

배터리-울트라커패시터 하이브리드 에너지 저장장치를 위한 고효율 전력변환 시스템

유주승¹, 최우영[†]

High Efficiency Power Conversion System for Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storages

Ju-Seung Yoo¹, and Woo-Young Choi[†]

Abstract - This paper proposes a high efficiency power conversion system for battery-ultracapacitor hybrid energy storages. The proposed system has only one bidirectional dc-dc converter for hybrid power source with batteries and ultracapacitors. The hybrid power source has bidirectional switching circuits for selecting one energy storage device. Bidirectional power flow between the energy storage device and high voltage capacitor can be controlled by one bidirectional converter. An asymmetrical switching method is applied to the bidirectional converter for high power efficiency. Switching power losses are reduced by zero-voltage switching of power switches. System operation and design considerations are presented. The experimental results are provided to verify the performance of the proposed system.

Keywords: bidirectional DC-DC converter, hybrid energy storage, battery, ultracapacitor

1. 서 론

높은 에너지 밀도 (Energy Density)와 높은 전력 밀도 (Power Density)를 지닌 에너지 저장장치는 앞으로의 전기 자동차와 분산 발전을 위해 활발히 연구되고 있다^[1]. 대표적으로 배터리 (Battery)는 울트라커패시터 (Ultracapacitor)와 비교하여 높은 에너지 밀도를 지니지만 낮은 전력 밀도를 지닌다^[2]. 대조적으로 울트라커패시터는 배터리와 비교하여 높은 전력 밀도를 지니지만 낮은 에너지 밀도를 지닌다^[3]. 따라서 배터리와 울트라커패시터의 각 특징을 지닐 수 있는 배터리-울트라커패시터 하이브리드 전원 (Hybrid Power Source)의 활용이 요구된다^{[4][5]}.

그림 1은 배터리-울트라커패시터 하이브리드 에너지 저장장치를 위한 기존 전력변환 시스템 (Power Conversion System) 회로 다이어그램을 나타낸다^{[4]-[6]}. 각 에너지 저장장치 (Energy Storage Device)와 고압 커패시터 사이의 전력흐름을 위해 두 개의 양방향 DC-DC 컨버터 (Bidirectional DC-DC Converter)가 요구된다. 높은 전력 밀도를 만족하기 위해 일반적으로 양방향 컨버터는 불연속 모드 (Discontinuous Conduction Mode : DCM)로 동작된다^[7]. 이러한 하이브리드 구조로 인해 배터리의 전력 및 충, 방전의 주기를 줄임으로써 긴 수명과 고효율을 예상할 수 있다^[8]. 동시에 울트라커패시터에서 요구되는 에너지를 줄임으로써 울트라커패시터의 부피와 가격 감소를 예상할 수 있다. 하지만 기존 시스

템은 배터리와 울트라커패시터 각각을 독립적으로 충전/방전시키기 위해 각각의 DC-DC 컨버터를 필요로 한다. 이는 시스템의 복잡성을 증가시키고, 부피와 무게를 늘리며, 비용도 상승시킨다. 본 논문에서는 배터리와 울트라커패시터를 하나의 양방향 DC-DC 컨버터로 통합하여, 하나의 스위칭 회로로 양방향 전력을 변환시킬 수 있도록 한다. 이를 위해, 본 논문에서는 비대칭 스위칭 방법을 제안한다. 이 방법은 스위칭 손실을 줄여 전력 변환 효율을 높인다. 또한, 제로 전압 스위칭 (Zero Voltage Switching)을 적용하여 스위칭 손실을 줄인다. 본 논문에서는 시스템의 동작 원리와 설계 고려사항을 소개한다. 또한, 제안된 시스템의 성능을 검증하기 위한 실험 결과를 제공한다.

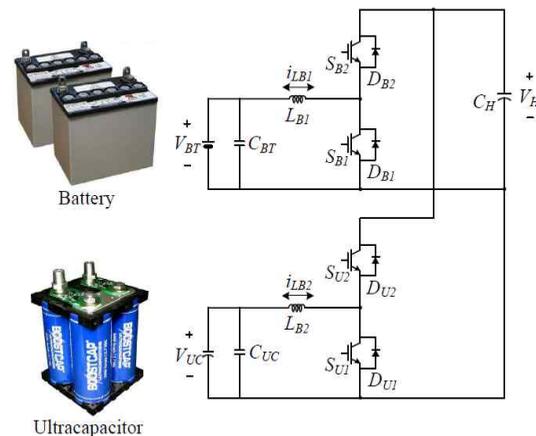


Fig. 1 Circuit diagram of the conventional system

Paper number: TKPE-2012-17-6-8 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: wychoi@jbnu.ac.kr, Division of Electronics Engineering, Chonbuk Nat'l University
Tel: +82-63-270-4218 Fax: +82-63-270-2394

¹ Div. of Electronics Engineering, Chonbuk Nat'l University
Manuscript received Jul. 31, 2012; accepted Oct. 25, 2012

템은 양방향 전력흐름 제어를 위해 두 개의 양방향 컨버터를 지닌다. 따라서 높은 중량과 큰 부피 그리고 높은 가격을 초래한다. 반면, 하이브리드 에너지 저장장치용 양방향 컨버터는 많은 충전과 방전 동작으로 높은 스위칭 손실 (Switching Loss)이 발생한다^{[9][10]}. 양방향 컨버터의 전력 효율 감소와 함께 전체 시스템 효율이 감소된다.

본 논문에서는 배터리-울트라커패시터 하이브리드 에너지 저장장치를 위한 고효율 전력변환 시스템을 제안한다. 그림 2는 제안하는 전력변환 시스템의 회로 다이어그램을 나타낸다. 제안하는 시스템은 배터리와 울트라커패시터에 대한 하이브리드 전원과 단일 양방향 DC-DC 컨버터로 구성된다. 하이브리드 전원은 하나의 에너지 저장장치 선정을 위한 양방향 스위칭 회로 (Bidirectional Switching Circuits)를 지닌다. 각 에너지 저장장치와 고압 커패시터 사이의 양방향 전력흐름은 단일 양방향

컨버터로 제어된다. 고효율을 위해 양방향 컨버터는 비대칭 스위칭 (Asymmetrical Switching) 방식을 적용한다. 스위치들의 영전압 스위칭 (Zero-Voltage Switching : ZVS)을 통하여 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 따라서 제안하는 시스템은 간단한 회로 구조와 고효율을 특징으로 한다. 192 [V], 2.3 [kWh] 배터리뱅크와 168 [V], 5.8 [F] 울트라커패시터뱅크 하이브리드 에너지 저장장치를 지닌 1 [kW] 시스템의 제작 및 실험을 통하여 제안하는 시스템의 성능을 입증하였다.

2. 시스템 구조

그림 2는 제안하는 시스템의 회로 다이어그램을 나타낸다. 제안하는 시스템은 양방향 DC-DC 컨버터와 하이브리드 전원을 지닌다. 양방향 DC-DC 컨버터는 L_B , S_{B1} , D_{B1} , C_{B1} , S_{B2} , D_{B2} , C_{B2} , C_H 를 포함한다. L_B 는 인덕터이다. C_{B1} 과 C_{B2} 는 각각 S_{B1} 과 S_{B2} 의 스너버 커패시터이다. C_H 는 고압측 출력 커패시터이다. 하이브리드 전원은 배터리와 울트라커패시터 그리고 양방향 스위칭 회로를 포함한다. V_{BT} 는 배터리 전압이고 V_{UC} 는 울트라커패시터 전압이다. C_{BT} 와 C_{UC} 는 각각 배터리와 울트라커패시터의 저압측 커패시터이다. 양방향 스위칭 회로는 배터리를 위한 C_{BT} , S_{BT1} , S_{BT2} , D_{BT1} , D_{BT2} 와 울트라커패시터를 위한 C_{UC} , S_{UC1} , S_{UC2} , D_{UC1} , D_{UC2} 를 포함한다. S_{B1} , S_{B2} , S_{BT1} , S_{BT2} , S_{UC1} , S_{UC2} 는 절연 게이트 양극성 트랜지스터 (Insulated Gate Bipolar Transistor : IGBT)이다. D_{BT1} , D_{BT2} , D_{UC1} , D_{UC2} 는 Fast-recovery 다이오드이다.

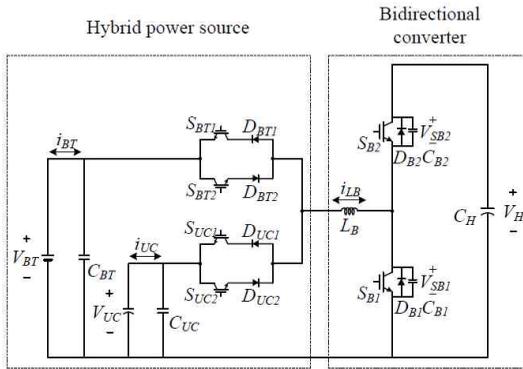
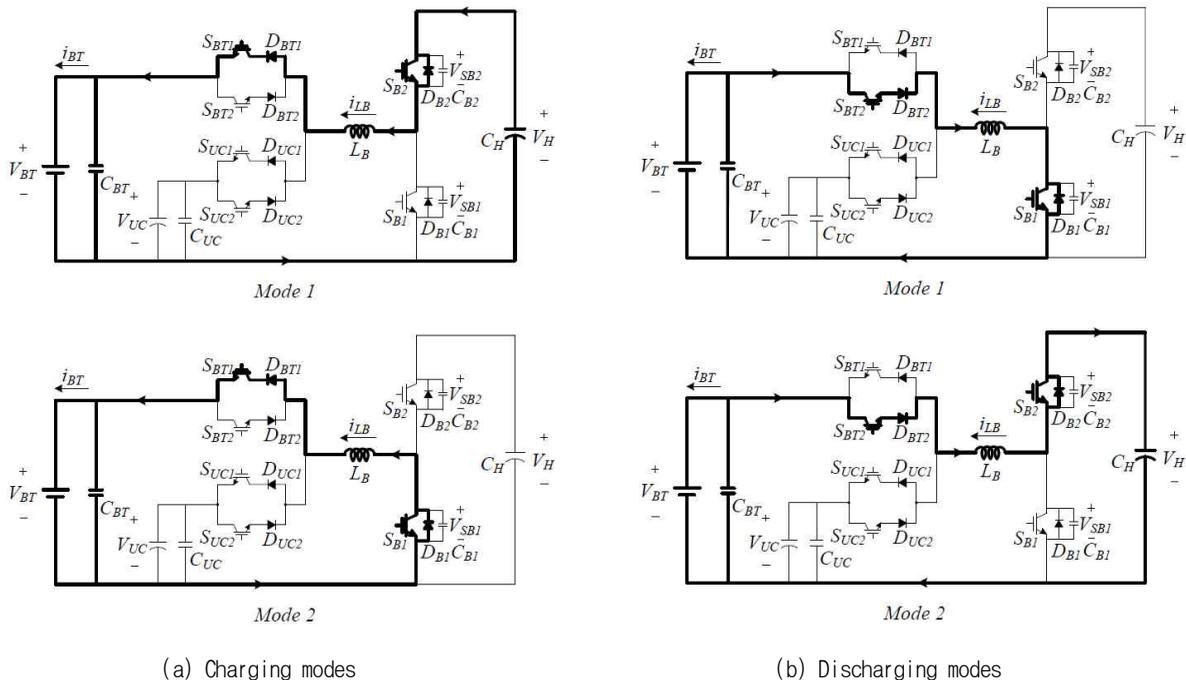


Fig. 2 Circuit diagram of the proposed system



(a) Charging modes (b) Discharging modes
Fig. 3 Operations of the proposed system for battery charging and discharging modes

제안하는 시스템 동작 시, 양방향 컨버터가 동작하는 동안 양방향 스위칭 회로는 하나의 에너지 저장장치를 선정한다. 양방향 스위칭 회로의 스위칭 소자 S_{BT1} , S_{BT2} , S_{UC1} , S_{UC2} 는 양방향 컨버터의 스위칭 소자 S_{B1} , S_{B2} 와 비교하여 매우 낮은 스위칭 주파수로 동작한다. 따라서 양방향 컨버터와 비교하여 양방향 스위칭 회로의 스위칭 손실은 무시할 수 있다. 배터리는 긴 시간 동안의 충전과 방전 특징을 지닌다. 따라서, 배터리의 경우 고압 V_H 를 일정한 전압으로 제어하는 역할을 수행하게 된다. 그림 3의 (a)와 (b)는 각각 제안하는 시스템의 배터리 충전과 방전 시 등가회로를 나타낸다. 배터리의 충전을 위해 스위치 S_{BT1} 이 켜진다. S_{B2} 가 켜지면 L_B 는 D_{BT1} 을 통하여 에너지를 저장한다. S_{B2} 가 소거되면 D_{B1} 을 통해 L_B 에 저장된 에너지가 배터리로 전달된다. 배터리의 방전을 위해 S_{BT2} 가 켜진다. S_{B1} 이 켜지면 L_B 는 D_{BT2} 를 통하여 에너지를 저장한다. S_{B1} 이 소거되면 D_{B2} 를 통해 L_B 에 저장된 에너지가 고압 커패시터 C_H 로 전달된다.

울트라커패시터는 짧은 시간 동안의 충전과 방전 특징을 지닌다. 따라서, 울트라커패시터의 경우 급격한 전압 변화 시 고압 V_H 를 제어하는 역할을 수행하게 된다. 그림 4의 (a)와 (b)는 각각 제안하는 시스템의 울트라커패시터 충전과 방전 시 등가회로를 나타낸다. 울트라커패시터의 충전을 위해 스위치 S_{UC1} 이 켜진다. S_{B2} 가 켜지면 L_B 는 D_{UC1} 을 통하여 에너지를 저장한다. S_{B2} 가 소거되면 D_{B1} 을 통해 L_B 에 저장된 에너지가 울트라커패시터로 전달된다. 울트라커패시터의 방전을 위해 S_{UC2} 가 켜진다. S_{B1} 이 켜지면 L_B 는 D_{UC2} 를 통하여 에너지를 저

장한다. S_{B1} 이 소거되면 D_{B2} 를 통해 L_B 에 저장된 에너지가 고압 커패시터 C_H 로 전달된다. 각 에너지 저장장치와 고압 커패시터 사이의 양방향 전력흐름은 단일 양방향 컨버터로 제어된다.

3. 시스템 동작

3.1 스위칭 동작

그림 5는 충전을 위한 양방향 컨버터의 스위칭 동작을 나타낸다. 인덕터 전류 i_{LB} 는 연속 모드 (Continuous Conduction Mode : CCM)로 동작 한다. $Gate1$ 과 $Gate2$ 는 각각 S_{B1} 과 S_{B2} 의 게이트 신호이다. 충전 동작을 위해 S_{B2} 는 듀티 비 (Duty Ratio) D 로 제어된다. 스위치 S_{B2} 와 S_{B1} 은 한 스위칭 주기 T_s 에 대하여 비대칭적으로 동작하며 도통 시간은 각각 DT_s 와 $(1-D)T_s$ 로 표현된다. 인덕터 전류 i_{LB} 는 양 (Positive) 방향으로 음 (Negative) 방향으로 흐르게 되고 다시금 양 방향으로 흐르게 된다. I_{Load} 는 부하 전류이다. I_{max} 와 I_{min} 은 각각 인덕터의 최대 전류와 최소 전류를 나타낸다.

$t = t_0$ 에서 $Gate_2$ 의 신호가 인가되면 스위치 S_{B2} 가 켜지고 인덕터 전류 i_{LB} 가 선형적으로 증가한다. $t = t_1$ 에서 모든 스위치가 소거된다. 인덕터 전류 i_{LB} 는 데드 타임 (Dead Time) t_d 동안 C_{B2} 를 충전시키며 C_{B1} 을 방전시킨다. 커패시터는 천천히 충전과 방전을 하게 되고 이로 인해 스위칭 소거 손실 (Turn-off Loss)을 줄이게 된다. $t = t_2$ 에서 C_{B1} 이 완전히 방전되면 다이오드 D_{B1} 로 인덕터 전류 i_{LB} 가 흐르게 된다. 스위치 S_{B1} 은 D_{B1} 의 순환 전류 (Freewheeling Current)로 인해 영전압 스위

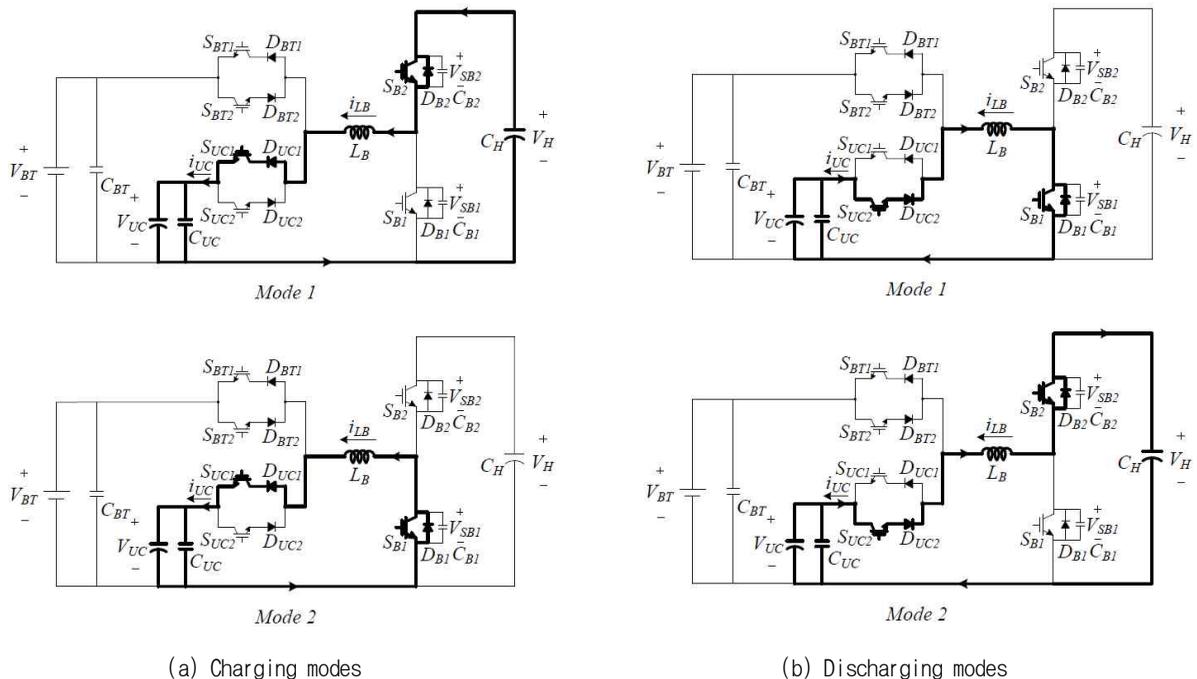


Fig. 4 Operations of the proposed system for ultracapacitor charging and discharging modes

칭 (ZVS)을 하게 된다. 인덕터 전류 i_{LB} 는 계속해서 감소하게 되어 음 방향으로 흐르게 되고 스위치 S_{B1} 으로 흐르게 된다. 다이오드 D_{B1} 은 역회복 손실 (Reverse Recovery Loss)없이 소거된다. $t = t_3$ 에서 스위치 S_{B1} 은 음 전류를 흐르게 하여 t_d 동안 C_{B1} 의 충전과 C_{B2} 의 방전을 돕는다. $t = t_4$ 에서 C_{B2} 가 완전히 방전되면 V_{SB2} 는 영전압 (Zero-voltage)이 되고 다이오드 D_{B2} 에는 음 전류가 흐른다. 그리하여 S_{B2} 는 영전압 스위칭 (ZVS)을 하게 된다. 결과적으로 T_s 동안 스위치 S_{B1} 과 S_{B2} 는 영전압 스위칭 (ZVS)을 하게 된다.

최대 인덕터 전류 I_{max} 와 최소 인덕터 전류 I_{min} 은 다음과 같은 관계식을 지닌다.

$$\Delta I = \frac{1}{2} \frac{V_H - V_L}{L_B} \frac{V_L}{V_H} T_s \quad (1)$$

$$I_{Load} = \frac{P}{V_L} \quad (2)$$

$$I_{max} = I_{Load} + \Delta I \quad (3)$$

$$I_{min} = I_{Load} - \Delta I \quad (4)$$

V_L 은 선정된 에너지 저장장치에 따른 배터리 전압 V_{BT} 와 울트라커패시터 전압 V_{UC} 를 나타낸다. P 와 ΔI 는 각각 부하 전력과 인덕터 리플 전류 (Ripple Current)를 나타낸다. 스위치들의 영전압 스위칭 (ZVS)을 위하여 최소 인덕터 전류 i_{min} 은 항상 음의 값을 지녀야 한다. 따라서, 식 (1), (2), (4)로부터 인덕터 L_B 는 다음 설계식을

만족하여야 한다.

$$L_B < \left(1 - \frac{V_L}{V_H}\right) \frac{V_L^2 T_s}{2P_{max}} \quad (5)$$

P_{max} 는 최대 부하 전력이다. 방전 동작 시에는, S_{B1} 이 듀티 비 D 로 제어되며 양방향 컨버터의 방전 스위칭 동작은 충전 스위칭 동작과 유사하다.

3.2 제어 전략

그림 6(a)는 충전 동작에 대한 간략화된 회로 다이어

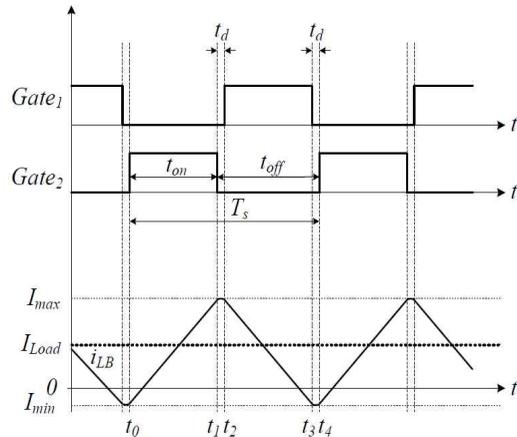
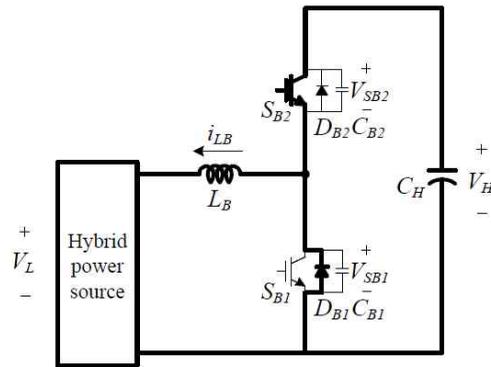
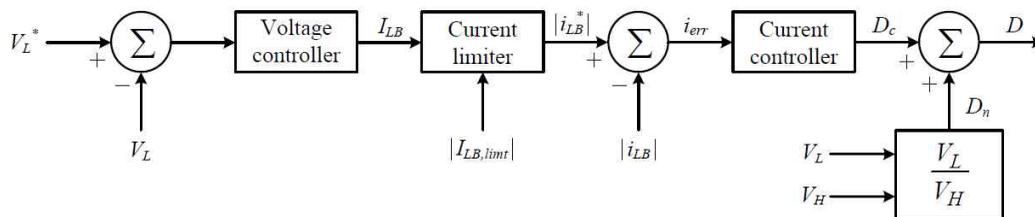


Fig. 5 Switching operation of the bidirectional converter for charging mode



(a) Simplified circuit diagram



(b) Control-block diagram

Fig. 6 Control strategy for charging mode

그램을 나타낸다. 충전 시 V_H 는 일정한 전압으로 제어된다. 양방향 컨버터는 고압 V_H 를 저압 V_L 로 강압시킨다. S_{B2} 가 켜지면 인덕터 전류 i_{LB} 는 증가하며 다음 수식으로 표현된다.

$$V_H - L_B \frac{di_{LB}}{dt} - V_L = 0. \quad (6)$$

반면, 스위치 S_{B2} 가 소거되면 인덕터 전류 i_{LB} 는 다이오드 D_{B1} 을 통해 흐르게 되며 다음 수식으로 표현된다.

$$L_B \frac{di_{LB}}{dt} + V_L = 0. \quad (7)$$

충전 시, 인덕터의 평균 전압은 T_s 동안 인덕터 전류 변화 Δi_{LB} 에 따라 다음 수식으로 표현된다

$$(V_H - V_L)D - V_L(1 - D) = L_B \frac{\Delta i_{LB}}{T_s}. \quad (8)$$

여기서 충전 시 듀티 비 D 는 다음 수식으로 표현된다.

$$D = D_n + D_c = \frac{V_L}{V_H} + L_B \frac{\Delta |i_{LB}|}{V_H T_s} \quad (9)$$

듀티 비 D 는 공칭 듀티 (Nominal Duty) D_n 과 제어 듀티 (Controlled Duty) D_c 를 포함한다. PI 제어를 통하여 제어 듀티 D_c 는 다음 수식으로 표현된다.

$$D_c = k_p i_{err} + k_i \int i_{err} dt \quad (10)$$

k_p 와 k_i 는 각각 PI 제어 이득이다. 전류 오차 i_{err} 는 다음 수식으로 표현된다.

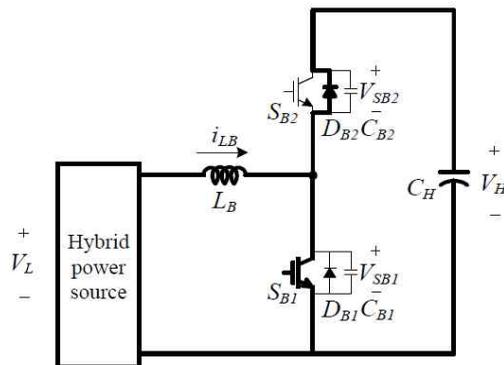
$$i_{err} = |i_{LB}^*| - |i_{LB}|. \quad (11)$$

전압 제어기의 출력 I_{LB} 가 제한 전류 $i_{LB,limit}$ 보다 크게 되면 배터리는 일정한 전류로 충전하게 된다. 대조적으로 I_{LB} 가 제한 전류 $i_{LB,limit}$ 보다 작게 되면 배터리는 일정한 전압으로 충전된다. 그림 6(b)는 충전 동작을 위한 제어 블록 다이어그램을 나타낸다.

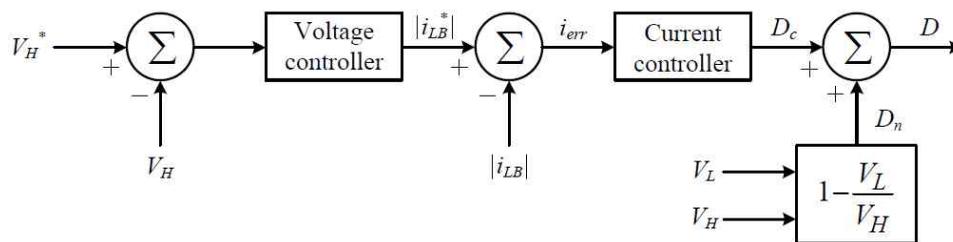
그림 7(a)는 방전 동작에 대하여 간략화된 회로 다이어그램을 나타낸다. 고압 V_H 가 순간적으로 감소할 때, 양방향 컨버터는 저압 V_L 을 고압 V_H 로 승압시킨다. S_{B1} 이 켜지면 인덕터 전류 i_{LB} 는 증가하며 다음 수식으로 표현된다.

$$V_L - L_B \frac{di_{LB}}{dt} = 0. \quad (12)$$

반면, 스위치 S_{B1} 이 소거되면 인덕터 전류 i_{LB} 는 다이오드 D_{B2} 를 통해 흐르게 되며 다음 수식으로 표현된다.



(a) Simplified circuit diagram



(b) Control-block diagram

Fig. 7 Control strategy for discharging mode

Table 1 System parameters of 1 [kW] prototype system

System Parameters	
Battery voltage V_{BT}	160 ~ 190 [V]
Ultracapacitor voltage V_{UC}	100 ~ 150 [V]
High side voltage V_H	320 [V]
Load power P	1 [kW]
Switching frequency f_s	20 [kHz]
Inductor L_B	0.2 [mH]
Low voltage capacitor C_{BT}, C_{UC}	1.6 [mF]
High voltage capacitor C_H	3.3 [mF]

Table 2 Switching device parameters of 1 [kW] prototype system

Switching Device Parameters	
Power switch S_{B1}, S_{B2} (2MBI150U2A)	600 [V], 150 [A]
Bidirectional switch $S_{BT1}, S_{BT2}, S_{UC1}, S_{UC2}$ (2MBI150U2A)	600 [V], 150 [A]
Diode $D_{BT1}, D_{BT2}, D_{UC1}, D_{UC2}$ (YG912S6RR)	600 [V], 10 [A]

$$V_L - L_B \frac{di_{LB}}{dt} - V_H = 0. \quad (13)$$

방전 시, 인덕터의 평균 전압은 T_s 동안 인덕터 전류 변화 Δi_{LB} 에 따라 다음 수식으로 표현된다.

$$V_L D + (V_L - V_H)(1 - D) = L_B \frac{\Delta i_{LB}}{T_s}. \quad (14)$$

여기서 방전 시 듀티 비 D 는 다음 수식으로 표현된다.

$$D = D_n + D_c = 1 - \frac{V_L}{V_H} + L_B \frac{\Delta |i_{LB}|}{V_H T_s} \quad (15)$$

듀티 비 D 는 공칭 듀티 D_n 과 제어 듀티 D_c 를 포함한다. 식 (10)의 PI 제어기를 통하여 요구 전류 i_{LB} 에 의해 전류를 추적하게 된다. 그림 7(b)는 방전 동작을 위한 제어 블록 다이어그램을 나타낸다.

4. 실험결과

제안하는 시스템의 성능을 검증하기 위하여 1 [kW] 시스템을 표 1의 시스템 파라미터와 표 2의 스위칭 소자 파라미터를 이용하여 설계하였다. 그림 8은 시스템 실험 사진을 나타낸다. 제작된 시스템은 양방향 스위칭 회로를 포함한 양방향 컨버터와 마이크로컨트롤러

(Microcontroller)를 기반으로 하는 제어회로로 나누어진 다. 양방향 컨버터의 스위칭 소자 S_{B1} 과 S_{B2} 는 2MBI150U2A (Fuji)를 이용하였다. 커패시터 C_{B1} 과 C_{B2} 는 12 [nF]가 이용되었다. D_{B1} 과 D_{B2} 는 각각 스위치 S_{B1} 과 S_{B2} 의 바디 다이오드 (Body Diode)이다. S_{B1} 과 S_{B2} 는 $t_r = 540$ [nsec]의 레드타임을 지니며 20 [kHz]로 일정하게 동작한다. 배터리-울트라커패시터의 충전과 방전 제어를 위해 단일 칩 마이크로컨트롤러 (Microchip, dsPIC30F3011)를 이용하여 디지털 제어를 구현하였다. 마이크로컨트롤러는 16비트 연산을 하며 디지털 신호 프로세싱을 제공한다. 각 스위치의 스위칭 시간은 소프트웨어를 통해 제어된다. 마이크로컨트롤러의 펄스 발생기를 통해 비대칭 펄스 폭 변조 (Asymmetrical Pulse-Width Modulation : APWM) 게이트 신호를 만든다. 전압과 전류 신호는 마이크로컨트롤러의 10비트 A/D컨버터를 통하여 측정되고, 100 [μsec] 주기로 전압과 전류 제어가 수행된다.

하이브리드 전원은 192 [V], 2.3 [kWh] 배터리 뱅크와 168 [V], 5.8 [F] 울트라커패시터 뱅크를 이용하였다. 배터리 뱅크는 sealed lead-acid 타입 12[V]-12[Ah] 배터리 16개로 이루어지고, 192 [V]의 정격전압과 256 [mΩ] 내부저항을 지닌다. 울트라커패시터 뱅크는 58 [F], 16.8 [V], 22 [mΩ] 울트라커패시터 모듈 10개가 직렬연결로 이루어지고, 168 [V]의 정격전압과 5.8 [F] 그리고 220 [mΩ] 등가저항을 지닌다. 양방향 스위칭 회로의 $S_{BT1}, S_{BT2}, S_{UC1}, S_{UC2}$ 는 2MBI150U2A(Fuji)를 이용하였고 $D_{BT1}, D_{BT2}, D_{UC1}, D_{UC2}$ 는 YG912S6RR(Fuji)를 이용하였다.

그림 9(a)는 기존 스위칭 방식을 적용한 양방향 컨버터의 충전 동작 시의 게이트 신호 $Gate_1$ 과 스위치 S_{B1} 의 전압 V_{SB1} 및 인덕터 전류 i_{LB} 를 나타낸다. 게이트 신호 $Gate_1$ 에 의해 스위치 S_{B1} 이 0.6의 듀티 비로 동작한다. 인덕터 전류 i_{LB} 는 불연속 모드 (DCM)로 동작한다. 스위치 S_{B1} 이 소거되면 인덕터 전류 i_{LB} 의 발진 (Ringing)



Fig. 8 Photograph of the test bench for the prototype system

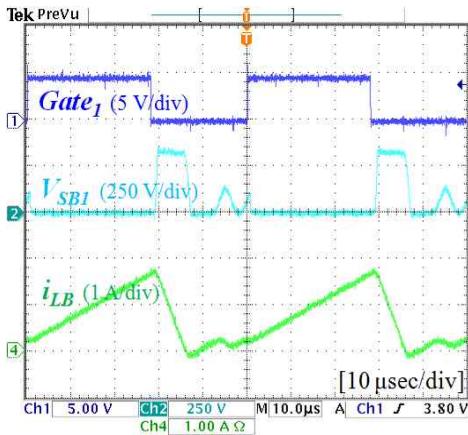
이 발생하여 스위치 S_{B1} 의 전압 V_{SB1} 이 흔들린다^[11]. 그림 9(b)는 제안하는 스위칭 방식을 적용한 양방향 컨버터의 충전 동작 시의 게이트 신호 $Gate_1$ 과 $Gate_2$ 를 그리고 스위치 S_{B2} 의 전압 V_{SB2} 및 인덕터 전류 i_{LB} 를 나타낸다. 스위치 S_{B2} 가 0.6의 듀티 비로 동작 시, 부하 전류는 3 [A]이고 최대 인덕터 전류 I_{max} 와 최소 인덕터 전류 I_{min} 은 각각 5 [A]와 -1 [A]이다. 게이트 신호 $Gate_2$ 가 인가되기 전, 인덕터 전류 i_{LB} 는 최소 인덕터 전류 I_{min} 에 도달하게 된다. 모든 스위치가 소거되면 인덕터 전류는 C_{B1} 을 충전하고 C_{B2} 를 방전한다. C_{B2} 가 완전히 방전되면 스위치 S_{B2} 의 전압 V_{SB2} 은 영전압이 된다. 인덕터 전류가 D_{B2} 를 통하여 흐르게 되면서 S_{B2} 는 영전압 스위칭 (ZVS)을 하게 된다. 게이트 신호 $Gate_1$ 이 인가되기 전, 인덕터 전류 i_{LB} 는 최대 인덕터 전류 I_{max} 에 도달하게 된다. 모든 스위치가 소거되면 인덕터 전류는 C_{B2} 를 충전하고 C_{B1} 을 방전한다. C_{B1} 이 완전히 방전되면 스위치 S_{B1} 의 전압 V_{SB1} 은 영전압이 된다. 인덕터 전류가 D_{B1} 를 통하여 흐르게 되면서 S_{B1} 은 영전압 스위칭 (ZVS)을 하게 된다.

그림 10은 부하에 따른 효율 비교를 나타낸다. 효율

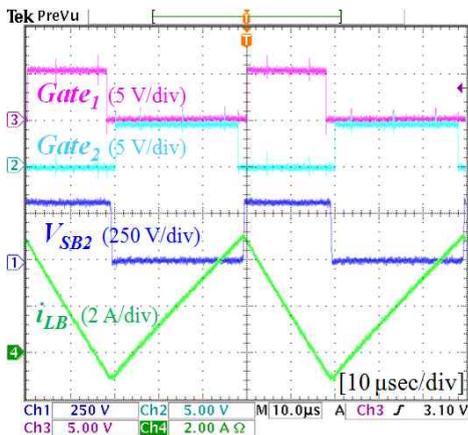
개선을 검증하기 위해 하이브리드 전원을 포함하는 1 [kW] 시스템에 제안하는 비대칭 스위칭 방식 (APWM)과 기존 스위칭 방식을 양방향 컨버터에 각각 적용하였다. 기존 스위칭 방식은 DCM 스위칭을 이용하였다. 기존 스위칭 방식의 경우, 양방향 컨버터는 1 [kW]의 부하 전력에서 95.9 %의 효율을 지닌다. DCM 스위칭으로 인해 인덕터 전류 i_{LB} 의 발진 (Ringing)이 발생하여 시스템의 효율이 감소하게 된다. 반면, 제안하는 스위칭 방식의 경우 양방향 컨버터는 1 [kW]의 부하 전력에서 96.3 %의 효율을 지닌다. 이는 제안하는 스위칭 방식을 통해 인덕터 전류 i_{LB} 가 음 방향으로 흐르게 되고 다이오드 D_{B1} 과 D_{B2} 를 통한 순환 전류로 인해 스위치는 영전압 스위칭 (ZVS)을 하게 된다. 또한 다이오드 D_{B1} 과 D_{B2} 는 역회복 손실 없이 소거되고 스위칭 손실이 감소되어 0.4 %의 효율이 향상되었음을 알 수 있다.

그림 11은 배터리의 충전과 방전 동작 실험 결과를 나타낸다. 그림 11(a)는 배터리 충전 시, 배터리 전압 V_{BT} , 고압 출력 V_H , 인덕터 전류 i_{LB} 와 배터리 전류 i_{BT} 를 나타낸다. $V_{BT} = 180$ [V]와 $V_H = 320$ [V]의 초기 전압 조건에 대하여, 배터리 전류 i_{BT} 를 일정하게 제어하기 위하여 인덕터 전류 i_{LB} 가 제어된다. 200 [W]에서 990 [W]로의 부하 변화에 따라 배터리 전류는 1.1 [A]에서 5.5 [A]로 제어됨을 알 수 있다. 그림 11(b)는 배터리 방전 시 실험 결과를 나타낸다. 990 [W]에서 200 [W]로의 부하 변화에 따라 배터리 전류는 5.5 [A]에서 1.1 [A]로 제어됨을 알 수 있다.

그림 12는 울트라커패시터의 충전과 방전 동작 실험 결과를 나타낸다. 그림 12(a)는 울트라커패시터 충전 시, 울트라커패시터 전압 V_{UC} , 고압 출력 V_H , 인덕터 전류 i_{LB} 와 울트라커패시터 전류 i_{UC} 를 나타낸다. $V_{UC} = 130$ [V]와 $V_H = 320$ [V]의 초기 전압 조건에 대하여, 양방향 컨버터를 통해 3 [A]의 일정한 전류가 울트라커패시터로 흐르게 된다. 이에 따라, 울트라커패시터 전압은 130 [V]에서 150 [V]로 선형적으로 증가하게 된다. 그림 12(b)는 울트라커패시터 방전 시, $V_{UC} = 150$ [V]와 $V_H = 320$ [V]의 초기 전압 조건에 대하여, 양방향 컨버터를 통해 3 [A]의 일정한 전류가 고압 커패시터 C_H 로 흐르



(a) Conventional switching method



(b) Proposed switching method

Fig. 9 Experimental waveforms of the bidirectional converter for charging mode

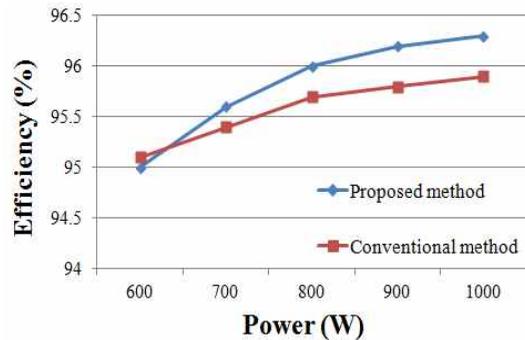


Fig. 10 Measured power efficiencies for different load conditions

게 된다. 이에 따라, 울트라커패시터 전압은 150 [V]에서 130 [V]로 선형적으로 감소하게 됨을 알 수 있다.

5. 결 론

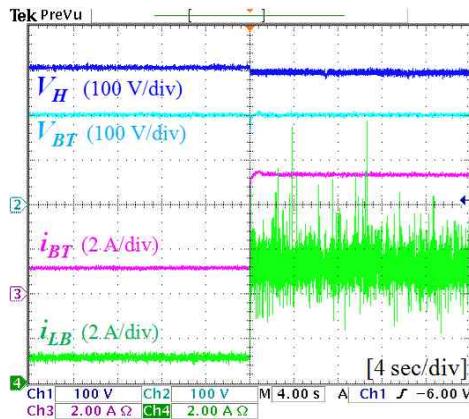
본 논문에서는 배터리-울트라커패시터 하이브리드 에너지 저장장치를 위한 고효율 전력변환 시스템을 제안하였다. 양방향 스위칭 회로를 통하여 각 에너지 저장장치와 고압 커패시터 사이의 양방향 전력흐름은 단일 양방향 컨버터로 제어된다. 배터리와 울트라커패시터를 위해 하이브리드 전원은 하나의 에너지 저장장치 선정을 위한 양방향 스위칭 회로를 지닌다. 높은 전력 효율을 위해 양방향 컨버터는 비대칭 스위칭 방식으로 제어된다. 192 [V], 2.3 [kWh] 배터리 뱅크와 168 [V], 5.8 [F] 울트라커패시터 뱅크 하이브리드 에너지 저장장치를 지닌 1 [kW] 시스템의 제작 및 실험을 하였다. 양방향 컨버터는 제안한 스위칭 방식을 통하여 스위치들의 영전압 스위칭을 이룸으로써 1 [kW] 부하 전력에 대하여 96.3 %의 효율 특성을 지님을 확인하였다. 또한, 제작된 하이브리드 전원에 대하여 제안된 전력변환 시스템의

동작과 기능을 실험을 통하여 검증하였다.

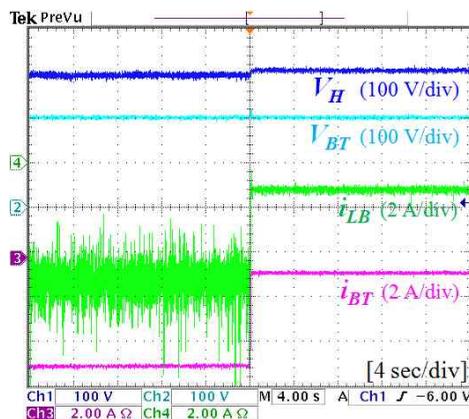
이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2012-0009148).

참 고 문 헌

- [1] H. J. Yoo, S. K. Sul, Y. H. Park, and J. Jeong, "System integration and power flow management for a series hybrid electric vehicle using supercapacitors and batteries," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 44, No. 1, pp. 108-114, Jan./Feb. 2008.
- [2] K. Sun, L. Zhang, Y. Xing, and J. M. Guerrero, "A distributed control strategy based on dc bus signaling for modular photovoltaic generation systems with battery energy storage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 10, pp. 3032-3045, Oct. 2011.
- [3] P. J. Grbovic, P. Delarue, P. L. Moigne, and P. Bartholomeus, "A bidirectional three-level dc-dc

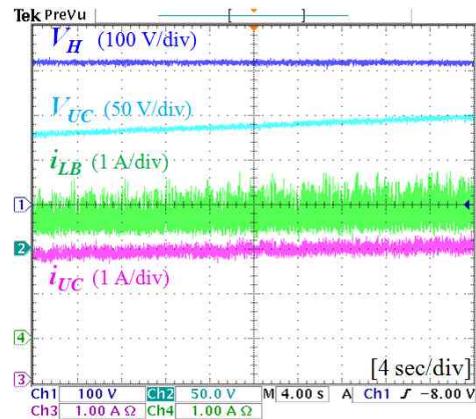


(a) Charging mode

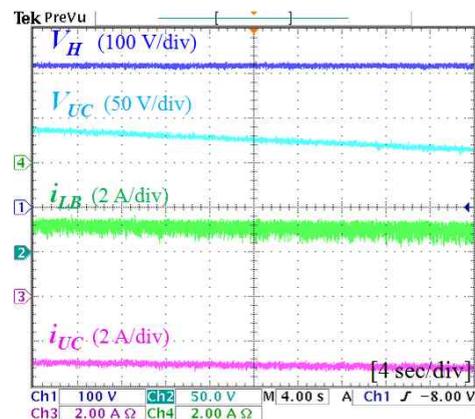


(b) Discharging mode

Fig. 11 Experimental waveforms of the system for battery charging and discharging modes



(a) Charging mode



(b) Discharging mode

Fig. 12 Experimental waveforms of the system for ultracapacitor charging and discharging modes

converter for the ultracapacitor applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 10, pp. 3415-3430, Oct. 2010.

- [4] M. E. Choi, S. W. Kim, and S. W. Seo, "Energy management optimization in a battery/supercapacitor hybrid energy storage system," *IEEE Transactions on Smart Grid*, Vol. 3, No. 1, pp. 463-472, Mar. 2012.
- [5] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, and A. Berthon, "Design and new control of dc/dc converters to share energy between supercapacitors and batteries in hybrid vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 57, No. 5, pp. 2721-2735, Sep. 2008.
- [6] H. Fakhm, D. Lu, and B. Francois, "Power control design of a battery charger in a hybrid active pv generator for load-following applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 1, pp. 85-94, Jan. 2011.
- [7] H. L. Do, "Nonisolated bidirectional zero voltage switching dc-dc converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 3, pp. 2563-2569, Sep. 2011.
- [8] L. S. Yang and T. J. Liang, "Analysis and implementation of a novel bidirectional dc-dc converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 9, pp. 422-434, Jan. 2012.
- [9] H. Wu, J. Lu, W. Shi, and Y. Xing, "Nonisolated bidirectional dc-dc converters with negative-coupled inductor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 1, pp. 2231-2235, May 2012.
- [10] L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, "High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved dc-dc converter for hybrid vehicle application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 5, pp. 1141-1151, Mar. 2012.
- [11] 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 Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 4, pp. 1145-1153, Jul. 2007.



유주승(柳主勝)

1986년 2월 18일생. 2011년 전북대 전자공학부 졸업. 2011년~현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.



최우영(崔祐榮)

1979년 8월 30일생. 2004년 전남대 공대 전기공학과 졸업. 2009년 포항공과대 전자전기공학과 졸업(공박). 2009년~2010년 Virginia Tech(Post Doc.). 2010년~현재 전북대 전자공학부 조교수. 당 학회 학술위원.