

주파수 변조 방식 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 과도상태 과전류를 최소화하기 위한 스위칭 기법

배종우¹, 정혜수¹, 정재현¹, 노의철[†]

A Switching Method for Minimizing the Over Current in Transient Response of 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter with Frequency Modulation

Jongwoo Bae¹, Hyesoo Jeong¹, Jae-Hun Jung¹, and Eui-Cheol Nho[†]

Abstract

This work deals with a switching method for minimizing overcurrent in a three-phase interleaved bidirectional DC-DC converter with frequency modulation. Generally, a three-phase interleaved DC-DC converter is used to reduce a current ripple component. The combined operation of three-phase and two-phase converters can significantly reduce the ripple component. However, the conventional PWM method cannot solve severe overcurrent during phase transfer or frequency variation for power control. To overcome this problem, this work proposes a new PWM switching method. A 3 kW DC-DC power converter is designed and implemented, and the converter is operated in discontinuous current mode with varying switching frequencies for power control. Simulation and experimental results show the validity of the proposed switching method. The proposed switching method can be widely used in the field of current ripple reduction for three-phase interleaved bidirectional DC-DC converters.

Key words: PWM switching method, Interleaved DC-DC converter, Frequency modulation

1. 서 론

최근 전 세계적 환경규제 강화와 수요자의 선호변화 등 대내외 환경 변화에 따라 친환경 전기자동차산업에 대한 관심이 높아지고 있다. 아울러 전기자동차와 전력 계통이 전력을 주고받을 수 있는 V2G (Vehicle to Grid) 시스템에 대한 연구의 중요성이 대두되고 있다. V2G 시스템의 핵심 구성품은 배터리의 에너지를 충전 하거나 방전하기 위한 양방향 DC-DC 컨버터와 계통과 연계하여 교류 전력을 제어 할 수 있는 인버터 시스템 이다.^{[1]-[4]} 전기자동차의 핵심 구성품인 배터리는 에너지 충·방전 시 배터리 입·출력 전류 리플의 크기에 따라 배터리의 온도가 변하고 이는 배터리 수명에 큰 영향을

미치기 때문에 배터리 충·방전 시스템으로서 입·출력 전류의 리플을 저감할 수 있는 인터리브드 방식의 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.^{[5]-[7]} [7]의 시스템은 인터리브드 방식의 컨버터를 전류임계모드로 동작하는 주파수 변조 방식으로 제어하고, 배터리 전압의 크기에 따라 동작하는 상의 수를 변환하여 배터리 입·출력 전류의 리플 크기를 현저히 감소시킬 수 있다. 그러나 한 상을 기준으로 나머지 상의 위상과 주파수를 동시에 제어하기 때문에 급격한 부하 변동 상황이나 상전환이 발생하는 경우 과전류가 발생하여 스위칭 소자를 파손 하거나 배터리에 영향을 주게 된다.

본 논문에서는 상전환 혹은 부하 변동 발생 시 각 상의 주파수와 위상을 보상함으로써 상전환으로 인한 과전류 발생을 최소화하기 위한 새로운 스위칭 기법을 제안하였으며 실험을 통하여 제안하는 방식의 타당성을 검증하였다.

2. 시스템 구성 및 소프트 스위칭 원리

2.1 시스템 구성

Paper number: TKPE-2016-21-6-10
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
Manuscript received Oct. 23, 2016; revised Oct. 31, 2016;
accepted Nov. 7, 2016

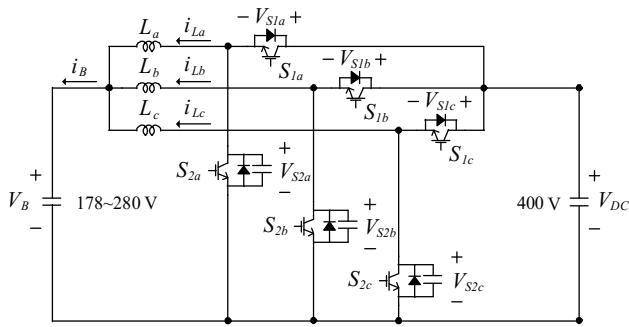


Fig. 1. Circuit diagram of 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter.

그림 1은 본 논문에서 사용한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 회로도이다. 하단 스위치(S_{2a} , S_{2b} , S_{2c})에 병렬 연결된 ZVS 용 커패시터만으로 소프트 스위칭이 가능하며 전류입계모드로 동작한다. DC-Link에서 배터리로 에너지를 충전하는 경우 상단 스위치(S_{1a} , S_{1b} , S_{1c})의 주파수와 듀티를 제어하고 하단 스위치(S_{2a} , S_{2b} , S_{2c})는 오프 상태를 유지함으로써 Buck 컨버터로 동작한다. 배터리가 방전하는 경우는 상단 스위치는 턴-오프, 하단 스위치의 주파수와 듀티를 제어함으로써 부스트 컨버터로 동작한다. 각 상 전류의 위상에 차이를 줌으로써 배터리 전류 i_B 의 리플 성분을 저감할 수 있다. 3상 인터리브드 컨버터 각 상의 동작은 상호 120°의 위상차만 있을 뿐, 동작하는 원리는 동일하기 때문에 한 상에 대해 동작원리를 설명하도록 한다.

2.2 소프트 스위칭 원리

그림 2-(a)는 배터리 충전 모드 시 단상 회로의 전류 흐름도이며 그림 2-(b)는 각 모드별 스위칭 신호, 인덕터 전류, 그리고 스위치 전압 파형이다. 그림 2를 이용하여 동작 모드를 설명하면 다음과 같다.

(a) **Mode I ($t_0 \sim t_1$):** S_1 턴-온 시 인덕터 L 에는 V_{DC} 와 V_B 의 차이만큼 전압이 인가되어 인덕터 전류 i_L 은 상승한다.

(b) **Mode II ($t_1 \sim t_2$):** S_1 턴-오프 시 인덕터 L 과 커패시터 C 는 직렬로 공진회로가 구성되어 LC 직렬공진이 발생한다. 이 구간에서 C 에 저장된 에너지가 방전하고 전압은 영(Zero)으로 감소한다.

(c) **Mode III ($t_2 \sim t_3$):** LC 공진이 끝난 후 인덕터 L 에는 V_B 가 역방향으로 인가되고 i_L 은 감소한다.

(d) **Mode IV ($t_3 \sim t_4$):** i_L 이 영(Zero)이 되면 다시 LC 직렬공진이 발생하며 V_{S2} 가 V_{DC} 까지 상승한다.

LC 공진을 이용하여 S_1 턴-온 시 ZVS 및 ZCS, 턴-오프 시 ZVS가 된다. 방전 모드에서는 S_2 가 온-오프하며 충전 모드와 동일한 원리로 소프트 스위칭 한다.

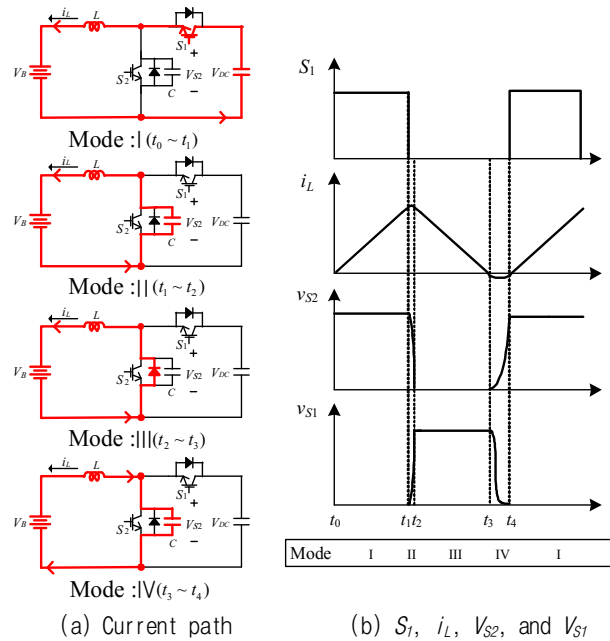


Fig. 2. Current path and waveforms of a-phase in case of charging mode.

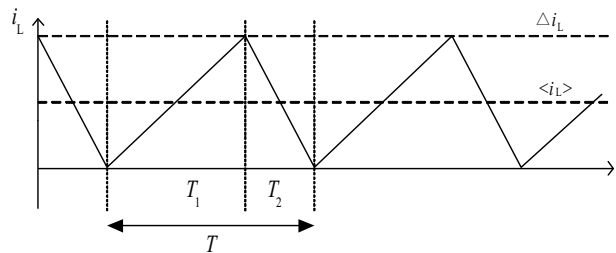


Fig. 3. Inductor current waveform in charging mode.

3. 상전환 동작 시 전류 리플 크기 분석

3.1 충·방전 전력과 주파수

본 논문에서 다루는 시스템은 배터리 전압과 부하 크기에 따라 그림 1의 3상 양방향 컨버터가 3상 혹은 2상 모드로 동작한다. 먼저 충·방전 전력과 주파수 관계에 대하여 설명하면 다음과 같다.

그림 3에 충전 모드로 동작 시 한 상의 인덕터 전류 파형 i_L 을 나타내었다. 배터리의 시정수가 크므로 V_B 는 스위칭 한 주기 동안 일정하고 LC 공진 주기는 스위칭 한 주기와 비교하여 짧기 때문에 충·방전 전력에 영향을 미치지 않는다고 가정하였다.

3상 동작 시 각 상의 인덕터 평균 전류 $\langle i_L \rangle$ 의 합은 배터리 평균전류 $\langle i_B \rangle$ 와 같으므로 다음 식 (1)로 나타낼 수 있다.

$$\langle i_B \rangle = 3 \langle i_L \rangle \quad (1)$$

이 때 충전전력 P_o 는 식 (2)와 같으며,

$$P_O = 3 \langle i_L \rangle \times V_B \quad (2)$$

구간 T_1 과 T_2 에서 인덕터 전류의 변동값 Δi_L 은 각각 식 (3) 과 (4) 로 나타낼 수 있다.

$$\Delta i_L = \frac{V_{DC} - V_B}{L} T_1 \quad (3)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_B}{L} T_2 \quad (4)$$

식 (1) ~ (4) 를 정리하면 스위칭 주기 T 는 식 (5) 와 같다.

$$T = \left(\frac{1}{V_{DC} - V_B} + \frac{1}{V_B} \right) \frac{2P_O L}{3V_B} \quad (5)$$

컨버터가 2상 동작 시 $\langle i_B \rangle$ 는 한 상의 인덕터의 평균 전류의 2배가 되며 앞서 3상의 경우와 동일한 순서로 스위칭 주기를 유도하면 식 (6) 과 같다.

$$T = \left(\frac{1}{V_{DC} - V_B} + \frac{1}{V_B} \right) \frac{P_O L}{V_B} \quad (6)$$

방전 동작 시 부하 전력과 스위칭 주기의 관계는 인덕터 전류의 방향만 반대이며 충전 시와 동일하다.

3.2 배터리 전류 리플 분석

배터리 충·방전 시스템에서는 배터리 전압의 변동에 따라 배터리 전류의 리플 크기가 변동한다. 3상과 2상 동작 시 배터리 전류의 리플이 최소가 되는 배터리 전압 크기가 다르기 때문에 먼저 3상 동작과 2상 동작 시 배터리 전압에 대한 배터리 전류의 리플 크기를 분석할 필요가 있다.

그림 4에 3상 동작 시 배터리 전류 리플의 크기를 구하기 위한 인덕터 전류 파형을 나타내었다. V_B 가 $2/3 \cdot V_{DC}$ 인 지점에서 배터리 전류 리플 Δi_B 는 영 (Zero) 이 된다. 따라서 $2/3 \cdot V_{DC}$ 보다 작은 경우와 큰 경우에 대한 전류의 리플 크기를 구해야 한다. 배터리 전압이 $2/3 \cdot V_{DC}$ 보다 작은 경우인 그림 4-(a)에서 배터리 전류가 상승하는 구간 T_A 또는 하강하는 구간 T_B 의 전류 변화량으므로 T_A 에서 전류 변화량을 구하면 식 (7) 과 같다.

$$\Delta i_B = \frac{2V_{DC} - 3V_B}{L} T_A \quad (7)$$

여기서, T_A 는 식 (8)과 같고 D 는 시스템의 듀티이다.

$$T_A = \left(D - \frac{1}{3} \right) T \quad (8)$$

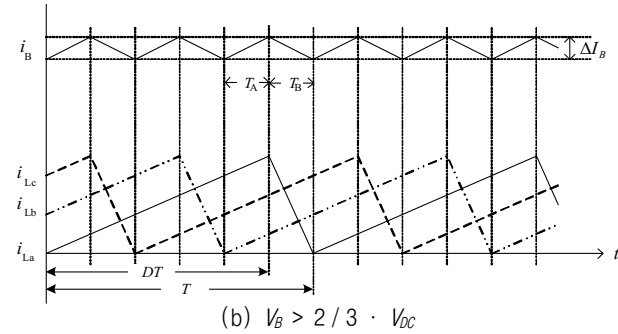
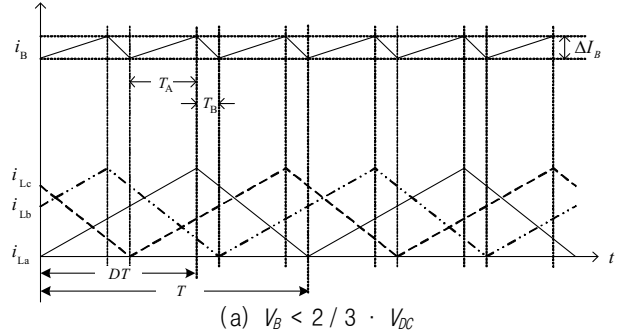


Fig. 4. Waveforms of battery and inductor currents in case of 3-phase operation mode.

배터리 전압이 $2/3 \cdot V_{DC}$ 보다 큰 경우 그림 4-(b) 를 이용하여 배터리 전류의 리플 크기를 구하면 식 (9) 와 같다.

$$\Delta i_B = \frac{3(V_{DC} - V_B)}{L} T_A \quad (9)$$

여기서, T_A 는 식 (10)과 같다.

$$T_A = \left(D - \frac{2}{3} \right) T \quad (10)$$

그림 5는 시스템이 2상으로 동작하는 경우 각 상 인덕터 전류와 배터리 전류 파형이다. 2상인 경우 V_B 가 $1/2 \cdot V_{DC}$ 인 지점에서 Δi_B 가 영 (Zero) 이 된다. 3상과 마찬가지로 V_B 가 $1/2 \cdot V_{DC}$ 보다 작은 경우에 대한 그림 5-(a)와 $1/2 \cdot V_{DC}$ 보다 큰 경우인 그림 5-(b)를 이용하여 리플 크기를 구하면 각각 식 (11) 및 식 (12)로 나타낼 수 있다.

$$\Delta i_B = \frac{V_{DC} - 2V_B}{L} DT \quad (11)$$

$$\Delta i_B = \frac{2(V_{DC} - V_B)}{L} T_A \quad (12)$$

여기서 T_A 는 식 (13)과 같다.

$$T_A = \left(D - \frac{1}{2} \right) T \quad (13)$$

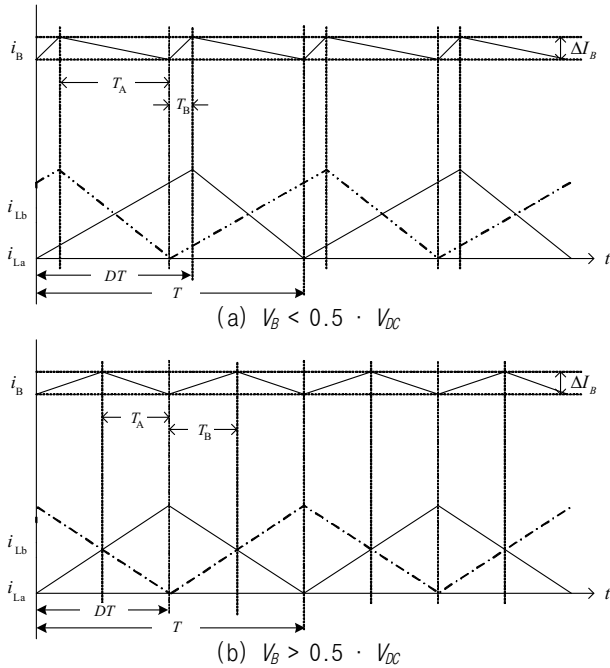


Fig. 5. Waveforms of battery and inductor currents in case of 2-phase operation mode.

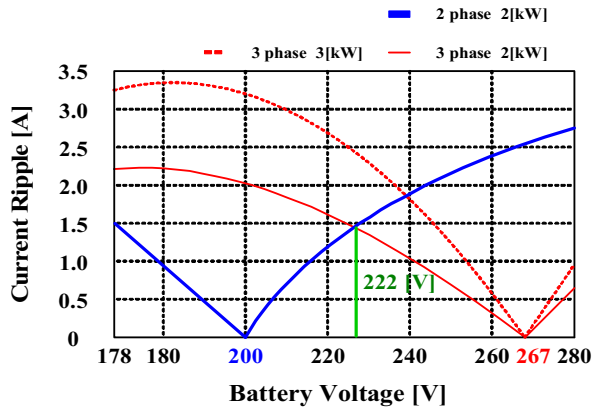


Fig. 6. Magnitude of battery current ripple versus battery voltage in 3-phase and 2-phase operation modes.

3.3 상 전환 구간 분석

앞서 구한 배터리 전압과 동작하는 상수에 따른 배터리 전류 리플의 크기를 매트랩을 이용하여 그림 6에 그래프로 나타내었다. 본 논문의 시스템은 3상 동작 시 최대 3[kW] 출력이 되도록 설계하였다. 따라서 2상으로 동작하는 경우 시스템 최대 출력은 2[kW]가 된다. 사용된 배터리 전압 변동 범위는 176[V] ~ 280[V]이다.

부하가 2[kW]보다 작고 배터리 전압이 222[V]보다 작은 조건에서는 2상으로 동작 시 배터리 전류의 리플 크기가 3상 동작 시 보다 작은 것을 알 수 있다. 또한 배터리 전압이 222[V]보다 큰 경우는 부하의 크기와 무관하게 3상으로 동작 시 전류의 리플이 최소화 되는 것을 알 수 있다. 따라서 부하 2[kW]와 배터리 전압

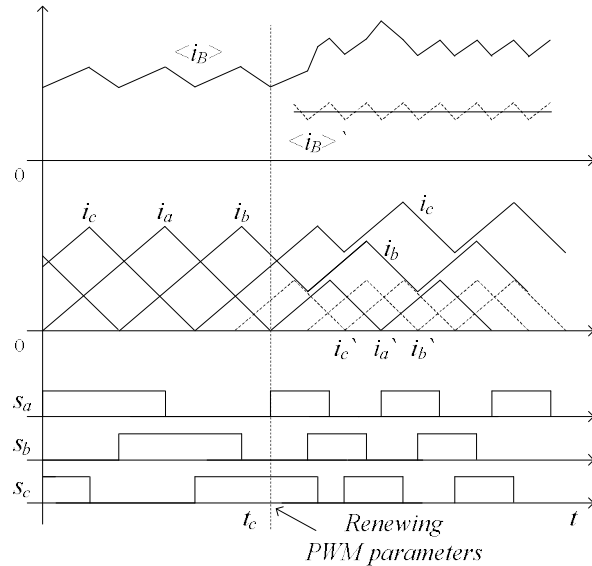


Fig. 7. PWM signal generation for frequency modulation.

222[V]를 상전환의 경계로 설정하여 상전환을 함으로써 배터리 전류의 리플 크기를 최소화 할 수 있다.

4. 제안하는 스위칭 기법

4.1 상전환 시 발생하는 과전류 분석

그림 7에 주파수 변조방식으로 부하를 제어하는 경우에 과전류가 발생하는 원인을 분석하기 위한 인덕터와 배터리 전류 파형을 나타내었다. t_c 시점에서 부하가 약 50[%] 감소한다면 배터리 전류의 평균값 $\langle i_B \rangle$ 는 $\langle i_B' \rangle$ > 까지 감소하며 각 상의 인덕터 전류는 전류임계모드로 동작하는 경우 i_a' , i_b' , 그리고 i_c' 와 같이 흘러야 한다. 그러나 디지털 제어기(DSP or MCU)를 사용하여 PWM 파형을 발생하는 경우, 한 상의 PWM 파형을 기준으로 나머지 PWM 상의 위상과 주파수를 동기화해야 하는데 적절한 보상을 하지 않는 경우에는 그림 7에 나타낸 것과 같이 과전류가 발생한다. 그림 7의 a 상을 기준으로 b와 c 상의 PWM 신호가 동기화 된다고 가정하면 a 상은 전류가 영이 되는 지점에서 주파수와 듀티가 갱신되므로 전류 임계 모드로 동작하는 것이 보장된다. 그러나 나머지 두 상의 PWM 신호가 기준상과 동일한 시점에서 갱신되면 주파수의 변동으로 인하여 그림 7에 나타낸 i_b 와 i_c 처럼 각상의 인덕터 전류가 연속모드로 동작하게 된다. 이 경우 그림에 나타낸 것과 같이 과도한 전류가 흐르게 되는데, 이는 스위칭 소자를 과손시킬 수도 있고 배터리 입·출력 전류에도 영향을 미치게 된다.

그림 8은 앞서 설명한 과전류가 발생하는 경우에 대한 인덕터 전류와 배터리 전류 파형이다. t_c 시점 이후에 부하가 감소하여 스위칭 주파수가 증가함에도 불구하고 a 상 전류가 연속모드로 동작하여 배터리에 과전류가 발생하는 것을 알 수 있다.

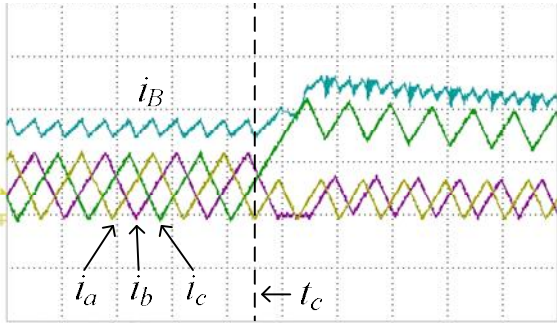


Fig. 8. Experimental waveforms in case of occurring over current.

4.2 주파수와 위상 보상 기법

상전환이 일어나거나 부하가 급변할 경우 발생하는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 스위칭 보상기법을 제안하였으며. 제안하는 보상기법은 부하변동과 상전환이 동시에 발생하는 경우, 상전환만 발생하는 경우, 그리고 부하만 변동하는 경우의 3가지를 모두 고려하였다.

그림 9는 배터리 전압이 176[V] ~ 222[V], 부하의 크기가 2.4[kW]에서 1.2[kW]로 감소하고 3상 동작에서 2상 동작으로 상전환을 하는 경우 인덕터 전류와 배터리 전류 파형이다. 식 (5)와 (6)을 이용하여 부하 크기에 따른 스위칭 주기 T_s 를 알 수 있는데, h_1 은 부하가 2.4[kW]일 때 스위칭 주기와 관련된 값이고 h_2 는 부하가 1.2[kW]일 때 스위칭 주기와 관련된 값이다. h_1 과 h_2 의 크기를 이용하여 상 전환 시점에서의 주기 h_B 를 계산할 수 있다. h_B 를 수식으로 나타내면 식 (14)와 같다.

$$h_B = h_2 + x_B \tag{14}$$

여기서 x_B 는 상 전환 시점에서 보상해야하는 주파수의 변동으로서 식 (15)를 이용하여 구할 수 있다..

$$x_B = \frac{h_1}{3} - \frac{h_2}{2} \tag{15}$$

그림 10은 부하의 크기가 2[kW] 이하에서 배터리 전압이 222[V] 경계를 통과하면서 증가하는 경우 인덕터 전류와 배터리 전류 파형이다. 이 경우, 배터리 전류의 평균값은 동일하고 2상에서 3상으로 상전환만 일어난다. 앞의 경우와 마찬가지로 상 전환 시점에서 h_B 와 x_B 를 계산하면 식 (16)과 식 (17)로 나타낼 수 있다.

$$h_B = h_1 - x_B \tag{16}$$

$$x_B = \frac{3}{2}h_1 + \frac{2}{3}h_2 \tag{17}$$

그림 11은 배터리 전압이 176[V] ~ 280[V]이고 부

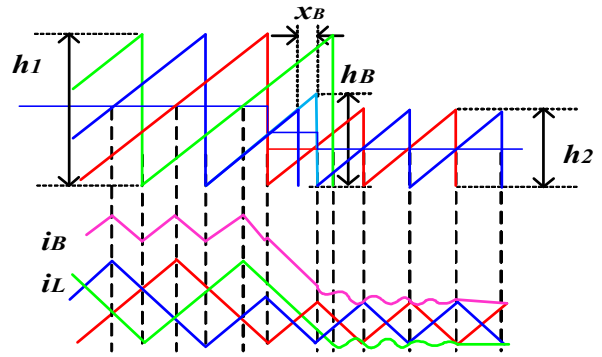


Fig. 9. Waveforms of battery and inductor currents in case of load and phase change (2.4[kW] → 1.2[kW], 3 phase → 2 phase).

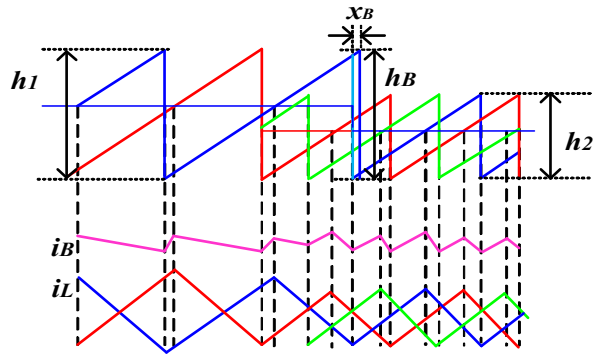


Fig. 10. Waveforms of battery and inductor currents in case of phase change (2 phase → 3 phase).

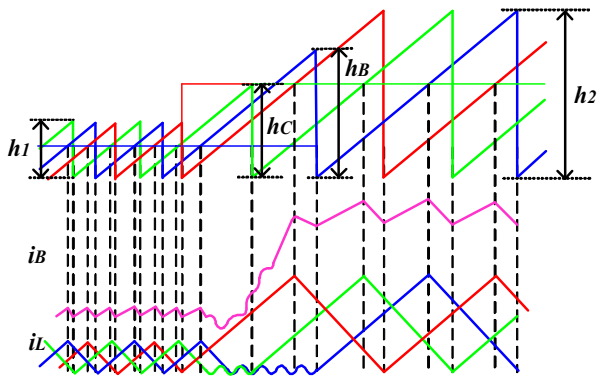


Fig. 11. Waveforms of battery and inductor currents in case of load change (1.2[kW] → 2.4[kW]).

하의 크기가 1.2[kW]에서 2.4[kW]로 증가하는 경우 인덕터 전류와 배터리 전류 파형이다. 이 경우는 3상 동작을 유지하며 주파수만 변동한다. 그림 9의 경우와 마찬가지로 부하 변환 시점에서 h_B 와 h_C 는 식 (18)과 식 (19)로 구할 수 있다.

$$h_B = \frac{1}{3}h_1 + \frac{2}{3}h_2 \tag{18}$$

$$h_C = \frac{2}{3}h_1 + \frac{1}{3}h_2 \tag{19}$$

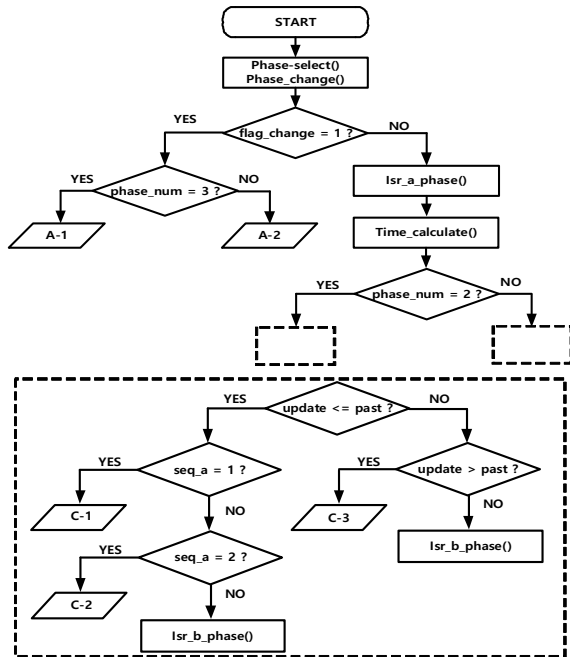


Fig. 12. Flowchart for PWM compensation.

그림 12는 앞서 설명한 3가지의 경우를 포함하여 a 상의 PWM 신호를 보상하기 위한 순서도이다. b 상과 c 상도 동일한 원리로 보상한다. 먼저 DC-Link 전압과 배터리 전압 그리고 각 상의 인덕터 전류를 측정 한 후 조건에 따라 Phase_select(), Phase_change() 함수를 통하여 운전하는 상의 개수와 상전환 발생 여부를 결정한다. 각 조건이 그림 9에 해당하는 경우는 A-2, 그림 10에 해당되는 경우는 A-1이며 각각 식 (14) ~ (17)을 이용하여 보상된 값을 레지스터에 적용한다. 그림 11의 경우는 C-3이며 식 (18)과 식 (19)를 이용하여 구한 값을 레지스터에 보상해줌으로써 배터리 전류의 과전류 발생 없이 상전환이 가능하도록 한다. 듀티와 주파수를 보상하는 원리는 모든 상이 동일하며 a 상을 기준으로 위상을 제어하기 때문에 b 상과 c 상의 위상은 Isr_a_phase()에서 보상되어 갱신된다.

5. 실험결과

그림 13은 실험에 사용한 시스템의 하드웨어이며 표 1에 실험에 사용된 소자의 파라미터를 나타내었다. 실험에 사용된 IGBT는 SEMIKRON사의 SKM 40 GD 123D이며 제안하는 스위칭 기법은 TI사의 TMS 320F 28335를 이용하여 구현하였다. 시스템 스위칭 주파수의 최대값은 상당 스위칭 보상 알고리즘의 수행 시간이 약 5[μ S]인 것을 고려하여 각 상 스위칭 시작 지점간의 거리의 약 2배 여유를 두고 결정하였다. 또한 실제 시스템의 배터리를 사용하는 경우 시정수가 매우 커서 측정에 많은 시간이 소요되기 때문에 배터리를 대신하여 전해 커패시터를 병렬로 연결하여 사용하였다.

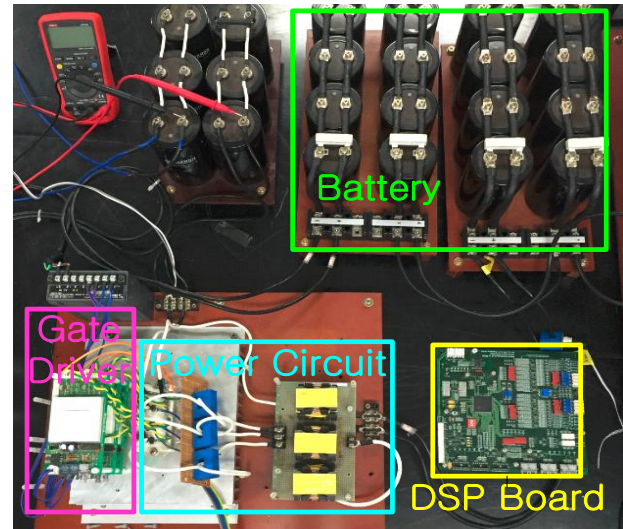


Fig. 13. Experimental hardware.

TABLE I
SYSTEM PARAMETERS

Parameter	Value
V_{DC}	400 [V]
V_B	176 ~ 280 [V]
$L_a \sim L_c$	1 [mH]
$C_a \sim C_c$	2.2 [nF]
f_s	10 [kHz] ~ 35 [kHz]
$P_{o,max}$	3 [kW]
Capacity of Bat.	40 [mF]

배터리가 176 [V]에서 280 [V]까지 충전할 때 부하 명칭치가 2.4 [kW] → 1.2 [kW]로 변하는 경우와 1.2 [kW] → 2.4 [kW]로 변하는 경우, 그리고 부하는 일정하고 배터리의 전압이 변하여 상전환이 발생(그림 6의 222 [V] 지점) 하는 3가지 경우에 대하여 수행하였다. 3상 인덕터 전류 (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc})와 배터리 전류 i_B 의 스케일은 5 [A/DIV], 시간 축 스케일은 200 [μ S/DIV]으로 설정하였다. 그림 14는 배터리 전압 범위 176 [V] ~ 222 [V]에서 부하가 2.4 [kW] → 1.2 [kW]로 감소할 때 각 인덕터와 배터리 전류의 실험 결과 파형이다. 그림 15는 부하가 1.2 [kW]로 일정한 가운데 배터리 전압이 222 [V] 지점을 지날 때, 그림 16은 배터리 전압 범위 222 [V] ~ 280 [V]에서 부하가 1.2 [kW] → 2.4 [kW]로 증가할 때 인덕터와 배터리 전류의 실험 결과 파형이다. 실험을 통해 부하 급변 혹은 상전환 발생 시 배터리 전류가 과전류 없이 변하는 것을 알 수 있다. 또한 각 상 인덕터 전류도 임계모드로 동작하는 것을 알 수 있다.

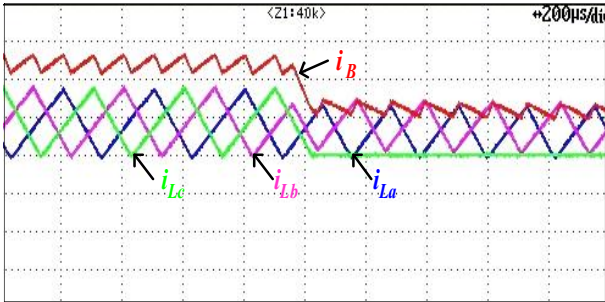


Fig. 14. Experimental waveforms of battery and inductor currents in case of load and phase change (2.4 [kW] \rightarrow 1.2 [kW], 3 phase \rightarrow 2 phase).

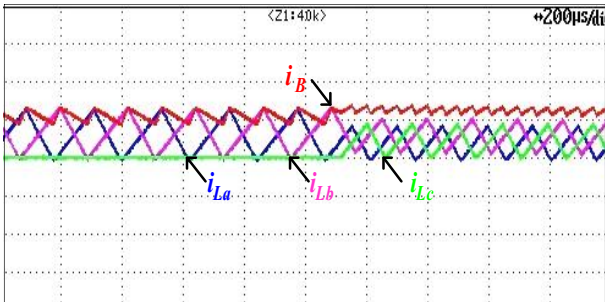


Fig. 15. Experimental waveforms of battery and inductor currents in case of phase change (2 phase \rightarrow 3 phase).

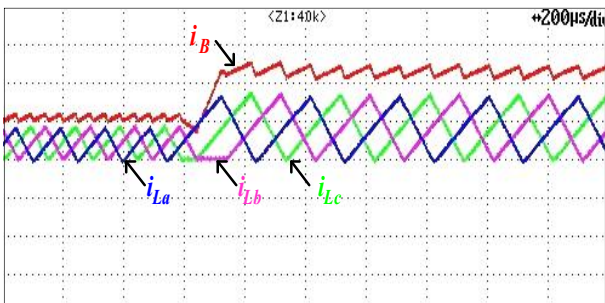


Fig. 16. Experimental waveforms of battery and inductor currents in case of load change (1.2 [kW] \rightarrow 2.4 [kW]).

5. 결 론

본 논문에서는 3상과 2상 동작 모드를 갖는 주파수 변조 방식의 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 매끄러운 상전환 동작을 위한 스위칭 기법에 대하여 다루었다.

배터리 전압에 대하여 동작하는 상수에 따른 배터리 전류의 리플 크기를 분석함으로써 리플 크기를 최소화 하는 동작 구간을 설정하였다. 부하 급변 혹은 상전환시 발생하는 배터리 전류의 과도한 증가를 억제하기 위하여 PWM 신호를 보상하는 알고리즘을 제시하였다. 3 [kW] 정격으로 설계된 3상 인터리브드 컨버터에 제안하는 스위칭 기법을 적용함으로써 배터리 전류의 리플

크기가 저감된 것은 물론 부하의 급격한 변동이나 상전환 발생에도 배터리측 전류에 과전류가 거의 없는 것을 실험을 통하여 확인하였다. 제안한 상전환 모드를 가지는 주파수 변조 방식 컨버터의 스위칭 기법은 배터리를 사용하는 에너지 저장 시스템의 컨버터 신뢰도 향상 및 배터리 수명 연장에 큰 기여를 할 것으로 기대된다.

References

- [1] D. J. Kim, J. H. Park, and K. B. Lee, "Power loss analysis of EV fast charger with wide charging voltage range for high efficiency operation," *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 63, No. 8, pp. 1055-1063, Aug. 2014.
- [2] M. Y. Han and K. S. Lee, "Estimation of state-of-charge and sensor fault detection of a lithium-ion battery in electric vehicles," *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 63, No. 8, pp. 1085-1091, Aug. 2014.
- [3] H. S. Chang, J. M. Lee, C. T. Kim, J. D. La, and Y. S. Kim, "Control of the bidirectional DC/DC converter for a DC distribution power system in electric vehicles," *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 62, No. 7, pp. 943-949, Jul. 2013.
- [4] S. H. Jung, S. Y. Hong, J. S. Park, and S. W. Choi, "A 3.3kW bi-directional EV charger with V2G and V2H function," *The Transactions of The Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 20, No. 1, pp. 31-37, Jan. 2015.
- [5] J. H. Zhang, J. S. Lai, R. Y. Kim, and W. S. 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.
- [6] W. J. Lee, J. K. Eom, B. M. Han, and H. J. Cha, "Design and experiment of three-phase interleaved DC-DC converter for 5kW lead-acid battery charger," *The Transactions of The Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, pp. 227-233, Jun. 2011.
- [7] J. H. Jung, J. H. Kim, E. C. Nho, H. G. Kim, and T. W. Chun, "New control method for the current ripple reduction of 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter," *The Transactions of The Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 21, No. 3, pp. 260-266, Jun. 2016.



배종우(裵鍾佑)

1969년 6월 15일생. 2008년 동의과학대 평생교육원 전기공학과 졸업. 2010년 부경대학교 전기공학과 졸업(석사). 2013년 동 대학원 수료(박사). 2015년~현재 한국폴리텍대학 전기과 교수.



정혜수(鄭德秀)

1989년 12월 3일생. 2014년 부경대 전자공학과 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.