

입·출력 전압 변동을 고려한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 전류리플 저감 기법

선다운¹, 정재현¹, 노의철[†], 정규범²

Current Ripple Reduction Method of 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter with the Consideration of Input and Output Voltage Variation

Daun Sun¹, Jae-Hun Jung¹, Eui-Cheol Nho[†], and Gyu-Bum Joung²

Abstract

This paper proposes a new method for the current ripple reduction of a three-phase interleaved bidirectional DC-DC converter. Usually, the three-phase interleaved bidirectional DC-DC converter is used for battery charging and discharging to reduce battery current ripple. In V2G application, a PWM AC-DC converter is used to connect the AC power grid and three-phase interleaved bidirectional DC-DC converter for battery charging and discharging. The magnitude of DC link voltage affects the battery current ripple magnitude. Therefore, the magnitude of the battery ripple current is analyzed with variations of battery and DC link voltages. The ripple current magnitude is found to be minimized by controlling the DC link voltage. Simulation and experimental results show the usefulness of the proposed method.

Key words: 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter, V2G(Vehicle to Grid), Minimize the battery ripple current

1. 서 론

전기자동차와 계통을 연계하는 V2G (Vehicle to Grid)는 전력공급설비를 줄일 수 있으며 전력전송의 손실을 줄여 에너지 효율을 높일 수 있다는 장점이 있기 때문에 많은 연구가 진행되고 있다. V2G의 핵심 기술은 PWM 컨버터와 양방향 DC-DC 컨버터 같은 전력 변환 장치인데 전기자동차에 응용하기 위해서 높은 효율과 출력 밀도를 갖는 시스템에 대한 연구가 활발히 진행 중이다^{[1]-[3]}. 이와 함께 전기자동차 생산원가의 가장 큰 비중 (40 ~ 50 [%])을 차지하는 배터리는 충·방전 전류에 교류 성분의 리플이 포함되면 동일한 충·방전 사이클 사용 시 배터리의 용량이 빠르게 감소하고, 배터리 충·방전 시 배터리의 자체 온도가 상승하여 에너지 변환 효

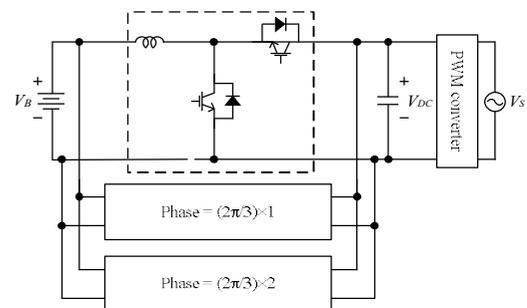


Fig. 1. Bidirectional power conversion systems for battery charging.

율이 낮아진다^{[4],[5]}. 인터리브드 방식은 동일한 스위칭 주파수에서 단상으로 동작하는 시스템과 비교하여 전류리플이 작고 출력 밀도와 효율이 높은 토폴로지이다. 이러한 인터리브드 방식의 양방향 DC-DC 컨버터에 대해서 컨버터의 입·출력 전압이 일정하거나 또는 배터리를 이용한 에너지 저장장치 응용과 같이 한쪽 전압만 변동하는 경우에 대한 연구가 주로 수행되었다^{[3],[6]}.

그림 1은 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터와 PWM 컨버터로 구성된 전기자동차용 배터리 충전을 위한 전력변환 시스템의 구성도를 나타낸 것이다. 그림에서 V_s 는 계통 교류 전원이다. 일반적으로 DC 링크 전

Paper number: TKPE-2016-21-5-8

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†]Corresponding author: nhoec@pknu.ac.kr

Dept. of Electrical Eng., Pukyong National University

Tel: +82-51-629-6317 Fax: +82-51-629-6305

¹Dept. of Electrical Eng., Pukyong National University

²Dept. of Energy Eng., Woosuk University

Manuscript received May 19, 2016; revised Jun. 30, 2016; accepted Aug. 8, 2016

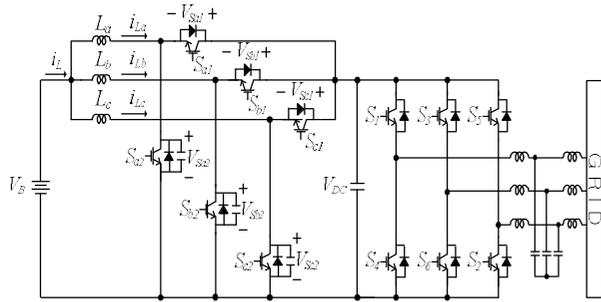


Fig. 2. Battery charging and discharging system.

압 V_{DC} 는 PWM 컨버터의 제어 시 일정한 크기로 제어된다. V_B 는 배터리 전압이므로 충·방전 상태에 따라 전압의 크기가 가변한다.

본 논문에서는 그림 1과 같은 시스템에서 가변하는 V_B 에 대해 DC링크 전압 V_{DC} 의 크기도 변화시킴으로써 배터리충전류 리플을 저감하는 기법을 제안하고자 한다. 배터리 전압과 DC링크 전압의 변동에 따른 배터리 입·출력 전류 리플 크기를 분석하였고, 이 결과를 이용하여 배터리 전압에 따른 입·출력 전류 리플의 크기를 줄일 수 있는 DC링크 전압의 크기를 파악하였다.

제안하는 방식은 기존의 인터리브드 방식에 비해 배터리 전류 리플을 현저하게 저감시켰다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안하는 기법에 대한 타당성을 입증하였다.

2. 배터리 충·방전 전력변환 시스템

그림 2는 본 논문에서 다루고자하는 배터리 충·방전 시스템의 회로도이다. V_{DC} 를 기준으로 좌측은 양방향 DC-DC 컨버터이고 우측은 PWM 컨버터이다. 양방향 DC-DC 컨버터는 배터리 충전 시 컨버터 상단 스위치 (S_{a1}, S_{b1}, S_{c1})를 제어하여 BUCK 컨버터로 동작하며 이때 V_{DC} 에서 배터리로 에너지가 이동한다. 배터리 방전 시는 컨버터 하단의 스위치 (S_{a2}, S_{b2}, S_{c2})를 사용하여 BOOST 컨버터로 동작하며 충전 시와 반대로 배터리에서 V_{DC} 로 에너지가 이동한다. 전기자동차 배터리 전압 V_B 의 크기는 176[V]에서 280[V]로 가변하며 그리드 전압이 3상 220[V]인 경우 DC링크 전압 V_{DC} 는 350[V]에서 400[V]까지 변동하도록 하였다.

부하에 따라 주파수와 듀티를 제어하여 입·출력 전력을 제어하는 방법을 사용하였다. 부하의 크기가 작아질수록 스위칭 주파수가 증가하게 되는데, 이때 최대 스위칭 주파수는 스위치와 게이트 드라이버의 동작 주파수를 고려하여 20[kHz]로 제한하였다. 최대 스위칭 주파수에서 입·출력 전력의 최소값이 제한되므로 이 최소값보다 작은 전력의 구간에서는 DCM (Discontinuous Current Mode)으로 동작시킨다.

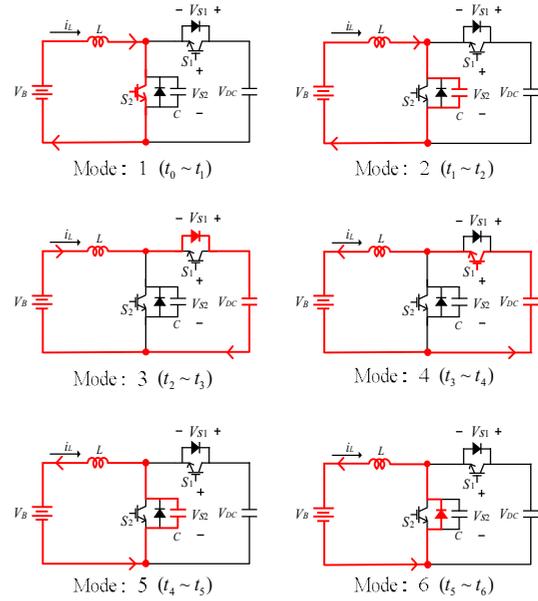


Fig. 3. Current flow in each operating mode of a-phase.

2.1 양방향 DC-DC 컨버터 동작 원리

충전과 방전 모드 동작은 듀티를 제어하는 스위치만 다르고 원리가 동일하기 때문에 본 논문에서는 방전 동작만을 설명하고자 한다. 그림 3은 양방향 DC-DC 컨버터에서 a상의 동작 모드별 전류 흐름도이고, 그림 4는 스위칭 신호 및 인덕터 전류, 스위치 전압 파형을 나타낸 것이다. 각 모드별 동작을 살펴보면 다음과 같다.

Mode 1 ($t_0 \sim t_1$): 인덕터 전류가 0[A]일 때 하단의 스위치 S_2 를 턴-온 하면 Mode 1이 시작된다. 스위치 S_2 는 ZVS, ZCS 턴-온하고 인덕터에는 배터리 전압 V_B 가 인가되어 인덕터 전류 i_L 은 식 (1)과 같이 상승하기 시작한다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t V_B dt \quad (1)$$

스위치 전압 V_{S2} 는 0[V]가 되고, V_{S1} 은 V_{DC} 와 같다. Mode 1은 스위치 S_2 의 턴-온 기간만큼 지속되며 Mode 1의 구간이 길수록 방전 전력이 증가하고, 반대로 구간이 짧을수록 방전 전력은 감소한다. 전력이 증가함에 따라 스위칭 주파수는 감소한다.

Mode 2 ($t_1 \sim t_2$): t_1 에서 S_2 를 턴-오프 하면 S_2 는 ZVS 조건에서 턴-오프된다. 이때 ZVS용 커패시터와 인덕터가 직렬로 공진하게 된다. 스위치 전압 V_{S2} 는 영전압에서 V_{DC} 만큼 상승하며 커패시터는 에너지를 충전하게 된다. V_{S2} 의 전압 상승은 식 (2)와 같다.

$$V_{S2} = -V_B + (V_B - V_{S2}(t_1))\cos\omega_0(t-t_1) - Z_0 i_L(t_1)\sin\omega_0(t-t_1) \quad (2)$$

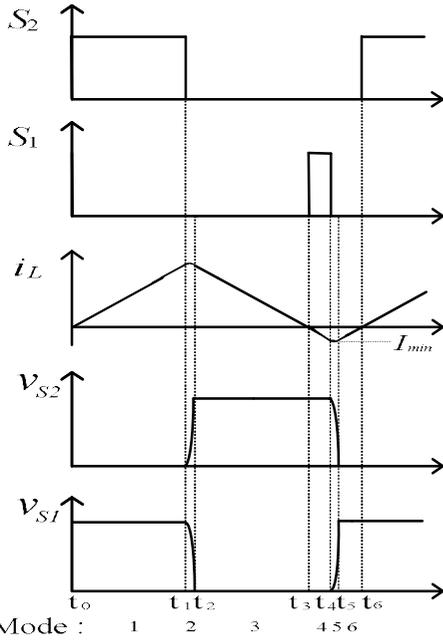


Fig. 4. Waveforms of switching signals, inductor current, and switch voltages in discharging mode.

여기서 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ 이다.

Mode 3 ($t_2 \sim t_3$): Mode 3은 V_{S2} 가 V_{DC} 보다 커질 때 스위치 S_1 의 다이오드가 턴-온 되면서 시작한다. 전류는 배터리 - 인덕터 - S_1 의 다이오드 - DC링크의 경로로 흐르게 되며 인덕터 전류 방향은 Mode 2와 같다. 이때 인덕터에는 V_B 와 V_{DC} 의 차이만큼 전압이 인가되는데 V_{DC} 가 V_B 보다 크기때문에 인덕터 전류는 점차 감소하게 된다. 이 경우의 인덕터 전류는 식 (3)으로 나타낼 수 있으며, 인덕터 전류가 0[A]로 감소하면 Mode 3은 종료한다.

$$i_L = i_L(t_2) + \frac{1}{L} \int_{t_2}^t (V_B - V_{DC}) dt \quad (3)$$

Mode 4 ($t_3 \sim t_4$): 인덕터 전류가 0[A]로 감소할 때 스위치 S_1 을 턴-온 하면 Mode 4가 시작된다. 스위치 S_1 은 ZVS와 ZCS 턴-온하고 인덕터 전압은 V_B 와 V_{DC} 의 차이만큼 인가된다. 따라서, 인덕터 전류 i_L 은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_3}^t (V_B - V_{DC}) dt \quad (4)$$

그런데 이 전류의 크기는 크게 할 필요는 없고 V_{S2} 의 커패시터에 저장된 에너지를 방전할 수 있을 정도면 된다. 이 값을 I_{min} 이라고 하면 I_{min} 은 식 (5)와 같다.

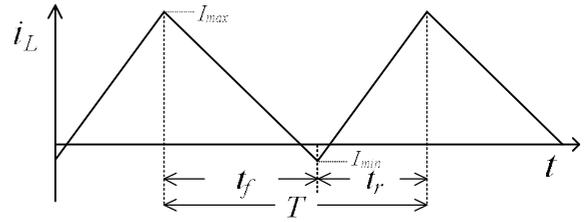


Fig. 5. Inductor current waveform in discharging mode.

$$\frac{1}{2} L I_{min}^2 = \frac{1}{2} C [V_{DC}^2 - \{2(V_{DC} - V_B)\}^2] \quad (5)$$

여기서 배터리 전압 V_B 가 DC링크 전압 V_{DC} 크기의 1/2보다 작은 경우에는 공진전압의 최대값 $2(V_{DC} - V_B)$ 가 V_{DC} 보다 크기 때문에 인덕터에 추가로 에너지를 공급하지 않아도 ZVS 스위칭이 가능하다. 이 경우에는 스위치 S_1 을 턴-온할 필요가 없고 Mode 5와 6도 발생하지 않는다.

Mode 5 ($t_4 \sim t_5$): 스위치 S_1 이 ZVS 턴-오프하면서 Mode 5가 시작된다. ZVS용 커패시터는 V_{DC} 만큼 충전되어 있다가 커패시터와 인덕터가 직렬 공진하게 되면서 에너지를 방전한다. 이때 V_{S2} 의 전압은 식 (6)과 같다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{S2}(t_4)) \cos \omega_0(t - t_4) + Z_0 i_L(t_4) \sin \omega_0(t - t_4) \quad (6)$$

Mode 6 ($t_5 \sim t_6$): 이 Mode는 스위치 전압 V_{S2} 가 영전압이 되고 S_2 의 다이오드가 턴-온 하면서 시작된다. 인덕터에 배터리 전압 V_B 가 인가되기 때문에 인덕터 전류는 I_{min} 에서 0[A]로 점점 감소하게 된다. 인덕터 전류는 식 (7)로 나타낼 수 있으며 인덕터 전류가 0[A]가 되면 Mode 6은 종료하게 된다.

$$i_L = i_L(t_5) + \frac{1}{L} \int_{t_5}^t V_B dt \quad (7)$$

2.2 총·방전 전력과 주파수

그림 5는 방전모드에서 인덕터 전류 파형을 나타낸 것이다. LC 직렬공진 주기는 스위칭 주기와 비교하여 무시할 수 있을 정도로 짧으므로 계산에서 고려하지 않았다. 또한 배터리의 시정수는 매우 크기 때문에 스위칭 한 주기에서 배터리 전압이 일정하다고 가정하였다. 3상 인터리브드 컨버터 동작 시 한 상은 전체 전력의 1/3만큼 부담하므로 방전 전력 P_D 는 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_D = 3 < i_L > V_B \quad (8)$$

여기서 $\langle i_L \rangle$ 은 i_L 의 평균값을 의미한다.

그림 5에서 인덕터 전류의 최소값 I_{\min} 은 커패시터를 방전할 수 있을 정도면 되기 때문에 I_{\max} 에 비해 매우 작은 값이므로 0[A]라고 가정한다. 인덕터 전류 최대값 I_{\max} 는 식 (9) 또는 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{\max} = \frac{1}{L}(V_{DC} - V_B)t_f \quad (9)$$

$$I_{\max} = \frac{1}{L}V_B t_r \quad (10)$$

식 (8), 식 (9) 그리고 식 (10)을 이용하여 스위칭 주기 T 를 나타내면 식 (11)과 같고 듀티는 식 (12)와 같다.

$$T = t_f + t_r = \frac{P_D L V_{DC}}{1.5 V_B^2 (V_{DC} - V_B)} \quad (11)$$

$$D = \frac{t_r}{T} = \frac{V_{DC} - V_B}{V_{DC}} \quad (12)$$

2.3 전류 리플 해석

배터리 입·출력 전류 리플의 크기는 배터리 전압과 DC링크 전압의 크기에 따라 변동한다. 3상인 경우 배터리 전압이 DC링크 전압 크기의 2/3가 될 때 배터리 전류 리플의 크기는 0[A]가 된다. 따라서 DC링크 전압이 400[V]인 경우 배터리 전압이 267[V]일 때, 배터리 전류 리플은 0[A]이다. 계통 전압이 220[V]인 경우 DC링크 전압을 350~400[V] 정도로 제어 가능하므로, DC링크 전압을 일정하게 두지 않고 배터리 전압에 따라 가변하면 배터리 전압이 233~267[V]인 구간에서는 배터리 전류 리플을 0[A]로 할 수 있다.

그림 6은 방전모드 시 배터리 전압이 DC링크 전압 크기의 2/3보다 작은 구간에서의 배터리 전류와 인덕터 전류 파형이다. 배터리 전류가 상승하는 구간을 A, 하강하는 구간을 B로 구분하였으며 배터리 전류 리플 변화량은 A와 B에서 동일하다. 하강구간 B는 한 상의 인덕터에 정방향으로 전압이 인가되어 전류가 상승하며 다른 두 상의 인덕터에 역방향으로 전압이 인가되어 전류가 하강한다. 하강구간 B에서의 전류 리플 변화를 식으로 나타내면 식 (13)과 같고 구간 B의 주기 T_B ($t_1 \sim t_2$)는 식 (14)로 나타낼 수 있다.

$$\Delta i_B = \frac{1}{L} \int_{t_1}^{t_2} V_B dt + \frac{2}{L} \int_{t_1}^{t_2} (V_B - V_{DC}) dt \quad (13)$$

$$T_B = \left(\frac{2}{3} - D \right) T \quad (14)$$

식 (13)과 (14)를 이용하여 Δi_B 는 식 (15)로 나타낼 수 있다.

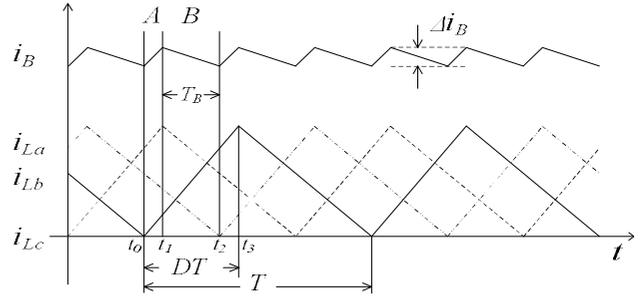


Fig. 6. Waveforms of battery and inductor currents in case of $V_B < \frac{2}{3} V_{DC}$.

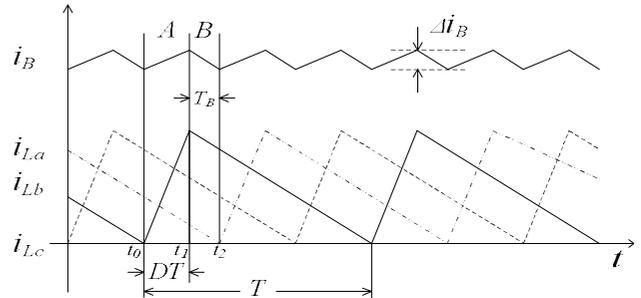


Fig. 7. Waveforms of battery and inductor currents in case of $V_B > \frac{2}{3} V_{DC}$.

$$\Delta i_B = \frac{2V_{DC} - 3V_B}{L} \left(D - \frac{2}{3} \right) T \quad (15)$$

그림 7은 방전모드 시 배터리 전압이 DC링크 전압 크기의 2/3보다 큰 구간의 배터리 전류와 인덕터 전류 파형을 나타낸 것이다. 하강구간 B에서의 전류 리플 변화를 식으로 나타내면 식 (16)과 같고 구간 B의 주기 T_B ($t_1 \sim t_2$)는 식 (17)과 같다. 따라서 전류 리플의 변화량 Δi_B 는 식 (18)로 나타낼 수 있다.

$$\Delta i_B = \frac{3}{L} \int_{t_1}^{t_2} (V_B - V_{DC}) dt \quad (16)$$

$$T_B = \frac{1}{3} T - DT \quad (17)$$

$$\Delta i_B = \frac{3(V_{DC} - V_B)}{L} \left(\frac{1}{3} - D \right) T \quad (18)$$

그림 8에 출력 전력 및 DC링크 전압 변동에 따른 배터리 전압에 대한 리플 전류의 크기를 나타내었다. 배터리 전압의 범위가 176[V]에서 187[V]인 경우에는 DC링크 전압이 400[V]일 때 전류 리플이 최소가 되고, 배터리 전압이 187[V]에서 233[V]인 경우는 DC링크 전

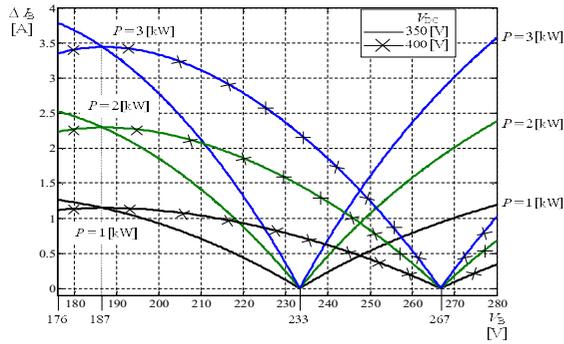


Fig. 8. Magnitude of current ripple versus battery voltage with the variation of output power and DC-link voltage.

압이 350 [V] 일 때 전류 리플이 최소가 된다. 또한 DC 링크 전압이 350 [V]와 400 [V]인 경우, 각각 배터리 전압이 DC링크 전압의 2/3인 233 [V]와 267 [V]에서 전류 리플이 0 [A]가 된다. 따라서 배터리 전압이 233 [V]에서 267 [V]인 구간에서 충·방전 시 DC링크 전압을 배터리 전압의 3/2배인 350 [V]에서 400 [V]로 제어함으로써 전류 리플을 0 [A]로 줄일 수 있다. 배터리 전압의 범위가 267 [V]에서 280 [V]인 경우 DC링크 전압이 400 [V]일 때 전류 리플이 최소가 된다.

3. 실험 및 분석

표 1은 실험을 위한 시스템 파라미터이며 그림 9는 표 1의 파라미터를 이용하여 제작한 실험세트이다. 스위칭 소자는 SEMIKRON사의 SKM40GD123D를 사용하였고 PWM 신호는 TI(Texas Instruments)사의 TMS320F28335를 사용하였다. 운전 전압이 176 ~ 280 [V] 정격인 리튬-이온 배터리를 대상으로 시스템을 설계하였다. 그림 8에서 배터리 전압이 176, 233, 267 [V]인 지점에서 DC링크 전압이 350 및 400 [V]일 때 배터리 전류 리플을 측정하기 위하여 실험은 3상 다이오드 정류된 직류 전원으로 배터리를 대체하여 수행하였다. 그림 10은 배터리 전압 및 DC링크 전압, 인덕터 전류, 배터리 전류의 실험 파형이다. 그림 10-(a)와 10-(c)는 DC링크 전압이 350 [V]인 경우, 그림 10-(b)와 10-(d)는 DC링크 전압이 400 [V]인 경우의 실험파형이다. 그림 10-(a)의 배터리 전류 리플은 약 4 [A]이며 10-(c)에서의 리플은 0.5 [A] 보다 작다. 배터리 전압이 233 [V]일 때 리플이 작은 것을 확인할 수 있다. 10-(b)의 배터리 전류 리플은 3.5 [A]이며 10-(d)에서의 리플은 0.5 [A] 보다 작다. 배터리 전압이 267 [V]일 때 리플이 작은 것을 확인할 수 있다. 또한 실험 조건에서 전압과 전류의 평균값을 측정하여 효율을 구하였으며 각 조건에 대하여 5회 측정 후 평균한 값은 10-(a) ~ 10-(d) 순서로 각각 96.3, 94.7, 96.1, 96.7 [%]이다.

TABLE I
DESIGN PARAMETERS

Parameter	Value
V_{DC}	350 ~ 400 [V]
V_B	176 ~ 280 [V]
L	1 [mH]
C	2.2 [nF]
P_{rated}	3 [kW]
$f_{s,max}$	20 [kHz]

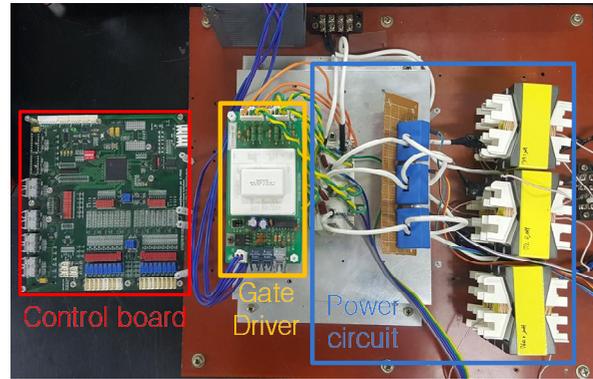
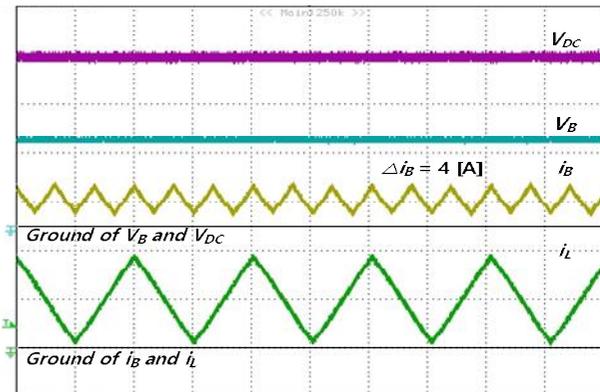
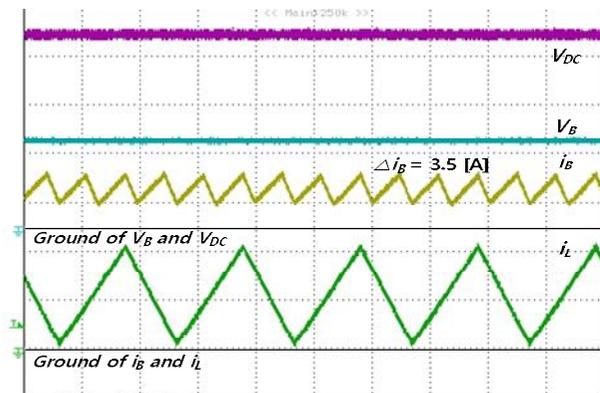


Fig. 9. Experimental setup.



(a) $V_{DC} = 350 [V]$, $V_B = 176 [V]$, $P_o = 3 [kW]$



(b) $V_{DC} = 400 [V]$, $V_B = 176 [V]$, $P_o = 3 [kW]$

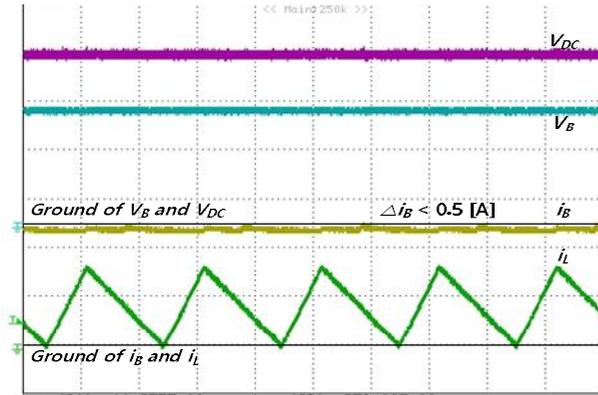
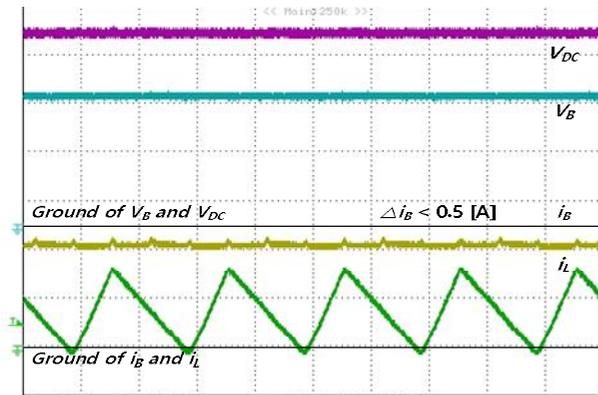
(c) $V_{DC} = 350 [V]$, $V_B = 233 [V]$, $P_o = 3 [kW]$ (d) $V_{DC} = 400 [V]$, $V_B = 267 [V]$, $P_o = 3 [kW]$

Fig. 10. Experimental waveforms of battery voltage, DC-link voltage, inductor current and battery current.

($V_B, V_{DC} : 100 [V/DIV]$ and $i_L, i_B : 5 [A/DIV]$)

실험결과에서 확인 하였듯이 배터리 전압이 176 [V] 인 경우 DC링크 전압이 350 [V] 인 경우보다 400 [V] 인 경우 배터리 입·출력 전류 리플이 작고, 배터리 전압이 233 [V] 및 267 [V] 인 경우 배터리 입·출력 전류 리플은 실험 조건 중에서 가장 작으며 거의 동일한 값을 가진다.

4. 결 론

본 논문에서는 배터리 충·방전용 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터에서 배터리 충·방전 전류의 리플 성분을 최소화하기 위하여 입력단 DC링크 전압과 출력단인 배터리 전압을 동시에 고려한 새로운 기법을 제안하였다. 배터리 전압의 변동범위는 176~280 [V], DC링크 전압의 제어범위는 350~400 [V] 인 시스템에서 배터리 전류의 리플 크기를 분석한 결과 배터리 전압이 DC링크 전압 크기의 2/3인 경우 배터리 전류의 리플 크기가 0으로 됨을 확인하였다. 따라서 배터리 전압이 233~267 [V] 인 구간에서는 배터리 전류 리플을 거의 0이 되도록 할 수 있다. 또한 V_B 가 233 [V] 이하인 영역에서도

V_{DC} 를 350 [V] 로 제어하여 기존의 400 [V] 로 한 경우보다 배터리 전류 리플을 현저히 감소시킬 수 있다. 3 [kW] 급 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터를 설계하여 제작하였으며 실험을 통하여 제안한 기법의 유효성을 입증하였다.

본 논문에서 제안하는 입·출력 전압 변동을 동시에 고려한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 전류 리플 저감 기법은 입·출력 전류 리플의 크기가 시스템 수명에 영향을 미치는 배터리와 같은 에너지 저장 시스템의 성능 개선에 크게 기여 할 것으로 기대된다.

본 연구는 2015년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20154030200670)

References

- [1] J. Zhang, J. S. Lai, R. Y. Kim, and W. Yu, "High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional DC-DC converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 22, No. 4, pp. 1145-1153, Jul. 2007.
- [2] J. B. Baek, W. I. Choi, and B. H. Cho, "Digital adaptive frequency modulation for bidirectional DC-DC converter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 11, pp. 5167-5176, Nov. 2013.
- [3] J. H. Jung, B. G. Seo, C. K. Keun, E. C. Nho, I. D. Kim, H. G. Kim, and T. W. Chun, "New soft-switching method of 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter for battery charging and discharging," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 4, pp. 383-390, Aug. 2014.
- [4] A. Jossen, "Fundamentals of battery dynamics," *Journal of Power Source*, Vol. 154, No. 2, pp. 530-538, Mar. 2006.
- [5] K. Uddin, A. D. Moore, A. Barai, and J. Marco, "The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance," *Journal of Applied Energy*, Vol. 178, pp. 142-154, Sep. 2016.
- [6] J. H. Jung, B. G. Seo, D. U. Sun, and E. C. Nho, "Switching method of 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter to achieve high efficiency in wide load range," *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 64, No. 9, pp. 1306-1314, Sep. 2015.



선다운(宣다운)

1991년 10월 19일생. 2014년 부경대 전기공학과 졸업. 2016년 부경대 대학원 전기공학과 졸업(석사).



정재헌(鄭在憲)

1981년 10월 19일생. 2007년 부경대 공대 전기제어공학부 졸업. 2009년 부경대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2015년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2015년~현재 부경대 박사후 연구생.



노의철(魯義哲)

1960년 8월 2일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공박). 1997년~1998년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2005년~2006년 미국 University of California-Irvine 방문교수. 1995년~현재 부경대 전기공학과 교수. 당 학회 감사.



정규범(鄭圭範)

1961년 12월 25일생. 1984년 아주대 공대 전자공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 졸업(공박). 1990년~1991년 미국 VPI & SU. Post Doc. 연구원. 1993년~1995년 한국항공우주연구원 선임연구원. 1995년~현재 우석대 에너지공학과 교수.