

마이크로프로세서에 의해 제어되는 연료전지용 전력변환장치에 관한 연구

(A Study on Power Conversion System for Fuel Cell Controlled by Micro-Processor)

김주용* · 정상화 · 문상필 · 류재업 · 서기영**

(Ju-Yong Kim · Sang-Hwa Jung · Sang-Pil Mun · Jae-Yup Ryu · Ki-Young Suh)

요 약

본 연구에서는 연료전지의 전압을 380[V_{DC}]로 승압하기 위한 새로운 절연형 DC-DC 컨버터와 단상 220[V_{DC}]로 변환하기 위한 LC필터를 가진 PWM 인버터로 구성된 연료전지용 전력변환장치를 제안하였다. 여기서 기존의 컨버터보다 부품수가 적고 제어가 용이하며, 대용량에 적합한 새로운 DC-DC 컨버터는 2차측에 스위치 S₅, S₆을 추가로 구성하여 위상천이 폭을 조절함으로써 출력 전력을 제어할 수 있으며, 넓은 출력 전압 조정에서도 93~97[%]의 효율을 얻을 수 있다. 그리고 연료전지와 유사한 출력 특성을 갖는 연료전지 시뮬레이터를 구현하였으며, 적절한 데드 타임 t_d을 제어하여 고주파 변압기의 여자 전류의 피크값과 고주파 변압기 1차측 전류가 일치하는 부분에서 소프트 스위칭을 실현 시켰다. 또한 직렬 인덕턴스 L_a를 추가적으로 적절하게 설정하여 2차측의 스위치와 직렬 다이오드에 발생하는 서지 전압과 경부하시에 발생하는 도통 손실을 저감시켰다. 끝으로 TMS320C31보드와 EPLD를 이용한 PWM 스위칭 기법에 의해 동작하는 단상 인버터를 설계, 제작하여 가정용 교류전압 공급에 유용하게 활용할 수 있다.

Abstract

In the dissertation, a power conversion system for fuel cell is composed of a PWM inverter with LC filter in order to convert fuel cell voltage to a single phase 220[V]. In addition, new insulated DC-DC converters are proposed in order that fuel cell voltage is boosted to 380[V]. In this paper, it requires smaller components than existing converters, which makes easy control. The proposed DC-DC converter controls output power by the adjustment of phase-shift width using switch S₅ and S₆ in the secondary switch, which provides 93~97[%] efficiency in the wide range of output voltage. Fuel cell simulator is implemented to show similar output characteristics to actual fuel cell. Appropriate dead time t_d enables soft switching to the range where the peak value of excitation current in a high frequency transformer is in accordance with current in the primary circuit. Moreover, appropriate setting to serial inductance L_a reduces communication loss arisen at light-load generator and serge voltage arisen at a secondary switch and serial diode. Finally, TMS320C31 board and EPLD using PWM switching technique to act a single phase full-bridge inverter which is planed to make alternating current suitable for household

Key Words : Fuel Cell Power Conversion System, Phase-Shift, High Frequency Transformer

* 주저자 : 경남대학교 전기공학과 졸업(박사수료)

** 교신저자 : 경남대학교 전기공학과 교수

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

접수일자 : 2006년 10월 26일, 1차심사 : 2006년 10월 31일, 2차심사 : 2007년 1월 8일, 심사완료 : 2007년 2월 7일

1. 서 론

최근 청정에너지로서 많은 주목을 받고 있는 연료전지는 다양한 연료를 사용할 수 있고, 저공해 특성을 가지고 있으며, 부하가 밀집된 대도시 혹은 변전소에 분산 설치가 용이하여 송전 손실을 줄일 수 있다. 그리고 운전중에 발생하는 열을 이용하여 열병합 발전이 가능하므로 가장 효율적인 차세대 에너지 전원으로 주목받고 있다[1-4]. 일반적으로 연료전지용 전력변환기의 토폴로지는 연료전지의 출력전압, 용량 및 응용 분야에 따라 다양한 형태가 있다. 연료전지의 낮은 직류 전압을 인버터로 교류변환 후 변압기를 이용하여 승압하는 교류-교류 승압 방식은 비교적 높은 효율을 얻을 수 있지만 저주파 변압기를 사용하므로 무게와 부피가 커지며, 직류 전압을 조정하기 어려우므로 출력전압의 품질이 저하되는 단점을 가지고 있다[5-6].

본 연구에서는 이러한 문제점들을 해결하기 위해서 능동 클램핑(clamping)방법을 사용한 새로운 DC-DC 컨버터를 제안하였으며, 인버터 및 연료전지

발전시스템을 안정적이고, 효율적으로 제어하기 위하여 마이크로프로세서는 TI(Texas Instrument)사의 부동 소수점 연산이 가능한 TMS320C31 DSP를 사용하여 다음과 같은 제어기능을 가지고자 한다[7].

- (1) 연료전지 시뮬레이터의 출력이 실제 연료전지와 동일한 전압-전류 발전 특성을 얻을 수 있도록 출력제어를 하였다.
- (2) 인버터 DC 링크 전압을 $380[V_{DC}]$ 정전압 제어하기 위한 승압형 풀-브리지 컨버터를 제어하였다.
- (3) 상용 교류 부하에 $220[V_{AC}]$, $60[Hz]$ 인 교류를 공급하기 위한 인버터의 게이트 신호를 제어하였다.
- (4) 부하변동에 따른 안정된 출력전압을 제어하도록 한다.
- (5) 전체 시스템의 감시와 보호 기능을 갖도록 한다.

그리고 연료전지 대신에 실제 연료전지의 V-I 출력특성을 갖는 시뮬레이터를 제작, 사용하였으며, $380[V_{DC}]$ 로 승압하기 위한 풀-브리지 DC-DC 컨버

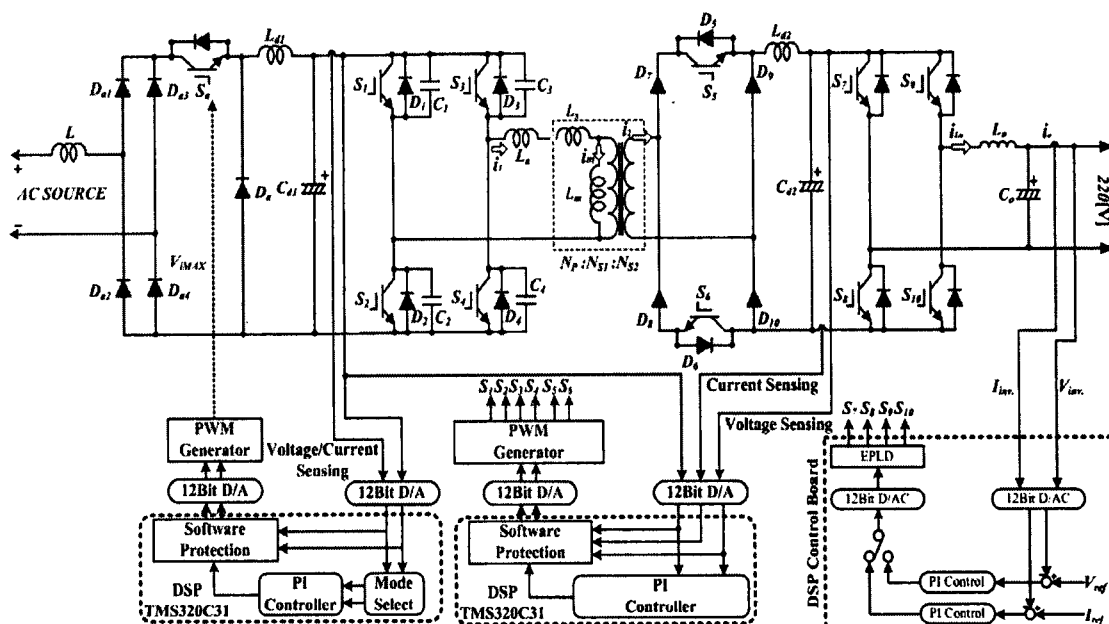


그림 1. 제안한 연료전지 발전시스템의 구성도
Fig. 1 Composition of proposed fuel cell generation system

터, 승압되어진 전압을 상용부하에 공급하기 위한 3[kW]급 단상 풀-브리지 DC-AC 인버터를 설계하고 제작하여 실험을 통해 그 타당성을 증명하고자 한다.

2. 제안한 연료전지용 전력변환장치

2.1 마이크로 프로세서에 의한 연료전지 시뮬레이터 구현

그림 1은 제안한 연료전지 발전시스템의 전체 구성도를 나타낸 것이다. 제안한 연료전지 발전용 전력변환시스템은 Ballard사의 3.0[kW]급 연료전지와 연료전지의 저전압(39~60[V_{DC}])을 승압(380[V_{DC}])시키기 위한 DC-DC 컨버터, 그리고 승압된 DC link 전압을 교류 전압(220[V_{AC}], 60[Hz])으로 변환하기 위한 단상 풀-브리지 인버터로 구성되어 가정용 기기에 적용이 가능하게 된다. 그림 2는 실제 연료전지 대신에 연료전지의 V-I 특성을 갖는 시뮬레이터를 설계하여 구성하였다.

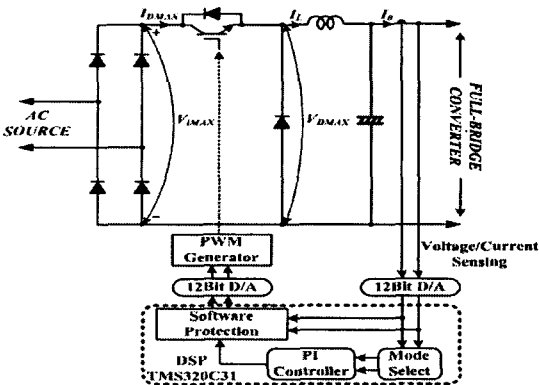


그림 2. 연료전지 시뮬레이터의 구성도
Fig. 2. Composition of fuel cell simulator

그림 2에서 알 수 있듯이 연료전지의 시뮬레이터 회로의 회로는 마이크로프로세서(TMS320C31 DSP)에 의해 제어 블록도에서 출력전압 및 전류를 검출하여 A/D 컨버터를 통해 DSP로 입력되면 연료전지의 V-I 특성 곡선에 해당하는 기준값을 생성하여 D/A 컨버터로 출력되며, D/A 컨버터를 통해 출력된

아날로그 신호는 스위치를 제어하여 PWM 제너레이터 회로의 입력으로 사용한다. 그리고 PWM 제너레이터 회로의 출력신호는 강압용 컨버터의 게이트 신호로 인가되도록 제어하였으며, D/A 컨버터로 출력되는 제어신호와 톱니파의 비교에 의해 만들어진 PWM 신호는 플로팅 게이트 드라이브를 통하여 시뮬레이터의 게이트 신호로 인가된다.

출력전압과 출력전류를 검출하여 출력전류의 변동범위에 따라 Activation 모드와 Ohmic 모드로 동작하도록 연료전지 시뮬레이터를 제어하였다. 검출된 전류가 연료전지의 출력특성 중 Activation 영역에서 Ohmic 영역으로 변환되는 지점의 기준전류 이하일 경우에는 Activation 모드로 동작하여 일정전압이 출력되도록 제어되며, 설정된 기준전류 이상의 경우에는 Ohmic 모드로 동작하도록 제어하게 된다. Ohmic 모드에서는 연료전지의 특성곡선을 1차 함수 형태로 간이화한 출력특성을 가지도록 제어한다. 그림 3은 DSP 내부 제어 알고리즘의 흐름도를 나타내었다. 전체 제어루프에서 우선적으로 소자 및 시스템을 보호하기 위하여 출력전압 및 출력전류를 검출함과 동시에 과전압, 과전류, 저전압에 대한 소프트웨어 보호기능을 삽입하여 보다 안정적인 동작을 하도록 구현하였다.

본 연구에서는 연료전지 발전시스템을 구현하는데 사용한 툴(Tool)은 전력전자분야 전용으로 개발된 PSIM6.0으로 회로를 구성하여 Matlab의 subcircuit으로 연동하여 사용하였으며, 실험에 사용된 Ballard사의 3[kW]급 연료전지 스택의 사양은 다음과 같다.

- (1) 정격출력과 전류 : 3.0[kW], 40~78[A]
- (2) DC전압범위 : 39~60[V_{DC}]
- (3) 동작수명 : 1500시간
- (4) 순도 : 99.99[%] 건조 수소가스
- (5) 공급압력 : 10~250[PSIG]
- (6) 외부온도 : 3~30[°C]
- (7) 상대습도 : 0~95[%]

그리고 공기는 대기에서 공급받고 용량 47[l], 순도 99.99[%]의 탱크에서 청정하고 건조한 수소를 공급받으며, 연료전지의 특성은 47개의 셀이 직렬로

연결되어 활성화 셀 범위에서 제조자의 데이터로부터 이용할 수 없지만 50[cm]인 것으로 추정한다. 그림 3, 4는 연료전지를 시뮬레이터화하여 나온 전압과 전류의 시뮬레이션 파형을 나타낸 것이다.

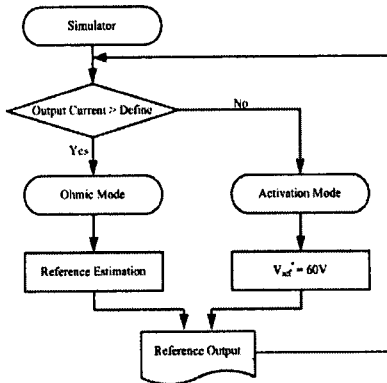


그림 3. 제어 알고리즘 흐름도
Fig. 3. Control algorithm flowchart

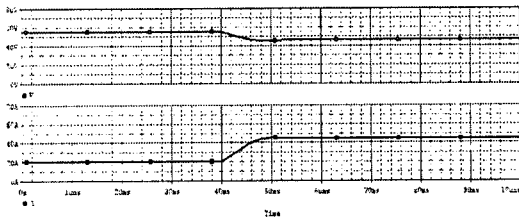


그림 4. 연료전지 시뮬레이터 전압과 전류의 시뮬레이션 파형
Fig. 4. Simulation waveform of fuel cell simulator voltage and current

2.2 마이크로 프로세서에 의한 풀-브리지 DC-DC 컨버터 구현

일반적인 연료전지용 DC-DC 컨버터에서 발생하는 문제점들을 해결하기 위하여 새로운 연료전지용 DC-DC 컨버터를 그림 5와 같이 제안하였다. 제안한 연료전지용 DC-DC 컨버터는 일반적인 연료전지용 DC-DC 컨버터의 고주파 변압기 2차측의 정류 다이오드 D_7, D_8 에 각각 파워 반도체 스위치 S_5, S_6 가 직렬로 접속된 구조로 되어있다. 그리고 2차측 스위치 S_5, S_6 의 게이트 펄스신호는 1차측과 동기화 하여 위상전이 폭을 조절함으로써 출력 전력을 제어하고,

1차측 스위치는 ZVS, 2차측 스위치는 ZCS를 실현할 수 있는 큰 특징을 가지는 회로이다.

그림 6은 제안한 연료전지용 DC-DC 컨버터의 각 부 전압과 전류의 파형을 나타낸 것이며, 각 모드 등가 회로와 동작원리는 그림 7과 같다. 표 1은 제안한 연료전지용 풀-브리지 PWM DC-DC 컨버터의 시뮬레이션과 실험에 사용된 회로정수를 나타낸 것이다. 그리고 실험에 사용된 스위치($S_1 \sim S_6$)는 IRFPS3810($V_{DC}=100[V]$, $R_{DS}=0.009[\Omega]$, $I_{DS}=170[A]$)을 사용하였으며, 정류 다이오드($D_7 \sim D_{10}$)와 환류 다이오드(D_5, D_6)는 FGF60BA6($V_{RRM}=600[V]$, $I_D=60[A]$), 30JL2C41($V_{RRM}=600[V]$, $I_D=30[A]$)로 하였다.

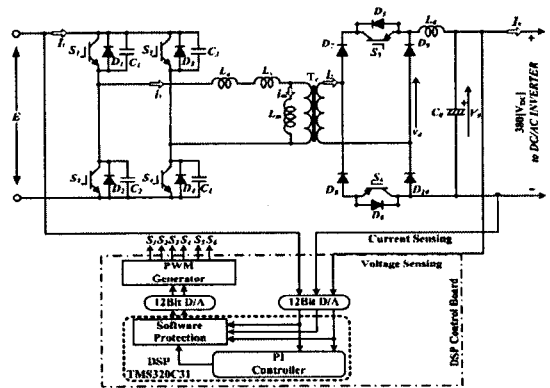


그림 5. 제안한 연료전지용 DC-DC 컨버터
Fig. 5. Proposed fuel cell DC-DC converter

표 1. 시뮬레이션과 실험에 사용된 회로정수
Table 1. Circuit parameters used in simulation and experiment

직류입력전압(E)		280[V]	
스위칭주파수(f)		100[kHz]	
고주파 변압기	형식(Type)	X	Y
	권수비($N_1 : N_2$)	5 : 4	6 : 5
	여자 인덕턴스(L_m)	40.22[uF]	446.06[uF]
	누설 인덕턴스(L_s)	1.93[uF]	0.19[uF]
추가 직렬인덕턴스(L_a)		3.00[uF]	4.00[uF]
무손실 스너버 커패시터 ($C_1 \sim C_4$)		10[nF]	7.2[nF]
부하저항(R_0)		3.3[Ω]	

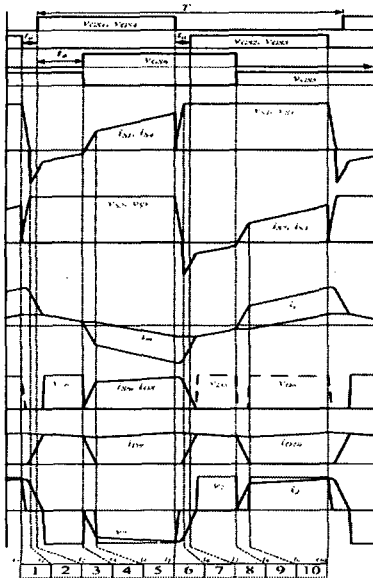
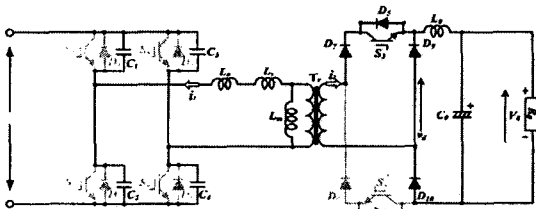
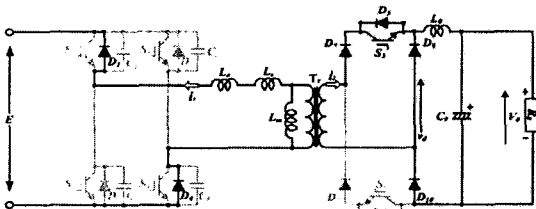


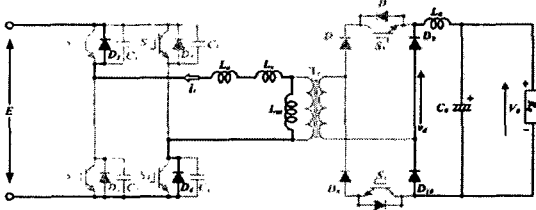
그림 6. 제안한 DC-DC 컨버터의 각부 전압과 전류 동작 파형
 Fig. 6. The each voltage and current operation waveform of proposed DC-DC converter



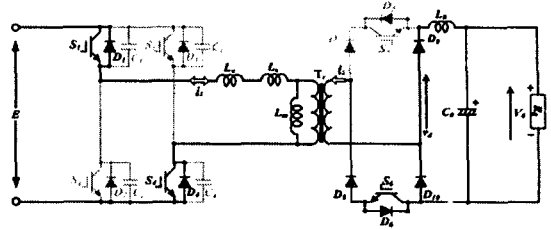
(a) 모드 1



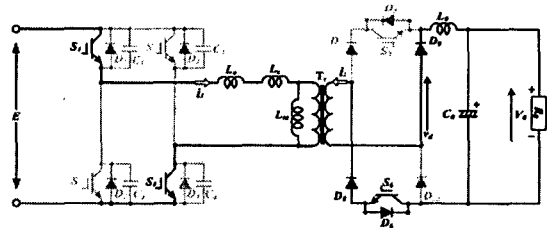
(b) 모드 2



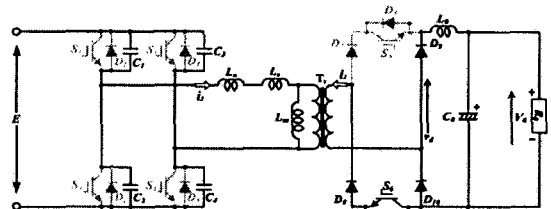
(c) 모드 3



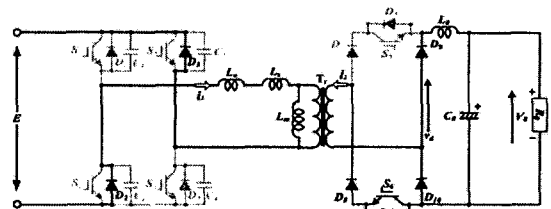
(d) 모드 4



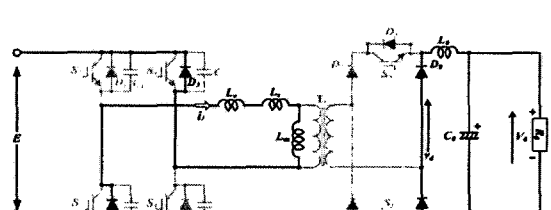
(e) 모드 5



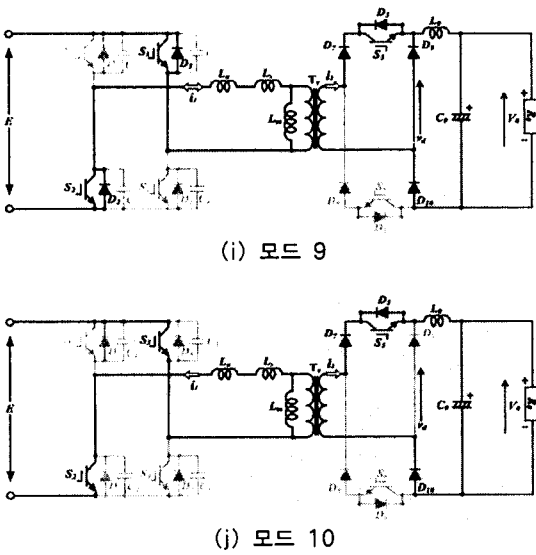
(f) 모드 6



(g) 모드 7



(h) 모드 8



(i) 모드 9

(j) 모드 10

그림 7. 각 모드별 동작원리 및 등가회로
Fig. 7. The principle of each operation and equivalent circuit

· 모드 1($t_0 < t_1$)

모드 1에서는 변압기 1차측 스위치 S_2 와 S_3 가 턴-오프되는 모드이다. 이때, 무손실 스너버 커패시터 $C_1 \sim C_4 \rightarrow$ 고주파 변압기의 내부 인덕턴스 $L_s, L_m \rightarrow$ 외부 추가 직렬 인덕턴스 $L_a \rightarrow$ 등가 부하 전류 전원으로 구성되는 회로가 부분 공진이 일어난다. 그리고 무손실 스너버 커패시터 C_2 와 C_3 는 충전하며, 무손실 스너버 커패시터 C_1 와 C_4 는 방전하기 시작하므로 1차측 스위치 S_1, S_4 에 걸리는 전압 V_{S1} 와 V_{S4} 는 제로에 가까우며, 스위치 S_2 와 S_3 에 걸리는 전압 V_{S2} 와 V_{S3} 은 서서히 상승한다. 또한, 다이오드 D_8 에 걸리는 전압 V_{D8} 는 제로가 되며, 환류 다이오드 D_9 에 흐르는 전류 i_{D9} 는 서서히 증가하기 시작한다. 반대로 스위치 S_5 와 다이오드 D_7 에 흐르는 전류 i_{S5}, i_{D7} 는 서서히 감소되며, 고주파 변압기 2차측에 흐르는 전류 i_2 도 서서히 감소한다. 모드 1에서 스위치 S_2 에 걸리는 전압을 식으로 나타내면 식 (11)과 같다.

$$v_{s2}(t) = \frac{i_0/a_T + i_{mb}}{2C_s} t \quad (1)$$

여기서, $a_T (=N_1/N_2)$ 는 고주파 변압기의 권수비이

며, i_{mb} 는 여자 전류의 피크값이다.

· 모드 2($t_1 < t_2$)

모드 2는 모드 1에서 스위치 S_1 과 S_4 에 걸리는 전압 V_{S1}, V_{S4} 가 데드 타임 기간 t_d 중에 전원으로부터 제로가 될 때까지 저하되는 모드이며, 스위치 S_1 과 S_4 의 역병렬 다이오드 D_1 과 D_4 는 턴-온하고, 고주파 변압기의 1차측 전류는 무손실 스너버 커패시터 $C_1 \rightarrow D_1 \rightarrow C_4 \rightarrow D_4$ 의 경로로 자연전류(Natural Commutation)한다. 이때, 스위치 S_1 과 S_4 가 턴-온되면 ZVS가 실현되어지며, 다이오드 D_1 과 D_4 의 자연전류에 의해서 고주파 변압기의 내부 인덕턴스 L_s 와 L_m 에 축적된 에너지가 전원측으로 회생되어 고주파 변압기의 2차측 전류 i_2 는 급격히 감소되기 시작한다.

· 모드 3($t_2 < t_3$)

모드 3은 회로적으로 고주파 변압기의 1차측과 2차측이 분리되는 모드이다. 이때, 다이오드 D_9 와 D_{10} 에는 전류 i_{L6} 가 흐르며, 스위치 S_5 는 ZCS 턴-오프를 실현 한다.

· 모드 4($t_3 < t_4$)

모드 4는 스위치 S_6 이 턴-온되는 모드이다. 이때, 고주파 변압기의 2차측에 전류가 흐르기 시작하며, 이 고주파 변압기의 2차측 전류는 누설 인덕턴스 L_s 및 추가 직렬 인덕턴스 L_a 에 의해 직선적으로 증가되어 스위치 S_6 와 다이오드 D_8 은 ZCS 턴-온을 실현하게 되며, 다이오드 D_{10} 에 흐르는 전류 i_{D10} 은 직선적으로 감소한다. 그리고 고주파 변압기의 2차측 스위치 S_6 과 다이오드 D_8 의 di/dt 는 고주파 변압기의 누설 인덕턴스 L_s 와 추가 직렬 인덕턴스 L_a 에 의존하며, 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_{s6}}{dt} = a_T \frac{E}{L_s + L_a} \quad (2)$$

고주파 변압기 2차측 스위치의 소프트 스위칭 효과는 di/dt 가 적을수록 커지지만, L_s 를 크게 너무 크게 하면 정격시의 출력전압을 저하시키게 되기 때문에 L_s 및 추가 직렬 인덕턴스 L_a 는 지정된 di/dt 가 되도록 설계시 주의해야 한다.

마이크로프로세서에 의해 제어되는 연료전지용 전력변환장치에 관한 연구

· 모드 5($t_4 < t_5$)

모드 5는 다이오드 D_{10} 에 흐르는 전류 i_{D10} 가 제로가 되어 ZCS 턴-오프하는 모드이다. 이때, 고주파 변압기의 전압과 전류는 겹치는 파형이 되므로 부하에 전력이 공급된다.

· 모드 6~모드 10($t_6 \sim t_{10}$)

모드 6이후는 모드 1~5의 반 사이클 어긋난 반전 주기 동작을 한다.

본 연구에서는 최적의 조건을 충족시키기 위해 여

자 유도계수의 크기에 따라 두 가지 형태의 고주파 변압기를 설계하여 그림 8, 9와 같이 동작 파형이 나타난다.

그림 10과 그림 11은 두 가지 변압기의 위상차를 변화할 때의 출력전압 파형을 나타낸 것이다. 그림 8~11에서 알 수 있듯이 여자 유도계수가 비교적 작은 고주파 변압기의 경우에는 1차측 스위치의 동작이 위상 천이 폭에 의하지 않고 고정되어 있기 때문에 컨버터 출력전압의 펄스폭도 항상 거의 일정하게 된다. 그러므로 위상 천이 폭이 변화해도 여자 전류의 피크값은 거의 일정하므로 부하 전류에 의존하지 않

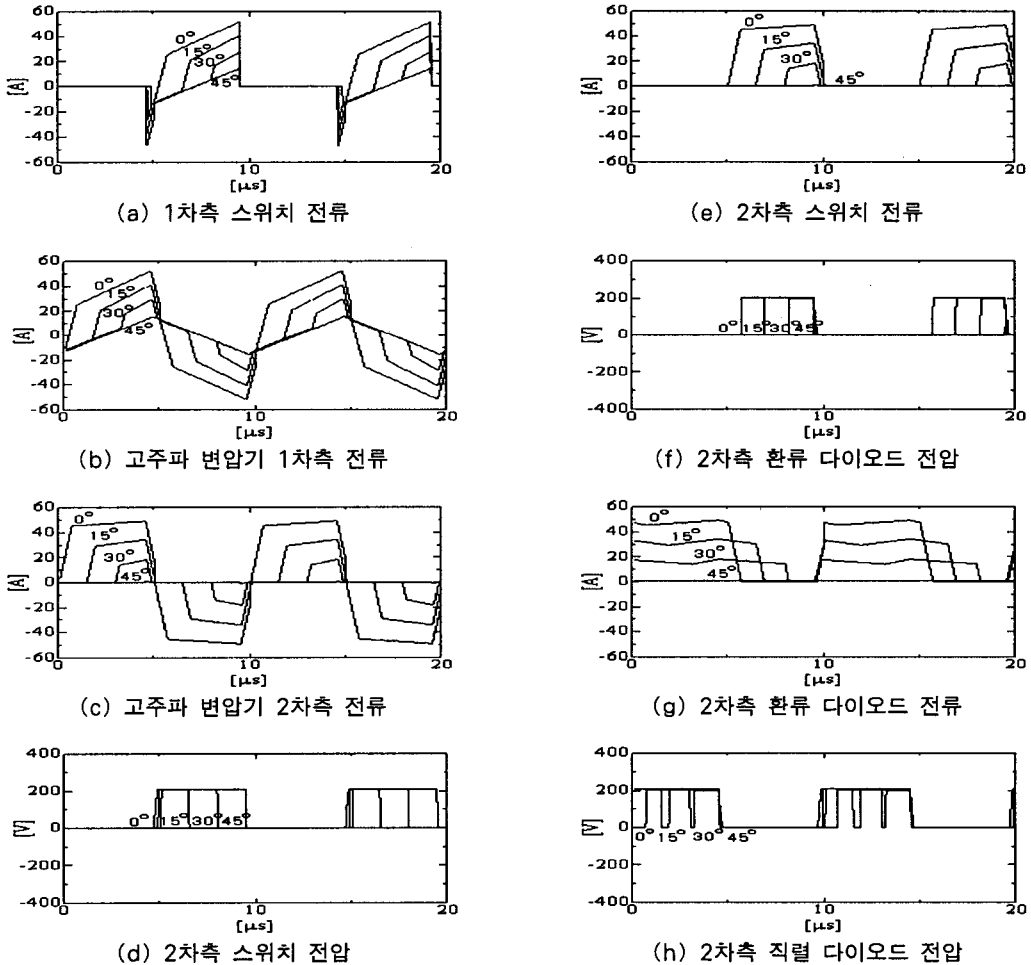


그림 8. 고주파 변압기를 사용했을 경우의 각부의 동작 파형(여자유도계수가 작은 경우)

Fig. 8. The each part of operational waveforms using high frequency transformer(In case fewer than exciting self inductance)

는 소프트 스위칭 동작을 실현할 수 있다. 그리고 여자 유도계수가 비교적 큰 고주파 변압기에서도 위상 천이 폭이 변화해도 여자 전류의 피크값은 거의 일정하지만, 여자 유도계수가 비교적 작은 고주파 변압기에 비하면 흘릴 수 있는 여자 전류의 피크값은 작아진다. 또한 위상 천이 폭이 커지는 것에 따라 부하 전류가 작아지므로 무손실 스너버에 축적할 수 있는 에너지보다 여자 유도계수에 축적할 수 있는 에너지가 작으면, 소프트 스위칭의 실현이 어려워진다.

결과적으로 고주파 변압기 여자 전류의 피크값과

고주파 변압기 1차측 전류가 일치하는 부분에서 제어 폭은 여자 유도계수가 큰 만큼 좁아지므로 소프트 스위칭이 곤란해지는 문제점이 발생하는데 본 연구에서는 적절한 데드타임 t_d 을 제어하여 소프트 스위칭을 실현시켰다.

2.3 풀-브리지 인버터

본 연구에서는 TMS320C31 DSP 제어칩을 이용하여 풀-브리지 인버터를 구성하였으며, 그림 12와 같다. 그림에서 나타냈듯이 풀-브리지 컨버터에 의

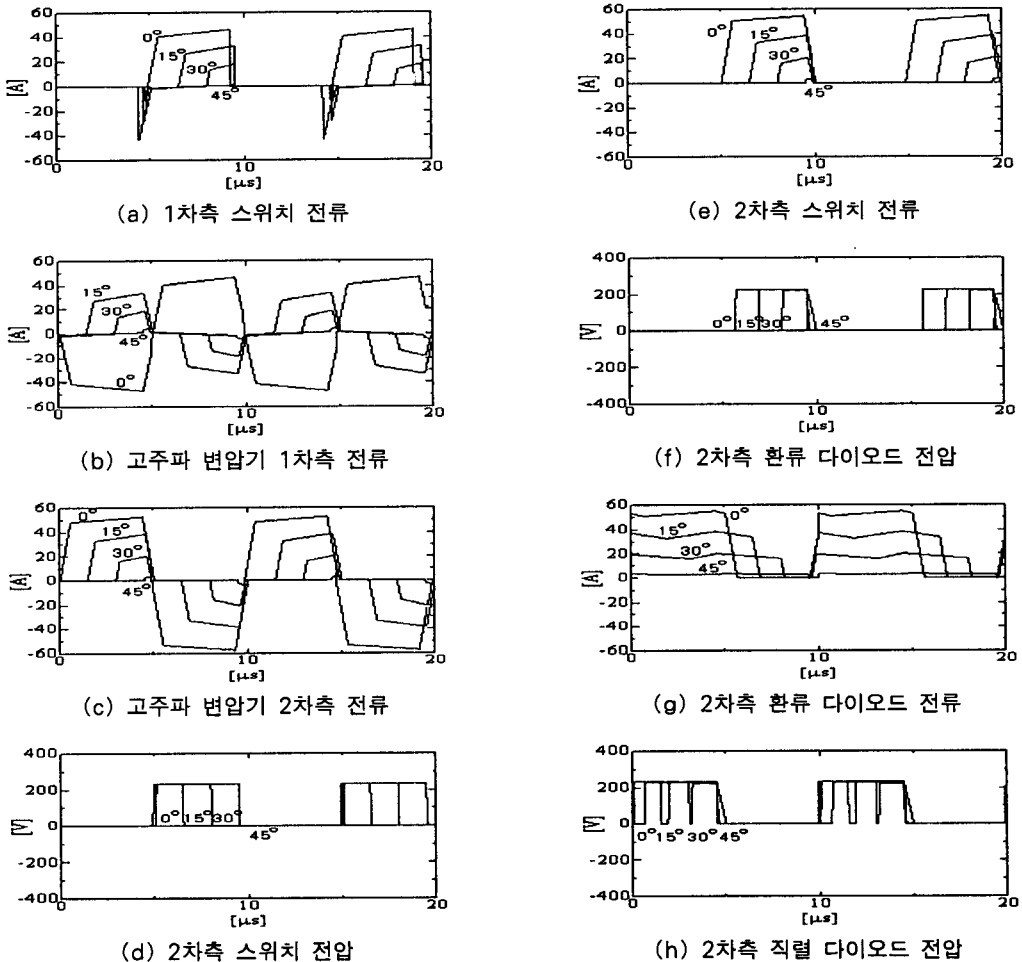
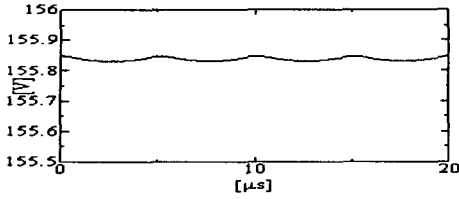
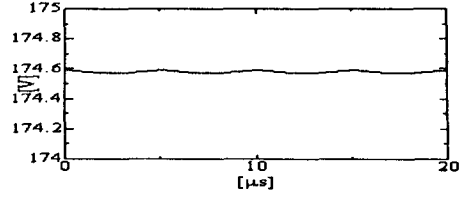


그림 9. 고주파 변압기를 사용했을 경우의 각부의 동작 파형(여자유도계수가 큰 경우)

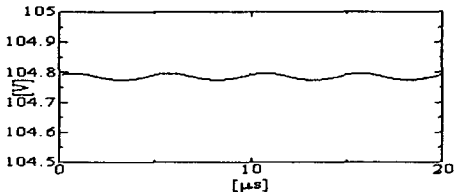
Fig. 9. The each part of operational waveforms using high frequency transformer(In case more than exciting self inductance)



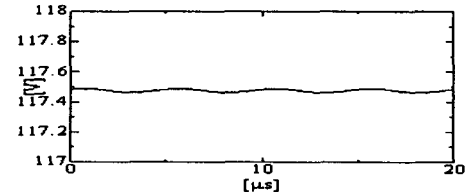
(a) 0°



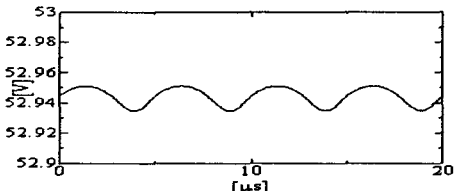
(a) 0°



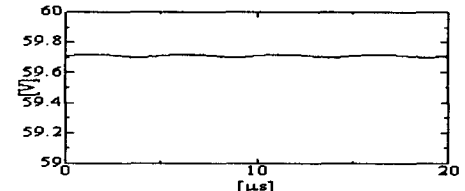
(b) 15°



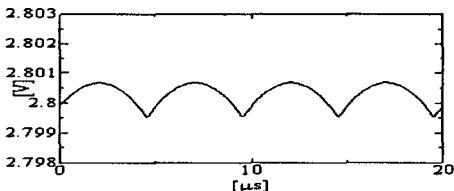
(b) 15°



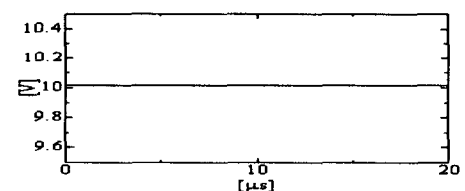
(c) 30°



(c) 30°



(d) 45°



(d) 45°

그림 10. 위상차의 변화에 따른 출력전압 파형(여자 유도계수가 작은 경우)

Fig. 10. Output voltage waveforms changing phase shift(In case fewer than exciting self inductance)

그림 11. 위상차의 변화에 따른 출력전압 파형(여자 유도계수가 큰 경우)

Fig. 11. Output voltage waveforms changing phase shift(In case more than exciting self inductance)

해 송압된 직류전압을 스위칭 소자 네 개를 브리지로 구성하여 상·하 압의 스위치를 번갈아 turn-on/off 시켜 단상 교류 전압(220[V_{AC}], 60[Hz])으로 변환시키는 장치이다.

본 연구에 사용되어지는 단상 풀-브리지 인버터의 저역통과 L-C필터는 PWM 펄스의 고조파를 제거하고, 파형의 형태를 정현파로 만들어 주는 역할을 하며, 다음과 같은 설계 과정을 가진다. 먼저 인버터는 부하의 임피던스에 비해 충분히 작은 값으로 선정하여 부하 임피던스를 2[%]로 하였다.

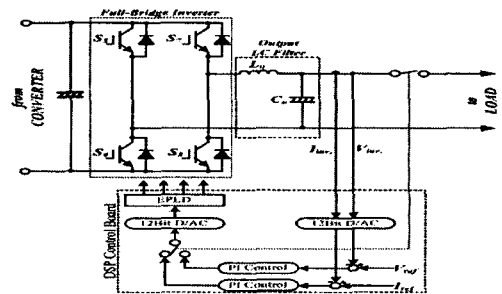


그림 12. 풀-브리지 인버터 주 회로

Fig. 12. Main circuit of full-bridge inverter

$$\left. \begin{aligned}
 X_{L_0} &= \omega L_0 \\
 \omega L_0 &= 2[\%] \times R \\
 L_0 &= 2[\%] \times \frac{R}{2\pi f} \\
 \therefore L_0 &= 2[\%] \times \frac{16.13}{2\pi \times 60} \\
 &= 855[\mu H]
 \end{aligned} \right\} (3)$$

커패시터는 인덕터의 스위칭 맥동을 충분히 흡수할 정도의 용량이 요구된다.

$$\left. \begin{aligned}
 X_{C_0} &= \frac{1}{\omega C_0} \\
 \frac{1}{\omega C_0} &= 10[\%] \times R \\
 C_0 &= \frac{1}{10[\%] \times R \times 2\pi f} \\
 \therefore C_0 &= \frac{1}{10[\%] \times 16.31 \times 2\pi \times 60} \\
 &= 21.9[\mu F]
 \end{aligned} \right\} (4)$$

입력전압 380[V_{DC}], 출력전압 220[V_{AC}], 스위칭 주파수 4.5[kHz]과 식 (3)과 식 (4)를 이용하여 시뮬레이션하면 그림 13과 같은 출력 전압과 전류 파형을 얻을 수 있다. 그림 13에서 알 수 있듯이 역률이 거의 1에 가까운 것을 확인할 수 있다.

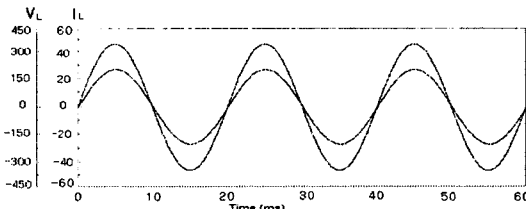


그림 13. 풀-브리지 인버터의 출력전압과 전류 파형
Fig. 13. Output voltage and current waveform of full-bridge inverter

3. 실험 결과 및 고찰

그림 14는 연료전지의 전압과 전류의 실험 파형을 나타낸 것이며, 그림 15는 실험으로 측정된 연료전지 V-I 특성곡선을 나타낸 것이다. 그림 14와 그림 15에서 알 수 있듯이 연료전지의 전압과 전류의 파

형은 안전적으로 Ohmic 영역에서 동작되며, 시뮬레이션 파형과 거의 일치한다. 그림 16과 그림 17은 유도계수가 작은 고주파 변압기의 위상차를 변화했을 경우의 각부의 실험 파형을 나타낸 것이며, 그림 18과 그림 19는 유도계수가 큰 고주파 변압기의 위상차를 변화했을 경우의 각부의 실험 파형을 나타낸 것이다.

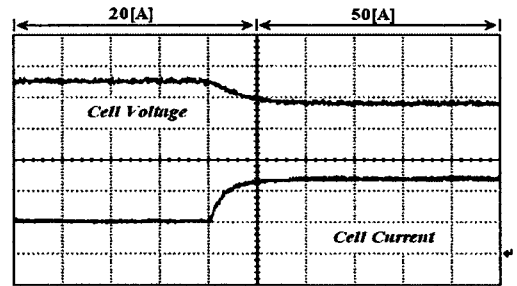


그림 14. 연료전지의 전압과 전류의 실험 파형
Fig. 14. Experimental waveform of fuel cell voltage and current

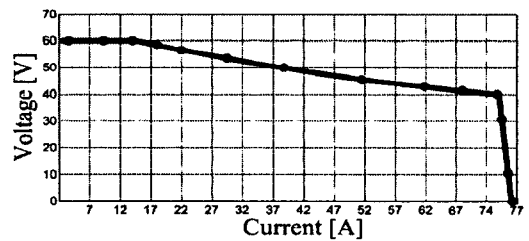


그림 15. 연료전지의 V-I 특성 곡선
Fig. 15. V-I characteristic of fuel cell

그림 19의 정상 동작 파형에서도 알 수 있듯이 충분한 데드 타임을 주지 않는 경우에는 하드 스위칭이 일어나며, 역도통 다이오드에 흐르는 전류가 진동하여 역도통 손실이 되어 DC-DC 컨버터 전체의 손실에 영향을 미치므로 회로정수 설정에 주의해야 한다.

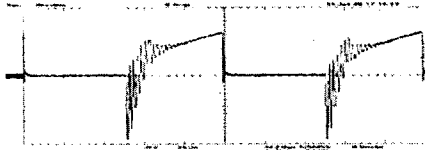
그림 16~19의 실험 파형은 시뮬레이션 파형과 거의 일치하는 것을 알 수 있다. 특히 그림 16과 그림 17에서 추가 직렬 인덕턴스 La를 적절하게 설정하면 2차측 스위치에 대한 di/dt가 작아져, 2차측의 스위치와 직렬 다이오드에 발생하는 서지 전압이 저감된다. 그리고 부하의 영향에 쉽게 변화하지 않고 일정

마이크로프로세서에 의해 제어되는 연료전지용 전력변환장치에 관한 연구

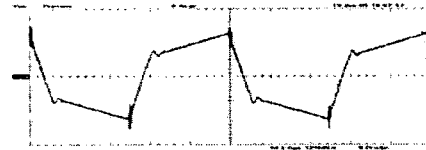
하며, 특히 부하전류가 감소하는 경부하시에는 누설 인덕턴스에 축적된 에너지가 증가하여 궤환 전류에 의해서 발생하는 도통 손실을 저감시킬 수 있었다.



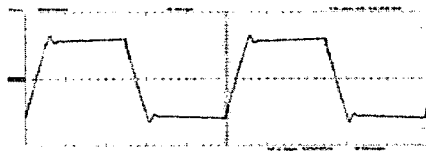
(a) 1차측 스위치 전압



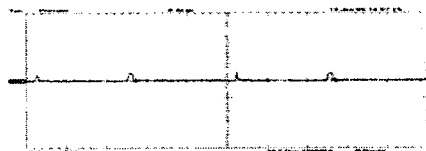
(b) 1차측 스위치 전류



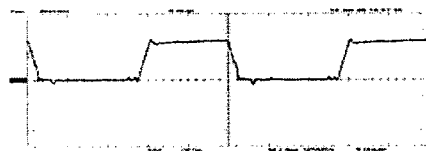
(c) 고주파 변압기 1차측 전류



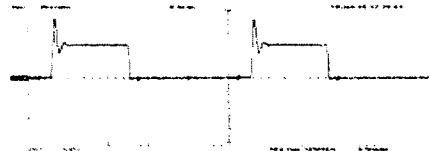
(d) 고주파 변압기 2차측 전류



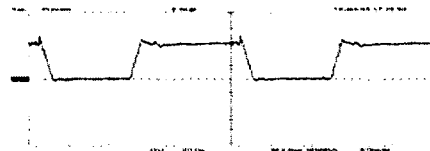
(e) 2차측 스위치 전압



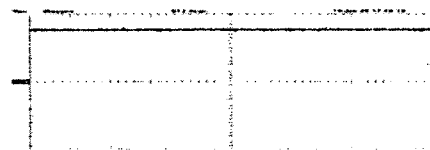
(f) 2차측 스위치 전류



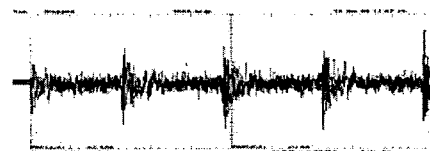
(g) 2차측 환류 다이오드 전압



(h) 2차측 환류 다이오드 전류

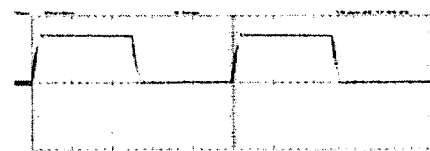


(i) 출력 전압

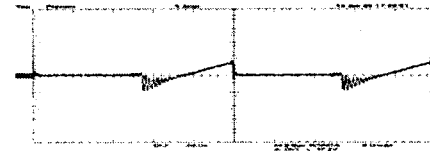


(j) 출력 전압(교류분)

그림 16. 유도계수가 작은 고주파 변압기를 사용했을 경우의 각부의 동작 파형(위상각 = 0°)
 Fig. 16. The each part of operational waveforms using(In case fewer than self inductance high frequency transformer(phase shift = 0°))



(a) 1차측 스위치 전압



(b) 1차측 스위치 전류

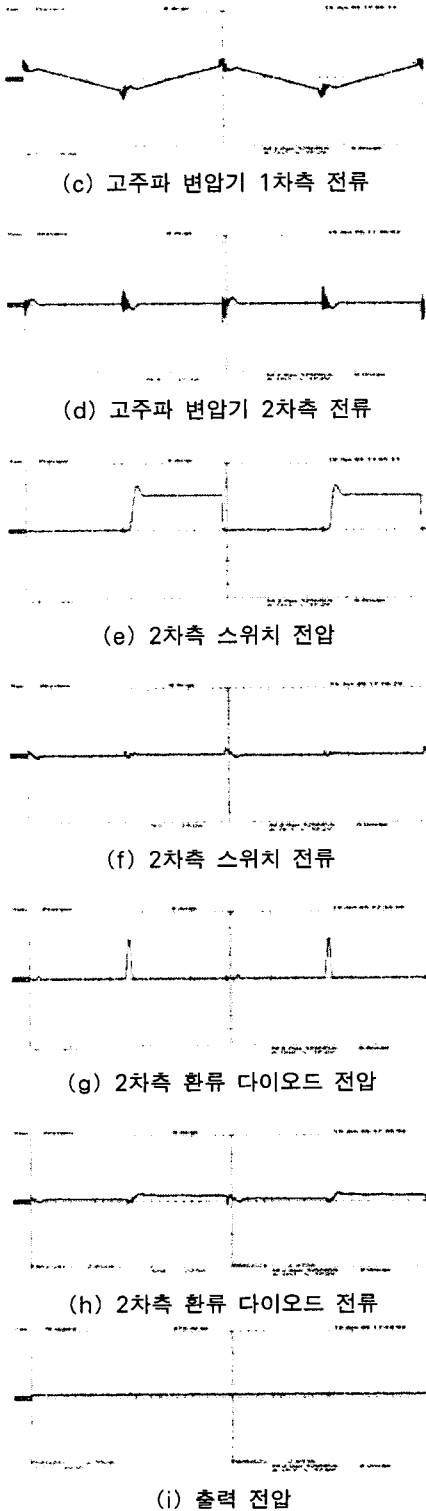
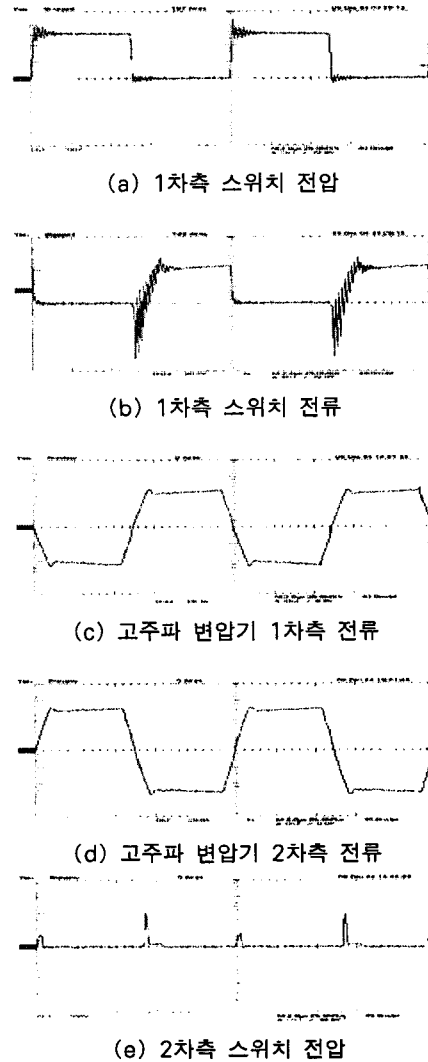


그림 17. 유도계수가 작은 고주파 변압기를 사용했을 경우의 각부의 동작 파형(위상각 = 45°)
 Fig. 17. The each part of operational waveforms using(In case fewer than self inductance high frequency transformer(phase shift = 45°))



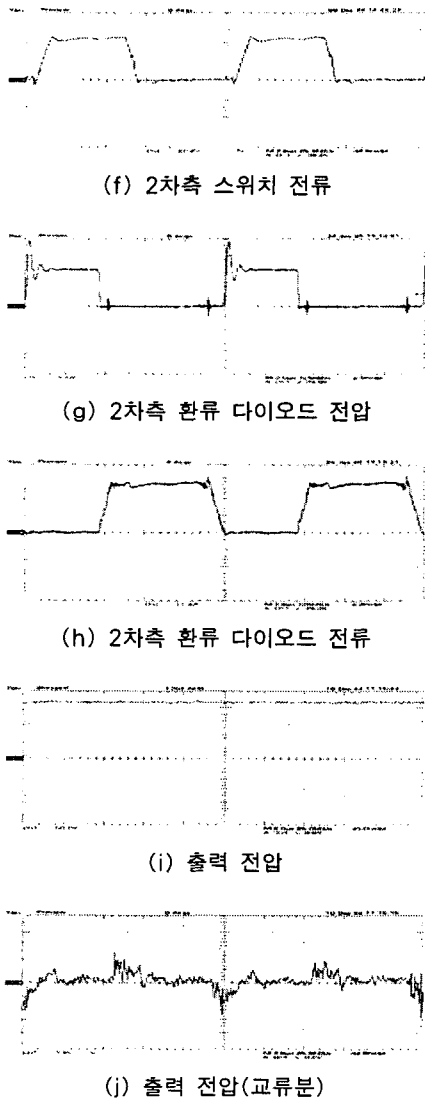
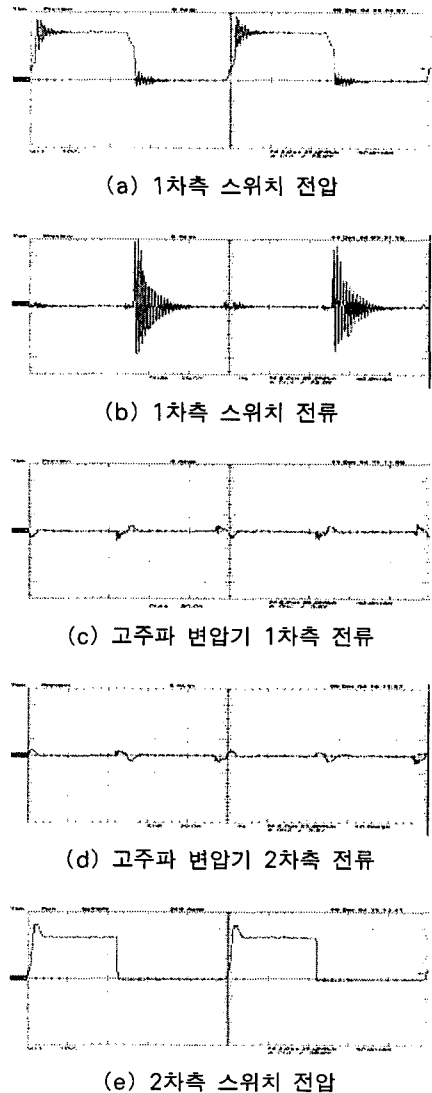


그림 18. 유도계수가 큰 고주파 변압기를 사용했을 경우의 각부의 동작 파형(위상각 = 0°)

Fig. 18. The each part of operational waveforms using in case more than self inductance high frequency transformer(phase shift = 0°)

그림 20과 그림 21은 여자 유도계수에 따른 고주파 변압기의 효율과 손실특성을 나타낸 것이다. 그림 20과 그림 21에서 여자 인덕턴스가 큰 고주파 변압기(Y)에서는 저출력시에 여자 인덕턴스가 작은 고주파 변압기(X)에 비해 전력 효율이 저하되는 것을 알 수 있으며, 이 회로의 전력 손실은 고주파 변

압기 1차측 스위치의 무손실 스너버 커패시터의 충·방전이 데드 타임 기간중에 행해지지 않고, 단락적으로 전하가 스위치에 방출되어 하드 스위칭 동작을 하기 때문이다. 그림 22는 제안한 3[kW]급 연료전지용 전력변환장치의 입·출력 전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다. 그림 22에서 제안한 3[kW]급 연료전지용 전력변환장치의 출력전압과 전류는 거의 단위역률에 가까운 것을 확인할 수 있다.



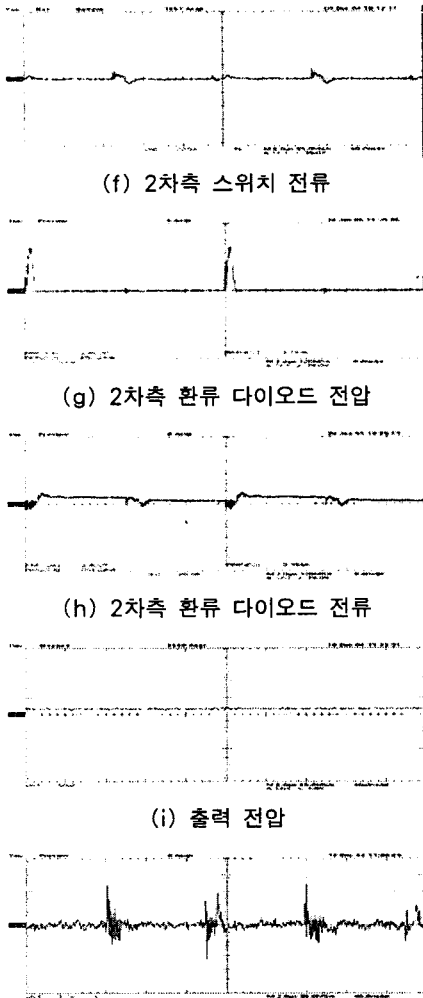


그림 19. 유도계수가 큰 고주파 변압기를 사용했을 경우의 각부의 동작 파형(위상각 = 45°)
 Fig. 19. The each part of operational waveforms using in case more than self inductance high frequency transformer(phase shift = 45°)

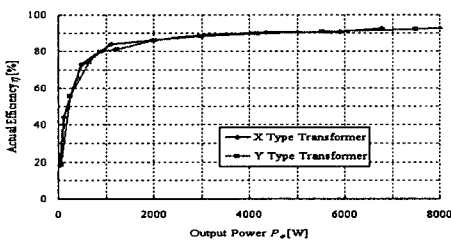


그림 20. 고주파 변압기를 사용했을 경우의 효율 특성
 Fig. 20. Efficiency characteristics using high frequency transformer

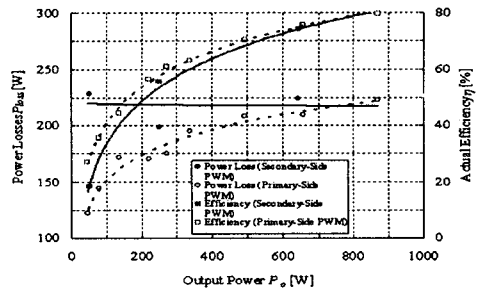


그림 21. 고주파 변압기를 사용했을 경우의 손실 특성
 Fig. 21. Power Loss characteristics using high frequency transformer

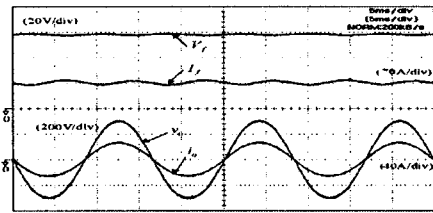


그림 22. 연료전지용 전력변환장치의 입·출력 전압과 전류의 파형
 Fig. 22. Waveform of input & output voltage and current of power conversion system development for fuel cell

4. 결 론

본 논문에서는 연료전지의 발전특성과 동일한 출력특성을 가지는 연료전지 시뮬레이터, 연료전지의 낮은 출력전압을 승압하는 DC-DC 컨버터, 가정용에 적합한 교류전원으로 변환하는 인버터를 설계하고 제작하여 실험을 통하여 다음과 같은 결과를 얻을 수 있었다.

- (1) 연료전지와 유사한 특성을 얻기 위해 TMS320 C31 DSP와 승압형 컨버터를 사용하여 3[kW] 급, 직류 39~60[V_{DC}]의 출력을 갖는 연료전지 시뮬레이터를 구현하였으며, 연료전지와 동일한 출력 특성을 얻을 수 있었다.
- (2) 인버터에 직류 380[V_{DC}]의 전압을 공급하기 위해서는 연료전지의 저전압 39[V_{DC}]를 최고 10배까지 승압할 필요가 있다. 따라서 기존의 컨버터보다 부품수가 적고 제어가 용이하였다.
- (3) 제안한 DC-DC 컨버터는 일반적인 연료전지

용 DC-DC 컨버터의 2차측에 스위치 S_5, S_6 를 추가로 구성하여 위상천이 폭을 조절함으로써 출력 전력을 제어하였다.

- (4) 제안한 DC-DC 컨버터는 넓은 출력 전압 조정에도 불구하고 93~97%의 효율을 얻을 수 있으며, 출력 부하전류의 변화에 대해 거의 일정한 출력전압 특성을 얻을 수 있다.
- (5) 일반적으로 고주파 변압기 여자 전류의 피크 값과 고주파 변압기 1차측 전류가 일치하는 부분에서 여자 인덕턴스가 크게되어 제어 폭이 좁아지므로 소프트 스위칭이 곤란해지는 문제점이 발생하는데 이점을 개선하기 위하여 적절한 데드타임 t_d 을 제어로 소프트 스위칭 기법을 실현하였다.
- (6) 추가 직렬 인덕턴스 L_a 를 적절하게 설정하여 2차측의 스위치와 직렬 다이오드에 발생하는 서지 전압을 저감하였으며, 부하전류가 감소하는 경우하시에는 누설 인덕턴스에 축적된 에너지를 증가시켜 제환 전류에 의해서 발생하는 도통 손실을 저감시켰다.
- (7) 단상 풀-브리지 인버터를 설계, 제작하여 TMS320C31보드와 EPLD를 이용한 PWM 스위칭 기법에 의하여 가정용 교류전압을 구현하였다.

이상과 같이 제안한 연료전지용 전력변환장치의 결과를 바탕으로 향후 연료전지를 이용한 산업체의 분야나 가정내 도시가스, 자동차, 백색가전제품 등의 입력으로 사용되는 전력변환장치의 설계에 유용하게 응용할 수 있을 것으로 판단되어진다.

이 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프로그축 지원 사업의 지원에 의하여 수행된 연구결과입니다.

References

- [1] Andrew Dicks, "Fuel Cell Handbook, sixth Edition" EG & G Technical Services Inc., May 2002.
- [2] Dachuan Yu, S Yuvarajan, "Modeling and Performance Studies of a Fuel Cell Powered Boost Converter", Proceeding of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol.2, pp.713~717, 2004.
- [3] R. J. Wai and R. Y. Duan, "High-Efficiency Power

Conversion for Low Power Fuel cell Generation System", IEEE Trans. On Power Electronics, Vol.20, No.4, pp.847~856, 2005.

- [4] M. Michon, J. L. Duarte, M. Hendrix, "A three-port bi-directional converter for hybrid fuel-cell system", Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.4736~4742, 2004.
- [5] Y. J. Song, "A High Frequency Link Direct DC-AC Converter for Residential Fuel Cell Power Systems", Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.4755~4761, 2004.
- [6] 조진상, 정상민, 최세완, 한수빈, "연료전지자동차에서 연료이용률과 연료 전지 내구성 향상을 위한 양방향 DC-DC 컨버터의 제어기법", 전력전자학회논문지, 제10권 1호, pp.428~435, 2005.
- [7] 정상화, 권순걸, 서기영, 이현우, "위상 천이 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터를 이용한 방전등 구동용 직류 전원장치", 대한전기학회 전기기기 및 에너지변환시스템부문회 춘계학술대회 논문집, pp.194~196, 2005.

◇ 저자소개 ◇

김주용 (金周容)
1977년 12월 1일생. 2002년 경남대 전기공학과 졸업. 2004년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 동대학원 전기공학과 박사수료.

정상화 (鄭相和)
1962년 11월 30일생. 1990년 부경대 전기공학과 졸업. 1995년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년 동대학원 전기공학과 졸업(박사).

문상필 (文相鎔)
1975년 2월 9일생. 1997년 부경대 전기공학과 졸업. 1999년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 경남대 전기공학과 강의전담교수.

류재엽 (柳在葉)
1950년 6월 1일생. 1989년 부경대 전기공학과 졸업. 1993년 강원대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 한국폴리텍VII 창원대학 교수.

서기영 (徐基永)
1942년 4월 18일생. 1965년 한양대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 경남대 전기공학과 교수.