

연료전지 응용을 위한 클램프회로 없는 고효율 절연형 부스트 컨버터

김형준, 김정근, 명홍재, 박성식, 허안드레이, 최세완
서울산업대학교

A High Efficiency Isolated Boost Converter without Clamp Circuits for Fuel Cell Application

Hyungjoon Kim, Jeonggeun Kim, Hongjae Myung, Sungsik Park, Andrey Khegay, Sewan Choi
Seoul National University of Technology

ABSTRACT

본 논문에서는 연료전지 응용을 위한 새로운 절연형 부스트 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 입력 전류 리플이 작고 높은 승압비를 가질 뿐만 아니라 클램프 회로와 스타트-업 회로가 필요없고 넓은 부하영역에서 영전압 턴온과 턴오프가 가능하여 고전력밀도 및 고효율을 달성할 수 있다. 제안하는 컨버터의 동작원리를 설명하였고 기존 컨버터와의 비교분석을 수행하였으며 시뮬레이션을 통해 본 방식의 타당성을 검증하였다.

1. 서론

연료전지는 일반적으로 출력전압이 낮고 부하에 따라 변동폭이 크기 때문에 이를 승압시키고 조정해야 하며 연료전지와 부하사이에는 안전과 노이즈의 차단 등을 위하여 절연이 필요하므로 절연형 DC-DC 컨버터의 사용이 요구되어진다.^[1] 이 같은 DC-DC 컨버터는 전압원 컨버터와 전류원 컨버터로 분류되는데 전압원 컨버터는 구성과 제어가 비교적 간단한 장점이 있지만 앞단에 인덕터가 있어 연료전지로 유입되는 전류 리플이 작으며 기본적으로 부스트형인 전류원 컨버터가 연료전지 응용과 같은 승압형 컨버터에 더욱 적합하다고 할 수 있다.

대표적인 전류원 컨버터의 토폴로지에는 풀브리지, 푸쉬풀 및 하프브리지 컨버터가 있다. 동일용량의 부하에 대하여 풀브리지 컨버터는 스위칭 소자수가 많은 단점이 있고, 푸쉬풀 컨버터는 턴수는 적으면서 전류정격이 큰 변압기 1차 측의 센터 탭과 관련하여 단차처리와 포화 문제가 있다. 그림 1과 같은 두 개의 인덕터로 인터리빙의 효과를 갖는 전류원 하프브리지 컨버터가 연료전지용 DC-DC 컨버터로 많이 사용되고 있다.^[2-4] 이 전류원 컨버터는 필터 인덕터와 스위치가 직렬로 연결되어 있어서 스위치 오프 시 변압기의 누설 인덕터에 의해 큰 전압 서지가 발생하므로 클램프 회로를 사용해야 하며, 전류원 컨버터의 특성상 오버랩 타이밍을 위하여 듀티가 항상 0.5 보다 크게 동작하므로 초기 구동시 큰 돌입전류를 방지하기 위한 별도의 스타트-업 회로가 필요한 단점이 있다.

본 논문에서는 기존의 전류원 컨버터와 같이 입력측에 두 개의 인덕터로 인터리빙을 할 수 있고 기본적으로 부스트형인 그림 2와 같은 전류원 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 다음과 같은 장점을 갖는다.

- 기존의 전류원 컨버터와 달리 스위칭동작 시 데드타임을 사용하기 때문에 초기 구동시 듀티가 0부터 동작할 수 있으므로 별도의 스타트-업 회로가 필요 없다.
- 누설 인덕터에 연속적으로 전류가 흐르기 때문에 스위치 턴 오프 시 급작스런 전류 변화에 의한 전압 서지가 발생하지 않아 클램프 회로가 필요 없다.
- ZVS 동작시 두개의 변압기가 직렬 연결되어 유효 누설 인덕턴스가 2배로 증가하므로 ZVS 영역이 넓어진다.
- 준구형파(Quasi-square Wave) 방식의 ZVS 턴오프 적용이 가능하다.
- 듀티 범위를 0에서 1까지 사용하므로 입력전압 범위가 넓은 연료전지 응용에 적합하다.

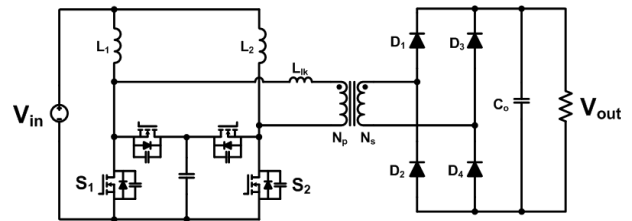


그림 1. 기존의 전류원 하프브리지 컨버터^[2-4]
Fig. 1 Conventional current-fed half bridge converter

2. 제안하는 컨버터의 동작원리

제안하는 컨버터는 그림 2에서 보듯이 저전압 측에 2개의 필터 인덕터, 4개의 MOSFET 스위치, 2개의 입력 커패시터, 2개의 고주파 변압기, 그리고 직렬 연결된 전압 더블러 (voltage

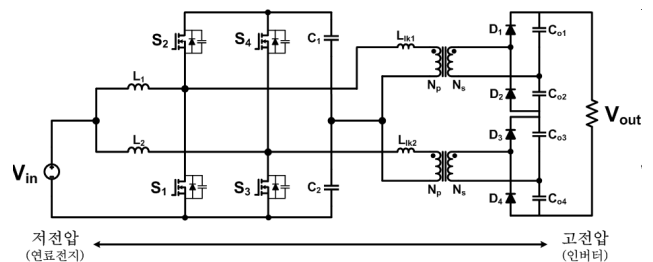


그림 2. 제안하는 DC-DC 컨버터
Fig. 2 Proposed DC-DC converter

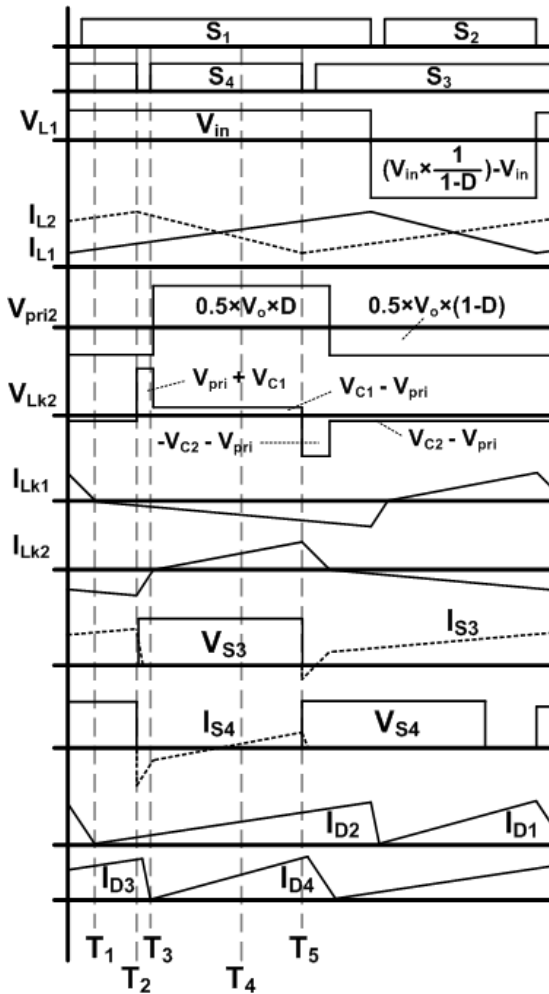


그림 3. 제안하는 컨버터의 주요 파형
Fig. 3 Main waveforms of proposed converter

Doubler)로 구성되어 있다. 저전압 측 각 레그는 그림 3과 같이 서로 180°의 위상차로 인터리빙하여 전류 리플을 감소시킨다. 또한 각 레그의 상·하측 스위치는 비대칭으로 출력전압을 제어하고 상보적(Complementary) 스위칭에 의해 변압기의 누설 인덕터와 스위치의 내부 커패시터를 이용하여 자연스럽게 ZVS를 성취할 수 있다. 고전압 측은 전압 더블러를 직렬로 구성하여 승압비를 상승시킨다.^[5-8]

제안하는 컨버터의 주요파형과 동작원리를 각각 그림 3과 그림 4에 나타내었다. 입력 필터의 크기는 충분히 커서 일정한 전류원으로 가정한다.

■ T₁ ~ T₂ (S₁ ON, S₃ ON, D₂ ON, D₄ ON)

S₁와 S₃가 턴온 일 때 누설 인덕터에 V_{an} - V_{pri1}가 인가되어 전류는 감소하는 기울기를 갖게 된다. 이 때 S₁과 S₃의 전류는 증가하게 되는데 각각의 스위치에는 I_{S1}=I_{Lf1}+I_{Lk1}, I_{S3}=I_{Lf2}+I_{Lk2}가 흐르게 된다. 스위치 양단의 전압은 입력 커패시터 V_{C1}+V_{C2}의 전압이 인가된다.

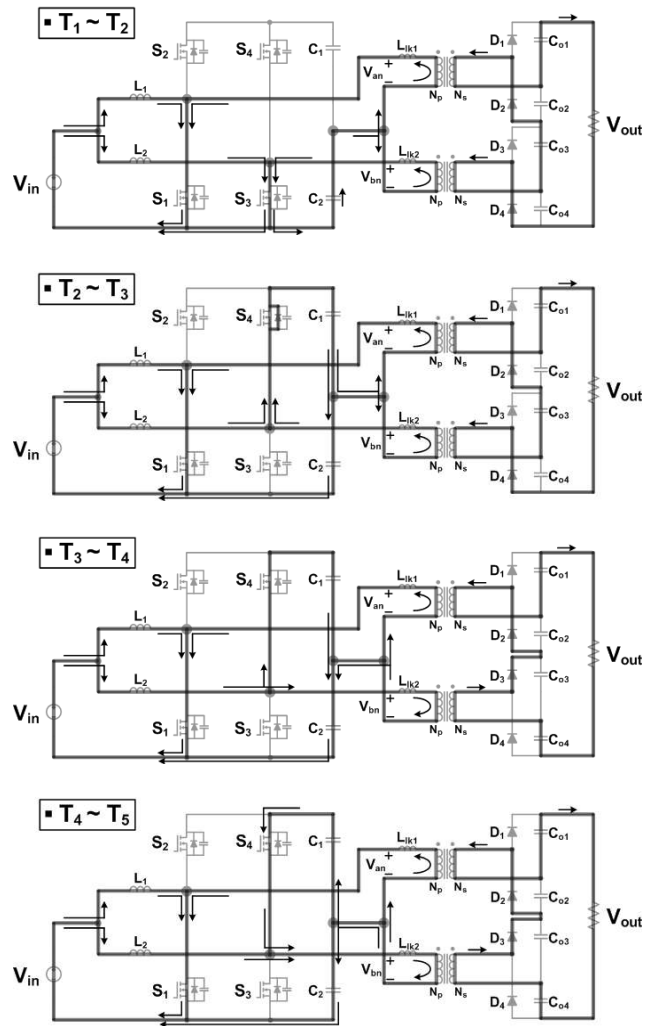


그림 4. 제안하는 컨버터의 동작모드
Fig. 4 Operation Modes of proposed converter

■ T₂ ~ T₃ (S₁ ON, D₂ ON, D₄ ON)

데드타임 구간으로서 S₃가 턴오프 되면서 S₃와 S₄의 내부커패시터가 각각 충전전을 하게 되며 이 때 변압기의 누설 인덕터에 인가되는 전압에 의해 I_{Lk1}은 증가, I_{Lk2}는 감소하여 고전압측 I_{D2}는 증가, I_{D4}는 감소를 하게 된다. 충전전이 완료되면 S₄의 내부 다이오드를 통해 흐른다.

■ T₃ ~ T₄ (S₁ ON, S₄ ON, D₂ ON, D₃ ON)

S₄에 게이트 신호가 인가되어 내부 다이오드로 흐르던 전류가 채널의 역방향으로 흐르는 동기정류방식으로 동작하며 전류는 계속적으로 감소하여 0이 된다.

■ T₄ ~ T₅ (S₁ ON, S₄ ON, D₂ ON, D₃ ON)

S₄ 채널의 역방향으로 흐르던 전류가 0이 된 후 자연스럽게 S₄ 채널의 정방향으로 흐르게 되어 ZVS가 성취된다. 이때 변압기의 누설 인덕터 L_{k1}, L_{k2}가 직렬로 보이기 때문에 유효 누설 인덕턴스는 2배 증가되는 효과를 갖게 되어 ZVS 영역이 넓어진다.

3. 기존 컨버터와의 비교

본 장에서는 그림 1의 기존의 컨버터와 그림 2의 제안하는 컨버터를 다음의 동일한 사양으로 설계한 후 특징 및 정격을 비교한다.

- Power = 1 kW
- $V_{in} = 22 \sim 50 \text{ V}$
- $V_{out} = 400 \text{ V}$
- $\Delta I_{in} = 10\%$
- $\Delta I_{out} = 20\%$
- $f_s = 100 \text{ kHz}$

위 사양으로 설계한 각 컨버터의 소자정격을 표 1에 비교하였다. 기존 컨버터는 출력전압이 한개의 변압기 턴비에 의해 소자의 전압 정격이 결정되는데 비해 제안하는 컨버터는 두개의 직렬연결된 변압기로 출력전압이 양분되므로 소자의 전압정격이 낮게 나타난다. 따라서 제안하는 컨버터는 스위치 $R_{DS(ON)}$ 과 다이오드의 역방향 회복시간 값이 작은 소자를 선정할 수 있으므로 손실을 저감할 수 있다. 또한 인덕터와 커패시터의 에너지 양이 작아 부피가 기존 컨버터에 비해 작다.

표 1 주요소자 정격 비교
Table 1 Comparison of main components rating

		기존 컨버터 (그림 1)	제안하는 컨버터 (그림 2)	
스위치	V_{peak}	140 V	70 V	
	I_{peak}	메인 클램프 60A 35A	60 A	
	$\frac{P_{sw}}{V_{pk} \cdot I_{pk}}$	0.037	0.06	
다이오드	V_{peak}	400 V	215 V	
	I_{peak}	11 A	15 A	
	$\frac{P_{sw}}{V_{pk} \cdot I_{pk}}$	0.056	0.155	
변압기	1:N	3.5	3.5×2	
	1차측	V_{rms}	76 V	27 V
		I_{rms}	15 A	22 A
	2차측	V_{rms}	265 V	95 V
		I_{rms}	4.3 A	6 A
kVA	1140 VA	$580 \text{ VA} \times 2$		
출력 커패시터	커패시턴스	4 uF	$5 \text{ uF} \times 4$	
	V_{peak}	400 V	160 V	
	σ^2 (PU)	1	0.8	
입력 인덕터	인덕턴스	$12 \text{ uH} \times 2$	$9 \text{ uH} \times 2$	
	I_{rms}	25 A	25 A	
	σ^2 (PU)	1	0.75	
보조 커패시터	커패시턴스	5 uF	$10 \text{ uF} \times 2$	
	V_{peak}	140 V	50 V	
	σ^2 (PU)	1	0.51	

표 2 주요 특징 비교
Table 2 Main Characteristics Comparison

	기존 방식(그림1)	제안하는 방식(그림2)
듀티 방식	오버랩 타임 필요	데드 타임 필요
전압 전달비	$V_o = \frac{V_i n}{1-D} = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{N C}{N P}$ (D= 0.5 ~ 1)	$V_o = \frac{V_i n}{1-D} = \frac{2}{1-D} \cdot \frac{N C}{N P}$ (D= 0 ~ 1)
ZVS 턴온	누설인덕터 1uH 이상일 때 전부하 영역 가능	누설인덕터 0.5uH 이상일 때 전부하 영역 가능
QSW ZVS 턴오프	적용 불가능	적용 가능
클램프 회로	필요함	필요 없음
스타트-업 회로	필요함	필요 없음

표 2에 두 방식의 주요 특징을 비교하였다. 제안하는 컨버터는 기존 컨버터에 비해 듀티 변화 폭이 2배가 크므로 넓은 입력전압 변동 폭을 갖는 연료전지 응용에 적합하다. 또한 스위칭 동작시 변압기의 유효 누설 인덕턴스가 커서 ZVS 턴온의 영역이 넓으며 준구형파 ZVS 턴오프의 적용이 가능하여 손실을 더욱 저감할 수 있다.

표 1의 설계된 정격을 바탕으로 실제 소자를 선정 한 후 제안하는 컨버터와 기존 컨버터의 효율을 계산하여 그림 5에 나타낸다. 기존 컨버터의 메인 스위치와 클램프회로 스위치로는 IRFB4224Pbf 를 병렬 연결하였고 다이오드는 IDP15E60 을 사용하였다. 제안하는 컨버터의 스위치와 다이오드는 각각 IRFB4110Pbf 과 SDB10S30 을 사용하였다. 제안하는 컨버터의 효율이 부하의 전 영역에 대하여 높은 것을 알 수 있다. 특히 부하가 증가함에 따라 도통손실의 비중이 커져 효율차이가 더욱 커지는 것을 볼 수 있다.

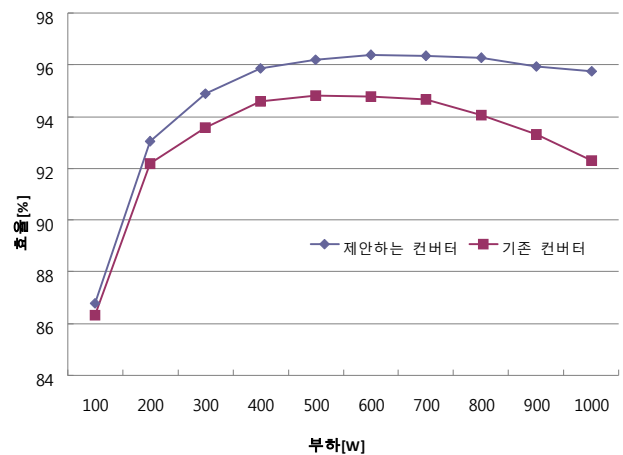
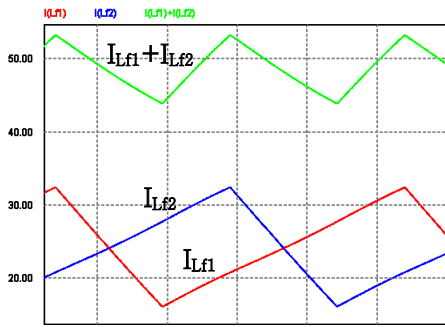


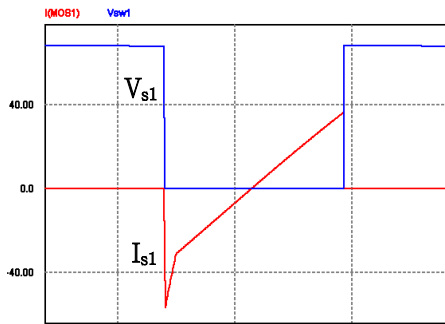
그림 5. 계산된 효율 비교
Fig. 5 Comparison of calculated efficiency

4. 모의실험

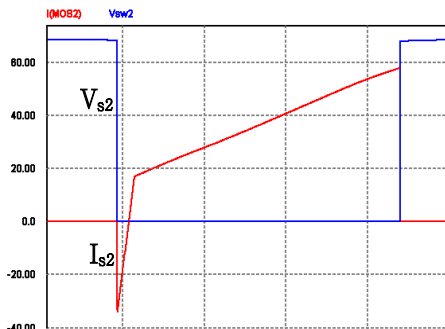
제안한 컨버터의 인덕터 전류, 상·하측 각 스위치의 전압, 전류 파형을 각각 그림 6에 나타내었다. 그림 6(a)는 인덕터 각각의 전류가 인터리빙 되어 입력 전류 리플이 감소되는 것을 볼 수 있다. 그림 6(b)와 (c)에서와 같이 각 스위치에서 ZVS 동작이 이루어지는 것을 볼 수 있으며 스위치 턴오프 시 전압 서지가 없는 것을 확인할 수 있다.



(a) 입력 필터의 인터리빙 파형



(b) 하측 스위치 S₁의 ZVS 파형



(c) 상측 스위치 S₂의 ZVS 파형

그림 6. 시뮬레이션 파형
Fig. 6 Simulated waveforms

5. 결론

본 논문에서는 연료전지 응용에 적합한 클램프 회로가 없는 절연형 부스트 컨버터를 제안하였다. 제안하는 컨버터의 동작 원리와 기존방식과의 비교분석을 수행하였으며 시뮬레이션을 통해 검증하였다. 제안한 컨버터는 스위칭 리플이 작으며 승압 비가 높은 기존의 전류형 컨버터의 특징을 가질 뿐만 아니라

스위칭 동작시 듀티의 데드타임을 사용하기 때문에 듀티 제어 폭이 크며 별도의 스타트-업 회로 및 클램프 회로가 필요하지 않다. 또한 턴온시 기존의 방식보다 넓은 ZVS 영역을 가지며 준 구형파(Quasi-square Wave) 방식에 의한 ZVS 턴오프 동작도 가능하여 스위칭 손실을 매우 작게 할 수 있다. 위와 같은 장점들로 인해 제안하는 컨버터는 기존 컨버터 방식에 비해 효율 및 전력 밀도 측면에서 우수하다. 최종 논문에서는 제안한 방식의 시작품을 제작하고 이로부터의 실험결과를 제시하고자 한다. 또한, 후속 연구로서 제안하는 컨버터의 다상화 연구 및 양방향 응용에 대한 연구를 수행하고자 한다.

참고 문헌

- [1] 최세완, “특집: 대체에너지 발전시스템에서의 전력전자기술 - 연료전지 발전시스템에서의 전력전자기술”, *전력전자학회지*, 제6권, 제1호, pp.30-36, 2003년 8월.
- [2] J.Lee, J.Jo, M.Jang, S.Choi, S Han, "A 10kW SOFC Low Voltage Battery Hybrid Power Conditioning System for Residential Use", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.21, Issue 2, pp.575-585, June 2006.
- [3] J. Lai, M. Shenck, K. Stanton, Proceedings of Fuel Cell Seminar, 2004
- [4] 장수진, 김진태, 이태원, 이병국, 원충연, “능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터를 적용한 연료전지 발전시스템”, *전력전자학회 논문지*, 제10권, 제1호, pp. 78-86, 2005년 2월
- [5] Peng F.Z, Hui Li, Gui-Jia Su, Lawler J.S, "A New ZVS Bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.19, No.1, pp.54-65, Jan. 2004
- [6] Khairy Fathy, Hyun Woo Lee, Tomokazu Mishima, Mutsuo Nakaoka, "Boost-Half Bridge Single Power Stage PWM DC-DC Converter for Small Scale Fuel Cell Stack", *IEEE Power and Energy Conference*, pp.426-431, Nov. 2006
- [7] Feel-Soon Kang, Sung-Jun Park, Cheul-U Kim, "ZVZCS Single-Stage PFC AC-to-DC Half-Bridge Converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.49, No.1, pp.206-216, Feb. 2002
- [8] 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, March. 2007