 부하와 배터리를 제어하기 위해 그림 1과 같이 두 개의 컨버터가 병렬 연결된 구조이다[1],[10],[11]. DC 부하에 적합한 전력 전달을 위해 감압 컨버터, 배터리를 충/방전을 위해 양방향 컨버터가 각각 사용된다. 기존 회로는 단순한 구조를 가졌지만 두 개의 인덕터가 필수적이므로 낮은 전력밀도를 가진다. 또한 모든 스위치 전압이 DC 배전전압으로 클램핑되므로 비교적 높은 전압 스트레스를 가진다.

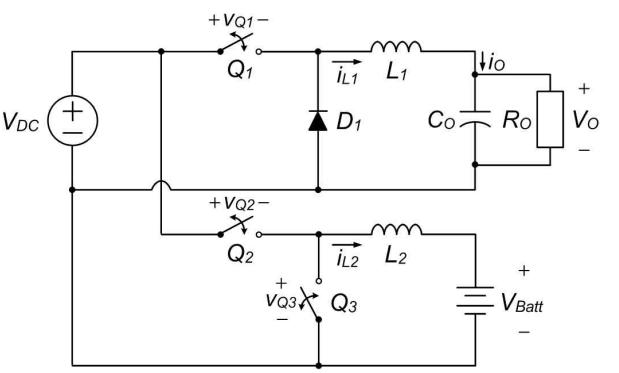


Fig. 1. Circuit diagram of the conventional converter.

따라서 본 논문에서는 DC 배전을 위한 새로운 다중 모드 단일 인덕터 컨버터를 제안한다. 제안하는 회로는 감압 컨버터와 양방향 컨버터가 결합된 구조로, 배터리 스위칭 셀을 사용하여 인덕터의 개수를 줄일 수 있다. 일반적으로 인덕터의 부피는 반도체 소자에 비해 크기 때문에 제안하는 회로는 높은 전력밀도를 가질 수 있다[12]. 또한 스위치의 전압 스트레스를 낮추어 비교적 낮은

Paper number: TKPE-2020-25-5-2
Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281
† Corresponding author: jkkim99@inha.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Inha University
Tel: +82-32-860-7405 Fax: +82-32-863-5822
[1] Dept. of Electrical Eng., Inha University
Manuscript received Jan. 31, 2020; revised Feb. 12, 2020; accepted Mar. 5, 2020
— 본 논문은 2019년 추계학술대회 우수추천논문임

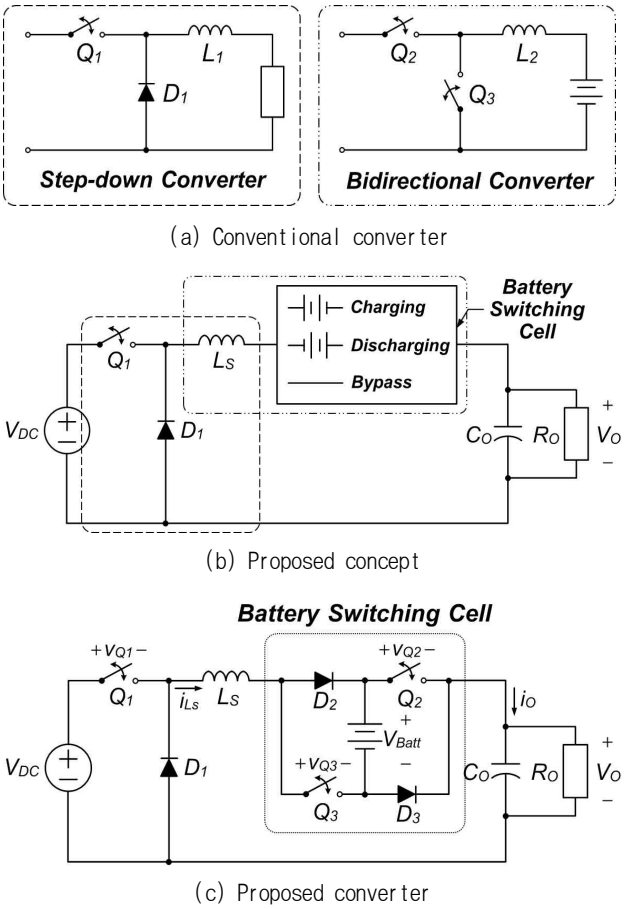


Fig. 2. Derivation of the proposed converter.

전압 정격의 스위치 사용이 가능하다. 스위치의 전압 정격이 낮을수록 낮은 $R_{ds(on)}$을 가질 수 있기 때문에 제안하는 회로는 낮은 도통 손실을 가질 수 있다. 따라서 제안하는 회로는 기존회로에 비해 높은 전력밀도 및 높은 효율 달성이 가능하다. 제안하는 회로의 타당성을 입증하기 위해 500W급 시제품을 제작하여 각 모드별 실험을 진행하였다.

2. 제안하는 회로의 구성 및 동작 분석

2.1 제안하는 회로의 구성

기존의 회로는 그림 2(a)와 같이 감압 컨버터와 양방향 컨버터로 구성된다. 단순한 구조를 가지며 독립적으로 동작할 수 있지만 두 개의 인덕터를 가지기 때문에 낮은 전력밀도를 가질 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 두 컨버터는 그림 2(b)와 같이 결합되며 이때 두 인덕터 L_1과 L_2는 단일 인덕터 Ls로 결합된다. 단일 인덕터 Ls만으로 DC 배전 시스템에 요구되는 동작을 수행하기 위해 본 논문에서는 스위치와 다이오드로 구성된 배터리 스위칭 셀을 사용한다. 배터리 스위칭 셀을 통해 배터리는 충/방전 그리고 우회가 가능하다. 그림 2(c)는 제안하는 회로를 나타낸다. 이때 V_{DC}는 DC 배전 전압, V_O는 출력전압, V_{Batt}는 배터리 전압이다.

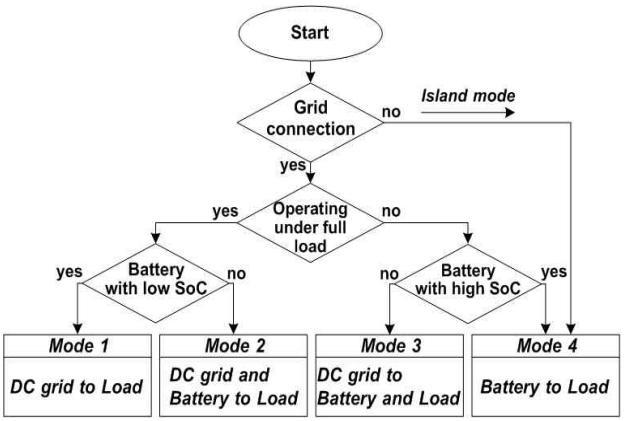


Fig. 3. Flow chart for mode selection.

2.2 제안하는 회로의 동작

제안하는 단일 인덕터 컨버터의 동작은 4가지 모드로 나뉜다. 그림 3은 모드 선택 흐름도, 그림 4는 동작 모드, 그림 5는 정상상태에서의 주요 파형을 나타내었다.

Mode 1: DC 배전과 정상적으로 연결되어 있으며 고부하 상황에서 배터리가 충분히 충전되어 있지 않은 경우, 오직 DC 배전에서 부하로 전력을 전달한다. 이때 배터리는 충/방전 되지 않는다. 그림 4(a)와 같이 벅 컨버터와 동일하게 동작하며, 그림 5(a)와 같이 Q_1이 켜지면 $(V_{DC}-V_O)/Ls$의 기울기로 인덕터 전류가 증가하고, Q_1이 꺼지면 $-V_O/Ls$의 기울기로 인덕터 전류가 감소한다. 한편 Q_2는 항상 켜져 있으며 Q_3는 항상 꺼져있다.

Mode 2: 이 모드는 DC 배전과 연결되어 있으며 고부하 상황에서 배터리가 충분히 충전되어 있는 경우에 동작한다. DC 배전과 배터리가 동시에 부하로 전력을 전달하기 때문에 그림 4(b)와 같이 DC 배전전압과 배터리 전압이 직렬로 더해지는 동작을 수행한다. 그림 5(b)와 같이 Q_1과 Q_3가 켜지면 $(V_{DC}+V_{Batt}-V_O)/Ls$의 기울기로 인덕터 전류가 증가하고, 꺼지면 $-V_O/Ls$의 기울기로 인덕터 전류는 감소한다. 이때 Q_2는 항상 켜져 있다.

Mode 3: DC 배전이 부하에 전력을 전달하고 남은 전력으로 배터리를 충전하는 모드이다. 본 모드는 DC 배전과 정상적으로 연결되어있으며 고부하 상황에서 동작하지 않고 배터리가 충분히 충전되어 있지 않은 경우에 동작한다. 그림 4(c)에서 Q_1과 Q_2가 동시에 켜지며 부하로 전력을 전달할 때의 듀티비를 D_{M3}, Q_1은 켜지고 Q_2는 꺼지며 부하와 배터리로 동시에 전력을 전달할 때의 듀티비를 D_B라 정의한다. 그림 5(c)와 같이 D_{M3}에서 $(V_{DC}-V_O)/Ls$의 기울기로 인덕터 전류가 증가하며, D_B에서는 $(V_{DC}-V_{Batt}-V_O)/Ls$의 기울기로 인덕터 전류가 감소한다. D_B 이후에 환류하며 $-V_O/Ls$의 기울기로 인덕터 전류가 감소한다.

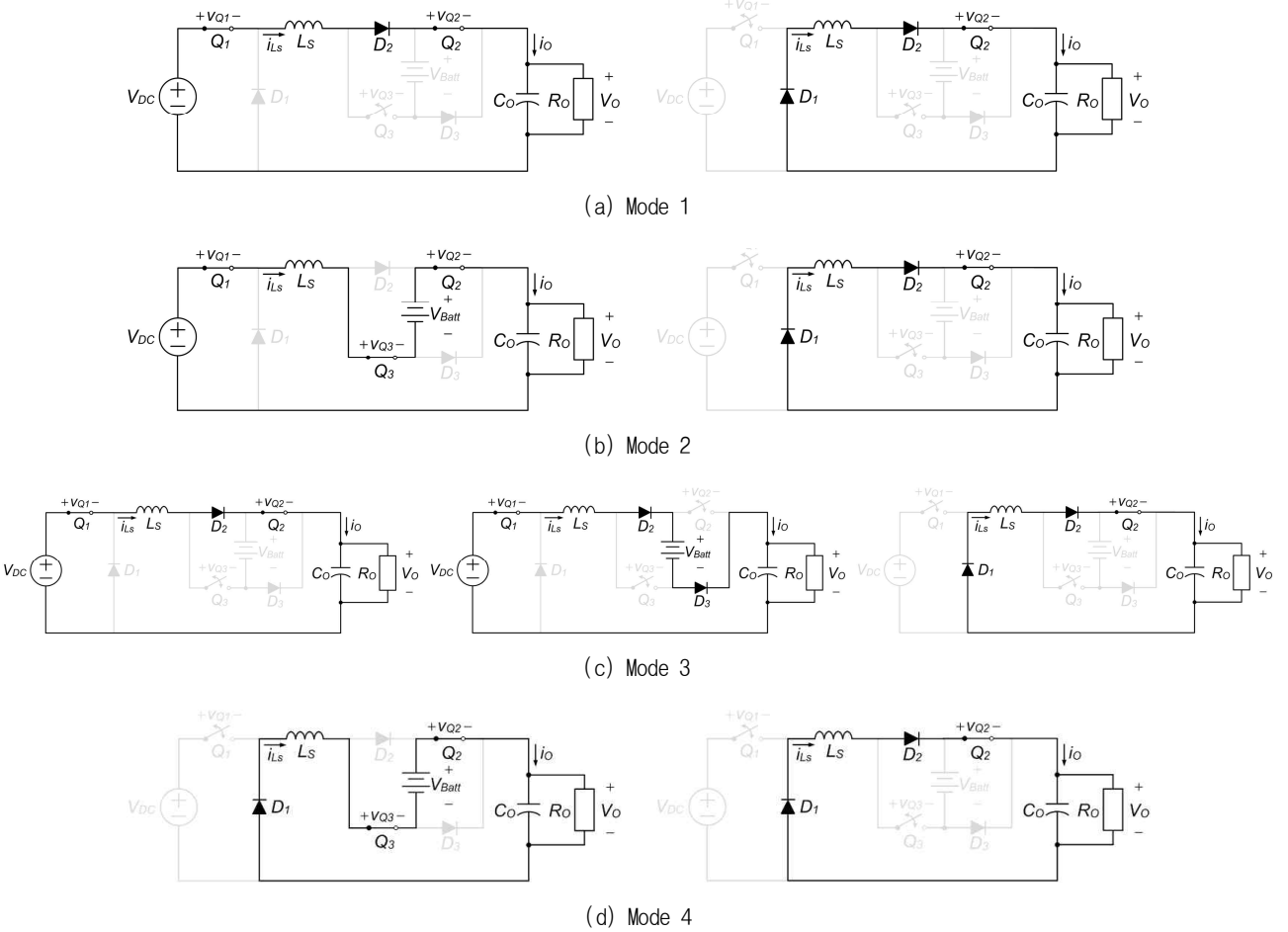


Fig. 4. Topological states of the proposed converter.

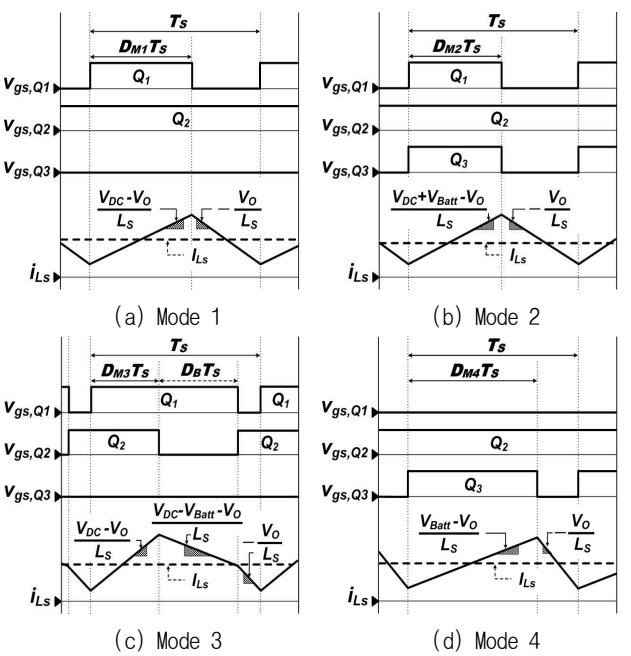


Fig. 5. Key waveforms.

Mode 4: DC 배전망의 정전이 발생한 경우 혹은 고부하가 아닌 상황에서 배터리가 부하조건을 만족할 수 있는 경우 독립적으로 전력을 공급하기 위해 오직 배터리에서 부하로 전력을 전달하는 island 모드로 동작한다. 그림 5(d)와 같이 Q_3가 켜지면 V_{Batt}/Ls의 기울기로 인덕터 전류가 증가하며, 꺼지면 $-V_O/Ls$의 기울기로 인덕터 전류가 감소한다. 이때 Q_1은 항상 꺼져있으며 Q_2는 항상 켜져 있다.

3. 제안하는 회로의 특징 분석

3.1 스위치의 전압 및 전류 스트레스

그림 6은 DC 배전전압 380V, 배터리 전압 250V, 출력 전압 200V 그리고 출력 전력 500W로 가정했을 때, 각 반도체 소자의 전압 및 전류 스트레스를 나타낸다. 기존 회로의 스위치는 모두 DC 배전전압 V_{DC}로 클램핑 되지만, 제안하는 회로의 경우 배터리 스위칭 셀에 위치한 Q_2와 Q_3가 배터리 전압 V_{Batt}로 클램핑 된다. 따라서 제안하는 회로의 Q_2와 Q_3는 기존의 회로에 비해 낮은 전압정격의 스위치를 사용할 수 있다.

한편 제안하는 회로의 경우 직렬 연결된 구조이기 때문에 출력전류 I_O가 모든 스위치와 다이오드에 흐르게 된다. 반면 기존회로의 경우 스위치 Q_2와 Q_3는 배터리

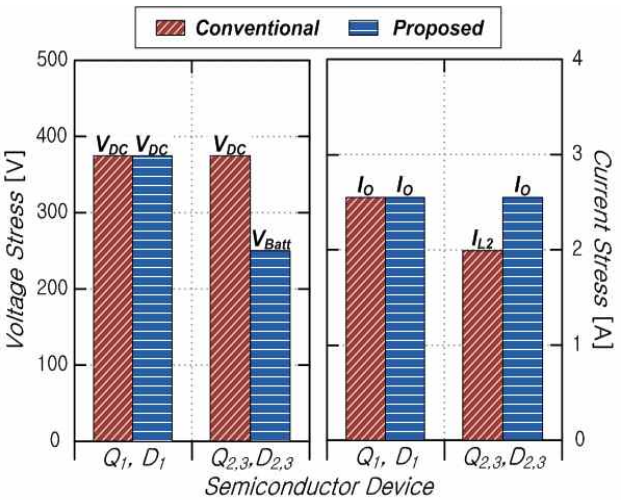


Fig. 6. Voltage and current stresses on semiconductor devices.

충/방전회로 즉, 양방향 컨버터에 위치해 있기 때문에 Q_2와 Q_3에 흐르는 전류는 인덕터 L_2에 흐르는 전류 I_{L2}와 같다. 기존회로의 감압 컨버터와 양방향 컨버터는 각각 독립적으로 움직이기 때문에 전체 전력은 두 컨버터에 나뉘어 흐르게 된다. 따라서 양방향 컨버터는 제안하는 회로에 비해 비교적 작은 전력을 다루게 되고, 양방향 컨버터에 위치한 기존회로의 스위치 Q_2와 Q_3에는 제안회로에 비해 낮은 전류가 흐르게 된다. 그러나 제안하는 회로는 높은 전류 스트레스에도 불구하고 줄어든 인덕터 개수와 낮은 전압 정격의 소자 사용으로 인해 코어 및 도통 손실이 감소할 수 있다. 따라서 제안하는 회로는 기존회로에 비해 높은 효율을 달성할 수 있다.

3.2 인덕터 설계

인덕터를 설계하기 위해 각 인덕터의 인덕턴스와 코어가 선정되어야 한다. 인덕턴스는 인덕터에 흐르는 최대 전류 리플을 고려하여 다음과 같이 설계된다.

$$L_1 \geq \frac{V_{DC}-V_O}{x \times i_{L1,avg}} \frac{1}{f_S} D \tag{1}$$

$$L_2 \geq \frac{V_{Batt}}{x \times i_{L2,avg}} \frac{1}{f_S} D \tag{2}$$

$$L_S \geq \frac{V_{DC}+V_{Batt}-V_O}{x \times i_{Ls,avg}} \frac{1}{f_S} D \tag{3}$$

여기서 x는 전류리플 계수, $i_{L1,avg}$, $i_{L2,avg}$, $i_{Ls,avg}$는 각 인덕터에 흐르는 평균 전류, f_S 는 스위칭 주파수 그리고 D는 각 모드에서의 듀티비이다. 위의 식을 출력 전류 i_O와 배터리 전류 i_{Batt}를 이용하여 나타내면 다음과 같다.

$$L_1 \geq \frac{V_{DC}-V_O}{x \times i_O} \frac{1}{f_S} D \tag{4}$$

TABLE I
CORE DESIGN PARAMETERS

	Conventional		Proposed
	L_1	L_2	L_S
L	1.61 mH	2.52 mH	1.30 mH
$i_{L,max}$	2.92 A	1.36 A	3.25 A
$i_{L,rms}$	2.51 A	1.13 A	2.54 A
B_{max}	0.45 T		
K_u	0.15		
J	500 A/cm^2		
Calculated A_p	34319 mm^4	11501 mm^4	31755 mm^4
Core type	330125×2ea (A_P=39379 mm^4)	234125×2ea (A_P=11562 mm^4)	330125×2ea (A_P=39379 mm^4)
Wire	0.8ø×84turns	0.55ø×115turns	0.8ø×76turns
Volume	23091 mm^3	8997 mm^3	23091 mm^3

$$L_2 \geq \frac{V_{Batt}}{x \times i_{Batt}} \frac{1}{f_S} D \tag{5}$$

$$L_S \geq \frac{V_{DC}+V_{Batt}-V_O}{x \times i_O} \frac{1}{f_S} D \tag{6}$$

본 논문에서는 모든 인덕터가 70kHz의 주파수, 60%의 인덕터 리플을 가지도록 설계하였다. 따라서 L_1은 1.61mH, L_2는 2.52mH, 그리고 L_S는 1.30mH로 설계된다.

각 인덕터 코어 선정을 위한 총 면적 A_p는 다음과 같이 계산된다.

$$A_p = A_c W_a = \frac{L(i_{L,\max})}{B_{\max} K_u} \left(\frac{i_{L,\mathrm{rms}}}{J} \right) \tag{7}$$

여기서 $i_{L,max}$는 인덕터에 흐르는 전류 최대값, $i_{L,rms}$는 인덕터에 흐르는 RMS 전류, B_{max}는 최대 자속 밀도, K_u는 권선 면적과 창면적의 비 그리고 J는 인덕터의 전류 밀도이다. A_p 설계를 위한 각 인덕터의 워스트 케이스에서의 전류 파라미터는 표 1과 같다. 합리적인 비교를 위해 B_{max}, K_u 그리고 J는 세 인덕터 모두 동일하게 설정 후 설계하였다. 식 (7)을 이용하여 계산된 A_p값은 L_1, L_2, L_S가 각각 34319mm^4, 11501mm^4, 31755mm^{4}이며, 계산된 A_p에 적합한 코어를 선정하였다. 따라서 L_1과 L_S는 highfulx 330125로 같은 코어를 사용하였으며 L_2는 highflux 234125 코어를 사용하였다. 이때, 턴 수를 줄이기 위해 각 2개의 코어를 병렬로 연결하여 실험하였다.

3.3 전력밀도

제안하는 회로는 인덕터의 개수를 줄일 수 있지만, 배터리 스위칭 셀에 의해 두 개의 다이오드를 추가로 사용해야 한다. 일반적으로 인덕터의 부피는 방열판을 포

TABLE Ⅱ
VOLUMES OF ADDITIONAL COMPONENTS

Additional Components	Conventional	Proposed
Inductor, L_2	8997 mm^3	-
Diode, D_2, D_3	-	1510 mm^3
Heatsinks		2872 mm^3
Total	8997 mm^3	4382 mm^3

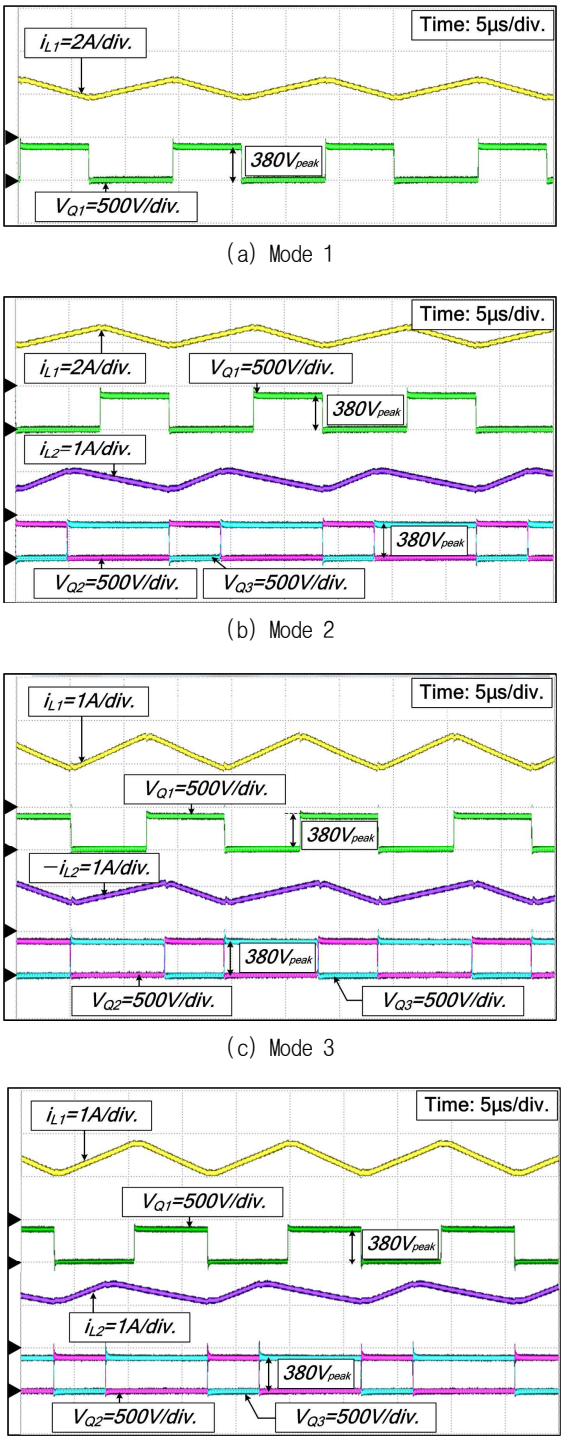
TABLE Ⅲ
EXPERIMENTAL COMPONENTS

Components		Conventional	Proposed	Cost Difference
Switch	Q_1,Q_2	IPP60R280C6 (V_{DS}=600 V/ $R_{ds(on)}$=0.28 Ω)	IPP60R280C6 (V_{DS}=600 V/ $R_{ds(on)}$=0.28Ω)	-0.38 $
	Q_3		IPP50R190CE (V_{DS}=500 V/ $R_{ds(on)}$=0.19 Ω)	
Diode	D_1	RURP1560	RURP1560	+1.39 $
	D_2,D_3	-		
Inductor		L_1=1.61 mH (Highflux 330125×2ea)	L_S=1.30 mH (Highflux 330125×2ea)	-2.51 $
		L_2=2.52 mH (Highflux 234125×2ea)		
Output Capacitor		270 μF, 400 V		-

함한 반도체 소자에 비해 크기 때문에 제안하는 회로는 추가적인 다이오드에도 불구하고 높은 전력밀도를 기대할 수 있다. 표 2는 각 회로의 추가적인 부품의 부피를 나타낸다. 기존 회로는 8997mm^3, 제안하는 회로는 4382mm^3의 추가 부피를 가지므로 제안하는 회로는 전력밀도를 개선할 수 있다는 장점이 있다.

4. 실험 결과

제안하는 컨버터의 유효성은 380V 입력, 250V 배터리 전압, 200V/500W 출력, 70kHz 스위칭 주파수를 갖는 시제품의 실험을 통해 검증하였다. 실험장비는 시제품 입력전원으로 DC 전원장치(PAT500-16T)를 사용하였고, 부하로는 전자부하(Chroma 63204A-600-280), 그리고 배터리 충/방전 동작을 위해 전자부하(3362F PRODIGIT)를 사용하였다. 효율측정은 전력메타(YOKOGAWA WT1800)를 사용하여 실험을 검토하였다. 실험에 사용된 주요 소자



(a) Mode 1

(b) Mode 2

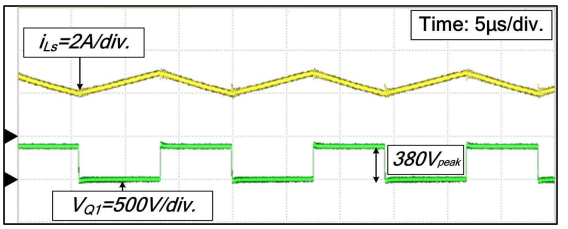
(c) Mode 3

(d) Mode 4

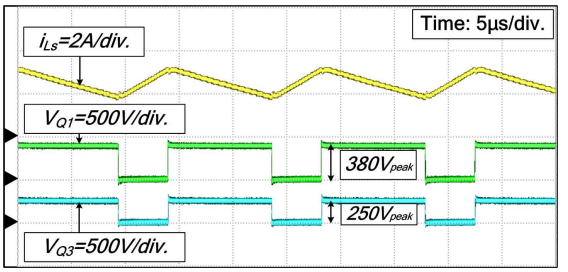
Fig. 7. Key waveforms of the conventional converter.

및 기존 회로 소자의 가격을 기준으로 나타낸 가격 비교는 표 3과 같다. 제안하는 회로는 추가적인 다이오드 사용에도 불구하고 줄어든 인덕터 개수와 Q_2와 Q_3에서 낮은 전압 정격의 소자 사용으로 인해 전체 시스템의 가격을 줄일 수 있다.

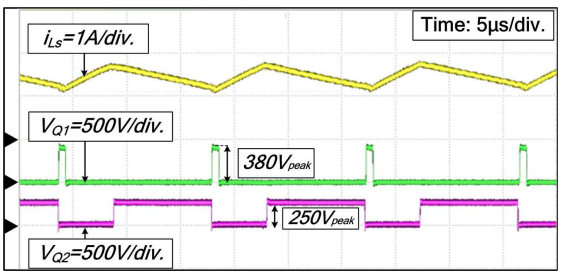
그림 7과 8은 각각 기존, 제안 회로의 각 모드별 인덕터 전류 및 스위치 드레인-소스 전압 파형이다. 그림 7에



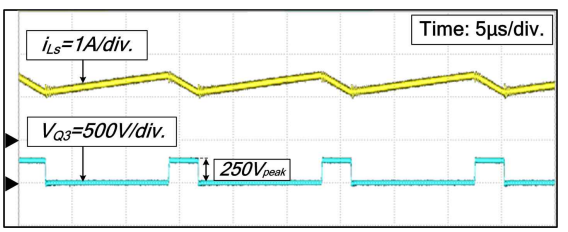
(a) Mode 1



(b) Mode 2



(c) Mode 3



(d) Mode 4

Fig. 8. Key waveforms of the proposed converter.

따르면 기존의 회로는 DC배전과 병렬 연결된 구조를 가지기 때문에 모든 스위치의 전압은 DC 배전전압인 380V로 클램핑된다. 그러나 그림 8에서 볼 수 있듯이 제안하는 회로의 경우 스위치 Q_2와 Q_3는 각각 250V의 비교적 낮은 전압 스트레스를 가지기 때문에 낮은 전압 정격의 스위치 사용이 가능하다. 전압 정격이 낮을수록 $R_{ds(on)}$이 낮아지는 경향이 있기 때문에 도통 손실을 줄일 수 있으며 가격 또한 저감할 수 있다. 또한 기존의 회로는 모드 2, 3, 4에서 세 개의 스위치 Q_1, Q_2, Q_3가 모두 스위칭하는 반면, 제안하는 회로는 모드 2, 3에서 두 개의 스위치, 모드 4에서는 오직 하나의 스위치만 스위칭한다. 따라서 제안회로는 기존회로에 비해 더 적은 수의 스위치가 스위칭하기 때문에 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

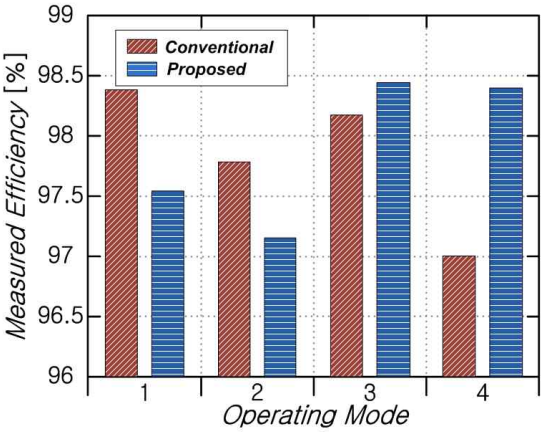


Fig. 9. Measured efficiency.

그림 9는 제안된 회로와 기존의 회로의 각 모드별 측정 효율을 나타낸다. 모드 1에서는 기존회로에 비해 Q_2와 D_3가 추가로 도통된다. 모드 2에서는 Q_2와 Q_3에 흐르는 전류가 기존회로에 비해 더 높으며 D_3가 추가로 도통된다. 따라서 모드 1과 2에서 스위치와 다이오드 높은 도통 손실로 인해 제안하는 회로는 기존 회로에 비해 낮은 효율을 가진다. 반면 모드 3과 4에서 제안하는 회로는 낮은 인덕터 자속밀도 리플을 가지기 때문에 인덕터의 코어손실을 줄일 수 있다. 또한 스위칭하는 소자의 개수가 기존회로에 비해 적기 때문에 스위치의 스위칭 손실을 줄여 높은 효율을 달성할 수 있다.

모드 1은 배터리 용량이 비교적 작을 때 주로 사용된다. 그러나 배터리 기술 발전에 의해 배터리 용량이 증가함에 따라, 배터리 이용률을 높이기 위해 모드 1에 비해 모드 2, 3, 4를 주로 이용하여 동작할 것이다. 특히 가정용 부하는 저부하 영역에서 동작하는 것이 일반적이기 때문에 주로 모드 3과 4에서 동작하게 된다. 따라서 제안회로는 일반적인 상황에서 모드 3과 4를 이용하여 높은 효율을 얻을 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 새로운 다중 모드 단일 인덕터 컨버터를 제안하였다. 제안하는 회로는 두 개의 회로를 하나의 컨버터로 결합한 구조로, 배터리 스위칭 셀을 사용하여 인덕터 개수를 줄이고 스위치의 전압 스트레스를 저감하였다. 따라서 제안하는 회로는 전체 시스템 가격을 줄이고 높은 전력밀도를 달성할 수 있다. 또한 모드 1과 2에서 기존회로에 비해 낮은 효율을 가지지만 일반적인 부하 조건에서 주로 쓰이는 모드 3과 4에서 높은 효율을 가진다. 즉, 제안하는 회로는 일반적인 상황에서 더욱 높은 효율을 가질 수 있다. 따라서 제안하는 회로는 저비용, 고밀도 및 고효율을 요구하는 DC 배전 시스템에서 유용하게 사용될 수 있을 것이라 기대된다.

본 연구는 한국전력공사의 사외공모 기초연구(개별과제)에 의해 지원되었음. (과제번호: R18XA06-70)

References

[1] P. Wang, L. Goel, X. Liu, and F. H. Choo, "Harmonizing AC and DC: A hybrid AC/DC future grid solution," *IEEE Power and Energy Magazine*, Vol. 11, No. 3, pp. 76-83, May/Jun. 2013.

[2] D. Dong, I. Cvetkovic, D. Boroyevich, W. Zhang, R. Wang, and P. Mattavelli, "Grid-interface bidirectional converter for residential DC distribution systems - part one: high-density two-stage topology," *IEEE Trans. Power Electrons.,* Vol. 28, No. 4, pp. 1655-1666, Apr. 2013.

[3] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 12, pp. 3066-3075, Dec. 2010.

[4] S. Engle, N. Soltau, H. Stagge, and R. W. D. Doncker, "Dynamic and balanced control of three-phase high-power dual-active bridge DC-DC converters in DC-grid applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 4, pp. 1880-1889, Apr. 2013.

[5] D. Debnath and K. Chatterjee, "Two-stage solar photovoltaic-based stand-alone scheme having battery as energy storage element for rural deployment," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, Vol. 62, No. 7, pp. 4148-4157, Jul. 2015.

[6] N. Saxena, I. Hussain, B. Singh, and A. L. Vyas, "Implementation of grid integrated PV-battery system for residential and electrical vehicle application," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 65, No. 8, pp. 6592-6601, Aug. 2018.

[7] D. V. Fuente, C. L. T. Rodriguez, G. Garcer, E. Figueres, and R. O. Gonzalez, "Photovoltaic power system with battery backup with grid-connection and islanded operation capabilities," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 4, pp. 1571-1581, Apr. 2013.

[8] S. K. Kollimalla, M. K. Mishra, and N. L. Narasamma, "Design and analysis of novel control strategy for battery and supercapacitor storage system," *IEEE Trans. Sustainable Energy*, Vol. 5, No. 4, pp. 1137-1144, Oct. 2014.

[9] T. R. Oliveira, W. W. A. G. Silva, and P. F. Donoso-Garcia, "Distributed secondary level control for energy storage management in DC microgrids," *IEEE Trans. Smart Grid*, Vol. 8, No. 6, pp. 2597-2607, Nov. 2017.

[10] T. Debela, G. Ensermu, and A. Bhattacharya, "Design, control and simulation of grid connected DC/AC microgrid for residential applications," *Electrical, Computer and Communication Technologies*, Feb. 2017.

[11] H. Elfeqy, A. S. AI-Rumaihi, M. S. Shahin, A. M. Massoud, and A. Gastli, "Design of a low voltage DC grid interfacing PV and energy storage systems," *Computer Applications & Industrial Electronics*, Oct. 2017.

[12] G. Chen, Z. Jin, Y. Deng, X. He, and X. Qing, "Principle and topology synthesis of integrated single-input dual-output and dual-input single-output DC-DC converters," *IEEE Trans. Ind. Electrons.*, Vol. 65, No. 5, pp. 3815-3825, May 2018.

김지연(金芝延)

1995년 1월 17일생. 2018년 인하대 전기공학과 졸업. 2018년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.

김재국(金在國)

1981년 2월 20일생. 2004년 인하대 전자공학과 졸업. 2007년 KAIST 전자전산학과 졸업(석사). 2011년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공박). 2011년~2015년 삼성전기 책임연구원. 2015년~현재 인하대 전기공학과 교수. 당 학회 편집위원.