

저전압 대전류 LLC 공진형 컨버터를 이용한 그린 PC용 전원공급장치 설계

유영도¹, 김인동[†], 노의철², 류명효³, 백주원³

Design of Power Supply for Green PC using Low Voltage High Current LLC Resonant Converter

Young-Do Yoo¹, In-Dong Kim[†], Eui-Cheol Nho², Myung-Hyo Ryu³, and Ju-Won Baek³

Abstract - This paper proposes a low voltage high current LLC resonant converter for Green PC. Green PC is composed of a lot of blade PCs, and it is a centralized system to manage them in computer center. Green PC should require that its power supplies have several characteristics such as low output voltage, high output current, and high power conversion efficiency. Conventional PSFB (Phase Shift Full Bridge) converter is usually used as DC/DC converter for computer power supply because it has high power conversion efficiency thanks to ZVS (Zero Voltage Switching) operation under middle and high load conditions. However, this converter has some problems such as large switching noise and limitation of ZVS operation under light load condition. In order to improve the performance of power supply for Green PC, a new power supply using popular high efficiency LLC resonant converter for low voltage and high current application is proposed in this paper. The proposed power supply has ZVS capability over the entire load range, thus resulting in good efficiency and high switching frequency. Experimental results verify the performance of the proposed power supply for Green PC using 2[kW] (19[V], 105[A]) rated prototype converter.

Keywords: green PC, LLC resonant converter, voltage compensator, ZVS(Zero Voltage Switching)

1. 서 론

정보화 시대가 가속화 되고 IT기술이 발전함에 따라 컴퓨터는 일상생활에서 없어서는 안 되는 필수적인 요소로 자리 잡고 있다. 수많은 서버용 컴퓨터를 가진 데이터 센터의 수는 전 세계적으로 증가하였으며, 그에 따른 전력 소비량도 2000년대 이후로 해마다 증가하는 추세이다.^[1]

국내에서도 데이터 센터의 증가와 함께 학교 전산 실

습실, 사무실, PC방 등과 같은 공용 PC설비의 대형화와 사용 PC설비 하드웨어의 고사양화에 따른 전력 소비량도 급격히 늘어나고 있다.

공용 PC 시설들은 전국에 백만 대가 넘으며, 연간 3.6 [TWh] (팔당댐 연간 발전량 0.5 [TWh]) 가량의 전력을 소모할 정도로 전력 소비량이 높은 문제를 가지고 있다.^[2]

이렇게 PC설비로 인해 급증하는 전력 소비량을 절약하기 위한 방안으로 지식 경제부는 '2010년 녹색 성장 추진 계획'에서 그린 PC를 10대 녹색 기술 중의 하나로 선정하였다.

그린 PC란 여러 대로 구성된 블레이드 형태의 PC를 하나의 rack에 두어 전산센터에서 통합 관리하는 단말형 중앙 집중식 PC rack 시스템 방식이다.

그림 1의 그린 PC 시스템 구성도와 같이 실제로 데스크에서 PC의 본체는 사라지고 모니터, 마우스, 키보드만 남고 사용자는 단말기를 통해 데이터 센터의 자신의 PC에 접속하여 PC를 사용할 수 있게 된다.

Paper number: TKPE-2014-19-3-2

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: idkim@pknu.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Pukyong National University.

Tel: +82-51-629-6318 Fax: +82-51-629-6305

¹ R/D Center, Dongah Elecomm

² Dept. of Electrical Eng., Pukyong National University

³ Power Conversion Research Center,

Korea Electrotechnology Research Institute

Manuscript received Nov. 7, 2013; accepted Jan. 8, 2014

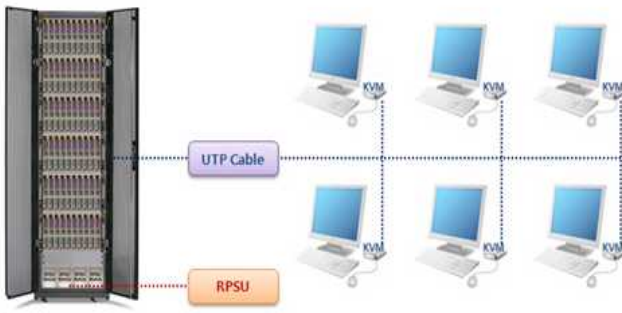


Fig. 1 Basic of green PC system

Table 1 Energy saving effect of green PC^[3]

Power consumption[kWh]	General PC	Green PC	Reduction ratio[%]
PC	92	70	23.9
Air conditioning	38	30	21.2
Total	130	100	23.1

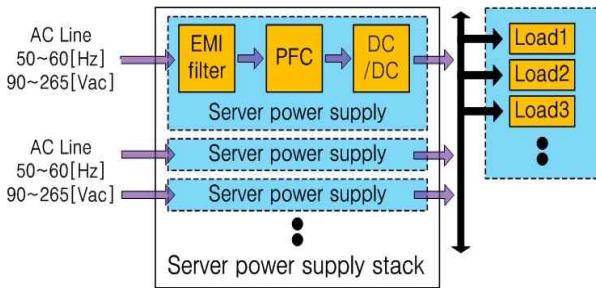


Fig. 2 Basic structure of RPSU^[9]

PC의 본체를 하나의 Rack에 집적화함에 따라 사용하지 않는 PC의 효율적인 전력 관리가 가능하고, PC의 발열으로 인한 냉방비가 절감 된다.

그리고 무엇보다 일반 PC의 낮은 효율의 Power Supply를 높은 효율 특성의 전원공급장치 RPSU(Rack Power Supply Unit)로 대신함으로써 에너지 절감을 기대할 수 있다.

표 1을 통해 일반 PC에 비해 그린 PC의 PC 소모 전력 절감율이 23.9[%]로 개선된 것을 확인할 수 있다. 이를 전력요금으로 추산하면 그린 PC 84대 기준으로 월평균 약 37만원, 연간 약 440만원의 요금 절감을 한 것으로 볼 수 있다. 한전 계약전력 50[kW]기준, 월별 요금 적용 변동치를 감안하여 계산되었다. 월평균 전력요금 예상액은 일반PC 192만원, 그린PC 155만원이다.^[3] 따라서 높은 효율 특성의 RPSU의 선택은 에너지 절감을 위한 중요한 요소이다.

RPSU의 기본 구성은 그림 2와 같다. 고조파와 역률 규제를 만족하기 위해 PFC가 전단에 위치하고, 후단에는 블레이드 PC에 전원을 공급하기 위한 저전압, 대전류 사양의 DC/DC 컨버터가 위치한다. 블레이드 PC는

Table 2 Comparison of DC/DC converter topology

Separation	PSFB converter	LLC resonant converter
Advantage	<ul style="list-style-type: none"> ·High power conversion efficiency(ZVS) ·High power density 	<ul style="list-style-type: none"> ·ZVS capability over the entire load range ·High power density ·Simple circuit structure
Disadvantage	<ul style="list-style-type: none"> ·Limited ZVS operation under light load condition 	<ul style="list-style-type: none"> ·narrow input voltage operation range ·Difficulty to design optimization

중앙 집중식 Rack에 낱장 카드로 끼워지는 개인용 PC이며, 좁은 공간에서 여러 대의 PC를 두고 사용하기 위해 극도로 얇게 제작된 PC이다.

일반적으로 DC/DC 전원단은 스위칭 손실, 출력측 대전류에 의해 도통 손실에 의한 효율 감소가 주된 고려 사항이다. 스위칭 주파수가 높아짐에 따라 RPSU의 부피는 감소하지만 스위칭 손실이 증가하므로 높은 효율 특성을 위해서는 ZVS(Zero Voltage Switching) 동작은 필수 조건이다. 또한 출력단 저전압 출력사양에서 다이오드 정류방식은 대전류에 의한 도통손실이 발생하여 효율 감소의 큰 원인이 되므로 동기 정류방식을 선택하는 것이 바람직하다. 이런 이유로 ZVS 동작이 가능하며, 출력단 도통손실의 최소화를 위해 동기 정류방식이 가능한 PSFB(Phase Shift Full Bridge) 컨버터가 서버전원용으로 주로 사용되고 있다.

하지만 입력단 스위치 양단의 커패시터와 변압기의 누설 인덕턴스 성분에 의해 ZVS 동작을 하는 PSFB 컨버터는 낮은 부하영역에서 ZVS 동작이 제한된다. 이는 최대 부하의 20~30[%]의 부하조건에서 가장 많이 동작하는 서버전원의 특성상 낮은 부하조건에서 효율이 좋지 않은 문제가 있다. 따라서 낮은 부하조건에서도 ZVS 동작이 가능한 DC/DC 토폴로지의 선택이 필요하다.

LLC 공진형 컨버터는 주파수 제어를 통해 출력을 제어하는 DC/DC 토폴로지이다. 부하 전 범위 영역에서 ZVS 동작이 가능하며, 높은 전력밀도와 회로구성이 간단한 장점이 있다. PSFB 컨버터에 비해 입력전압 제어 범위가 좁은 단점이 있지만 RPSU의 전단에 PFC가 위치하여 일정한 DC Link 전압을 유지하기 때문에 큰 문제가 되지 않는다.

표 2는 실제 그린 PC용 RPSU의 DC/DC 전원단 토폴로지로 이용되는 PSFB 컨버터와 제안하는 LLC 공진형

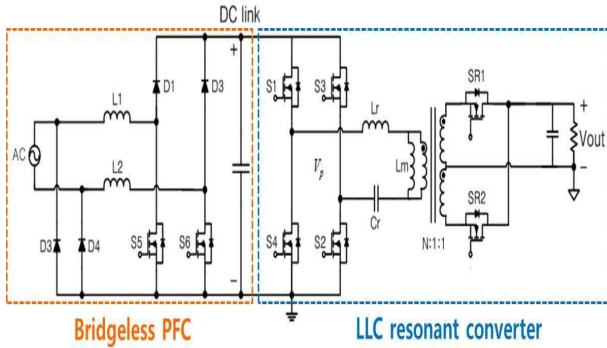


Fig. 3 Proposed RPSU circuit

컨버터의 장단점을 비교한 자료이다.

따라서 본 논문에서는 부하 전범위에서 ZVS 동작을 통한 효율개선을 이루기 위해 LLC 공진형 컨버터를 그린 PC RPSU의 DC/DC 토폴로지로 제안한다. 2[kW] (19[V], 105[A])급 사양의 LLC 공진형 컨버터를 설계하였으며, 2극점 1영점의 전압 보상을 적용하여 안정적인 동작을 이루도록 하였다. 그리고 시뮬레이션 및 시제품을 제작하여 다른 그린 PC용 RPSU와의 효율비교를 통해 그 특성이 우수함을 검증하였다.

2. Full-Bridge LLC 공진형 컨버터 설계

2.1 전체회로 구성

제안하는 그린 PC용 RPSU의 전체 회로구성은 그림 3와 같다. AC/DC 정류단은 전부하 96[%]이상의 효율특성을 가지는 브릿지리스 PFC(DC Link : 380[V]), DC/DC 전원단에는 LLC 공진형 컨버터를 두어 DC전원 (19[V])을 공급하도록 하였다. 그리고 LLC 공진형 컨버터는 1차측에는 Full-Bridge 형태의 구조, 2차측에는 동기 정류방식을 사용하여 스위치의 도통 손실에 의한 효율저하를 최소화 하도록 하였다.

2.2 전력회로 설계

그린 PC의 구성요소인 블레이드 PC의 정격은 19[V], 5[A] 정도이며, RPSU 하나당 20여대의 블레이드 PC에 전원을 공급하기 위해 출력전류 I_{out} 은 마진을 고려한 105[A]이다. 표 3은 상세 설계사양이다.

일반적인 PWM 컨버터에 비해 LLC 공진형 컨버터의 경우 공진이득과 주파수 변화폭을 같이 고려해야 하므로 설계가 간단하지 않다. 따라서 본 연구에서는 설계의 최적화 및 실행오차를 줄이고자 그림 4와 같은 설계알고리즘을 적용하여 LLC 공진형 컨버터의 최적화 설계를 이루고자 하였다.

먼저 공진주파수 $f_o = 80[kHz]$ 로 정하고, 효율특성을 고려하여 변압기 자화인덕턴스 L_m 과 공진인덕턴스 L_r 의 비인 m 의 값을 5.3으로 정하였다. 이때 m 의 값이 작

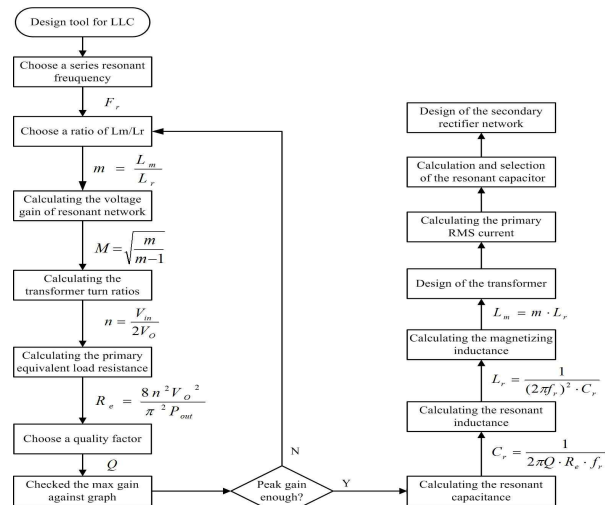


Fig. 4 Algorithm of design

Table 3 Specification of LLC resonant converter

Parameter	Value
Output Voltage (V_{out})	19[V]
Output Current (I_{out})	105[A]
Output Power (P_{out})	1995[W]
Input Voltage (V_{in})	375~395[V]
Expected Total Efficiency (E_{ff})	94[%]
Resonant Frequency (f_o)	80[kHz]
Equivalent Output Resistor at Full Load (R_L)	0.18[Ω]
Transformer Ratio (n)	24
Magnetizing Inductance (L_m)	447[uH]
Resonant Inductor (L_r)	85[uH]
Resonant Capacitor (C_r)	42.8[nF]
$m (= \frac{L_m}{L_r})$	5.3
M_{min}	1.11
M_{max}	1.169

을수록 공진 네트워크의 높은 이득을 얻을 수 있다. 하지만 직렬 공진점이 병렬 공진점에 가까워지고, 외부 공진 인덕터를 추가 하지 않는다고 가정 하였을 때, 변압기의 커플링이 좋지 않아 효율적인 측면에서 좋지 않은 단점이 있다. 반대로 m 의 값이 큰 경우에는 공진 네트워크의 이득이 나오지 않기 때문에 일반적으로 실험적인 결과에 의존하여 m 의 값이 3~8정도의 값을 가지도록 설계하였다. 선정된 m 의 값을 이용하여 식 (4)의 공진네트워크의 직렬 공진점에서의 최소이득 $M_{min} = 1.11$ 을 결정하고, M_{min} 으로 입력전압이 최소일 경우에 최대 부하에서 필요로 하는 최대 공진이득 $M_{max} = 1.169$ 를 계산하였다.

Table 4 AC Equivalent resistor in each load

Load[%]	$R_{ac(n\%)}[\Omega]$
100	84.57
80	105.71
60	140.95
40	211.43
20	422.85
1	8457.02

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

$$R_{ac(n\%)} = \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot R_L \quad (2)$$

$$Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R} \quad (3)$$

$$m = \frac{L_m}{L_r}, \quad M_{\max} = \frac{V_{in\max} \times M_{\min}}{V_{in\min}}, \quad M_{\min} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} \quad (4)$$

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in\max}}{2 \times (V_o + V_F)} \cdot M_{\min} \quad (5)$$

$$L_m = m \cdot L_r \quad (6)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_{sw\max})^2 \cdot C_r} \quad (7)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q \cdot f_{sw\max} \cdot R_{ac(100)}} \quad (8)$$

2.3 변압기 권선비 계산

M_{\min} 와 2차측 정류단의 스위치(IRFB3206PbF) 도통 전압 $V_F = 0.3[V]$ 을 고려한 식 (5)를 이용하여 계산한 변압기 1차측에 대한 2차측의 변압기 권선비 $\frac{N_p}{N_s}$ 는 22이다. 변압기 포화마진을 고려한 실제 변압기 권선비는 24로 정하였다.

2.4 AC 등가 부하 저항 계산

LLC 공진형 컨버터의 AC 등가 부하 저항 $R_{ac(n\%)}$ 는 FHA(Fundamental Harmonic Approximation)에 의해 변압기 2차측의 부하 저항값을 1차측으로 환산한 $R_{ac(n\%)}$ 의 계산이 가능하다. 식 (2)를 통해 표 4의 부하별 $R_{ac(n\%)}$ 의 값을 산정하였다.

2.5 공진 네트워크 L_m , L_r , C_r 산정

과도 응답 및 안정적인 ZVS(Zero Voltage Switching)확보를 위해 이득의 여유도 $marginM_{\max}$ 는 5

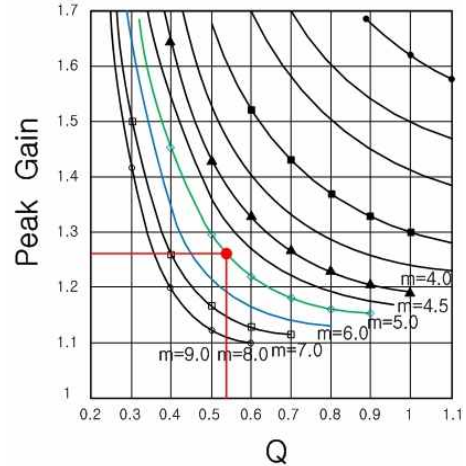


Fig. 5 Peak gain VS Q for different in m values

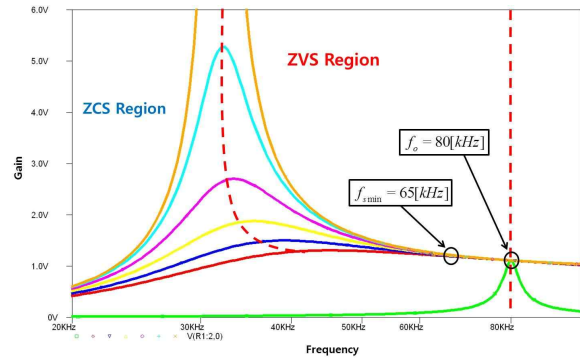


Fig. 6 Gain characteristic for LLC resonant converter

[%]로 두었다. 따라서 최대 이득 $Peak\ Gain$ 은 식 (9)와 같으며 1.228로 산정되었다. 그리고 $m = 5.3$ 와 그림 5의 Gain curve를 참고하여 $Q = 0.55$ 를 결정하고, 식 (6), (7), (8)으로 공진 네트워크를 구성하는 $L_m = 447[\mu H]$, $L_r = 84[\mu H]$, $C_r = 42.8[nF]$ 의 값을 산정하였다.

$$Peak\ Gain = M_{\max} + M_{\max} \cdot \frac{marginM_{\max}}{100} \quad (9)$$

그림 6은 공진네트워크 파라미터 L_m , L_r , C_r 의 파라미터 값과 표 4의 부하별 $R_{ac(n\%)}$ 으로 Pspice AC sweep을 사용하여 부하별 주파수 특성 곡선을 시뮬레이션 한 결과이다. $M_{\min} = 1.11$, $M_{\max} = 1.169$ 의 값에 대한 부하별 주파수 변동 범위 $65 \sim 80[kHz]$ 임을 확인하였다.

2.7 공진커패시터 C_r 선정

공진커패시터 C_r 에 흐르는 평균전류 I_{crms} , 최대 전류 $I_{cr-peak}$, 최대전압 V_{cr} 은 식 (10), (11), (12)와 같으며 계산된 값은 $I_{crms} = 6.038[A]$, $I_{cr-peak} = 8.539[A]$, $V_{cr} = 651[V]$ 이다. V_{cr} 의 값을 참고하여 2배 정도의 여유를 가질 수 있도록 $47[nF]$, $1600[V]$ 정격의 필름 커패시터를 선정하였다.

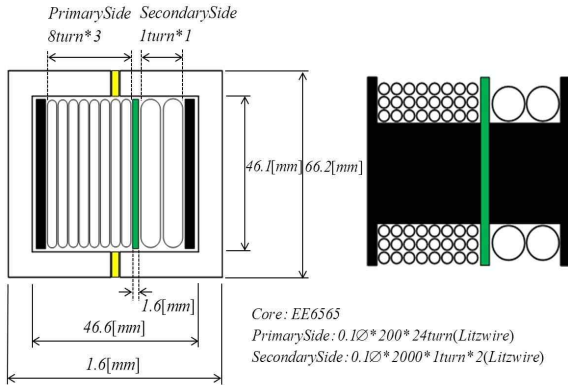


Fig. 7 Structure of transformer

$$I_{crms} = \frac{1}{E_{ff}} \sqrt{\left[\frac{\pi I_{out}}{2\sqrt{2}n} \right]^2 + \left[\frac{n(V_{out} + V_F)}{4\sqrt{2}f_{swnom} \cdot M_{min} \cdot (L_p - L_r)} \right]^2} \quad (10)$$

$$I_{cr-peak} = \sqrt{2} \cdot I_{crms} \quad (11)$$

$$V_{cr} = \frac{V_{inmax}}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot I_{crms}}{2\pi f_{swnom} \cdot C_r} \quad (12)$$

2.6 변압기 설계

변압기는 ISU사의 PM7 재질의 EE6565 Core를 사용하였다. 변압기 1차측 권선수를 결정하기 위해 포화마진을 고려한 $\Delta B = \pm 0.23[T]$ 로 정하였다. EE6565 Core 단면적 A_c 은 $545[mm^2]$ 이다. 식 (13)으로 변압기 1차측 최소 권선수 $N_{pmin} = 23.8[turn]$ 으로 계산되었으나 편의상 실제 변압기 1차측 권선수 N_p 는 $24[turn]$ 으로 결정하였다. 그리고 식 (14)와 식 (15)으로 실제 변압기 2차측 권선수 N_{ss} 는 $1[turn]$ 으로 산정되었다. 변압기 1차측에는 $0.1\varnothing * 200$ 심, 2차측에는 $0.1\varnothing * 2000$ 심의 리츠와이어(Ritz wire)를 사용하였으며, 그림 7와 같이 권선의 발열을 고려하여 1차측 권선과 2차측 권선을 분리시킨 형태의 변압기를 구성하였다.

$$N_{pmin} = \frac{n \cdot (V_{out} + V_F)}{f_{swmin} \cdot M_{min} \cdot \Delta B \cdot A_c} \quad (13)$$

$$N_s = \frac{N_p}{n} \quad (14)$$

$$N_{pp} = \frac{N_{ss} \cdot N_p}{N_s} \quad (15)$$

3. 전압 보상기 설계

3.1 주파수 대 출력 전달 함수

일반적으로 LLC 공진형 컨버터의 정확한 소신호 전

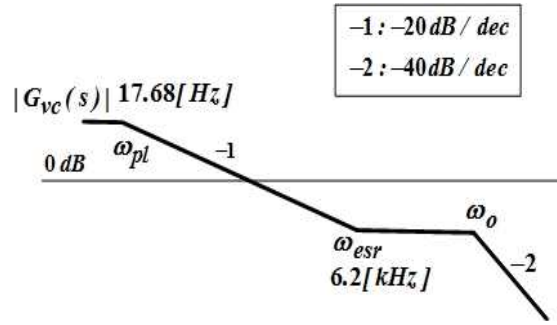


Fig. 8 Control to output transfer function $G_{vc}(s)$ (open loop)

달 함수를 얻기 위해서는 높은 차수들의 변수들이 필요하다. 하지만 높은 차수의 공진 극점들은 제어 범위를 넘어 높은 주파수대에 위치하기 때문에 주파수 대 출력 소신호 전달 함수를 식 (16)와 같이 근사화 할 수 있다.^[7]

저주파 이득 K_{vf} 는 동작영역의 전압이득곡선의 기울기에 비례하는 값을 가진다.

댐핑 팩터 Q , 이중 극점 ω_0 는 컨버터의 동작 상태에 따라 달라지며, 이 변수들이 이중 극점이나 두 개의 극점으로 변화하면서 전원단의 동특성에 영향을 미친다.

$$G_{vf}(s) \approx \frac{K_{vf} \left(1 + \frac{s}{\omega_{esr}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{pl}}\right)} \quad (16)$$

$$\omega_{pl} = \frac{1}{CR} \quad (17)$$

$$\omega_{esr} = \frac{1}{CR_c} \quad (18)$$

저주파 극점 ω_{pl} 은 출력 필터에 기인하는 저주파 극점으로써 컨버터의 동작 상태에 따라 변화한다. ω_{esr} 은 고정된 주파수에서 나타나며 출력 커패시터와 ESR에 의해서 생성된다. 식 (17), (18)와 같다.

그림 8는 제어 대 출력전달함수 $G_{vc}(s)$ 이다. $G_{vc}(s)$ 는 주파수 대 출력전달함수 $G_{vf}(s)$ 와 제어 IC CCO(Current Controlled Oscillator) 이득 G_{CCO} 의 곱으로 나타난다.^[7]

3.2 2극점 1영점 전압 보상기 설계

그림 8의 $G_{vc}(s)$ 제어 대 출력전달함수를 참고하여 안정적인 루프이득을 얻기 위해 절연형 타입의 Shunt regulator-type error amplifier와 optocoupler가 결합된 2극점 1영점의 전압 보상기(FOD2741)를 제안하였다. 그림 9는 제안된 전압 보상기 구조이다.

C_j 는 전압 보상기 내부 기생커패시터 성분으로 $10[nF]$

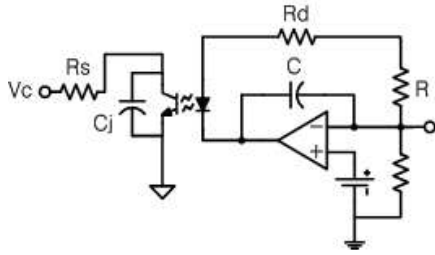
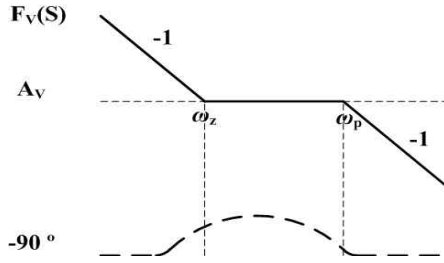


Fig. 9 2 pole 1 zero voltage compensation circuit

Fig. 10 Transfer function $F_v(s)$ of 2 pole 1 zero voltage compensator

의 값으로 가정하였다. R_s 는 LLC 공진형 컨버터 전용 구동 드라이버 IC(UCC25600)의 최대 주파수 제한 저항이다. R_d 는 optocoupler의 전류 제한 저항이며, R 은 전압분배저항이다. CTR (Current Transfer Ratio)은 optocoupler의 전류전달비이며 보통 1~2의 값을 가진다. 본 설계에서는 1.1의 값으로 정하였다.

2극점 1영점 전압보상기의 전달함수 $F_v(s)$ 은 그림 10과 식 (19)와 같다. 직류이득 K_v 와 영점 w_{zc} , 극점 w_{pc} 는 식 (20), (21), (22)와 같다.^[7] 제안된 2극점 1영점 전압 보상기의 파라미터는 표 5와 같다.

$$F_v(s) = \frac{K_v \left(1 + \frac{s}{w_{zc}}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{w_{pc}}\right)} \quad (19)$$

$$K_v = \frac{CTR \cdot R_s}{C \cdot R \cdot R_d} \quad (20)$$

$$w_{pc} = \frac{1}{C_j \cdot R_s} \quad (21)$$

$$w_{zc} = \frac{1}{C \cdot R} \quad (22)$$

그림 11은 설계된 2극점 1영점의 전압 보상기를 적용한 LLC 공진형 컨버터의 루프이득 $T_m(s)$ 이다.

w_{pl} 지점에 w_{zc} 를 두어 크로스오버 주파수 이전에 나타나는 위상의 감소를 하도록 하였으며, w_{esr} 지점에 w_{pc} 를 두어 고주파 노이즈 성분을 저감할 수 있도록 하였다.

Table 5 Parameter of 2 pole 1 zero voltage compensator

Parameter	Value
R	8.2[kΩ]
R_d	4.7[kΩ]
C	1[nF]
R_s	5.1[kΩ]
C_j	10[nF]

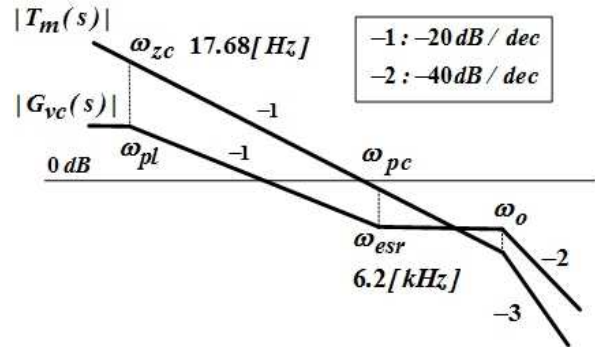
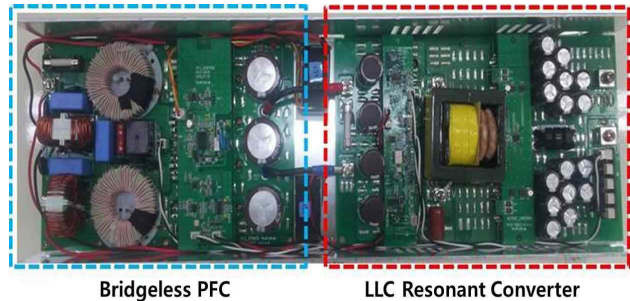
Fig. 11 Loop gain $T_m(s)$ (closed loop)

Fig. 12 Experimental equipment

4. 실험 결과

제안된 LLC 공진형 컨버터의 타당성을 검증하기 위해 제작된 시제품을 이용하여 실험을 하였다. 그림 12는 제작된 하드웨어이며 구성은 표시된 바와 같다.

4.1 Loop Gain 측정

그림 13은 임피던스 분석기 PSM1735를 사용하여 실제 $T_m(s)$ 루프이득을 측정하기 위해 출력단 V_{out} 와 전압 보상기의 입력 사이에 R_{shunt} (20~50[Ω])를 추가한 회로구성이다.

실험은 부하율 70[%] 조건에서 진행하였다. PSM1735의 out단자로부터 amplitude : 10[mV], sweep : 0.1~100[kHz]의 왜란신호를 R_{shunt} 에 실어 왜란신호에 대한 전압 보상기의 입력 CH1, 출력전압 CH2(V_{out})의 비를

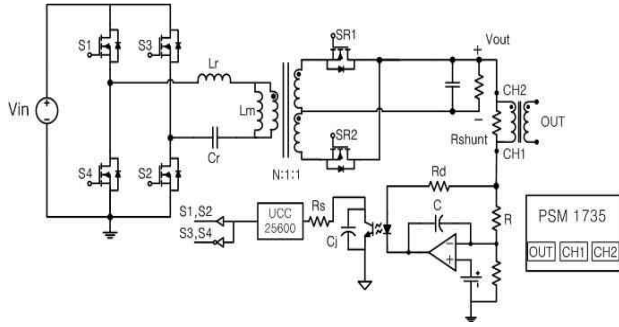
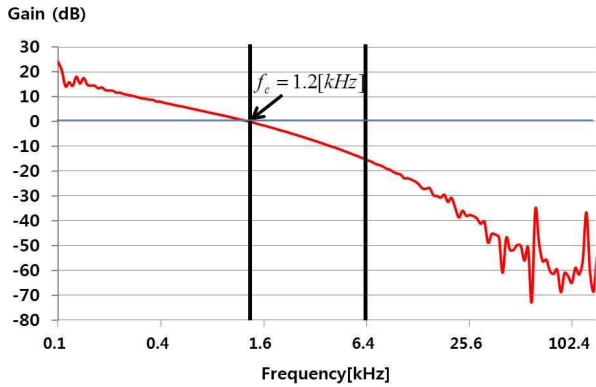
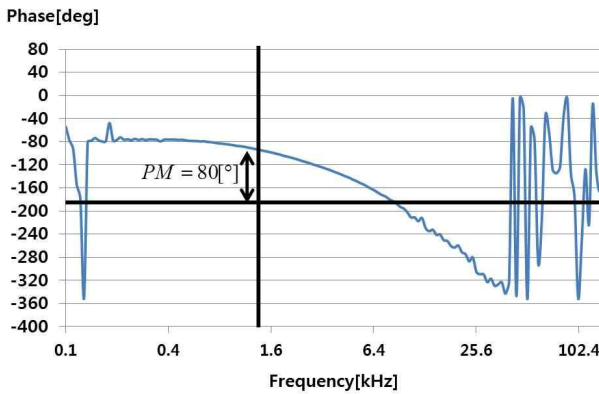


Fig. 13 Circuit for checking loop gain $T_m(s)$ (closed Loop)



(a)

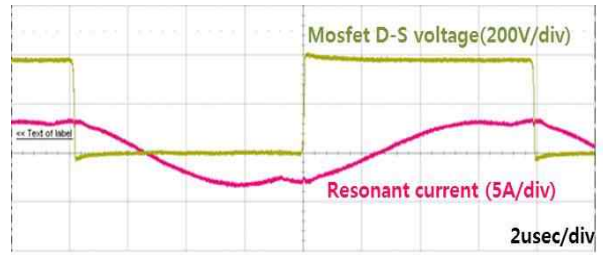


(b)

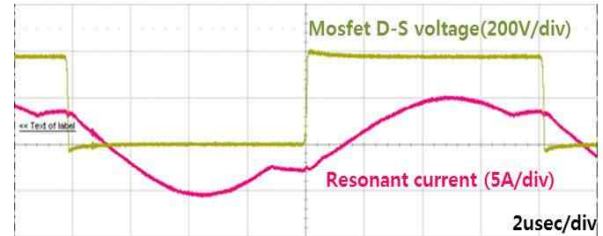
Fig. 14 Loop gain $T_m(s)$ (a) : Gain, (b) : Phase

측정하여 그림 14와 같은 루프이득 $T_m(s)$ (closed loop) 을 확인하였다.

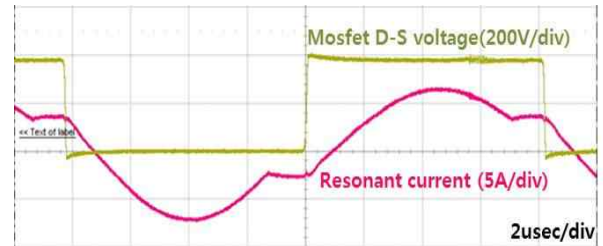
그림 14를 통해 교차 주파수(crossover frequency) f_c 는 $1.2[kHz]$, Phase margin은 80° 인 것을 확인하였다. 안정적인 제어기 설계를 위해 스위칭 주파수의 1/10 지점에 f_c 를 위치하도록 하지만, 측정결과 스위칭 주파수의 1/10 지점에 해당하는 $6.4\sim 6.7[kHz]$ 보다 다소 낮은 주파수대에 f_c 가 위치한다고 볼 수 있다. 이는 일반적인 전압 보상기 구조와는 달리 Shunt regulator와 optocoupler



(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 15 Experimental waveforms of mosfet D-S voltage, resonant current in each load (a) : 20[%], (b) : 50[%], (c) : 70[%], (d) : 90[%]

가 결합된 구조의 전압 보상기(FOD2741)를 사용함에 따라 CTR(Current Transfer Ratio), 내부 junction capacitance 등에 의해 전압 보상기를 설계함에 있어 현실적 제약이 따른 것으로 볼 수 있다.

4.2 각부의 파형 측정

10~90% 부하조건에서 Mosfet(47N60C5)의 D-S전압, 공진전류 파형은 그림 15와 같다. 그리고 그림 16을 통해 부하 100[%]의 동작 상태에서 출력전압의 리플률은 200 [mV] 정도로 출력전압의 1[%]인 것을 확인하였다.

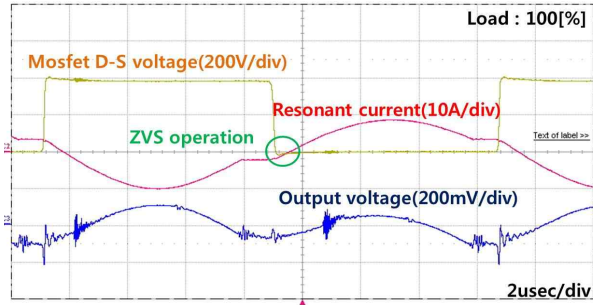


Fig. 16 Experimental waveforms of mosfet D-S voltage, resonant current, output voltage

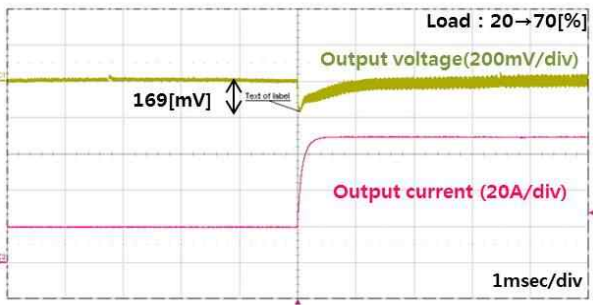


Fig. 17 Experimental waveforms of output voltage, current

Table 6 Comparison of average efficiency

	Average efficiency[%]
D corporation	87
Proposed RPSU	91.4

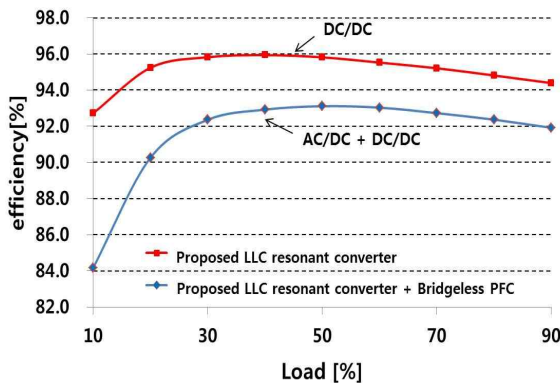


Fig. 18 Efficiency of proposed LLC resonant converter

그림 17은 부하 20→70[%]의 스텝응답에 대한 출력전압, 출력전류의 파형을 측정된 결과이고 전압 변동률이 1[%]이내 임을 확인하였다.

그림 18은 부하에 따른 효율을 나타낸 그래프이며 20 [%]부하 이상의 영역에서 94[%]이상의 효율 특성을 확인 하였다. 또한 표 6를 통해 국내 D사에서 개발된 그린 PC용 RPSU와 평균효율을 비교한 결과 제안된 RPSU의 평균효율이 4.4[%]가량 우수함을 확인하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 전부하 범위에서 ZVS동작이 가능한 LLC 공진형 컨버터를 이용한 그린 PC용 전원공급장치 (RPSU)를 제안한다. 제안한 그린 PC용 RPSU의 DC/DC 변환기로 2[kW]급 저전압, 대전류 형태의 Full-Bridge LLC 공진형 컨버터를 설계 및 제작하고 실험을 통해 그 특성을 확인하였다. 또한 평균효율특성이 91.4[%]인 것을 확인함으로써 기존의 RPSU에 비해 4.4 [%]의 효율이 개선됨을 검증하였다. 이는 현재까지 저전압, 대전류 특성을 가진 고효율 RPSU의 보급이 활성화 되어 있지 않은 국내시장에 긍정적인 성과이다. 향후 그린 PC의 사용이 증가함에 따라 제안된 방식의 RPSU가 널리 이용되어 국내 에너지 절감 측면에서 유용하게 사용될 것으로 기대한다.

이 논문은 부경대학교 자율창의학술연구비(2013년 : C-D-2013-0514)에 의하여 연구되었음

References

- [1] Kyu-Min. Cho, Young-Do. Kim, Gun-Woo. Moon, "Technology and Development Trend of High Efficiency and High Power Server Power System," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 15, No. 2, pp. 87-95, Apr. 2010.
- [2] Sung-Woon. Kim, "Technology and Industry Trends of Green PC System," *KI-IT, Technology review*, Vol. 8, No. 1, pp. 17-24, Dec. 2010.
- [3] Yong-sin. Park, "Regular Supply of Green PC System," *Journal of Korean electronics*, Vol. 30, No. 12, pp. 11-13, 2010.
- [4] Hang-Seok Choi, "Design Consideration of Half-Bridge LLC Resonant Converter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 7, No. 1, pp. 13 - 20, Jan. 2007.
- [5] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F.C. Lee, and J.D. van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter," in *Proc. IEEE APEC*, pp. 533-538, Mar. 2006.
- [6] Bo Yang. Lee, F.C, A.J Zang, Guisong Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion," in *IEEE APEC*, Vol. 2, pp. 1108 - 1112, Mar. 2002.
- [7] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F.C. Lee, and J.D. van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter," *Proceedings of the IEEE APEC'06*, Vol. 1, pp. 533-538, 2006.
- [8] Jin-heang jang. Min-jae jung, Byung-cho Choi, Heung-geun Kim, "dynamic analysis and control design of optocoupler-isolated LLC series resonant converter with wide input and load variation," *Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE*, pp. 758-765, Sept. 2009.

- [9] T. W. Heo, S. C. Bong, C. E. Kim, D. J. Kim, D. S. Oh, "Development of High Efficiency Power Supply for Server Application," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 190-192, Jul. 2009.



유영도(劉永道)

1985년 5월 10일생. 20011년 부경대 전기공학과 졸업. 2013년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2011년~2012년 한국전기연구원 전력변환연구센터 연구생. 2014~현재 동아일렉콤(주) 연구원.



김인동(金仁東)

1960년 8월 27일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공박). 1991년~1996년 대우중공업 철도차량연구소 책임연구원. 1997년~1998년 미국 Univ. of Tennessee Post Doc. 2004년~2005년 미국 Virginia Tech 방문교수. 2012년~2013년 미국 North Carolina State Univ. 방문교수. 1996년~현재 부경대 전기공학과 교수. IEEE Senior Member. 당 학회 기획이사.



노의철(魯義哲)

1960년 8월 2일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공박). 1997년~1998년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2005년~2006년 미국 University of California-Irvine 방문교수. 1995년~현재 부경대 전기공학과 교수. 당 학회 부회장.



류명효(柳明孝)

1972년 4월 21일생. 1997년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~2002년 삼성전기 근무. 2002년~현재 한국전기연구원 전력변환연구센터 선임연구원.



백주원(白周元)

1967년 1월 2일생. 1990년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2004년 Virginia Tech 방문연구원. 현재 한국전기연구원 HVDC 연구본부 책임연구원/팀장. 당 학회 산학협동이사.