

# 배터리 충·방전용 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 새로운 소프트 스위칭 방법

정재현<sup>1</sup>, 서보길<sup>1</sup>, 권창근<sup>1</sup>, 노의철<sup>†</sup>, 김인동<sup>1</sup>, 김흥근<sup>2</sup>, 전태원<sup>3</sup>

## New Soft-Switching Method of 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter for Battery Charging and Discharging

Jae-Hun Jung<sup>1</sup>, Bo-Gil Seo<sup>1</sup>, Chang-Keun Kwon<sup>1</sup>, Eui-Cheol Nho<sup>†</sup>, In-Dong Kim<sup>1</sup>, Heung-Geun Kim<sup>2</sup>, and Tae-Won Chun<sup>3</sup>

**Abstract** - This paper deals with novel soft-switching method for a bidirectional DC-DC converter in battery charging and discharging system. The proposed soft-switching method provides ZVS and ZCS at turn-on, and ZVS at turn-off of the switch in both charging and discharging operation modes. The soft switching condition can be obtained in wide load range, and provide low switching loss as well as low voltage spike at turn-off of the switch. Proposed method is analyzed in charging and discharging mode. Simulation and experimental results validate the usefulness of the proposed soft-switching method.

**Keywords:** interleaved bidirectional DC-DC converter, energy storage system, soft-switching

### 1. 서 론

최근 에너지를 효과적으로 활용하기 위하여 에너지 충·방전 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이러한 에너지 충·방전 시스템에서 에너지를 저장하는 주요 소자는 배터리나 슈퍼커패시터를 들 수 있다. 그런데 배터리를 에너지 저장소자로 구성하는 경우 배터리의 입·출력 전류의 리플은 배터리의 수명과 직접적인 관련이 있기 때문에, 배터리의 입·출력 전류의 리플을 줄이는 것을 목적으로 한 다양한 토폴로지의 전력 변환 장치가 연구되고 있다<sup>[1]-[7]</sup>.

하지만 [1]의 시스템은 전 부하 구간에서 스위칭 소자의 도통 손실과 스위칭 손실이 일정하게 발생하여 부하가 작거나 없는 경우에도 정격 부하에서와 거의 동일한 스위칭 손실이 발생한다는 단점이 존재한다. 그리고 [2]의 시스템은 전류 연속모드에서 동작하기 때문에 하드

스위칭을 하게 되어 스위칭 손실이 크다는 단점이 존재하며, DAB(Dual Active Bridge)방식을 응용한 토폴로지<sup>[3]-[4]</sup>는 스위치 소자의 ZVS 조건을 만족하는 구간에 제한이 있다는 단점이 있다. 이러한 문제점을 개선하기 위하여 본 논문에서는 LC공진을 이용한 새로운 방식의 소프트 스위칭 방법을 제안하고자 한다.

제안하는 시스템의 하드웨어는 [1]과 유사하지만 ZVS 용 커패시터의 갯수를 6 개에서 3 개로 50 [%] 줄였으며, 동작도 [1]과는 달리 경부하와 무부하시 도통 손실을 저감하기 위하여 전류 불연속 모드로 동작한다. 또한 충전 시는 벽컨버터, 방전 시는 부스트컨버터로 동작하는데 각 모드에 해당하는 스위치 소자만 스위칭을 하기 때문에 스위칭 손실을 최소화 하였으며 전체 부하 구간에서 스위치의 턴-오프 시 ZVS, 턴-온 시 ZVS와 ZCS가 되도록 하였다. 제안하는 새로운 소프트 스위칭 방식을 충전 모드와 방전 모드로 구분하여 분석하였으며 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 효용성을 입증하였다.

### 2. 제안하는 양방향 DC-DC 컨버터의 시스템 구성

그림 1은 제안하는 양방향 DC-DC 컨버터 회로도이다.  $V_{DC}$ 는 계통연계형 인버터의 DC-link단 전압이며 400 [V]로 가정하였다.  $V_B$ 는 배터리 전압을 나타내며,  $V_B$ 의 변동 범위는 200 ~ 280 [V]이다. 기존의 방식<sup>[1]</sup>과

Paper number: TKPE-2014-19-4-12

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

<sup>†</sup> Corresponding author: nhoec@pknu.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Pukyong National University

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

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Eng., Pukyong National University

<sup>2</sup> Dept. of Electrical Eng., Kyungpook National University

<sup>3</sup> Dept. of Electrical Eng., University of Ulsan

Manuscript received Jun. 25, 2014; accepted Jul. 11, 2014

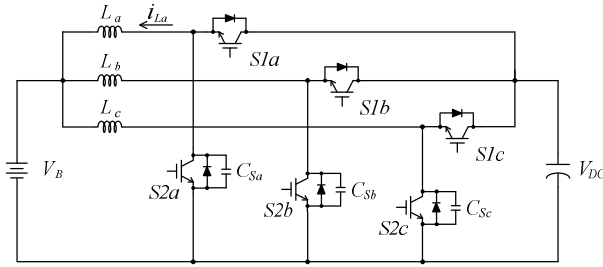


Fig. 1 Proposed bidirectional DC-DC converter

는 달리 인덕터 전류( $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$ ,  $i_{Lc}$ )가 전류 불연속모드에서 동작하도록 하였으며 하단 스위치( $S2a$ ,  $S2b$ ,  $S2c$ )에만 병렬로 ZVS용 커패시터( $C_{Sa}$ ,  $C_{Sb}$ ,  $C_{Sc}$ )를 추가하였다. 그리고 선로에 의한 표류 인덕턴스(stray inductance)를 최소화하기 위하여 6 개의 IGBT가 1 개의 모듈에 들어 있는 소자를 사용하여 시스템을 구성하였다.

제안하는 양방향 DC-DC 컨버터의 동작은 충전모드와 방전모드로 구별되는데 충전모드에서는 DC-link에서 배터리로 에너지가 전달되며 벽컨버터로 동작을 한다. 상단 스위치( $SIa$ ,  $SIb$ ,  $SIc$ )는 임의의 듀티로 스위칭을 하며, 하단 스위치( $S2a$ ,  $S2b$ ,  $S2c$ )는 오프를 유지함으로써 벽컨버터의 환류 다이오드역할을 한다. 에너지가 배터리에서 DC-link로 전달되는 방전모드에서는 부스트컨버터로 동작을 하고 충전모드와 반대로 하단 스위치가 스위칭을 하며 상단 스위치는 오프상태를 유지한다. 배터리 입·출력 전류의 리플을 줄이기 위하여 각 상의 스위치들은  $120^\circ$ 의 위상차를 가지면서 스위칭을 한다.

본 논문에서는 충·방전 각 모드에서 스위치가 턴-온 시 ZVS와 ZCS, 턴-오프 시 ZVS가 되도록 하였으며, 이러한 소프트 스위칭은 전부하 영역에서 이루어진다. 각 상은 동일한 스위칭 패턴을 가지므로 한 상을 기준으로 충전모드와 방전모드에 대해 설명하고자 한다.

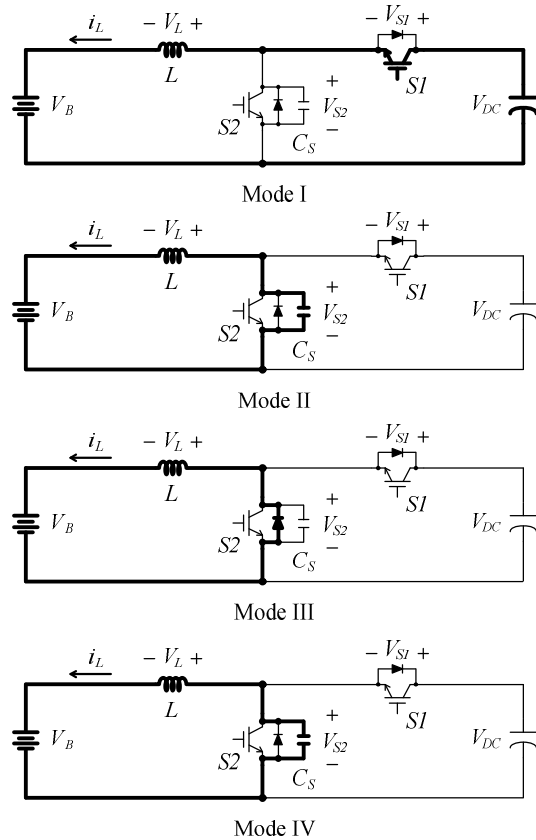
### 3. 충전 및 방전 모드의 동작 원리

#### 3.1 충전 모드

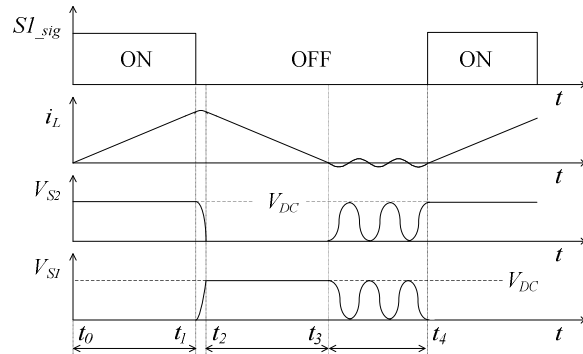
그림 2-(a)는 그림 1의 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 한 상에 대하여 모드별로 나타낸 것이다. 충전 모드의 동작은 Mode I ~ Mode IV로 구분되며, 굵은 선은 각 모드에서의 전류 흐름의 경로를 나타낸다. 충전 모드시  $SI$ 에 인가되는 신호파형( $SI_{sig}$ )과  $i_L$ ,  $V_{SI}$ ,  $V_{S2}$ 의 파형을 그림 2-(b)에 나타내었다. 여기서  $i_L$ 은 인덕터 전류,  $V_{SI}$ 와  $V_{S2}$ 는 각각 상단부 및 하단부 스위치의 양단 전압을 나타낸다.  $V_{DC} = 2 \times V_B$ 인 경우를 가정하였으며 이 때  $i_L$ 이 증가하는 구간과 감소하는 구간에서  $i_L$ 의 기울기는 동일하다.

##### 1) Mode I ( $t_0 \sim t_1$ )

Mode I은  $SI$ 이 턴-온 되어  $i_L$ 이 선형적으로 증가하는



(a) Current path in each mode



Mode : I II III IV  
(b) Switching signal, inductor current, and switch voltages

Fig. 2 Current path and waveforms in charging mode

구간이다. 인덕터 전류  $i_L$ 은 식 (1)과 같이 표현 된다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t (V_{DC} - V_B) dt \tag{1}$$

##### 2) Mode II ( $t_1 \sim t_2$ )

Mode I에서  $S2$ 에 병렬로 연결된 스너버 커패시터의 전압  $V_{S2}$ 는  $V_{DC}$ 이므로  $V_{SI}$ 은 0[V]이며  $SI$ 의 턴-오프시 ZVS가 된다.  $SI$ 이 오프되면 커패시터와 인덕터가 공진하며 이때  $i_L$ 은 다음 식 (2)와 같이 된다.

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

여기서  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_S}$ ,  $Z_0 = \sqrt{L/C_S}$  이다.

또한  $i_L$ 에 의하여 커패시터의 전압은 방전하게 되는데, 커패시터의 전압은  $V_{S2}$ 와 같으며 다음 식 (3)으로 나타낼 수 있다.  $V_{S2}$ 가 영이 되면 Mode II는 종료된다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{S2(t_1)}) \cos \omega_0(t-t_1) + Z_0 i_{L(t_1)} \sin \omega_0(t-t_1) \quad (3)$$

### 3) Mode III ( $t_2 \sim t_3$ )

$V_{S2}$ 가 영이 되면 S2의 다이오드가 턴-온 되고 인덕터에 전압이 역으로 걸려  $i_L$ 은 선형적으로 감소하게 된다. 이 때  $i_L$ 은 식 (4)로 나타낼 수 있으며  $i_L$ 이 최초로 영이 되는 지점에서 Mode III은 종료한다.

$$i_L = i_{L(t_2)} - \frac{1}{L} \int_{t_2}^t V_B dt \quad (4)$$

### 4) Mode IV ( $t_3 \sim t_4$ )

$i_L$ 이 영이 되면 인덕터와 커패시터가 공진하여 인덕터에 공진전류가 흐르게 되는데, 이때 인덕터에 흐르는 공진 전류  $i_L$ 과 스위치 S2 양단 전압  $V_{S2}$ 는 각각 다음 식 (5) 및 (6)과 같다.

$$i_L = -\frac{V_B}{Z_0} \sin \omega_0(t-t_3) \quad (5)$$

$$V_{S2} = V_B - V_B \cos \omega_0(t-t_3) \quad (6)$$

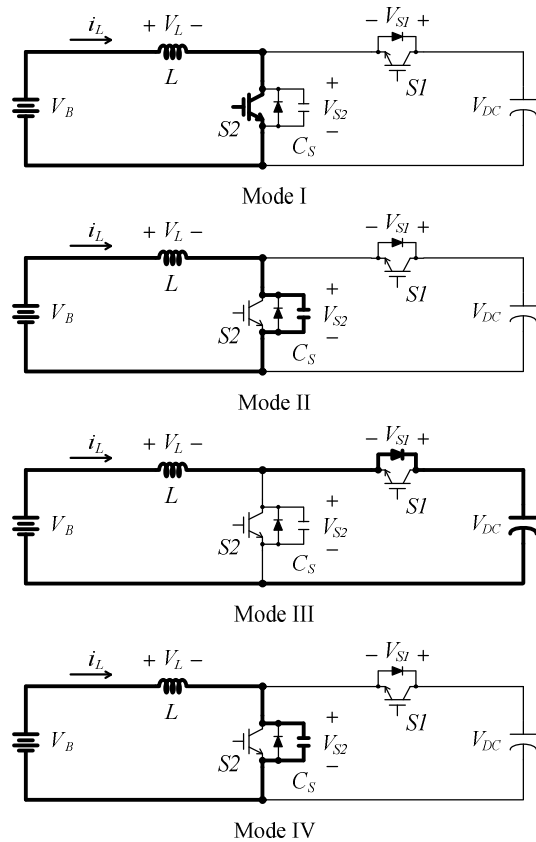
또한  $V_{S1}$ 은  $V_{DC}$ 와  $V_{S2}$ 의 차이만큼의 전압이 걸리므로  $V_{S2}$ 가  $V_{DC}$ 와 같아지면 S1을 턴-온 한다. Mode IV에서 인덕터 전류와  $V_{S2}$  및  $V_{S1}$ 를 관찰해 보면 인덕터 전류가 음(-)에서 양(+)으로 바뀌는 0[A] 시점에  $V_{S2}$ 의 전압은  $V_{DC}$ 가 되고  $V_{S1}$ 은 0[V]가 됨을 알 수 있다. 따라서 인덕터 전류 미분치가 최대인 시점에서 스위치 S1을 턴-온하면 ZVS가 되며 아울러 전류도 0[A]에서 증가하기 시작하므로 ZCS도 된다.

## 3.2 방전 모드

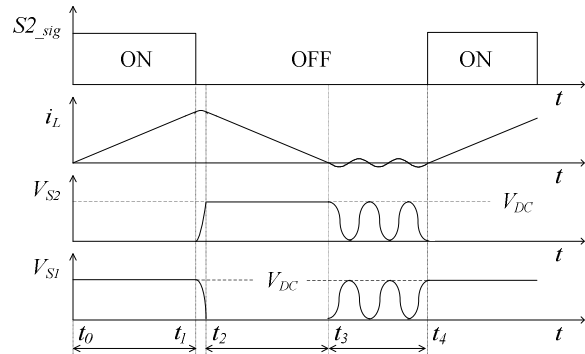
그림 3-(a)는 방전 모드 시 한 상을 모드별로 나타낸 회로도이다. 충전 모드와 마찬가지로 Mode I~IV로 구분 할 수 있다. 그림 3-(b)에는 S2에 인가되는 신호 파형( $S2_{sig}$ ),  $i_L$ ,  $V_{S1}$ ,  $V_{S2}$ 파형을 나타내었으며, 해석의 편의를 위하여 인덕터의 전류 방향과 인가되는 전압의 극성을 충전 모드와 반대 방향으로 정하였다.

### 1) Mode I ( $t_0 \sim t_1$ )

Mode I은 S2가 턴-온되어  $i_L$ 이 선형적으로 증가하는



(a) Current path in each mode



Mode : I II III IV  
(b) Switching signal, inductor current, and switch voltages

Fig. 3 Current path and waveforms in discharging mode

구간이다.  $i_L$ 은 식 (7)로 나타낼 수 있으며 Mode I에서  $V_{S2}$ 는 영이다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t V_B dt \quad (7)$$

### 2) Mode II ( $t_1 \sim t_2$ )

$V_{S2}$ 가 0[V]이므로 S2는 ZVS 조건에서 턴-오프 된다. S2가 턴-오프 되면 인덕터와 스너버 커패시터의 공진에 의해 인덕터에 공진 전류가 흐르며 다음 식 (8)과 같이

표현된다.

$$i_L = i_{L(t_1)} \cos \omega_0(t-t_1) + \frac{V_B}{Z_0} \sin \omega_0(t-t_1) \quad (8)$$

또한  $i_L$ 은 커패시터를 충전하는데 커패시터의 전압은  $V_{S2}$ 와 같으며 다음 식 (9)로 나타낼 수 있다.  $V_{S2}$ 가  $V_{DC}$ 와 같아지면 Mode II는 종료된다.

$$V_{S2} = V_B - V_B \cos \omega_0(t-t_1) + Z_0 i_{L(t_1)} \sin \omega_0(t-t_1) \quad (9)$$

### 3) Mode III ( $t_2 \sim t_3$ )

커패시터의 전압이  $V_{DC}$ 와 같아지면  $SI$ 의 다이오드가 턴-온 되어 인덕터에 저장된 에너지가 DC-link 쪽으로 전달된다. 이 때 인덕터에는  $V_{DC}$ 와  $V_B$ 의 차가 역방향으로 걸리게 되어 인덕터의 전류는 선형적으로 감소한다. 인덕터에 흐르는 전류는 식 (10)과 같다.

$$i_L = i_{L(t_2)} + \frac{1}{L} \int_{t_2}^t (V_B - V_{DC}) dt \quad (10)$$

충전 모드와 동일하게  $i_L$ 이 최초로 영이 되는 지점에서 Mode III은 종료된다.

### 4) Mode IV ( $t_3 \sim t_4$ )

$i_L$ 이 영이 되면 인덕터와 커패시터가 공진을 하는데 이 때  $i_L$ 은 식 (5)와 같으며  $V_{S2}$ 는 다음 식 (11)로 나타낼 수 있다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{S2(t_1)}) \cos \omega_0(t-t_1) \quad (11)$$

Mode IV에서 인덕터 전류  $i_L$ 과  $V_{S2}$ 를 보면 인덕터 전류가 음(-)에서 양(+)으로 바뀌는 0[A] 지점에서  $V_{S2}$ 가 영이 됨을 알 수 있다. 해석의 편의상  $i_L$ 의 방향을 충전모드와 반대로 정하였으므로 실제 시스템의 스위칭 신호생성 시에는 인덕터에 흐르는 전류가 양(+)에서 음(-)으로 변하는  $i_L$ 의 미분치가 최소인 지점에서  $V_{S2}$ 에 턴-온 신호를 인가하면 ZVS가 되며  $i_L$ 은 영에서 음(-)의 방향으로 증가하므로 ZCS도 된다.

## 4. 스위칭 신호 생성 방법

본 논문에서 제안한 soft-switching 기법에 의한 스위칭 주파수는 기본적으로 일정하지만 일정한 스위칭 주파수를 갖는 일반적인 방법과는 다소 다르게 스위칭 시점이 미세하게 변동한다. 이러한 스위칭 신호 생성 방법을 설명하기 위하여 그림 4에 충전 모드 시 Mode IV의  $i_L$ ,  $V_{SI}$ ,  $V_{S2}$ ,  $SI$ 에 인가되는 게이트 신호인  $SI_{sig}$ , 그리고 공진 전류의 영점에서 발생하는 신호인  $S_{ZD\_sig}$ 와 제어기의 PWM 모듈에 설정된 주기  $S_{MCU\_sig}$ 를 나타내었다.

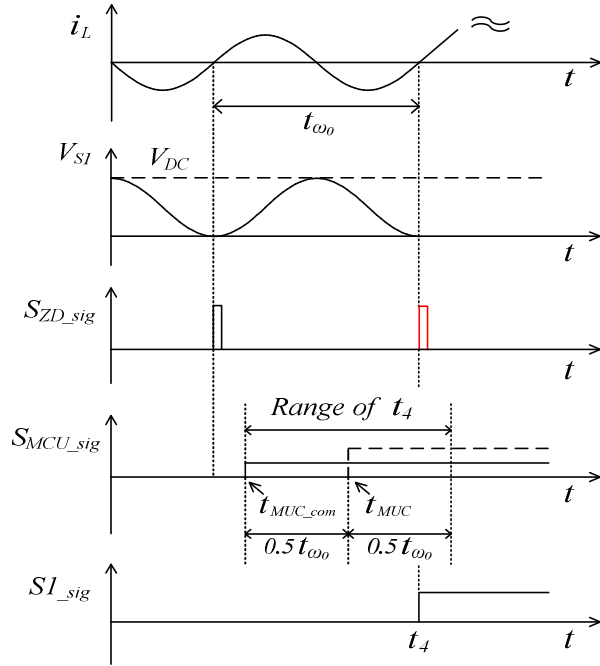


Fig. 4 Expanded waveforms of current, voltages, and signals in Mode IV at charging mode

그림 2의  $SI$  스위칭 시점  $t$ 에서의 인덕터 전류  $i_L$ 은 0[A]이며, 스위치  $SI$  양단 전압도 0[V] 인데 이러한 소프트 스위칭 조건은 일반적인 것은 아니며  $SI$ 을 턴-오프 하는 시점인  $t$ 과 인덕터 전류가 0[A]이 되는 시점인  $t_3$ 에 따라서 소프트 스위칭 조건이 안 될 수가 있다.

그림 4는 소프트 스위칭이 안 되는 경우  $t_4$  부분을 확대하여 나타낸 것이다. 제어기에서 일정한 스위칭 주파수에 따른 턴-온 신호를 발생하는 시점은  $t_{MCU}$ 이나, 이때의  $V_{SI}$ 은 0[V]가 아니다. 따라서 그림 4의 파형에 나타낸  $t_{MCU}$ 는 앞서 설명한 제어기에서 생성하는 시스템의 스위칭 주기로서, 실제 MCU나 DSP의 PWM 모듈에서 설정하는 주기이다.  $t_4$ 는  $t_{MCU}$  이후 인덕터  $L$ 의 공진 전류가 영인 지점에서  $SI$ 에 신호가 인가되는 시점으로 시스템의 실제 스위칭 주기가 된다. 시스템 스위칭 주기  $t_{MCU}$ 에서는 ZVS 조건이 안 되므로 ZVS 조건이 되는  $S_{ZD\_sig}$  신호가 발생하는 시점인  $t_4$ 까지 기다렸다가  $SI$ 을 턴-온하게 된다. 따라서 실제 스위칭 주기  $t_4$ 는 다음 식 (12)와 같다.

$$t_{MCU} \leq t_4 \leq t_{MCU} + t_{\omega_0} \quad (12)$$

식 (12)에서 알 수 있듯이 실제 시스템의 스위칭 주기  $t_4$ 는 MCU나 DSP의 PWM 모듈에서 설정한 주기와 같거나 길어진다. 이렇게 되면 스위칭 주기가 계속 길어지는 문제가 있어서 본 논문에서는  $t_{MCU}$ 를 기준으로 시스템을 설계하는 경우를 고려하여 시스템의 실제 스위칭 주기  $t_4$ 가  $t_{MCU}$ 를 기준으로 공진 반주기( $\pm 0.5 t_{\omega_0}$ )의 범위

Table 1 Simulation parameters

Parameter	Value
$V_{DC}$	400 [V]
$V_B$	200 ~ 280 [V]
$f_{MCU}$ ( $t_{MCU}$ )	20 [kHz] (50 [us])
$L$	500 [uH]
$C$	2.2 [nF]

내에서 변동하도록 PWM 모듈의 스위칭 주기  $t_{MCU}$ 를 식 (13)의  $t_{MCU\_com}$ 으로 보상하였다.

$$t_{MCU\_com} = t_{MCU} - 0.5 t_{w0} \quad (13)$$

따라서 실제 스위칭 신호가 발생하는 시점은 그림 4의 *Range of  $t_4$*  상에 위치하게 된다. 시스템의 실제 스위칭 주기  $t_s$ 는 시스템 설계의 기준이 되는 스위칭 주기  $t_{MCU}$ 를 중심으로 공진 주파수의 반주기내에서 변동하며 다음 식 (14)로 나타낼 수 있다.

$$t_{MCU} - 0.5 t_{w0} \leq t_4 \leq t_{MCU} + 0.5 t_{w0} \quad (14)$$

식 (12)와 (13) 그리고 식 (14)를 통하여 알 수 있듯이 만약 공진 주파수가 무한대라고 가정하면  $t_{w0}$ 는 영이 되어 스위칭 주기  $t_s$ 는  $t_{MCU}$ 와 동일한 값을 가지게 된다.

## 5. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안하는 양방향 DC-DC 컨버터의 시스템 파라미터는 표 1과 같다.

$V_{DC}$ 는 계통 연계형 PWM 컨버터의 DC-link 전압으로 계통의 역류를 제어한다는 가정 하에 400 [V]로 결정하였으며,  $L$ 의 값은 배터리 전압이 최저인 200 [V]에서 3 [kW]로 충전, 방전 시 임계모드가 되도록 식 (15)를 이용하여 500 [uH]로 결정하였다.

$$I_{min} = I_o - V_i(D \times (1-D) \times \frac{t_4}{2L}) = 0 \quad (15)$$

공진 주파수는 식 (12)와 식 (14)에 나타난 것처럼 부하의 변동 시 시스템의 스위칭 주파수 변동에 영향을 미치기 때문에 20 [kHz]의 약 10 배인 200 [kHz] 정도로 보면 되는데, 시스템의 효율과 커패시터의 충·방전 시간을 고려하고, 규격화된 2.2 [nF]의 커패시터를 사용하기 위하여 150 [kHz]로 결정하였다. 충전 시와 방전 시 각 부 파형이 동일하기 때문에 충전시를 기준으로 시뮬레이션을 수행하였으며, 배터리 전압이 최대인 280 [V]에서 3 [kW]와 1 [kW] 전력으로 충전하는 경우와 배터리

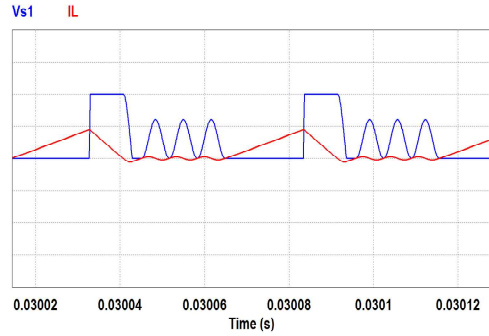
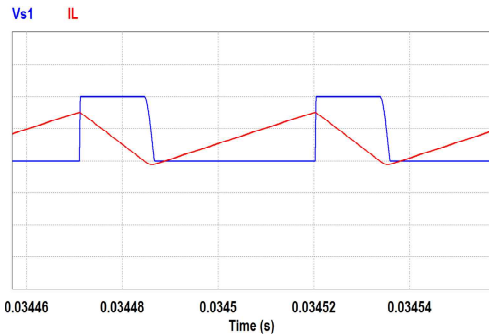
(a)  $V_{S1}$  and  $i_L$  with 1 [kW] load(b)  $V_{S1}$  and  $i_L$  with 3 [kW] load

Fig. 5 Waveforms in charging mode in case of  $V_B = 280$  [V]

전압이 최저인 200 [V]에서 동일한 전력으로 충전하는 경우에 대하여 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 5는  $V_B$ 가 280 [V]인 경우 Psim 시뮬레이션 툴을 이용하여 충전 동작에 대한 시뮬레이션을 수행한 결과 파형이다. 그림 5-(a)는 1 [kW]로 충전하는 경우  $i_L$ ,  $V_{S1}$  파형이며, 그림 5-(b)는 3 [kW]로 충전하는 경우에 대한 시뮬레이션 결과 파형이다. 전압 스케일은 200 [V/DIV]이며, 전류 스케일은 5 [A/DIV], 그리고 시간축 스케일은 20 [uS/DIV]이다.

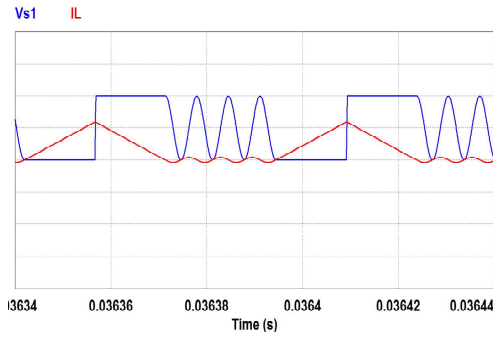
전류가 음(-)에서 양(+)으로 바뀌는 순간  $V_{S1}$ 이 영인 것을 확인 할 수 있으며, 이때 스위치가 턴-온 되어 인덕터  $L$ 의 전류가 상승하는 것을 확인할 수 있다. 스위치  $S1$ 의 턴-온 시 ZCS, ZVS가 되며, 턴-오프 시 ZVS가 된다.

그림 6은  $V_B$ 가 200 [V]인 경우에 시뮬레이션을 수행한 파형이다. 그림 6-(a)는 1 [kW]로 충전하는 경우이며, 그림 6-(b)는 3 [kW]로 충전하는 경우의 파형이다.

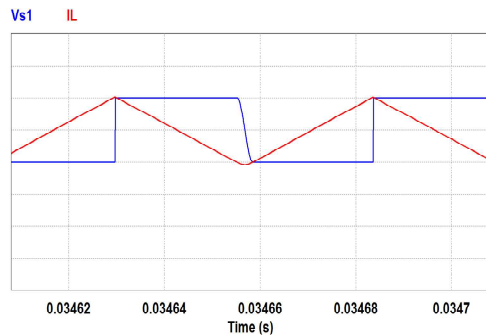
그림 5와 그림 6의 시뮬레이션 파형에서 알 수 있듯이  $S1$ 의 턴-오프 시 ZVS, 턴-온 시 ZVS 및 ZCS가 된다.

## 6. 실험 결과

### 6.1 실험 하드웨어 구성

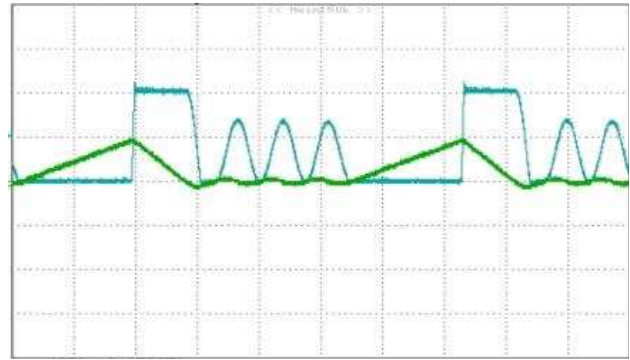


(a)  $V_{St}$  and  $i_L$  with 1 [kW] load

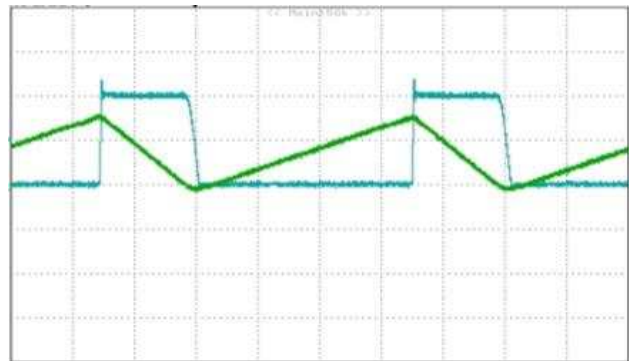


(b)  $V_{St}$  and  $i_L$  with 3 [kW] load

Fig. 6 Waveforms in charging mode in case of  $V_B = 200$  [V]



(a)  $V_{St}$  and  $i_L$  with 1 [kW] load



(b)  $V_{St}$  and  $i_L$  with 3 [kW] load

Fig. 8 Experimental waveforms in charging mode in case of  $V_B = 280$  [V]

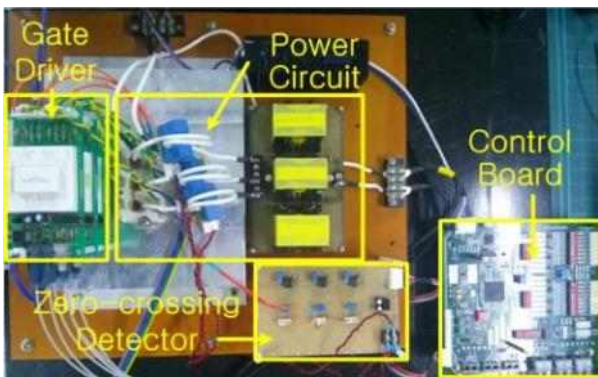
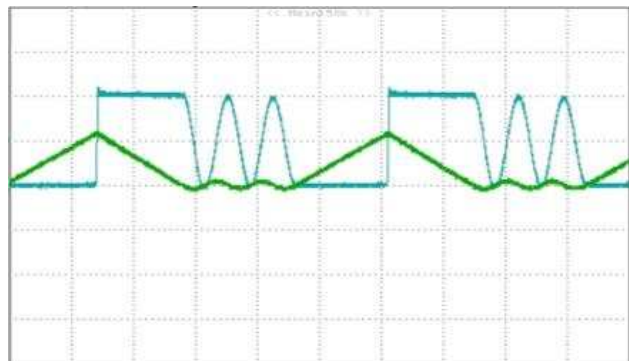


Fig. 7 Experimental set-up

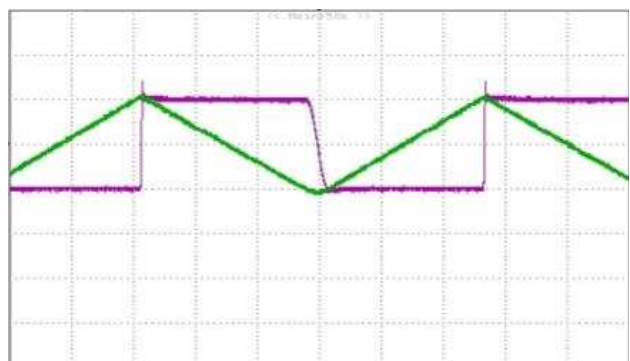
시뮬레이션과 동일한 시스템 파라미터로 하드웨어를 제작하였으며, 그림 7에 실험을 위해 제작된 하드웨어 구성을 나타내었다. 실험에서 사용된 IGBT 모듈은 6개의 IGBT가 하나의 모듈에 들어있는 SEMIKRON사의 SKM 40 GD 123D를 사용하였다. 제어에 사용된 MCU는 TI(Texas Instruments)사의 TMS320F28335이다.

6.2 실험 결과 파형

그림 8과 그림 9에 실험파형을 나타내었다. 그림 8에  $V_B$ 가 280 [V]인 경우 1 [kW]와 3 [kW]의 충전 전력으로 충전 시  $V_{St}$ ,  $i_L$  파형을 나타내었으며, 그림 9에  $V_B$ 가 200 [V]일 때 동일한 충전 전력에서의  $V_{St}$ ,  $i_L$ 의 파형을



(a)  $V_{St}$  and  $i_L$  with 1 [kW] load



(b)  $V_{St}$  and  $i_L$  with 3 [kW] load

Fig. 9 Experimental waveforms in charging mode in case of  $V_B = 200$  [V]

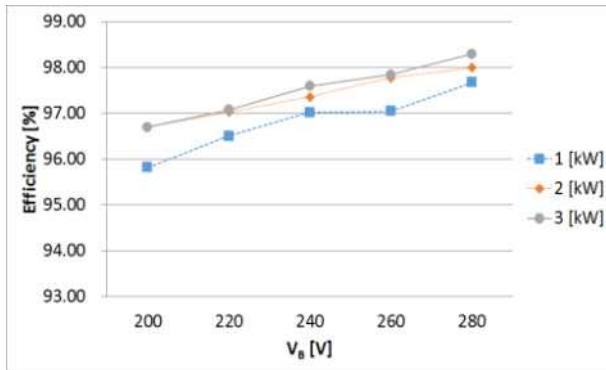


Fig. 10 Power conversion efficiency versus  $V_B$  and load power

나타내었다. 전압 스케일은 200 [V/DIV]이며, 전류 스케일은 5 [A/DIV], 그리고 시간 축 스케일은 10 [μs/DIV]이다. 시뮬레이션 결과와 거의 유사한 것을 확인 할 수 있으며  $V_{SI}$ 과  $i_L$ 이 영인 점에서  $S_I$ 이 턴-온하여 ZVS, ZCS가 되는 것을 확인 할 수 있으며  $V_{SI}$ 이 영인 점에서  $S_I$ 이 턴-오프 하여 ZVS가 되는 것을 확인 할 수 있다.

제어보드와 게이트 드라이버를 제외한 컨버터의 효율을 다음과 같은 방법으로 측정하였다. 먼저  $V_B$ 를 사용 전압 범위 내에서 20 [V] 구간(200 [V], 220 [V], 240 [V], 260 [V], 280 [V])으로 구분하였으며 각 구간에서 충전 전력이 1 [kW], 2 [kW], 3 [kW]인 경우에 대하여 효율을 측정하였다. 또한 각 충전 전력에 대한 효율의 평균값을 계산하여 구하였는데, 충전 전력이 1 [kW], 2 [kW], 3 [kW]인 경우에 96.82 [%], 97.37 [%], 97.51 [%]이며 전 구간 평균 효율은 97.23 [%]로 계산되었다. 그림 10에 각 구간에서 측정한 효율을 그래프로 나타내었다.

효율 측정 결과를 통하여 정격 충전 전력의 약 33 [%]인 1 [kW]로 충전하는 경우 시스템 효율은 전부하 구간에서의 평균 효율과 0.4 [%]정도의 차이만 있다는 것을 확인 할 수 있다.

## 7. 결 론

본 논문은 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 스위칭 손실의 최소화를 위한 LC공진을 이용한 새로운 스위칭 신호 생성 기법을 제시하였다. 기존의 인터리브드 방식과 비교하여 컨버터가 전류 불연속 모드에서 동작하기 때문에 경부하시 스위치 소자의 도통 손실이 감소하며, 충전과 방전 시 하나의 스위치 소자만 스위칭하기 때문에 스위칭 손실 또한 감소한다. 상단 및 하단의 스위치에 모두 커패시터를 추가한 기존의 방식과는 달리 하단 스위치에만 병렬로 커패시터를 추가하여 각 모드에서 동작하는 스위칭 소자의 턴-오프 시 ZVS, 턴-온 시 ZVS 및 ZCS가 되도록 하였다.

시뮬레이션과 실험을 통하여 스위치의 턴-온 시 ZCS 및 ZVS 스위치 턴-오프 시 ZVS가 되는 것을 확인 하

였다. 또한  $V_B$ 를 동작 전압 범위 내에서 20 [V]구간으로 구분 하여 모든 구간에서 1 [kW], 2 [kW], 3 [kW]의 전력으로 충전 하는 경우의 효율을 측정 하였다. 측정된 효율 값을 이용하여 충전 전력이 1 [kW], 2 [kW], 3 [kW]인 경우에 대한 평균 효율을 계산하였는데 각각 95.63 [%], 97.15 [%], 97.42 [%]로 계산되었다. 또한 측정된 효율의 전체 평균은 96.73 [%]로 측정 되었으며, 충전 전력이 정격의 약 33 [%]인 1 [kW]에서의 시스템 효율은 95.63 [%]로서 입·출력 전력이 낮은 경 부하 구간에서도 전 구간 평균 효율과 비교하여 1 [%]의 차이만 있는 것을 확인 하였다.

제안한 소프트스위칭 기법은 배터리나 슈퍼커패시터와 같은 에너지 저장 시스템에서 사용되는 양방향 DC-DC 컨버터의 고효율화 구현에 많은 기여를 할 것으로 기대된다.

본 연구는 2011년도 지식경제부의 재원으로 한국 에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (NO. 20111020400260)

## References

- [1] Junhong Zhang, Jih-Sheng Lai, Rae-young Kim, Wensong 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] W. J. Lee, J. K. Eom, B. M. Han, H. J. Cha, "Design and Experiment of Three-phase Interleaved DC-DC Converter for 5kW Lead-Acid Battery Charger," *Journal of Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, pp. 227-233, Jun. 2011.
- [3] Zhan Wang, Hui Li, "A soft switching three-phase current-fed bidirectional dc-dc converter with high efficiency over a wide input voltage range," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 27, No. 2, pp. 669-684, Feb. 2012.
- [4] M. H. Kwon, K. I. Han, J. S. Park, S. W. Choi, "A Bidirectional Three-phase Push-pull Zero-Voltage Switching DC-DC Converter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 18, No. 4, pp. 403-411, Aug. 2013.
- [5] R. Ayyanar, N. Mohan, "A novel full-bridge DC-DC converter for battery charging using secondary-side control combines soft switching over the full load range and low magnetics requirement," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 37, No. 2, pp. 559-565, Mar. 2001.
- [6] P.J. Grbović, P. Delarue, P. Le Moigne, P. Bartholomeus, "A Bidirectional Three-level DC-DC Converter for the Ultracapacitor Applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 10, pp. 3415-3430, Oct. 2010.

- [7] J. Dudrik, N.-D. Trip, "Soft-switching PS-PWM DC-DC converter for full-load range applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 8, pp. 2807-2814, Aug. 2010.



#### 정재현(鄭在憲)

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



#### 서보길(徐甫吉)

1988년 10월 14일생. 2013년 부경대 전기공학과 졸업. 2013~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



#### 권창근(權昌根)

1986년 12월 9일생. 2011년 부경대 전기공학과 졸업. 2013년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2013~현재 LG전자 C&M 사업부 C&M 제어팀 연구원.



#### 노의철(魯義哲)

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



#### 김인동(金仁東)

1960년 8월 27일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공학박). 1991년~1996년 대우중공업 철도차량연구소 책임연구원. 1997년~1998년 미국 Univ. of Tennessee 방문교수. 2004~2005년 미국 Virginia Tech. 방문교수. 2012년~2013년 미국 North Carolina State Univ. 방문교수. 1996년~현재 부경대 전기공학과 교수. 당 학회 기획이사.



#### 김흥근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2006년~2007년 미국 Michigan State University 방문교수. 2013년 당 학회 회장 역임. 경북대 IT대학 전기공학과 교수. 경북대 산학연구처장



#### 전태원(全泰園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1996년~1997년 Tennessee대학 방문교수. 2005년~2006년 미국 Virginia Tech. 방문교수. 현재 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수. 당 학회 협력부회장.