

연료전지용 3상 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터

車翰周,[†] 崔正完*, 尹棋甲**

A Three-phase Current-fed DC-DC Converter with Active Clamp

Han-Ju Cha, Jung-Wan Choi and Gi-Gab Yoon

요 약

본 논문에서는 새로운 연료전지용 3상 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터를 제안한다. 전류형 컨버터 구조에 능동클램프 회로를 채용하여 과도기에 발생하는 서지전압을 저감하였고 모든 스위치에서 영전압 스위칭을 하며, 그 장점으로 : 연속적인 입력전류, 전압 오버슈트 제거, 영전압 턴 온 스위칭, 고주파 변압기 1차/2차 측에 부가적인 스너버 회로의 필요성 제거, 소프트 스위칭에 의한 저속 다이오드 적용 등이 있다. 더구나 대용량 발전 시스템에 적합하도록 전류형 컨버터 구조와 3상 전력변환 회로를 결합하였다. 3상 전력변환 적용의 장점은 : 입력전류 및 출력전압 주파수의 3배 증가, 스위치에 흐르는 RMS 전류 저감, 필터소자 용량 및 부피 감소, 고주파 변압기 이용률 증가, 단순화된 전력회로에 따른 전체 크기 축소 및 신뢰성 향상 등이 있다. 제안하는 3상 전류형 능동 클램프 DC-DC 컨버터는 이러한 장점들 때문에 발전용 연료전지 시스템의 승압형 DC-DC 컨버터에 적합하며 대용량 태양전지 발전 시스템 및 배터리 충전기 등에도 적용할 수 있다. 새로운 3상 DC-DC 컨버터와 3상 PWM 알고리즘을 제안하며, 시뮬레이션과 프로토타입의 제작 및 실험을 통하여 그 성능을 평가 및 확인하였다.

ABSTRACT

This paper proposes a novel three-phase current-fed active clamp DC-DC converter for fuel cells. A single common active clamp branch is used to limit transient voltage across the three-phase full bridge and to realize zero-voltage switching(ZVS) in all switches. To apply for the power generation system, current-fed type has been combined with the three-phase power conversion system. The proposed approach has the following advantages: an increase (by a factor of three) of input current and output voltage chopping frequencies; lower RMS current through the inverter switches with higher power transfer capability; reduction in size of reactive filter components and the power conditioning system; better transformer utilization; increase of the system reliability. Therefore, the proposed three-phase current-fed active clamp DC-DC converter is appropriate for the boost type DC-DC converter for fuel cells and also applicable for the photovoltaic and battery charge system. The paper details the analysis, simulation and hardware implementation of the proposed system. Finally, experimental results with the proposed PWM strategy demonstrate the feasibility of the proposed scheme on a 500W prototype converter.

Key Words : DC-DC converter, Active clamp, Current fed, Three phase, ZVS

1. 서 론

[†]교신저자 : 정회원, 충남대 전기정보통신공학부 조교수

E-mail : hjcha@cnu.ac.kr

*정회원, 국가핵융합연구소 책임기술원

**정회원, 전력연구원 선임연구원

접수일자 : 2007. 8. 16

1차 심사 : 2007. 9. 5

심사완료 : 2007. 9. 21

현재 전력산업분야에서는 급격한 전력수요의 증가와 지구 온난화 문제를 해결하기 위해서 환경 친화형 발전방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이러한

새로운 발전방식으로, 태양광, 풍력, 연료전지 발전 등이 있으며, 특히 연료전지 발전에서는 생성된 전력을 전력계통에 안정적으로 주입해 주기 위한 DC-DC 컨버터 및 DC-AC 인버터 전력변환 장치가 반드시 필요하게 된다.^[1] 저전압, 대전류의 특성을 갖는 고체고분자 연료전지(PEMFC)는 각 셀의 결합방법에 따라 보통 직류 20 ~ 36 V, 39 ~ 72 V 등의 출력전압을 낸다. 이러한 특성의 연료전지로부터 만들어진 저전압 직류를 220 V, 60 Hz의 상용 교류전원으로 변환시키기 위해서는 우선적으로 직류 370 V로 승압시키는 승압형 DC-DC 컨버터의 개발이 요구된다.^[2] 아울러 승압형 DC-DC 컨버터는 전류리플에 큰 영향을 받는 연료전지의 특성 때문에 연료전지 측에서 연속적인 전류흐름이 가능하여 입력전류 리플을 저감할 수 있는 전류형 방식의 DC-DC 컨버터가 더 적합하다. 그러나 전류형 DC-DC 컨버터의 경우, 변압기에 존재하는 기생 누설인덕턴스로 인해 발생하는 서지전압(surge voltage)이 스위치의 손실 및 파괴를 유발할 수 있으므로 이에 대한 대책이 필요하다. 본 논문에서는 서지전압 저감용으로 능동 클램프 회로를 도입하여 전력회로를 간소화하고 주 스위치와 보조 스위치의 턴 온 시 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching)이 가능하게 하였다. 또한 연료전지용 발전시스템에 적용되는 DC-DC 컨버터는 높은 효율, 간단한 구조, 높은 전력밀도를 가져야 한다.

제안하는 승압형 DC-DC 컨버터는 DC-AC 변환부, 3상 고주파 변압기, AC-DC 변환부로 이루어져 있다. DC-AC 변환부는 6개의 MOSFET(Metal Oxide Field Effect Transistor)을 사용하는 일반적인 3상 인버터 구조의 주 스위치와 1개의 능동클램프 MOSFET 보조 스위치와 1개의 클램프 커패시터, 전류원으로 동작하는 고주파 직류 인덕터로 구성되어 있다. 주 스위치와 보조 스위치는 고주파 변압기의 누설 인덕턴스와 클램프 커패시턴스 및 스위치의 출력 커패시턴스와의 공진을 이용하여 영전압 스위칭을 하므로 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

본 논문에서 제안하는 3상 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터는 3상 전력변환방식, 능동클램프회로, 3상 고주파변압기, 3상 PWM 알고리즘 등의 채용을 통하여, 가격, 전체 사이즈 및 신뢰성의 문제를 해결할 수 있다.

2. 3상 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터

2.1 기존 3상 DC-DC 컨버터

본 논문을 통해 제안하는 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터의 장점은 다음과 같으며, 그림 1은 단상 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터의 개략도를 보여준다.^{[3][4]}

- DC-DC 컨버터의 모든 스위치들은 영전압 동작을 한다.
- 턴 온, 오프 시, 스위치와 고주파변압기에 오버슈트나 링잉이 발생하지 않는다.
- 추가적인 스너버 회로가 필요 없다.
- 전류형 구조이므로 고주파 변압기의 권수비가 낮아진다.
- 구성이 간단하여 전체적인 효율 및 안전성이 향상된다.
- 입력 단은 연속운전을 하나 변압기단에서는 불연속운전을 하므로 전력용 반도체 소자, 변압기 설계에 전류 스트레스가 발생된다.

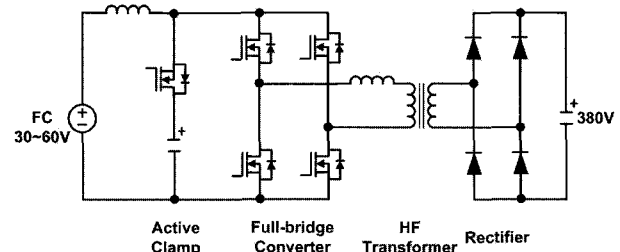


그림 1 단상 전류형 능동 클램프 DC-DC 컨버터
Fig. 1 Single-phase current fed active clamp DC-DC converter

그림 2는 한국전력연구원에서 연구개발 중인 100 kW 급 용융탄산염(MCFC) 연료전지 시스템에 적용된 DC-DC 컨버터 구조이다. 이 시스템은 10 kW급 단상 풀 브리지 전압형 DC-DC 컨버터를 그림 2와 같이 3대 직렬 연결한 컨버터모듈을 다시 4조 병렬 연결한 구조, 즉 12대의 10 kW DC-DC 컨버터와 고주파변압기를 필요로 한다.^[5]

이와 같이 발전용으로 개발되는 대용량 연료전지 시스템의 경우에 단상 DC-DC 컨버터구조의 채용은 요구되는 전체 전력용량을 만족시키기 위한 단위 컨버터 간의 매우 복잡한 연결구조와 각 단위 컨버터간의 동기 제어, 동기 보호, 순환전류 발생 문제 등을 야기하여 전체적인 시스템의 신뢰성을 저하시킨다.

그에 반해 대용량 AC 전력 변환 분야에서 널리 사용되는 3상 시스템을 DC-DC 변환 분야에 적용시키면

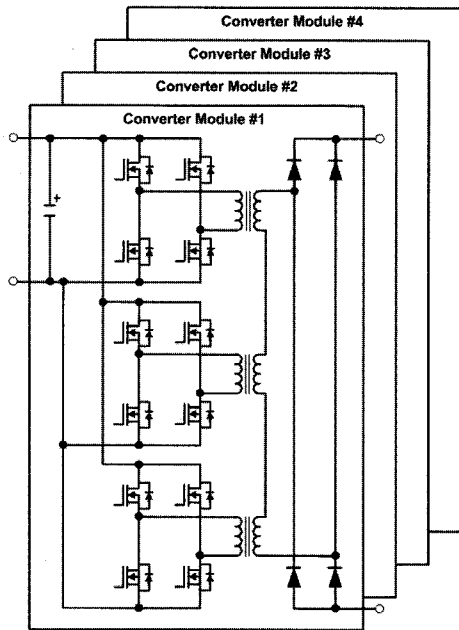


그림 2 100 kW 급 용융탄산염 (MCFC) 연료전지 시스템에 적용된 DC-DC 컨버터부
 Fig. 2 100 kW DC-DC converter part of a MCFC fuel cell system

- 입력 전류와 출력 전류 주파수 증가 (약 3배)
- 컨버터 주 스위치에 흐르는 RMS 전류의 감소
- 리플 주파수의 증가로 변압기 및 필터부품의 크기 축소
- 변압기 코어와 결선용 구리의 이용률 증가

등의 장점이 있으나,

- 제어회로 및 PWM 패턴 발생부가 복잡
- DC-DC 변환 3상 고주파 변압기 개발
- 3상 전력변환회로에 적합한 PWM 알고리즘 개발
- 늘어난 스위치 개수로 인해 발생하는 손실 저감을 위한 영전압, 영전류 스위칭 방법 채용

등의 문제를 해결하여야 한다.

그림 3은 3상 고주파 변압기의 누설 인덕턴스와 스위칭 소자의 기생 출력 커패시턴스를 이용하여 소프트 스위칭을 하였으며, 비대칭 듀티 사이클(asymmetrical duty cycle) PWM 알고리즘을 사용하였다.^[8]

그림 4는 3개의 단상 변압기를 2차 측에서 Y 결선으로 연결하여 변압기의 등가 턴 비를 2배 증가시켰으

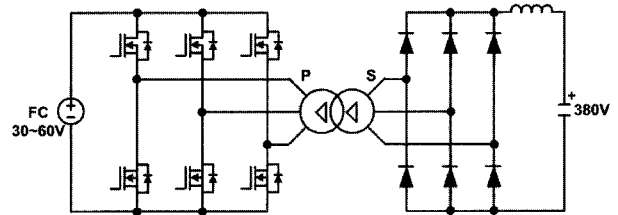


그림 3 3상 전압형 DC-DC 컨버터 (I)
 Fig. 3 3-phase voltage fed DC-DC converter (I)

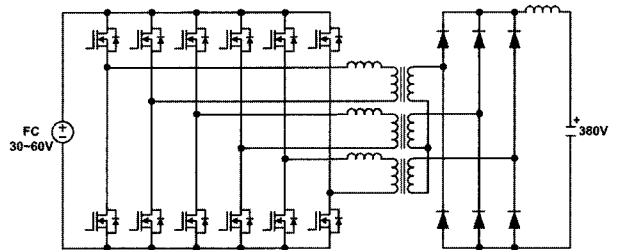


그림 4 3상 전압형 DC-DC 컨버터 (II)
 Fig. 4 3-phase voltage fed DC-DC converter (II)

며, 1차 측 권선들은 각각의 단상 풀 브리지 DC-DC 컨버터에서 흔히 사용되는 위상천이변조(Phase-shift modulation) 방식을 적용하여 넓은 부하범위에 걸쳐서 영전압, 영전류 스위칭을 실현하였다.^[9]

2.2 제안하는 3상 DC-DC 컨버터

2.2.1 3상 DC-DC 컨버터의 구조

본 논문에서 제안하는 DC-DC 컨버터는 그림 5와 같이 DC-AC 변환부, 3상 고주파 변압기, AC-DC 변환부로 이루어져있다. DC-AC 변환부는 3상 DC-AC 인버터 전력회로에서 흔히 사용되는 3상 인버터 구조를 가지며, 6개의 MOSFET 주 스위치와 능동형 클램프 회로를 구성하는 1개의 MOSFET 보조 스위치와 1개의 클램프 커패시터, 전류원으로 동작하는 고주파 직류 인덕터로 구성되어있다. 주 스위치와 보조 스위치는 고주파 변압기의 누설 인덕턴스와 클램프 커패시터 및 스위치의 출력 커패시턴스의 공진을 이용하여 영전압 스위칭을 하므로 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

2.2.2 3상 PWM 알고리즘

그림 6(a)는 그림 5에서 제안하는 3상 DC-DC 컨버터의 간단화된 등가회로를 보여준다. 델타-델타 결선의 삼상 변압기는 3개의 누설인덕턴스 L_{lk} 로 표시되었고 출력전압 V_o 는 1차 측으로 환산하여 V_o' 으로 표시

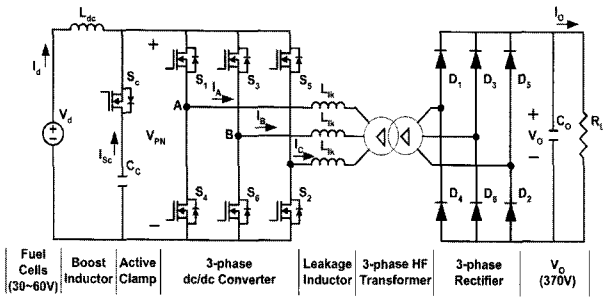


그림 5 3상 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터
Fig. 5 3-phase current fed DC-DC converter with active clamp

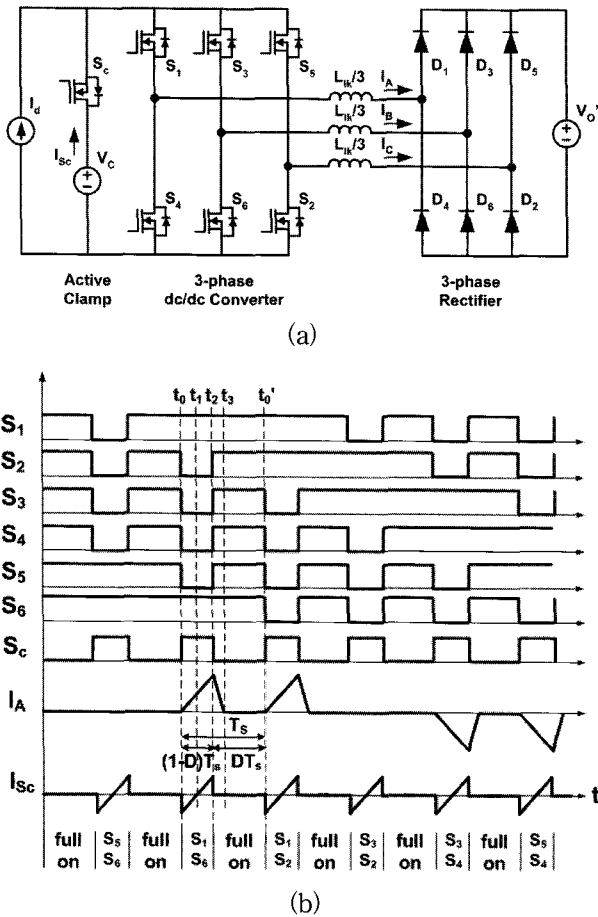


그림 6 (a) 삼상 변압기를 누설 인덕턴스 L_k 로 표현한 간단화된 등가회로, (b) 제안하는 컨버터의 이상적인 전류파형
Fig. 6 (a) Simplified circuit by replacing 3-phase transformer by leakage inductance L_k 's (b) Ideal waveforms for the proposed converter

되었다. 그림 6(b)는 제안하는 컨버터에서 순서적으로 작동하는 주스위치 짝별로 3상 선 전류 I_A 와 클램프 스위치의 전류 I_{Sc} 의 이상적인 파형을 보여준다. 여기에서 클램프 커패시터 C_C 와 출력 필터커패시터 C_O 의 값은 충분히 커서 각각의 양단전압 V_C 와 V_O 값이 상수이고 입력단 부스트 인덕터 L_{dc} 의 값 역시 충분히 커서 입력전류 I_d 의 값도 상수라고 가정한다.

이 방식의 구간별 동작원리를 다음과 같이 설명한다.

t_0 이전 : 모든 스위치 $S_1 \sim S_6$ 은 턴 온 되어 있으며 부스트 인덕터 L_{dc} 는 연료전지로부터 에너지를 축적한다.

$t_0 \sim t_1$: t_0 에서, S_1 과 S_2 를 제외한 네 개의 스위치 S_2, S_3, S_4, S_5 는 턴 오프 된다. 이에 따라 브리지 전압 V_{PN} 은 상승하여 클램프 스위치 S_C 의 MOSFET 내장 역병렬 다이오드를 도통시키면서 클램프 전압 V_C 로 클램프 된다. 이 시점에서 클램프 스위치 전류 I_{Sc} 의 초기 값은 $-I_d$ 이다. L_{lk} 의 전류는 클램프 전압 V_C 와 출력전압의 1차 측 환산 값인 V'_O 과의 전압 차와 L_{lk} 의 관계에 의하여 상승한다. 이에 따라 A상의 선 전류 I_A 는 출력 측으로 흐르게 된다. $t_0 < t < t_1$ 을 만족하는 임의의 t , 즉 I_{Sc} 가 음의 값인 구간에서 클램프 스위치 S_C 에 게이트 신호를 인가하면 S_C 는 ZVS 턴 온 된다. 이 구간에서 I_{Sc} 는 부스트 인덕터의 상수 값 전류인 I_d 와 L_{lk} 에 흐르기 시작한 전류인 I_A 의 차이 값으로 되어 클램프 커패시터에 흘러든다.

이 구간에서의 I_A 와 I_{Sc} 를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$I_A = \frac{V_C - V'_O}{(2/3)L_{lk}} t \tag{1}$$

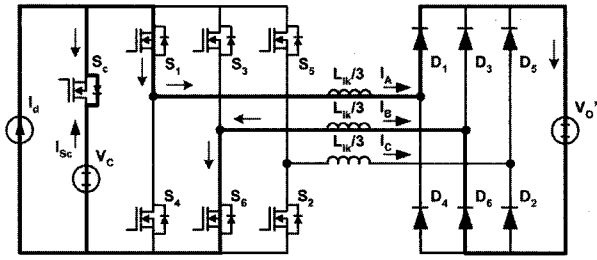
$$I_{Sc} = -(I_d - I_A) \tag{2}$$

여기에서

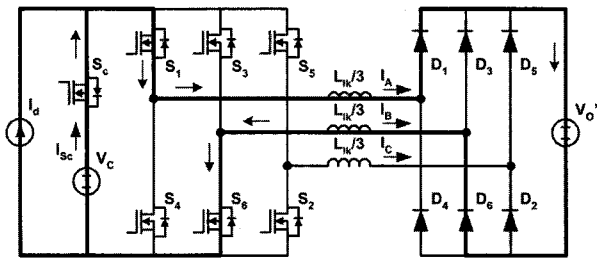
$$V_C = \frac{V_d}{1-D} \tag{3}$$

$$V'_O = \frac{V_O}{n} \tag{4}$$

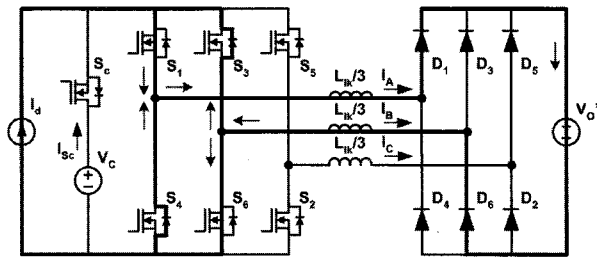
이며 n 은 변압기의 권수비($=N_2/N_1$)이다.



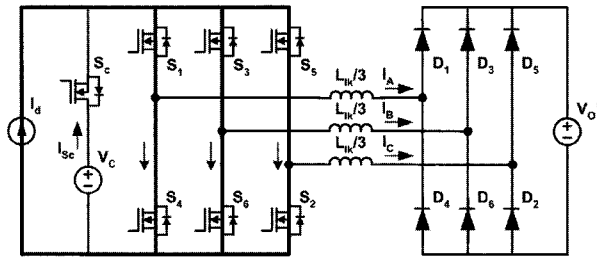
(a) $t_0 \sim t_1$



(b) $t_1 \sim t_2$



(c) $t_2 \sim t_3$



(d) $t_3 \sim t_0$

그림 7 능동클램프 3상 컨버터의 동작 개념도
Fig. 7 Topological states of active clamp 3-phase boost converter

t_0 에서 $I_A = 0$ 이므로, I_{Sc} 는 $-I_d$ 이고 t_1 에서는 0으로 된다.

$t_1 \sim t_2$: 클램프 전류 I_{Sc} 는 양의 값으로 바뀌고 MOSFET S_C 를 통하여 흐른다. 이 구간에서 I_{Sc} 는 계속 증가하고 있는 선 전류 I_A 와 부스트 인덕터의 상수 값 전류인 I_d 와의 차이 값을 공급해 준다.

이 구간에서의 I_A 와 I_{Sc} 의 수식은 (1), (2)와 동일하며 I_{Sc} 는 t_2 에서 I_d 까지 상승한다. 그리고 I_A 는 I_d 와 I_{Sc} 의 합이므로 $2I_d$ 까지 상승한다. 여기에서 I_{Sc} 의 최소값은 $-I_d$ 이고 최대값은 $+I_d$ 가 되는데, 그 이유는 클램프 커패시터 C_C 의 양단전압이 불변하려면 충전되는 에너지와 방전되는 에너지가 같아야 하기 때문이다.

I_A 의 최대값은 $t_0 \sim t_2$ 의 시간, 즉, 그림 6(b)에서 $(1-D)T_s$ 의 시간 동안 상승한 전류 값이므로 $(1-D)T_s$ 를 (1)의 t 에 대입하여 정리하면,

$$I_{A(max)} = 2I_d = \frac{V_C - V'_O}{(2/3)L_{lk}} (1-D)T_s \quad (5)$$

또한,

$$I_{Sc(max)} = -(I_d - I_{A(max)}) = I_d \quad (6)$$

$t_2 \sim t_3$: t_2 에서, 능동클램프 스위치 S_C 는 턴 오프 된다. L_{lk} 에 축적된 에너지에 의하여 S_3 과 S_4 의 MOSFET 내장 커패시터가 방전되면서 V_{PN} 은 영전압이 되고, 이에 따라 S_3 과 S_4 의 MOSFET 내장 역병렬 다이오드가 도통하게 된다. 따라서 S_3 과 S_4 는 영전압 턴 온을 할 수 있게 된다. I_A 는 V_O 의 1차 측 환산전압인 V'_O 와 L_{lk} 의 값에 의하여 직선적으로 감소한다.

이 구간에서의 I_A 는

$$I_A = \frac{V_C - V'_O}{(2/3)L_{lk}} (1-D)T_s - \frac{V'_O}{(2/3)L_{lk}} t \quad (7)$$

또는,

$$I_A = 2I_d - \frac{V'_O}{(2/3)L_{lk}} t \quad (8)$$

$t_3 \sim t_0$: t_3 에서, I_A 는 영전압으로 감소한다. 모든 스위치 $S_1 \sim S_6$ 은 턴 온 되고 부스트 인덕터 L_{lk} 는

에너지를 축적한다. t_0 에서, S_1, S_2 를 제외한 네 개의 스위치 $S_3 \sim S_6$ 은 턴 오프 된다. 연료전지로부터 인출된 에너지는 $S_1 - D_1 - C_0 - D_2 - S_2$ 의 통로를 통하여 C_0 로 전달된다. 위와 같은 과정은 S_1-S_2 스위치 짝에서도 같은 방식으로 반복되며 $S_3-S_2, S_3-S_4, S_5-S_4, S_5-S_6$ 스위치 짝으로 계속 이어진다.

3. 시스템 구성 및 실험 결과

제안하는 3상 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터와 3상 PWM 알고리즘을 검증하기 위하여 그림 8의 사진과 같이 500 W 프로토타입 컨버터를 제작하였다. 프로토타입 컨버터는 3상 PWM 패턴을 계산하는 DSP 제어기, 계산된 PWM 패턴을 6개의 주스위치와 클램프 스위치에 영전압 스위칭을 고려하여 분배하는 FPGA(EPM7128), 게이트 드라이버, 3조의 하프 브리지와 클램프 브리지가 장착된 4개의 히트 싱크 및 3상 고주파변압기로 이루어져 있다.

3.1 시스템 구성

그림 9는 3상 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터를 구동하기 위한 게이트신호 발생기의 블록도이다. 6상 기본신호 발생기로는 DSP320LF2407을 사용하고 있으며, 이 회로에서 발생된 신호는 FPGA EPM7128로 입력되어 6개의 주 스위치와 1개의 클램프 스위치를 위한 게이트신호를 발생시킨다. FPGA에는 주 스위치 및 클램프 스위치의 게이트신호 뿐만 아니라 이 스위치들

의 ZVS 작동을 위한 dead-time 발생기를 내장하도록 프로그램 되어 있다.

게이트신호 발생기의 각 출력신호로 각 주 스위치 및 클램프 스위치의 게이트를 구동하기 위한 게이트 드라이버는 IR21064를 사용하였다. IR21064는 FPGA로부터의 게이트신호를 증폭해 주는 기능뿐만 아니라 게이트신호 발생회로와 전력회로의 절연도 제공해 준다. 주 스위치 및 클램프 스위치로는 International Rectifier사의 IRFB4227을 사용하고 있으며, 이 스위치는 소형 소자로는 매우 낮은 도통 저항 값 사양을 갖

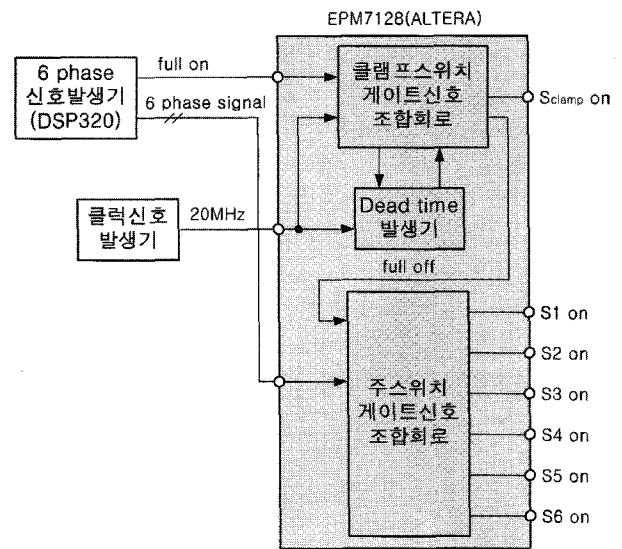


그림 9 게이트신호 발생기 블록도
Fig. 9 Block diagram of gate signal generator

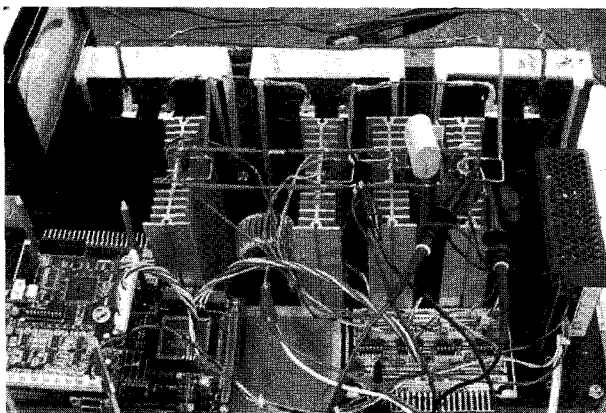


그림 8 500 W 전류형 3상 능동 클램프 DC-DC 컨버터
Fig. 8 500 W 3-phase current fed active clamp DC-DC converter

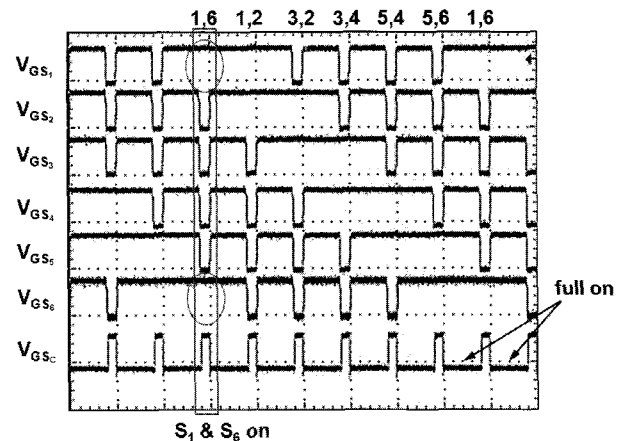


그림 10 주 스위치와 클램프 스위치의 게이트신호
Fig. 10 Waveforms of gate signals

고 있다. 그림 10은 게이트신호 발생기로부터 출력되는 각 스위치의 게이트신호 파형을 보여 준다.

입력 부스트 인덕터는 페라이트 토로이달 코어를 이용하여 제작하였다. 고주파변압기는 이수세라믹(주)의 EI-118 코어를 사용하여 1차와 2차의 권수비가 1 : 4인 단상 변압기로 제작하였다. 이렇게 제작된 3개의 단상 변압기는 델타-델타 결선되어 3상 풀 브리지 회로의 출력을 2차 측 3상 풀 브리지 정류기에 공급해 준다. 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터의 작동에 필요한 누설 인덕턴스는 변압기 자체의 누설 인덕턴스를 활용하였다.

3.2 시뮬레이션 결과

표 1은 시뮬레이션에 사용된 파라미터와 그 값을 보여준다. 그림 11은 표 1의 파라미터를 사용한 컨버터의 시뮬레이션 결과 파형을 보여준다. 3상 선 전류 I_B 와 I_C 는 I_A 와 파형의 모양이 같고 위상만 120° 의 차이가 있다.

표 1 시뮬레이션 파라미터
Table 1 Parameters of simulation

Parameter	Value	Parameter	Value
T_s (μ sec)	40	V_d (V)	30
L_{dc} (μ H)	330	V_o (V)	370
L_{lk} (μ H)	13	P_o (W)	500
n (turns)	4	C_c (μ F)	240

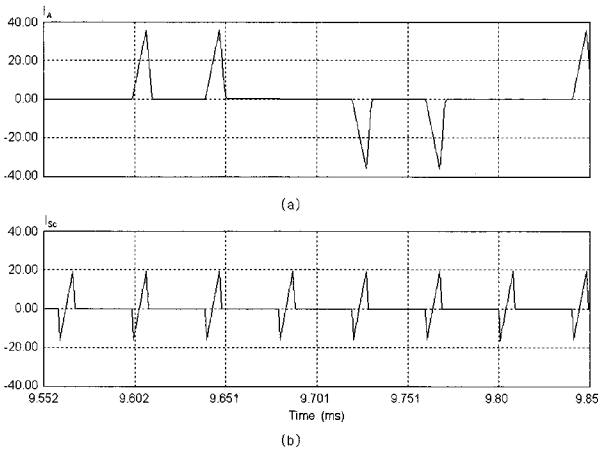


그림 11 (a) A상의 선 전류 I_A , (b) 클램프 스위치 전류 I_{sc}
Fig. 11 (a) Line current I_A , (b) Clamp current I_{sc}

3.3 실험 결과

제작된 3상 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터에 입력전압 30 V_{DC}를 인가하여 실험하였다. 그림 12(a)는 출력전압이 370 V_{DC}가 되도록 듀티비 D를 맞추고 컨버터를 가동하여 측정된 V_{PN} , I_d 및 I_{sc} 의 동작 파형을 보여준다. 그림 12(b)는 고주파변압기의 A상에 연결된 브리지에서 상하 두 MOSFET 스위치의 게이트 파형과 A상의 전류 I_A 를 보여준다. 그림 12(a)에서 I_d 파형은 연료전지로부터의 입력전류가 연속임을 보여주며 I_{sc} 는 클램프 커패시터와 변압기 누설 인덕턴스 사이의 공진 경로인 클램프 스위치의 전류 파형을 보여주고 있다. 그림 12(a), (b)에서 I_A 와 I_{sc} 를 비교해 보면 2.2

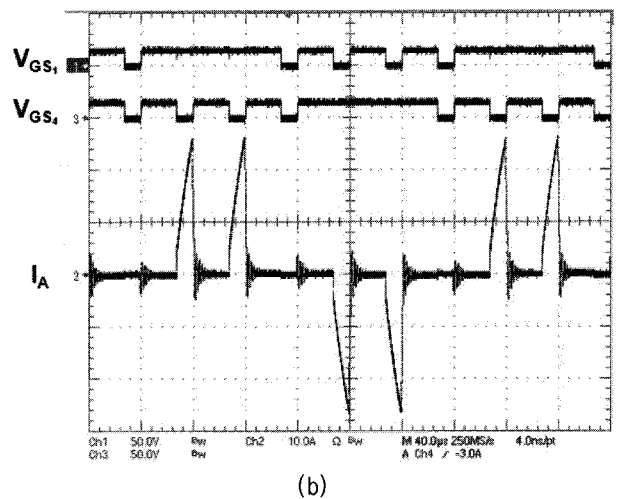
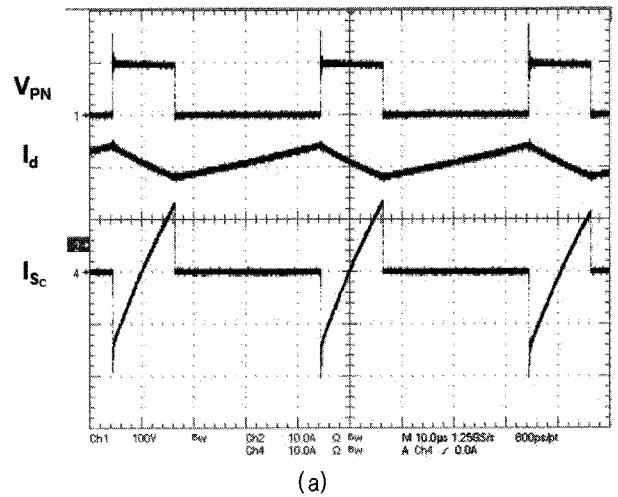


그림 12 (a) 브리지 전압 V_{PN} , 부스트 인덕터 전류 I_d , 클램프 스위치 전류 I_{sc} , (b) 3상 선 전류 I_A
Fig. 12 (a) Bridge voltage V_{PN} , boost inductor current I_d , clamp switch current I_{sc} , (b) 3-phase line current I_A

B 절에서 설명한 바와 같이 I_{Sc} 의 최소값은 $-I_d$ 이고 최대값은 I_d 이며 I_A 의 최대값은 $2I_d$ 가 됨을 확인할 수 있다.

부하저항으로는 출력전압이 370 V_{DC}일 경우를 기준으로 200 W와 500 W의 전력을 출력할 수 있도록 각각 680 Ω과 270 Ω을 사용하였다. 이 두 부하저항에 대하여 주 스위치 및 클램프 스위치의 게이트 구동 듀티비(D)를 변화시키며 입력전압, 출력전압, 출력전력 및 효율을 측정하였다. 이 측정에는 YOKOKAWA사의 WT-230 DIGITAL POWER METER를 사용하였다. 표 2는 그 측정 결과를 보여 주고 있으며 가장 오른쪽 행에는 입출력 전압전달비의 계산 결과를 나타내고 있다. 효율은 전 구간 평균 약 95 % 정도를 보여 주고 있으며, 변압기를 포함한 전압전달비는 듀티비 변화의 전 구간에 걸쳐 약 6 ~ 15의 값을 보여주고 있다.

표 3은 입력전압을 31 V로 일정하게 인가하고 부하저항을 약 280 Ω에서 1.37 kΩ까지 변화시킬 때 출력전압이 370 V로 일정하게 유지되도록 듀티비를 변화시키며 측정된 효율 데이터이다.

4. 결 론

본 논문에서는 새로운 연료전지용 3상 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터를 제안하였으며, 아울러 현재까지 발표된 대전력용 DC-DC 컨버터를 소개하고 그 특징을 분석하였다. 제안하는 3상 컨버터와 3상

표 3 부하의 변화에 따른 효율측정 데이터

Table 3 Efficiency measurement data with respect to load variation

$P_o(W)$	Efficiency	Duty	$V_i(V)$	$V_o(V)$	V_o/V_i
98	95.7%	0.61	31	369	11.91
200	96.1%	0.63	31	373	12.03
301	95.3%	0.65	31	373	12.04
399	94.1%	0.67	31	373	12.02
503	93.1%	0.69	31	375	12.09

PWM 알고리즘은 대용량 발전 시스템에 적합하도록 능동클램프 회로를 채용한 전류형 컨버터 구조의 장점과 3상 전력변환 방식의 장점을 결합하였다. 제안하는 3상 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터는 이러한 장점들 때문에 발전용 연료전지 시스템의 승압형 DC-DC 컨버터에 적합하며, 동일한 특성으로 인해, 대용량 태양전지 발전 시스템 및 배터리 충전기 등에 적용할 수 있다. 새로운 3상 DC-DC 컨버터와 함께 3상 PWM 알고리즘을 제안하였으며, 시뮬레이션과 프로토타입 제작 및 실험을 통하여 그 성능을 평가 및 확인하였다.

이 논문 또는 저서는 2006년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (KRF-2006-331-D00203)

참 고 문 헌

- [1] M.W. Ellis, M.R. Von Spakovsky, D.J. Nelson, "Fuel cell systems: efficient, flexible energy conversion for the 21st century", *Proceedings of the IEEE*, Volume 89, Issue 12, pp. 1808~1818, 2001, Dec.
- [2] 이진희, 조진상, 장민수, 최세완, 한수빈, "고체산화물형 연료전지를 위한 10kW급 독립전력변환장치의 개발", *전력전자학회논문지*, 1229-2214, 제8권, 제6호, pp. 39~45, 1997.
- [3] Kunrong Wang, Lizhi Zhu, Dayu Qu, H. Odendaal, J. Lai, F.C. Lee, "Design, implementation, and experimental results of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability", *Power Electronics Specialists Conference, PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual Volume 2*, 18-23, pp. 1058~1063, 2000, June.
- [4] 장수진, 김진태, 이태원, 이병국, 원충연, "능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터를 적용한 연료전지 발전시스템", *전력전자학회논문지*, 1229-2214, 제10권, 제1호,

표 2 효율측정 데이터

Table 2 Efficiency measurement data

$P_o(W)$	Efficiency	Duty	$V_i(V)$	$V_o(V)$	V_o/V_i
48	95.4%	0.3	31	182	5.87
64	95.5%	0.4	31	211	6.81
91	95.5%	0.5	31	251	8.10
137	95.4%	0.6	31	309	9.97
229	95.1%	0.7	31	400	12.90
312	94.6%	0.75	31	469	15.13

$R_o : 680\Omega$ ($V_o = 370V$ 기준 $P_o = 200 W$)

$P_o(W)$	Efficiency	Duty	$V_i(V)$	$V_o(V)$	V_o/V_i
114	96.9%	0.3	31	177	5.71
151	96.4%	0.4	31	204	6.58
209	96.1%	0.5	31	240	7.44
305	94.9%	0.6	31	291	9.39
476	92.9%	0.7	31	365	11.77

$R_o : 270\Omega$ ($V_o = 370V$ 기준 $P_o = 500 W$)

pp. 78~86, 2005.

- [5] 정홍주, 정준모, 권형남, 송종환, 임희천, 안교상, "100kW급 연료전지용 전력변환기 설계", *KIEE 하계학술대회논문집*, 2003.
- [6] A.R. Prasad, P.D. Ziogas, S. Manias, "Analysis and design of a three-phase offline DC-DC converter with high-frequency isolation", *Industry Applications, IEEE Transactions*, Volume 28, Issue 4, pp. 824~832, 1992, July/Aug.
- [7] de Souza Oliveira, D., Jr., I. Barbi, "A three-phase ZVS PWM DC/DC converter with asymmetrical duty cycle for high power applications", *Power Electronics, IEEE Transactions*, Volume 20, Issue 2, pp. 270~377, 2005, Mar.
- [8] J. Jacobs, A. Averbeg, R. De Doncker, "A novel three-phase dc/dc converter for high-power application", *Power Electronics Specialists Conference, PESC 04, 2004 IEEE 35th Annual Volume 3*, 20-25 pp. :1861~1867, 2004, June.
- [9] Changrong Liu, A. Johnson, Jih-Sheng Lai, "A novel three-phase high-power soft-switched DC/DC converter for low-voltage fuel cell applications", *Industry Applications, IEEE Transactions*, Volume 41, Issue 6, pp. 1691~1697, 2005, Nov./Dec.

저 자 소 개



차한주(車翰周)

1988년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 포항공대 전자전기공학과 졸업(석사). 2004년 미국 Texas A&M University, College station(공박). 1990년~2001년 LG 산전 연구소 책임연구원. 2005년~현재 충남대 전기정보통신공학부 전기전공 조교수. 당 학회 편집 위원.



최정완(崔正完)

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



윤기갑(尹棋甲)

1961년 1월 15일생. 1983년 한양대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1990년 한전입사. 1996년~현재 한전전력연구원 선임연구원.