

능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터를 적용한 연료전지 발전시스템

張水珍^{*}, 金鎭兌^{**}, 李泰遠^{*}, 李秉國^{***}, 元忠淵[†]

Fuel Cell Generation Systems with Active Clamp Current fed Half Bridge Converter

S.J. Jang, J.T. Kim, T.W. Lee, B.K. Lee, and C.Y. Won

요 약

최근 들어, 저전압·대전류 출력 특성을 갖는 연료전지를 위한 새로운 발전시스템이 주목받고 있다. 연료전지 발전시스템에서는 dc-dc 승압용 컨버터와 dc-ac 인버터가 필요하다. 그러므로 본 논문에서는 연료전지 발전시스템을 위한 ZVS 동작을 가진 dc-dc 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 일반적인 dc-dc 컨버터에 비해 높은 효율과 높은 소자 이용율을 가진다.

연료전지 발전시스템은 연료전지(PEMFC)의 낮은 전압(28~43[Vdc])을 380[Vdc]로 승압하기 위한 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터로 구성하였다. 단상 풀 브리지 인버터는 220[Vac], 60[Hz] 교류 출력을 얻기 위해 적용하였다.

ABSTRACT

Recently, a fuel cell with low voltage and high current output characteristics is remarkable for new generation system. It needs both a dc-dc boost converter and dc-ac inverter to be used in fuel cell generation system. Therefore, this paper presents dc-dc active clamp current-fed half-bridge converter with ZVS for fuel cell generation system. The proposed converter has outstanding advantages over the conventional dc-dc converters with respect to high efficiency and high component utilization.

The Fuel Cell generation system consist of active clamp current-fed half-bridge converter to boost the Fuel Cell(PEMFC) voltage(28~43[Vdc]) to 380[Vdc]. A single phase full-bridge inverter is implemented to produce 220[Vac], 60[Hz] AC outputs.

Key Words : Fuel Cell, active clamp current-fed half-bridge converter, single phase full-bridge inverter

1. 서 론

최근 대체에너지로서 관심을 받고 있는 연료전지는

저전압·대전류의 특성을 가지고 있다. 예를 들어, 3[kW]급의 고체고분자 연료전지의 경우는 각 셀의 결합 방법에 따라 직류 20~36[Vdc], 39~72[Vdc]등의 저전압 출력을 갖는다.

이러한 연료전지로부터 만들어진 저전압을 상용 전원으로 사용하기 위해서는 승압용 컨버터와 인버터가 결합된 전력변환기가 필요하다^[1].

그리고 연료전지는 전류 리플에 큰 영향을 받기 때문에 전력변환기의 승압용 컨버터는 입력 전류 리플을

[†]교신저자 : 정회원, 성균관대학교 정보통신공학부 교수
E-mail : won@yurim.skku.ac.kr

^{*}정회원, 성균관대 메카트로닉스공학과 박사과정

^{**}정회원, 삼성중공업 메카트로닉스센터 지능제어연구부

^{***}정회원, 한국전기연구원 전력전자연구그룹

접수일자 : 2004. 8. 26 1차 심사 : 2004. 9. 22

심사완료 : 2004. 11. 15

적게 할 수 있는 기존의 전압형 보다는 전류형 컨버터가 매우 적합하다^{[1][2]}.

또한, 전력변환기에 적용되는 컨버터는 높은 효율, 간단한 구조, 높은 전력 밀도를 가져야만 한다^[3].

기존 승압방식의 전력변환 장치 중 높은 승압 비를 가지며 전압 스트레스가 적고 소자 이용률이 높은 전류형 하프 브리지 컨버터가 있다^{[4][5]}.

그러나 변압기에 존재하는 누설 인덕턴스로 인해 발생하는 서지는 스위치에 손실 및 내압을 초과 시에는 파괴로 이어질 수 있어 이러한 전압 스트레스를 막기 위해 스너버 회로를 사용한다.

수동소자를 이용한 무손실 스너버는 높은 효율을 갖지만 소프트 스위칭을 위한 최적 설계가 복잡하며, 스위치의 턴오프 시에만 소프트 스위칭이 가능하다.

능동형 무손실 스너버를 적용한 컨버터는 구조가 간단하며, 주 스위치 및 보조스위치의 상호 동작으로 모든 스위치의 턴온·턴오프 시에 소프트 스위칭을 가능하게 한다^[6].

그러나 보조스위치에 걸리는 전압은 주스위치에 걸리는 전압의 2배가 되므로 높은 내압의 보조스위치가 필요로 하게 된다^{[7][8][9][10]}.

따라서 기존 토폴로지의 단점들을 해결하고 스위치의 턴온·턴오프 시에도 소프트 스위칭이 가능한 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터를 제안하였다.

본 논문에서는 제안한 컨버터를 교체고분자형 연료전지와 단상 풀 브리지 인버터로 구성된 전력변환기에 적용하였다.

2. 제안된 연료전지 발전시스템

본 논문에서 제안한 연료전지 발전시스템은 그림 1과 같이 Ballard사의 1.2[kW]급 연료전지를 사용하였다.

발전시스템은 연료전지의 저전압(28~43[Vdc])을 승압(380[Vdc])시키기 위한 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터, 교류전압(220[Vac], 60[Hz])으로 변환시키기 위한 단상 풀 브리지 인버터로 구성하였다.

능동 클램프 전류형 하프브리지 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.

승압된 DC link 전압을 교류전압으로 변환하기 위한 단상 풀 브리지 인버터의 출력전압(220[Vac], 60[Hz]) 제어는 DSP(TMS320C31)를 사용하였다.

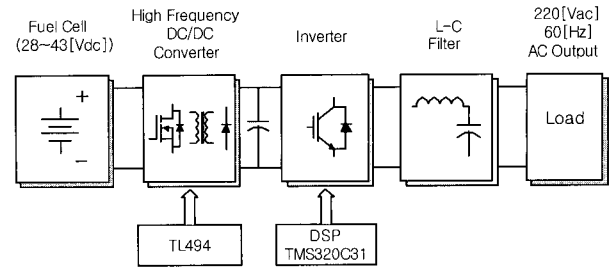


그림 1 연료전지 발전시스템의 구성
Fig. 1 Block diagram of fuel cell generation system

2.1 연료전지 발전시스템에 적용된 능동 클램프 전류형 하프브리지 컨버터

제안된 컨버터의 특징은 내장 다이오드를 가지고 있는 2개의 보조스위치와 1개의 커패시터를 이용하여 각각의 주스위치에 걸리는 전압을 영전압 스위칭 및 클램프 할 수 있다^[6].

주스위치와 보조스witch는 고주파 변압기의 누설 인덕터와 클램프 커패시터 및 스위치의 출력 커패시터의 공진을 이용하여 영전압 스위칭을 하므로 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

그러므로 고주파 변압기는 적당한 값의 누설 인덕턴스를 가지도록 설계 및 제작하고, 필요시에는 추가 인덕터를 삽입하여야 한다.

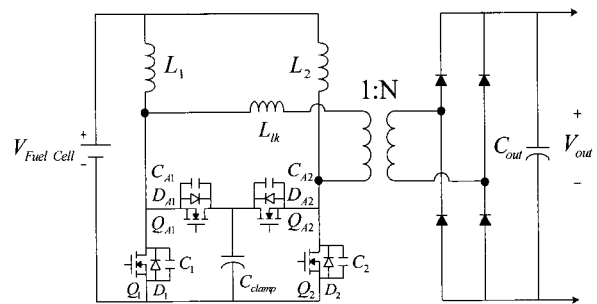


그림 2 제안된 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터
Fig. 2 Proposed active clamp current-fed half bridge converter

2.2 상태 해석 시 고려사항

제안된 회로의 정상상태 해석을 위해 입력 측의 인덕터는 그 크기가 전류의 리플을 무시할 수 있을 만큼 적당히 크다고 가정하여 인덕터에 흐르는 전류는 전류형으로 해석한다.

또한, 한 주기의 동작 중 각각의 반주기는 주 스위치 Q_1 과 Q_2 에 의해 대칭적으로 동작하므로 반주기에 대해서만 해석하도록 한다.

이전 기간에서 주스위치 Q_2 는 영전압 턴온하여 인덕터 L_1, L_2 에는 전류가 축적되고 클램프 커패시터 C_{clamp} , 보조스위치의 출력 커패시터 C_{A1}, C_{A2} 에는 nV_{out} 의 전압으로 충전되어 있다. 여기서, n 은 1/N로 1차권선과 2차권선의 권수비를 나타낸다.

• 모드 1 : 전류 축적 기간(t_0-t_1)

주스위치와 보조스위치는 모두 턴온되어 인덕터 L_1 과 L_2 에는 전류가 축적 되고 있으며 보조스위치에는 nV_{out} 의 전압이 걸린다. 부하의 출력 전압은 C_{out} 에서 공급한다.

• 모드 2 : 커패시터 충전 기간(t_1-t_2)

주스위치 Q_2 는 이전 상태와 같이 턴온을 유지한다. Q_1 이 턴오프 되면서 Q_1 으로 흐르던 전류는 주스위치의 출력 커패시터 C_1 을 충전시키고 보조스위치의 출력 커패시터 C_{A1} 을 방전시킨다. 이때, Q_1 에 걸리는 전압은 v_{total} 로 식(1)의 형태로 선형적으로 증가한다.

$$v_{total} = \frac{I_{L1}}{C_{total}} (t - t_1) \tag{1}$$

$$C_{total} = C_1 + (C_{A1} \parallel C_{clamp})$$

• 모드 3 : 내장 다이오드 도통 기간(t_2-t_3)

인덕터 L_1 에 축적 되어 있던 전류는 고주파 변압기를 통해 2차측으로 전달된다.

보조스위치의 출력 커패시터 C_{A1} 을 방전시킨 전류는 보조스위치 Q_{A1} 의 내장 다이오드 D_{A1} 을 통해 클램프 커패시터 C_{clamp} 를 충전한다.

이때, D_{A1} 이 도통되고 Q_{A1} 에 걸리는 전압을 0으로 만들면서 다음 기간에 Q_{A1} 이 턴온 할 때 영전압 스위칭이 가능하도록 해준다.

• 모드 4 : 클램프 커패시터 충전 기간(t_3-t_4)

보조스위치의 내장 다이오드 D_{A1} 에 의해 보조스위치 Q_{A1} 은 영전압 턴온을 하며, 클램프 커패시터 C_{clamp} 에 걸리는 전압과 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$v_{clamp}(t) = I_{L1} \cdot Z_0 \cdot \sin(w_0(t - t_2)) + V_o \cdot n \tag{2}$$

$$i_{clamp}(t) = I_{L1} \cdot \cos(w_0(t - t_2)) \tag{3}$$

$$w_0 - \text{공진 주파수, } \frac{1}{\sqrt{L_{lk} \cdot C_{clamp}}}$$

$$Z_0 - \text{특성 임피던스, } \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_{clamp}}}$$

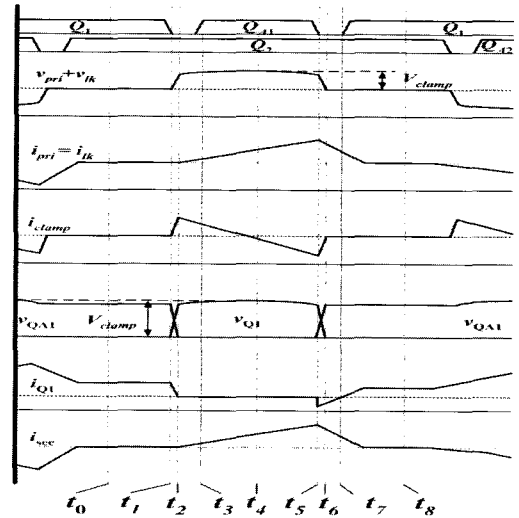


그림 3 이론적인 파형
Fig. 3 Theoretical waveform

• 모드 5 : 전류(Commutation) 기간(t_4-t_5)

클램프 커패시터 C_{clamp} 는 V_{clamp} 의 전압으로 충전이 완료되고 C_{clamp} 로 흐르던 전류는 고주파 변압기로 방향을 바꾸어 흐르게 된다. C_{clamp} 의 전압은 식 (2) 같이 서서히 감소한다.

이때, 누설 인덕터 L_{lk} (또는 고주파 변압기 1차측)로 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$i_{lk}(t) = I_{L1} - I_{L1} \cdot \cos(w_0(t - t_2)) \tag{4}$$

• 모드 6 : 커패시터 방전 기간(t_5-t_6)

보조스위치 Q_{A1} 을 턴오프하게 되면 누설 인덕터 L_{lk} 에 축적 되어 있던 전류는 보조스위치의 출력 커패시터 C_{A1} 을 충전하고 C_1 을 방전시킨다. 이때 Q_{A1} 은 영전압 턴오프 하게 된다.

• 모드 7 : 누설인덕터 L_{lk} 의 리셋(Reset) 기간(t_6-t_7)
커패시터 C_1 을 방전시킨 누설 인덕터 L_{lk} 에 흐르는

전류는 주스위치 Q_1 의 내장 다이오드 D_1 을 통해 연속적으로 흐르게 된다. 이 전류는 Q_1 에 영전압을 만들어 주고, 고주파 변압기를 통해 2차측으로 전류를 공급하면서 식 (5)의 형태로 서서히 감소하게 된다.

그리고 다음 기간에서 주스위치의 영전압 턴온을 가능하게 하여 준다.

이때, 누설 인덕터 L_{lk} 와 주스위치의 내장다이오드 D_1 으로 흐르는 전류는 식 (5), (6)과 같다.

$$i_{lk} = \frac{n \cdot V_{out}}{L_{lk}} (t - t_5) + i_{lk}(t_5) \quad (5)$$

$$i_{D1}(t) = i_{lk}(t_5) - \frac{n \cdot V_{out}}{L_{lk}} (t - t_5) - I_{L1} \quad (6)$$

• 모드 8 : 전류 축적 기간(t_7-t_8)

이렇게 하여 반 주기의 동작이 끝나면, 주스위치의 내장 다이오드 D_1 에 의해 주스위치 Q_1 은 영전압 턴온하게 된다.

L_{lk} 의 전류가 0이 되면 t_0-t_1 의 기간과 동일하게 L_1, L_2 에는 전류가 축적되고 $C_{clamp}, C_{A1}, C_{A2}$ 에는 $n \cdot V_{out}$ 의 전압으로 충전되어 있는 상태가 된다.

이후의 반 주기 동안은 주스위치 Q_2 에 의해 대칭적인 동작을 반복한다.

2.3 전압의 입·출력 변환 비

제안한 컨버터의 입·출력 전압 변환 비를 구하기 위해 다음과 같이 정의한다.

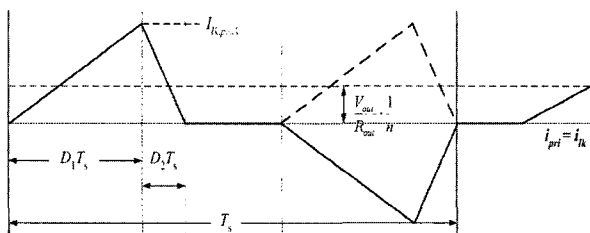


그림 4 누설인덕터 전류
Fig. 4 Leakage inductor current

그림 4와 같이 한 주기 내에 주스위치 Q_1 의 턴오프 기간을 D_1T_s , 누설 인덕터 L_{lk} 의 전류 리셋 기간을 D_2T_s , 누설 인덕터 L_{lk} 흐르는 최대 전류를 $I_{lk,peak}$, 클램프 커패시터 C_{clamp} 에 걸리는 전압의 시간 함수 $v_{clamp}(t)$ 를 V_c 라 정의한다.

식 (1)~(6)에서 인덕터 L_1 의 Volt·sec평형 조건에 관한 식 (7)과 그림 4를 참조하여 누설 인덕터 L_{lk} 의 Volt·sec평형조건에 관한 식 (8)을 이용하여 전압의 입·출력 변환비를 구하면

$$V_i(1 - D_1) = (V_c - V_i)D_1 \quad (7)$$

$$\frac{V_c - n \cdot V_{out}}{L_{lk}} D_1 = \frac{n \cdot V_{out}}{L_{lk}} D_2 \quad (8)$$

$$\mu = \frac{1}{\frac{(1-D) \cdot n}{2} + \sqrt{\frac{(1-D)^2 n^2}{4} + F}} \quad (9)$$

$$F = \frac{L_{lk}}{T_s R_{out}}$$

식 (9)를 통해 알 수 있듯이 누설 인덕턴스 L_{lk} 를 활용하지 않으면(L_{lk} 를 0으로 하면), 전압 변환 비는 $\frac{1}{(1-D) \cdot n}$ 로 능동 클램프가 없는 기존의 전류형 하프 브리지 컨버터와 같아진다.

2.4 능동 클램프 전류형 하프브리지 컨버터 제어

그림 5는 능동 클램프 전류형 하프브리지 컨버터의 제어 블럭도를 나타내고 있다.

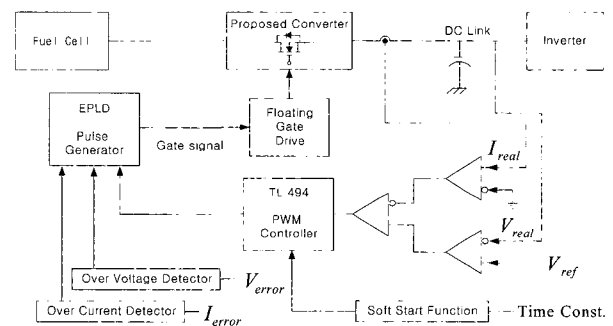


그림 5 DC/DC 컨버터의 제어 블럭도
Fig. 5 Control block diagram of DC/DC converter

DC link 전압을 380[Vdc]로 승압하기 위하여 외부구성을 통해 다양한 기능을 수행할 수 있고, 소프트 스타트 기능과 자체 보호기능을 가진 저가격의 PWM 컨트롤러 IC TL494를 이용하여 전압제어를 하였다.

TL494에서 출력된 하나의 PWM은 EPLD로 구성된 PWM Generator로 입력되어 컨버터를 구동하기 위한 4개(주스위치 및 보조스위치)의 게이트 신호를 만들 수 있다.

2.5 단상 풀 브리지 인버터의 제어

그림 6은 본 논문에서 제안한 연료전지 발전시스템 중 승압된 DC link 전압을 교류전압으로 변환하기 위한 단상 풀 브리지 인버터를 나타내고 있다.

부하 변동에 대한 인버터의 출력전압(220[Vac], 60[Hz]) 제어는 DSP(TMS320C31)를 사용하였다.

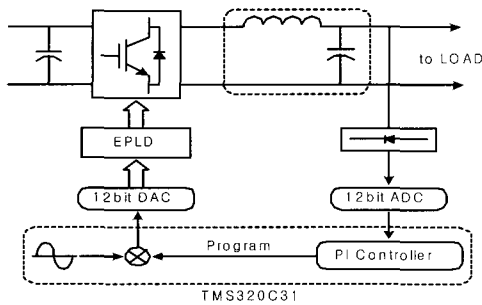


그림 6 DC/AC 인버터의 제어 블록도
Fig. 6 Control block diagram of DC/AC inverter

3. 시뮬레이션 및 실험

표 1은 본 논문에서 제안한 발전시스템의 각 파라미터의 정격을 나타내고 있다. 연료전지 발전시스템의 시뮬레이션은 Psim을 사용하였으며, 1.2[kW](Nexa Power Module)급 고체고분자형 연료전지로 실험하였다.

표 1 연료전지 발전시스템의 파라미터
Table 1 Parameter of fuel cell generation system

| 파라미터 | 정격 |
|-------------|------------|
| 연료전지 출력전압 | 28~43[Vdc] |
| 컨버터 동작 주파수 | 50[kHz] |
| 변압기 권선비 | 1:3.5 |
| 주 인덕터 | 200[μH] |
| 변압기 누설 인덕터 | 6[μH] |
| 클램프 커패시터 | 4[μF] |
| 컨버터 출력전압 | 380[Vdc] |
| 인버터 동작 주파수 | 4.5[kHz] |
| 인버터 출력 인덕터 | 2[mH] |
| 인버터 출력 커패시터 | 10[μF] |

3.1 시뮬레이션

그림 7은 제안된 연료전지 발전시스템의 시뮬레이션 회로도를 나타내고 있다.

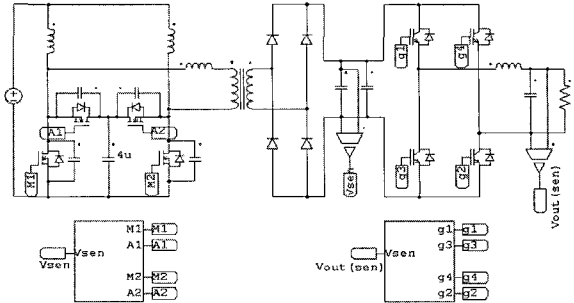


그림 7 연료전지 발전시스템 시뮬레이션 회로도
Fig. 7 Fuel cell generation system simulation circuit

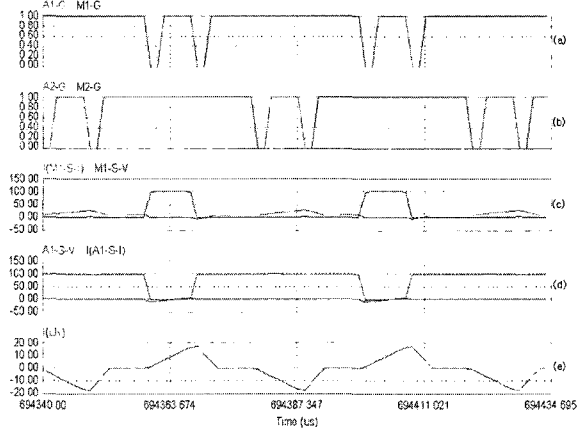


그림 8 제안된 컨버터의 시뮬레이션 전압/전류 파형
(a)(b) 게이트 신호, (c) 주 스위치 전압/전류, (d) 보조 스위치 전압/전류, (e) 변압기 누설인덕터 전류
Fig. 8 Simulation voltage/current waveform of the proposed converter

그림 8은 제안된 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터의 시뮬레이션 전압/전류 파형을 나타내고 있다. 그림 3의 이론적인 파형과 동일함을 시뮬레이션을 통하여 확인할 수 있다.

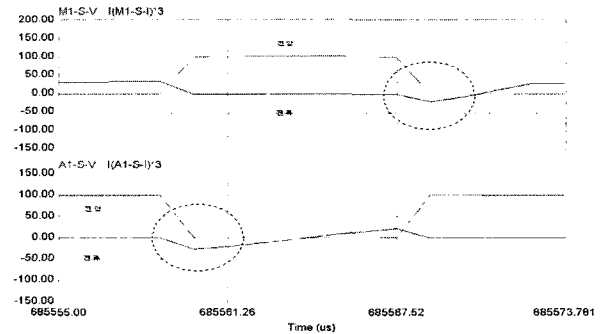


그림 9 주스위치와 보조스위치의 전압/전류
Fig. 9 Main switch and auxiliary switch voltage/current

그림 9의 파형은 주스위치와 보조스위치의 전압/전류 파형을 확대하여 나타내었다.

각 스위치는 ZVS 동작을 하며, 전압은 클램프 커패시터에 걸리는 전압으로 클램프 됨을 볼 수 있다.

그림 10은 본 논문에서 제안한 연료전지 발전시스템의 최종 출력인 단상 인버터의 출력 전압/전류 파형을 나타내고 있다. 220[Vac], 60[Hz]로 안정적으로 제어되고 있음을 시뮬레이션 파형을 통해 확인할 수 있다.

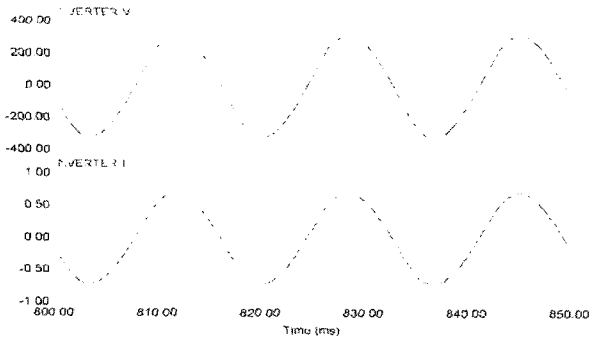


그림 10 인버터 전압/전류 출력파형
Fig. 10 Output waveforms of inverter
(top: voltage, bottom: current)

3.2 실험 결과

그림 11은 실험에 사용된 1.2[kW]급 고체고분자형 연료전지 시스템을 나타내고 있다. 본 논문에서 사용한 연료전지는 수소를 연료로 하며, 출력전압의 범위는 28~43[Vdc]이다.

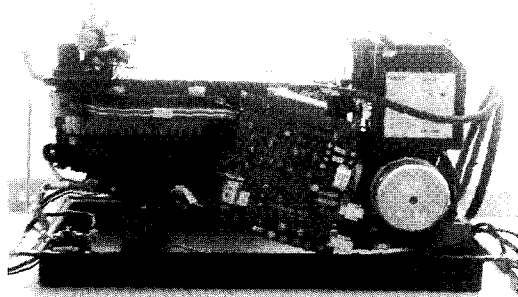


그림 11 1.2[kW] 고체고분자형 연료전지
Fig. 11 1.2[kW] Proton exchange membrane type fuel cell

그림 12는 승압용 컨버터와 인버터의 PWM 신호를 만들 수 있는 EPLD 내부 회로도를 나타내고 있다.

TL494에서 출력된 PWM 신호는 EPLD로 입력되어 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터의 주스위치와 보조스위치를 구동시키기 위한 4개의 게이트 신호를 발생시킨다.

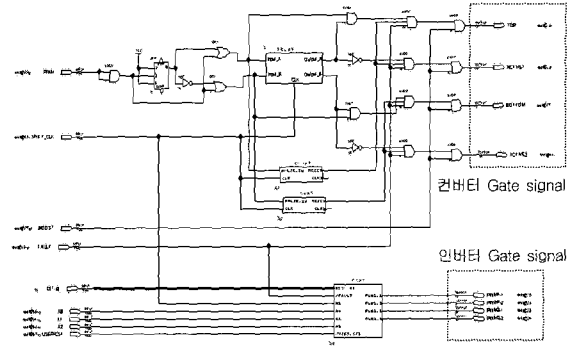


그림 12 PWM 발생기(EPLD)
Fig. 12 PWM generator(EPLD)

또한, DSP에 의해 제어된 인버터의 기준 정현파 신호도 EPLD로 입력되어 인버터를 구동시키기 위한 4개의 게이트 신호를 발생시킨다.

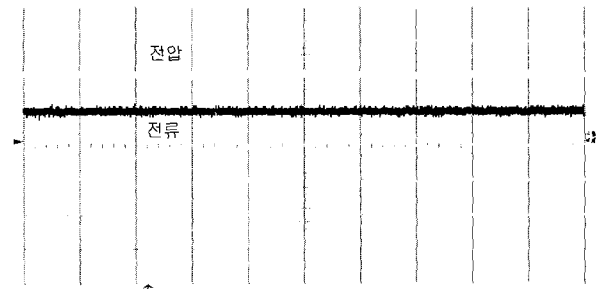


그림 13 연료전지의 출력 전압/전류 파형
Fig. 13 Output voltage/current waveforms of fuel cell
(20V/div, 4A/div, 5us/div)

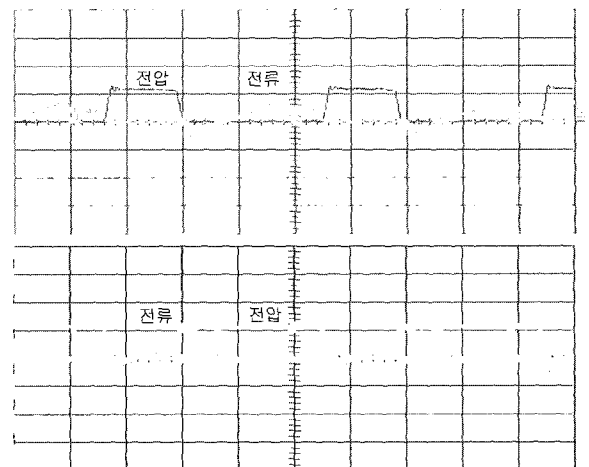


그림 14 주스위치와 보조스위치의 전압/전류
Fig. 14 Main switch and auxiliary switch voltage/current
(100V/div, 10A/div, 5us/div)

그림 13은 연료전지 발전시스템을 구동하기 위한 실제 고체고분자형 연료전지의 전압/전류 파형을 나타내고 있다.

그림 14는 연료전지의 저전압을 승압시키고자 제안된 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터의 주스위치와 보조스위치의 전압/전류 파형을 나타내고 있다.

2절에서 제안한 컨버터의 이론파형과 동일하게 각 스위치의 턴온 시 모든 스위치들은 영전압 스위칭을 하고 있음을 실제 실험을 통해 확인할 수 있다.

그림 15는 그림 14의 주스위치 전압/전류를 확대한 파형이다. 파형을 통해 주스위치는 영전압 스위칭을 하고 있음을 확인할 수 있다.

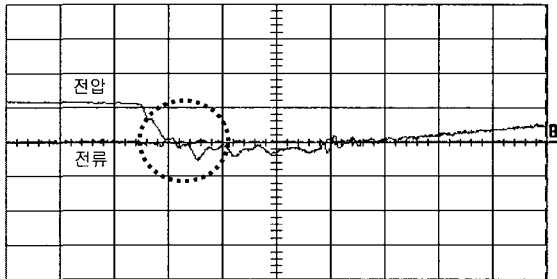


그림 15 주스위치의 전압/전류 파형
Fig. 15 Voltage and current waveform of main switch (100V/div, 10A/div, 1us/div)

이론적인 파형 및 시뮬레이션 파형과 동일하게 스위치의 턴온 시 ZVS 동작을 함으로써 스위칭 손실을 줄여 승압용 컨버터의 효율 및 전체 발전시스템의 효율을 향상 시킬 수 있다.

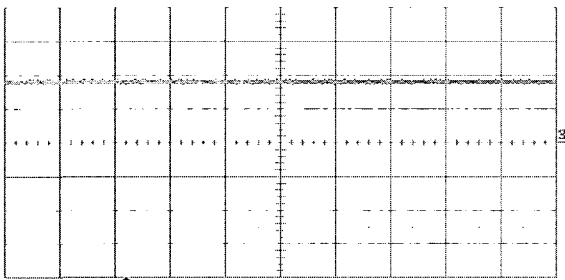


그림 16 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터의 출력전압 파형
Fig. 16 Output voltage waveform of active clamp current fed half bridge converter (200V/div, 1us/div)

그림 16은 연료전지 발전시스템에 적용된 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터의 출력 전압 파형을 나

타내고 있다.

연료전지의 낮은 출력전압이 안정적으로 380[Vdc]로 승압되는 것을 실험 파형을 통해 확인할 수 있다.

그림 17은 연료전지 발전시스템의 최종출력인 단상 풀 브리지 인버터의 전압/전류 파형을 나타내고 있다.

발전시스템이 안정적으로 220[Vac], 60[Hz]의 교류 전압을 출력하고 있음을 확인할 수 있다.

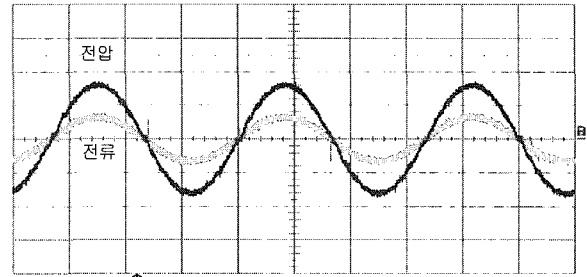


그림 17 인버터의 출력전압/전류 파형
Fig. 17 Output voltage/current waveform of inverter (200V/div, 1A/div, 5ms/div)

그림 18에서는 컨버터 전압의 입·출력 변환 식에 대하여 시뮬레이션 결과와 실제 실험(부하저항 313[Ω] 일 때)을 통해 측정된 값을 비교하였다. 최대 15배 이상의 매우 높은 승압 비를 갖고 있음을 알 수 있다.

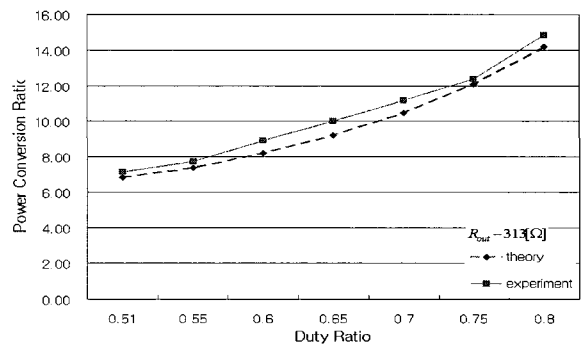


그림 18 제안된 컨버터의 전압 입·출력 변환 비
Fig. 18 Voltage input/output conversion ratio of proposed converter

그림 19는 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터를 70[W]에서 460[W]까지 부하를 변동하였을 때 효율을 측정된 도표이다.

각 스위치들은 ZVS 턴온 동작을 함으로써 95[%] 이상의 높은 효율을 보여주고 있으며, 70[W]의 경 부하에서도 90[%]이상의 효율을 갖는 것을 확인할 수 있다.

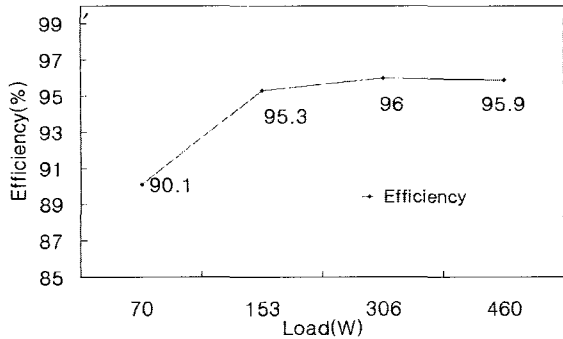


그림 19 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터의 효율
Fig. 19 Efficiency of active clamp current fed half bridge converter

본 논문에서 제안한 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터를 연료전지 및 단상 풀 브리지 인버터에 적용하여 실험을 통해 얻은 발전시스템의 장점은 다음과 같다.

- 컨버터의 모든 스위치들은 ZVS 동작을 한다.
- 스위치 및 변압기에 턴온, 턴오프시 오버슈트나 링잉이 발생하지 않는다.
- 추가적인 스너버 회로가 필요없다.
- 전류형 구조이므로 저전압의 연료전지를 승압하기 위한 고주파 변압기의 권수비가 낮아진다.
- 경부하 조건에서도 90[%] 이상의 높은 효율을 얻을 수 있다.
- 인버터의 구성이 간단하여 전체적인 전력변환기의 효율 및 안정성을 향상 시킬 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서 제안한 연료전지 발전시스템은 1.2[kW] 급 연료전지를 DC link 전압인 380[Vdc]로 승압시키기 위한 능동 클램프 전류형 하프 브리지 컨버터와 승압된 전압을 220[Vac], 60[Hz] 교류로 변환하기 위한 단상 풀 브리지 인버터로 구성하였다.

컨버터의 스위치들은 영전압 턴온 동작을 함으로써 전범위의 부하에 대해서 95[%]이상의 매우 우수한 효율과 70[W]의 경 부하에서도 90[%]이상의 효율을 갖는 것을 확인 할 수 있었다.

제안된 컨버터는 높은 승압비와 효율을 가지고 있기 때문에 연료전지 발전시스템에 적합함을 시뮬레이션과 실험을 통해 확인하였다.

또한, 인버터는 쉽게 구현할 수 있는 단상 풀 브리

지 인버터 이므로 전체적인 연료전지 발전시스템의 전력변환기 구성을 간단화 하였다.

이 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라 구축지원사업으로 수행된 논문입니다.

참 고 문 헌

- [1] 최세완, “연료전지 발전시스템에서의 전력전자기술”, *전력전자학회지*, 제 8권, 제 4호, pp. 30~35, 2003. 8.
- [2] W. C. P. de. A. Filho, and I. Barbi, “A Comparison Between Two Current-fed Push-Pull DC-DC Converters-Analysis, Design and Experimentation”, *IEEE Conference on INTELEC*, pp. 313~320, 1996, Oct.
- [3] G. Ivensky, I. Elkin, and S. B. Yaakov, “An Isolated DC-DC Converter Using Two Zero Current Switched IGBTs in a Symmetrical Topology”, *IEEE Conference on PESC*, pp. 1218~1225, 1994, June.
- [4] P. J. Wolfs, “A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 1, pp. 139~144, 1993, Feb.
- [5] S. K. Han, H. K. Yoon, G. W. Moon, M. J. Youn and Y. H. Kim, “A New Active Clamping Non-dissipative Snubber for ZVS PWM Current-fed Half-bridge Converter”, *IEE Conference on EPE*, 2003.
- [6] J. T. Kim, B. K. Lee, T. W. Lee, S. J. Jang. S. S. Kim and C. Y. Won, “An Active Clamping Current-Fed Half-Bridge Converter for Fuel-Cell Generation System”, *IEEE Conference on PESC*, pp. 4709~4714, 2004, June.
- [7] A. M. Tuckey and J. N. Krase, “A Low-Cost Inverter For Domestic Fuel Cell Applications”, *IEEE Conference on PESC*, Vol. 1, pp. 339~346, 2002, June.
- [8] G. K. Andersen, C. Klumpner, S. B. Kjaer, and F. Blaabjerg, “A New Green Power Inverter For Fuel Cells”, *IEEE Conference on PESC*, Vol. 2, pp. 727~733, 2002, June.
- [9] 한상규, 강정일, 문건우, 윤명중, 김윤호, “하프 브릿지 듀얼 컨버터를 위한 새로운 능동형 무손실 스너버”, *전력전자학회 논문지* 제 7권, 제 5호, pp. 419~426, 2002. 10.
- [10] P. T. Krein and R. Balog, “Low Cost Inverter Suitable For Medium-Power Fuel Cell Sources”, *IEEE Conference on PESC*, Vol. 1, pp. 321~326, 2002, June.

저 자 소 개



장수진(張水珍)

1976년 12월 6일생. 2002년 서울산업대 전기공학과 졸업. 2004 성균관대 에너지 시스템공학과 졸업(석사). 2004년~현재 동 대학원 메카트로닉스공학과 박사과정.



김진태(金鎭兌)

1975년 5월 9일생. 1998년 경원대 전기공학과 졸업. 2002년~2004년 성균관대 정보통신공학부 졸업(석사). 현재 삼성중공업 메카트로닉스센터 지능제어연구부.



이태원(李泰遠)

1971년 7월 14일생. 2000년 성균관대 메카트로닉스공학과 졸업(석사). 2002년~현재 동 대학원 메카트로닉스공학과 박사과정.



이병국(李秉國)

1968년 12월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 미국 Texas A&M University 전기공학과 졸업(공박). 2001년 12월~2003년 1월 미국 Texas A&M University Postdoctoral Research Associate. 2003년 4월~현재 한국전기연구원 전력전자연구그룹 근무. 당 학회 편집위원.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시주립대학 전기공학과 방문교수. 1988년~현재 성균관대 정보통신공학부 교수.