

## 인터리브 방식 삼상 절연형 고효율 부스트 컨버터

崔正完\*, 車翰周†

## Three-Phase Interleaved Isolated High Efficiency Boost Converter

Jungwan Choi and Hanju Cha

## 요약

이 논문은 새로운 인터리브 방식 삼상 절연형 고효율 부스트 컨버터를 제안한다. 이 컨버터는 삼상 전력변환 방식을 채택하여 보다 큰 전력전송 능력을 갖으며 각 상의 rms 전류값이 작으므로 전도손실도 작다. 이에 더하여, 삼상 부스트 컨버터의 인터리브 동작으로 인하여 입력 전류 리플이 줄어들고, 실효 동작 주파수의 증가로 필터소자의 크기가 작아져서 높은 전력밀도를 갖는다. 부스트 컨버터 출력의 각 상 전류는 제안된 3 상 PWM 구동방식에 따라 전류 연속모드로 동작하여 3 상 변압기로 통합된다. 이 컨버터는 전도손실이 작아 96% 이상의 효율로 동작하며 능동클램프의 작용으로 스위칭 손실도 역시 작다. 제안된 컨버터와 PWM 구동방식을 분석 및 시뮬레이션 하고 하드웨어로 제작하였다. 제작된 시제품을 500 W 급으로 실험하여 모든 설계검증 및 해석을 실시하였다.

## ABSTRACT

In this paper, a new three-phase interleaved isolated high efficiency boost dc-dc converter with active clamp is proposed. The converter is capable of increased power transfer due to its three-phase power configuration, and it reduces the rms current per phase, thus reducing conduction losses. Further, interleaved operation of three-phase boost converter reduces overall ripple current, which is imposed into fuel cells and realizes smaller sized filter components, increasing effective operating frequency and leading to higher power density. Each output current of three-phase boost converter is combined by the three-phase transformer and flows in the continuous conduction mode by the proposed three-phase PWM strategy. An efficiency of above 96% is mainly achieved by reducing conduction losses and switching losses are reduced by the action of active clamp branches, as well. The proposed converter and three-phase PWM strategy are analyzed, simulated and implemented in hardware. Experimental results are obtained on a 500 W prototype unit, with all of the design verified and analyzed.

**Key Words** : 3-phase dc-dc converter, Isolated boost converter, Interleaved, Continuous current conduction

## 1. 서론

연료전지는 그 효율과 청정성으로 인하여 미래의 에

너지원으로 인식되고 있다. 연료전지는 보통 26 ~ 42 Vdc의 낮은 전압을 출력하며, 일반적으로 주택용 연료전지 시스템은 이와 같이 변동이 심하고 낮은 전압의 특징을 갖는 직류 전압원을 370 Vdc 정도의 고전압으로 승압시켜 주는 dc-dc 컨버터와 승압된 dc 전력을 상용 ac 전원에 연결해 주기 위한 인버터 시스템으로 구성된다<sup>[1]</sup>. 따라서 이러한 시스템의 전력변환에는 승압비가 높은 대전력 dc-dc 컨버터가 필요하며, 대전력

\*교신저자 : 정희원, 충남대 전기정보통신공학부 부교수

E-mail : hjcha@cnu.ac.kr

†정희원, 국가핵융합연구소 책임기술원

접수일자 : 2009. 9. 1 1차 심사 : 2009. 9. 28

2차 심사 : 2009. 11. 4 심사완료 : 2009. 11. 9

변환 및 양호한 전력변환 품질을 얻기 위하여 dc-dc 컨버터를 삼상 방식으로 적용하기 위한 연구가 점차적으로 활성화되어 가고 있다. 그러나 이제까지의 삼상 dc-dc 컨버터 연구는 대부분 전압형이 주종을 이루고 있다<sup>[2]-[5]</sup>. 그림 1은 단상 전압형 풀브리지 컨버터 3조를 연결한 삼상 V6 컨버터를 보여준다. 이 컨버터는 기본형 컨버터를 병렬로 연결한 구조의 채택으로 전력 전달 능력을 키우고, 인터리브 동작으로 출력 필터소자 및 입력 커패시터의 크기를 줄이며, 변압기의 델타-와이 결선에 의한 전압 증배 효과로 권선비를 줄일 수 있는 반면에 스위치 수가 많은 단점이 있다<sup>[5]</sup>. 그림 2는 최근에 연구된 삼상 전류형 컨버터를 보여준다. 이 컨버터는 입력단에 전류형을 적용하여 입력전류 리플이 작고 별도의 스너버 회로가 필요 없는 등 여러 가지 장점이 있음에도 불구하고 컨버터의 내부 전류가 불연속 모드로 작동하는 단점이 있다<sup>[6]</sup>. 최근 들어 입력 부스트 인덕터의 개수를 3 개로 늘려 인터리브 작동으로 인한 전류 리플의 경감 및 ZVS를 동시에 얻을 수 있는 새로운 방식의 dc-dc 컨버터가 제안되었다. 이 컨버터는 변압기 2차측에 전압 증배회로를 적용함으로써 일반적인 전류원 풀브리지 컨버터보다 3 배 높은 승압비를 가지므로 매우 작은 권선비의 변압기로 높은 승압을 달성할 수 있는 장점을 가진다<sup>[7]</sup>. 그림 3은 이 컨버터의 전력회로 개념도를 보여준다.

본 논문은 새로운 형태의 인터리브 방식 능동클램프 부 삼상 절연형 부스트 컨버터를 제안한다. 이 컨버터의 주요 특징으로는; dc-dc 컨버터에 삼상 전력회로를 적용하여 전력전달 능력의 증가, 입력 인덕터 회로의 인터리브 동작으로 연료전지 출력에 해로운 전류리플의 감소 또는 같은 전류리플 크기 대비 입력 부스트 인덕터 크기의 경감, 전류 연속동작 모드에 의한 스위치, 변압기 및 인덕터에서의 전류 실효값 감소에 따른 도통손실 저감, 삼상 능동클램프의 작용에 의한 전압 서지의 경감 및 스위칭 노이즈 감소, 입력 부스트 컨

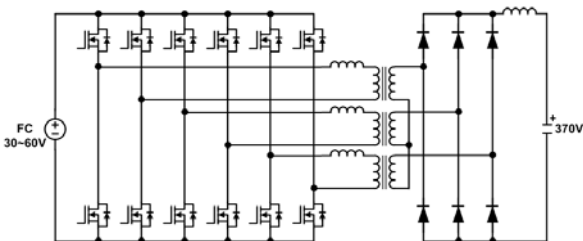


그림 1 전압형 V6 컨버터  
Fig. 1 Voltage-fed V6 converter

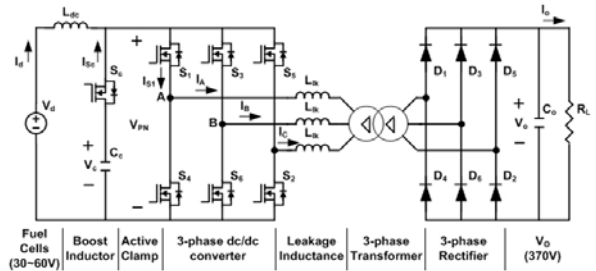


그림 2 3상 전류형 능동클램프 부 dc-dc 컨버터  
Fig. 2 Three-phase current-fed dc-dc converter with active clamp

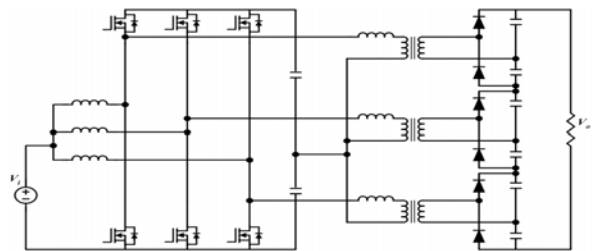


그림 3 연료전지 PCS를 위한 클램프 회로가 없는 3상 ZVS dc-dc 컨버터  
Fig. 3 A three-phase ZVS dc-dc converter without clamp circuit for fuel cell PCS

버터 구조의 적용으로 절연형 승압 변압기의 권선비 감소 등을 들 수 있다. 이러한 여러 가지 장점으로 인하여 제안하는 컨버터는 낮은 전압의 연료전지 출력과 높은 입력전압이 요구되는 상용전원 연계용 인버터 사이의 전력 변환기로서 매우 적합할 뿐만 아니라 배터리 또는 태양전지 등의 낮은 출력전압을 높은 전압으로 변환해 주는 대전력 dc-dc 변환기에도 확장하여 적용할 수 있다. 또한 이 컨버터의 변압기 결선 형태 및 출력 정류회로 구조에 변화를 주어 보다 높은 승압비를 갖는 dc-dc 컨버터로의 응용이 가능하다.

## 2. 본 론

### 2.1 제안하는 컨버터의 기본 구조

그림 4는 제안하는 인터리브 방식 능동클램프 부 삼상 절연형 부스트 컨버터의 전력회로 개념도를 보여준다. 이 컨버터는 그 출력이  $\Delta$ - $\Delta$  결선된 절연형 삼상 고주파 변압기를 통하여 출력단의 삼상 풀브리지 정류기에 연결되는 삼상 dc-dc 컨버터로 구성되어 있다. 이 삼상 dc-dc 컨버터는 3 개의 MOSFET 주 스위치 ( $S_1 \sim S_3$ )와 3 개의 입력 부스트 인덕터( $L_1 \sim L_3$ )로 이루어진 부스트 컨버터부와 3 개의 MOSFET 보조

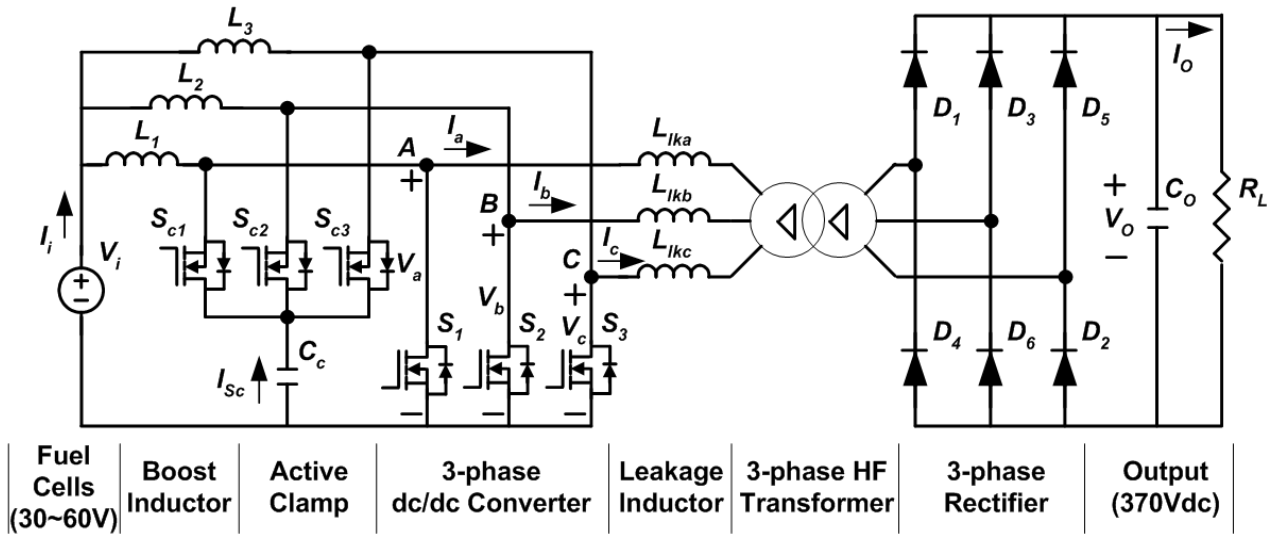


그림 4 인터리브 방식 능동클램프 부 삼상 절연형 부스트컨버터 전력회로  
 Fig. 4 Power circuit configuration of the 3-ph interleaved isolated boost converter with active clamp

스위치( $S_{C1} \sim S_{C3}$ )와 클램프 커패시터( $C_C$ )로 이루어진 능동클램프부로 나눌 수 있다. 인터리브 PWM 동작은 삼상 컨버터 입력단에 있는 3 개의 부스트 인덕터  $L_1 \sim L_3$ 과 각 스위치의 PWM 구동에 의하여 일어나며 입력전류  $i_i$ 의 리플전류 실효 주파수를 3 배 증가시킨 효과를 준다. 이와 같은 인터리브 동작에 의하여 작은 크기의 필터소자를 적용하여도 입력 리플전류 값의 크기가 줄어드는 효과를 얻을 수 있게 되어 연료전지 출력과 같이 리플전류의 크기에 취약한 에너지원의 전력 변환에 적합하다. 능동클램프 회로는 MOSFET 스위치와 삼상 변압기의 부유용량 및 클램프 커패시터의 용량과 삼상 변압기의 누설 인덕턴스 사이에서 일어나는 공진 동작에 의한 영전압 스위칭(ZVS) 작용으로 컨버터의 스위칭 손실을 경감해 준다. 이에 더하여, 능동클램프 회로는 스위치에 인가되는 인덕터 서어지 전압을 제한해 줌으로써 고주파 변압기 1 차측과 2 차측에 부가적인 스너버 회로가 필요 없게 해 준다. 제안하는 컨버터에 적용된 삼상 구조는 컨버터 각 부위에 흐르는 전류와 전압의 주파수를 3 배 증가시키는 효과를 주어 출력 필터소자의 크기를 줄여 주고, 전류가 삼상 경로로 분산되는 효과로 변압기 권선과 스위치에 흐르는 실효전류 값이 줄어들게 되어 같은 정격의 스위치로 더 큰 전력변환을 가능하게 해 준다. 또한, 이 컨버터에서는 입력전류  $i_i$ 와 삼상 컨버터 출력전류  $i_a \sim i_c$ 가 모두 연속모드로 동작하므로 전력전달의 시간적 공백이 없어 비교적 낮은 정격의 스위치를 적용하여도 높은 전력밀도의 전력변환을 실현하여 매우 높은

효율을 얻어낼 수 있다.

이러한 특징들로 인하여 제안하는 삼상 컨버터는 저전압 대전력 연료전지 전원과 인버터 사이의 전력변환기로써 매우 적합하며 낮은 직류 전압원으로부터 다음 단계로 고전압 대전력을 전달해 줄 필요가 있는 축전지 또는 태양전지용 전력변환기로도 적합하다.

### 2.2 컨버터의 동작

그림 5는 제안하는 컨버터의 스위치 구동파형과 각 부의 이상적인 전압 및 전류의 파형을 보여준다. 그림 5의 파형들은, 클램프 커패시터  $C_C$  및 출력 평활용 커패시터  $C_O$ 의 용량이 충분히 커서 전압원으로 작동하고, 입력 부스트 인덕터  $L_1 \sim L_3$ 도 역시 그 인덕턴스가 충분히 커서 전류원으로 작동한다는 가정 하에 작성되었다. 또한, 변압기의 누설 인덕턴스는 고려하였지만, 각 스위치, 변압기 및 출력 정류기의 부유용량 및 도통손실이 없다고 가정하여 작성된 이상적인 파형이다. 그림 5에서  $i_{ap} \sim i_{cp}$ 는  $\Delta-\Delta$  변압기 결선에서 각 상의 1 차측 권선전류 파형을,  $i_a \sim i_c$ 는 컨버터 출력단 각상의 이상적인 상전류 파형을 표시하고 있다.  $v_{G1} \sim v_{G3}$ 은 각각 주 스위치  $S_1 \sim S_3$ 의 게이트 구동 파형이고,  $v_a \sim v_c$ 는 컨버터 출력 각 상의 상전압 파형이며,  $v_{ab} \sim v_{ca}$ 는 컨버터 출력 각 상의 선간전압 파형을 보여준다. 클램프 스위치  $S_{C1} \sim S_{C3}$ 의 게이트 구동 파형은 각각  $v_{G1} \sim v_{G3}$ 의 반전파형이며 그림의 복잡성을 피하기 위하여 표시를 생략하였다. 삼상 변압기 1 차측의 상전류( $i_{ap}$ )를 기준으로 한 제안하는 컨버터

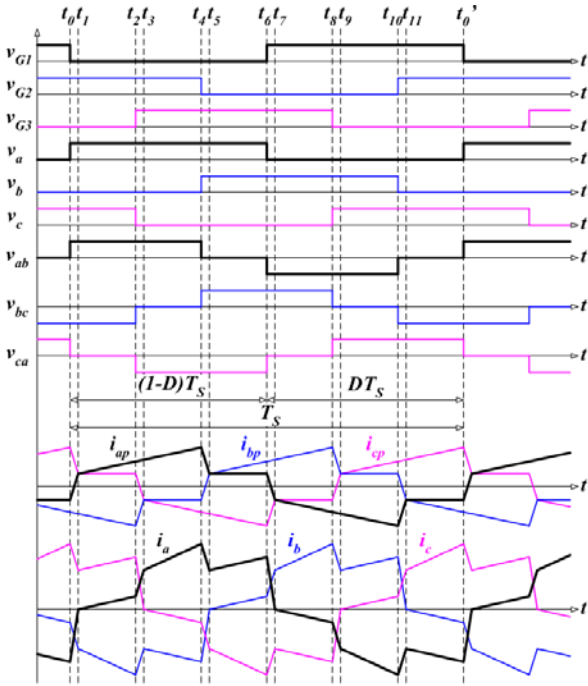


그림 5 제안하는 컨버터의 이상적인 주요 전압 및 전류 파형

Fig. 5 Ideal voltage and current waveforms of the proposed converter

의 동작 모드는 각 스위치의 게이트 구동 파형에 따라 그림 5의  $i_{ap}$  파형과 같이 8 개 구간으로 나누어진다. 여기에서  $DT_s$  기간은 주 스위치가 턴 온 됨에 따라 입력 부스트 인덕터에 에너지가 축적되는 구간이며, 이 구간에서 부스트 인덕터에 축적된 에너지는 나머지 구간에서 스위치들의 온/오프 조합에 따라 변압기 각 권선을 통하여 출력 측으로 전달된다.

그림 5에서 주 스위치의 게이트구동 파형인  $v_{G1} \sim v_{G3}$ 를 분석해 보면 이 컨버터의 동작 모드는 크게 3 구간으로 나누어짐을 알 수 있다. 즉, 각 스위치( $S_1 \sim S_3$ )의 온(1)/오프(0) 조합이; 듀티비가 0 ~ 1/3 구간에서는 000 -> 010 -> 000 -> 001 -> 000 -> 100 -> 000의 순으로 동작하여 3 개의 주 스위치 중 오직 하나만 온 되거나 모두 오프인 상태가 반복, 1/3 ~ 2/3 구간에서는 010 -> 011 -> 001 -> 101 -> 100 -> 110 -> 010의 순으로 동작하여 3 개의 주 스위치 중 하나 또는 두 개가 순차적으로 온이 되는 상태를 반복, 2/3 ~ 1 구간에서는 111 -> 110 -> 111 -> 011 -> 111 -> 101 -> 111의 순으로 동작하여 3 개의 주 스위치 모두 또는 2 개가 온이 되는 상태가 반

복되어 듀티비가 1/3 및 2/3인 지점에서 3 개 동작모드 구간의 경계가 이루어진다.

그림 5의 파형을 분석하여 구간 해석을 할 수 있고 그 결과에 따라 구간별 전류식을 각각 유도할 수 있다<sup>[8]</sup>. 변압기의 1 차측 권선전류 중 하나인  $i_{ap}$ 에 대해 구간별로 유도된 식과 능동클램프 중 하나에 흐르는 전류인  $i_{Sc1}$ 에 대해 유도된 식을 주기적분하여 정리하면 제안하는 컨버터의 전압전달비 식을 유도할 수 있다<sup>[8]</sup>. 표 1은 이 방법을 통하여 유도된 전압전달비 식을 보여주며 듀티비가 0 ~ 1/3, 1/3 ~ 2/3, 2/3 ~ 1 등 3 개 구간에 대하여 각각 다른 식으로 유도된다. 유도된 결과식으로부터 제안하는 컨버터는 PWM 구동파형의 듀티비가 0 ~ 1 인 전 구간에 걸쳐 무리 없이 작동함을 확인할 수 있다. 그림 6은 듀티비의 3 개 구간별로 유도된 식을 적용하여 전 구간에 대하여 듀티비 변화에 따른 전압전달비의 변화 그래프를 보여 준다. 이 그래프는 표 1의 각 유도식을 변압기의 권선비인  $n$ 으로 나누어 정규화된 값으로 도시하였으며 비교를 위하여 이상적인 부스트컨버터의 전압전달비 그래프를 함께 표시하였다. 듀티비가 전 구간에서 작동 가능한 점은 변압기 권선비의 결정 및 제어기 설계에 있어서 보다 여유를 확보할 수 있는 장점이 있는데 이 컨버터에서는 컨버터 출력전류에 불연속 구간이 없어 변압기 1, 2차 측의 rms 전류값이 비교적 작은 1/3 ~ 2/3 구간에서 입출력 전압이 정해질 수 있도록 변압기를 설계하였다<sup>[9]</sup>. 각 스위치의 ZVS 턴 온 동작이 가능하기

표 1 전압전달비 식

Table 1 The equations of voltage transfer ratio

듀티비 (D)	전압전달비 (VTR)
0 ~ 1/3	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-\frac{D^2 T_s}{n L_{lk}} + \sqrt{\left(\frac{D^2 T_s}{n L_{lk}}\right)^2 + \frac{4 D^2 T_s}{3 \eta R_L L_{lk}}}}{2(1-D)}$
1/3 ~ 2/3	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n \cdot \left( -\frac{3 n^2 L_{lk}}{\eta R_L T_s} + \sqrt{\left(\frac{3 n^2 L_{lk}}{\eta R_L T_s}\right)^2 + 4} \right)}{2(1-D)}$
2/3 ~ 1	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-\frac{1-D}{n} + \sqrt{\left(\frac{1-D}{n}\right)^2 + \frac{4 L_{lk}}{3 \eta R_L T_s}}}{\frac{2 L_{lk}}{3 \eta R_L T_s}}$

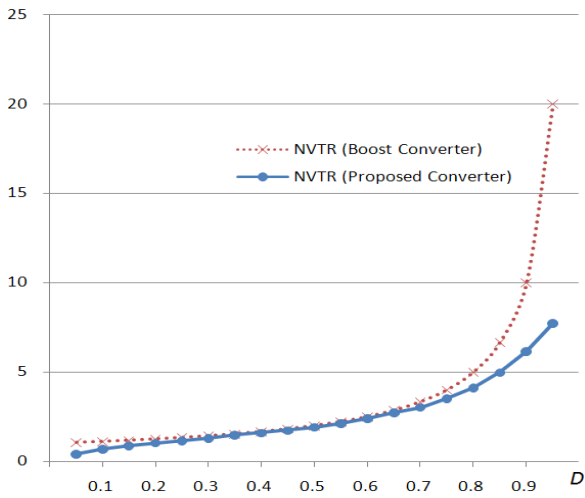


그림 6 듀티비 변화에 따른 정규화된 전압전달비 그래프 (점선; 부스트 컨버터, 실선; 제안하는 컨버터)  
Fig. 6 Normalized voltage transfer ratio (NVTR) graph

위해서는 각 스위치의 턴 온 시점에서 변압기 1차 측의 누설 인덕턴스에 저장된 에너지가 해당 주 스위치 및 클램프 스위치 쌍의 합성 기생용량에 저장되는 에너지보다 커야 함과 동시에 각 스위치와 변압기에 흐르는 전류값을 적절히 제한할 수 있도록 충분히 큰 값의 누설 인덕턴스 값을 정한다<sup>[10]</sup>. 클램프 스위치  $S_{cl}$ 이  $t_0$ 에서 ZVS 턴 온 되기 위해서는 다음과 같은 조건이 필요하다.

$$V_c = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (1)$$

$$L_1^2 \cdot i_{L_1}^2(t_{0-}) + \frac{2}{3}L_{lk} \cdot i_a^2(t_{0-}) > C_{eq} \cdot V_c^2 \quad (2)$$

표 2 듀티비 변화에 따른 컨버터 출력전류  $i_a$ 의 rms 값  
Table 2 Rms values of converter output current for various duty-ratio

듀티비(D), %	컨버터 출력전류( $i_a$ )의 rms 값, A ( $I_o$ 일정; 1.28 A)
0.25	5.64
0.30	5.45
0.40	5.25
0.50	4.94
0.60	4.83
0.70	4.93
0.75	5.32

여기에서  $L_{lk} = L_{lka} = L_{lkb} = L_{lkc}$ 이며  $C_{eq}$ 는 스위치  $S_{cl}$  및  $S_l$  출력 등가 기생용량의 병렬 합성값이고  $V_c = V_i/(1-D)$ 는 클램프 커패시터 전압 그리고  $t_0$ 는  $t_0$  직전 시점을 뜻한다. 또한, 주 스위치  $S_l$ 이  $t_0$ 에서 ZVS 턴 온 되기 위해서는 다음과 같은 조건이 필요하다.

$$\frac{2}{3}L_{lk} \cdot i_a^2(t_{0-}) - L_1^2 \cdot i_{L_1}^2(t_{0-}) > C_{eq} \cdot V_c^2 \quad (3)$$

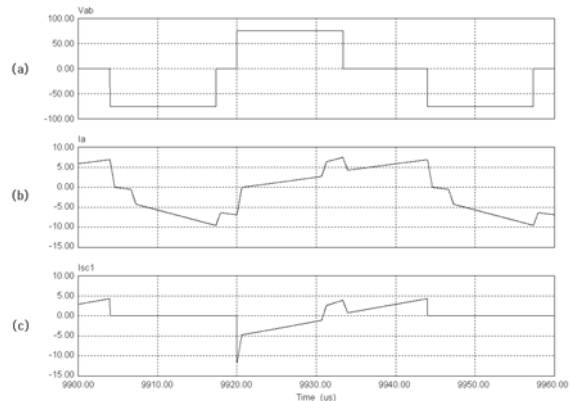


그림 7 시뮬레이션 파형( $D = 0.4$ ), (a) 컨버터 출력 선간 전압  $V_{ab}$ , (b) 컨버터 출력 전류  $i_a$ , (c) 클램프 스위치 전류  $i_{sc1}$   
Fig. 7 Simulation waveforms at  $D = 0.4$ , (a) an output line-to-line voltage of the converter  $V_{ab}$ , (b) an output line current of the converter  $i_a$ , (c) a clamp switch current  $i_{sc1}$

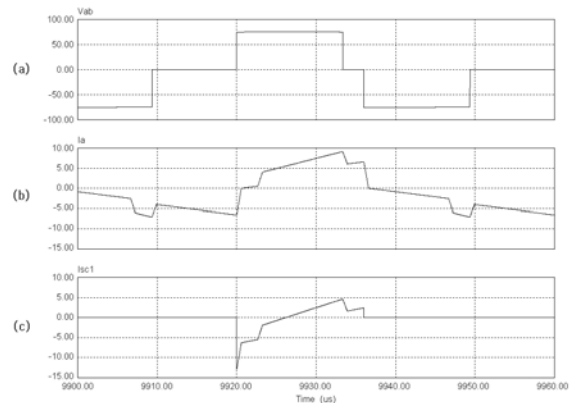


그림 8 시뮬레이션 파형( $D = 0.6$ ), (a) 컨버터 출력 선간 전압  $V_{ab}$ , (b) 컨버터 출력 전류  $i_a$ , (c) 클램프 스위치 전류  $i_{sc1}$   
Fig. 8 Simulation waveforms at  $D = 0.6$ , (a) an output line-to-line voltage of the converter  $V_{ab}$ , (b) an output line current of the converter  $i_a$ , (c) a clamp switch current  $i_{sc1}$

2.3 시뮬레이션 및 실험 결과

그림 7은 변압기 듀티비  $D$ 가 0.4일 경우 컨버터 출

력 선간전압  $v_{ab}$ 와 선전류  $i_a$  및 클램프 스위치 전류  $i_{sc1}$ 의 시뮬레이션 파형을 보여준다. 이 시뮬레이션은 출력전력  $P_O = 500\text{ W}$ ,  $V_i = 30\text{ V}$ ,  $V_O = 370\text{ V}$ 에 대하여 수행되었고, 스위칭 주파수는  $25\text{ kHz}$ , 부스트 인덕턴스  $L_1 \sim L_3$ 는  $330\text{ }\mu\text{H}$ , 삼상 변압기의 누설 인덕턴스  $L_{lk}$ 와 자화 인덕턴스  $L_m$ 은 각각  $13\text{ }\mu\text{H}$ 와  $2\text{ mH}$

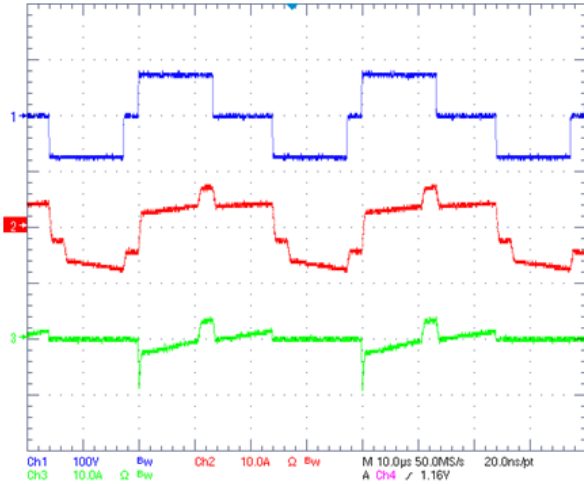


그림 9 실험 파형( $D = 0.4$ ), ch1; 컨버터 출력 선간전압  $V_{ab}$ , ch2; 컨버터 출력 전류  $i_a$ , ch3; 클램프 스위치 전류  $i_{sc1}$

Fig. 9 Experimental waveforms at  $D = 0.4$ , ch1; an output in-to-line voltage of the converter  $V_{ab}$ , ch2; an output line current of the converter  $i_a$ , ch3; a clamp switch current  $i_{sc1}$

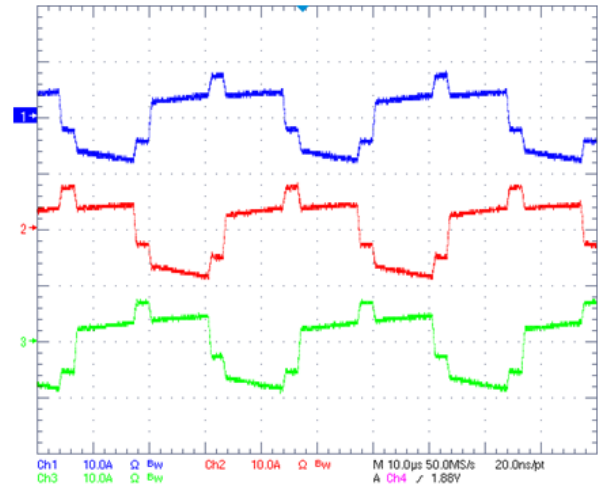


그림 11 컨버터 출력 전류 실험 파형( $D = 0.4$ ), ch1; A 상 ( $i_a$ ), ch2; B 상 ( $i_b$ ), ch3; C 상 ( $i_c$ )

Fig. 11 Experimental current waveforms of the converter output at  $D = 0.4$ , ch1; phase A ( $i_a$ ), ch2; phase B ( $i_b$ ), ch3; phase C ( $i_c$ )

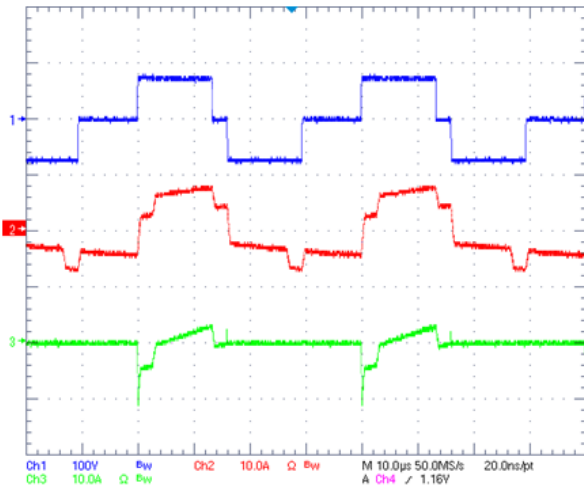


그림 10 실험 파형( $D = 0.6$ ), ch1; 컨버터 출력 선간전압  $V_{ab}$ , ch2; 컨버터 출력 전류  $i_a$ , ch3; 클램프 스위치 전류  $i_{sc1}$

Fig. 10 Experimental waveforms at  $D = 0.6$ , ch1; an output in-to-line voltage of the converter  $V_{ab}$ , ch2; an output line current of the converter  $i_a$ , ch3; a clamp switch current  $i_{sc1}$

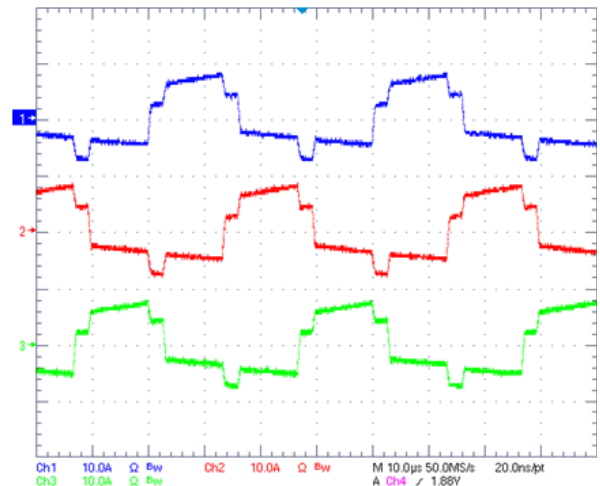


그림 12 컨버터 출력 전류 실험 파형( $D = 0.6$ ), ch1; A 상 ( $i_a$ ), ch2; B 상 ( $i_b$ ), ch3; C 상 ( $i_c$ )

Fig. 12 Experimental current waveforms of the converter output at  $D = 0.6$ , ch1; phase A ( $i_a$ ), ch2; phase B ( $i_b$ ), ch3; phase C ( $i_c$ )

그리고 변압기의 권선비  $n$ 은 5이다. 이 시뮬레이션 파형은 변압기 및 컨버터의 한 상에 대하여 나타낸 것이며 다른 두 상의 파형도 각각  $120^\circ$  위상차가 있는 것을 제외하면 같은 모양을 갖는다. 그림 8은 듀티비  $D$ 가 0.6일 경우 그림 7의 파형 각각에 비하여 변화된 파형을 보여준다. 표 2는 출력 dc 전류가 같은 값일

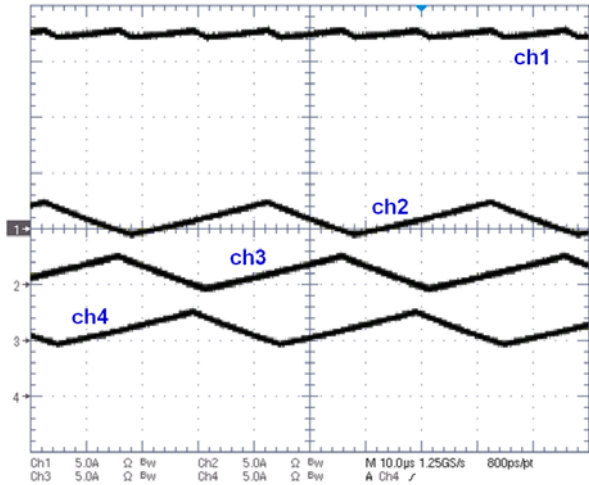


그림 13 입력 인터리브 전류 파형  $i_i$  (ch1) 및 삼상 입력 부스트 인덕터 전류  $i_{L1}$  (ch2),  $i_{L2}$  (ch3),  $i_{L3}$  (ch4)  
 Fig. 13 Input interleaved current waveform  $i_i$  (ch1) and 3-ph input boost inductor current  $i_{L1}$  (ch2),  $i_{L2}$  (ch3),  $i_{L3}$  (ch4)

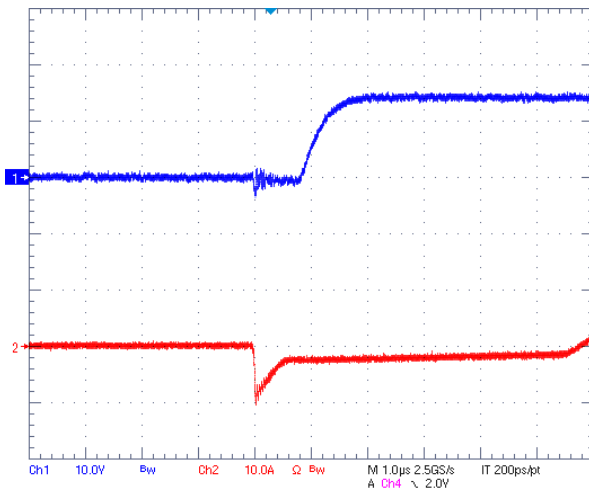


그림 14 클램프 스위치의 ZVS 턴 온 파형(ch1;  $V_{gsc1}$ , ch2;  $i_{sct}$ )  
 Fig. 14 ZVS turn-on waveforms of a clamp switch(ch1;  $V_{gsc1}$ , ch2;  $i_{sct}$ )

경우 각 듀티비별 컨버터 출력전류( $i_o$ )의 rms 값이며 듀티비가 1/3 ~ 2/3 구간에서 비교적 작은 값을 나타냄을 보여준다.

제안하는 컨버터의 전력회로와 PWM 제어방식의 동작을 확인하기 위하여 500 W 급 시제품의 제작 및 실험을 수행하였다. 이 컨버터는 각 주 스위치 및 보조 스위치의 게이트 구동 PWM 파형을 발생하기 위한 DSP (TMS320LF2407) 및 FPGA (EMP7128), 게이트 구동회로, 3 조의 능동클램프 보조 스위치 및 주 스위치 회로,  $\Delta$ - $\Delta$  결선된 삼상 일체형 변압기 그리고 삼상 전파 브리지 정류회로로 구성되어 있다.

시제품 컨버터는 시뮬레이션에서와 같이 30 V의 입력 전압과 370 V의 출력 전압 그리고 500 W의 출력 전력, 즉, 출력 부하저항  $R_L = 274 \Omega$ 의 조건하에서 실험하였다. 제작된 컨버터에 대하여 실험한 결과 2.2절에서 설명한 바와 같이 듀티비 전 구간에 걸쳐 양호하게 동작함을 확인할 수 있었다.

그림 9와 그림 10은 듀티비 0.4 및 0.6 각각에 대한 실험 결과파형을 보여주며, 이 결과파형들은 각각 그림 7과 그림 8의 시뮬레이션 파형과 정확히 일치함을 확인할 수 있다. 그림 11은  $D = 0.4$ 일 경우 컨버터 출력 전류를 A, B, C 각 상에 대하여 측정된 실험 결과 파형으로서 각각  $120^\circ$ 의 위상차를 두고 순서대로 출력됨을 확인할 수 있다. 그림 12는 그림 11의 전류파형을 컨버터가  $D = 0.6$ 으로 구동되는 상태에서 측정된 결과를 보여준다.

그림 13은 입력 부스트 인덕터 각각에 흐르는 전류  $i_{L1} \sim i_{L3}$ 와 인터리브된 입력 전류  $i_i$ 를 보여주며, 각 인덕터에 흐르는 전류는 입력 전류로 인터리브되어 리플 전류의 크기가 줄고 주파수는 3 배가 되는 것을 확인할 수 있다. 그림 14는 클램프스위치의 역병렬 다이오드가 도통하여 스위치 양단 전압이 0으로 된 상태에서 게이트 신호가 인가되는 ZVS 턴 온 과정을 보여준다.

표 3은 입력 전압을 30 V, 부하저항을 274  $\Omega$ 으로 고

표 3 컨버터 효율 측정값

Table 3 Experimental data for converter efficiency

출력 ( $P_o$ )	듀티비 ( $D$ )	컨버터 효율 ( $\eta$ )
100 W	0.591	95.7%
200 W	0.596	97.1%
300 W	0.599	97.3%
400 W	0.600	97.1%
500 W	0.602	96.9%



정하고 듀티비  $D$ 를 가변하여 출력전력이 100 W ~ 500 W가 되는 구간에서의 컨버터 입력력간 효율을 측정한 데이터이며, 이 시제품 컨버터는 전반적으로 96%를 상회하는 높은 효율로 동작함을 확인할 수 있다.

### 3. 결 론

본 논문은 삼상 PWM 방식의 새로운 dc-dc 컨버터를 제안한다. 제안하는 컨버터는 입력단이 인터리브 방식의 삼상 부스트 컨버터로 구성되어 있기 때문에 연료전지 출력의 전력 변환에 적합하도록 리플 전류의 크기가 대폭 줄어든다. 인터리브 동작은 또한 실효 동작 주파수를 증가시키기 때문에 필터 소자의 소형화를 실현할 수 있다. 이에 더하여 제안하는 컨버터는 삼상 출력 전류가 연속 모드로 동작하므로 각 스위치 및 변압기 등에 흐르는 전류의 실효값이 낮아지게 되어 전반적인 도통손실이 저감된다. 또한, 삼상 능동클램프 회로는 모든 스위치의 ZVS 스위칭 동작을 가능하게 하여 스위칭 손실을 줄여 줄 뿐만 아니라 전자기적 잡음신호의 발생을 저감시켜 준다. 이러한 장점으로 전체 컨버터 동작 효율은 96 %를 상회하는 결과를 보여 준다. 제안하는 컨버터는 입력단에 부스트 컨버터를 적용함으로써 변압기의 권선비를 낮출 수 있으며, 이러한 장점들로 인하여 연료전지 또는 태양전지와 같이 낮은 출력전압을 갖는 신재생에너지의 전력변환기로 매우 적합하다.

이 논문은 2008년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (KRF-2008-331-D00211)

### 참 고 문 헌

[1] M.W. Ellis, M.R. Spakovsky, and D.J. Nelson, "Fuel cell systems: efficient, flexible energy conversion for the 21st century," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 89, pp. 1808 - 1818, Dec. 2001.

[2] A.R. Prasad, P.D. Ziogas, and S. Manias, "Analysis and design of a three-phase off line DC-DC converter with high-frequency isolation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, pp. 824-832, July-Aug. 1992.

[3] D. de Souza Oliveira and I. Barbi, "A three-phase ZVS PWM DC/DC converter with asymmetrical duty cycle for high power applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, Issue 2, pp. 370-377, March 2005.

[4] J. Jacobs, A. Averberg, and R. De Doncker, "A novel

three-phase dc/dc converter for high-power application," in *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1861 - 1867, 2004.

[5] C. Liu, A. Johnson, and J. Lai, "A novel three-phase high-power soft-switched DC/DC converter for low-voltage fuel cell applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, pp. 1691-1697, Nov.-Dec. 2005.

[6] H. Cha, and P. Enjeti, "A novel three-phase high power current-fed dc/dc converter with active clamp for fuel cells," in *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2485-2489, 2007.

[7] 김정근, 김형준, 김준근, 최세완, "연료 전지 PCS를 위한 클램프 회로가 없는 3상 ZVS DC-DC 컨버터," *2008년도 전력전자학술대회 논문집*, pp. 206-208, 2008. 6. 30-7. 3.

[8] Hanju Cha, Jungwan Choi, Byung-moon Han, "A New Three-Phase Interleaved Isolated Boost Converter with Active Clamp for Fuel Cells," in *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1271 - 1276, 2008.

[9] Hanju Cha, Jungwan Choi, Prasad N Enjeti, "A three-phase current-fed dc/dc converter with a three-leg high frequency transformer for fuel cells," *Journal of Power Sources*, Vol. 182, issue 1, pp. 270 - 277, 2008.

[10] Hanju Cha, Jungwan Choi, Prasad N Enjeti, "A Three-Phase Current-Fed DC/DC Converter With Active Clamp for Low-DC Renewable Energy Sources," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 6, pp. 2784 - 2793, 2008.

### 저 자 소 개



**최정완(崔正完)**

1962년 8월 11일생. 1992년 한국과학기술원 과학기술대학 전기및전자공학과 졸업. 2003년 충남대 산업대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 충남대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1992년~1993년 한국과학기술원 전기및전자공학과 위촉연구원. 1993년~현재 국가핵융합연구소 책임기술원.



**차한주(車翰周)**

1988년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 포항공대 전자전기공학과 졸업(석사). 2004년 미국 Texas A&M University, College station(공학박). 1990년~2001년 LG산전 연구소 책임연구원. 2005년~현재 충남대 전기정보통신공학부 전기공학전공 부교수.