

넓은 범위 입력전압에 소프트 스위칭이 가능한 양방향 인터리브드 DC-DC 컨버터

최우진¹, 이교범[†], 정규범²

Bidirectional Soft Switching Three-Phase Interleaved DC-DC Converter for a Wide Input Voltage Range

Woo-Jin Choi¹, Kyo-Beum Lee[†], and Gyu-Bum Jung²

Abstract

This study deals with a bidirectional interleaved soft switching DC-DC converter for a wide range of input voltages. The proposed converter operates in complementary switching with the purpose of inductor size reduction and zero-voltage switching (ZVS) operation. The current ripple related to complementary switching is minimized by three-phase interleaved operation. The main characteristics of the proposed topology are its soft-switching method of operation and its simple structure. The soft-switching operation and the system efficiency of the proposed converter are verified by experimental results.

Key words: Bidirectional dc-dc converter, Complementary switching, ZVS(Zero Voltage Switching), Three phase interleaved converter, Soft switching, High efficiency

1. 서 론

직류전원은 전기, 전자 및 통신기기 등의 산업용에서 가정용에 이르기 까지 폭넓은 분야에 이용된다. 최근에는 태양광, 풍력 등의 신재생에너지에서 불규칙하게 발전되는 직류전압을 효율적으로 운용하기 위한 에너지 저장 장치(ESS)와 전기자동차(EV)의 전원, 직류 배전 등의 대용량 전력변환 분야로부터 개인용 컴퓨터, 냉장고, 에어컨, 휴대폰 등의 전자 및 통신기기의 소용량 전원 장치 등의 응용분야에서 DC-DC 컨버터의 필요성이 증대되고 있다^{[1]-[4]}. 뿐만 아니라 정보화 사회의 발전과 함께 전자기기의 보급과 사용이 증가하고 부하의 활용 범위가 넓어져 전원장치는 신뢰성과 안정성, 고효율 및 경제성까지 요구되는 상황이다^{[5]-[6]}.

양방향 DC-DC 컨버터는 크게 변압기를 이용하여 입·

출력 사이가 전기적으로 분리된 절연형 컨버터와 변압기 없이 입·출력측이 공통의 영전위를 갖는 비절연형 컨버터로 분류가 가능하다. 절연형 컨버터는 전기적인 절연으로 안전성이 높고 변압기 권선비에 의해 승·강압비를 달성이 가능하다는 장점으로 널리 사용되고 있다. 하지만 전기적인 절연이 필요하지 않은 응용분야에서는 일반적으로 적은 소자로 인한 간단한 구조를 가지는 하프브릿지 구조를 사용한다^[7].

보다 높은 효율과 시스템 성능 향상을 위해 다양한 기법들이 제안되고 있지만, 그 중에서도 인터리브드 방식은 전류 흐름의 다분화와 인터리브드 상의 수만큼 분배된 위상차 발생으로 전류 간 리플전류의 상쇄효과를 얻을 수 있다. 따라서 전체 전류 리플의 감소와 입·출력 필터의 용량과 체적을 줄일 수 있는 이점을 가진다. 또한 사용하는 부하에 리플이 적은 양질의 전류를 공급함으로써 신뢰성을 높일 수 있으며, 사용하는 소자의 용량은 낮추고 부하의 수명은 증가시킬 수 있다. 따라서 고용량의 전력변환이 필요한 경우에는 스위치 등의 수동 소자의 수가 증가할지라도, 높은 효율 달성이 가능하고 전력용 소자의 스트레스를 최소화 할 수 있는 인터리브드 방식을 주로 사용한다^{[8]-[9]}.

기존의 양방향 DC-DC 컨버터로 사용되고 있는 하프브릿지 벡(Buck)-부스트(Boost) 컨버터는 하드 스위칭

Paper number: TKPE-2015-20-4-3

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

[†] Corresponding author: kyl@ajou.ac.kr

Dept. of Electrical and Computer Eng., Ajou Univ.
Tel: +82-31-219-2376 Fax: +82-31-212-9531

¹ Dept. of Electrical and Computer Eng., Ajou Univ.

² Dept. of Electricity and Electrical Eng., Woosuk Univ.

Manuscript received Apr. 4, 2015; revised Apr. 24, 2015;

accepted June 8, 2015

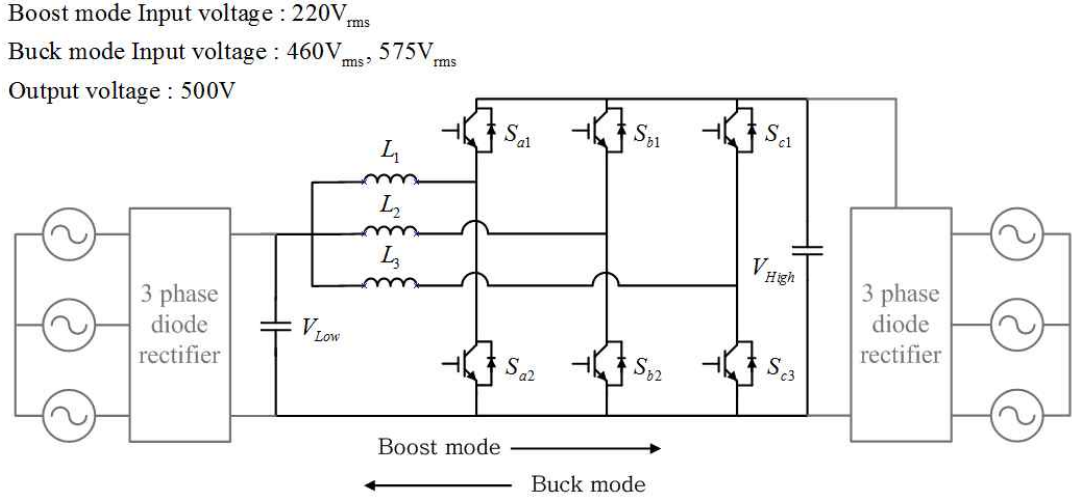


Fig. 1. Bidirectional three-phase interleaved DC-DC converter.

(Hard switching) 동작으로 인하여 스위칭 주파수를 높이기 어렵다. 또한 스위칭 손실로 인한 고효율 달성이 어렵다는 문제점이 있다. 따라서 스위칭 손실 저감을 위한 소프트 스위칭(Soft switching)이 가능한 고효율 양방향 DC-DC 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 하지만 입력 전압의 가변 범위가 넓은 시스템에서도 모두 소프트 스위칭이 가능하고, 고효율 달성이 가능한 DC-DC 컨버터의 연구는 여전히 필요하다^{[10]-[11]}.

본 논문에서는 넓은 범위의 입력 정류전압($220V_{rms}$, $380V_{rms}$, $460V_{rms}$, $575V_{rms}$)에 대하여 출력전압을 $500V$ 로 일정하게 제어하는 DC-DC 컨버터를 설계하였다. 또한 추가적인 소자 없이 인덕터의 설계와 스위칭 주파수의 선정을 통하여 영전압 스위칭(ZVS)을 달성하였다. 설계된 고효율 양방향 인터리브드 DC-DC 컨버터의 소프트 스위칭 동작과 이에 따른 시스템의 고효율 운전은 제작된 실험세트를 통하여 얻은 실험결과로 그 타당성을 확인하였다.

2. 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터

2.1 토폴로지의 구성

양방향 DC-DC 컨버터에서의 전기적인 분리는 일반적으로 변압기에 의해 제공되지만, 추가된 변압기는 큰 비용과 손실을 의미하므로 크기, 무게, 비용의 면에서 비절연형 컨버터는 큰 장점을 가진다. 그림 1은 본 논문에서 사용된 비절연형의 양방향 전력흐름이 가능하며 입력에 3상 다이오드 정류기를 포함한 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터를 나타낸다. 기존의 하프-브릿지 방식의 양방향 DC-DC 컨버터가 3상 인터리브드된 형태이다. 6개의 스위치를 통하여 충·방전 모드를 바꾸면서 전류 및 전압을 제어하는 방식으로 출력전력을 결정한다. 또한 3상 인터리브드 방식을 사용하여 각 상의 스위

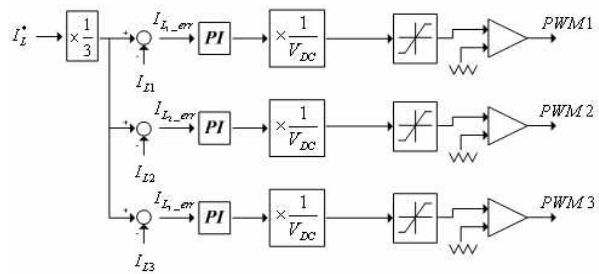


Fig. 2. Current controller for three-phase interleaved DC-DC converter.

치는 서로 120° 의 위상차를 가지고 인터리브드 제어를 수행하므로, 각 레그의 전류가 줄어들어 전류 부담을 줄이고, 출력 전류 리플의 저감이 가능하다.

동작 모드는 크게 2가지로 분류가 가능하다. 먼저 저전압측(V_{Low})에서 고전압측(V_{High})으로의 전력 흐름을 가지는 부스트 모드(Boost mode), 고전압측에서 저전압측으로의 벅 모드(Buck mode)로 분류가 가능하다. 이 때, 각 레그의 상단 스위치(S_{a1} , S_{b1} , S_{c1})는 벅 모드 동작 시에 주 스위치로 동작하고, 하단 스위치(S_{a2} , S_{b2} , S_{c2})는 부스트 모드 동작 시에 주 스위치가 된다. 본 논문에서는 한 레그의 상단과 하단 스위치가 상보 동작을 한다.

2.2 DC-DC 컨버터 전류제어기

그림 2는 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터의 전류제어기의 구조를 나타낸다. 인터리브드 컨버터의 각 상의 제어를 위하여 3상에 개별적으로 PI제어기를 이용하여 전류제어를 수행한다. 이론적으로는 하드웨어의 조건이 동일하다고 가정하지만, 실제로 스위칭 소자의 손실, 인덕터의 권선저항 등의 다양한 요인에 의해서 입력전류가 정확히 $1/3$ 로 분배된다고 할 수 없다. 따라서 각 상별로서 전류의 지령치와 현재 측정치를 비교하여 오차를 산출하고 PI제어기를 거쳐 계산된 값을 산출한다. 이 계산

된 값은 입력전압과 출력전압의 비율에 맞는 펄스폭 변조방식(PWM)의 인가시간이며, 결과적으로 스위치의 스위치의 듀티비가 된다. 출력의 제어전압(V_{DC})은 벅 모드에서는 저전압(V_{Low})이 되며, 부스트 모드에서는 고전압(V_{High})이 된다. 그림의 출력 제어전압은 V_{DC} 로 나타내었다.

3. 전구간 ZVS 가능한 설계

3.1 인덕터 설계

DC-DC 컨버터의 인덕터는 시스템 성능과 소프트 스위칭을 구현하는데 큰 영향을 미친다. 또한 스위칭 손실과 시스템의 부피, 전도손실 등과 직접적인 연관을 가지기 때문에 여러 사항을 고려해야 한다. 인덕터 설계시의 주요 고려사항으로는 전류 리플, 인덕터 전류의 최대값, 최소값, 전류의 실효값, 스위칭 주파수 등이 있다. 입출력 전압과 스위칭 주파수에 따른 전류의 변화량, 즉 인덕터 전류의 리플은 벅 모드에서 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다. 식 (1)에서 V_i 는 입력전압, V_o 는 출력전압, L 은 인덕터의 값, T_s 는 제어주기를 나타낸다.

$$\Delta I = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot \frac{V_o}{V_i} \cdot T_s \quad (1)$$

그림 1에서 벅 모드 운전시에는 V_{High} 가 입력전압, V_{Low} 가 출력전압이 된다. 또한 출력 부하 측에 흐르는 전류는 출력 전력(P_o)과 출력 전압(V_o)을 이용하여 구하면 식 (2)와 같다.

$$I_{Load} = \frac{P_o}{V_o} \quad (2)$$

위의 식 (1), (2)를 통하여 인덕터 전류의 최대값과 최소값을 계산하면 각각 최대값은 식 (3), 최소값은 식 (4)로 간소화하여 나타낼 수 있다.

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

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

이를 통하여 음의 전류 구간을 생성하는 인덕터는 인덕터 전류의 최소값이 0보다 작아야한다는 조건의 식 (5)가 성립한다.

$$I_{min} < 0 \quad (5)$$

식 (5)를 이용하여 한 상의 인덕터 전류가 음과 양으로 연속적으로 흐르기 위한 경계에 대한 인덕터 설계식은 식(6)과 같이 정리된다. 따라서 인덕터 전류가 음의 구간을 생성하기 위한 인덕터의 값은 L 보다 작아야 한

TABLE I
INDUCTOR DESIGN PARAMETERS

Parameter	Values
Power	20 kW
Input voltage (Boost)	220 V _{rms}
Input voltage (Buck)	460 V _{rms} , 575 V _{rms}
Output voltage (Buck, Boost)	500 V
Switching frequency	10-20 kHz

다는 조건에 의해 L 은 음의 전류 구간을 포함하지 않고 동작 가능한 인덕터의 최대값이 된다.

$$L = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i - V_o}{P} \cdot \frac{V_o^2}{V_i} \cdot T_s \quad (6)$$

3.2 인덕터 최적화 설계

입력전압이 직류전압(DC)인 경우에는 위의 방법을 통하여 음의 전류 구간을 포함하고 동작하는 DC-DC 컨버터의 수동소자인 인덕터의 설계가 간단하게 가능하다. 하지만 현재 각 국가별로 다르게 사용하는 상용전원은 크게 4가지(220V_{rms}, 380V_{rms}, 460V_{rms}, 575V_{rms})이다. DC-DC 컨버터의 입력전압으로 이를 다이오드 정류하여 사용하는 경우에 정류된 전압에는 맥동 범위가 존재한다. 따라서 범용 전원에 사용할 수 있는 컨버터 설계를 위해서는 입력 전압의 맥동 범위까지 고려한 인덕터의 설계가 요구된다.

표 1은 인덕터 설계를 위하여 필요한 파라미터와 값들을 정리하였다. 입력전압, 출력전압, 출력전력 그리고 스위칭 주파수를 위의 식 (6)에 대입하면 음의 전류 구간을 가지는 인덕터 용량의 산출이 가능하다. 220V_{rms}의 계통입력전압을 다이오드 정류한다면 약 DC 267~311V의 구간, 460V_{rms} 전압의 경우에는 564~650V, 575V_{rms}의 경우에는 700~813V까지 전압의 맥동 범위를 가진다. 입력전압의 전 범위에서 소프트 스위칭이 가능한 인덕터를 설계하기 위해서는 각 전압의 최대값과 최소값에서 인덕터를 계산하여 모두 적용이 가능한 인덕터를 선정하여야 한다. 또한 전 범위의 입력전압에서 소프트 스위칭 동작하는 인덕터 값을 하나로 설계하기 위해 전류의 리플과 관련이 있는 스위칭 주파수(f_{sw})를 10kHz~20kHz 이내의 범위에서 시뮬레이션과 실험을 통하여 표 1과 같이 변경하여 적용하였다. 스위칭 주파수의 범위를 이와 같이 변경하여 적용하는 경우 소프트 스위칭이 가능한 인덕터의 범위를 구할 수 있다.

그림 3은 소프트 스위칭이 가능한 인덕터의 범위를 나타낸다. 그림에서와 같이 575V_{rms}의 입력 정류전압의 경우에는 인덕터 값이 544μH 이하의 값에서 음의 전류 구간이 생성되므로, 소프트 스위칭이 가능하기 위해서는

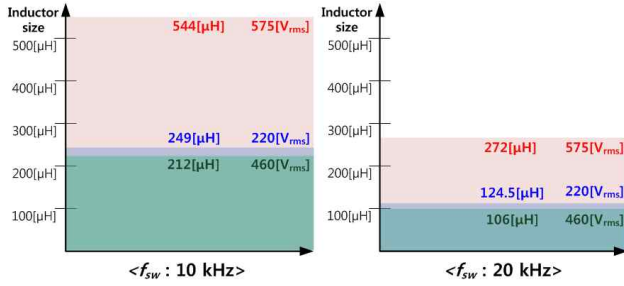


Fig. 3. Existing range of soft switching inductor at each switching frequency.

인덕터를 이보다 작은 값에서 설계하여야 한다. 동일한 방법으로 스위칭 주파수를 10kHz로 설정하였을 때의 전 범위 입력전압을 고려한다면 인덕터 설계 범위는 212μH 보다 작아야함을 알 수 있다. 반면에 최대로 설정 가능한 스위칭 주파수가 20kHz인 경우에는 고속 스위칭으로 인한 전류의 리플이 감소하므로 인덕터 전류 음의 구간 생성과 소프트 스위칭을 위해서 인덕터를 106μH보다 작도록 설정해야한다. 따라서 인덕터를 106μH와 212μH 사이에서 회로의 전도손실을 줄이기 위해 비교적 작은 값인 130μH로 선정하였다.

3.3 데드타임 선정

ZVS 동작을 위해서는 인덕터의 설계와 함께 스위치의 기생 커패시터의 방전조건을 고려한 데드타임이 고려되어야 한다. 그림 4는 데드타임 선정을 위한 조건을 나타낸다. 제안하는 방법의 소프트 스위칭 메커니즘은 아래와 같다. 인덕터 전류가 0A 이하의 구간 즉, 음의 구간을 생성하고 이렇게 생성된 음의 전류 구간에 의해 스위치 턴 온 시에 스위치의 기생 커패시터에 저장된 에너지가 모두 방전이 된 후에 스위치 양단의 전압이 '0V'가 된다. 이 때, 스위치의 게이팅 신호를 발생시킴으로써 소프트 스위칭을 달성하게 된다. 따라서 음의 인덕터 전류로 동작시에 인덕터의 바뀐 전류의 방향에 의해 스위치의 기생 커패시터에 저장된 에너지, 즉 스위치 양단의 전압이 설계한 인덕터의 음의 전류로부터 소프트 스위칭이 가능하도록 방전되는 시간을 보장해주어야만 한다. 스위치의 기생 커패시터에 저장되는 에너지의 방전조건은 식 (7)과 같다.

$$\Delta E = \frac{1}{2} CV_2^2 - \frac{1}{2} CV_1^2 \leq V_s \times A_l \times \Delta t \quad (7)$$

여기서 V_2 은 스위치 ON시에 스위치 양단의 전압, V_1 은 스위치의 기생 커패시터의 방전전압, V_s 는 스위치 전압, A_l 은 인덕터의 전류, Δt 는 방전시간을 나타낸다. 기생 커패시터에 의해 충전되고 방전되는 에너지는 스위치의 전압과 인덕터 전류의 관계식으로 나타내면 위의 식 (7)과 같이 정리되며, 소프트 스위칭을 위해서는 방전시간이 이보다 더 크게 보장되어야 한다. 하지만, 데드타임

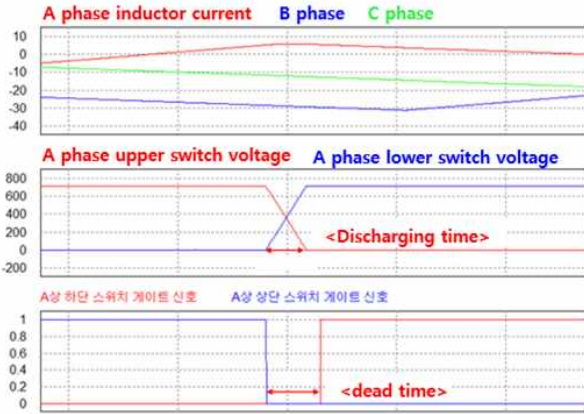


Fig. 4. Dead time setting conditions.

TABLE II
SWITCHING FREQUENCY RANGE OF SOFT SWITCHING FOR EACH INPUT VOLTAGE.

Input voltage	Switching frequency range
220 V_{rms}	10 kHz - 16 kHz
460 V_{rms}	10 kHz - 14 kHz
575 V_{rms}	10 kHz - 18 kHz

의 값을 크게 설정하면 시스템의 효율이 낮아지게 된다. 이에 따라 데드타임(T_{Dead})의 조건식은 아래의 식 (8)을 만족하는 범위에서 작게 선정하여야 한다.

$$\Delta t \leq T_{Dead} \quad (8)$$

3.4 스위칭 주파수 선정

인덕터의 값이 작고 스위칭 주파수가 낮은 경우에는 영전류 이하의 구간이 늘어남에 따라 스위치 전압의 방전에 의한 ZVS 구현이 용이하지만, 전류의 리플이 증가하기 때문에 각 부 소자들의 전류정격이 커져야 하는 문제가 존재하기 때문에 각 입력전압 별 적절한 스위칭 주파수의 선정은 필수적으로 이루어져야 한다. 또한 3.2 절에서 설계한 것과 같이 인덕터 용량을 130μH의 하나의 동일한 값으로 사용하여 소프트 스위칭이 가능하도록 하기 위해서는 각 전압(220V_{rms}, 460V_{rms}, 575V_{rms})의 맥동 범위를 고려해야 한다. 또한 인덕터에 흐르는 전류에 의하여 스위치의 기생 커패시터 전압의 방전이 이루어짐을 확인하여야 한다. 따라서, 인덕터를 130μH로 설계했을 경우에 시뮬레이션을 통하여 얻은 각 입력전압별 전 범위에서 소프트 스위칭이 가능한 스위칭 주파수를 표 2에 정리하였다. 아래의 스위칭 주파수의 범위는 인덕터의 전류의 음의 구간이 형성되며, 그 전류의 피크 값이 약 4A 이상이 되어 게이팅 신호 발생 이전에 스위치 전압의 방전이 이루어질 수 있도록 선정된 값을 정리하였다.

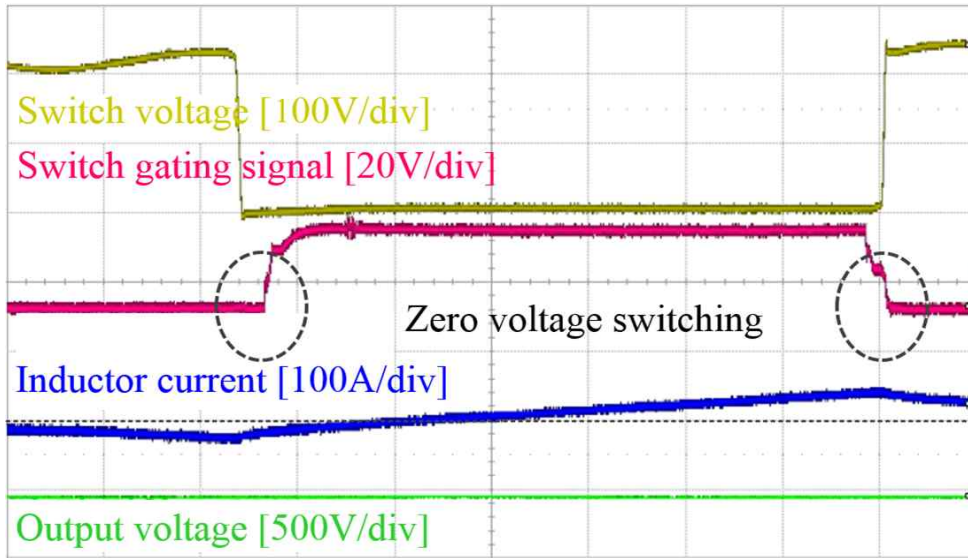


Fig. 7. Soft switching operation waveforms.

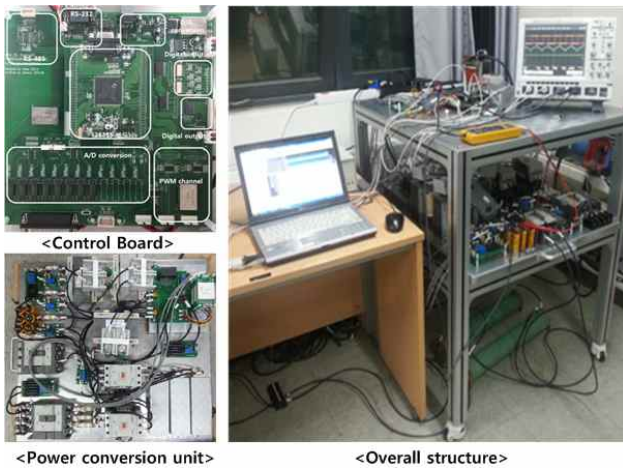


Fig. 5. Experimental setup.

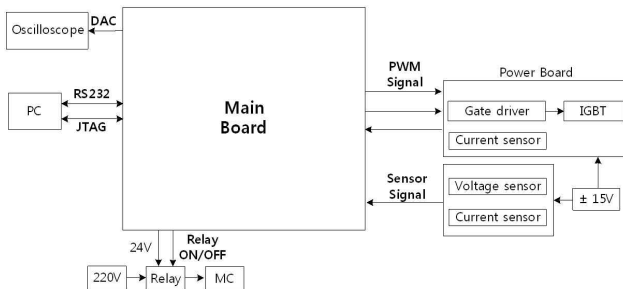


Fig. 6. Interface schematic of control board.

4. 실험

설계한 DC-DC 컨버터의 동작성능과 타당성을 검증하기 위하여 그림 5와 같이 실험세트를 구성하였다. 그림 6은 제어보드와 전력 변환부 사이의 인터페이스 회로도를 나타낸다. 제어부는 TMS320F028335를 사용하였

고, 양방향 DC-DC 컨버터의 전력 변환부는 그림 5와 같이 구성하였다. 실험조건은 입력전압을 220V_{rms}, 460V_{rms}, 575V_{rms}의 다이오드 정류전압으로 인가하고, 출력전압을 500V로 제어하였다. 부하는 저항부하 20Ω으로 약 12kW의 정격의 운전시 부스트 모드와 벅 모드에서의 소프트 스위칭 동작을 검증하였다.

그림 7은 입력전압 220V_{rms}일 때, 출력전압 500V로 제어하는 부스트 컨버터의 소프트 스위칭 확대 파형이다. 인덕터 음의 전류를 표시하기 위하여 전류의 기준점 (0A)을 표시하였다. 스위치의 턴 온 시점에 스위칭하는 스위치의 양단 전압(부스트 모드 이므로 S_{22} 스위치에 걸리는 전압)이 0V가 된 후 스위치의 게이팅 신호가 인가된다. 인덕터 전류의 음의 구간으로 인하여 스위치의 기생커패시터의 전압이 방전되며, 스위치의 ON 시점에서는 스위치 양단전압이 0V가 되어 소프트 스위칭 동작이 수행된다. 스위치 ON 시점에서 스위치의 양단 전압과 게이팅 신호를 통해 설계된 인덕터의 값과 스위칭 주파수의 선정에 따른 제안한 컨버터의 ZVS 동작의 확인이 가능하다.

그림 8은 부스트 모드로 동작하는 설계된 컨버터의 동작 파형을 나타낸다. 스위치 양단의 전압을 통하여 입력전압이 220V_{rms}의 교류에서 다이오드 정류기를 거친 값으로 대략 DC 267~311V에서 맥동을 가지는 정류전압으로 인가됨을 확인할 수 있다. 인덕터 전류는 스위치의 ON, OFF에 따라 상승 또는 하강하는 전류리플을 포함한다. 이 때 인덕터는 음의 전류 구간을 포함하도록 설계 되었으므로, 전류가 0A 이하로 흐르는 음의 전류의 구간이 발생한다. 인덕터 전류의 음의 구간으로 인하여 스위치의 기생커패시터에 저장된 전압이 방전이 되고, 다시 게이팅 신호가 발생하는 소프트 스위칭 동작이 연속적으로 발생한다.

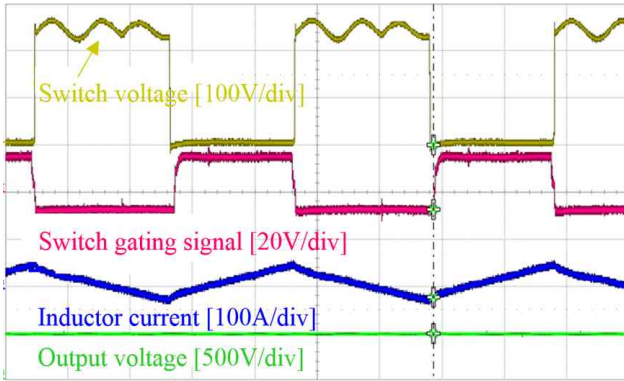


Fig. 8. Boost mode operation waveforms in the 220V_{rms} input voltage condition.

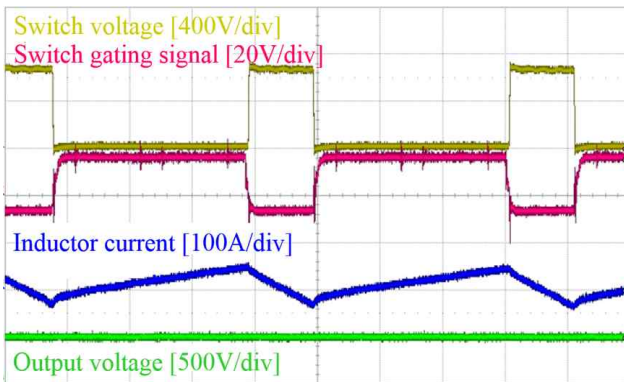


Fig. 9. Buck mode operation waveform in the 460V_{rms} input voltage condition.

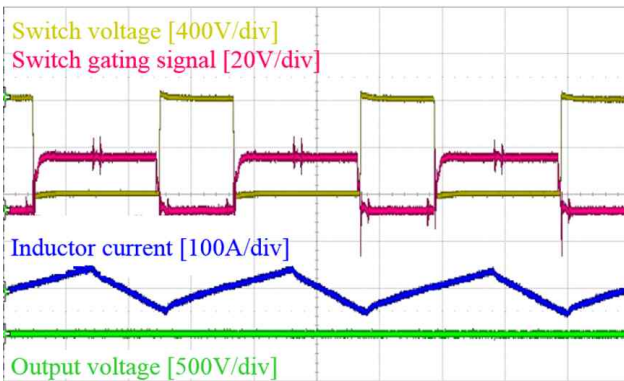


Fig. 10. Buck mode operation waveforms in the 575V_{rms} input voltage condition.

그림 9와 그림 10은 벡 모드 동작시의 컨버터의 각 부 파형이다. 입력전압 460V_{rms} 또는 575V_{rms}에서 500V 전압지령에 맞는 PWM 듀티비를 출력하여 출력전압을 제어한다. 부스트 모드와 마찬가지로 벡 스위치의 양단 전압이 0V가 되는 시점에 게이팅 신호가 동작하는 소프트 스위칭 동작의 확인이 가능하다.

위의 실험 결과를 통하여 130μH로 설계된 인덕터는 벡 모드 동작 시에도 부스트 모드에서와 동일하게 인덕터를 통해 흐르는 전류의 방향이 양의 구간에서 음의 구

간으로 바뀌어 벡과 부스트 모드에서 모두 ZVS 동작을 만족하는 것을 확인하였다.

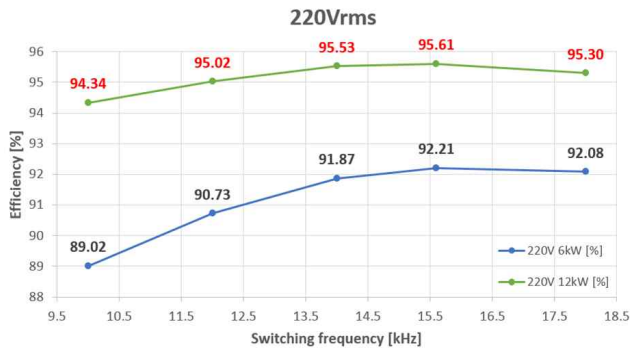
5. 효율분석

설계한 컨버터의 효율분석을 위하여 N4L사의 전력분석기 PPA5520 모델을 이용하여 효율측정을 수행하였다. 부스트 모드와 벡 모드에서 출력 전압을 동일하게 500V로 제어하며 부하의 조정을 통하여 출력 정격을 6kW와 12kW로 구분하여 효율을 측정하였다. 이 때 스위칭 주파수는 표 2에 명시한 바와 같이 소프트 스위칭이 이루어지는 범위에서 조정하였다.

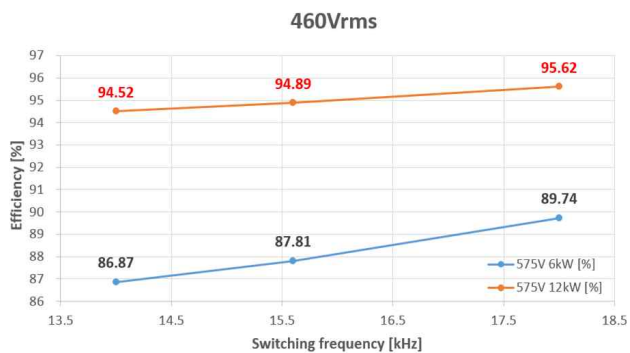
그림 11(a)는 설계한 컨버터의 부스트 모드 동작시의 효율 곡선을 나타낸다. 220V_{rms}의 정류전압이 인가되는 경우 DC-DC 컨버터는 부스트 모드로 동작하며 선정 가능한 주파수 영역은 10kHz~16kHz이다. 정격 6kW 운전 시 효율은 92.2%, 정격 12kW 운전 시에는 95.6%로 부스트 모드 운전시의 최대 효율을 나타내었다. 하지만 소프트 스위칭을 위한 스위칭 주파수를 18kHz로 소프트 스위칭 가능 범위를 넘게 설정하는 경우에는 입력전압의 맥동 범위에서 모두 소프트 스위칭이 가능하지 않아 오히려 효율이 감소하는 결과를 보였다. 이는 초기 설계 단계의 예측 결과와 일치한다. 또한 설계한 정격에 가까워질수록 컨버터는 좀더 고효율의 운전이 가능하게 된다. 이는 큰 용량으로 설계된 소자들의 회로내의 전도손실로 낮은 정격의 운전 시에는 효율이 저하되는 결과를 보였다.

그림 11(b)는 벡 모드 운전 시에 측정된 효율 곡선을 보여준다. 460V_{rms}의 벡 모드에서도 동일하게 정격 6kW 운전시보다 12kW 운전 시 높은 효율을 나타내었으며, 스위칭 주파수를 10kHz~14kHz로 선정하였을 때 평균적으로 94% 이상의 효율이 측정되었다. 이와 같은 방식으로 575V_{rms} 전압에서는 스위칭 주파수를 18kHz로 설정하였을 때, 98.5%의 최대 효율을 나타내고 평균적으로 98%의 효율을 보이며 운전하는 것을 확인하였다.

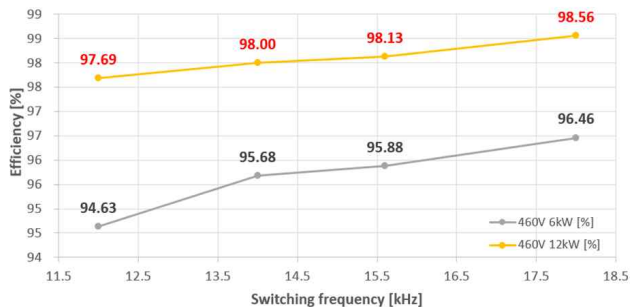
실험을 통해 스위칭 주파수 증가에 따라 인덕터에서의 전류리플이 작아지게 되고, 음의 전류 구간의 마진이 줄어들기 때문에 소프트 스위칭이 이루어지지 않는 구간을 확인하였다. 반면에 출력 정격이 높아지면 전류의 평균값이 증가하고 전류리플의 크기 또한 커지게 된다. 따라서 스위칭 주파수의 선정폭이 넓어지고 스위칭 손실이 회로 내의 전도손실보다 작은 범위에서 스위칭 주파수를 높게 선정할수록 효율이 개선됨을 확인하였다. 또한 효율 측정결과 같은 정격의 운전 시에 부스트 모드에서는 1~3%정도 낮은 효율을 보였는데, 이는 출력전압을 500V로 일정하게 제어하는 경우 부스트 모드의 입력전류의 평균값이 40~45A 정도로, 벡 모드의 입력전류의 평균값 20~25A에 비해 도선과 인덕터에서 발생하는 전도손실이 증가하기 때문이다.



(a) Boost mode



(b) Buck mode



(b) Buck mode

Fig. 11. Measured efficiency comparison according to the output condition in each input voltage.

6. 결 론

본 논문에서는 넓은 범위의 입력 정류전압(220V_{rms}, 460V_{rms}, 575V_{rms})에 대하여 추가적인 소자없이 인덕터의 설계를 통하여 영진압 스위칭(ZVS)이 가능한 인덕터를 설계하였다. 이를 통하여 20kW의 양방향 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터를 구성하고, 스위칭 주파수를 10 [kHz]- 18 [kHz]의 범위에서 전구간에서 소프트 스위칭을 달성할 수 있도록 선정하였다. 또한 제작한 실험세트 로 실험 및 효율측정을 수행하여 제안하는 방법의 고효율 운전을 검증하였다.

본 연구는 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업입니다. (No. 2013R1A1A2A10006090)

References

- [1] W. Lee, J. K. Eom, B. M. Han, and H. 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.
- [2] D. K. Choi and K. B. Lee, "Model based predictive control for interleaved multi-phase DC/DC converters," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 5, pp. 415-421, Oct. 2011.
- [3] J. H. Park, H. G. Jeong, and K. B. Lee, "Output current ripple reduction algorithms for home energy storage system," *Energies*, Vol. 6, No. 10, pp. 5552-5569, Sep. 2013.
- [4] F. Z. Peng, H. Li, G. J. Su, and J. S. Lawler, "A new zvs bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, No. 1, pp. 54-65, Jan. 2011.
- [5] 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. 1, pp. 422-434, Jan. 2012.
- [6] M. Jain, M. Daniele, and P. K. Jain, "A bidirectional dc-dc converter for an energy topology for low power application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 4, pp. 595-606, Jul. 2000.
- [7] Z. Wang and H. Li, "A soft switching three-phase current-fed bidirectional dc-dc converter with high efficiency over a wide input voltage range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 2, pp. 669-684, Feb. 2012.
- [8] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A review of three-phase improved power quality ac-dc converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 51, No. 3, pp. 641-660, Jun. 2004.
- [9] R. D. Doncker, D. Divan, and M. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 27, No. 1, pp. 63-73, Jan. 1991.
- [10] L. Schuch, C. Rech, H. L. Hey, H. A. Grudlinggundling, H. Pinheiro, and J. R. Pinheiro, "Analysis and design of a new high-efficiency bidirectional intefrated ZVT PWM converter for DC-bus and battery-bank interface," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 42, No. 5, pp. 1321-1332, Sep. 2006.

- [11] P. Das, B. Laan, S. A. Mousavi, and G. Moschopoulos, "A nonisolated bidirectional ZVS-PWM active clamped DC-DC converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 24, No. 2, pp. 553-558, Feb. 2009.



최우진(崔宇鎭)

1985년 8월 4일생. 2012년 세명대 전기공학과 졸업. 2012년 아주대 전자공학과 졸업(석사). 2014년~현재 아주대 전자공학과 박사과정.



이교범(李敎範)

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 전자공학과 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학박). 2003년~2006년 Department of Energy Technology, Aalborg University(덴마크). 2006년~2007년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학과 교수. 당 학회 JPE 편집위원.



정규범(鄭圭範)

1961년 12월 25일생. 1984년 아주대 공과대학 전자공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1990년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1990년~1991년 Virginia Polytechnic Institute and State University 연구원. 1992년~1993년 (주)파워테크 이사. 1993년~1995년 한국항공우주연구소 선임연구원. 1995년~현재 우석대 전기전자공학과 교수.