

연료전지 발전시스템에 적용된 고주파 절연형 ZVZCS PS-PWM DC-DC 컨버터의 설계 및 특성 해석

(The Characteristics Analysis and Design of High-Frequency Isolated Type ZVZCS PS-PWM DC-DC Converter with Fuel Cell Generation System)

문상필 · 김동헌 · 이현우 · 권순결 · 서기영*

(Sang-Pil Mun · Dong-Hun Kim · Hyun-Woo Lee · Soon-Kurl Kwon · Ki-Young Suh)

요 약

본 논문에서는 Ballard사의 1.2[kW]급 연료전지와 연료전지의 저전압(28~43[VDC])을 승압(380[VDC])시키기 위한 풀-브리지 직류-직류 컨버터, 그리고 승압된 직류 링크전압을 교류 전압(220[VAC], 60[Hz])으로 변환하기 위한 단상 풀-브리지 인버터로 구성된 연료전지 발전용 전력변환시스템 중 풀-브리지 고주파 절연형 영전압·영전류 스위칭 위상 천이 펄스폭 변조 직류-직류 컨버터를 제안하였다. 제안한 풀-브리지 고주파 절연형 영전압·영전류 스위칭 위상 천이 펄스폭 변조 직류-직류는 프리휠링 다이오드를 포함한 탭부 인덕터 필터를 이용하여 순환 전류를 저감시켰으며, 스위치 및 변압기의 턴-온, 턴-오프시에 오버슈트 전압이나 과도현상이 발생하지 않는다. 그리고 넓은 출력 전압 조정에도 효율을 93~97[%]정도 얻을 수 있으며, 출력 부하전류의 변화에 대해 거의 일정한 출력 전압 특성을 가졌다.

Abstract

In this paper, the proposed full-bridge high frequency isolated zero voltage and zero current switching phase shifted pulse width modulation(ZVZCS PS-PWM)DC-DC converter among fuel cell generation system consist of 1.2[kW] fuel cell of Nexa Power Module, full-bridge DC-DC converter to boost the fuel cell low voltage(28~43[VDC]) to 380[VDC] and a single phase full-bridge inverter is implemented to produce AC output(220[VAC], 60[Hz]). A tapped inductor filter with freewheeling diode is newly implemented in the output filter of the proposed full-bridge high frequency isolated ZVZCS PS-PWM DC-DC converter to suppress circulating current under the wide output voltage regulation range, thus to eliminate the switching and transformer turn-on/off over-short voltage or transient phenomena. Besides the efficiency of 93~97[%]is obtained over the wide output voltage regulation ranges and load variations.

Key Words : Full-Bridge DC-DC Converter, High Frequency Transformer, Phase Shifted PWM Control, Lossless Snubber Capacitors, Tapped Inductor Filter, Freewheeling Diode

* 주저자 : 경남대학교 전기공학과 교수

Tel : 055-249-2630, Fax : 055-249-2839, E-mail : skiyoun@kyungnam.ac.kr

접수일자 : 2005년 11월 16일, 1차심사 : 2005년 11월 22일, 2차심사 : 2006년 1월 2일, 심사완료 : 2006년 1월 9일

1. 서 론

최근, 급속히 산업 발달과 생활수준의 향상으로 인하여 전력 수요가 점차적으로 증대되고 있다. 이러한 전력수급 급증에 의해 화석연료 의존도가 높은 우리나라의 경우 국제환경 규제에 의한 온실가스 배출량의 감축 및 동결은 바로 산업생산의 위축을 가져오게 된다. 이에 따라 환경을 국가의 산업생산 활동과 연계시키고자 하는 선진국과의 경쟁에서 많은 어려움이 있을 것으로 예상되고 있다[1]. 이에 대한 대책으로 대체 에너지의 개발이 세계적으로 큰 관심이 되고 있다. 이러한 새로운 발전방식 중 비교적 용량이 작은 소규모의 발전설비는 태양광발전, 풍력발전, 연료전지발전 등이 있으며, 그 저장 장치로서는 배터리, 슈퍼 커패시터를 이용한 연료 전지나 태양 전지 등에 의한 신에너지 발전시스템, 환경을 고려한 차세대 자동차, 정보 통신용 직류 급전시스템 등이 있으며, 그에 대한 연구 개발이 한층 더 강력하게 추진되고 있다. 이러한 전기 시스템은 경제성, 안전성, 신뢰성면에서 비교적 낮은 직류 전압이 적용되어진다[1-3]. 이와 같은 상황에서 신에너지 발전시스템의 전력 제어 인터페이스는 저전압·대전류 출력 형태나 저전압·대전류 입력 형태의 고효율·저노이즈·고성능 고주파 스위칭 DC-DC 컨버터를 포함한 전력 변환 장치의 기술 개발이 국내외에서 활발하게 이루어지고 있다. 특히 고주파 스위칭시에 발생하는 스위칭 손실, 전압 피크의 상승, 전도성의 노이즈 및 방사성의 노이즈 등을 저감할 수 있는 고주파 절연형 영전압 스위칭 위상 펄스폭 변조(Zero Voltage Switching Phase Shift Pulse Width Modulation) DC-DC 컨버터가 각광을 받고 있으나 경부하시에 ZVS 동작이 실현되지 않아 고주파 변압기의 교류 전압이 제로가 되는 시점에서 귀선(歸線) 구간이 생겨 고주파 인버터 회로내의 반도체 소자와 고주파 변압기에 순환 전류가 흘러 컨버터의 효율이 저하되는 문제점이 발생되고 있다[4-7].

일반적으로 사용되어지는 고주파 절연형 ZVS PS-PWM DC-DC 컨버터는 스위칭 손실은 저감되지만 하드 스위칭 PWM DC-DC 컨버터에 비해 도통 손실이 커지는 문제가 있다. 이러한 문제점을 해결

하기 위하여 본 논문에서는 기존의 토폴로지의 단점들을 해결하고 넓은 부하 변화 및 출력 전압의 범위에서 동작이 가능한 새로운 고주파 절연형 ZVZCS PS-PWM DC-DC 컨버터를 제안하여 그 특성의 유용성을 확인하였다. 그리고 제안한 컨버터를 고체 고분자형 연료전지와 단상 풀-브리지 인버터로 구성된 전력변환기에 적용하여 그 실용성을 입증하였다.

2. 새로운 고주파 절연형 ZVZCS PS-PWM DC-DC 컨버터

그림 1과 같이 Ballard사의 1.2[kW]급 연료전지와 연료전지의 저전압(28~43[VDC])을 승압(380[VDC])시키기 위한 DC-DC 컨버터, 그리고 승압된 DC link 전압을 교류 전압(220[VAC], 60[Hz])으로 변환하기 위한 단상 풀-브리지 인버터로 구성된 연료전지 발전용 전력변환시스템 중 DC-DC 컨버터에 대하여 연구하였다.

본 연구에서 제안한 DC-DC 컨버터는 연료전지로부터의 저전압을 승압시켜 주는 것과 동시에 출력 DC link 전압제어를 통해 시스템의 안정성을 높여주며, 이때 사용된 절연변압기에 의해 전기적으로 절연과 승압을 동시에 할 수 있다.

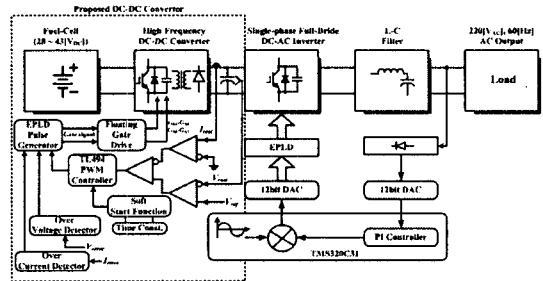


그림 1. 연료전지 발전시스템의 구성 및 제어 블록선도
Fig. 1. Control block diagram and composition of fuel-cell generation system

그림 2는 일반적인 고주파 절연형 ZVS PS-PWM DC-DC 컨버터의 회로를 나타낸 것이다. 그림 2에서 각 스위치($S_1 \sim S_4$)와 무손실 스너버 커패시터($C_1 \sim C_4$)가 병렬로 접속되며, ZVS 턴-오프가 실현된다. 그리고 스위치 S_3 과 S_4 는 턴-온시에 ZVS로 동작되

기 때문에 고주파 변압기 T_r 는 자화 인덕턴스 L_s 와 직렬 보조 인덕턴스 L_m 를 부분 공진용 인덕턴스로서 이용되며, 고주파 변압기 2차측에 있는 다이오드 D_6 - D_8 은 브리지 전파 정류 회로이다[4-5].

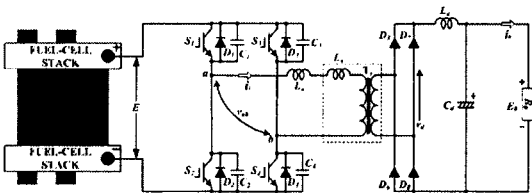


그림 2. 일반적인 연료전지 발전시스템의 ZVS PS-PWM DC-DC 컨버터
Fig. 2. ZVS PS-PWM DC-DC converter of conventional fuel-cell generation system

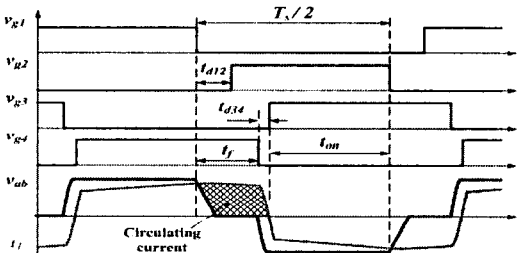


그림 3. 일반적인 DC-DC 컨버터의 각 스위치의 제어 신호 순서와 고주파 변압기의 전압과 전류의 동작 파형
Fig. 3. Control signal and high frequency transformer voltage and current waveforms of the conventional converter

그림 3은 일반적인 ZVS PS-PWM DC-DC 컨버터의 각 스위치의 제어 신호 순서와 고주파 변압기의 전압과 전류의 동작 파형을 나타낸 것이다.

그림 3에서 DC-DC 컨버터는 반주기 동안 PS-PWM으로 제어되며, 고주파 인버터 회로부의 출력 전압 v_{ab} 는 제로로 귀선 기간(blanking period) t_T 가 나타난다. 그리고 공진용 인덕턴스(L_m 과 L_s 의 결합 인덕턴스)에 의하여 고주파 변압기 1차측의 전류 i_L 이 환류(還流)되어 순환 전류가 생긴다. 이 순환전류에 의해서 도통 손실이 증대되며, DC-DC 컨버터의 효율이 저하되는 원인이다[6-7].

본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여 기존의 DC-DC 컨버터에 순환 전류를 저감시키기 위

하여 환류 다이오드(freewheeling diode)와 인덕터 필터를 추가한 고주파 절연형 ZVZCS PS-PWM DC-DC 컨버터를 제안하여 그림 4와 같이 나타내었다. 제안한 DC-DC 컨버터의 기준 스위치 S_1 , S_2 는 무손실 스너버 커패시터 C_1 , C_2 에 의하여 ZVS로 동작되며, 고주파 변압기 T_r 의 자화 인덕턴스 L_s 는 제어 스위치 S_3 과 S_4 의 ZCS 턴-온 동작에 필요한 무손실 스너버 인덕턴스로 이용된다. 그리고 환류 다이오드 D_9 는 탭부 인덕터의 L_{m2} 와 직렬로 접속되어 필터 역할을 함으로써 순환 전류를 저감시키는 동시에 스위치 S_3 과 S_4 를 ZCS 턴-오프 동작이 가능하다.

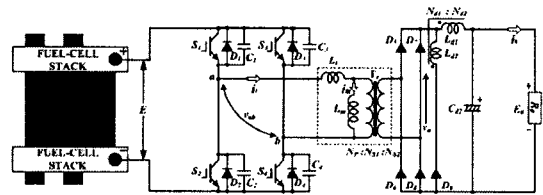


그림 4. 제안한 고주파 절연형 ZVZCS PS-PWM DC-DC 컨버터
Fig. 4. Proposed high-frequency isolated type ZVZCS PS-PWM DC-DC converter

그림 5는 제안한 DC-DC 컨버터의 각부 전압과 전류의 파형을 나타낸 것이며, 각 모드 등가 회로와 동작원리는 그림 6과 같다.

· 모드 0 ($t_7 = t < t_0$)

모드 0에서는 스위치 S_1 과 S_4 및 정류 다이오드 (D_6 , D_8)가 도통된 상태며, 스위치 S_2 , S_3 및 정류 다이오드(D_6 , D_7), 환류 다이오드 D_9 는 오프된 상태에 있는 모드이다. 이때 직류 전원 전압 E는 고주파 변압기 T_r 를 통하여 부하 R_0 에 전력을 공급한다.

· 모드 1 ($t_0 < t_1$)

모드 1은 스위치 S_1 이 턴-오프되는 모드이다. 이때 스위치 S_1 에 흐르고 있던 전류는 무손실 스너버 커패시터 C_1 을 충전시키며 동시에 커패시터 C_2 를 방전시켜 ZVS로 턴-오프한다. 모드 1에서 스위치 S_1 에 걸리는 전압을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$v_{S1}(t) = \frac{i_m(t_0) + i_{D6}(t_0)/\alpha}{2C} (t - t_0) \quad (1)$$

식 (1)에서 $\alpha_T = N_p/N_s$ 는 고주파 변압기의 권수 비이며, 스위치 S_2 에 걸리는 전압 v_{S2} 는 식 (2)을 근거하여 제로로 감소한다.

$$v_{S2}(t) = E - v_{S1}(t) \quad (2)$$

이 때 고주파 변압기 T_r 의 2차측 정류 다이오드 D_5, D_6 에 걸리는 정류 출력전압 v_d 는 다음과 같이 선형적으로 감소한다.

$$v_d(t) = \frac{(E - v_{S1}(t))}{\alpha_T} \quad (3)$$

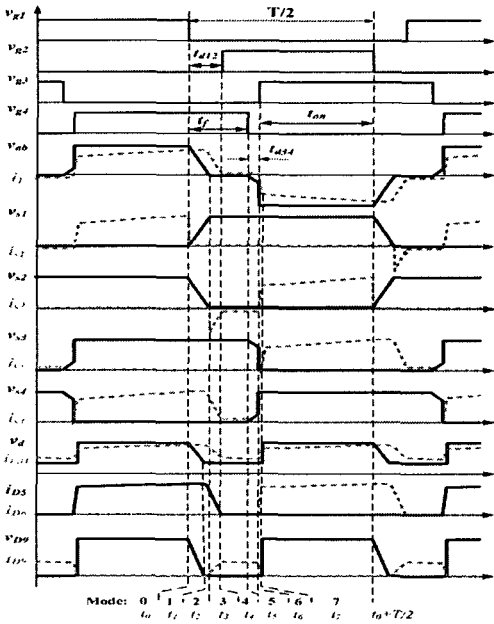


그림 5. 제안한 DC-DC 컨버터의 각부 전압과 전류 동작 파형

Fig. 5. The each voltage and current operation waveform of proposed DC-DC converter

· 모드 2($t_1 < t_2$)

모드 2는 정류 출력전압 v_d 가 $v_d(t) = \alpha_L \cdot E_0$ 가 점일 때 탭부 인덕터 L_{α} 에 접속된 환류 다이오드 D_9 가 온되는 모드이다. 이 때 $\alpha_L = n_2/(n_1 + n_2)$ 는 탭부 인덕터 필터의 권수비라고 정의할 수 있으며, 고주파 변압기의 여자 인덕턴스 L_m 이 비교적 크기

때문에 이 기간중에 여자 전류 i_m 과 정류 전류 i_{D5} 는 일정하다. 이것을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$i_m(t_1) = i_m(t_0) \quad (4)$$

$$i_{D5}(t_1) = i_{D5}(t_0) \quad (5)$$

식 (3)~식 (5)를 이용하여 식 (1)을 다시 정리하면 식 (6)과 같다.

$$v_{S1}(t) = \frac{i_m(t_0) + i_{D5}(t_0)/\alpha_T}{2C}(t - t_0) = E - (\alpha_T \cdot \alpha_T \cdot E_0) \quad (6)$$

다이오드 D_9 가 온되면 부하 전류 i_0 은 D_9, L_{α} 에 흐르며, 전압 $v_d(t) = \alpha_L \cdot E_0$ 는 고주파 변압기 T_r 의 2차측에 인가되어 정류 전류 i_{D5} 의 감소시킨다. 이것을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{L_s}{\alpha_T} \cdot \frac{di_{D5}(t)}{dt} = v_{S2}(t) - (\alpha_L \times \alpha_T \times E_0) \quad (7)$$

시각 t_1 시점 이후의 전압 $v_{S1}(t)$ 을 식으로 표현하면 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$v_{S1}(t) = v_{S1}(t_1) + \frac{i_m(t_0) + i_{D5}(t)/\alpha_T}{2C}(t - t_1) \quad (8)$$

· 모드 3($t_2 < t_3$)

모드 3은 $v_{S2} = 0$ 에 이르면 다이오드 D_2 가 도통되는 모드이다. 이때 고주파 변압기 T_r 의 1차측 전류 i_1 은 스위치 S_4 와 스위치 S_2 의 다이오드 D_2 를 통하여 환류되며, 정류 전류 i_{D5} 가 0에 이르면 모드 4로 전환된다. 그리고 정류 전류 i_{D5} 는 다음과 같은 식으로 나타난다.

$$i_{D5}(t) = i_{D5}(t_2) - \frac{\alpha_L \times \alpha_T^2 E_0}{L_s}(t - t_2) \quad (9)$$

모드 3에서 만일 경부하 출력인 경우 다이오드 D_6 가 오프되어 부하 전류 i_0 은 전부 환류 다이오드 D_9 로 환류되며, 여자 전류 $i_m(t_2) = i_m(t_0)$ 로 되어 v_{S1} 은 다음과 같이 상승한다.

$$v_{s1}(t) = v_{s1}(t_2) + \frac{i_m(t_0)}{2C}(t - t_2) \quad (10)$$

· 모드 4($t_3 < t_4$)

모드 4는 스위치 S_4 에 고주파 변압기 T_r 의 여자 전류 $i_m(t_0)$ 만이 흐르는 모드이다.

· 모드 5($t_4 < t_5$)

모드 5는 스위치 S_4 가 ZCS로 턴-오프되는 모드이다. 이때 스위치 S_4 의 전류는 고주파 변압기 T_r 의 여자 전류 i_m 만 존재한다. 그리고 모드 5에서 출력기생 용량 C_3, C_4 가 존재하기 때문에 스위치 S_3 과 S_4 에 걸리는 전압은 부드럽게 변화하는 특성을 가진다.

· 모드 6($t_5 < t_6$)

모드 6은 스위치 S_3 가 턴-온되는 모드이다. 이때 고주파 변압기 T_r 가 자화 인덕턴스 L_f 에 의하여 스

위치 S_3 의 전류 i_{s3} 를 제로로부터 급격하게 상승한다. 그리고 환류 다이오드 D_9 의 전류 i_{D9} 가 서서히 감소하여 제로가 되면 모드 6은 종료된다.

· 모드 7($t_6 < t_7$)

모드 7은 직류 전원 전압 E 로부터 스위치 S_2 와 S_3 , 고주파 변압기 T_r , 정류 다이오드 D_6, D_7 을 통하여 부하 R_0 에 전력이 공급되는 모드이다.

제안한 DC-DC 컨버터는 1/2주기 동안 그림 6의 등가회로 및 동작모드로 설명되어지며, 나머지 1/2주기 동안에는 스위치 S_1 과 S_4 의 동작이 스위치 S_2 와 S_3 의 동작으로 교체될 뿐 서로 대칭적으로 변화한다.

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 사용된 Ballard사의 1.2[kW]급 연료전지 스택의 사양은 다음과 같다.

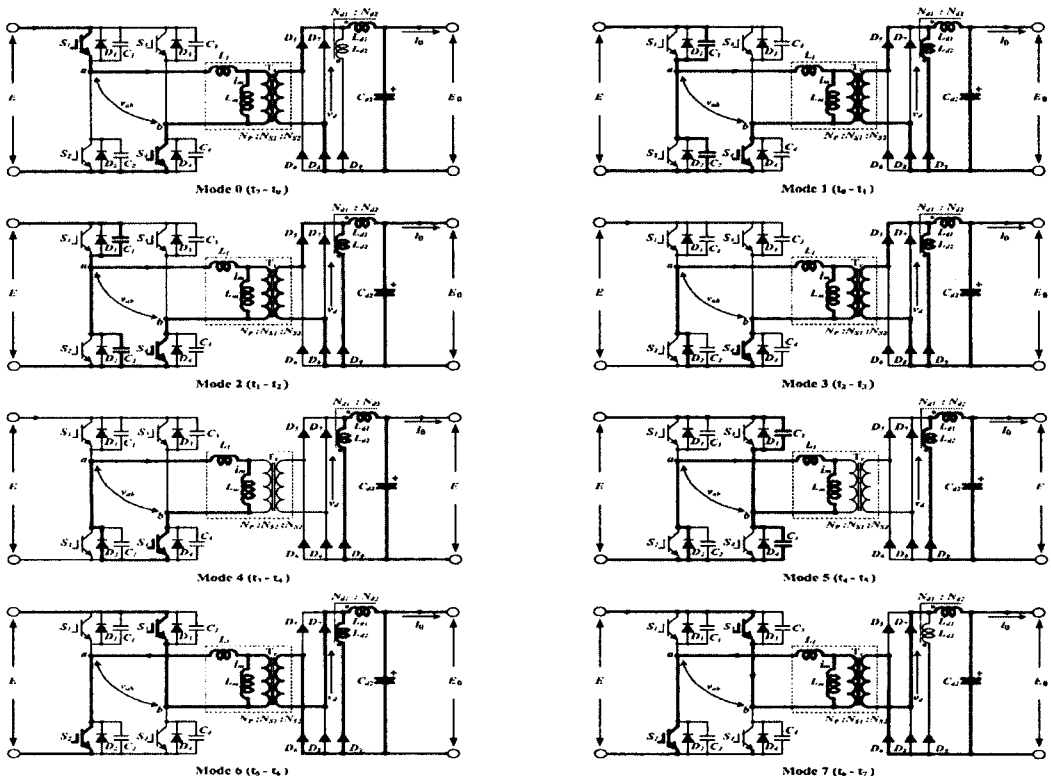


그림 6. 제안한 DC-DC 컨버터의 1/2주기 동안 동작 모드

Fig. 6. Equivalent circuit during a half period of the proposed DC-DC converter

1. 정격출력과 전류 : 1200[W], 0~46[A]
2. DC전압범위 : 28~43[Vdc](평균 36[V])
3. 동작수명 : 1500시간
4. 순도 : 99.99[%] 전조 수소가스
5. 공급압력 : 10~250[PSIG]
6. 외부온도 : 3~30[°C]
7. 상대습도 : 0~95[%]

그리고 공기는 대기에서 공급 받고 용량47[l], 순도 99.99[%]의 탱크에서 청정하고 건조한 수소를 공급받으며, 연료전지의 특성은 47개의 셀이 직렬로 연결되어 활성화 셀 범위에서 제조사의 데이터로부터 이용할 수 없지만 50[cm²]인 것으로 추정한다. 그 외 DC-DC 컨버터의 설계 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. 시뮬레이션 및 실험에 사용된 회로정수
Table 1. Circuit parameter using experiment and simulation

입력 직류 전압	E	36[V]
스위칭 주파수	fs	100[kHz]
스위치(MOSFET)	S ₁ ~S ₄	IRFPS3810(V _{DC} =100[V], R _{DS} =0.009[Ω], I _{CS} =170[A])
정류 다이오드	D ₁ ~D ₂	FGF60BA60(V _{RRM} =800[V], I _F =80[A])
플리휠링 다이오드	D ₃	30L2C41(V _{RRM} =800[V], I _F =30[A])
무손실 스너버 커패시터	C ₁ , C ₂	10[nF]
	C ₃ , C ₄	20[nF]
고주파 권수비	a _T	1 : 4
	L ₀	70[μH]
변압기	L _S -L ₁	300[nH]
	L ₂	200[nH]
템부 인덕턴스	L ₀₁ , L ₀₂	L ₀₁ =70[μH](n1=18[tums]) L ₀₂ =11[μH](n1=8[tums])
	L ₃	L ₃ =70[μH](Core : PQ50/50)
출력 필터용 인덕턴스	L ₄	70[μH]
템부 인덕터의 권수비	a _L	0.33

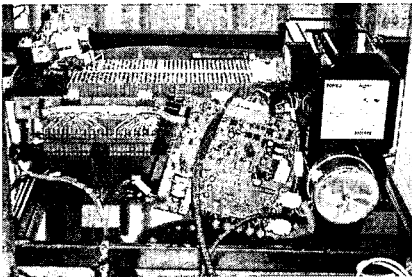
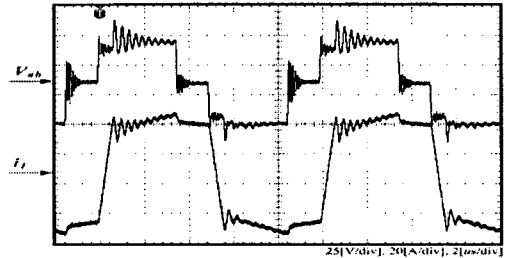


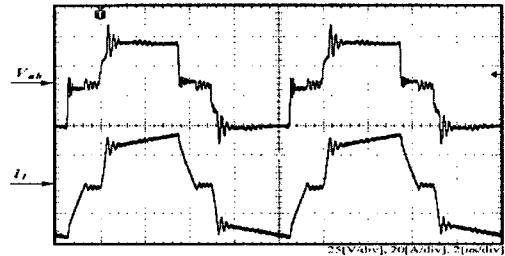
그림 7. 연료전지용 전력변환장치의 외형
Fig. 7. The external fuel cell power conversion system

그림 7은 실험에 사용된 연료전지용 전력변환장치

의 외형을 나타낸 것이다. 그림 8은 중부하시 기존의 DC-DC 컨버터(그림 8 (a))와 제안한 DC-DC 컨버터(그림 8 (b))의 고주파 변압기 1차측의 전압 v_{ab} 과 전류 i_1 의 파형을 나타낸 것이다. 그림 8에서 기존의 DC-DC 컨버터보다 제안한 DC-DC 컨버터에서 순환 전류가 저감되는 것을 확인할 수 있다.



(a) Conventional ZVS PS-PWM DC-DC power converter



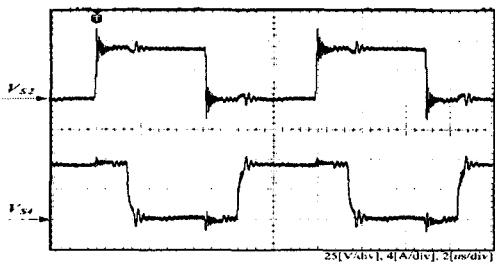
(b) Proposed ZVZCS PS-PWM DC-DC power converter

그림 8. 중부하시 고주파 변압기의 1차측의 전압 v_{ab} 과 전류 i_1 의 파형

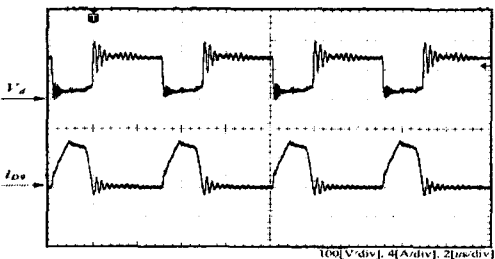
Fig. 8. High frequency transformer primary side voltage v_{ab} and current i_1 waveforms under full load condition

그림 9는 제안한 고주파 절연형 ZVZCS PS-PWM DC-DC 컨버터의 각부 실험 파형을 나타낸 것이다. 그림 9 (a)는 스위치 S_2 와 S_4 의 파형이며, 그림 9 (b)는 정류 전압 v_d 와 환류 다이오드 D_3 의 전류 i_{D3} 의 파형이며, 그림 9 (c)는 고주파 변압기 T_1 의 1차측 전압 v_{ab} 과 환류 다이오드 D_3 의 전류 i_{D3} 의 파형이다. 그림 9 (a)에서 각 스위치에는 큰 전압 서지가 발생하지 않으며, 기존 스위치 S_1 , S_2 는 ZVS, 제어 스위치 S_3 , S_4 는 ZCS로 동작되어진다고 할 수 있다. 그림 9 (b)에서 알 수 있듯이 환류(還流)기간중에 정류 전압 v_d 가 제로까지 떨어지지 않고, $v_d(t) =$

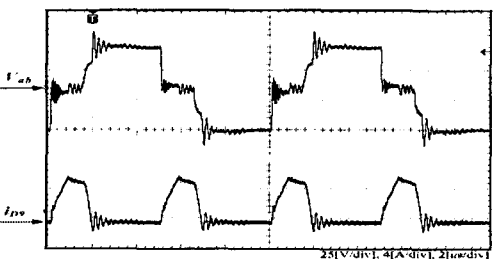
$\alpha_L \cdot E_0$ 값에 클램프 된다. 그림 9 (c)에서 알 수 있듯이 순환 전류는 고주파 변압기에 흐르지 않고, 환류 다이오드 D_3 에 흐르는 것을 확인할 수 있다.



(a) Voltage waveforms across switches S_2 and S_4



(b) Rectified voltage v_d and freewheeling diode current i_{D3} waveforms



(c) High frequency transformer voltage v_{ab} and freewheeling diode current i_{D3} waveforms

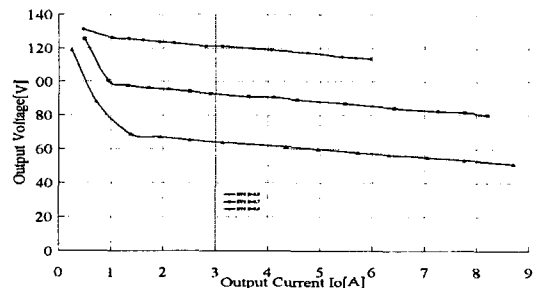
그림 9. 제안한 고주파 절연형 ZVZCS PS-PWM DC-DC 컨버터의 각부 실험 파형

Fig. 9. The each experimental waveforms of the proposed ZVZCS PS-PWM DC-DC converter

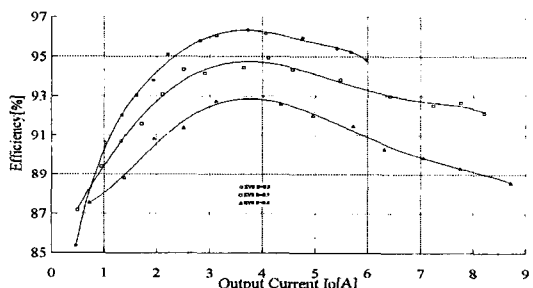
그림 10와 그림 11은 기존의 DC-DC 컨버터와 제안한 DC-DC 컨버터의 출력 전압 특성과 효율 특성을 각각 나타낸 것이다.

두 그림에서 알 수 있듯이 제안한 DC-DC 컨버터는 출력 부하전류의 변화에 대해 거의 일정한 출력

전압 특성을 얻을 수 있으며, 효율의 특성도 기존의 DC-DC 컨버터보다 듀티를 D 조정에 관계없이 비교적 높다 효율을 가지게 것을 확인할 수 있다.



(a) Output voltage as function of the output current and duty cycle D



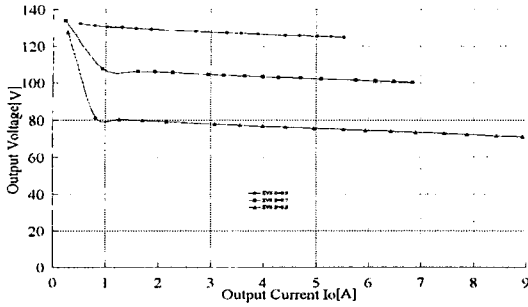
(b) Efficiency as function of the output current and duty cycle D

그림 10. 기존 컨버터의 출력전압과 효율 특성
Fig. 10. Conventional converter output voltage and efficiency characteristics

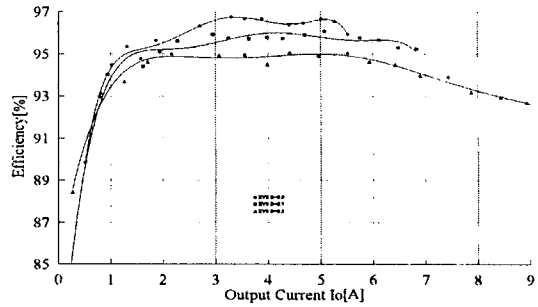
4. 결 론

본 논문에서는 Ballard사의 1.2[kW]급 연료전지와 연료전지의 저전압(28~43[VDC])을 승압(380[VDC]) 시키기 위한 DC-DC 컨버터, 그리고 승압된 DC link 전압을 교류 전압(220[VAC], 60[Hz])으로 변환하기 위한 단상 풀-브리지 인버터로 구성된 연료전지 발전용 전력변환시스템 중 새로운 DC-DC 컨버터를 제안하였다.

제안한 고주파 절연형 ZVZCS PS-PWM DC-DC 컨버터는 환류 다이오드를 포함한 탭부 인덕터 필터를 이용하여 순환 전류를 저감시켰으며, 스위치 및 변압기의 턴-온, 턴-오프시에 오버슈트나 링잉이 발생하지 않는다. 그리고 넓은 출력 전압 조정에도



(a) Output voltage as function of the output current and duty cycle D



(b) Efficiency as function of the output current and duty cycle D

그림 11. 제안한 컨버터의 출력전압과 효율 특성

Fig. 11. Proposed converter output voltage and efficiency characteristics

효율을 93~97[%]정도 얻을 수 있으며, 출력 부하전류의 변화에 대해 거의 일정한 출력 전압 특성을 가진다. 그러므로 본 연구에서 제안한 DC-DC 컨버터를 저전압·대전류 입력전원을 갖는 전원 시스템이나 1.2[kW]급의 연료 전지 발전의 전력 제어 인터페이스 회로 등에 적용하면 유용한 결과를 얻을 수 있을 것으로 판단되어진다.

본 연구는 2005학년도 경남대학교 학술논문게재 연구비 지원으로 이루어졌습니다.

References

- [1] 최세완, "연료전지 발전시스템에서의 전력전자기술", 전력전자학회지, 제 8권, 제4호, pp. 30~35, 2003.
- [2] A. B. Stambouli and E. Traversa, "Fuel cells, an alternative to stansources of energy," Renewable Sustainable Energy Rev., vol. 6, pp. 297 - 306, 2002.
- [3] M. W. Ellis, M. R. Von Spakovsky, and D. J. Nelson, "Fuel cell systems: Efficient, flexible energy conversion for the 21st century," Proc. IEEE, vol. 89, no. 12, pp. 1808 - 1818, Dec. 2001.
- [4] Patterson and D. M. Divan, "Pseudo-resonant full bridge DC/DC converter", IEEE FESC Record, Vol. 2, pp. 424~430, 1987.
- [5] J.A. Sabate, B.H. Cho, "Design considerations for high voltage high-power full-bridge zero-voltage switched PWM converter", Proc. IEEE AFEC conf., pp. 275~284, 1990.
- [6] E.S.Kim, B.D.Yoon, "An improved soft-switching PWM FB DC/DC converter for reducing conduction losses", IEEE Trans., Vol. 14, No.2, pp. 258~263, 1999.
- [7] J.C. Cho, J.W. Back, C.Y. Jeong, D.W. Yoo, and K.Y. Joe, "Novel zero-voltage and zero-current-switching full bridge PWM converter using transformer auxiliary winding", IEEE Trans., Vol. 15, No. 2, pp. 250~257, 2000.

- [8] S.J. Jeon, G. H. Cho, "A zero-voltage and zero-current switching full bridge DC-DC converter with transformer isolation", IEEE Trans., Vol. 16, No. 5, pp. 573~580, 2001.
- [9] S. Moisseev, 宗進耕兒, 中岡睦雄, "高周波絶縁形ソフトスイッチングDC-DCコンバータのタップ付インダクタフィルタの最適化設計", 平成16年電気學會全國大會講演論文集, Vol.4, p113, 2003.

◇ 저자소개 ◇

문상필 (文相弼)

1975년 2월 9일생. 1997년 부경대 전기공학과 졸업. 1999년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사).

김동헌 (金東憲)

1970년 3월 8일생. 1995년 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대 전기공학과 교수.

이현우 (李鉉雨)

1953년 4월 28일생. 1979년 동아대 전기공학과 졸업. 1984년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동아대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대 전기공학과 교수.

권순결 (權純杰)

1951년 10월 19일생. 1973년 부경대 전기공학과 졸업. 1980년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대 전기공학과 교수.

서기영 (徐基永)

1942년 4월 18일생. 1965년 한양대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대 전기전자공학부 교수.