

# 비상전원 공급장치를 위한 넓은 입력전압 범위를 갖는 절연형 DC/DC 컨버터

蔡亨準\*, 金涇東\*\*, 吳炯錄\*\*\*, 李埈榮†

## Isolated DC/DC Converter with Very Wide Input Voltage Ranges for Emergency Power Back-up System(EPBS)

Hyung-Jun Chae, Kyoung-Dong Kim, Hyung-Rock Oh, and Jun-Young Lee

### 요 약

본 논문은 비상전원 공급장치를 위한 넓은 입력전압 범위를 갖는 DC/DC 컨버터를 제안하고 그 설계 및 제작에 대하여 기술한다. 컨버터의 입력전압은 30V~400V이며 출력전압은 48V로, 2단 구성의 컨버터를 제안한다. 제안된 컨버터는 벡부스트 컨버터와 소프트 스위칭 특성을 갖는 LLC 공진 컨버터로 구성되며 LLC공진 컨버터는 고정주파수로 동작하며 벡부스트 컨버터에서 제어동작을 수행하여 제어를 단순화한다. 모의실험을 통해 설계된 회로를 검증하고 실제 300W급의 세트를 제작하여 그 성능을 검증한다.

### ABSTRACT

This paper presents a design and implementation of DC/DC converter with very wide input voltage ranges for EPBS whose input voltage is from 30V to 400V and output voltage is 48V. This converter is comprised of two stages that one is for control and the other is for only galvanic isolation. The proposed converter uses the hard-switched buck-boost topology for control purpose and soft-switched LLC resonant converter for isolation. The proposed converter has been verified with 300W design.

**Key Words** : Converter, Buck-boost, LLC resonant, Wide input voltage

## 1. 서 론

최근 고진공을 요구하는 산업계의 요구는 계속 증대되고 있으며 특히 반도체 산업, LCD, PDP 공정과 SEM, Ion Beam 응용 분야 등 첨단 산업분야에서의 핵심 기본기술도 자리 잡고 있다. 이러한 진공환경을 만들기 위한방법으로 Diffusion Pump, Cryopump,

Turbomolecular Pump 등 여러 가지 종류의 펌프를 사용하게 된다. 이들 펌프 중 고진공 환경을 제공하는 불베어링 타입의 터보분자펌프는 베어링의 과열을 막기 위한 냉각 시스템의 추가와 베어링의 수명에 따른 베어링 교체 등의 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 자기베어링을 이용한 자기부상형 터보분자펌프가 최근 개발되어 사용되고 있다.

자기부상형 터보분자펌프는 그 운용에 있어서 시스템에 공급되는 전원이 중단되더라도 일정 시간 동안 자기 베어링을 구동하여 터보분자펌프의 안정된 shut-down을 유지하여야한다. 이러한 자기 베어링 보호기능을 수행하기 위해서는 전원 중단 후 일정 시간 동안 제어기와 자기 베어링에 일정한 전원을 공급하여

†교신저자 : 정희원, 명지대 전기공학과 부교수

E-mail : pdpljy@mju.ac.kr

\*학생회원, 명지대 전기공학과 박사과정

\*\*정회원, 명지대 전기공학과 석사과정

\*\*\*정회원, 신호시스템 기술연구소 전임연구원

접수일자 : 2011. 3. 7 1차 심사 : 2011. 4. 19

심사완료 : 2011. 5. 4

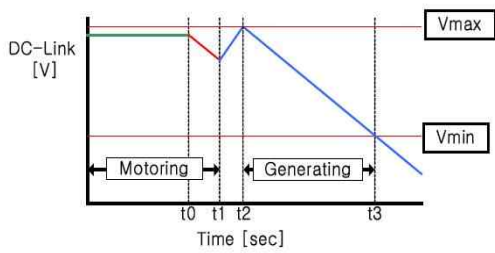


그림 1 모터의 발전전압  
Fig. 1 Motor generating voltage

야하며 이에 따른 전원장치가 필요하게 된다.<sup>[1]</sup> 그림 2은 이러한 기능을 수행하기 위한 비상전원 공급장치(EPBS : Emergency Power Back-up System)의 전체 구성도이다. 본 논문에서는 그림 1에서와 같이 터보분자펌프모터의 역기전력에 의한 발전전압을 이용한 전원공급장치를 제안한다. 모터의 발전전압은 400V~30V이며, 제어가 및 자기 베어링에 필요한 공급전압은 48V이다.

절연형 DC/DC 컨버터의 토폴로지 중 하프브릿지, 풀브릿지, 푸쉬풀 컨버터는 그 특성상 입출력 이득에 한계가 있으므로 입력 전압 범위가 넓지 않고 플라이백 컨버터는 넓은 입력 전압에 적합한 컨버터이지만 높은 전류 스트레스로 인해 효율이 낮은 단점이 있으므로 저전력에 적합하다.<sup>[2][3][4]</sup> 이러한 문제를 해결하기 위해 여러 가지 연구들이 진행되고 있으며 이 중 하프브릿지 직병렬 구조의 컨버터<sup>[5]</sup>는 그 입력 전압 범위가 110V ~ 380V이며 기존 풀브릿지 컨버터에 비해 그 효율이 우수하나 입력전압이 높아질수록 그 효율이 감소하여 기존 컨버터의 효율과 비슷한 수준으로 약 90% 정도이다. 또한 추가적인 회로와 제어 알고리즘으로 그 구성이 복잡해지는 단점이 있다. 소프트 스위칭 동작으로 효율을 개선한 하프브릿지 컨버터<sup>[6]</sup> 또한

최대 효율은 91%이지만 입력전압범위는 35~60V 이다. 본 논문에서는 기존의 방식이 갖는 단점을 보완한 2단 구성의 절연형 DC/DC 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 제어동작을 수행하는 벅부스트 컨버터와 전기적 절연과 변압기 권선비에 의한 전압 강압 기능만을 수행하는 제어를 하지 않는 LLC 공진 컨버터로 구성된다.

## 2. 제안된 컨버터

그림 3은 본 논문에서 제안한 컨버터의 개념도이다. 입력전압 30V~400V에서 출력전압 48V를 만족하기 위해 벅 컨버터와 부스트 컨버터의 출력 특성을 동시에 갖고 있는 벅부스트 컨버터와 전기적 절연 및 권선비에 의한 전압 강압 기능만을 수행하는 제어를 하지 않는 LLC 공진 컨버터로 2단 구성하였다. 일반적인 LLC 공진형 컨버터는 주파수 가변을 통하여 회로를 제어함으로 제어가 복잡하지만 본 논문에서 제안한 LLC 공진형 컨버터는 고정 주파수로 동작하며 그 주파수는 공진 주파수와 동일하게 동작하도록 하여 변압기의 권선 비에 의해서만 전압이 강압하는 역할만을 수행하도록 하였으며 소프트 스위칭 동작 특성을 통해 효율을 향상 시킬 수 있다. 제어동작은 LLC 공진컨버터를 통해 최종 출력된 전압을 피드백하여 벅부스트 컨버터에서 제어 동작을 수행하도록 하여 제어를 단순화 하였다. 입력 전압은 벅부스트 컨버터를 통해 약 96V가 되고 이 링크전압( $V_{link}$ )은 LLC 공진 컨버터 변압기의 권선 비에 의해 강압하여 48V의 최종 출력 전압이 된다.

그림 4는 본 논문에서 제안한 2단 구성 컨버터의 회로도이다. 벅부스트 컨버터는 일반적인 형태이며 FET를 접지쪽에 배치하여 별도의 부트스트랩 회로가 없다.

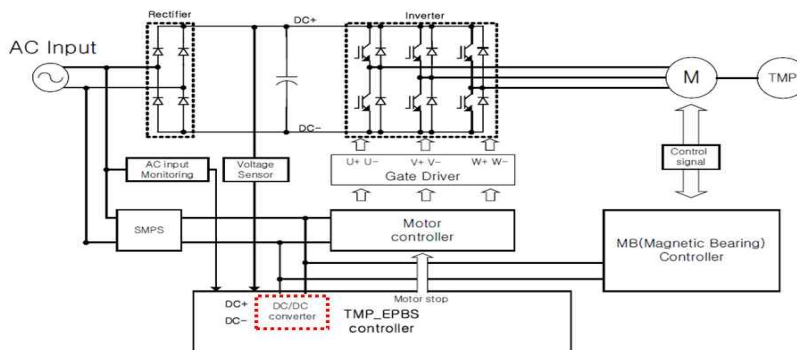


그림 2 비상전원 공급장치 전체 구성도  
Fig. 2 Emergency Power Backup System

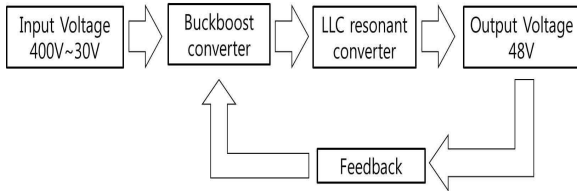


그림 3 넓은 입력전압의 2단 구성 컨버터  
Fig. 3 Two-stage converter with wide input voltage range

하프브릿지 형태의 LLC 공진 컨버터는 제어 동작을 수행하지 않으며 고정주파수로만 동작한다. LLC 공진 컨버터는 다른 절연형 컨버터가 변압기의 누설 인덕턴스로 인해 효율이 저감되는 것에 반해 누설 인덕턴스를 이용하여 에너지를 전달함으로써 효율을 높일 수 있는 장점이 있다. 식 (1)에서 변압기의 누설 인덕턴스와 공진 커패시터를 통해 LLC 공진 컨버터의 공진 주파수를 계산할 수 있고 이 공진 주파수와 스위칭 주파수를 같게 설정하면 식 (2)에서 이득은 1이 되고 이때는 변압기의 권선비에 의해서만 전압이 강압된다. 또한 LLC 공진네트워크를 1차 측에 비해 상대적으로 전압이 낮은 2차 측에 구성하여 공진 커패시터 사이즈를 줄일 수 있도록 하였으며 정류기는 voltage doubler로 구성하여 변압기의 권선비를 작게 하였다.<sup>[7][8][9][10]</sup> 즉 본 논문에서 제안한 LLC 공진 컨버터에서는 공진 주파수와 스위칭 주파수가 같게 동작하고 그 형태는 half bridge-voltage doubler 구성으로 전기적인 절연과 트랜스포머 권선비에 의한 전압 강압의 역할만을 담당한다.

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

$$|G_{dc}| = \frac{1}{\sqrt{[1 + \frac{1}{k}(1 - \frac{f_r}{f_s})^2]^2 + [Q(\frac{f_r}{f_s} - \frac{f_s}{f_r})]^2}} \quad (2)$$

$$k = \frac{L_m}{L_k}, \quad Q = \sqrt{\frac{L_r}{c_r} \frac{\pi^2}{2n^2 R_o}}$$

### 3. 회로설계

#### 3.1 벅부스트 컨버터 설계

벅부스트 컨버터는 그림 3에서 알 수 있듯이 최종 출력전압( $V_o=48V$ )을 피드백하여 제어 동작을 수행하지만 실제 벅부스트 컨버터의 출력전압은 링크전압( $V_{link}$ )으

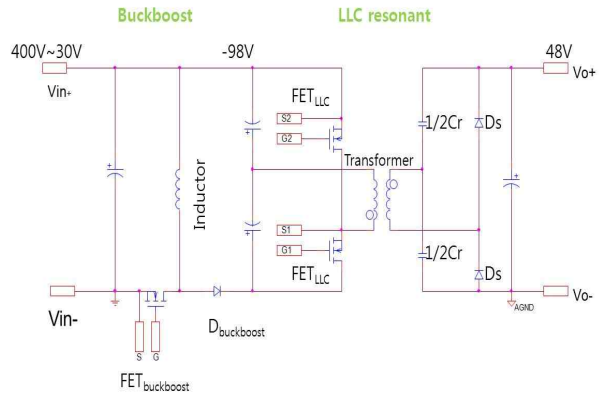


그림 4 제안한 컨버터 회로도  
Fig. 4 Schematic of the proposed circuit

로 약 96V가 된다. 벅부스트 컨버터는 입력전압에 따라 2가지 모드로 동작하는데, 300W 기준으로 입력전압 96V~400V까지는 벅 모드로 동작하며 입력전압 30V~96V까지는 부스트 모드로 동작한다. 이 때 벅부스트 컨버터의 인덕터는 사이즈를 고려하여 설계하였다. 즉 인덕터 전류는 벅 모드 일 때는 불연속전류모드로 동작하며 부스트 모드 일 때는 연속전류모드로 동작하도록 설계하였다. 그림 5는 제안한 컨버터에서 제어 담당하는 벅부스트 컨버터의 입력전압 변화에 따른 시비율을 나타낸 것으로 30V~96V까지는 부스트 모드로 식 (3)를 통해 계산된 값이고 96V~400V까지는 벅 모드로 식 (4)를 통해 계산한 값이다. 여기서 L은 벅부스트 컨버터의 인덕턴스로 식 (5)을 통해 구할 수 있으며 여기서 출력전압  $V_o$ 는 링크전압인 96V로 계산하였다. R은 300W일 때의 부하저항을 계산한 값으로  $R = V_o^2/P = 30.72ohm$ 이고,  $T_s$ 는 벅부스트 컨버터의 스위칭 주기로 36.3us이다. 표 1은 부스트 컨버터의 인덕터 계산에 사용된 값을 정리한 것이다.

$$V_o = \frac{D}{1-D} V_i \quad (3)$$

$$V_o = \frac{D}{D_2} V_i, \quad D_2 = \sqrt{\frac{2L}{RT_s}} \quad (4)$$

$$L = \frac{V_o(1-D_{min})T_s}{2I_{L,min}} = \frac{V_o(1-D_{min})^2 T_s}{2I_{o,min}} \quad (5)$$

인덕터 코어는 High Flux(창성, CH330060)를 사용하였다. 코어의 단면적은 0.678cm<sup>2</sup>이고 정상상태에서 인덕턴스는 60nH/N<sup>2</sup>인 코어로서 본 회로에서는 2적층하여 사용하였다.

표 1 인덕터 설계 파라미터

Table 1 Parameters of Inductor design

Parameters	Value[Unit]
Vo(output voltage)	96[V]
Dmin(min. duty)	0.5
fs(switching frequency)	27.5[kHz]
Ts(switching period)	36.3[us]
Io,min(min. output current)	3.125[A]
L(inductance)	140[uH]

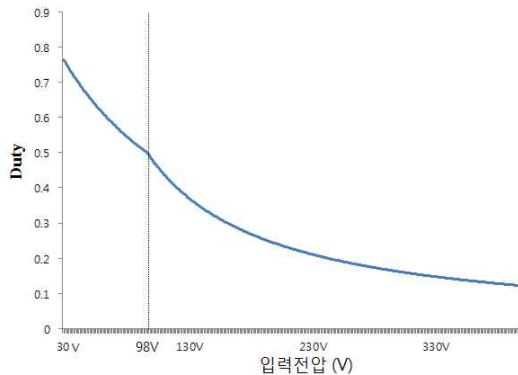


그림 5 입력전압에 대한 벡부스트 컨버터 시비율  
Fig. 5 Duty ratio plot of buckboost converter according to input voltage changes

3.2 LLC 공진 컨버터 설계

LLC 공진 컨버터의 입력전압은 링크전압 96V로 최종 출력 48V를 출력하기 위하여 변압기의 권선비는 2:1로 권선하였다. 변압기의 Lm값은 ZVS 조건을 만족하기 위하여 식 (9)로부터 계산할 수 있다.

식 (6)는 half bridge-voltage doubler형태의 LLC 공진 컨버터에서 이득이 1일 때의 입출력 관계식이다. 여기서 n은 변압기의 권선수이다.

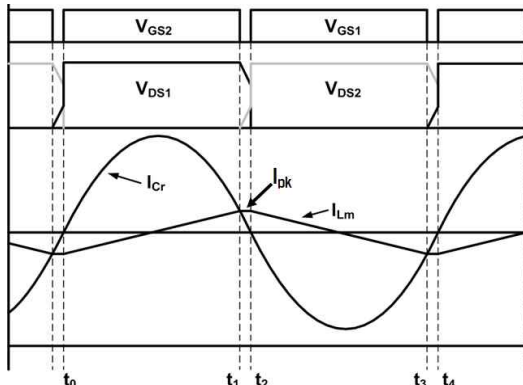


그림 6 LLC 공진 컨버터의 주요 동작 파형  
Fig. 6 Waveforms of LLC resonant converter

표 2 변압기 파라미터

Table 2 Parameters of transformer

Parameters	Value[Unit]
Core	EER3435
Turn ratio	2:1 (16[turn]:8[turn])
Lp/Lleakage	50.15uH / 2.32uH
Ls/Lleakage	12.68uH / 0.64uH

표 3 회로에 사용된 주요 소자

Table 3 Key devices of Circuit Design

Buckboost converter	
Parameters	Value[Unit]
FET	FCA47N60
Diode	FES16JT (2병렬)
Inductor	160uH (CH330060, 2적층, 36turn)
fs (switching frequency)	27.5kHz

LLC resonant converter	
Parameters	Value[Unit]
FET	FDP2532
Diode(Rectifier)	DSSK20-013A (2병렬)
Transformer	EER3435 (16:8[turn])
1/2Cr	2uF
fs (switching frequency)	110kHz

$$V_0 = \frac{V_i}{n} \tag{6}$$

식 (7)은 그림 6에서 Ipk를 계산한 식으로 Lm은 변압기의 자화 인덕턴스 값이고 Ts는 LLC 공진 컨버터의 스위칭 주기이다.

$$I_{pk} = \frac{(V_i/2)T_s}{4L_m} = \frac{nV_oT_s}{8L_m} \tag{7}$$

식 (8)은 데드타임구간(tdead : t1~t2)에서 FET의 Cds에 흐르는 전류를 계산한 식으로 Ipk값이 ITdead값보다 클 때 ZVS 조건은 만족한다.

$$I_{Tdead} = 2C_{ds} \frac{V_i}{t_{dead}} = \frac{2nC_{ds}V_o}{t_{dead}} \tag{8}$$

따라서 식 (7)과 식 (8)로부터 ZVS 조건을 만족하기 위한 변압기 자화인덕턴스 값을 구하면 식 (9)이 된다.

$$L_m < \frac{T_s t_{dead}}{16 C_{ds}} \quad (9)$$

본 논문에서 LLC 공진 컨버터의 FET는 FDP2532를 사용하였다. 100V에서 Cds는 약 0.4nF이고 Ts는 9us, tdead는 200ns이면 Lm은 280uH 가 된다. 실제 제작한 변압기는 충분한 ZVS 조건의 Ipk 값을 갖기 위해 약 50uH로 설계하였다. 표 2는 실제 제작한 변압기 사양을 보여준다.

#### 4. 모의실험

본 논문에서 제안한 2단 구성의 컨버터를 설계 사양에 따라 PSIM을 이용하여 모의실험을 실시하였다. 인덕터와 변압기의 인덕턴스 값은 실제 설계, 제작한 값을 사용하였으며 FET 및 다이오드는 데이터시트를 참고하여 모델링하였다. 그림 7은 모의실험 회로도이다. 그림 8은 300W에서의 LLC 공진컨버터에서 FET 드레인-소스의 전압과 공진 전류의 모의실험 파형이다. 그림 9은 400V 입력 일 때 벡부스트의 인덕터 전류와 FET 드레인-소스간의 전압으로 DCM으로 동작하고 그림 10는 30V 입력 일 때의 모의실험 파형으로 CCM으로 동작함을 알 수 있다.

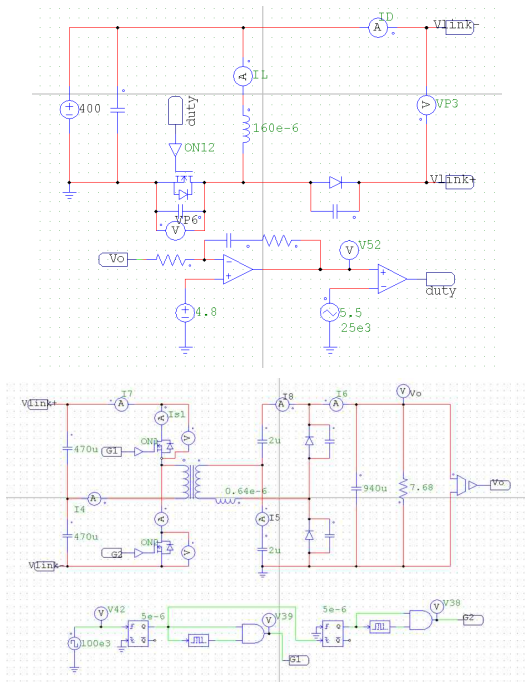


그림 7 모의실험 회로도  
Fig. 7 Simulation circuit

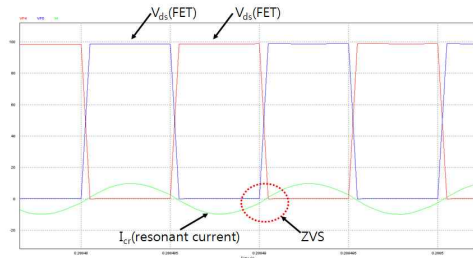


그림 8 LLC 공진 컨버터의 FET D-S 전압과 공진 전류 (P=300W)  
Fig. 8 Resonant current and FET D-S Voltage of LLC converter (P=300W)

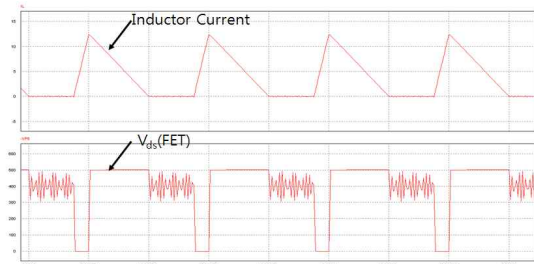


그림 9 DCM동작시 벡부스트 컨버터의 인덕터 전류 및 FET D-S 전압 (입력 전압 Vin=400V, P=300W)  
Fig. 9 Inductor current and FET D-S Voltage of buckboost converter in DCM (input voltage Vin=400V, P=300W)

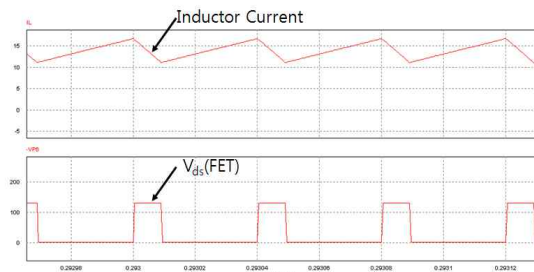


그림 10 CCM 동작시 벡부스트 컨버터의 인덕터 전류 및 FET D-S 전압 (입력 전압 Vin=30V, P=300W)  
Fig. 10 Inductor current and FET D-S Voltage of buck-boost converter in CCM (input voltage Vin=400V, P=300W)

#### 5. 실험결과

그림 11은 본 논문에서 제안한 컨버터를 제작한 사진이다. 제어기 전원용 15V SMPS가 추가 되었으며 LLC 컨버터에서 게이트 드라이버는 펄스트랜스로 구현 하였다. 벡 부스트 FET는 접지 쪽으로 배치하여 별도의 부트스트랩 회로가 없다.

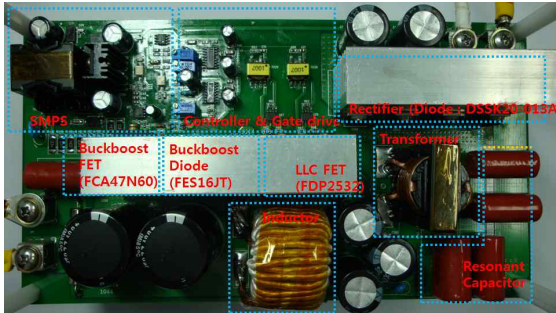
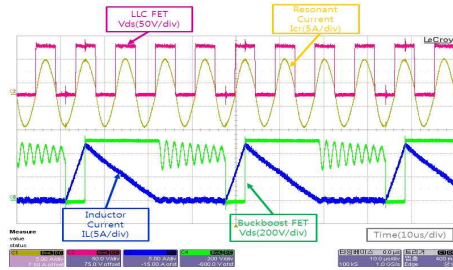


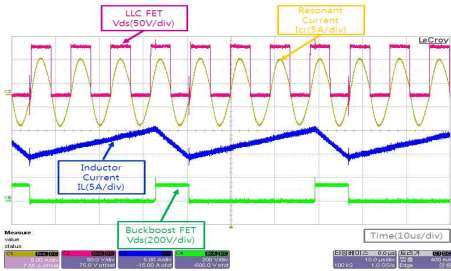
그림 11 제안한 컨버터의 하드웨어 구현  
Fig. 11 Implemented hardware of proposed converter



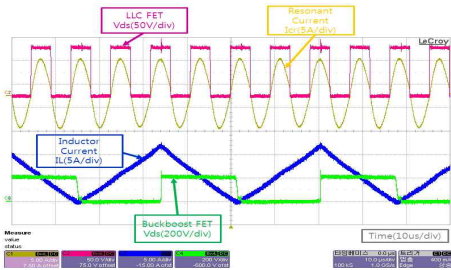
$V_{in} = 400V, V_{out} = 48V, P_{in} = 300W$

그림 12 입력전압에 따른 LLC 공진 컨버터와 벅부스트 실험파형

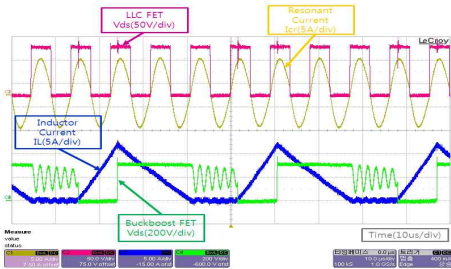
Fig. 12 Experimental waveforms of LLC resonant converter and buckboost converter



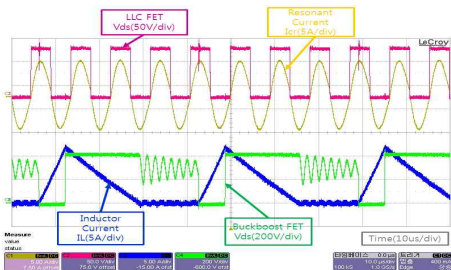
$V_{in} = 30V, V_{out} = 48V, P_{in} = 300W$



$V_{in} = 96V, V_{out} = 48V, P_{in} = 300W$



$V_{in} = 200V, V_{out} = 48V, P_{in} = 300W$



$V_{in} = 300V, V_{out} = 48V, P_{in} = 300W$

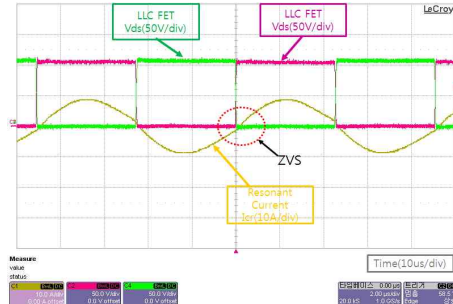


그림 13 300W에서 LLC 공진 컨버터 FET 전압과 공진전류  
Fig. 13 FET voltage and resonant current of LLC resonant converter under  $P_o = 300W$

입력전압 400V에서 30V까지 가변하며 회로성능을 검증하였다. 입력 300W 기준으로 입력 전압 약 30V에서 96V까지는 CCM으로 동작하며 96V에서 400V까지는 DCM으로 동작한다.

그림 12는 입력전압 변화에 따른 LLC 공진 컨버터의 FET 드레인 소스 사이의 전압과 공진전류 그리고 벅부스트 컨버터의 인덕터 전류와 FET의 드레인 소스 사이의 전압 파형이다. 입력전압 96V를 기준으로 인덕터 전류는 CCM에서 DCM으로 바뀌는 것을 알 수 있다. 그림 13은 LLC 공진 컨버터 FET의 드레인 소스 사이의 전압과 공진 전류를 측정된 파형으로 스위칭 동작시 ZVS로 동작하고 있다. 그림 14은 변압기의 자화전류를 측정된 것으로 무부하상태에서 LLC 공진 컨버터의 변압기 전류를 측정된 것이다. 실제 제작한 변압기의 값을 식 (7)에 대입하여 자화전류의 피크 값을 구하면 2.18A이고 측정값과 거의 일치한다. 그림 15는 입력전압 400V에서 30V까지 변화 할 때 출력전압을 측정된 파형이다. 입력전압 변화에도 출력전압은 48V로 유지되는 것을 알 수 있다. 그림 16는 controller 전

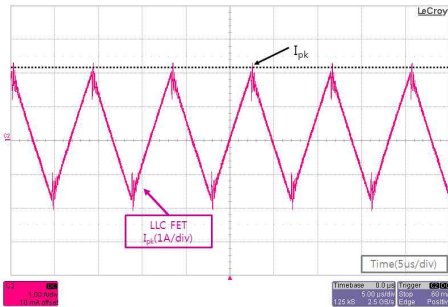


그림 14 변압기의 자화전류  
Fig. 14 Magnetizing current of the transformer

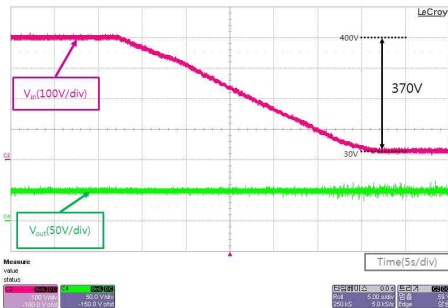


그림 15 입력전압 변화에 대한 출력전압  
Fig. 15 Output voltage waveform according to input voltage changes

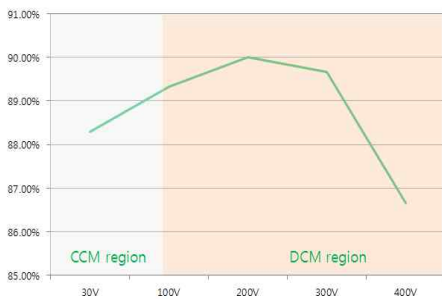


그림 16 300W일 때 입력전압에 따른 효율  
Fig. 16 Efficiency plot according to input voltage changes under Po=300W

원 및 게이트 드라이브를 위한 15V 전원용 SMPS (P=5[W])를 포함한 효율로 입력전압 400V에서 30V까지 변화 할 때 효율을 측정 한 것이다. 입력전압 200V에서 효율은 약 90%로 가장 높게 측정되었다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 30V에서 400V까지의 매우 넓은 입력

전압의 DC/DC 컨버터를 설계 및 제작하였다. 제안한 컨버터는 벡부스트 컨버터와 LLC 공진 컨버터의 2단 구성으로 LLC 공진 컨버터는 고정 주파수로 동작하고 제어는 벡부스트 컨버터에서 담당하여 제어를 간소화 했으며 LLC 공진 컨버터는 항상 ZVS 조건을 유지하여 스위칭 손실을 줄였다. 300W급 세트를 제작하였으며 실험결과 넓은 입력전압 변화에도 출력이 유지됨을 알 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제안한 매우 넓은 입력을 갖는 DC/DC 컨버터는 비상전원 공급장치용 컨버터 및 넓은 입력 전압을 필요로 DC/DC 컨버터에 적용 할 수 있는 가능성과 유용성을 확인하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] 한국기계연구원, “최종보고서, TMP용 자기부상 시스템 개발”, 산업자원부, 2004.
- [2] Tadatashi Babasaki, Taku Ishibashi, Junya Sakemi, Fujio Kurokawa, “Improved Auto-Tuning for Wide Input Voltage Range Digital Control Buck-Boost DC-DC Converter”, *ICEMS2010*, pp. 40-43, 2010.
- [3] Pyosoo Kim, Sewan Choi, Jeonguen Kim, “An Inductorless Asymmetrical ZVS Full Bridge Converter for Step-up Applications with Wide Input Voltage Range”, *ECCE2010*, pp. 1945-1951, 2010.
- [4] 이준영, “고전력밀도 AC/DC 어댑터의 설계”, *전력전자학회 논문지*, Vol. 15, No. 4, pp. 259-265, 2010.
- [5] Xinke Wu, Wei Lu, Junming Zhang, Zhaoming Qian, “Extra Wide Input Voltage Range and High Efficiency DC-DC Converter Using Hybrid Modulation”, *Industry Applications Conference*, pp. 588-594, 2006.
- [6] Hyosang Jang, Taeyoung Ahn, Byungcho Choi, “New Half-Bridge Dc-to-Dc Converters for Wide Input Voltage Applications”, *INTELEC 2009*, pp. 1-6, 2009.
- [7] Bo Yang, “LLC resonant converter for front end DC/DC conversion”, *APEC2002*, Vol. 2, pp. 1108-1112, 2002.
- [8] 윤수영, 채형준, 김원용, 문형태, 정유식, 이준영, “전기 자동차용 배터리 충전기”, *전력전자학회 논문지*, Vol. 15, No. 6, pp. 460-465, 2010.
- [9] 오은태, 윤수영, 이운재, 유광민, 채형준, 한병문, 이준영, “연료전지 계통 연계형 고효율 DC-DC 컨버터”, *전기학회 논문지*, Vol. 58, No. 12, pp. 2410-2415, 2009.
- [10] Eun-Soo Kim, In-Su Cha, Moon-Ho Kye, “A Novel Topology of Secondary LLC Series Resonant Converter”, *APEC2007*, pp. 1625-1629, 2007.

## 저 자 소 개



### 채형준(蔡亨準)

1977년 7월 11일생. 2003년 단국대 전자공학과 졸업. 2008년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2009년~현재 명지대 대학원 전기공학과 박사과정.



### 김경동(金涇東)

1986년 12월 20일생. 2010년 대덕대 전기공학과 졸업. 2011년~현재 명지대 대학원 전기공학과 석사과정.



### 오형록(吳炯錄)

1982년 12월 9일생. 2005년 안양대 전기전자공학과 졸업. 2005년~현재 신호시스템 기술연구소 전임연구원. 2010년~현재 명지대 대학원 전기공학과 석사과정.



### 이준영(李竣榮)

1970년 10월 3일생. 1993년 고려대 전기공학과 졸업. 1996년 KAIST 전기및전자공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 졸업(공학박사). 2001년~2005년 삼성 SDI PDP사업부 과장 2005년~2008년 단국대 전자공학과 조교수. 2008년~현재 명지대 전기공학과 부교수. 당 학회 편집위원.