

High Efficiency DC-DC Converter for Fuel Cell System

오은태* · 윤수영* · 이윤재* · 유광민** · 채형준** · 한병문*** · 이준영†
 (Eun-Tae Oh · Soo-Young Yoon · Yoon-Jae Lee · Gwang-Min You · Hyung-Jun Chae ·
 Byung-Moon Han · Jun-Young Lee)

Abstract - Studying for environmental friendly and efficient energy source is now actively under way on because problems like environmental pollution and exhaust of natural resources are in issue. Fuel Cell which is an alternative energy source has low voltage and high current characteristic, therefore boost up voltage converter and DC-AC converter is required to use as a common power source. In this paper, DC-DC converter which has high efficient and high power density is proposed and verified by experimental result.

Key Words : Fuel cell, Two stage converter, LLC, High-efficiency

1. 서론

최근 심각한 환경오염과 에너지 자원의 고갈에 대한 문제가 심각하게 대두되면서 새로운 에너지원에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 친환경적이고 효율적인 에너지원인 연료전지는 대체 에너지로써 각광받아 많은 연구와 개발이 진행되고 있다. 이러한 연료전지는 저전압, 대전류의 특징을 갖고 있어 상용전원으로 사용하기 위해서는 저전압을 고전압으로 변환하는 승압형 컨버터와 승압된 전압을 상용전원으로 바꿔주는 인버터의 연계가 필요하다. 연료전지는 부하에 따라 변동 폭이 크므로 출력 Regulation이 용이해야 하며 안전과 노이즈 차단 등을 위해 연료전지와 부하사이 절연이 필요하다. 본 논문에서는 위의 사항뿐만 아니라 높은 효율, 높은 전력밀도를 갖는 승압형 컨버터에 관한 연구를 하였다. 기존의 연료전지용 승압형 컨버터는 위상천이 방식 Full-Bridge converter나 Current-fed Converter 등이 있다. 하지만 위상천이 방식 Full - Bridge converter는 제어방식이 복잡하고 출력 정류기 전압 스트레스가 문제 될 뿐 아니라 큰 입력 맥동전류가 흐르는 단점을 지니고 있다. 또한 Current fed Full-Bridge converter는 스위칭 소자가 큰 전류, 전압 스트레스를 부담해야하는 단점이 있다. 이러한 기존방식의 단점들을 보완하기 위해 새로운 방식들을 적용한 컨버터들이 개발되었고 현재도 많은 연구가 계속 진행

되고 있다.^{[2][4]}

본 논문에서는 기존의 방식이 가지는 단점을 보완한 방식 중 하나로써 저전압을 승압시키는 부스트 컨버터와 전기적인 절연과 동시에 효율적인 에너지전달을 위한 LLC 하프브리지를 연계한 이단으로 구성된 연료전지용 DC-DC Converter를 제안한다. 제안한 컨버터는 공진을 이용하여 소프트 스위칭 동작을 하므로 효율이 높으며 부스트 컨버터만을 제어하여 출력전압을 일정하게 유지시켜 제어가 간단한 장점이 있다.^{[1][3]}

2. 본론

2.1 제안한 1kW급 DC-DC 컨버터

본 논문에서 제안한 고정 시비율 방식의 컨버터는 1kW급 컨버터로 구성은 그림 1과 같이 부스트 컨버터, DC-DC 컨버터, 부스트 컨버터 제어부와 고정 시비율 게이트 펄스 발생 회로, 전류검출 회로로 구성된 two stage 컨버터 구조로 되어 있다. 제안한 컨버터는 Fuel cell로부터의 낮은 전압을 부스트 컨버터에서 일정 전압으로 승압 시킨 뒤 DC-DC 컨버터에서 권수비에 의해 최종 출력전압을 얻는 방식이다. 보호회로로 트랜스포머 전단의 회로에 과전류가 흐르는 것을 방지 하기위해 전류센서를 이용한 전류 검출회로를 부착하였다. 제안한 회로는 간단한 방식으로 출력전압 및 회로의 과전류를 제어하는 부스트 컨버터와 공진네트워크를 구성해 반도체 소자의 소프트 스위칭 동작을 가능하게 함으로써 스위칭 손실을 저감시켜 효율의 향상뿐만 아니라 고정 시비율로 동작하여 회로의 최적화가 가능한 LLC 하프브리지 컨버터를 사용하여 보다 안정적으로 에너지를 전달할 수 있는 장점을 가지고 있다.

* 준 회원 : 명지대 공대 전기공학과 석사과정
 ** 정 회원 : 명지대 공대 전기공학과 박사과정
 *** 시니어회원 : 명지대 공대 전기공학과 교수
 † 교신저자, 정회원 : 명지대 공대 전기공학과 조교수
 E-mail : pdpljy@mju.ac.kr
 접수일자 : 2009년 8월 24일
 최종완료 : 2009년 11월 11일

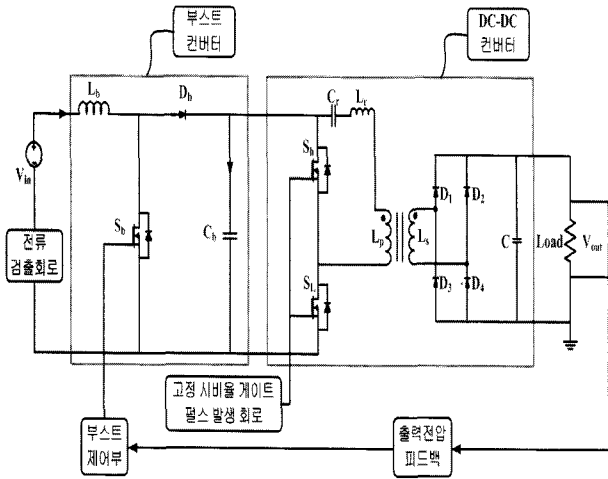


그림 1 제안한 2단 방식의 컨버터
Fig. 1 Proposed Two stage Converter

2.2 시스템의 구성

컨버터 전체 시스템의 구성은 고정 시비율로 동작하는 LLC컨버터 앞단에 출력전압을 제어하는 Boost컨버터가 위치하는 형태이다. 회로의 입력전압은 연료전지의 특성에 따라 24~48V로 가변 될 수 있으며, 이 전압은 Boost컨버터를 통해 80V로 승압된다. 여기서 Boost 컨버터의 출력을 80V로 설정한 이유는 Boost컨버터의 손실을 최소화 하는 동시에 LLC공진컨버터에 사용되는 MOSFET선정을 고려하여 정한 값이기 때문이다. Boost컨버터를 통해 승압된 전압은 LLC공진 컨버터를 통해 최종적으로 400V의 전압이 나오도록 설계하였다. 출력전압의 제어는 Boost 컨버터의 duty를 조절하여 제어하게 되고 과전류가 흘러 회로가 파괴되는 것을 방지 하기위해 과전류 보호 센서를 Boost 컨버터에 연계하였다.

LLC공진 컨버터는 입력80V 출력 400V로 고정되기 때문에 duty의 변동이 없는 고정 시비율로 동작하게 되고 최적의 회로설계가 가능하다.

회로를 2단 방식으로 설계한 이유는 제어설계의 복잡성을 줄이고 회로가 갖는 스트레스를 분담하여 보다 높은 효율을 가지기 위해서이다.

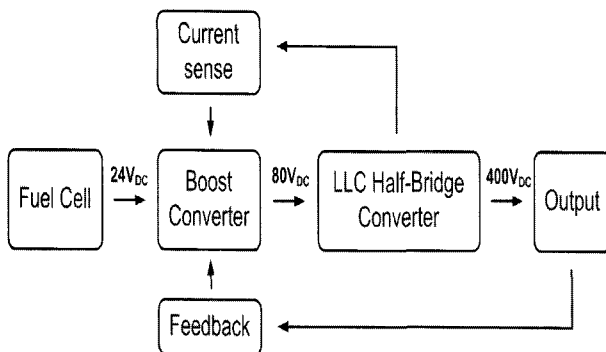


그림 2 제안한 컨버터의 시스템 블록도
Fig. 2 Block Diagram of Proposed Converter

2.2.1 Boost Stage

그림 3은 제안된 Boost Stage를 도시 하였다. 회로는 기본적인 형태의 Boost Topology로 구성되었으며 제어부 회로를 보호하기 위해 Optocoupler IC를 스위칭 소자의 게이트 전단에 사용하였고 회로에 과전류가 흐르는 것을 방지하기위해 전류 센서를 사용하여 회로에 45A 이상 흐르면 게이트 펄스의 듀티가 줄어들어 과전류의 흐름을 방지하도록 설정하였다. 출력전압은 회로도에 나타난 것처럼 전압분배를 통해 Pulse generator IC의 기준전압과 비교되고 이에 따라 게이트 펄스의 듀티가 조절 되고 조절된 듀티 값에 따라 Boost Converter의 출력전압이 나타난다.

Boost Stage에서 사용되는 인덕터를 선정하기 위해서는 우선 A_p 값을 구해야하는데 다음의 식을 통해 그 값을 구할 수 있다.

$$A_p = \left[\frac{L I_{PK}^2 \times 10^4}{420 B_m K} \right] (Cm^4) \tag{1}$$

여기서 사용된 parameter를 다음의 table에 정리하였다

표 1 Boost 컨버터 파라미터
Table 1 Boost converter Parameter

| Parameter | 비 고 |
|-----------|---------------------------|
| L | 15.3uH 계산된 inductance값 |
| Bm | 0.35T 최대 Flux density |
| K | 0.7 winding factor |
| ILpk | 41.7A 최대 전류 값 |

표 2 선정된 코어의 사양
Table 2 PQ4040 Core Data

| PQ4040 | |
|--------|---------------------|
| Ap | 6.55cm ⁴ |
| Ae | 2.01cm ² |
| Aw | 3.26cm ² |
| AL | PL-7 4300nH/N2 |

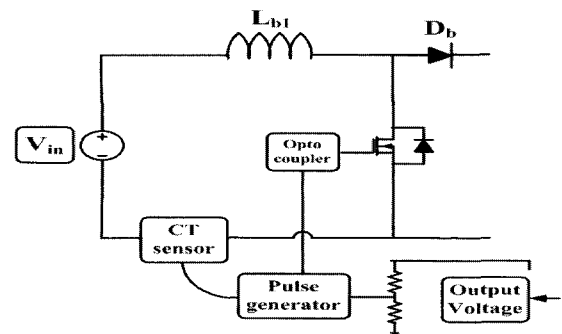


그림 3 Boost stage 회로
Fig. 3 Boost stage circuit

Boost 컨버터의 스위칭 주파수는 100kHz로 선정 하였다. 위의 식에 의해 2.58Cm⁴ Ap값을 얻을 수 있다.

실제 Ap값에 margin을 더하고 인덕터에 흐르는 높은 전류를 고려하여 여러 겹의 권선을 적층 할 수 있는 코어를 선정할 결과 Ap값이 6.55cm⁴인 PQ4040으로 선정하였고, 선정된 코어의 사양은 표 2와 같다.

스위칭 소자는 전압, 전류 스트레스를 저감하기 위하여 4개를 병렬로 연결하였고 환류 다이오드 D_b 역시 스트레스 저감을 위해 4개를 병렬로 사용하였다.

2.2.2 DC-DC (LLC Converter) Stage

그림 4는 DC-DC Stage를 도시하였다. 회로는 공진을 이용한 LLC 하프브리지 Topology를 사용하여 설계 하였다. 이 Topology의 장점은 다른 직연형 컨버터가 변압기의 누설 인덕턴스로 인해 효율이 저감되는 것에 반해 LLC공진형 컨버터는 누설 인덕턴스를 이용하여 에너지를 전달하므로 효율을 높일 수 있는 장점이 있다. 설계된 회로에서 공진효율을 높이기 위해 상단 스위칭 소자와 하단 스위칭소자의 게이트 펄스간의 Dead Time을 최소한으로 줄여야하고 고정 시비율을 사용하기 때문에 Duty를 최대 폭인 48%로 고정 하였다. 그리고 스위칭 소자에 안정적인 게이트펄스를 전달하기 위하여 게이트 전단에 Push-Pull회로를 구성하여 부착 하였다. 변압기는 PQ4040으로 선정하여 6T : 66T의 권선비로 제작하였다. 위의 코어를 이용하여 공진에 참여하는 Leakage Inductance 값을 적절하게 맞출 수 있었다. 공진 주파수는 다음의 식으로 구할 수 있으며, 계산 결과 약 100kHz의 값을 얻었고, 실험결과 97kHz 근처에서 정현파 모양의 공진 전류 파형을 얻을 수 있었다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2)$$

스위칭 주파수는 공진 주파수와 동일하게 설정하였으며 공진에 의해 ZVS동작이 가능하지만 큰 전류가 흐르기 때문에 상단 스위칭 소자 S_b와 하단 스위칭 소자 S_L은 각각 3개의 스위칭 소자를 병렬로 연결하여 회로의 안정성을 높였다. 출력 측에는 정류 다이오드를 구성하였고 공진 컨버터이기 때문에 출력 측에 인덕터를 제외할 수 있어 출력 캐패시터만을 사용하여 DC 출력을 얻을 수 있다. 또한, 고정 시비율로 동작을 하기 때문에 소자들을 포함해 변압기 까지 최적의 설계가 가능하다.

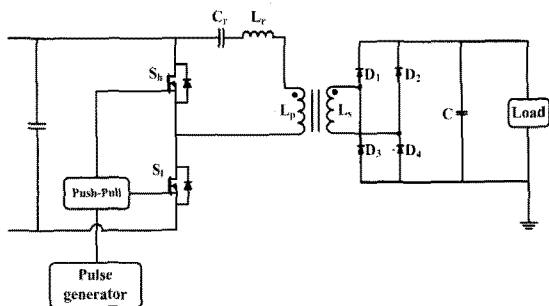
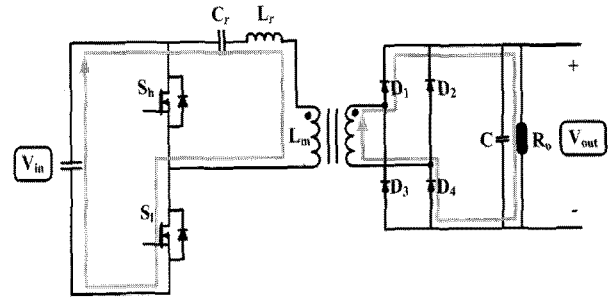


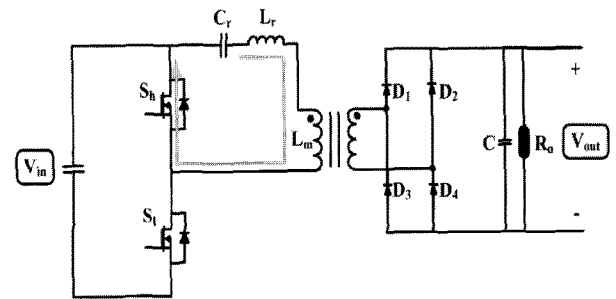
그림 4 DC-DC (LLC) stage 회로
Fig. 4 DC-DC (LLC) stage circuit

위의 LLC 회로는 기본적으로 Half-Bridge topology를 적용하였고 두 개의 스위치와 공진 캐패시터 Cr, 변압기의 누설 인덕턴스인 Lr 그리고 자화 인덕턴스를 나타내는 Lm으로 구성된다. 변압기의 2차측은 전-브릿지 형태의 다이오드들로 구성되어 있다.

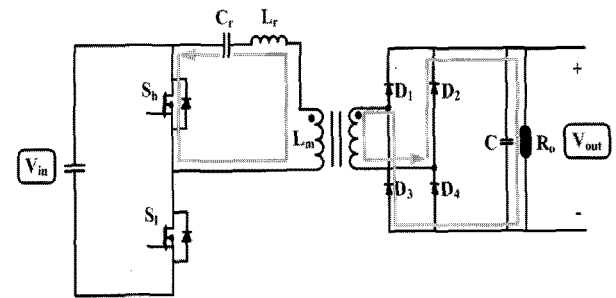
따라서 LLC 컨버터의 동작원리는 크게 총 4개의 동작모드로 구성될 수 있다. 다음 그림은 LLC공진 컨버터의 동작모드를 나타내고 있다.



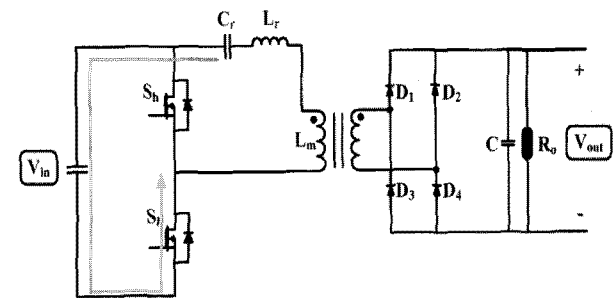
(a) mode 1



(b) mode 2



(c) mode 3



(d) mode 4

그림 5 LLC 공진 컨버터의 동작모드
Fig. 5 Operation Mode of LLC Resonant Converter

1) Mode 1($t_0 \sim t_1$)

동작모드1 은 $t_0 \sim t_1$ 까지의 구간으로 정의한다. 이 구간은 Powering구간으로써 스위치 S1이 turn-on 되면서 시작한다. 공진전류는 MOSFET S1을 통해 흐르며 에너지가 2차측으로 전달된다. 이때 공진 캐패시터 Cr은 충전이 되며 공진 주파수는 L_m 이 공진에 참여하지 않도록 회로를 설정하였기 때문에 (2)의 식 으로 나타낼 수 있다. 2차측은 다이오드 D1과 D4가 도통되고 자화 인덕턴스 전류는 출력전압에 선형적으로 증가된다.

2) Mode 2($t_1 \sim t_2$)

동작모드2 는 $t_1 \sim t_2$ 까지의 구간으로 정의한다. 이 구간은 Dead-Time구간으로써 스위치 S1이 turn-off 되면서 시작한다. S1을 통해 흐르던 전류가 스위치 Sh의 내부 다이오드를 통해 흐르고 이로 인하여 Sh는 ZVS조건을 성립하게 한다. 이때 자화 전류는 더 이상 증가하지 않으며 2차측으로의 에너지 전달이 차단되는 구간이다.

3) Mode 3($t_2 \sim t_3$)

동작모드3 은 $t_2 \sim t_3$ 까지의 구간으로 정의한다. 이 구간은 Powering구간으로써 스위치 Sh이 turn-on 되면서 시작한다. 공진전류는 스위치 Sh을 통해 역방향으로 흐르며 Cr에 충전되었던 에너지가 변압기를 통해 2차측으로 전달된다. 이때 공진 주파수는 모드 1과 같이 식 으로 나타낼 수 있다. 2차측은 다이오드 D2과 D3가 도통되고 자화 인덕턴스 전류는 출력전압에 선형적으로 감소되는 모습을 보인다.

4) Mode 4($t_3 \sim t_4$)

동작모드4 은 $t_3 \sim t_4$ 까지의 구간으로 정의한다. 이 구간은 Dead-Time구간으로써 스위치 Sh이 turn-off 되면서 시작한다. Sh을 통해 흐르던 전류가 스위치 S1의 내부 다이오드를 통해 흐르고 이로 인하여 S1은 ZVS조건을 성립하게 한다. 이때 자화 전류는 더 이상 증가하지 않으며 2차측으로의 에너지 전달이 차단되는 구간이다.

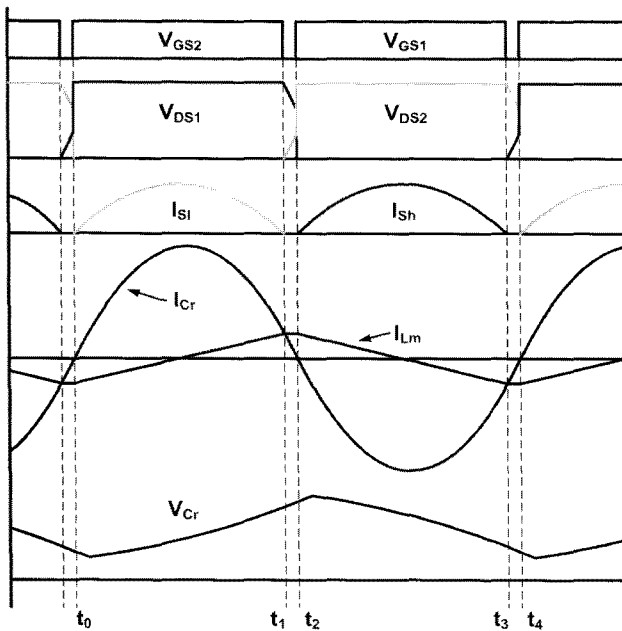


그림 6 LLC 공진 컨버터의 주요 동작 파형
Fig. 6 Key Waveform of LLC Resonant Converter

2.3 실험 결과 및 검토

앞에서 구성한 내용을 바탕으로 연료전지 계통 연계형 DC-DC컨버터를 제작하였고, 실험을 통하여 회로의 유용성과 신뢰성을 입증하였다.

실험사양 및 설계사양은 다음의 표와 같다.

표 3 컨버터의 실험 사양
Table 3 Experimental Data of DC-DC Converter

| | |
|-------------------|-----------|
| 입력 전압 (Vs) | 24~50 VDC |
| 출력 전압 (Vo) | 400 VDC |
| 출력 전류 (Io) | 2.5 A |
| 최대 출력 전력 | 1000 W |
| Boost 컨버터 동작 주파수 | 100 kHz |
| LLC 공진 컨버터 동작 주파수 | 100 kHz |

표 4 회로 설계 사양

Table 4 Circuit Design Data

| 인덕터 사양 | | 트랜스포머 사양 | | Core 형상 |
|--------|------------|---------------------------|---------------|---------|
| L | 15.3uH | Turn Ratio | 1:11(6:66) | |
| Core | PQ4040/PL7 | Core | PQ4040/PL7 | |
| Turn | 10 Turn | Lp(L _{leakage}) | 26.4uH(2.9uH) | |
| Wire | 0.1*200mm | Ls(L _{leakage}) | 2.6mH(4uH) | |
| Gap | 1.6mm | Gap | 0.1mm | |

아래 그림 7은 앞서 설계한 내용을 바탕으로 실제 제작된 연료전지용 고효율 DC-DC컨버터 사진이다. 실제 크기는 300mm*150mm으로 최초 실험을 위해 제작된 PCB 이고, 각 반도체 소자와 자기소자의 신뢰성 및 온도포화점을 확인하였기 때문에 앞으로 회로의 크기를 지금의 반 인 150mm*150mm로 줄일 계획에 있다.

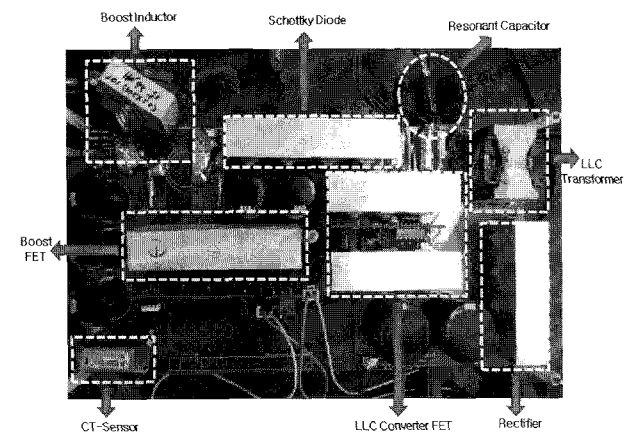


그림 7 연료전지용 고효율 DC-DC 컨버터
Fig. 7 High-efficiency DC-DC Converter for Fuel

다음 그림 8와 그림 9는 각각 입력24V full-load시의 컨버터의 출력전압, 출력전류 파형과 LLC단의 스위치 Drain-Source간의 전압파형 및 트랜스포머 1차측을 흐르는 공진하는 전류파형의 모습을 보여준다.

스위칭 주파수는 100kHz이고, LC공진주파수 역시 100kHz 정도로 고정하였다. ($L_r=2.9\mu\text{H}, C_r=0.8\mu\text{F}$)

공진주파수는 위의 식(2)에 의해 계산된다.

주파수의 조절로 LLC컨버터에서의 최적의 공진 포인트를 맞추었고, ZVS(Zero Voltage Switching)영역에서 동작시켜 스위칭손실을 최소화 하였다.

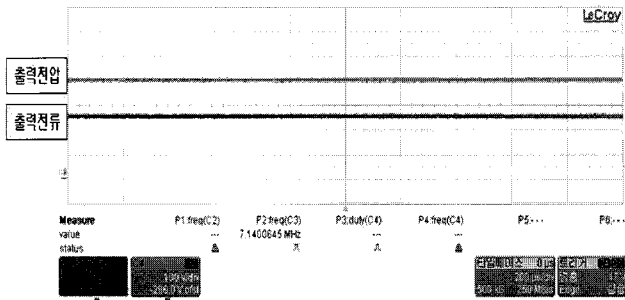


그림 8 컨버터 출력 전압, 전류(입력 24V / 1kW_load)
Fig. 8 Output voltage and current (Input 24V / 1kW_load)

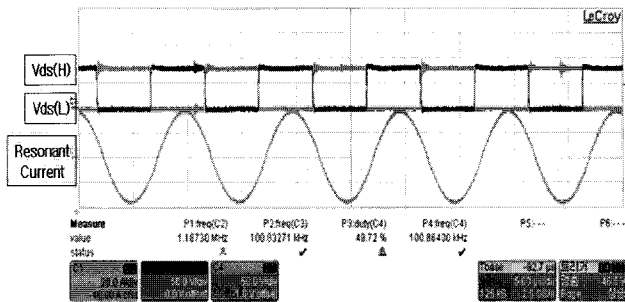


그림 9 LLC 컨버터의 Vds, Ir
Fig. 9 Vds(Drain-Source voltage), Ir(Resonant current) of LLC Converter

다음의 사진은 1.2kW용량의 연료전지 스택(Stack)이다. 소소를 공급받아 전기에너지와 물을 생성하고, 무부하시 50V, 1kW이상의 부하 시 약 24V정도의 일정치 못한 출력 전압을 형성한다. 앞서 제작한 컨버터를 실제 연료전지 모듈에 결합하였고, 각 부하별 동작상태 및 컨버터 출력의 변화를 확인 하였다.

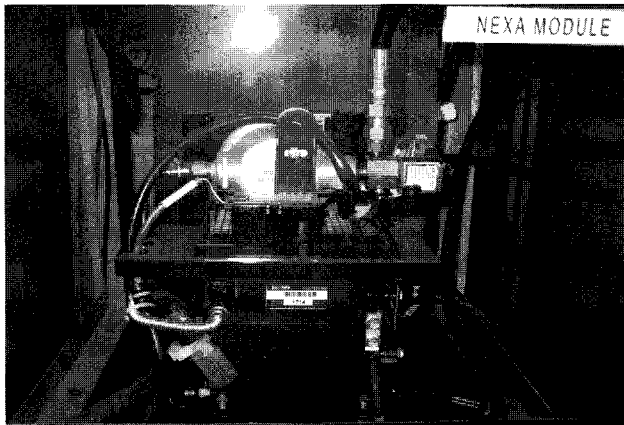


그림 10 1200W 출력의 연료전지 모듈
Fig. 10 1200W Fuel-Cell Stack

아래의 파형은 연료전지와 연계된 컨버터의 부하별 입력 전압 및 전류의 모습이다. 100W~1000W까지의 부하변동과 큰 입력전압의 변화에도 컨버터 출력은 400Vdc Regulation 하는 것을 확인할 수 있다.

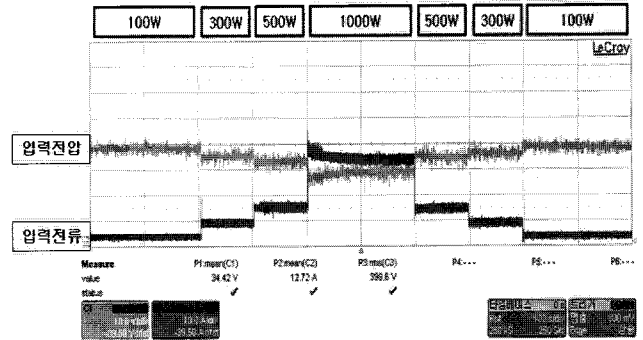


그림 11 컨버터의 부하별 입력 전압, 전류
Fig. 11 Input voltage and current (100W~1kW load)

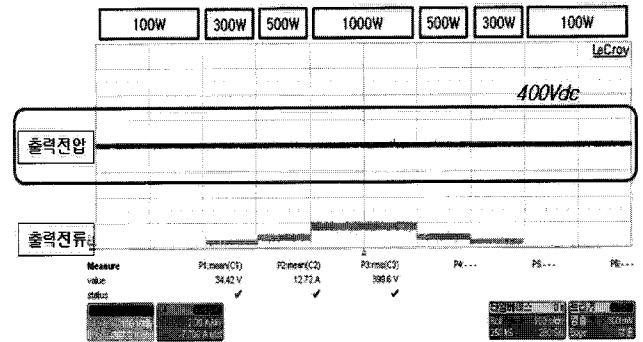


그림 12 컨버터의 부하별 출력 전압, 전류
Fig. 12 Output voltage and current (100W~1kW load)

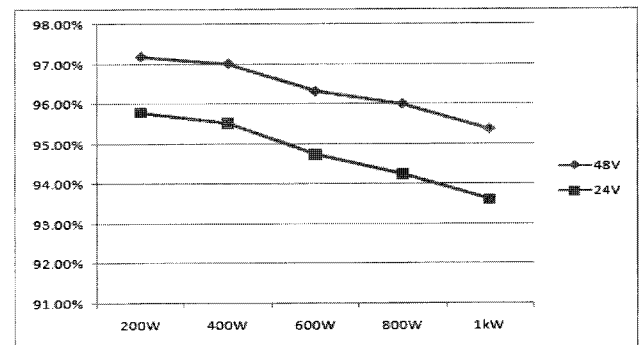


그림 13 측정된 효율 (입력 : 24V, 48V)
Fig. 13 Output voltage and current (100W~1kW load)

그림 13은 실제 제작한 2단 구성 DC-DC컨버터의 효율 데이터이다. 입력전압 조건을 24V와 48V 2가지로 측정하였다. 이유는 연료전지의 스택 전압이 최소부하 일 때, 48V의 출력을 갖고, 최대부하 일 때 24V를 출력전압을 갖기 때문이다. 컨버터 입력의 최상의 전압조건과 최악의 전압조건 모두를 측정하였기 때문에 연료전지의 동작범위 안에서의 실제 컨버터 효율을 예측할 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 Boost컨버터와 LLC하프브리지 컨버터를 이용한 2단구성의 연료전지 계통 연계형 고효율 DC-DC 컨버터를 설계 및 제작하였다. LLC공진컨버터를 이용하여 스위칭손실을 최소화시켜 1kW용량에서 94%에 가까운 효율을 얻었고, 연료전지와 직접 연계하여 심한 부하변동에도 안정적인 컨버터의 동작을 확인하였다.

앞으로는 현재 실험한 회로를 바탕으로 패턴과 소자들에서 발생하는 손실 등을 좀 더 파악하고 개선하여 이보다 더 고효율을 달성할 것이며, 컨버터의 스위칭 주파수를 높이는 작업을 통해 트랜스포머와 인덕터의 사이즈를 줄여 전체 회로의 사이즈를 좀 더 축소할 계획에 있다.

감사의 글

본 과제(결과물)는 지식경제부의 에너지자원인력양성사업의 지원으로 명지대학교 분산전원복합운용연구센터를 통해 수행되었습니다.

관계부처에 감사드립니다.

참 고 문 헌

- [1] Bo Yang and Fred C. Lee. "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion" APEC2002, pp.1108-1112 vol.2
- [2] 강신호, 장준호, 홍성수, 이준영, "고 전력밀도 AC/DC Adapter를 위한 Off-Time 제어법", 전력전자 학술대회 논문집, pp286-288, 2007.
- [3] Robert L. Steigerwald, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies" IEEE Transactions on power electronics, Vol 3, No.2, April 1988, pp174-182
- [4] 한동화, 김영식, 정병환, 최규하, "연료전지용 풀브릿지 컨버터 효율분석", 전력전자학회, 전력전자 학술대회 논문집 전력전자학회 2008년도 학술대회 논문집, 2008. 6, pp.21~23

저 자 소 개



오 은 태 (吳恩泰)

1982년 9월 1일생.
2008년 단국대 전자공학과 졸업.
2008년 명지대 대학원 전기공학과 입학.
Tel : 031-335-6563
Fax : 031-330-6816
E-mail : euntaeh@nate.com



윤 수 영 (尹數榮)

1983년 1월 16일생.
2009년 단국대 전자공학과 졸업.
2009년 명지대 대학원 전기공학과 입학.
E-mail : ysysos202@nate.com



이 윤 재 (李倫載)

1982년 7월 15일생.
2009년 단국대 전자공학과 졸업.
2009년 명지대 대학원 전기공학과 입학.
E-mail : tnghdl34@naver.com



유 광 민 (俞光敏)

1978년 5월 26일생.
2004년 단국대 전자공학과 졸업.
2006년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사).
2009년 명지대 대학원 전기공학과 입학.
E-mail : artwork0526@naver.com



채 형 준 (蔡亨準)

1977년 7월 11일생.
2003년 단국대 전자공학과 졸업.
2008년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사).
2009년 명지대 대학원 전기공학과 입학.
E-mail : chaehj@mju.ac.kr



한 병 문 (韓炳文)

1976년 서울대 전기공학과 졸업.
1988년 미 아리조나 주립대 대학원 전기공학과 졸업(석사).
1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사).
미 Westinghouse 중앙연구소 선임연구원 현재 명지대학교 전기공학과 교수
Tel : 031-330-6366
Fax : 031-330-6816
E-mail : erichan@mju.ac.kr



이 준 영 (李竣榮)

1993년 고려대 전기공학과 졸업.
1996년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사).
2001년 동 대학원 졸업(공학박사).
삼성 SDI PDP사업부 과장.
단국대학교 전자공학과 조교수.
현재 명지대학교 전기공학과 조교수.
Tel : 031-330-6357
Fax : 031-330-6816
E-mail : pdpljy@mju.ac.kr