

# 고승압 듀얼 컨버터와 단상 하프 브릿지 인버터를 적용한 새로운 PCS

이희준<sup>1</sup>, 신수철<sup>1</sup>, 현승욱<sup>1</sup>, 정용채<sup>2</sup>, 원충연<sup>†</sup>

## New PCS Applied High Boost Ratio Dual Converter and Single Phase Half Bridge Inverter

Hee-Jun Lee<sup>1</sup>, Soo-Choel Shin<sup>1</sup>, Seung-Wook Hyun<sup>1</sup>, Yong-Chae Jung<sup>2</sup>, and Chung-Yuen Won<sup>†</sup>

**Abstract** - In this paper, a new PCS is proposed which is consisted of high boost dual converter and single phase half-bridge inverter. The proposed PCS is configured in parallel input / serial output, using two interleaved voltage doubler converter. Converter of the proposed PCS is distribute input current by configuring parallel input and reduced turn ratio of transformer by configuring serial output. Also, compositions of the inverter are composed of serial output capacitor of converter and half-bridge inverter. The dual converter and single phase half-bridge inverter is designed and characteristic of the new PCS is analysed. The system of the 1.5[kW] PCS is verified through an experimental about operation and stability.

**Keywords:** full bridge converter, phase half bridge inverter, power conditioning system(PCS), soft switching, zero voltage switching

### 1. 서 론

최근 에너지 수요의 증가와 고유가 등 화석연료의 고갈로 인하여 신재생 에너지원과 이를 효율적으로 활용하기 위한 PCS(Power Conditioning System)에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 그러므로 PCS 경우 용량에 따른 토폴로지로 선정도 매우 중요하다. 저용량 시스템의 경우 소형경량화, 고효율화, 고밀도화를 고려하여 전력변환시스템이 개발되고 있다. 또한 저전압, 대전류의 PCS는 안정된 전원을 유지하기 위하여 절연형 DC-DC 컨버터가 필요하다. 또한 이를 교류로 변환하기 위해 DC-AC 인버터는 필수적인 구성요소가 된다.<sup>[1]</sup> PCS 구성에서 절연형 DC-DC 컨버터의 전압은 변압기의 승압비에 따라 넓은 전압 이용률을 가지며, 컨버터의

효율이 전체 시스템 성능에 큰 비중을 차지한다. 대표적인 절연형 DC-DC 컨버터의 경우 Push-pull, Full-bridge, Half-bridge 컨버터가 있다.<sup>[2]</sup> Full-bridge 컨버터의 경우 넓은 범위의 응용분야에 사용되고 있으며, 변압기 사용에 따른 안전성이 우수하고 중·대전력 용으로 많이 사용된다. 또한 별도의 추가 회로없이 회로 내의 기생성분을 이용하여 소프트 스위칭을 시킬 수 있다. 하지만 모든 부하 범위에서 lagging-leg 스위치의 소프트 스위칭 조건을 만족하지 못한다. 또한 2차측 회로에서 공진으로 인하여 다이오드의 전압 진동 현상이 발생하여 스너버 회로가 필요한 단점이 있다.

Half-bridge 및 Push-pull 컨버터의 경우 일반 Full-bridge 컨버터보다 반도체 소자를 줄일 수가 있다. 하지만 전류 혹은 전압 정격이 큰 소자를 사용함으로써 비용이 상승하는 단점과 반도체 소자에 발생된 열로 인하여 방열 설계가 커지는 단점이 있다. 따라서 제안된 시스템에서는 기존의 풀 브리지로 구성된 컨버터에서 단점을 보완하기 위하여, 변압기 2차측을 전압 더블러로 사용하였다.<sup>[3][4]</sup> 더블러 구성은 소프트 스위칭의 조건을 만족하도록 설계를 하였으며, 설계된 회로에서 위상 전이 제어 방식을 적용하여 소프트 스위칭이 가능하다. 또한 동일한 컨버터 2대를 이용하여 병렬 입력 / 직렬

Paper number: TKPE-2013-18-6-2

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

<sup>†</sup> Corresponding author: woncy@skku.edu, College of Information and Communication Eng. Sungkyunkwan Univ. Tel: +82-31-290-7115 Fax: +82-31-290-7179

<sup>1</sup> College of Information and Communication Eng. Sungkyunkwan University

<sup>2</sup> Dept. of Electronic Eng., Namseoul University

Manuscript received Jul. 18, 2013; accepted Aug. 29, 2013

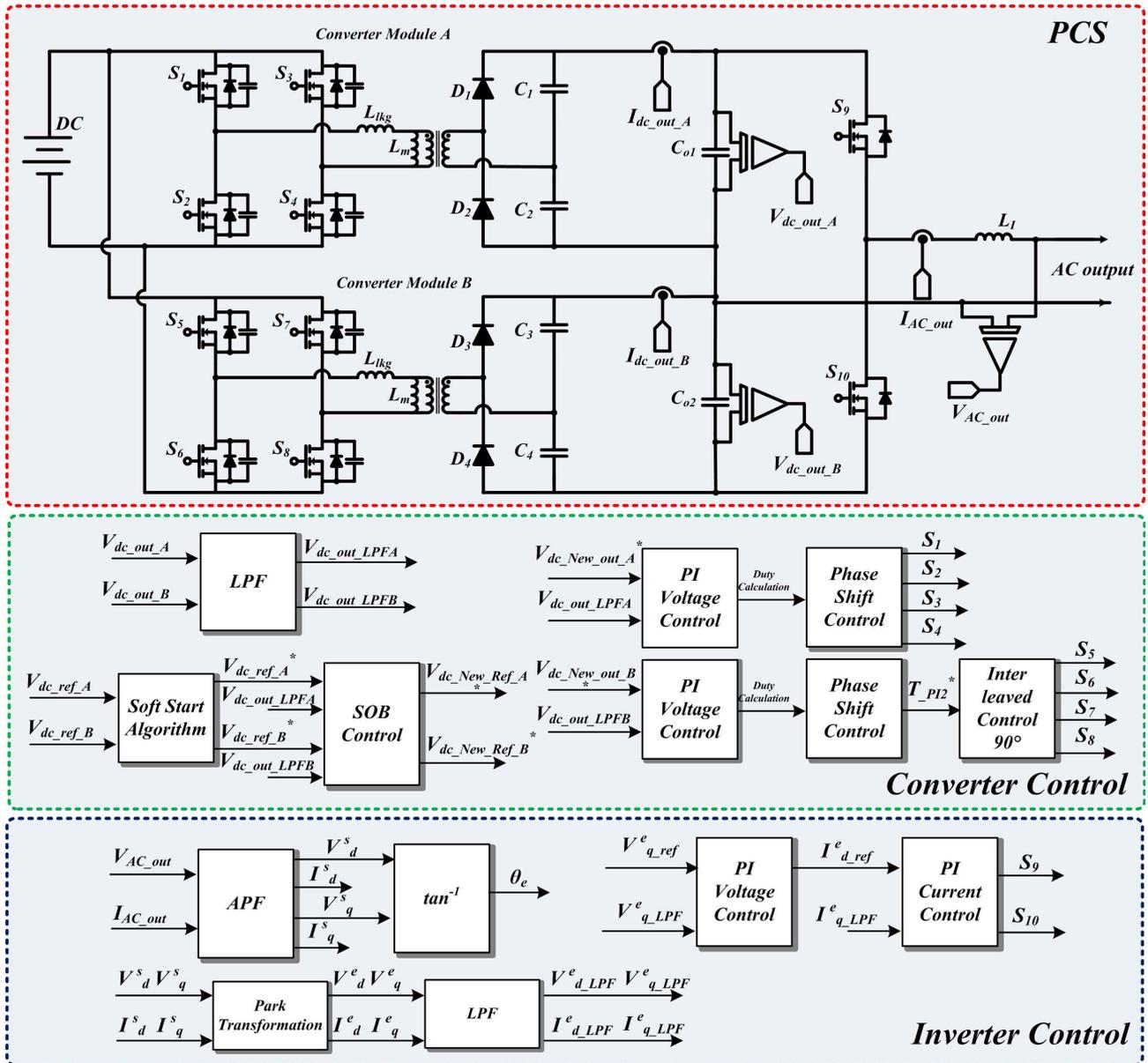


Fig. 1 The proposed system configuration

출력으로 구성하였다. 또한 직렬로 연결된 컨버터의 캐패시터를 이용하여 하프 브릿지 인버터를 구성하였다. 구성된 하프 브릿지 인버터는 풀 브릿지 인버터보다 직류 링크 캐패시터 전압이 상승하는 단점을 가지고 있으나, 스위치가 2개로 줄일 수 있어 부피를 감소시킬 수 있다.

구성된 컨버터는 전력용량을 증대시키고, 시스템의 부피를 줄일 수 있다. 따라서 제안된 듀얼 컨버터의 특징은 다음과 같다.<sup>[6][7]</sup>

- 모든 부하 범위에서 소프트 스위칭을 통하여 높은 효율을 나타낸다.
- 병렬 입력 / 직렬 출력 구조를 사용하여 소자의 스트레스를 줄여 별도의 스너버 회로가 필요없다.
- 일반 풀 브릿지 컨버터보다 소자 수는 증가하나 열분

산이 용이하며, 전체 시스템의 부피를 축소할 수 있다.

· 위상천이 제어 방식을 사용하여 모든 스위치의 소프트 스위칭이 가능하며, free-wheeling 구간에서 큰 전류를 제거하여 도통손실을 저감하였다.

그림 1은 제안된 듀얼 컨버터와 단상 하프 브릿지 인버터를 나타낸다. 듀얼 컨버터의 제어는 소프트 스위칭을 하기 위하여 위상천이 제어기법과 입력 전류 리플을 줄이기 위하여 인터리빙 제어기법을 하였다. 또한 인버터에서는 가상 2상 방식인 APF(All Pass Filter)를 이용하여 PLL를 적용하였다. 따라서 본 논문에서는 제안된 시스템의 모드분석을 통하여 시스템을 설계하고, 1.5[kW] PCS를 구성하여 시스템의 효율 및 안정성을 실험을 통하여 검증하였다.

## 2. 듀얼 컨버터와 단상 인버터 분석

### 2.1 기존 듀얼 컨버터의 문제점 개선

기존 듀얼 컨버터는 직류 입력전압을 반도체 스위칭 소자를 통하여 전력을 출력측으로 전달하게 된다. 또한 고주파 변압기의 권선비를 통하여 승압을 한다. 승압된 컨버터 출력 전압은 2차측 다이오드 정류기와 필터를 통하여 정류된 파형이 출력 된다.

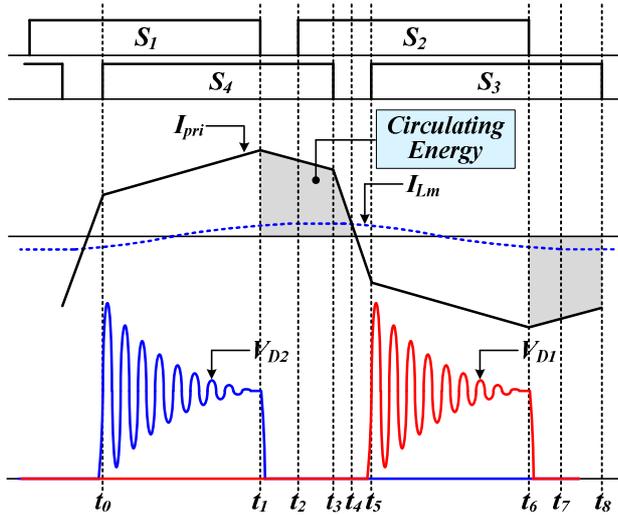


Fig. 2 Transformer primary current and diode voltage of the conventional system

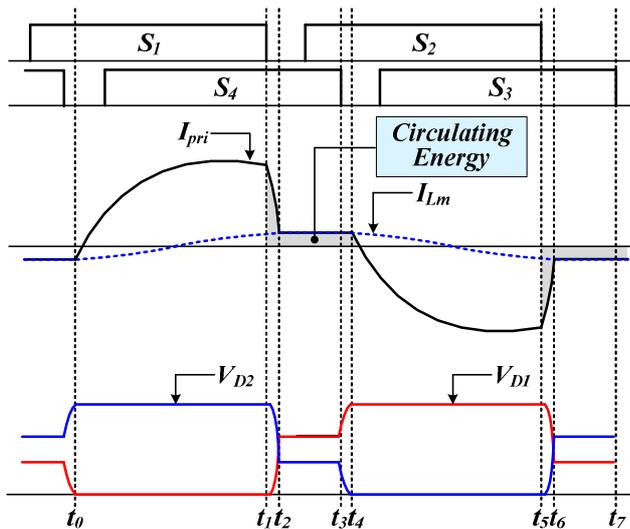


Fig. 3 Transformer primary current and diode voltage of dual converter

그림 2는 기존 컨버터의 1차측 변압기의 전류와 다이오드 전압을 나타낸다.

스위칭 방식은 위상천이 제어방법을 이용하였다. 고주파 변압기의 누설 인덕턴스 성분과 스위칭 소자의 출력 캐패시턴스 사이의 공진을 하여 소프트 스위칭을 구현하여 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 하지만 스위치  $S_3$ ,  $S_4$

턴 온 구간( $t_1 \sim t_4$ )은 시비율이 변하면서 파워링을 하지 않는 환류 구간의 순환전류가 발생한다. 그러므로 스위치 도통손실이 발생한다. 또한 스위치  $S_1$ ,  $S_4$ 가 턴 온되면, 전력전달 구간( $t_0 \sim t_1$ )으로 2차측으로 에너지가 전달이 된다. 이때 다이오드 턴 오프시 전압 진동현상이 발생하여 소자에 스트레스를 발생한다. 그러므로 소자의 전압정격과 별도의 스너버 회로가 추가적으로 필요하다.

그림 3은 듀얼 컨버터 모듈 1의 1차측 변압기 전류와 다이오드 전압을 나타낸다. 기존 위상천이 듀얼 컨버터의 단점을 보완하기 위하여 2차측 전압 더블러형 정류기를 이용하면 출력단 인덕터를 제거하여 환류 구간에서 전류의 크기를 줄여 도통손실을 저감한다. 또한 2차측 다이오드 턴 오프시 전압 진동현상을 억제한다. 이는 다이오드에 걸리는 전압이 정류 캐패시터에 의해 출력 전압으로 클램핑되기 때문이다.

### 2.2 듀얼 컨버터 모드 분석

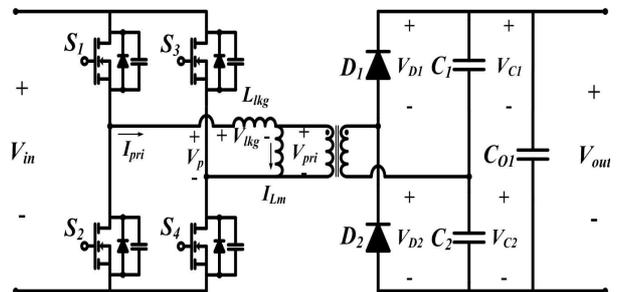


Fig. 4 The dual converter A module

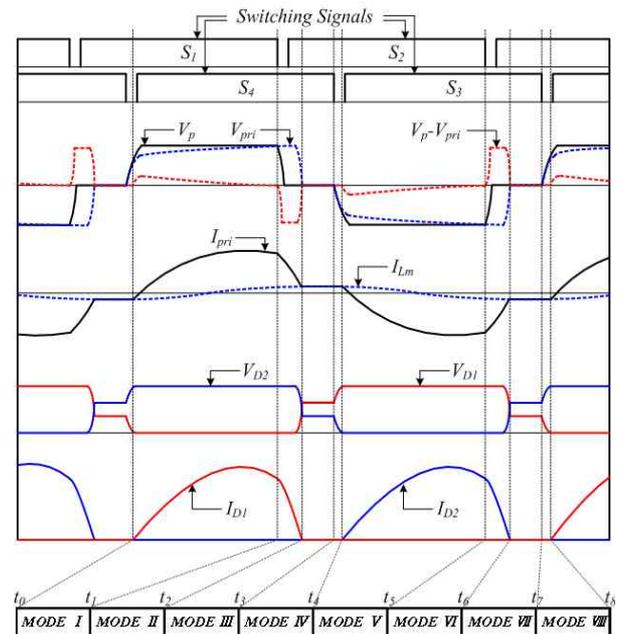


Fig. 5 Proposed dual converter operation waveforms

그림 4는 듀얼 컨버터 중 컨버터 모듈 A를 나타내고 있다. 컨버터 모듈 A와 모듈 B는 동작 및 동일한 구성

이므로 모드 해석시 컨버터 모듈 A를 이용하여 분석하였다. 또한 제안된 듀얼 컨버터의 경우 변압기의 턴비를 줄이고, 효율을 증가하기 위하여 변압기 2차측을 전압 더블러로 구성하였다.

모드 분석시 컨버터의 모드를 8개로 나누어 분석하였고, 모드 V~VIII는 모드 I~IV와 유사하므로 생략한다. 이때 다이오드의 접합 캐패시턴스는 존재하지 않는 것으로 가정하였으며, 모드 분석은 100%부하의 조건으로 가정하였다. 다른 조건에서는 파형의 형태가 다소 달라질 수 있으나 구간은 8개의 모드로 동일하게 동작한다. 그림 5는 제안된 컨버터의 동작 모드 파형을 나타내고 있다. 중요파형인 스위칭 신호, 변압기 1차측 전압, 1차측 전류, 더블러 캐패시터 전류를 나타내고 있다.

**MODE I ( $t_0 \sim t_1$ )**에서는 변압기 1차측 전류  $I_{pri}$ 가 증가하여 2차측으로 에너지가 전달되는 구간이다. 이전 모드에서 변압기에 흐르는 전류가 음의 방향이라고 가정하면, 모드 I의 초기에 누설 인덕턴스  $I_{lkg}$ 와 자화 인덕턴스  $I_{Lm}$ 에 저장된 에너지로 인해서 전류가 스위치의 역병렬 다이오드를 통하여 음의 방향으로 흐른다. 이때 스위치 양 단 전압이 '0'인 상태에서 스위치  $S_4$ 가 켜지고 ZVS 턴-온이 이루어진다. 입력측 전압 소스에 의해 변압기에 흐르는 전류가 양으로 증가하며 2차측에 에너지가 전달된다. 이때 누설 인덕턴스  $I_{lkg}$ 와 2차측 정류 캐패시터  $C_{O2}$ 가 공진을 이루며 전류가 증가한다. 증가하는 전류는 식 1과 같다.

$$I_{pri}(t) = \frac{1}{n} \left[ \frac{V_{in}}{n} - V_{C1}(t_0) \right] \frac{1}{Z_0} \sin \omega_r (t - t_0) + I_{Lm}(t - t_0) \quad (1)$$

$$n = \frac{N_p}{N_s}, Z_0 = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{L_{lkg}}{C_r}}, \omega_r = 2\pi f = \frac{n}{\sqrt{L_{lkg} C_r}}, C_r = C_{O1} // C_{O2} \quad (2)$$

자화 인덕턴스에 흐르는 전류  $I_{Lm}$ 도 2차측 정류 캐패시터와 공진을 이루며 전류가 증가한다. 이때 공진 주파수( $\omega_m$ )는 아래의 식 3에 의해 누설 인덕턴스에 흐르는 전류  $I_{lkg}$ 의 공진 주파수  $\omega_r$ 보다 작으므로 선형적으로 근사화할 수 있다.

$$\frac{\omega_m}{\omega_r} = \frac{\sqrt{L_{lkg}}}{\sqrt{L_m}} \quad (3)$$

$$\omega_m = 2\pi f_m = \frac{n}{\sqrt{L_m C_r}} \quad (4)$$

**MODE II ( $t_1 \sim t_2$ )**에서는 초기에 스위치  $S_1$ 이 오프되면  $S_1$ 의 출력 캐패시터가 충전되고  $S_2$ 의 출력 캐패시터가 방전되어 두 캐패시터의 양단 전압이 입력전압  $V_{in}$ 과 같아진다. 이때 변압기 2차측 전압은  $V_{C1}$ 으로 유지되므로  $V_{pri}$ 는  $nV_{C1}$ 이 된다. 따라서 누설 인덕턴스에 걸리는 전압은

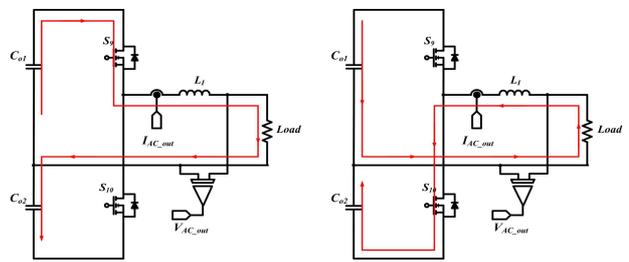
식 5와 같고, 변압기 전류  $I_{lkg}$ 는 급격하게 감소한다. 다이오드에 역 전압이 걸리면 출력 캐패시터가 충전된다.

$$V_{lkg} = V_p - V_{pri} \quad (5)$$

**MODE III ( $t_2 \sim t_3$ )**에서는 회로의 임피던스에 의해 손실이 발생하므로 자화 인덕턴스  $I_{Lm}$  설계시 이를 고려해야 한다. 이때 스위치  $S_2$ 의 역병렬 다이오드를 통해 전류가 흘러 스위치 양 단 전압이 '0'이 되어  $S_2$ 의 ZVS(Zero Voltage Switching) Turn-on 조건이 형성되고 스위치가 켜진다.

**MODE IV ( $t_3 \sim t_4$ )**에서는  $S_4$ 가 Turn-off되면  $S_4$ 의 출력 캐패시터가 누설 인덕턴스의 전압  $V_{lkg}$ 로 충전되고, 잔류 에너지로 인하여 스위치  $S_3$ 의 역병렬 다이오드에 전류가 흐른다. 이로써  $S_3$ 의 ZVS Turn-on 조건이 형성된다.

### 2.3 하프 브릿지 인버터 모드 분석



Mode I Mode II  
Fig. 6 Half bridge inverter operation mode

하프 브릿지 인버터의 경우 듀얼 컨버터의 출력을 이용하여 하프 브릿지 인버터를 구성하였다. 구성된 인버터는 직류 링크단 전압이 커지는 단점이 있으며, 스위칭 전압 정격이 올라간다. 하지만 시스템을 모듈화가 가능하여 소형경량화를 할 수 있으며, 가격을 저감하는 효과를 가져올 수 있다.

그림 6은 하프 브릿지 인버터의 동작모드에 따른 등가회로를 나타내고 있다. PWM기법은 SPWM방법으로 적용하였으며, 모드 I에서의 경우 스위치  $S_9$ 가 Turn-on이 된다. 이때 반주기의 양의 성분 전압이 생성된다. 모드 II의 경우 스위치  $S_{10}$ 가 Turn-on이 된다. 이때 반주기의 음의 성분 전압이 생성된다. 하프 브릿지 인버터의 경우 전형적인 바이폴라 PWM파형으로 출력 전압은  $V_{dc}/2$ ,  $-V_{dc}/2$ 로 나타낸다. 필터 인덕터를 통하여 부하에 주입되는 전류의 기본파성분이 영이라고 가정하였다. 따라서 필터 인덕터에 걸리는 전압의 기본파 성분도 영이 되어야 한다.

## 3. 시스템 설계

### 3.1 ZVS를 위한 누설 인덕턴스 및 전압 더블러 캐패시터 설계

듀얼 컨버터에서의 스위치 출력 캐패시터는 충전 및 방전을 위하여 고주파 변압기의 누설 인덕턴스 성분을 이용한다. 누설 인덕턴스 값이 충분하지 못하다면 낮은 부하에서 lagging-leg 스위치의 ZVS조건 형성이 되지 않는다. 제안된 컨버터에서 누설 인덕턴스와 자화 인덕턴스에 흐르는 전류는 두 개의 leading-leg 스위치와 두 개의 lagging-leg 스위치의 출력 캐패시터를 충전 및 방전시켜야 한다. leading-leg 스위치의 출력 캐패시터를 충전 및 방전시키려면 아래의 조건을 만족해야 한다. 모든 스위치의 출력 캐패시터는 같다고 가정하였다.

$$\frac{1}{2} L_{lkg} i_{pri}^2 + \frac{1}{2} L_m i_{L_m}^2 \geq \frac{1}{2} 2 C_{oss} V_{in}^2 \quad (6)$$

$L_{lkg}$ ,  $L_m$ 은 각각 누설 인덕턴스와 자화 인덕턴스,  $I_{pri}$ ,  $I_{L_m}$ 은 각각 변압기 1차측 전류와 자화 인덕턴스 전류,  $C_{oss}$ 는 스위치 출력 캐패시터를 나타낸다.

이때, 작은 누설 인덕턴스로 인해  $I_{pri}$ 는 급격히 감소하여  $I_{L_m}$ 과 같게 된다. 이때, 자화 인덕턴스에 흐르는 전류는 lagging-leg 스위치의 출력 캐패시터를 충전 및 방전시키기 위한 충분한 전류가 흘러야 한다. 그러므로 자화 인덕턴스가 가진 에너지는 아래의 조건을 만족해야 한다.  $C_{oss}$ 는 스위치의 datasheet를 참고하여 4.1[nF]임을 확인하였다.

$$\frac{1}{2} L_m i_{L_m}^2 \geq \frac{1}{2} 2 C_{oss} V_{in}^2 \quad (7)$$

고주파 변압기의 누설 인덕턴스 성분은 1.5[ $\mu$ H]이고 자화 인덕턴스는 160[ $\mu$ H]로 제작하였다.

전압 더블러 정류기는  $C_{r1}$ ,  $C_{r2}$  두 개의 캐패시터를 직렬로 구성하여 전압을 2배로 상승시켜 승압비를 높이는 효과가 있다. 정류기의 캐패시터값 설계시 변압기 1차측 누설 인덕턴스  $L_{lkg}$ 와 일정한 주파수로 공진을 이루면 여러 가지 장점을 가진다. 공진 주파수  $f$ 를 스위칭 주파수  $f_s$ 의 0.85배로 두고, 식 8에 의해 공진 주파수를 나타낼 수 있고,  $C_r$ 에 의해 정리하면 더블러 캐패시터를 구할 수 있다.

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{n}{\sqrt{L_{lkg} C_r}} \quad (8)$$

$$C_r = \frac{1}{L_{lkg}} \left( \frac{n}{2\pi f_r} \right)^2 \quad (9)$$

식의  $n$ 은 1차측 턴비 대 2차측 턴 비로 나타낸다.

변압기 설계 후 변압기의 턴 비와 누설인덕턴스  $L_{lkg}$ 를 측정하고 공진 주파수( $\omega_r$ )를 결정하여 더블러 캐패시터  $C_r$ 를 구할 수 있다.

### 3.2 하프 브릿지 인버터 필터 설계

인버터를 통해서 발생하는 전압은 DC Link 전압을 스위칭하여 출력 전압에 많은 저차 고조파 성분을 포함하게 된다. 따라서 인버터 출력단에 상용 전원과 같은 교류를 출력하기 위해서는 고조파 필터가 필요하다. 단상 고조파 필터에 대한 설계를 바탕으로 인버터 L 필터를 설계하였다.

식 10은 최대 부하 임피던스를 계산하는 식이다. 따라서 필터의 임피던스를 부하 임피던스의 3% 이하로 설계해야하므로 임피던스의 인덕터를 설계하고, 식 11의 인덕턴스를 계산하여야 한다.

$$Z = \frac{V_{ac}^2}{P} \quad (10)$$

$$L = \frac{Z}{j\omega} \quad (11)$$

고조파 필터에 사용되는 리액터는 부하의 임피던스에 비하여 충분히 작은 값으로 선정하여야 한다. 따라서 사용한 리액터는 부하 임피던스의 3[%] 이하로 고려하여 설계하였다.

## 4. 실험

그림 7은 이론적 분석을 증명하기 위해 시스템 구성을 나타내고 있다. 실험 세트는 듀얼 컨버터 및 하프 브릿지 인버터로 구성되어 있다. 시스템의 우측은 컨버터 부를 나타내고 좌측은 인버터부의 시스템을 나타낸다. 제어기는 TMS320F28335를 사용하였으며, 제어 알고리즘의 경우 소프트 스위칭을 하기 위하여 위상천이 방식과 입력 전류의 리플을 줄이기 위하여 90° 인터리브 제어어를 수행하였다. 인버터의 경우 가상 2상 방식 APF를 이용하여 PLL를 사용하였다.

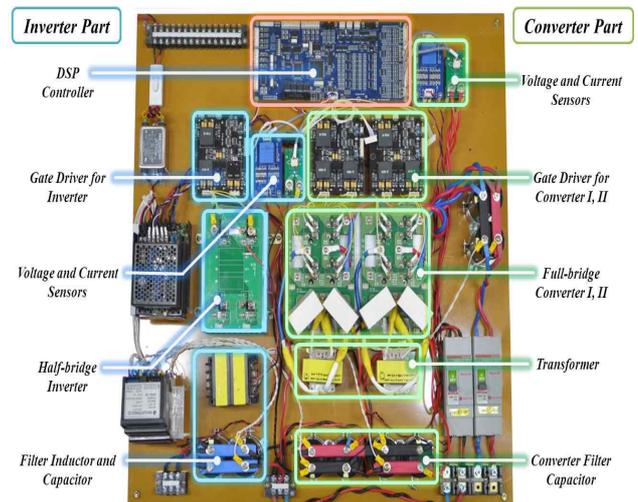


Fig. 7 The system configuration

Table 1 The system parameters

Parameter	Value	Unit
Input Voltage	60	[V]
Input Current	25	[A]
Converter Output Voltage	700	[V]
Converter Output Current	2.14	[A]
Inverter Output Voltage	220	[Vrms]
Inverter Output Current	6.8	[Arms]
Trans Turns Ratio	4 : 16	[Turn]
Doubler Capacitance	1.5	[ $\mu$ F]
Trans Leakage Inductance	1.5	[ $\mu$ H]
Converter Filter Capacitance	1000	[ $\mu$ F]
Inverter Filter Inductance	700	[ $\mu$ H]
Converter Switching Frequency	30	[kHz]
Inverter Switching Frequency	10	[kHz]

표 1은 시스템 파라미터를 나타내고 있다. 컨버터의 출력전압은 모듈당 350[V]로 제어를 하였다. 컨버터와 인버터의 스위칭 주파수의 경우 30[kHz]와 10[kHz]로 설계하였다. 단상 하프 브릿지 인버터는 입력 캐패시터가 상보적으로 동작하기 때문에 입력전압의 변동으로 DC Injection이 발생하는 단점이 있다. 따라서 이를 제거하기 위하여 컨버터 스위칭 주파수를 인버터 스위칭 주파수보다 3배로 선정하여 캐패시터를 제어하였다.

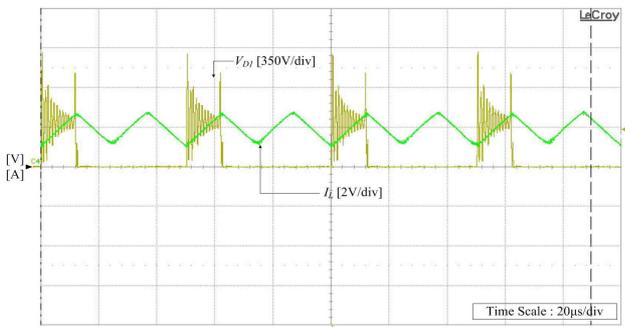


Fig. 8 The conventional dual converter output diode voltage and current

그림 8은 기존 듀얼 컨버터 출력 다이오드 전압 및 출력 전류를 나타낸다. 다이오드 턴 오프시 전압 진동현상이 발생하여 소자에 스트레스가 발생한다. 이때 전압 스트레스의 최대치는 1100[V]이상으로 출력전압의 3배 이상 발생하였다. 따라서 기존 듀얼 컨버터의 경우 스너버 회로가 추가적으로 필요하다.

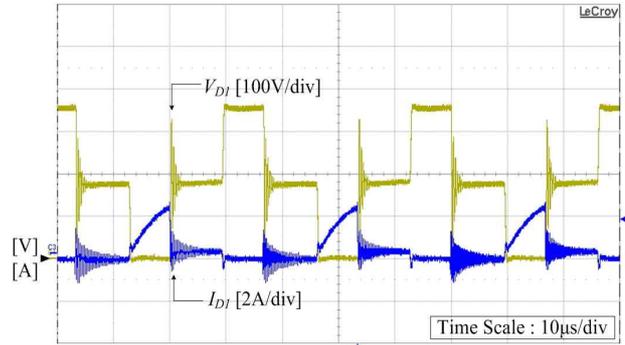


Fig. 9 The proposed full bridge converter output diode voltage and current

그림 9는 제안된 듀얼 컨버터의 출력 다이오드 전압 및 전류를 나타내고 있다. 전압 더블러 정류기를 이용하여 출력단 인덕터를 제거할 수 있다. 그러므로 2차측 다이오드 턴-오프시 전압 진동현상을 제거할 수 있다. 또한 다이오드에 걸리는 전압이 정류 캐패시터에 의해 출력전압(350[Vdc])으로 클램핑 되기 때문에 별도의 스너버가 없다.

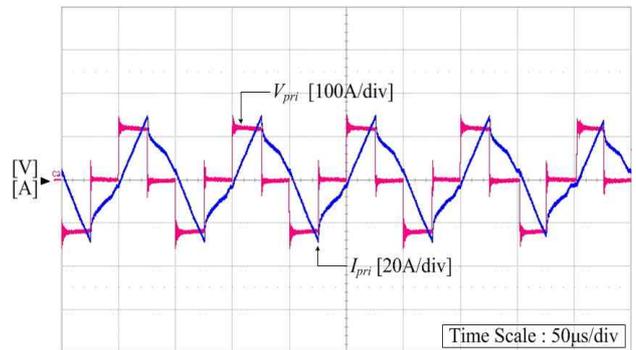


Fig. 10 Transformer primary voltage and current of the conventional full bridge converter

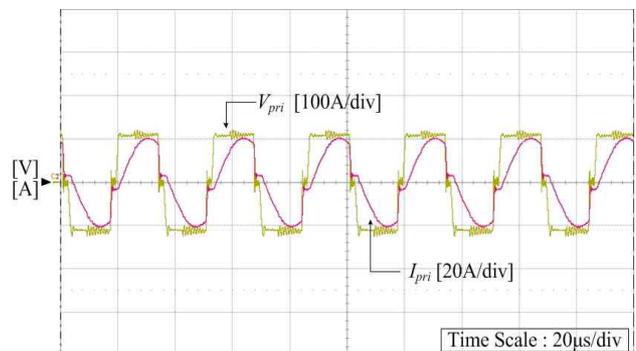


Fig. 11 Transformer primary voltage and current of the proposed dual converter

그림 10은 기존 듀얼 컨버터의 1차측 변압기 전압 및 전류파형을 나타낸다. 그림 9의 경우 환류모드에서 1차측 변압기의 자화전류가 크게 나타난다. 이 환류모드구

간에서 자화전류가 클수록 도통손실이 발생하게 된다.

그림 11은 제안된 듀얼 컨버터의 변압기 1차측 전압과 전류를 나타낸다. 제안된 듀얼 컨버터는 환류모드 구간에서 변압기 1차측 자화 전류가 감소하였다. 환류구간에서의 자화 전류의 경우 전압 더블러로 사용된 캐패시터의 영향으로 자화 전류가 감소하였다.

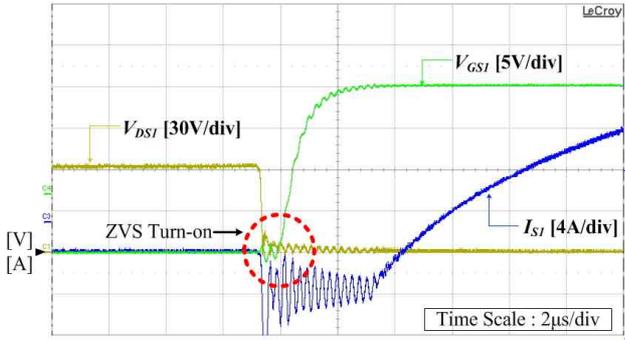


Fig. 12 Leading-leg switch( $S_1$ ) ZVS operation waveforms

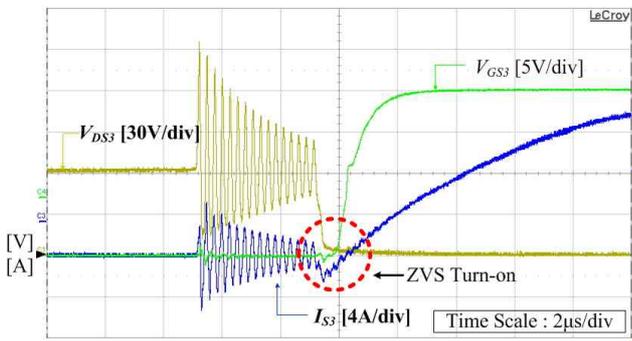


Fig. 13 Lagging-leg switch( $S_3$ ) ZVS operation waveforms

그림 12는 leading-leg 스위치  $S_1$ 의 ZVS 동작을 나타내고 있다. 또한 스위치의 전압 및 전류파형을 보여주고 있다. 누설 인덕턴스  $I_{lk}$ 와 자화 인덕턴스  $I_{Lm}$ 에 저장된 에너지에 의해 전류가 스위치의 역병렬 다이오드를 통하여 음의 방향으로 흐른다. 이때 스위치 양 단 전압이 '0'인 상태에서 스위치  $S_1$ 가 켜지고 ZVS Turn-on이 이루어진다.

그림 13은 lagging-leg 스위치  $S_3$ 의 ZVS 동작을 나타낸다. 스위치  $S_1$ 가 Turn-off되면  $S_1$ 의 출력 캐패시터가 누설 인덕턴스의 전압  $V_{lk}$ 으로 충전되고, 잔류 에너지로 인해 스위치  $S_3$ 의 역병렬 다이오드에 전류가 흐른다. 이로써  $S_3$ 은 ZVS Turn-on이 된다.

그림 14는 컨버터 모듈 A의 출력 전압과 더블러 캐패시터 전압을 나타내고 있다. 각 모듈당 출력전압은 350[V]로 제어되며, 전압 더블러에 사용된 캐패시터의 경우 평균 전압 175[V]로 평행하게 발생하는 것을 알 수 있다.

그림 15는 단상 하프 브릿지의 출력 전압과 전류를 나타낸다. 하프 브릿지 인버터의 단점은 입력 캐패시터

의 전압이 불균형으로 발생하여 출력 전압에 DC Injection이 발생할 수 있다. 따라서 실험시 컨버터의 주파수는 인버터의 주파수보다 3배 빠르게 제어하였다.

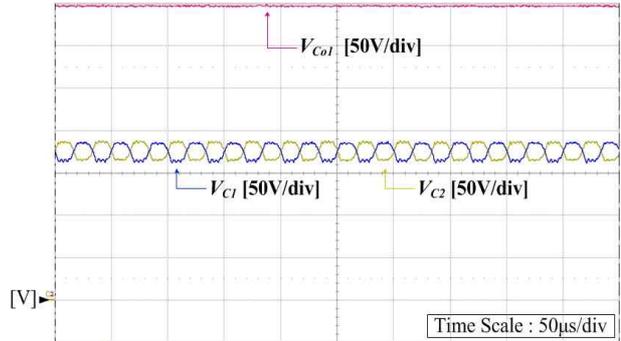


Fig. 14 The output voltage and double capacitor voltages of converter module A

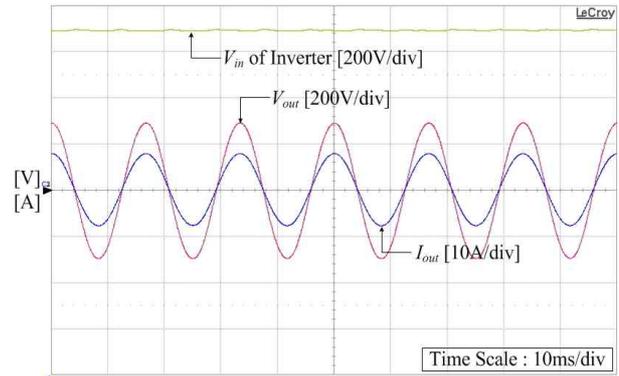


Fig. 15 The phase half bridge inverter output voltage and current

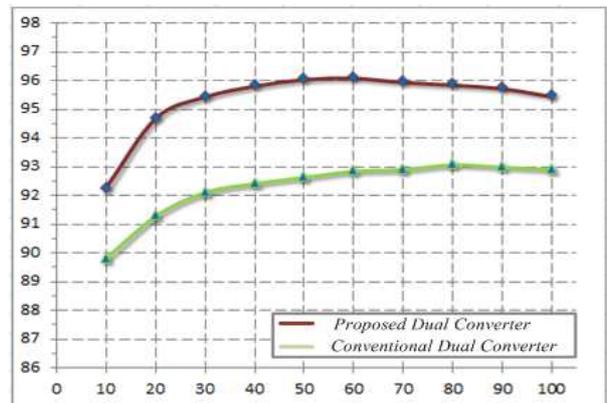


Fig. 16 Efficiency of the proposed dual full bridge converter

그림 16은 제안된 듀얼 컨버터와 기존 듀얼 컨버터의 효율을 나타내고 있다. 제안된 듀얼 컨버터의 효율은 전력 분석기(WT-3000)를 이용하여 측정하였다. 제안된 듀얼 컨버터는 전 부하 범위에서 92%이상의 효율을 나타내었고 60%부하에서 최대 96.1%의 효율을 나타내었다. 기존 듀얼 컨버터의 구성은 Full-bridge 컨버터를 이용

하였다. 따라서 기존 컨버터에서 발생하는 도통손실과 다이오드에서 전압 스트레스가 발생한다. 제안된 듀얼 컨버터의 경우 손실을 줄이기 위하여 도통손실을 최소화하였으며, 전압 더블러를 갖는 구조로 변경하여 다이오드에 발생하는 스트레스 전압을 클램프 하였다. 따라서 기존 컨버터보다 효율은 증가하고, 가격이 감소하였다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 듀얼 컨버터와 단상 하프 브릿지를 결합한 새로운 PCS를 제안하였다. 제안된 컨버터의 경우 병렬 입력 / 직렬 출력으로 연결함으로써 효율 개선과 낮은 정격의 소자를 선정할 수 있는 장점이 있다. 또한 전압 더블러 정류기를 이용하여 기존 듀얼 컨버터의 단점인 높은 환류 에너지, 다이오드 전압 및 전류 스트레스 등을 보완할 수 있었다. 그리고 컨버터 출력단의 직렬로 연결된 캐패시터를 이용하여 하프 브릿지 인버터를 구성하였다. 따라서 본 논문을 통하여 향후 신재생 에너지를 이용한 전력변환장치를 개발하는 분야에 도움이 될 것으로 기대된다.

이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2011-0015584)

## References

- [1] Se Wan Choi, "The power electronics technology of fuel cell power system," *KIPE Magazine*, Vol. 8, No. 4, pp. 30-35, Aug. 2003.
- [2] Se Wan Choi, "The development of fuel cells for PCS technology and development trends," *KIPE Magazine*, Vol. 15, No. 1, pp. 36-41, Feb. 2010.
- [3] Woo-Jin Lee, Chong-Eun Kim, Gun-Woo Moon, Sang-Kyoo Han, "A New Phase-Shifted Full-Bridge Converter With Voltage-Doubler-Type Rectifier for High-Efficiency PDP Sustaining Power Module," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 6, June 2008.
- [4] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, B. H. Cho, "Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero-voltage-switched PWM Converter," *APEC 1990 Rec.*, pp. 227-232, 1990.
- [5] V. Vlatkovic, J. A. Sabate, R. B. Ridley, F. C. Lee, B. H. Cho, "Small-Signal Analysis of the Phase-Shifted PWM Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, No. 1, Jan. 1992.
- [6] Jeong-Il Kang, Chung-Wook Roh, Gun-Woo Moon, Myung-Joong Youn, "Phase-Shifted Parallel-Input / Series-Output Dual Converter for High-Power Step-Up Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 3, June 2002.
- [7] Xin Kong, Ashwin M. Khambadkone, "Analysis and Implementation of a High Efficiency, Interleaved Current-Fed Full Bridge Converter for Fuel Cell System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 2, Mar. 2007.

### 이희준(李羲俊)



1982년 9월 30일생. 2008년 순천향대 졸업. 2011년 성균관대 대학원 메카트로닉스 협동과정 졸업(석사). 2011~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 박사과정.

### 신수철(申守澈)



1977년 2월 27일생. 2004년 수원대 전기전자공학부 졸업. 2006년 성균관대 대학원 에너지시스템공학과 졸업(석사). 2006년~2010년 효성 중공업연구소 선임연구원. 2010년~현재 동 대학원 전기전자컴퓨터공학과 박사과정.

### 현승욱(玄承旭)



1986년 9월 11일생. 2012년 안양대 전기전자공학과 졸업. 2012년~현재 성균관대 대학원 에너지시스템협동과정 석사과정.

### 정용채(鄭龍采)



1966년 2월 28일생. 1989년 한양대 전자공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1995년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1995년~1999년 LG전자 홈어플라이언스 연구소 선임연구원. 1999년~현재 남서울대 전자공학과 부교수. 당 학회 편집이사.

### 원충연(元忠淵)



1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문 교수. 1998년~현재 한국철도기술연구원 심사위원. 2006년~2009년 한국전력공사 PQ 심사위원. 2006년~2009년 차세대 첨단도시철도시스템(한국건설교통기술 평가원) 기술개발사업 운영위원. 2006년~현재 (주)로템 기술자문위원. 2010년~2012년 도시철도 공사 기술검증위원. 2007년~현재 삼성전기 에너지파워 연구센터장. 2011년~2013년 직류표준화 연구회 회장. 2010년 당 학회 회장. 현재 성균관대 정보통신대학 교수.