

고체산화물형 연료전지를 위한 10kW급 독립전력변환장치의 개발

李鎮熙*, 趙眞相**, 張敏洙***, 崔世琬****, 韓秀彬§

Development of a 10KW stand-alone power processing unit for SOFC

J H Lee, J S. Jo, M S Jang, S W Choi, and S B Han

요 약

본 논문은 5KW급의 SOFC와 저전압 배터리를 복합전원으로 하는 10KW급 독립형 연료전지발전시스템의 전력변환장치의 개발에 관한 것이다. 이를 위한 전력변환장치는 연료전지로부터의 저전압을 상승시키기 위한 고주파 DC-DC 컨버터 및 이를 안정된 교류전원으로 변환하기 위한 DC-AC 인버터 그리고 저전압 배터리를 충·방전하기 위한 양방향 DC-DC 컨버터로 구성된다. 미국 에너지부 및 IEEE가 주최한 "2003 International Future Energy Challenge Competition"에서 제시한 90%이상의 효율과 \$40/KW 이하의 양산가동의 사양을 목표로 개발된 본 전력변환장치에 대한 토폴로지, 주요 부품의 설계 및 제어방식에 관하여 기술하고 실험결과를 제시한다.

ABSTRACT

This paper summarizes development of a 10KW stand-alone power processing unit for 5KW SOFC-low voltage battery hybrid fuel cell power generation system. The power processing unit includes three parts a high frequency DC-DC converter boosts low fuel cell voltage, a DC-AC inverter converts a dc voltage into a regulated ac voltage and a bidirectional DC-DC converter charges or discharges the battery. The converter topology, design, control method, and experimental result are presented to meet the specifications such as efficiency of 90% and cost of \$40/KW laid down for the "2003 Future Energy Challenge Competition" organized by the U.S. Department of Energy and IEEE.

Key words : Hybrid fuel-cell power generation, SOFC, stand-alone, Bi-directional DC-DC converter

1. 서 론

기존의 발전 설비의 경우 연료는 연소에 의해 열에너지로 변환되고 열에너지는 다시 기계적인 에너지로

변환시켜 발전기에 의해 전기에너지를 얻는 과정을 거치게 된다. 이 연소기관을 통한 소형발전설비의 경우 효율은 약 20% 정도로 낮을 뿐 아니라, 발전과정의 부산물로 열과 CO, CO₂ 및 질소 산화물, 황 산화물, 매연 등의 유해물질이 다량 발생하게 된다. 한편, 연료전지는 수소와 산소의 반응에 의해 연소과정 없이 전기 화학적으로 전기를 발생시키는 것으로 타 대체에너지에 비해 효율이 약 40% 정도로 높으며 전기이외에도 물과 열이 부산물로 생성된다. 이렇게 발전과정에서 발생된 열은 급탕과 난방에 사용될 수 있으며 이 경우 전체효율은 80%를 넘게된다. 이와 같이 연료전지는 효율이 높고 CO₂의 배출을 크게 감소시킬 수 있

*학생회원, 서울산업대 제어계측공학과 석사과정
E-mail: patriarch@snut.ac.kr

**학생회원, 서울산업대 제어계측공학과 석사과정

***정회원, 서울산업대 제어계측공학과 석사졸업, 유학준비중

****정회원, 서울산업대 제어계측공학과 부교수

§정회원, 에너지기술연구소 전기조명연구센터장

접수일자 2003. 8. 26

1차심사 2003. 9. 19

심사완료일 2003. 10. 7

기 때문에, 최근의 지구 온난화와 석유에너지의 고갈 문제의 유력한 해결방안으로 제시되어 선진 각국에서 많은 연구가 진행되고 있다 또한 소음이 거의 없고 대기 오염의 원인이 되는 NO_x , SO_x 및 매연이 매우 작은 장점을 가지고 있어 미래의 새로운 에너지원으로 기대되고 있다^[1].

이러한 연료전지는 Alkaline Fuel Cell(AFC), Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell(PEMFC), Phosphoric Acid Fuel Cell(PAFC), Solid Oxide Fuel Cell(SOFC), Molten Carbonate Fuel Cell(MCFC) 등의 여러 가지가 있는데, 이중 SOFC 는 가장 오랜 동안 연구되어 오던 것으로 600℃부터 1000℃의 고온에서 동작하기 때문에 재료들의 열 팽창계수의 불일치로 재료의 선정 등에 어려움이 있지만, 고온의 동작에서 얻어지는 열을 코제네레이션하면 전체 시스템의 효율을 90% 정도까지 높일 수 있는 장점이 있다 또한 천연가스나 프로판을 연료로 하는 경우 Single-stage의 내부 개질기로 구성할 수 있는 장점 등 있어 최근 들어 미국등에서 5KW급의 가정용이나 수백KW급의 파워플랜트를 대상으로 활발한 연구가 진행되고 있다^[2].

이러한 연료전지 시스템에 전력변환장치의 사용이 필수적인데 이의 주요한 역할은 다음과 같다. 첫째, 연료전지 스택을 구성하는 셀의 단위전압은 무 부하시 약 1.15V_{DC} 정도이고 전류가 증가하면 약 0.7V_{DC} 정도 까지 낮아진다 따라서 스택 제조시 이를 직렬로 연결하여 스택의 출력전압을 결정하는데 이 전압이 높을수록 스택가격이 높아져서 정격전압이 대개 20V에서 50V로 낮기 때문에 이를 상승(Boost)시킴과 동시에 교류로 변환하여야 한다. 둘째, 연료전지는 부하에 따라 매우 변동이 심한 Weak Source 이므로 이를 안정된 전원으로 해주기 위해서는 전압을 조정(Regulation)해야 한다 셋째, 연료전지와 부하사이에는 안전과 노이즈의 차단 등을 위하여 절연(Isolation)이 필요하다 일반적으로 이러한 전력변환 장치는 전체 연료전지 시스템 가격에 적지 않은 비중을 차지하며 전력변환장치의 효율이 낮은 경우 전단의 스택 및 개질기의 용량이 커져야 한다 또한, 연료전지의 출력은 저전압, 고전류의 특성과 부하에 따라 전압이 크게 변동하는 특성을 가지므로 기존의 DC-DC 컨버터나 범용 인버터 기술로는 전체시스템에서 요구되는 효율 및 가격을 만족시킬 수 없다 따라서 연료전지시스템의 상용화를 위해서는 전력변환기의 제조가격과 효율 등을 개선하기 위한 많은 연구가 필요하다

본 논문은 미국의 에너지부 (U.S. Department of

Energy) 및 IEEE가 주최한 국제대회인 "2003 International Future Energy Challenge"에 출품한 "SOFC 발전시스템을 위한 10KW급 독립형 전력변환장치"의 개발에 관한 것으로, 본 대회는 효율 90%이상, 양산가 US\$40/KW 이하의 10KW급 연료전지용 전력변환기를 개발하는 것을 목표로 하였다^[3]

표 1은 본 국제대회에서 제시한 전체 시스템의 최소 설계기준 파라미터를 나타내고 있다 다음 항목을 기준으로 본 논문의 시스템을 설계했다

표 1 시스템 파라미터
Table 1 System parameter

설계항목		최소설계요구사항
에너지원	SOFC	29V _{nominal} , 22~41V, 최대 275A _{max}
	배터리	48V _{nominal} , +10%~-20%, 500Wh
출력 전력용량	정격	5KW continuous @ DFP 0.7
	과부하	1분동안 10KW (@ DFP 0.7) 5KW SOFC & 5KW 배터리
출력전압	형 태	단상 120V/240V, 60Hz
	조정율	±6 %
	주파수	±0.1Hz
	왜 율	5% 이하
양산가		US\$40/KW
효 율		90% 이상
부 피		88.5ℓ 이하
무 게		30kg 이하
소 음		50dB 이하 (15m from the unit)
보호기능		과전류, 과전압, 과온도, 저전압, 난락회로

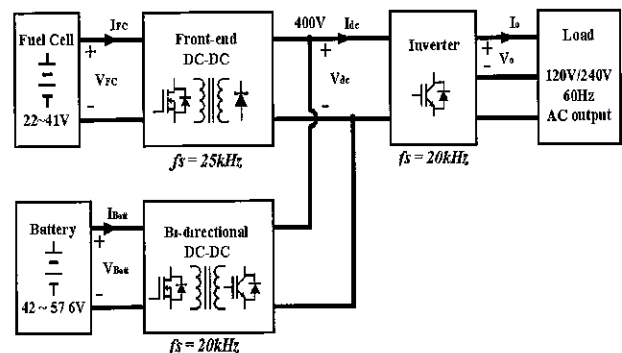


그림 1 독립전력변환장치 구성도

Fig 1 Block diagram of a stand-alone power processing unit

2. 본 론

2.1 전체 시스템

그림 1은 SOFC-저전압 배터리의 복합발전을 위해 제안하는 전력 변환 장치의 구성도를 나타내고 있다

이는 연료전지의 낮은 전압을 승압 시키기 위한 DC-DC 컨버터, 교류전압으로 변환시키기 위한 인버터, 배터리 충·방전을 통해 연료전지의 느린응답을 보완하기 위한 양방향 DC-DC 컨버터로 세 부분으로 나눌 수 있다

첫째, DC-DC 컨버터는 연료전지로부터의 저전압을 승압시켜 주는 것과 동시에 입력전류 제어와 출력 직류링크(DC-link)전압제어를 통해 과도상대동간의 시스템의 안정성을 향상 시켜준다

또한, DC-DC 컨버터는 고주파 스위칭을 통해 직류전압을 초핑하여 교류구형파로 만들어 고주파 변압기에 인가하고 승압된 교류구형파는 다시 정류기와 필터에 의해 상승된 직류전압으로 변환된다

이때 고주파 변압기는 전기적인 절연과 연료전지의 저전압을 승압 시켜주는 역할을 한다

둘째, 앞단의 DC-DC 컨버터에 의해서 얻어진 직류링크 전압으로부터 부하에 요구되는 교류전압을 만들어 주는 인버터는 출력전압을 필터를 사용하여 스위칭 주파수 성분을 제거하여 정현파의 교류전압으로 변환한다 인버터 출력 측은 전압크기의 조정과 주파수 조정, 고조파 왜율 등을 만족하도록 설계했다

셋째, 연료전지의 응답속도는 매우 느리므로 순간적인 부하의 변동에 대하여 즉시 필요한 양의 전력을 공급해주고 연료전지의 출력이 증가하여 부하전력을 충분히 공급할 수 있으면 잉여전력을 저장할 수 있는 배터리나 슈퍼 캐패시터와 같은 에너지 저장장치가 독립형 연료전지 발전시스템에서는 필요하며 배터리를 사용하는 경우 이를 충전 또는 방전할 수 있는 양방향 DC-DC 컨버터가 필요하다. 양방향 DC-DC 컨버터는 DSP에 의해 계산된 전류 지령치를 제어하여 충전과 방전동작을 한다

2.2 DC-DC 컨버터

2.2.1 토폴로지 및 기본동작

그림 2는 제안한 DC-DC 컨버터의 토폴로지를 나타내고 있다 DC-DC 컨버터는 부하에 따라 변동되는 연료전지의 22V~41V의 낮은 전압을 인버터에서 요구되는 출력전압을 만들어 줄 수 있는 직류링크(DC-link)전압인 400V_{dc}로 승압시켜준다.

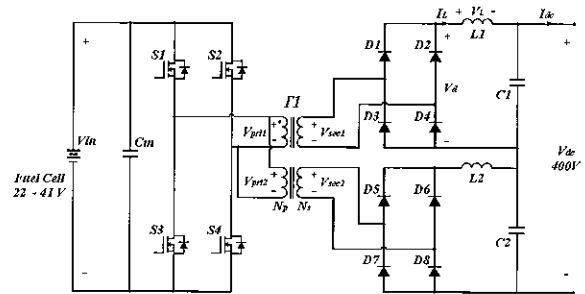


그림 2 DC-DC 컨버터

Fig 2 DC-DC converter

Phase-shift 스위칭 방식에 의해 영 전압 스위칭을 구현하여 스위칭 손실을 줄여주고, 시스템의 효율을 향상시켜주기 위하여 1차측에는 Full-bridge 방식의 토폴로지를 선택하였다

또한, 고주파 변압기는 25KW급 2개를 병렬 연결하여 사용하였으며, 2차측의 각각 2대의 다이오드 브리지와 직렬 연결되어 각각 200V_{dc} 전압을 출력해서 인버터의 입력전압 400V_{dc}를 만들어 준다

그림 3은 DC-DC 컨버터의 기본동작에 대한 주요 파형을 나타냈다^[4] 인덕터에 걸리는 전압 V_L 로 부터 다음과 같은 식을 유도할 수 있다

$$\left(V_m \cdot \frac{N_s}{N_p} - \frac{1}{2} \cdot V_{dc} \right) \cdot DT = V_{dc} \cdot \frac{T \cdot (1-D)}{2} \quad (1)$$

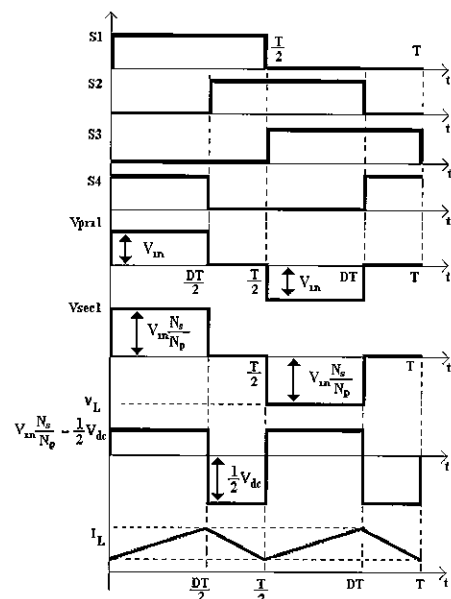


그림 3 DC-DC 컨버터 주요동작파형

Fig 3 Main waveforms of DC-DC converter

수식 (1)을 이용해서 스위치의 Duty cycle을 구한다

$$D = \frac{1}{2} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_m}{V_{dc}} \quad (2)$$

직류링크 전압을 $400V_{dc}$ 로 하는 경우 연료전지 최저전압 $V_{in,min}=22V$ 이고, 스위치 턴-오프시간을 고려한 최대 Duty비 $D_{max}=0.45$ 일 때의 고주파변압기의 권선비는 $N_p/N_s=1.10$ 이나, 고주파 변압기의 누설인덕턴스에 기인한 Duty loss등을 고려하여 1:15로 설정하였다.

2.2.2 DC-DC 컨버터 제어

그림 4는 DC-DC 컨버터의 제어 블록도를 나타내고 있다. 출력 직류링크 전압을 $400V_{dc}$ 로 조정하기 위해 PI 제어를 구현하였다. 연료전지 제어기(FCC)로부터 출력가능 전류값에 의한 전류제어는 부하의 과도상태 동안 시스템의 동작특성을 향상시켜주고, 전력소자들의 전류정격을 낮출 수 있도록 해준다 또한, 사용자의 외부확장을 통해서 다양한 기능을 수행할 수 있고, 초기 구동시 돌입전류를 막아줄 수 있는 소프트 스타트 기능과 컨트roller 자체적인 보호기능 등을 가지고있는 저가격의 UCC3895로 Phase-shifting 방식의 PWM을 구현하였다

2.2.3 소자 설계

스위칭 소자 (MOSFET, Diode)

연료전지의 저전압, 대전류(최대 275A)에 의한 손실을 최소화하기 위해 MOSFET을 병렬연결하여 사용하였으며, 고주파변압기 2차측에 누설인덕턴스에 의한 Ringing 현상을 고려하여 고속회복 다이오드의 전압마진을 두어 설계했다

고주파변압기 설계

스위칭 주파수가 20kHz에서 3MHz 사이에서 적합한 Ferrite 코어를 선정했다 코어선정을 위한 area product는 다음 수식을 이용하였다^[5]

$$W_a \cdot A_c = \frac{P_{dc} \cdot C \cdot 10^8}{4 \cdot e \cdot B \cdot f_s \cdot K} \quad (3)$$

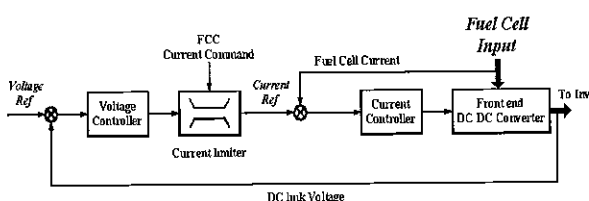


그림 4 DC-DC 컨버터의 제어블럭도

Fig 4 Control block diagram for DC-DC converter

여기서, P_{dc} 출력 전력

C 전류용량 ($5.07 \times 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{Amp}$)

B 자속밀도 (Flux density)

e 변압기 효율

f_s 스위칭 주파수

K Winding factor

그리고 고주파변압기의 1, 2차측의 권선수는 다음 식을 이용했다.

$$N_p = \frac{V_p \cdot 10^8}{4 \cdot B \cdot A \cdot f_s} \quad (4)$$

여기서, V_p 1차측 최대전압

A 코어 단면적

또한, 고주파 동작에서의 표피효과(skin effect)로 인한 동손을 최소화하기 위하여 Ritz wire를 사용했다

2.3 인버터

그림 5는 DC-AC 인버터 토폴로지를 나타내고 있다 두 대의 Half-bridge 인버터로 서로 180° 위상차를 갖는 $120V_{ac}$ 전압 V_a , V_b 를 만들고, 단자 A, B 사이로 $240V_{ac}$ 를 출력한다 또한, PWM에 의한 스위칭 리플전압과 부하에서 발생하는 고조파 전류를 제거하기 위한 L-C 필터를 설계했다^[6]

그림 6은 DC-AC 인버터 제어블럭도를 나타내고 있다 부하의 변동에 대해서 출력전압을 조정하며, 커패시터 전압을 균등하게 하기 위한 제어를 DSP에 의한 디지털 제어로 구현했다. 각 상의 부하의 불균형에 의한 커패시터 전압 불균형은 이론적으로는 없으나, 실제로는 발생할 수 있고, 이는 출력전압의 찌그러짐 고조파 발생의 원인이 되므로 출력전압조정을 위한 제어와

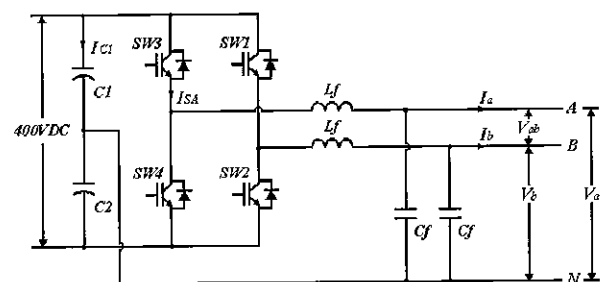


그림 5 DC-AC 인버터

Fig 5 DC-AC inverter

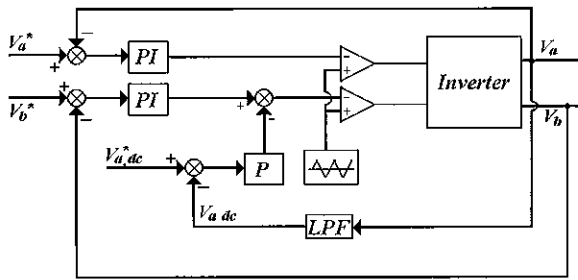


그림 6 DC-AC 인버터 제어블럭도
Fig 6 Control block diagram for DC-AC inverter

이와 같은 캐패시터 전압 불균형 해결을 위한 제어블럭도 그림 6과 같이 동시에 구현했다.

위쪽의 캐패시터 전압값이 아래에 있는 캐패시터 전압값보다 클 때, V_a 상 전압의 평균값이 양의 값을 가지므로 센싱된 V_a 가 저역통과필터를 거치면 직류성분만 남게된다. 이것은 출력 b상의 PI 출력단에 양의 값을 더해줘서, 결과적으로 위쪽의 캐패시터 전압이 감소하고, 아래쪽 캐패시터의 전압을 증가시켜 직류링크 캐패시터 전압의 균형을 잡아주게 된다

인버터 및 전체 시스템의 효율적인 제어를 위해 저가격의 DSP인 TMS320LF2407을 사용했다. 인버터에서 사용한 DSP 컨트롤러의 역할은 다음과 같다.

- 인버터의 IGBT스위치의 게이트 신호 발생
- 부하변동에 대한 출력전압의 조정
- 전체 시스템의 감시와 보호기능구현
- 시스템과 연료전지 제어기와의 통신
- 부하변동에 따른 양방향 DC-DC 컨버터의 충·방전 전류지령치 계산

2.4 양방향 DC-DC 컨버터

연료전지는 느린 응답특성을 가지고 있기 때문에, 부하의 급격한 증가에 대해서 즉시 필요한 전력을 공급해 주지 못하므로 출력전압의 조정이 어렵게 된다. 따라서 급격한 부하의 변동시 부하의 전력과 연료전지의 출력가능 전력과의 차이만큼을 즉시 공급하고 연료전지의 출력이 증가하면 잉여의 전력을 배터리에 충전할 수 있는 동작이 필요하다. 그림 7은 양방향 DC-DC 컨버터의 토폴로지를 보여준다. 직류링크단으로 고전압 배터리를 직접 연결하여 사용할 수 있으나, 이 경우 배터리의 비싼 가격과 장시간 사용시 배터리 전압균형에 문제가 발생 할 수 있다

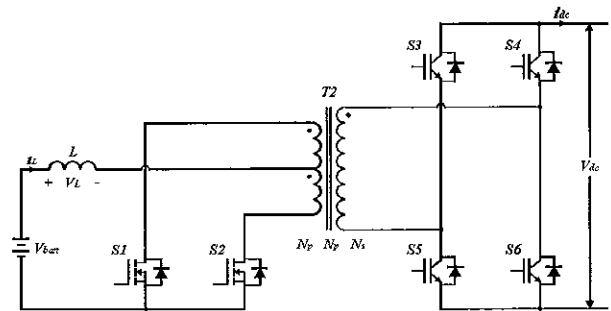


그림 7 양방향 DC-DC 컨버터
Fig 7 Bi-directional DC-DC converter

따라서 그림 7과 같이 양방향 DC-DC 컨버터를 이용하여 저전압 배터리를 연결하는 경우 충전과 방전의 전류지령 제어를 통해 부하의 변동에 대한 연료전지와 시스템의 과도상대응특성을 향상시킬 수 있다 즉, 배터리는 부하의 급격한 증가에 대하여 연료전지의 출력전력과 부하의 요구량의 차이만큼 전력을 순간적으로 방전시켜 연료전지의 느린 응답을 보완한다. 연료전지로부터의 출력이 증가하여 부하전력을 충분히 공급할 수 있는 시점에서 양방향 DC-DC 컨버터를 충전모드로 변환시켜 배터리를 충전시킨다. 이와 같은 방전전류 지령치나 충전전류 지령치는 DSP 컨트롤러에서 지령전류를 순서적으로 계산하여 양방향 DC-DC 컨버터로 지령한다. 그림 8은 양방향 DC-DC 컨버터의 충·방전 동작에서의 주요파형을 나타내고 있다^[7]. 그림 8에서 인덕터의 전압과 전류 파형에서 고주파 변압기 T_2 의 턴비 n_2 를 다음과 같이 정의하면,

$$n_2 = \frac{N_s}{N_p} \quad (5)$$

그림 8(a)의 충전모드동안에는

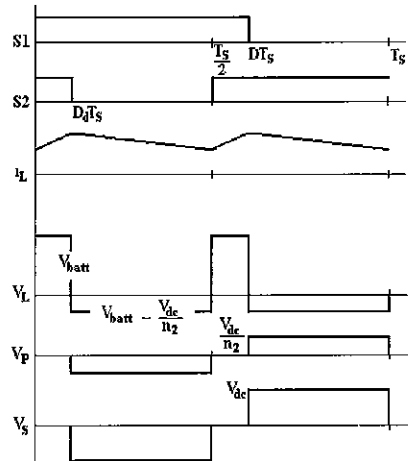
$$-(V_{batt} - \frac{V_{dc}}{n_2}) \cdot DT_s = V_{batt} (\frac{1}{2} - D) \cdot T_s \quad (6)$$

이 되고, 충전모드에서의 입·출력관계는

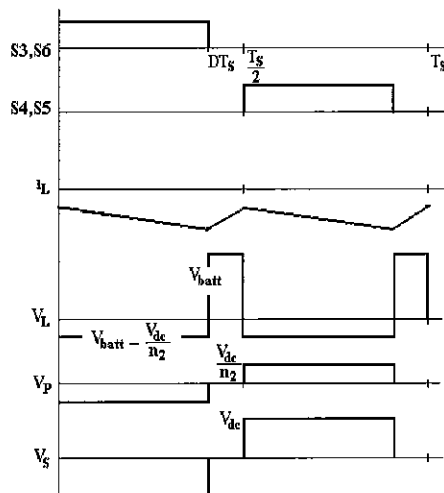
$$\therefore \frac{V_{batt}}{V_{dc}} = \frac{2 \cdot D}{n_2} \quad (0 < D < \frac{1}{2}) \quad (7)$$

$$V_{batt} \cdot D_d \cdot T_s = -(V_{batt} - \frac{V_{dc}}{n_2}) \cdot (\frac{1}{2} - D_d) \cdot T_s \quad (8)$$

이 된다. 그림 8(b)의 방전모드동안에는



(a) 충전모드



(b) 방전모드

그림 8 양방향 DC-DC 컨버터 주요동작파형

Fig 8 Main waveforms of Bi-directional DC-DC converter

이 되고, 방전모드에서의 입·출력 관계식은

$$\therefore \frac{V_{dc}}{V_{batt}} = \frac{n_2}{(1-2 \cdot D_d)} \quad (0 < D_d < \frac{1}{2}) \quad (9)$$

$$\therefore \frac{V_{dc}}{V_{batt}} = \frac{n_2}{2 \cdot (1-D)} \cdot \left(\frac{1}{2} < D < 1, D = \frac{1}{2} + D_d \right) \quad (10)$$

이 된다. 고주파변압기의 권선비는 그림 8(a)에서 살펴보면,

- 배터리 전압 : $48V_{batt,nominal}$ ($42V \sim 57.6V$)
- DC-link 전압 : $400V_{dc,nominal}$ ($380V \sim 420V$), 일 때,

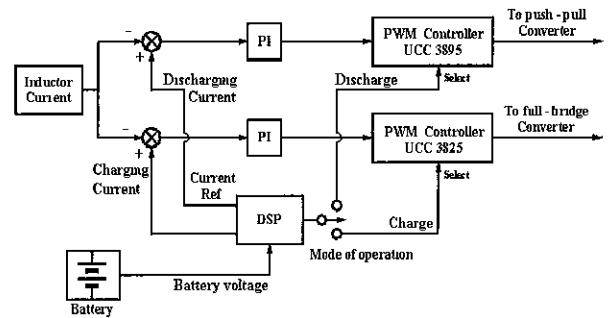


그림 9 양방향 DC-DC 컨버터 제어블럭도

Fig 9 Control block diagram for Bi-directional DC-DC converter

$$V_{batt} - \frac{V_{dc}}{n_2} < 0 \quad (11)$$

이고, 수식 (11)이 만족해야 하므로,

$$n_2 < 6.597 \quad (12)$$

따라서, $57.6V_{batt}$ 이고, $380V_{dc}$ 일 때의 권선비 1.6으로 설계하고, 2대의 고주파변압기를 사용했다

그림 9은 양방향 DC-DC 컨버터의 제어블럭도를 보여주고 있다. 양방향 DC-DC 컨버터는 인버터의 DSP에서 계산된 전류지령치에 따라 충·방전 동작을 한다. 충전과 방전의 각각의 모드에 대하여 두 개의 PWM 컨트롤러 UCC3895, UC3825를 사용했다

3. Simulation

그림 10(a)~(g)는 제안한 시스템의 시뮬레이션 파형이다. 그림 10(a)는 부하변동에 대한 인버터 출력전압 파형이다. 부하의 변동에 대해서도 출력전압이 일정하게 유지되고 있음을 보여준다. 그림 10(b)는 출력전류파형을 보여준다. 그림 10(c)는 인버터 입력전류파형을 보여준다. 그림 10(d)는 직류링크 전압 $400V_{dc}$ 를 보여준다. 부하변동에 대해 DC-DC 컨버터 출력전압 $400V_{dc}$ 를 안정되게 유지하는 것을 보여준다. 그림 10(e) DC-DC 컨버터 출력전류 파형이다. 부하증가에 대해 전류 리플만 증가하고, 평균값에는 변화가 없음을 보여준다. 그림 10(f)는 양방향 DC-DC 컨버터의 직류링크측 전류파형이다. 그림 10(g)는 양방향 DC-DC 컨버터의 배터리측 전류파형이다. 그림 10(f), (g)는 부하증가에 대한 전류가 배터리 측에서 출력됨을 보여준다.

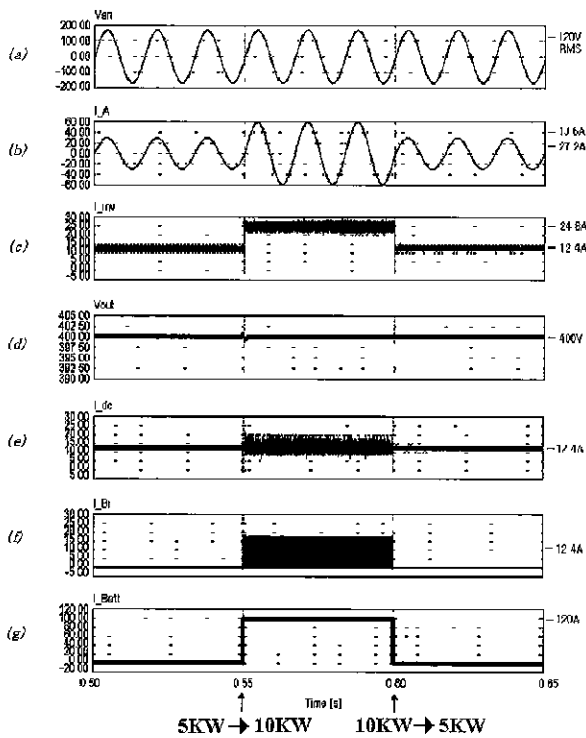


그림 10 시뮬레이션 파형
Fig 10 Simulation waveforms

4. 실험 결과

5KW급 DC-DC 컨버터, 양방향 DC-DC 컨버터, 10KW급 DC-AC 인버터를 아래의 소자들로 제작하여 실험했다

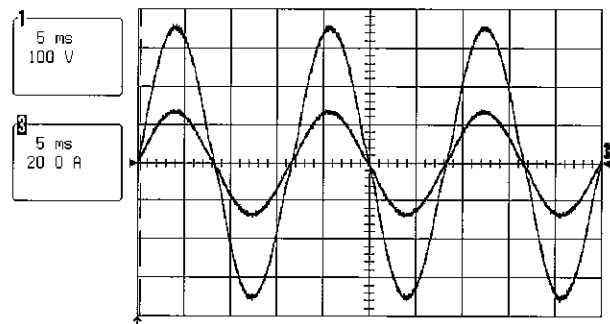
DC-DC 컨버터

- MOSFET
 - IXYS (IXFN180N10, 100V, 180A, $R_{DS}=8m\Omega$)
- 고주파변압기
 - EE type core, $A_e = 12.27cm^2$, $l_e = 37.9cm$, $W_a = 33.1cm$, $V_e = 464.5cm^3$
- Diode
 - IXYS (DSEI2×31-10B, 1000V, 30A, $t_{rr}=35ns$)
- 인덕터
 - Toroid type core, $A_e = 0.654cm^2$, $l_e = 6.35cm$, $W_a = 1.56cm$, $V_e = 4.154cm^3$

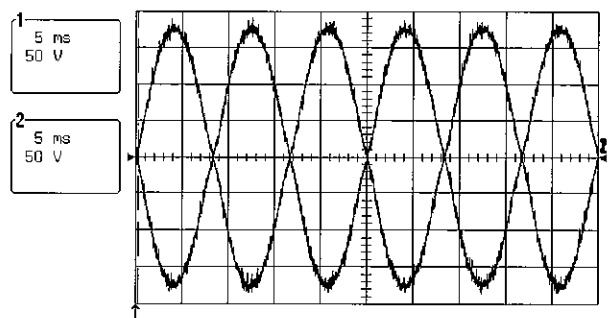
DC-AC 인버터

- IGBT

- Fuji (2MBI200N-060, 600V, 200A, $V_{CE}=2V$)
- 인덕터
 - Toroid type core, $A_e = 1.444cm^2$, $l_e = 14.3cm$, $W_a = 9.48cm$, $V_e = 20.65cm^3$
- 양방향 DC-DC 컨버터
- MOSFET
 - IXYS (IXFN180N20, 200V, 180A, $R_{DS}=10m\Omega$)
- IGBT
 - TOSHIBA (MG50J2YS50, 600V, 50A, $V_{CE}=2.7V$)
- 고주파변압기
 - EE type core, $A_e = 12.27cm^2$, $l_e = 37.9cm$, $W_a = 33.1cm$, $V_e = 464.5cm^3$
- 인덕터
 - UU type core, $A_e = 6.45cm^2$, $l_e = 30.84cm$, $W_a = 6.45cm$, $V_e = 119cm^3$



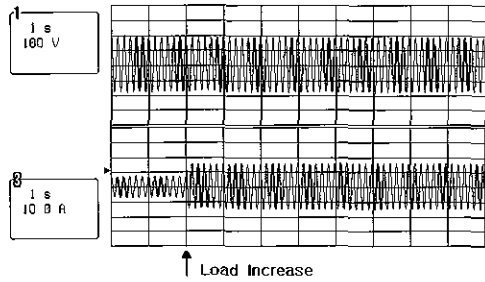
(a) 인버터 출력전압 V_a , V_b
(a) Inverter output voltage V_a , V_b



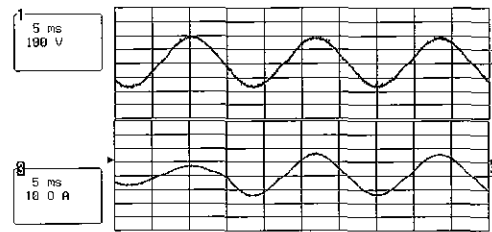
(b) 인버터 출력전압 V_{ab} , 출력전류 I_a
(b) Inverter output voltage V_{ab} , output current I_a

그림 11 정상상태에서의 실험결과 (4.4kW)

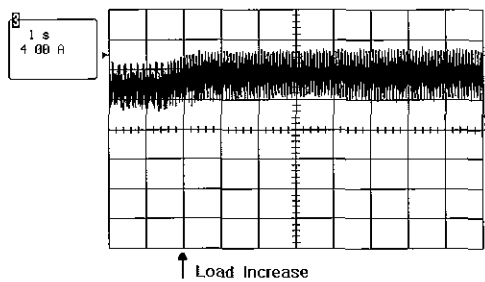
Fig 11 Experimental result at steady-state (4.4kW)



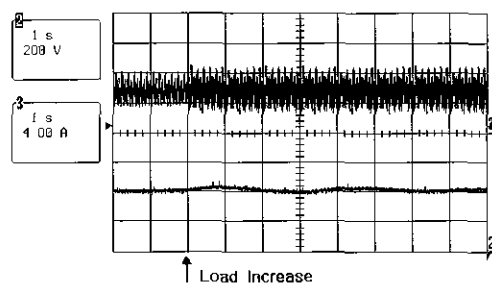
(a) 인버터 출력전압 V_d (상측)와 전류 I_d (하측)
(a) Upper Inverter output voltage
Lower Inverter output current



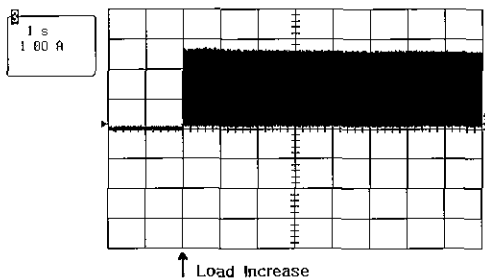
(b) 그림 12(a)의 확대파형
(b) Extended waveforms of Fig 12(a)



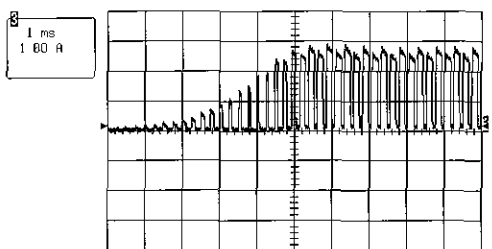
(c) 인버터 입력전류
(c) Input current of DC-AC inverter



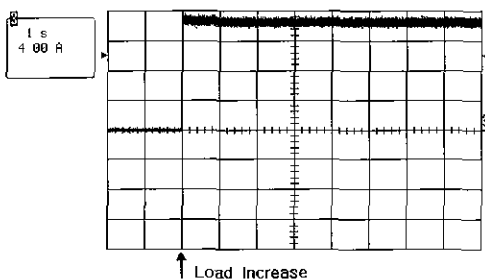
(d) DC-DC 컨버터 출력전류(상측), 전압(하측)
(d) DC-DC converter Upper Output current
Lower DC-link voltage



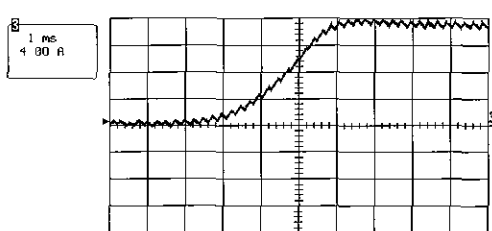
(e) 양방향 DC-DC 컨버터의 직류링크측 전류
(e) DC-link current of Bi-directional DC-DC converter



(f) 그림12(e)의 확대파형
(f) Extended waveform of Fig 12(e)



(g) 양방향 DC-DC 컨버터 배터리측 출력전류
(g) Battery current of Bi-directional DC-DC converter



(h) 그림12(g)의 확대파형
(h) Extended waveform of Fig 12(g)

그림 12 과도상태에서의 실험결과 (2KW → 2.7KW)

Fig 12 Experimental result at transient-state (2KW → 2.7KW)

그림 11(a)~(b)는 4.4KW 저항부하에 대한 출력전압, 전류파형을 보여준다. 그림 11(a)는 정상상태의 각각 V_a , V_b 의 120V_{ac} 전압파형을 보여준다. 그림 11(b)는 V_{ab} 상 240V_{ac}인 전압파형과 부하전류 파형을 보여주고 있다.

그림 12(a)~(h)는 부하가 2KW에서 2.7KW로 변동하는 경우의 과도상태응답에 대한 각부 파형을 보여주고 있다.

그림 12(a)는 출력 전압과 전류파형이며, 그림 12(b)는 그림 12(a)의 확대한 파형이다. 부하증가시 전압의 왜곡은 없으며, 부하에 대한 전류만 증가되는 것을 보여준다. 그림 12(c)는 인버터 입력 전류파형을 보여준다. 부하 증가시 양방향 DC-DC 컨버터에서 부하의 증가량에 대한 전류를 출력해줌으로 전류가 증가하는 것을 볼 수 있다. 그림 12(d)는 DC-DC 컨버터의 출력 전압과 전류파형을 보여준다.

부하의 증가시점에서 전류의 리플은 약간 상승 하지만 평균값에는 변화가 없음을 보여주고, 출력 전압 400V_{dc} 로 제어되고 있음을 보여준다. 이는 부하증가량에 대해 양방향 DC-DC 컨버터에서 전류가 출력되기 때문이다.

그림 12(e)는 양방향 DC-DC 컨버터의 직류링크측 전류파형이다. 그림 12(f)는 그림 12(e)의 파형을 확대한 파형이다. 부하의 변동시 PWM 모양으로 전류 파형이 출력되는 것을 볼 수 있다. 그림 12(g)는 양방향 DC-DC 컨버터의 배터리측의 출력 전류 파형을 보여주고, 그림 12(h)는 그림 12(g)의 확대한 파형이다. 배터리측 인덕터의 영향으로 전류리플이 거의 없음을 보여준다. 또한, 출력의 부하가 변동할 때 양방향 DC-DC컨버터는 빠른 응답속도를 가지고 있음을 보여준다.

표 2는 표 1에서 제시한 설계기준과 본 시스템의 실험결과로 나타난 성능을 비교했다.

그림 13는 본 논문에서 제안한 시스템을 설계, 제작한 10KW급 시제품 외관 사진이다.

표 2 성능평가

Table 2 Experimental performance evaluation

설계항목	설계기준사항	본 시스템 실험결과
출력주파수	60Hz±0.1Hz	59.95Hz~60.09Hz
출력 전압 조정을	± 6%	-2.4%~0.2%
출력 THD	5% 이하	3% 이하
전체 효율	90% (5KW에서)	88% (4.4KW에서) (DC-DC 90%, Inv 97%)

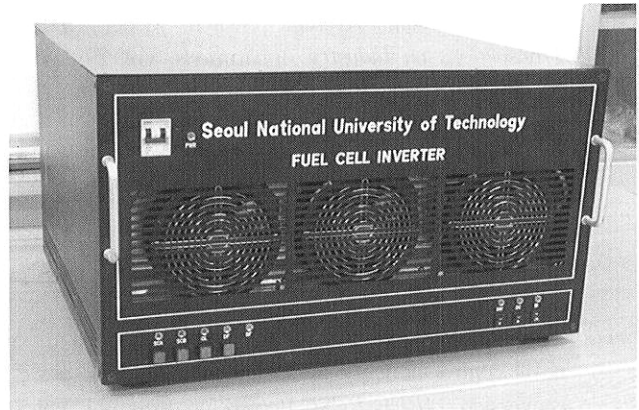


그림 13 시제품 외관 사진.

Fig. 13 Photograph of prototype

5. 결 론

본 논문은 미국의 에너지부 (U.S. Department of Energy) 및 IEEE가 주최한 국제대회인 "2003 International Future Energy Challenge"에 출품한 "SOFC를 위한 10KW급 독립형 전력변환장치"의 개발에 관한 것이다.

5KW급의 SOFC와 저전압 배터리를 복합전원으로 하는 10KW급 독립전력변환장치로서 연료전지로부터의 저전압을 상승시키기 위한 DC-DC 컨버터, 안정된 교류전원으로 변환하기 위한 DC-AC 인버터, 저전압 배터리를 충·방전하기 위한 양방향 DC-DC 컨버터로 구성했다. 각 토폴로지의 제안과 제어방식 및 전력소자의 설계와 선정에 대해 기술하였다. 10KW급 시제품을 제작하여 실험결과 대부분 설계기준사항을 만족하는 것을 알 수 있다. 전력변환 장치가 시스템의 최종 출력의 질을 결정하므로 부하에서 요구하는 사양을 만족하는 최적의 전력변환장치에 관한 연구는 연료전지 스택 및 개질기에 관한 연구와 함께 매우 중요하다고 하겠다.

참 고 문 헌

- [1] 이원용, "가정용 연료전지 코제네레이션 시스템", 전력전자 학회지, 제6권, 제2호, pp. 11~20, 2001. 4.
- [2] *Fuel Cell Handbook 5th Edition*, October, 2000, National Energy Technology Laboratory.
- [3] "2003 International Future Energy Challenge Competition", 공식홈페이지 <http://www.energychallenge.org>.
- [4] F. Tsai, "Small-signal and Transient Analysis of a Zero-Voltage-Switched, Phase-Controlled PWM

Converter Using Average Switch Model", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, No. 3, pp. 493~499, May/June 1993.

[5] *Design application note*, MAGNETICS. INC.

[6] R. Gopinath, S. Kim, J. Hahn, M. Webster, J. Burghardt, S. Campbell, D. Becker, P. Enjeti, M. Yeary, J. Howze, "Development of a low cost fuel cell inverter system with DSP control", *IEEE PESC Record*, pp. 309~314 Vol.1, 2002.

[7] T. Reimann, S. Szeponik, G. Berger, J. Petzoldt, "A novel control principle of bi-directional DC-DC power conversion", *IEEE PESC Record*, pp. 978~984, Vol 2, 1997.

저 자 소 개



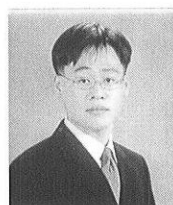
이진희(李鎭熙)

1976년 7월 12일생. 2003년 서울산업대 제어계측공학과 졸업. 현재 동 대학원 제어계측공학과 석사과정. 미국 에너지부·IEEE 주최 국제대회 "2003 Future Energy Challenge" 1위.



조진상(趙眞相)

1977년 12월 6일생. 2003년 서울산업대 제어계측공학과 졸업. 현재 동 대학원 제어계측공학과 석사과정. 미국 에너지부·IEEE 주최 국제대회 "2003 Future Energy Challenge" 1위.



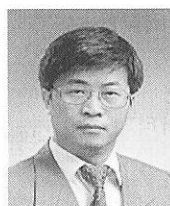
장민수(張敏洙)

1976년 6월 11일생. 2001년 서울산업대 제어계측공학과 졸업. 2003년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 미국 에너지부·IEEE 주최 국제대회 "2003 Future Energy Challenge" 1위.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 미국 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(박사). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소주임연구원. 1996년~1997년 삼성전기 종합 연구소 수석연구원. 미국 에너지부·IEEE 주최 국제대회 "2003 Future Energy Challenge" 1위. 1997년~현재 서울산업대 제어계측공학과 부교수. 당 학회 편집위원.



한수빈(韓秀彬)

1958년 6월 9일생. 1977년 한양대학교 전자공학과(학사)졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1997년 한국 과학 기술원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 현재 한국 에너지기술연구원 전기·조명 연구센터장.