

연료 전지 PCS를 위한 클램프 회로가 없는 3상 ZVS DC-DC 컨버터

김정근, 김형준, 김준근, 최세완
서울산업대학교

A Three-Phase ZVS DC-DC Converter without Clamp Circuit for Fuel Cell PCS

Jeonggeun Kim, Hyungjoon Kim, Joongeun Kim, Sewan Choi
Seoul National University of Technology

ABSTRACT

본 논문에서는 5kW급 이상의 연료전지 PCS를 위한 3상 DC-DC 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 승압비가 매우 높고 듀티를 0에서 1까지 사용하므로 변압기등 주요 소자를 최적으로 설계할 수 있다. 또한 전류원이면서도 클램프 회로와 스타트-업 회로가 필요 없을 뿐만 아니라 넓은 부하영역에서 영전압 턴 온이 가능하다. 기존 3상 컨버터와의 비교 분석을 수행하였으며 실험을 통해 본 방식의 타당성을 검증하였다.

1. 서론

연료전지는 일반적으로 출력전압이 낮고 부하에 따라 변동 폭이 크기 때문에 이를 안정된 높은 전압으로 승압시키고 조정해야 하며 연료전지와 부하사이에는 안전과 노이즈의 차단 등을 위하여 절연이 필요하므로 절연형 DC-DC 컨버터의 사용이 요구되어 진다^[1]. 일반적으로 연료전지 전압이 낮아 5kW급의 경우 DC-DC 컨버터의 입력전류가 수백 A를 넘게 된다. 풀브리지 토폴로지의 경우 여러 개의 스위치를 병렬로 연결하면 등가 $R_{ds(on)}$ 은 작아지지만 기생성분과 MOSFET 출력 커패시턴스의 증가로 ZVS 영역이 작아져 결국 효율 저하로 이어진다. 따라서 용량이 수 kW급 이상의 응용에서는 컨버터를 병렬로 운전하거나 3상의 컨버터^[2]가 사용된다.

3상 컨버터는 스위치의 전류부담을 줄일 수 있고 단상 컨버터에 비해 인터리빙 효과 증대로 입출력 유효주파수가 커서 필터의 사이즈 감소와 변압기의 이용률 증가로 인한 VA정격의 감소 등의 장점을 가질 수 있다. 최근에 제안된 승압형 3상 컨버터로서 그림 1과 같은 전압원 풀브리지 컨버터 3대를 연결한 V6 컨버터^[3]는 전류를 분배하여 스위치의 정격을 낮추고 변압기의 결선으로 승압비를 약간(1.3배) 상승시켰다. 하지만 스위치의 수가 많고 2차측에 서지전압을 막기 위한 클램프가 필요하다.

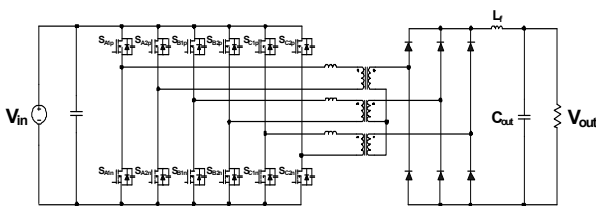


그림 1. V6 컨버터^[3]

본 논문에서는 전류원 컨버터로서의 장점을 취하고 단점을 극복한 그림 2와 같은 3상 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터의 특징은 다음과 같다.

- 전류원 컨버터로서의 장점 - 작은 변압기 턴비, 작은 입력전류 리플 및 작은 다이오드의 전압 정격 - 을 갖는다.
- 기존의 전류원 컨버터와 달리 듀티가 0 부터 동작할 수 있으므로 별도의 스타트-업 회로가 필요 없다.
- 누설 인덕터에 연속적으로 전류가 흐르기 때문에 스위치 턴 오프 시 전압 서지가 없어 클램프 회로가 필요 없다.
- 넓은 영역에서 스위치의 ZVS 턴 온이 가능하다.
- 듀티 범위를 0에서 1까지 사용하므로 컨버터를 최적 설계할 수 있다.

2. 제안하는 컨버터의 동작원리

제안하는 컨버터는 그림 2에서 보듯이 3개의 필터 인덕터, 6개의 MOSFET 스위치, 2개의 보조 커패시터, 3개의 고주파 변압기 및 직렬 연결된 전압 더블러(Voltage Doubler)로 구성된다. 저전압 측 각 레그는 그림 3과 같이 서로 120°의 위상차를 두고 각 레그의 상하측 스위치는 비대칭(Asymmetrical) 상보적(Complementary)인 스위칭으로 출력전압을 제어한다. 이때 변압기의 누설 인덕터와 스위치의 내부 커패시터를 이용하여 자연스럽게 ZVS를 성취할 수 있다. 고전압 측은 전압 더블러를 직렬로 구성하여 승압비를 상승시킨다. 제안하는 컨버터는 다음 식에서 보듯이 전류원 풀브리지 컨버터 보다 3배 높은 승압비를 가지므로 매우 작은 변압기 턴비로 고승압을 달성할 수 있는 장점을 가진다.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{3 \cdot N}{1-D} \cdot P \quad (0 < D < 1) \quad (1)$$

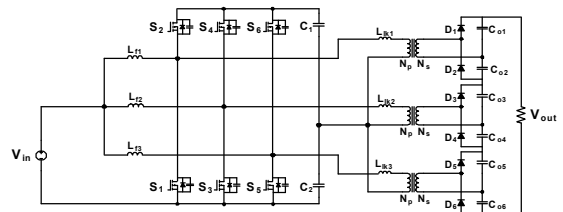


그림 2. 제안하는 3상 DC-DC 컨버터

한편 V6 컨버터의 승압비는

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{n} = \frac{1}{D} \cdot \frac{NC}{NP} \quad (0 < D < 0.333) \quad (2)$$

로 듀티 사용 범위가 0.333으로 제한되지만 제안한 컨버터는 듀티 사용 범위가 0에서 1까지 넓으므로 변압기 턴비 선정을 유연하게 할 수 있는 등 특히 넓은 입력전압범위를 갖는 연료전지와 같은 응용에서 컨버터를 최적 설계 할 수 있는 장점을 갖는다.

제안하는 컨버터의 주요파형과 각 구간별 동작을 그림 3과 그림 4에 각각 나타낸다. 그림 3에서 보듯이 인덕터 전류의 인터리빙 동작으로 입력전류 리플의 주파수가 스위칭 주파수의 3배로 되는 것을 알 수 있다. 또한 제안한 비대칭 PWM 스위칭으로 누설 인덕터 전류가 연속적으로 되어 기존 전류원 컨버터와 같이 전압 서지가 발생하지 않으므로 클램프 회로가 필요 없다.

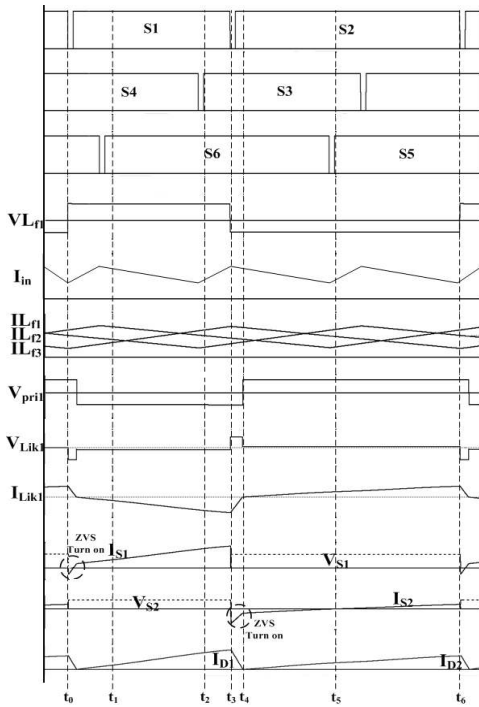


그림 3. 제안하는 컨버터의 주요 파형

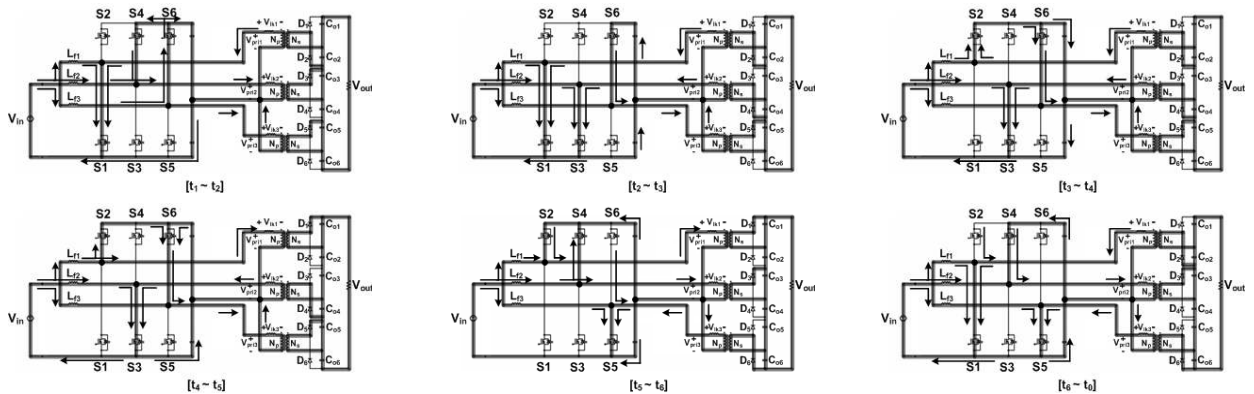


그림 4. 제안하는 컨버터의 동작모드

그리고 $[t_0 \sim t_1]$ 과 $[t_3 \sim t_4]$ 구간에서 각각 상측과 하측 스위치의 ZVS 턴 온이 이루어지는 것을 알 수 있다. 또한 2차측 다이오드의 ZCS 턴 오프 동작으로 역방향 회복으로 인한 전압 서지가 없는 특성을 가지고 있다.

제안하는 컨버터의 개념을 그림 5와 같이 확장하는 것이 가능하며 입출력 전압 차가 더욱 큰 응용에 적용할 수 있다. 상수가 커질수록 변압기 턴비가 작아지고 전류 분배와 인터리빙 효과가 증대되지만 소자 수가 증가하는 단점이 있으므로 용량과 입출력 전압 사양에 따라 적절한 상수를 선정해야 한다. P상에 대한 입출력 전압 관계식은 다음과 같다.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{NC}{NP} \quad (0 < D < 1) \quad (3)$$

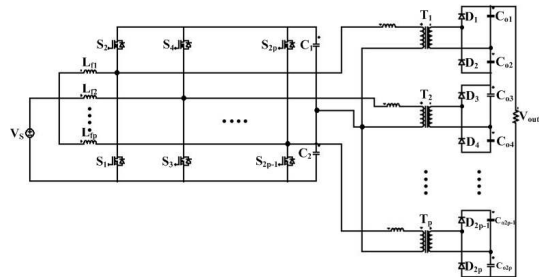


그림 5. 제안하는 개념의 확장

3. 기존 컨버터와의 비교 및 검증

그림 1의 V6 컨버터와 그림 2의 제안하는 컨버터를 다음의 사양에 대하여 설계한 후 주요소자장격을 표 1에 비교하였다.

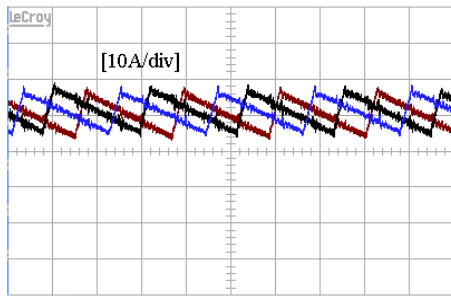
$\cdot V_{in}$: 22~41V $\cdot V_{out}$: 360V $\cdot Power$: 5kW

$\cdot f_s$: 50kHz $\cdot \Delta I_{in}$: 3% $\cdot \Delta V_{out}$: 1%

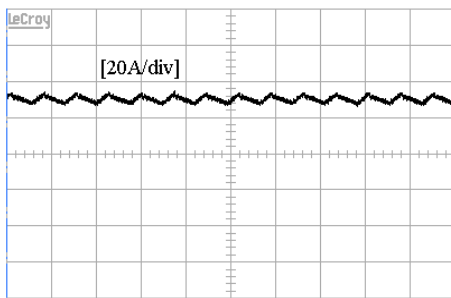
표 1에서 보듯이 제안하는 컨버터의 스위치 전압 정격은 V6 컨버터 보다 약 1.5배 높지만 스위치 개수가 1/2이므로 총 스위치 손실이 작다. 또한 전압 더블러의 직렬연결 때문에 다이오드 전압정격이 1/5이하로 작아 쇼트키 다이오드를 사용하여 스위칭 손실을 큰 폭으로 저감할 수 있다. 그리고 제안하는 컨버터의 변압기 VA정격은 V6 컨버터의 68%이고 턴비는 1 : 3으로 매우 작아 변압기를 최적으로 설계할 수 있는 장점이 있다.

표 1. 주요소자 정격 비교

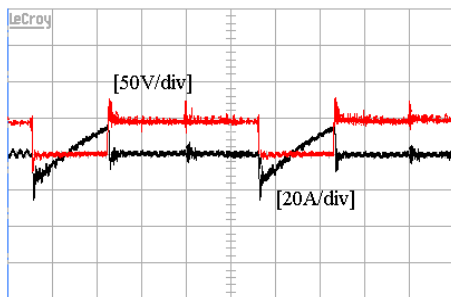
		V6컨버터 (그림 1)	제안하는 컨버터 (그림2)
스위치	V_{peak}	41 V	60 V
	$I_{peak, rms}$	288 A, 145 A	210A, 114 A
다이오드	V_{peak}	640 V	120 V
	$I_{peak, rms}$	16 A, 7 A	65 A, 25 A
변압기	$NP:NS$	1 : 16	1 : 3
	kVA	2.8 kVA ×3	1.9 kVA ×3



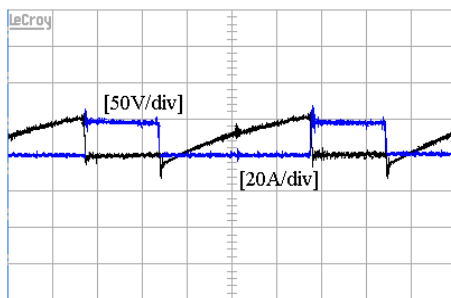
(a) 인덕터 전류



(b) 입력 전류



(c) 상측 스위치 전압, 전류



(d) 하측 스위치 전압, 전류

그림 5. 실험 파형

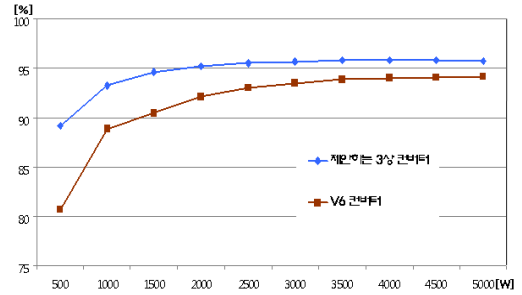


그림 6. 계산 효율 비교

제안하는 컨버터를 다음의 사양으로 제작한 후 동작을 검증 하였다.

$$\cdot V_{in}: 22V \cdot V_{out}: 360V \cdot Power: 1kW \cdot f_s: 50kHz$$

그림 5(a)는 3상의 각 인덕터 전류의 인터리빙 동작을 나타내며 그림 5(b)는 인터리빙 동작으로 인한 입력 전류를 나타낸다. 그림 5(c)와 (d)는 각각 제안한 컨버터의 상측스위치와 하측 스위치의 ZVS 턴 온 동작을 나타내는 실험파형이다.

표 1의 5kW급으로 설계된 소자를 바탕으로 제안한 컨버터와 V6 컨버터의 이론적 효율을 계산하여 그림 6에 나타낸다. 계산 시 스위치의 스위칭손실 및 도통손실, 마그네틱 소자의 동손 및 철손, 커패시터 ESR 등 손실을 고려하였다. 제안하는 컨버터의 효율이 전 부하 영역에서 높은 것으로 나타나는데 이는 특히 제안한 방식이 손실의 큰 비중을 차지하는 1차측 스위치의 개수가 작고 ZVS 영역이 넓어 도통 손실과 스위칭 손실 측면에서 모두 유리하기 때문이다.

4. 결론

본 논문에서는 5kW급 이상의 연료전지 PCS에 적합한 3상 컨버터를 제안하였다. 제안한 3상 컨버터는 전류원 컨버터의 장점을 가지면서도 비대칭 PWM 스위칭 방식을 사용하기 때문에 기존의 전류원에서 사용해야 하는 별도의 스타트-업 회로 및 클램프 회로가 필요 없다. 그리고 듀티 범위가 0에서 1 이고 승압비가 높아 변압기 등 소자를 최적으로 설계할 수 있다. 또한 넓은 영역에서 모든 스위치의 ZVS 턴 온이 가능하여 고효율이 가능하다.

제안한 방식은 특히 용량이 크면서 연료전지와 같은 높은 승압을 요하는 응용에서 더욱 유리한 토폴로지라 하겠다. 1kW 급 시작품으로 제안한 방식의 타당성을 검증하였다.

참고 문헌

- [1] 최세완, "특집 : 대체에너지 발전시스템에서의 전력전자기술 - 연료전지 발전시스템에서의 전력전자기술", *전력전자학회지*, 제6권, 제1호, pp.30-36, 2003년 8월.
- [2] J. Lai, M. Shenck, K. Stanton, *Proceeding of Fuel Cell Seminar*, 2004.
- [3] Jih-Sheng Lai, "A high-performance V6 converter for fuel cell power conditioning system," in *Proc. IEEE VPPC*, pp.624-630, Sept. 2005.
- [4] Hyungjoon Kim, Changwoo Yoon, Sewan Choi, "An improved current-fed ZVS isolated boost converter for fuel cell applications," in *Proc. IEEE APEC*, pp.593-599, Feb. 2008.