

넓은 부하영역에서 고효율을 얻기 위한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 스위칭 기법

Switching Method of 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter to Achieve High Efficiency in Wide Load Range

정재헌* · 서보길** · 선다운* · 노의철†
(Jae-Hun Jung · Bo-Gil Seo · Daun Sun · Eui-Cheol Nho)

Abstract - This paper deals with a switching method of a three-phase interleaved bidirectional DC-DC converter to obtain high efficiency in wide load range. The proposed soft-switching method provides ZVS and ZCS at turn-on, and ZVS at turn-off of the switch as well as considerably reduced conduction loss in light load. Simulation and experiment are carried out with a bidirectional DC-DC converter having the power rating of 3 [kW], and those results show the validity of the proposed switching method.

Key Words : Interleaved bidirectional DC-DC converter, Battery charging, Soft-switching

1. 서론

최근 에너지의 효율적 사용을 목적으로 V2G (Vehicle to Grid)와 ESS (Energy Storage System)에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. V2G는 전기자동차의 배터리를 이동식 ESS로 활용하는 개념이며 전력 수요가 낮아 전기의 가격이 저렴한 밤 시간대에 전기자동차의 배터리를 충전하고 전력 수요가 높은 낮 시간에 저장된 에너지를 계통으로 공급한다. 이를 통하여 기존의 전력설비를 보다 효율적으로 사용하며 추가적인 전력공급설비의 증설에 대한 요구를 일부 해결할 수 있다. V2G 시스템은 고효율의 인버터와 양방향 DC-DC 컨버터를 요구한다. 양방향 DC-DC 컨버터의 효율을 높이기 위한 다양한 방법이 연구되고 있으며 [1-7], 일반적으로 입출력 전류 리플의 크기가 에너지 저장장치의 수명에 영향을 미치는 시스템의 경우 시스템 효율과 리플 전류의 크기를 줄일 수 있는 인터리브드 방식에 대한 연구가 수행되고 있다[1, 2]. 참고문헌 [1]의 시스템은 정격 부하에서 전류 임계모드로 동작하며 정격 부하보다 낮은 부하에서는 전류의 평균레벨을 조절하여 전력을 제어하는 방식이다. 이와 같은 시스템은 부하가 큰 경우 효율이 높지만 부하가 작은 경우에도 일정한 도통 손실이 발생하기 때문에 부하가 작은 동작점에서의 효율이 상대적으로 낮은 문제점이

이 있다. 참고문헌 [2]의 시스템은 전 부하 구간에서 전류 임계모드로 동작하며 충·방전 전력을 스위칭 주파수를 이용하여 제어하므로 부하가 낮은 경우에도 높은 효율을 가지지만 시스템의 최저 충·방전 전력이 전력 반도체 소자의 스위칭 주파수에 의해 제한되는 문제점이 있다.

본 논문은 전 부하 영역에서 스위칭 소자의 손실을 최소화하기 위한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 스위칭 기법에 대한 것이다. 제안하는 시스템은 전력 반도체 소자의 최대 스위칭 주파수를 기준으로 중부하 모드와 경부하 모드 동작을 가진다. 중부하 모드는 스위칭 주파수 제어를 통하여 전력을 제어하며 경부하 모드는 반도체 소자의 최대 스위칭 주파수를 유지하면서 duty 제어를 통한 전류불연속모드로 동작한다. 또한 참고문헌 [1]의 시스템에서 ZVS를 위하여 구성된 커패시터 개수보다 적은 개수의 커패시터를 이용하여 스위치의 턴-온 시 ZCS와 ZVS, 턴-오프 시 ZVS가 되는 새로운 스위칭 기법을 제안하였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안하는 시스템의 타당성을 입증하였다.

2. 3상 인터리브드 양방향 ZVS DC-DC 컨버터

그림 1은 ZVS가 가능한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터이다. V_{DC} 는 계통연계형 인버터의 DC-link 단 전압이며 400 [V]로 가정하였다. V_B 는 배터리 전압이며 V_B 의 변동 범위는 176 ~ 280 [V]이다.

본 논문에서는 중부하 모드와 경부하 모드로 구분하여 각각의 모드에 다른 스위칭 기법을 사용하였다. 중부하 모드는 전류임계모드로 동작하며 스위칭 주파수를 가변하여 충·방전 전력을 제어하는 기법을 사용한다. 정격 부하에서 스위칭 주파수가 가장 낮

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering
Pukyong National University, Korea

E-mail : nhoec@pknu.ac.kr

* Dept. of Electrical Engineering, Pukyong National University, Korea

** H&A company, LG Electronics Inc., Korea

Received : June 6, 2015; Accepted : August 9, 2015

으며 부하가 감소함에 따라 스위칭 주파수가 높아진다. 또한 배터리 전압의 변동에 따라 스위칭 소자의 duty도 변동한다. 부하가 계속 감소하여 전력 반도체 소자의 한계 스위칭 주파수가 되면 경부하 모드로 동작하며 경부하 모드에서 스위칭 주파수는 일정하게 유지되고 duty 제어만으로 충·방전 전력을 제어한다. 경부하 모드는 전류불연속모드로 동작하며 스위칭 소자의 스위칭 손실을 줄이고 ZVS용 커패시터의 개수를 줄이기 위한 새로운 스위칭 기법이 적용되었다.

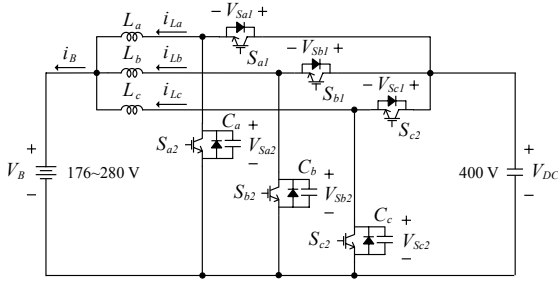


그림 1 3상 인터리브드 양방향 ZVS DC-DC 컨버터
Fig. 1 3-phase interleaved bidirectional ZVS DC-DC converter

3. 중부하 모드 동작 원리(주파수 제어)

3.1 동작원리

그림 2는 그림 1의 3상에서 임의의 한 상만 나타낸 것으로서 중부하 모드시의 전류흐름도를 나타낸다. 전류의 기준방향은 i_L 과 같으며 회로에 흐르는 전류의 방향은 회로도에 화살표로 나타내었고 전류 경로는 회로도 상에 굵은 선으로 표시하였다. 설명의 편의상 그림 1의 $L_a \sim L_c$ 및 $C_a \sim C_c$ 는 각각 L 과 C 로 나타내었다.

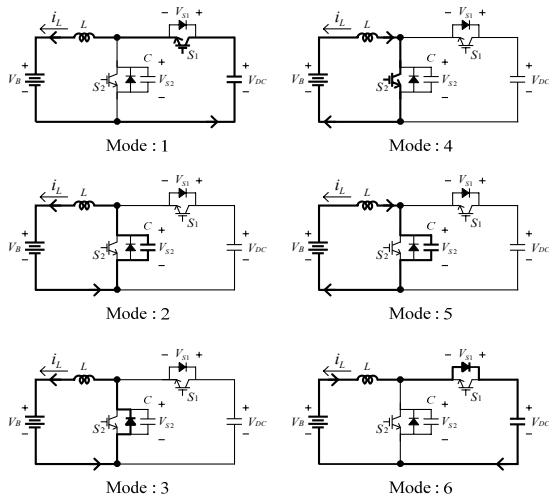


그림 2 주파수 제어 모드의 전류 흐름도
Fig. 2 Current path in frequency control mode

충전 모드와 방전 모드 시의 스위칭 신호, 인덕터 전류, 스위치 전압 파형을 각각 그림 3-(a)와 그림 3-(b)에 나타내었다. 중부하 모드에서는 충전 동작 시 S_1 , 방전 동작 시 S_2 의 duty와 스위칭 주파수를 이용하여 충·방전 전력을 제어하는데 충·방전 모드는 duty를 제어하는 스위치만 다르므로 충전 동작만을 통하여 시스템의 동작 원리를 모드별로 나누어 설명하고자 한다.

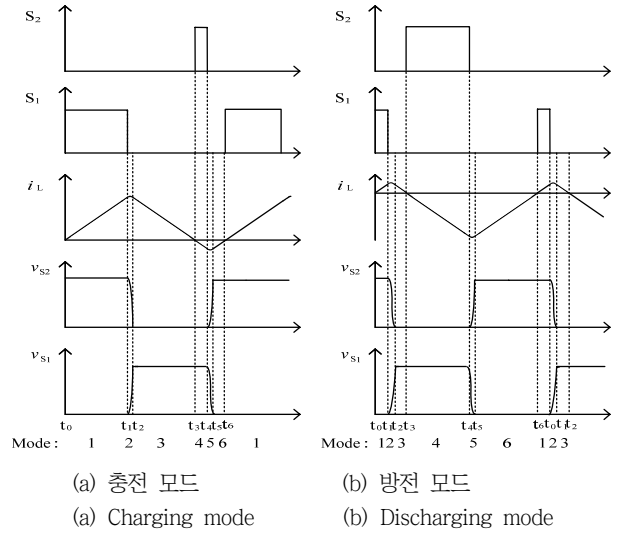


그림 3 주파수 제어 모드에서 스위칭 신호, 인덕터 전류, 스위치 전압 파형

Fig. 3 Switching signals, inductor current and switch voltages waveforms in frequency control mode

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

Mode 1은 S_1 이 턴-온하면 시작된다. 이때 S_1 은 ZVS, ZCS 턴-온 한다. i_L 이 상승하는 구간이며 인덕터 전류 i_L 은 식 (1)로 나타낼 수 있다.

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

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

Mode 2는 S_1 이 턴-오프하면 시작된다. S_1 은 ZVS 턴-오프 한다. LC 공진을 통하여 ZVS용 커패시터가 방전한다. 인덕터 전류 i_L 은 식 (2)와 같으며 ZVS용 커패시터 전압은 V_{S2} 와 같고 V_{S2} 는 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

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

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

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

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

Mode 3 은 S_2 의 다이오드가 턴-온 하면 시작된다. i_L 이 하강하는 구간이며 수식으로 나타내면 식 (4)와 같다.

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

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

Mode 4 는 인덕터의 전류가 영전류가 되면 S_2 를 턴-온 함으로써 시작된다. 이 때 S_2 는 ZVS, ZCS 턴-온 한다. i_L 이 하강하는 구간이며 i_L 은 식 (5)으로 나타낼 수 있다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_3}^t (-V_B) dt \tag{5}$$

또한 Mode 4 는 L 의 에너지를 충전하는 구간이다. ZVS 용 커패시터의 전압을 영전압까지 방전시키는 L 의 에너지는 식 (6)을 이용하여 구할 수 있다.

$$\frac{1}{2} LI_{min}^2 = \frac{1}{2} CV_{DC}^2 \tag{6}$$

식 (5)의 i_L 과 식 (6)의 I_{min} 은 같은 크기이며 Mode 4가 유지되는 시간 ($t_3 \sim t_4$)은 식 (5)과 식 (6)을 이용하여 구할 수 있다.

5) Mode 5 ($t_4 \sim t_5$)

Mode 5 는 S_2 를 턴-오프하면 시작된다. 이 때 S_2 는 ZVS 턴-오프가 된다. Mode 4에서 L 에 저장된 에너지를 이용하여 ZVS 용 커패시터를 충전하는 구간이다. 인덕터 전류 i_L 과 V_{S2} 는 각각 식 (7)과 식 (8)로 나타낼 수 있다.

$$i_L = i_L(t_4) \cos \omega_0(t-t_4) + \frac{V_{S2}(t_4) - V_B}{Z_0} \sin \omega_0(t-t_4) \tag{7}$$

$$V_{S2} = -V_B + (V_B - V_{S2}(t_4)) \cos \omega_0(t-t_4) - Z_0 i_L(t_4) \sin \omega_0(t-t_4) \tag{8}$$

6) Mode 6 ($t_5 \sim t_6$)

Mode 6 은 S_1 의 다이오드가 턴-온하면 시작된다. i_L 이 상승하는 구간이며 i_L 은 식 (9)와 같다.

$$i_L = i_L(t_5) + \frac{1}{L} \int_{t_5}^t (V_{DC} - V_B) dt \tag{9}$$

3.2 총·방전전력과 주파수

중부하 모드에서 총·방전전력은 스위칭 주파수를 이용하여 제어할 수 있다. 또한 배터리와 DC-Link 전압의 변동에 대하여 전류임계모드로 동작하도록 총·방전 모드에서 동작하는 duty도 변

동한다.

소프트스위칭을 위한 LC 직렬 공진이 일어나는 구간은 스위칭 주기와 비교하여 무시할 수 있기 때문에 총·방전전력에 영향을 미치지 않는다고 가정하면 DC-Link 전압 V_{DC} 와 배터리 전압 V_B 총·방전 전력 P 를 이용하여 시스템의 스위칭 주파수를 식 (10)으로 결정할 수 있다.

$$f = \frac{1}{\left(\frac{1}{V_{DC} - V_B} + \frac{1}{V_B}\right) \left(\frac{2PL}{3V_B} + 2I_{min}L\right)} \tag{10}$$

그림 4에 식 (10)을 이용하여 DC-Link 전압이 400 [V]인 경우 스위칭 주파수에 대한 총·방전 전력의 크기를 그래프로 나타내었다. V_B 가 176 [V], 200 [V], 240 [V], 280 [V]인 4 구간에 대한 그래프를 함께 나타내었다.

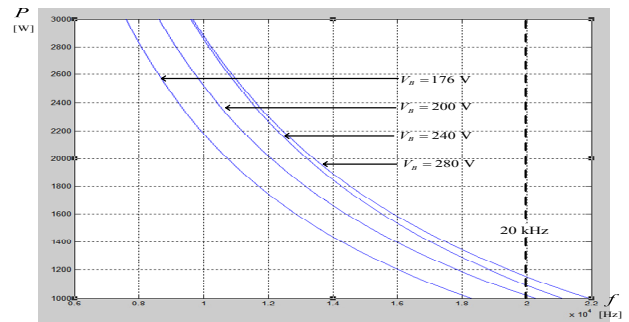


그림 4 배터리 전압 변동에 따른 스위칭 주파수에 대한 출력 전력
Fig. 4 Output power versus switching frequency with the variation of battery voltage

3.3 전류리플 해석

총·방전전력과 배터리 전압에 대한 정보를 이용하여 스위칭 주파수와 듀티 및 배터리 전류의 리플 크기를 구할 수 있다. 제안하는 시스템에 사용된 배터리 전압의 변동 범위는 176 ~ 280 [V]이며 배터리 전압이 267 [V]인 경우 배터리 전류 리플 크기는 0 [A]가 된다. 배터리 전압이 267 [V]보다 크거나 작은 경우 배터리 입·출력 전류 리플의 크기 ΔI_B 는 각각 식 (11)와 식 (12)으로 나타낼 수 있다.

1) 배터리 전압이 267 [V] 보다 큰 경우

$$\Delta I_B = \frac{(V_{DC} - V_B)DT}{L} \tag{11}$$

2) 배터리 전압이 267 [V] 보다 작은 경우

$$\Delta I_B = \frac{(2V_{DC} - 3V_B)DT}{3L} \tag{12}$$

그림 5는 배터리 전압에 대한 임·출력 전류 리플을 그래프로 나타낸 것이다. 임·출력 전력이 1 [kW], 2 [kW], 3 [kW] 인 경우에 대한 전류 리플의 크기를 나타내었다.

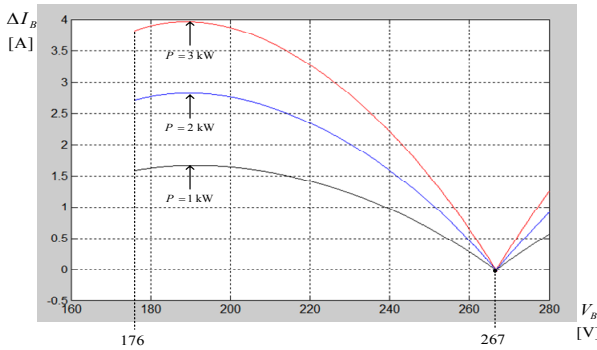


그림 5 출력 전력 변동에 따른 배터리 전압에 대한 리플 전류의 크기

Fig. 5 Magnitude of current ripple versus battery voltage with the variation of output power

4. 경부하 모드 동작 원리(Duty 제어)

중부하 모드에서 충·방전 전력이 감소하면 스위칭 주파수는 증가한다. 시스템을 구성하는 전력반도체 소자의 스위칭 주파수를 무한정 증가시킬 수 없기 때문에 반도체 소자의 최대 스위칭 주파수를 고려하여 경부하 모드로 바뀌는 시점을 결정하였다. 경부하 모드는 반도체 소자의 최대 스위칭 주파수를 유지하면서 전류 불연속 모드로 동작한다. 충·방전 전력은 duty를 이용하여 제어한다. 또한 ZVS용 커패시터 C와 L의 공진을 이용하여 스위치 소자의 턴-온 시 ZVS와 ZCS, 턴-오프 시 ZVS가 되는 스위칭 기법을 적용하여 부하가 낮은 경우에도 스위치 소자에서 발생하는 손실을 최소로 하였다.

4.1 충전 모드

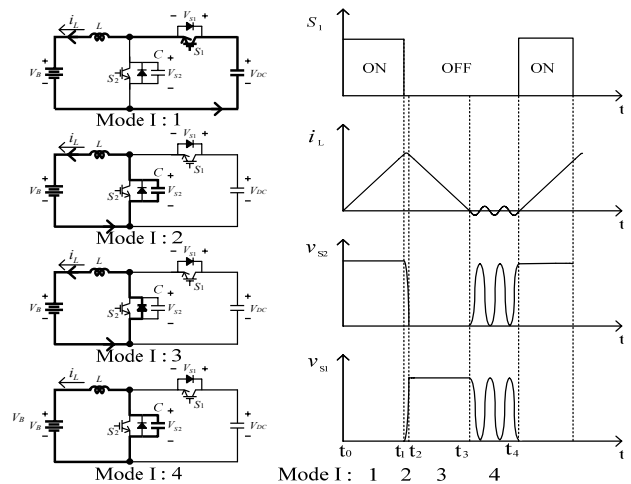
그림 6에 경부하 모드의 충전 동작 시 전류 흐름도와 스위칭 신호, 인덕터 전류, 그리고 스위치 전압 파형을 Mode I-1 ~ Mode I-4로 구분하여 나타내었다. 전류의 방향은 회로도 상에 화살표로 나타내었고 전류 경로는 굵은 선으로 표시하였다.

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

Mode I-1은 S_1 이 턴-온하면 시작된다. 이 때 S_1 은 ZVS, ZCS 턴-온을 한다. i_L 이 상승하는 구간이며 i_L 은 식 (1)과 같다.

2) Mode I-2 ($t_1 \sim t_2$)

Mode I-2는 S_1 이 턴-오프하면 시작된다. 이 때 S_1 은 ZVS 턴-오프를 한다. 이 구간은 ZVS용 커패시터가 방전하는 구간으로 LC 직렬공진이 발생한다. i_L 과 V_{S2} 는 각각 식 (2)와 식 (3)으로 나타낼 수 있다.



(a) 전류 흐름도

(a) Current path

(b) 스위칭 신호, 인덕터 전류, 그리고 스위치 전압

(b) Switching signal, inductor current, and switch voltages

그림 6 충전 모드에서 전류 흐름도와 각부 파형

Fig. 6 Current path and waveforms in charging mode

3) Mode I-3 ($t_2 \sim t_3$)

Mode I-3은 S_2 의 다이오드가 턴-온 하면 시작된다. i_L 이 하강하는 구간이며 i_L 은 식 (4)와 같다.

4) Mode I-4 ($t_3 \sim t_4$)

Mode I-3에서 i_L 이 영전류가 되면 Mode I-4가 시작한다. L과 ZVS용 커패시터의 공진이 발생하는 구간이고 i_L 과 V_{S2} 는 각각 식 (13)과 식 (14)로 나타낼 수 있다.

$$i_L = -\frac{V_B}{Z_0} \sin \omega_0 (t - t_3) \quad (13)$$

$$V_{S2} = V_B - V_B \cos \omega_0 (t - t_3) \quad (14)$$

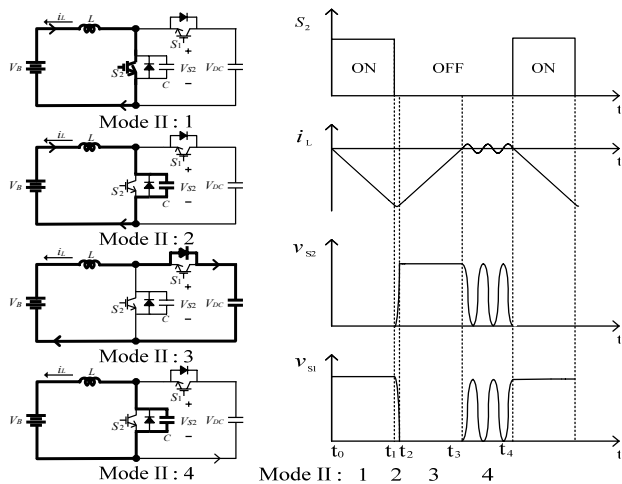
시스템에서 설정한 스위칭 주기가 경과하고 i_L 의 전류가 음에서 양으로 바뀌는 시점에 S_2 을 턴-온 함으로서 Mode I-1이 시작된다.

4.2 방전모드

그림 7에 방전 동작 시 전류 흐름도와 스위칭 신호, 인덕터 전류, 그리고 스위치 전압 파형을 Mode II-1 ~ Mode II-4로 구분하여 나타내었다.

1) Mode II-1 ($t_0 \sim t_1$)

Mode II-1은 S_2 가 턴-온하면 시작된다. 이 때 S_2 는 ZVS, ZCS 턴-온되며 i_L 이 하강하는 구간이다. i_L 은 식 (15)로 나타



(a) 전류 흐름도 (a) Current path
 (b) 스위칭 신호, 인덕터 전류, 그리고 스위치 전압 (b) Switching signal, inductor current, and switch voltages

그림 7 방전 모드에서 전류 흐름도와 각부 파형
 Fig. 7 Current path and waveforms in discharging mode

낼 수 있다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t (-V_B) dt \quad (15)$$

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

Mode II-2는 S_2 가 턴-오프하면 시작된다. 이 때 S_2 는 ZVS 턴-오프를 하며 LC 공진을 이용하여 ZVS용 커패시터를 충전한다. i_L 과 v_{S2} 는 각각 식 (16)과 식 (17)로 나타낼 수 있다.

$$i_L = i_L(t_1) \cos \omega_0(t - t_1) + \frac{(-V_B)}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_1) \quad (16)$$

$$v_{S2} = -V_B + (V_B - V_{S2}(t_1)) \cos \omega_0(t - t_1) + Z_0 i_L(t_1) \sin \omega_0(t - t_1) \quad (17)$$

3) Mode II-3 ($t_2 \sim t_3$)

Mode II-3은 S_1 의 다이오드가 턴-온 하면 시작된다. i_L 은 선형적으로 증가하고 식 (18)로 나타낼 수 있다.

$$i_L = i_L(t_2) + \frac{1}{L} \int_{t_2}^t (V_{DC} - V_B) dt \quad (18)$$

4) Mode II-4 ($t_3 \sim t_4$)

Mode II-3에서 i_L 이 영이 되면 Mode II-4가 시작한다. 이 구간은 L과 ZVS용 커패시터 C가 공진하는 구간이다. i_L 과 v_{S2} 는 각각 식 (19)와 식 (20)으로 나타낼 수 있다.

$$i_L = \frac{V_B}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_3) \quad (19)$$

$$v_{S2} = V_B + V_B \cos \omega_0(t - t_3) \quad (20)$$

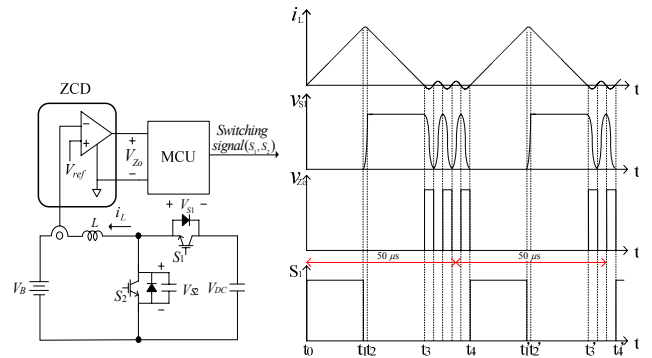
충전 동작 시와 동일하게 시스템에서 설정한 스위칭 주기가 경과하고 i_L 의 전류가 양에서 음으로 바뀌는 시점에 S_2 를 턴-온 함으로서 Mode II-1이 시작된다.

4.3 스위칭 신호 생성 원리

경부하 모드의 충전 동작 시 모든 스위치가 오프 되어 있는 Mode I-4 구간에서 L과 ZVS용 커패시터 C의 공진전압이 S_2 와 S_2 에 인가되며 그 크기는 0 ~ 400 [V]가 된다. 본 논문에서 제안하는 스위칭 기법은 S_1 의 턴-온이 ZCS와 ZVS 조건이 되도록 ZCD (Zero Crossing Detector) 회로를 이용하여 Mode I-1의 시작 시점을 결정하는 것이다.

그림 8에 ZCD 회로도가 추가된 시스템의 한 상의 회로도도 제안한 스위칭 기법의 동작 원리를 설명하기 위한 인덕터 전류, 스위치 전압 및 스위치 신호의 타이밍 다이어그램을 나타내었다.

경부하 모드 동작 시 i_L 의 공진 주기는 일정하며 부하의 크기에 따라 duty를 제어하기 때문에 $t_0 \sim t_3$ 의 시간이 변한다. 만약 부하의 변동으로 인한 듀티의 변화로 $t_0 \sim t_3$ 의 시간과 i_L 의 공진 주기의 합이 최대 스위칭 주파수의 주기와 일치 하지 않게 되면 S_1 은 양단에 전압이 인가된 상태에서 턴-온되며 ZVS용 커패시터를 400 [V]로 충전시키기 위한 전류가 S_1 을 통해 흐르게 된다.



(a) ZCD를 포함한 컨버터 (a) Converter with ZCD
 (b) 인덕터 전류, 스위치 전압, ZCD 신호와 스위칭 신호 (b) Inductor current, switch voltage, ZCD and switching signal

그림 8 ZCD를 포함한 회로도도 충전 모드 시 각부 파형
 Fig. 8 Circuit diagram with ZCD and waveforms in charging mode

본 논문에서 제안하는 스위칭 기법은 최대 스위칭 주파수의 주기와 가장 가까운 i_L 이 영이 되는 시점에 S_1 을 턴-온

하는 것이며 이를 구현하기 위하여 각 상에 ZCD 회로를 추가하였다. ZCD 회로의 출력신호 V_{zo} 는 V_{ref} 가 영 (Zero)일 때, i_L 이 양이면 Low, i_L 이 음이면 High 신호를 발생한다. 경부하 모드 동작 시 스위치 양단전압이 영 (Zero)인 지점은 그림 8-(b)에서 알 수 있듯이 i_L 의 기울기가 양이고 i_L 이 영 (Zero)인 지점이며 V_{zo} 는 하강에지인 시점이다. MCU의 내부 타이머 인터럽트를 이용하여 50 [us]의 주기를 생성하고 이 주기가 지난 이후 V_{zo} 의 신호의 하강에지에서 스위치를 턴-온 하는 것이 제안하는 스위칭 기법이다. 하지만 ZCD 회로의 전파 지연과 MCU의 연산으로 인한 지연 때문에 i_L 의 영점을 검출 한 후 스위칭 신호를 생성하면 실제 스위치의 턴-온 시점이 늦어지게 되며, 이를 보상하기 위하여 ZCD 회로에 비교 전압 V_{ref} 에 영 (Zero)이 아닌 음의 값을 인가한다. 그림 8-(b)에서 알 수 있듯이 V_{st} 이 영이 되는 지점은 i_L 의 기울기가 양이고 i_L 이 영인 지점이다. 이 시점에서 스위치를 턴-온 하기 위하여 V_{ref} 에 음의 전압을 인가함으로써 ZCD와 MCU에 의해 발생하는 지연시간이 경과 한 후 스위치가 턴-온 되는 시점과 실제 i_L 이 영이 되는 시점이 일치하도록 해야 한다. 따라서 제안하는 스위칭 기법을 실제 시스템에 적용하기 위하여 V_{ref} 의 보상 값을 결정하기 위한 튜닝 과정이 필요하다. 제안하는 스위칭 기법을 적용하면 부하의 변동에 따라 스위칭 주파수가 변동하는데 이 변동 범위는 i_L 의 공진 반 주기의 시간보다 짧다. 그림 8-(b)에 최대 스위칭 주파수를 20 [kHz]로 설정하였을 때 스위칭 신호를 나타내었다. i_L 이 영인 지점에서 스위칭이 되지만 첫 번째 스위칭 주기의 공진 구간 ($t_3 \sim t_4$)은 두 번째 스위칭 주기의 공진구간 ($t'_3 \sim t'_4$)과 다른 것을 확인할 수 있다. 하지만 평균적으로 50 [us]의 주기로 스위칭을 하게 되며 시스템에서 설정한 최대 스위칭 주파수 근처의 주파수 대역 내에서 스위칭 주파수가 유지된다.

5. 시뮬레이션 결과

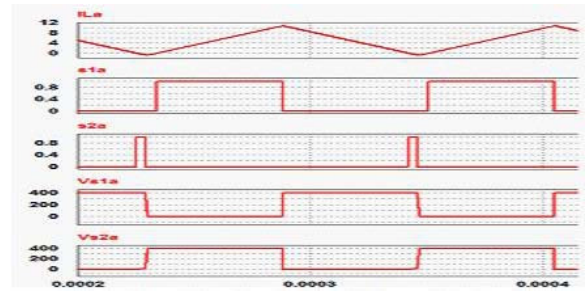
본 논문에서 제안하는 그림 1에 대한 시스템의 파라미터를 표 1에 나타내었다. 시뮬레이션은 PSIM을 이용하였으며 스위칭 신호는 C Block을 이용하여 생성하였다.

표 1 시뮬레이션 파라미터

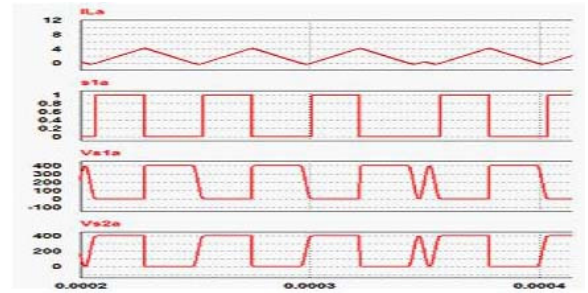
Table 1 Simulation parameters

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_{max}	20 [kHz]
Rated Power	3 [kW]

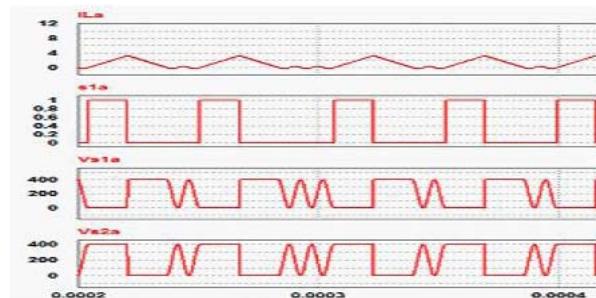
그림 9는 3 [kW], 1 [kW], 750 [W]의 전력으로 충전 동작 시 인덕터 전류, 스위칭 신호, 스위치 전압의 시뮬레이션 결과 파형이다. 그림 9-(a)에서 알 수 있듯이 충전전력이 3 [kW]인 경우 스위칭 주파수는 8.62 [kHz]로 최저이며, 그림 9-(a)와 9-(b)를 통하여 부하가 감소하면 스위칭 주파수가 증가하는 것을 알 수 있다. 또한 그림 9-(b)에 나타난 것처럼 시스템의 최대 스위칭 주파수인 20 [kHz]의 주파수 대역의 근처에서 경부하 모드 동작이 시작하며 그림 9-(c)에서 경부하 모드로 변경되어 제안한 스위칭 기법이 적용되는 것을 확인할 수 있다.



(a) 전력 = 3 [kW], 스위칭 주파수 = 8.62 [kHz]
(a) $P = 3$ [kW], $f_s = 8.62$ [kHz]



(b) 전력 = 1 [kW], 스위칭 주파수 = 20 [kHz]
(b) $P = 1$ [kW], $f_s = 20$ [kHz]



(c) 전력 = 750 [kW], 스위칭 주파수 = 20 [kHz]
(c) $P = 750$ [kW], $f_s = 20$ [kHz]

그림 9 충전 모드 시 인덕터 전류, 스위칭 신호 및 스위치 전압의 시뮬레이션 파형

Fig. 9 Simulation waveforms of inductor current, switching signal and switch voltage in charging mode

6. 실험 결과

6.1 시스템 구성

그림 10에 실험에 사용된 실제 시스템을 나타내었다. 시뮬레이션에 사용된 파라미터와 동일한 사양으로 시스템을 제작하였다. IGBT는 1 모듈 3 폴로 구성된 SEMIKRON사의 SKM40GD123D 소자를 사용하였으며 Ti(Texas Instruments)사의 TMS320F28335를 사용하여 시스템을 제어하였다.

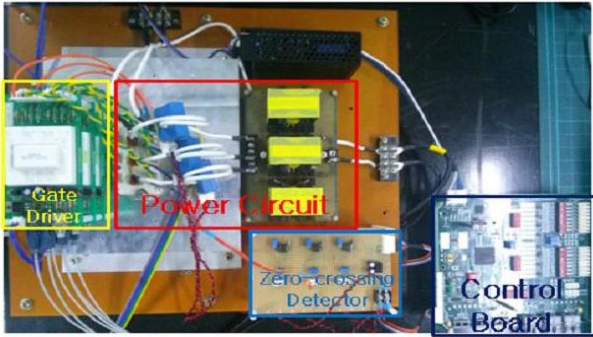


그림 10 실험 세트
Fig. 10 Experimental setup

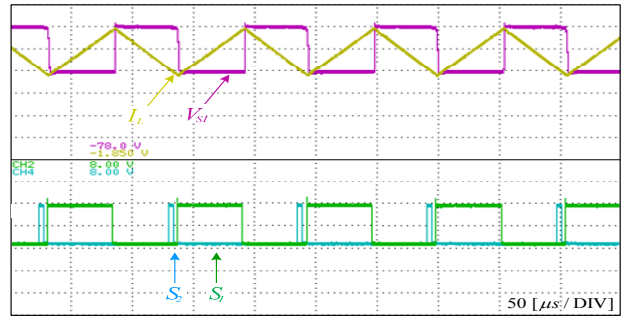
6.2 실험 결과 분석

그림 11에 양방향 DC-DC 컨버터의 인덕터 전류, 스위치 신호, 그리고 스위치 전압의 실험파형을 나타내었다. 그림 11-(a), 그림 11-(b), 그림 11-(c)는 각각 충전전력이 3 [kW], 1 [kW], 750 [W]일 때 실험파형이다. 시뮬레이션 결과와 동일한 것을 확인할 수 있다. 그림에서 인덕터 전류 i_L 와 스위치 전압 V_{SI} 의 스케일은 각각 5 [A/DIV]와 200 [V/DIV], 그리고 시간 축 스케일은 50 [us/DIV]이다.

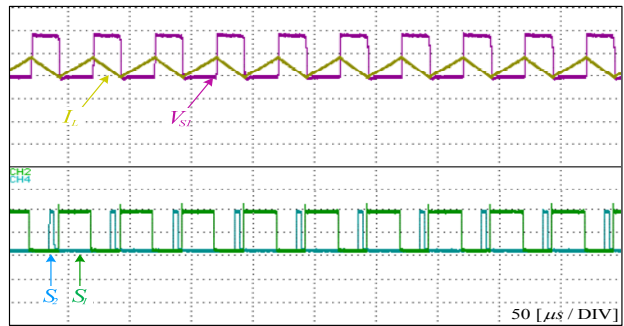
실험을 통해 충·방전 동작 시 충·방전 전력의 크기와는 관계 없이 모든 영역에서 ZVS, ZCS 턴-온과 ZVS 턴-오프가 이루어지는 것을 확인할 수 있으며 부하가 감소함에 따라 스위칭 주파수는 증가하고 최대 스위칭 주파수인 20 [kHz]에서 스위칭 주파수가 고정되어 LC 공진 구간이 발생하는 것을 확인할 수 있다.

그림 12는 인덕터 전류와 ZCD 출력 신호의 실험 파형이다. ZCD 출력이 High에서 Low로 떨어지는 Falling edge에서 스위치를 턴-온 하는 것을 확인할 수 있다. 첫 번째 스위칭 주기에서는 공진이 4.5 주기 발생하며 두 번째 스위칭 주기에서는 공진이 3.5 주기가 발생한다. 이를 통하여 시스템의 평균 스위칭 주기는 50 [us]인 것을 확인할 수 있다.

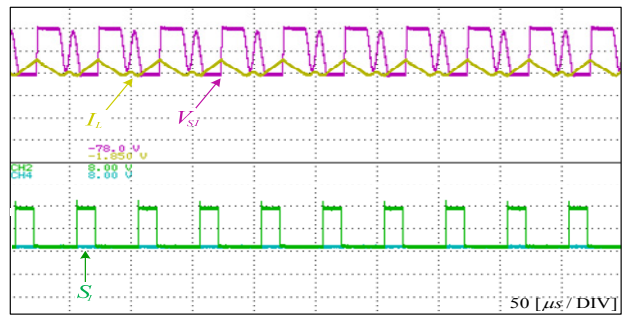
그림 13은 배터리 전압 변동에 따른 시스템 효율을 1 [kW], 2 [kW], 3 [kW] 각각에 대해 나타낸 것이다. 배터리 전압 V_B 가 200 ~ 280 [V] 구간에서 변동하는 경우에 대하여 20 [V] 구간으로 구분하여 측정하였으며 효율을 측정한



(a) 전력 = 3 [kW], 스위칭 주파수 = 8.62 [kHz]
(a) $P = 3$ [kW], $f_s = 8.62$ [kHz]



(b) 전력 = 1 [kW], 스위칭 주파수 = 20 [kHz]
(b) $P = 1$ [kW], $f_s = 20$ [kHz]



(c) 전력 = 750 [kW], 스위칭 주파수 = 20 [kHz]
(c) $P = 750$ [kW], $f_s = 20$ [kHz]

그림 11 충전 모드 시 인덕터 전류, 스위칭 신호 및 스위치 전압의 실험 파형

Fig. 11 Experimental waveforms of inductor current, switching signals and switching voltages in charging mode

각 구간 사이의 효율은 1차 보간법으로 근사화 하였다.

전력회로의 입력과 출력 전력만을 측정하여 효율을 계산하였으며 제어기의 소비 전력은 시스템의 효율 측정 시 고려하지 않았다. 측정 구간 내에서 효율이 가장 높은 경우는 배터리 전압 280 [V], 출력 3 [kW] 일 때 약 98.3 [%]이며 효율이 가장 낮은 경우는 배터리 전압 200 [V], 출력 1 [kW] 일 때 약 95.8 [%]로

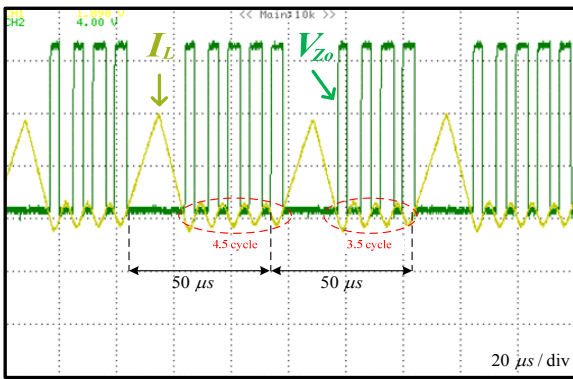


그림 12 충전 모드 시 인덕터 전류와 ZCD 출력 신호 실험 파형
Fig. 12 Experimental waveforms of inductor current and ZCD output signal in charging mode

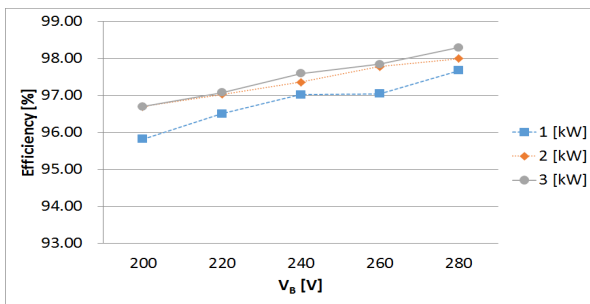


그림 13 배터리 전압에 대한 시스템 효율
Fig. 13 Efficiency of proposed system versus battery voltage

측정되었다. 시스템의 출력을 기준으로 계산한 평균 효율은 3 [kW], 2 [kW] 및 1 [kW]에서 각각 97.5 [%], 97.3 [%], 96.8 [%]이다.

7. 결 론

본 논문에서는 ZVS 기능을 갖는 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터가 넓은 부하영역에서 높은 효율을 얻기 위한 스위칭 기법을 제안하였다. 제안하는 시스템은 전력반도체 소자의 최대 스위칭 주파수를 기준으로 중부하 모드와 경부하 모드로 구분하여 동작한다. 중부하 모드는 전류입계모드로 동작하며 스위칭 주파수를 이용하여 충·방전 전력을 제어하고 경부하 모드는 스위칭 주파수를 유지하면서 duty를 이용하여 충·방전 전력을 제어한다. 제안하는 시스템은 전부하 영역에서 스위칭 소자의 턴-온 시 ZCS와 ZVS, 그리고 턴-오프 시 ZVS 스위칭을 함으로써 스위칭 손실을 최소화 하였다.

최대 정격 전력 3 [kW]를 기준으로 시스템을 구성하였으며 부하 전력이 3 [kW], 2 [kW], 1 [kW]인 경우에 대한 시뮬레이션과 실험을 수행하였고 이를 통하여 제안하는 스위칭 기법의 유효성을 입증하였다.

제안하는 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 넓은 부하 영역에서 높은 효율을 위한 스위칭 기법은 V2G와 ESS와 같은 에너지 저장시스템에 사용되는 양방향 DC-DC 컨버터의 성능향상에 다양한 응용이 기대된다.

감사의 글

이 논문은 부경대학교 자율창의학술연구비(2015년)에 의하여 연구되었음.

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, 2007, Jul.
- [2] J. B. Baek, W. I. Choi, B. H. Cho, "Digital Adaptive Frequency Modulation for Bidirectional DC-DC Converter," IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 60, No. 11, pp. 5167-5176, 2013, Nov.
- [3] J. H. Jung, B. G. Seo, C. K. Keun, E. C. Nho, I. D. Kim, H. G. Kim, T. W. Chun, "New Soft-Switching Method of 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter for Battery Charging and Discharging", Journal of Power Electronics, Vol. 19, No. 4, pp. 383-390, 2014, Aug.
- [4] 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, 2011, Jun.
- [5] Liqin Ni, Patterson D.J, Hudgins J.L, "High Power Current Sensorless 16-Phase Interleaved DC-DC Converter for Hybrid Vehicle Application", IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 27, No. 3, pp. 1141-1151, 2012, Mar.
- [6] Grbovic P.J, Delarue P, Le Moigne P, Bartholomeus P, "A Bidirectional Three-Level DC-DC Converter for the Ultracapacitor Applications", IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 57, No. 10, pp. 3415-3430, 2010, Oct.
- [7] 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, 2012, Feb.

저 자 소 개



정 재 헌 (Jae-Hun Jung)

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

Tel : 051-643-3212

E-mail : jaehunjung1981@outlook.com



서 보 길 (Bo-Gil Seo)

1988년 10월 14일생. 2013년 부경대 전기공학과 졸업. 2015년 부경대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2015년~현재 LG전자 H&A 사업부 어플라이언스 연구소 연구원.

Tel : 055-256-4096

E-mail : bogil.seo@lge.com



선 다 운 (Daun Sun)

1991년 10월 19일생. 2014년 부경대 공대 전기공학과 졸업. 2014년~현재 부경대 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : 061-684-1906

E-mail : tjsekdns@gmail.com



노 의 철 (Eui-Cheol Nho)

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

Tel : 051-629-6317

Fax : 051-629-6305

E-mail : nhoec@pknu.ac.kr