

# 양방향 3상 푸쉬풀 ZVS DC-DC 컨버터

권민호<sup>1</sup>, 한국인<sup>2</sup>, 박준성<sup>3</sup>, 최세완<sup>†</sup>

## A Bidirectional Three-phase Push-pull Zero-Voltage Switching DC-DC Converter

Min-Ho Kwon<sup>1</sup>, Kook-In Han<sup>2</sup>, Jung-Sung Park<sup>3</sup>, and Se-Wan Choi<sup>†</sup>

**Abstract** - This paper proposes an isolated bidirectional three-phase push-pull dc-dc converter for high power application such as eco-friendly vehicles, renewable energy systems, energy storage systems, and solid-state transformers. The proposed converter achieves ZVS turn-on of all switches and volume of passive components is small by an effect of three-phase interleaving. The proposed converter has identical switching pattern for both boost and buck mode, and therefore can provide seamless characteristic at the mode transition. A 3kW prototype of the proposed converter has been built and tested to verify the validity of the proposed operation.

**Keywords:** ZVS, soft-switching, bi-directional dc-dc converter, three-phase transformer, push-pull, current-fed

### 1. 서 론

최근 신재생에너지, 전기자동차, 에너지저장장치, 반도체 변압기 등의 응용분야에서 양방향 DC-DC 컨버터의 필요성이 증대되고 있다. 양방향 컨버터는 크게 변압기를 이용하여 입·출력간이 전기적으로 절연이 된 절연형 컨버터와 변압기 없이 입·출력측이 공통 영전위를 갖는 비절연형 컨버터로 나눌 수 있는데 이 중 절연형 컨버터는 전기적인 절연으로 안전성이 높고 변압기 권선비를 이용하여 요구되는 승·강압비를 달성할 수 있는 장점이 있다.

기존 절연형 양방향 컨버터는 주로 단상 변압기를 사용한 풀브릿지 구조, 하프브릿지 구조 또는 푸쉬풀 구조가 널리 사용되어 왔다. 위와 같은 응용 분야에서는 요구되는 전력용량이 점차 커지고 있는 추세이므로 전류 부담을 줄이고 스위치의 선정을 용이하게 하며 인터리

빙을 적용하여 수동소자의 부피를 줄일 수 있는 3상 양방향 DC-DC 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>[1]</sup>.

기존 3상 양방향 컨버터로는 듀얼 능동브릿지(Dual Active Bridge : DAB)컨버터<sup>[1][2]</sup>, 능동클램프 하프브리지(Active Clamp Half Bridge)<sup>[3][4]</sup> 컨버터가 있다. 이 컨버터 들은 부분 또는 모든 스위치가 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching : ZVS)을 성취하는 장점이 있다. 이 중 DAB 컨버터<sup>[1][2]</sup>는 고정 듀티를 사용하고 1차측과 2차측 간 위상을 조절하여 출력전압 및 전력을 제어하는데 입·출력 전압 차이가 크면 전류정격 및 리플이 커지는 단점이 있다. PWM(Pulse Width Modulation) 방식을 사용하는 능동 클램프 하프브릿지 컨버터<sup>[3]</sup>는 승압모드와 강압모드의 스위칭 패턴이 서로 다르기 때문에 급격한 모드전환이 요구될 경우 스위칭 패턴의 변화로 인한 과도상태가 시스템의 동특성을 저하시킬 수 있다. Dehong Xu에 의해 처음으로 제안된 PPS (PWM plus Phase-Shift)방식<sup>[5]</sup>을 적용한 능동클램프 하프브릿지 컨버터<sup>[4]</sup>는 PWM으로 저전압단 전압을 일정하게 제어하고 1차측과 2차측간에 위상을 조절하여 출력전압 및 전력을 제어하는 방식으로 기존 3상 DAB 컨버터<sup>[1]</sup>의 입·출력 변동이 클 때의 단점을 보완했을 뿐만 아니라 위상으로 출력전압 및 전력을 제어하여 끊임없는 모드전환이 가능한 장점을 유지했다. 그러나 이러한 능동클램프 하프브릿지 컨버터는 저전압단 세 개의 입력 필터 인덕

Paper number: TKPE-2013-18-4-13 ISSN: 1229-2214

<sup>†</sup> Corresponding author: [schoi@seoultech.ac.kr](mailto:schoi@seoultech.ac.kr), Dept. of Electrical & Information Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

Tel: +82-2-970-6542 Fax: +82-2-972-2866

<sup>1</sup> Dept. of Control & Instrumentation Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

<sup>2</sup> EV Component R&D Group, LG Electronics

<sup>3</sup> Dept. of New Energy Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

Manuscript received Apr. 9, 2013; accepted Jun. 12, 2013

터 간에 공차나 기생성분 등으로 인하여 전류 전류솟림 또는 불평형이 문제가 될 수 있다.

본 논문에서는 3상 구조의 양방향 푸쉬풀 컨버터를 제안한다. 제안하는 컨버터는 저전압단 입력측에 한 개의 인덕터로 인터리빙 효과를 볼 수 있는 구조로서 앞서 언급한 입력 필터 인덕터의 전류 불평형 문제가 없다. 또한 3상 구조 이면서도 고주파 변압기의 코어를 하나로 사용하여 3개의 코어를 각각 사용한 구조보다 부피 및 무게가 작으며 상대적으로  $\Delta$ 결선보다 변압기 각 상간의 불평형이 적은 Y-Y 구조로<sup>[6]</sup> 변압기가 결선되어 있다. 또한 제안하는 컨버터는 앞서 언급한 PPS<sup>[5]</sup> 방식을 이용하여 끊임없는 양방향 모드전환이 가능하고 모든 스위치가 영전압 스위칭을 성취한다.

### 2. 제안하는 컨버터

그림1은 제안하는 양방향 컨버터의 회로도를 나타낸다. 기본 구조는 3상 DAB로 구성 되어 있으며 1차측 중성점(n)에 필터 인덕터(Filter inductor :  $L_f$ )를 통해 저전압단 전압원이 연결되는 전류원 푸쉬풀 구조이다. 저전압단(Low voltage side : LVS)에는 6개의 스위치( $S_{L1} \sim S_{L6}$ )로 구성된 3상 브릿지와 필터 인덕터 그리고 클램프 캐패시터(Clamp capacitor :  $C_c$ )로 구성되어 있으며 이 구조만 보면 3상 부스트 컨버터 구조이다. 고전압단(High voltage side : HVS)에는 6개의 스위치( $S_{H1} \sim S_{H6}$ )로 구성된 3상 브릿지로 구성되어 있다. 그리고 그림 2와 같이 Y-Y로 결선된 3상 고주파 변압기가 있다.

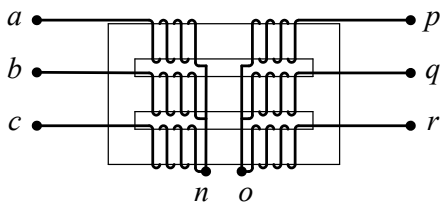


Fig. 2 Physical construction of the transformer

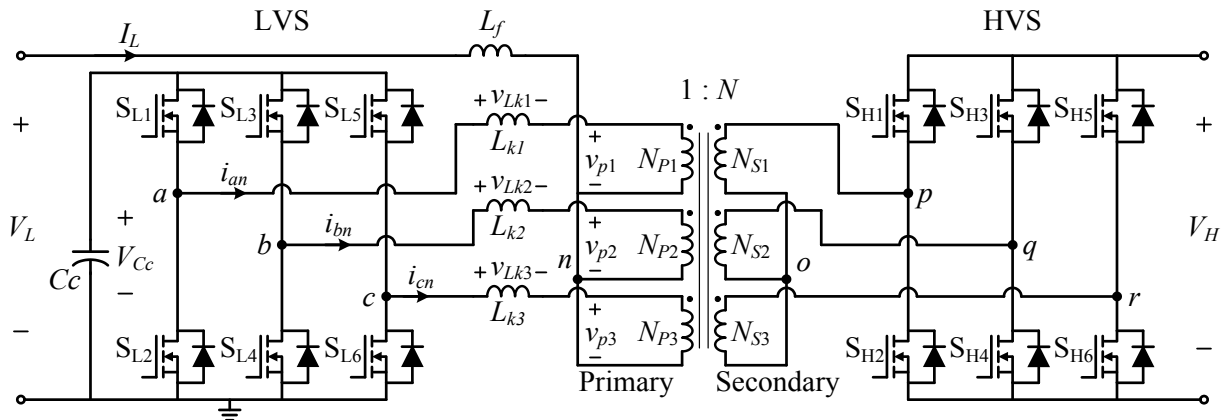


Fig. 1 Circuit diagram of the proposed converter

$L$ 는 승압동작시 전류원으로 동작하여 제안하는 컨버터가 승압동작을 할 수 있게 도와주고, 반대로 강압동작시에는 필터역할을 하여 전압 및 전류 리플을 감소시킨다.

#### 2.1 스위칭 방법

그림 3은 제안하는 컨버터의 스위칭 방법이다. 저전압단 하측 스위치  $S_{L2}, S_{L4}, S_{L6}$ 와 고전압단 하측 스위치  $S_{H2}, S_{H4}, S_{H6}$ 가 메인듀티  $D$ 가 되고 저전압단 상측 스위치  $S_{L1}, S_{L3}, S_{L5}$ 와 고전압단 상측 스위치  $S_{H1}, S_{H3}, S_{H5}$ 는 메인듀티와 비대칭 상보적인 동작을 한다. 또한, 각 래그(Lag)간에 위상차를  $120^\circ$ 씩 3상으로 동작시켜 인터리빙 효과를 갖기 때문에 수동소자들의 유효주파수는 스위칭 주파수의 3배로 동작한다. 따라서 동일한 스위칭 주파수의 단상 컨버터에 비하여 수동소자의 부피가 작고 스위치의 전류 분담 효과로 각 스위치의 전류 부담이 작다.

제안하는 컨버터는 1·2차측 간의 위상차를 제어하는 위상( $\varphi$ )제어와 PWM 방식의 듀티( $D$ )제어 이렇게 두 개의 자유도를 갖는다.  $\varphi$ 는 컨버터의 전력의 흐름(출력 전력)을 결정하는 제어변수(Control variable)이다. 1차측 위상이 2차측 위상보다 앞서면 저전압단에서 고전압단으로 전력을 전달하는 승압 동작을 하고, 반대로 위상이

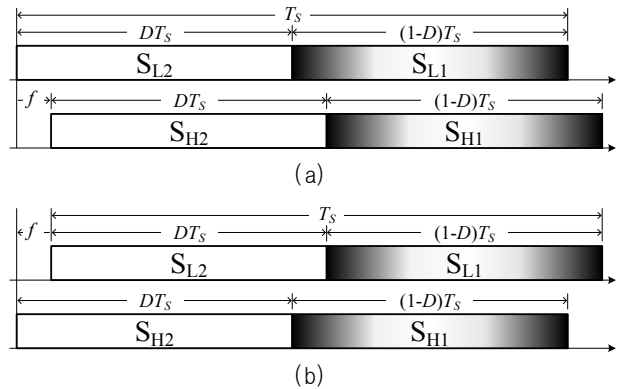


Fig. 3 Switching pattern of the proposed converter (a) boost mode (b) buck mode

뒤지면 고전압단에서 저전압단으로 전력을 전달하는 강압 동작을 한다. [1]의 식 (30)으로부터 컨버터의 출력전력에 대한 식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_o = \frac{V_H V_{C_c}}{\omega L_k} \varphi \left( \frac{2}{3} - \frac{\varphi}{2\pi} \right) \quad (1)$$

부하가 외부에 의해서 결정된다면  $\varphi$  는 출력전압을 결정하는 제어변수가 될 것이다. 반면에  $D$ 는 클램프 캐패시터 전압  $V_{C_c}$ 을 결정하는 제어변수가 되며  $C_c$ 에 걸리는 전압은 다음과 같이 결정된다.

$$V_{C_c} = \frac{V_L}{1-D} \quad (2)$$

이 때 입·출력 리플과 무효 전력을 최소화[1]하기 위한  $V_{C_c}$ 는 다음과 같이 선정한다.

$$V_{C_c} = \frac{V_H}{N} \quad (3)$$

위의 식 (3)과같이  $V_{C_c}$ 를 결정하여 식 (1)을 다시 정리하면

$$P_o = \frac{NV_{C_c}^2}{\omega L_k} \varphi \left( \frac{2}{3} - \frac{\varphi}{2\pi} \right) \quad (4)$$

이 된다. 위 식을 통해  $\varphi$  에 의해 출력전력  $P_o$ 의 양과 방향이 결정되며 양의 값을 갖는 것은 승압동작이고 음의 값인 경우는 강압동작이 된다. 따라서  $\varphi$  에 따라 끊김없는 모드전환이 가능하다는 것을 알 수 있다.

## 2.2 동작원리

동작원리에 앞서  $C_c$ 와  $L_k$ 는 충분히 커서 각각 전압원과 전류원이라 가정하여 한주기  $T_s$ 동안  $V_{C_c}$ 와  $I_L$ 은 일정한 상수값으로 보고, 각 래그의 스위치간에 테드타임은 무시한다. 키르히호프의 전류 법칙(Kirchhoff's Current Law : KCL)에 의해 변압기 1차측 각 상에 흐르는 전류  $i_{an}$ ,  $i_{bn}$ ,  $i_{cn}$ 의 합은  $I_L$ 이 되고 이 전류들은 각 상에 스위치의 전류가 된다. 1차측 래그의 상전압과 변압기 권선에 걸리는 전압은 각각 다음과 같다.

$$v_{an}(wt) = \begin{cases} -\frac{V_{C_c}}{3}, & 0 < wt < 2\pi\left(D - \frac{2}{3}\right) \\ -\frac{2V_{C_c}}{3}, & 2\pi\left(D - \frac{2}{3}\right) < wt < \frac{2\pi}{3} \\ -\frac{V_{C_c}}{3}, & \frac{2\pi}{3} < wt < 2\pi D \\ \frac{V_{C_c}}{3}, & 2\pi D < wt < \frac{4\pi}{3} \\ \frac{2V_{C_c}}{3}, & \frac{4\pi}{3} < wt < 2\pi\left(D - \frac{1}{3}\right) \\ \frac{V_{C_c}}{3}, & 2\pi\left(D - \frac{1}{3}\right) < wt < 2\pi \end{cases} \quad (5)$$

$$v_{p1}(wt) = \begin{cases} -\frac{V_H}{3N}, & 0 < wt - \varphi < 2\pi\left(D - \frac{2}{3}\right) \\ -\frac{2V_H}{3N}, & 2\pi\left(D - \frac{2}{3}\right) < wt - \varphi < \frac{2\pi}{3} \\ -\frac{V_H}{3N}, & \frac{2\pi}{3} < wt - \varphi < 2\pi D \\ \frac{V_H}{3N}, & 2\pi D < wt - \varphi < \frac{4\pi}{3} \\ \frac{2V_H}{3N}, & \frac{4\pi}{3} < wt - \varphi < 2\pi\left(D - \frac{1}{3}\right) \\ \frac{V_H}{3N}, & 2\pi\left(D - \frac{1}{3}\right) < wt - \varphi < 2\pi \end{cases} \quad (6)$$

그리고 변압기의 누설인덕터와 필터인덕터에 걸리는 전압은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$v_{L_{k1}}(wt) = v_{an}(wt) - v_{p1}(wt) \quad (7)$$

$$v_{L_f}(wt) = V_L - v_n(wt) \quad (8)$$

### (1) 승압동작

그림 4는 제안하는 컨버터의 승압동작의 주요 파형이고 그림 5는 각 모드별 동작을 나타낸 그림이다.

**Mode 1 [ $t_0 \sim t_1$ ]** : 이 모드가 시작되기 전에 스위치 SL1, SL3, SL6, SH1, SH3 그리고 SH6가 켜져 있었고  $t = t_0$ 가 되면 스위치 SL1이 꺼지고 SL2를 켜면 이 모드가 시작된다. 여기서 SL2는 영전압 상태에서 스위칭을 한다. 식(5), (6), (7)으로부터  $L_{k1}$ 에 걸리는 전압을 구하면

$$v_{L_{k1}}(wt) = -\frac{V_{C_c}}{3} - \frac{V_H}{3N} \quad (9)$$

이 된다. 그에 따라 양의 방향으로 흐르고 있던  $i_{an}$ 은 급격히 감소하기 시작하여 음의 방향으로 바뀌며 그 기울기는 다음과 같다.

$$\frac{di_{an}}{dwt} = -\frac{1}{3\omega L_k} \left( V_{C_c} + \frac{V_H}{N} \right) \quad (10)$$

여기서 각 상의 누설인덕턴스는 불균형 없이 동일하다고 가정하고  $L_k$ 를 다음과 같이 정의 한다.

$$L_k = L_{k1} = L_{k2} = L_{k3} \quad (11)$$

식 (6)와 (9)를 이용하여  $v_n$ 을 구하면

$$v_n(wt) = \frac{V_{C_c}}{3} \quad (12)$$

이 되므로 식 (8)로부터 이 모드에서  $L_f$ 에 걸리는 전압은 다음과 같다.

$$v_{L_j}(\omega t) = V_L - \frac{V_{C_c}}{3} \quad (13)$$

**Mode 2** [ $t_1 \sim t_2$ ] :  $t = t_1$ 일 때 이 모드는 시작되며 스위치  $S_{H1}$ 이 꺼지고  $S_{H2}$ 가 영전압 상태에서 켜진다. 이 구간에서  $L_{k1}$ 에 걸리는 전압은

$$v_{L_{k1}}(\omega t) = -\frac{1}{3} V_{C_c} + \frac{V_H}{3N} \quad (14)$$

이 되고 급격히 감소하던 전류의 기울기는 완만해지며 그 기울기는 다음과 같다.

$$\frac{di_{an}}{d\omega t} = -\frac{1}{3\omega L_k} \left( V_{C_c} - \frac{V_H}{N} \right) \quad (15)$$

**Mode 3** [ $t_2 \sim t_3$ ] :  $t = t_2$ 일 때 이 모드가 시작되며 스위치  $S_{L6}$ 는 꺼지고  $S_{L5}$ 는  $t_0$ 에서의  $S_{L1}$ 과 같이 영전압 스위칭을 이루며 켜지고  $L_{k1}$ 에 걸리는 전압은

$$v_{L_{k1}}(\omega t) = -\frac{2}{3} V_{C_c} + \frac{V_H}{3N} \quad (16)$$

이 된다. 전류는 다시 급격히 감소하기 시작하며 기울기는 다음과 같다.

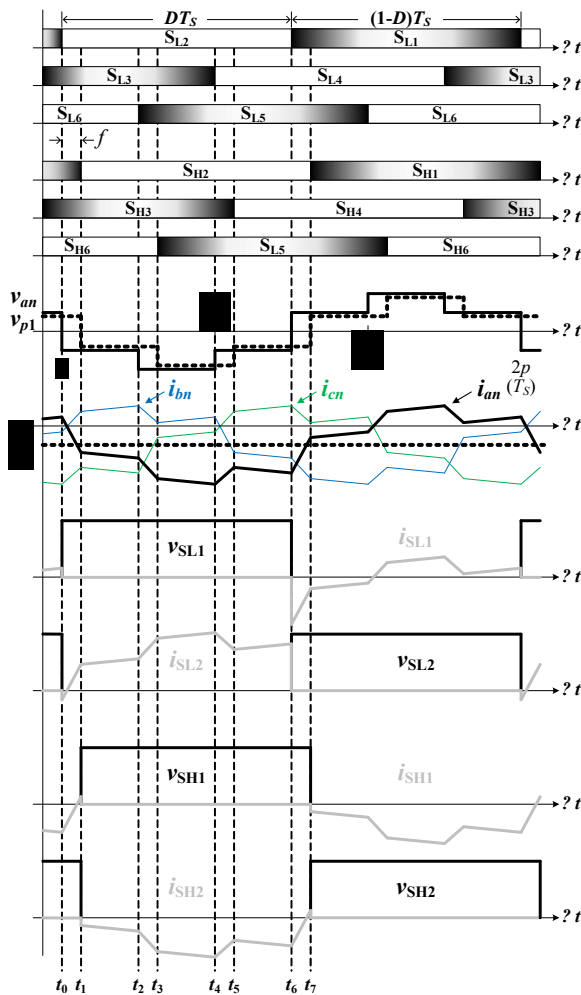


Fig. 4 Key waveforms of the proposed converter in boost mode

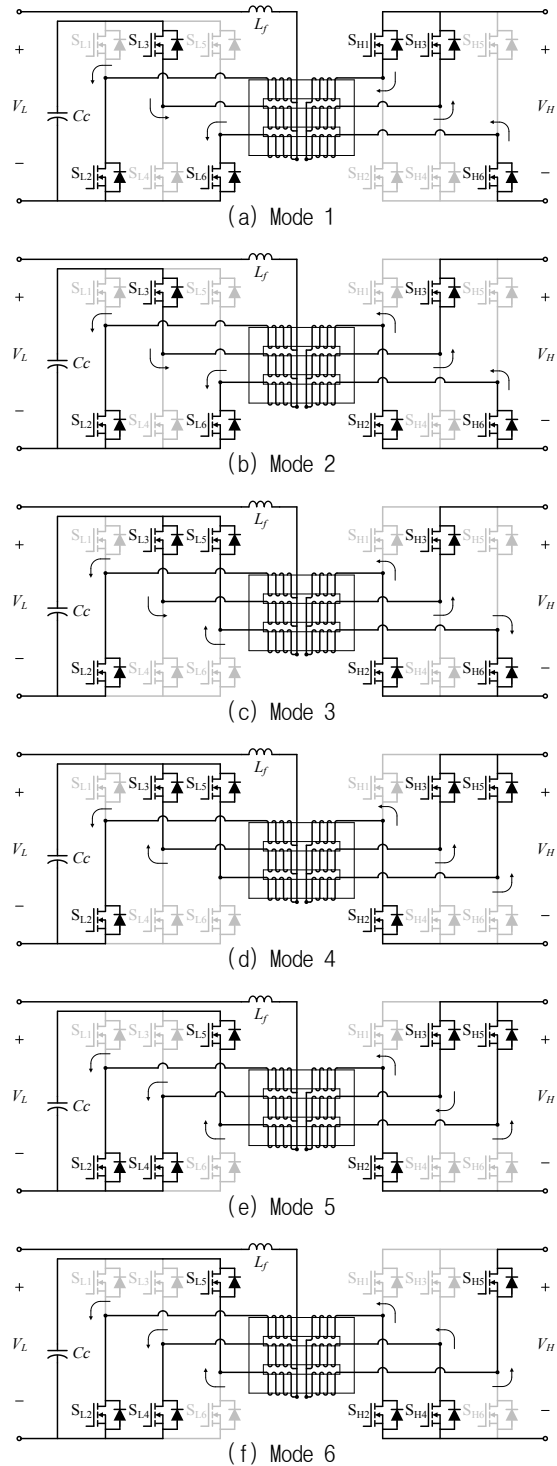


Fig. 5 Operating modes of the proposed converter in boost mode

$$\frac{di_{an}}{d\omega t} = -\frac{1}{3\omega L_k} \left( 2V_{C_c} - \frac{V_H}{N} \right) \quad (17)$$

식 (6)와 (16)를 이용하여  $v_n$ 을 구하면

$$v_n(\omega t) = \frac{2V_{C_c}}{3} \quad (18)$$

이 되므로 식 (8)로부터 이 모드에서  $L$ 에 걸리는 전압은 다음과 같다.

$$v_{L_f}(\omega t) = V_L - \frac{2V_{C_c}}{3} \quad (19)$$

**Mode 4 [ $t_3 \sim t_4$ ]** :  $t = t_3$ 에서, 스위치  $S_{H6}$ 이 꺼지고  $S_{H5}$ 가 켜질 때  $S_{H5}$ 는  $t_3$ 에서의 스위치  $S_{H1}$ 과 같이 영전압 스위칭을 성취하며 켜지고 이 모드는 시작된다. 이 모드에서  $L_{k1}$ 에 걸리는 전압과 흐르는 전류의 기울기는

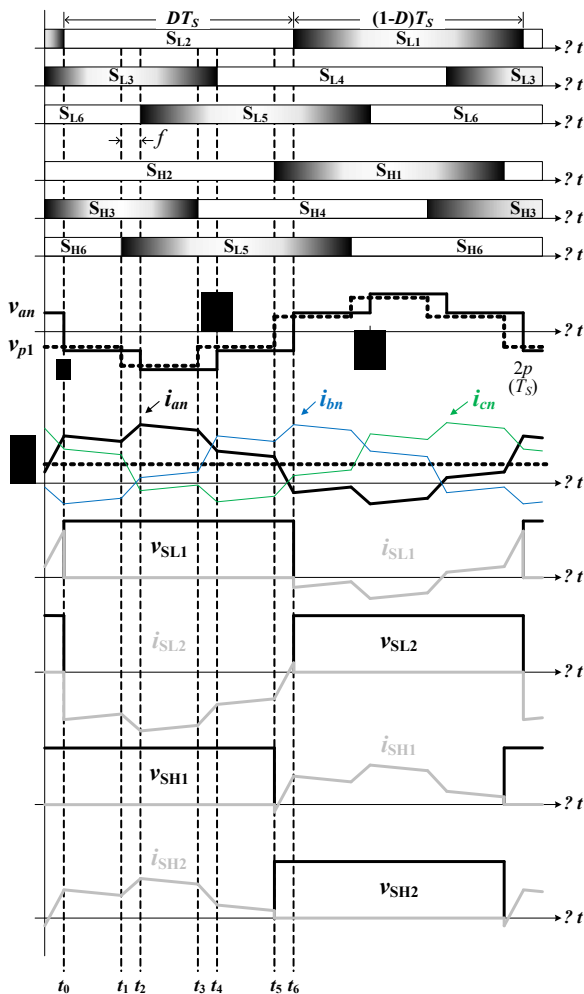


Fig. 6 Key waveforms of the proposed converter in buck mode

각각 다음과 같다.

$$v_{L_{k1}}(\omega t) = -\frac{2}{3}V_{C_c} + \frac{2V_H}{3N} \quad (20)$$

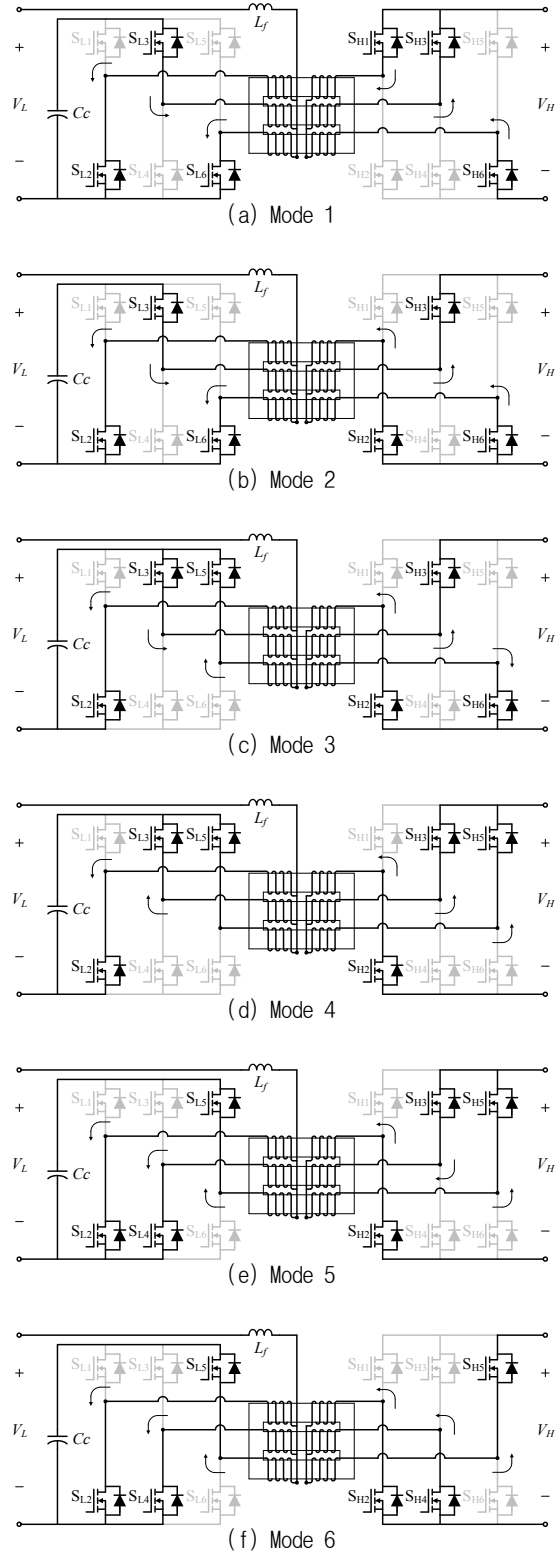


Fig. 7 Operating modes of the proposed converter in buck mode

Table 1 Parameters of the proposed converter

Parameter	Symbol	Value	Unit
Output power	$P_O$	3000	W
LVS voltage	$V_L$	70~120	V
HVS voltage	$V_H$	400	V
Clamp capacitor voltage	$V_{Cc}$	200	V
Switching frequency	$f_s$	50	kHz
Turn ratio	$N$	2	turn
Clamp capacitance	$C_C$	18	$\mu\text{F}$
Filter inductance	$L_f$	20	$\mu\text{H}$
Leakage inductance	$L_k$	3	$\mu\text{H}$
Magnetizing inductance	$L_m$	221	$\mu\text{H}$

$$\frac{di_{an}}{d\omega t} = -\frac{1}{3\omega L_k} \left( 2V_{Cc} - \frac{2V_H}{N} \right) \quad (21)$$

**Mode 5 [ $t_4 \sim t_5$ ]** :  $t = t_4$ 에서, 스위치  $SL_3$ 가 꺼지고  $SL_4$ 는  $t_5$ 에서의  $SL_2$ 와 같이 영전압 스위칭을 이루며 꺼지고  $L_{k1}$ 에 걸리는 전압은

$$v_{L_{k1}}(\omega t) = -\frac{1}{3} V_{Cc} + \frac{2V_H}{3N} \quad (22)$$

이 된다.  $i_{an}$ 은 증가하기 시작하지만 전류의 방향은 아직 음의 방향이며 기울기는 다음과 같다.

$$\frac{di_{an}}{d\omega t} = \frac{1}{3\omega L_k} \left( -V_{Cc} + \frac{2V_H}{N} \right) \quad (23)$$

식 (6)와 (22)로부터  $v_n$ 는 식 (12)과 같고  $L$ 에 걸리는 전압은 식 (13)와 같다.

**Mode 6 [ $t_5 \sim t_6$ ]** :  $t = t_5$ 에서, 스위치  $SH_3$ 를 켜고  $SH_4$ 를 꺼준다.  $SH_4$ 는  $t_6$ 에서의  $SH_2$ 와 같이 영전압 스위칭을 성취하며 꺼지고  $L_{k1}$ 에 걸리는 전압은

$$v_{L_{k1}}(\omega t) = -\frac{1}{3} V_{Cc} + \frac{V_H}{3N} \quad (24)$$

이 된다.  $i_{an}$ 은 다시 완만한 기울기로 감소하기 시작하고 그 기울기는 다음과 같다.

$$\frac{di_{an}}{d\omega t} = -\frac{1}{3\omega L_k} \left( V_{Cc} - \frac{V_H}{N} \right) \quad (25)$$

식 (6)와 (24)로부터  $v_n$ 는 식 (18)과 같고  $L$ 에 걸리는 전압은 식 (19)와 같다.

## (2) 강압동작

그림 6는 제안하는 컨버터의 강압동작의 주요 파형이고 그림 7는 각 모드별 동작을 나타낸 그림이다. 그림 6에서 모든 강압동작을 할 때에는 승압동작과는 반대로

2차측 스위치의 위상이 1차측 스위치의 위상보다 앞선다. 따라서 강압동작시 각 누설인덕터에 걸리는 전압은 승압동작을 할 때와 반대이기 때문에 각 권선에 흐르는 전류의 기울기는 반대로 되고 전반적인 동작원리는 승압동작과 비슷하다.

## 2.3 영전압 스위칭 조건

그림 4 또는 그림 6으로 부터 각 스위치의 영전압 스위칭 조건은 다음과 같다.

$$\begin{cases} i_{an}(2\pi D) > 0, & \text{for LVS top switch} \\ i_{an}(0) < 0, & \text{for LVS bottom switch} \\ i_{op}(2\pi D + \varphi) < 0, & \text{for HVS top switch} \\ i_{op}(\varphi) > 0, & \text{for HVS bottom switch} \end{cases} \quad (26)$$

저전압단 스위치의 영전압 스위칭 조건을 결정하는 요소는 부하의 크기와  $\varphi$ 의 크기이다.  $\varphi$ 가 큰 경우 모든 스위치의 영전압 스위칭 범위는 늘어나고, 부하가 큰 경우 상측 스위치의 영전압 스위칭 범위는 넓어지는 반면에 하측 스위치는 좁아진다. 고전압단 스위치의 영전압 스위칭 조건은  $\varphi$ 의 크기에만 비례한다. 그림 8과 그림 9는 부하상황에 따라 각 스위치가 켜질 때의 전류(Turn-on current)를 모의실험을 통해 도식한 그림이다. 약 1kW 이상의 부하에서 모든 스위치가 영전압 스위칭 조건을 만족하는 것을 볼 수 있다.

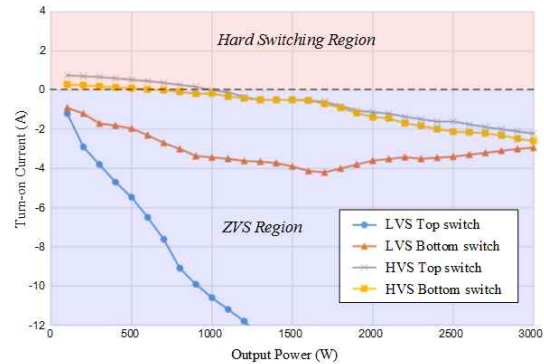


Fig. 8 Turn-on currents of switches as a function of the output power in boost mode

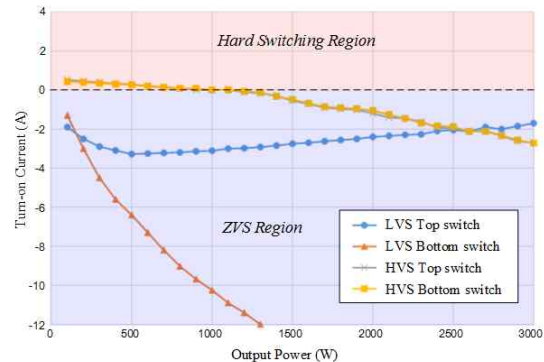
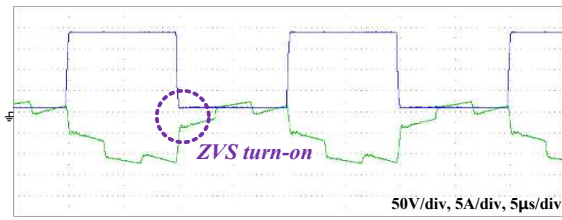


Fig. 9 Turn-on currents of switches as a function of the output power in buck mode

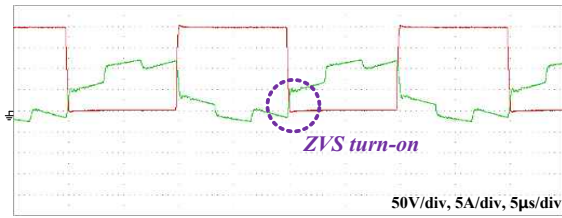
### 3. 실험 결과

제안하는 컨버터의 성능을 검증하기 위하여 3kW급

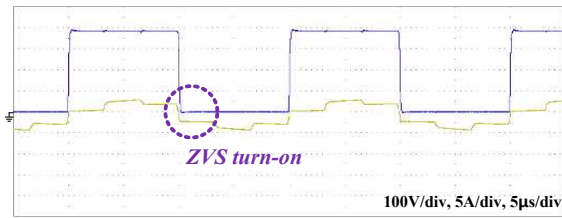
시작품을 설계하여 실험을 하였고, 설계에 사용된 주요 파라미터는 표 1과 같다. 또한 제어를 위한 게이트 신호를 만들기 위하여 TI社의 TMS320F28335를 이용하였고,



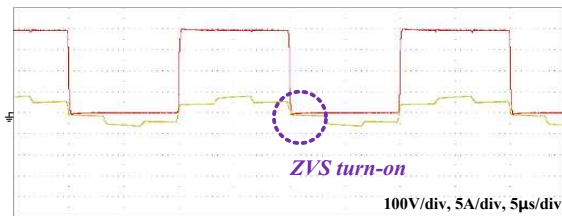
(a) LVS top switch



(b) LVS bottom switch

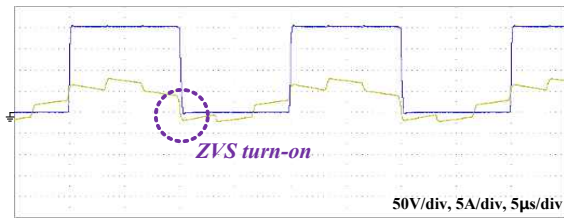


(c) HVS top switch

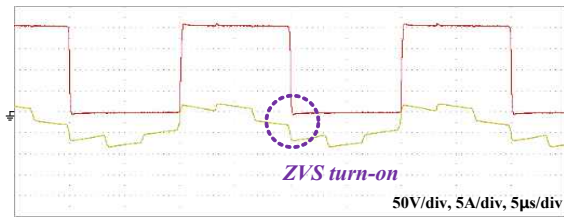


(d) HVS bottom switch

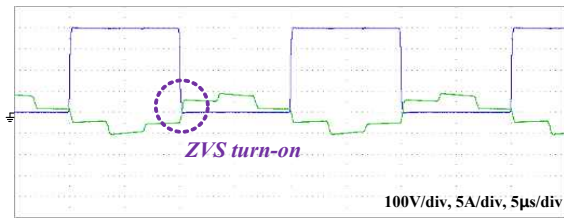
Fig. 10 Experimental waveforms of switch voltages and currents in boost mode ( $P_o=1kW$ ,  $V_L=100V$ )



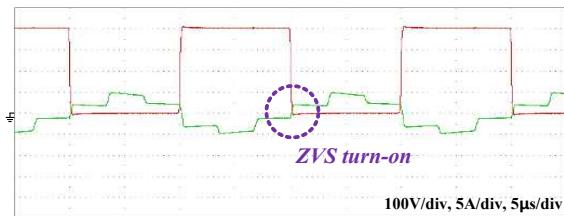
(a) LVS top switch



(b) LVS bottom switch



(c) HVS top switch



(d) HVS bottom switch

Fig. 12 Experimental waveforms of switch voltages and currents in buck mode ( $P_o = -1.5kW$ ,  $V_L=100V$ )

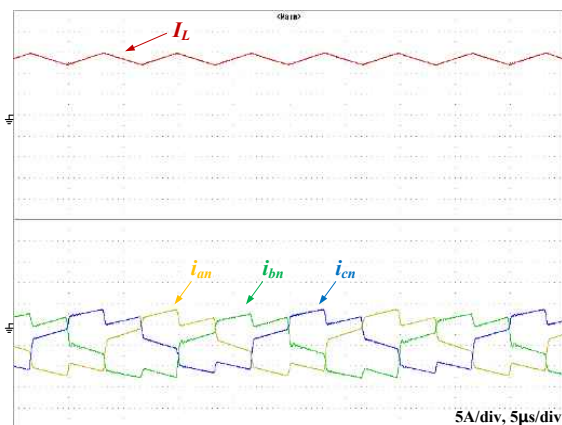


Fig. 11 Experimental waveforms of filter inductor and primary winding currents in boost mode ( $P_o=1kW$ ,  $V_L=100V$ )

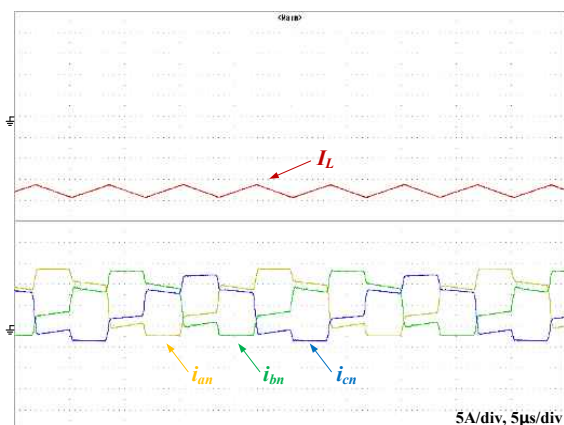


Fig. 13 Experimental waveforms of filter inductor and primary winding currents in buck mode ( $P_o = -1.5kW$ ,  $V_L=100V$ )



실험에 사용된 스위치 소자는 IXFN110N60P3를 사용하였다. 3상 고주파 변압기의 코어는 코아전기社의 Ferrite 재질의 EI-118을 컷팅[8]하여 사용하였다.

그림 10과 그림 11는 승압모드에서의 실험파형이다. 모든 스위치가 켜지기 전에 음의방향으로 흐르는 전류가 있는 것으로 영전압 스위칭을 성취하는 것을 확인할 수 있다. 그림 11는 저전압단 필터 인덕터의 전류와 고주파 변압기 각 상 전류의 실험 파형이다.  $L_f$ 는 CCM 동작을 하며 인덕리빙 효과로 스위칭 주파수보다 3배 큰 주파수로 동작하는 것을 확인할 수 있으며 식 (13)로부터  $L_f$ 의 설계식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_f = \left( V_L - \frac{V_{Ce}}{3} \right) \frac{D-1/3}{\Delta I_f f_s} \quad (27)$$

그림 12는 강압모드에서의 스위치 전압과 전류의 실험파형이며 마찬가지로 모든 스위치가 영전압 스위칭 성취하는 것을 보인다. 그림 13은 강압동작에서의 필터 인덕터의 전류와 변압기 각상 전류의 실험파형이며  $L_f$ 이 음의방향에서 CCM 동작을 하는 것을 보인다. 그림 14는 제안하는 컨버터의 시작품이며 그림 15은  $V_L = 80V$  일 때 측정된 효율곡선이다. 승압모드에서 최고효율은 2kW에서 95.7%를 달성하였고, 강압모드는 2.5kW에서 96.9%를 달성하였다.



Fig. 14 Photograph of the proposed converter prototype



Fig. 15 Measured efficiency as a function of the output power at  $V_L = 80V$  using Yokogawa WT3000

## 4. 결 론

본 논문에서는 PPS 방식의 양방향 3상 푸시풀 소프트 스위칭 컨버터를 제안하였다. 제안하는 컨버터는 3상 구조의 인덕리빙 효과로 수동소자의 부피가 작다. 또한 모든 스위치가 영전압 스위칭을 성취하므로 스위칭 손실이 작고 고전력밀도를 달성할 수 있다. 제안하는 컨버터는 PPS방식을 적용하여 승·강압 동작시 동일한 스위칭 패턴으로 동작하기 때문에 끊임없는 양방향 모드전환이 가능하다.

이 연구는 서울과학기술대학교 교내 학술연구비 (일부)지원으로 수행되었습니다.

## References

- [1] R. De Doncker, D. Divan, and M. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, No. 1, pp. 63-73, Jan./Feb 1991.
- [2] G.-J. Su and L. Tang, "A three-phase bidirectional dc-dc converter for automotive applications," in *Ind. Appl. Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, pp. 1-7, Oct. 2008.
- [3] H. Cha, J. Choi, W. Kim, and V. Blasko, "A new bi-directional three-phase interleaved isolated converter with active clamp," in *Proc. 24th Annu. IEEE APEC*, pp. 1766-1772, 2009.
- [4] 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 Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 2, pp. 669-684, Feb. 2012.
- [5] D. Xu, C. Zhao, and H. Fan, "A PWM plus phase-shift control bidirectional dc-dc converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 19, No. 3, pp. 666-675, May. 2004.
- [6] Z. Wang and H. Li, "Three-phase bidirectional dc-dc converter with enhanced current sharing capability," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, Atlanta, GA, pp. 1116-1122, Sep. 2010.
- [7] H. Cha, J. Choi, F. Yoon, "A Three-phase Current-fed DC-DC Converter with Active Clamp," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 12, No. 6, pp. 433-519, Dec. 2007.
- [8] J. Park, S. Lee and S. Choi, "Design of a High Power Three-Phase ZVS Push-Pull Converter," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, pp. 209-218, June 2011.
- [9] S. Lee, J. Park, and S. Choi, "A three-phase current-fed push-pull dc-dc converter with active clamp for fuel cell applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 11, No. 1, pp. 2266-2277, Aug. 2011.





**권민호(權民浩)**

1985년 8월 17일생. 2012년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 제어계측공학과 석사과정.



**한국인(韓國仁)**

1985년 9월 27일생. 2010년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2012년 동 대학 산업대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 현재 LG전자 연구원.



**박준성(朴峻成)**

1982년 4월 26일생. 2009년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2011년 동 대학 에너지환경대학원 신에너지공학과 졸업(석사) 2011년~현재 동 대학원 박사과정.



**최세완(崔世琬)**

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공학박). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 대리. 1996년~1997년 삼성전기 종합 연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울과학기술대 전기정보공학과 교수. 당 학회 재무이사.