

통합변압기 적용 넓은 출력전압제어 LED 전원공급장치

강철하¹, 주종성², 김은수[†], 원종섭³, 이영수⁴, 김동희⁴

An Integrated Transformer-based LED Power Supply with Wide-Output-Voltage Control

Cheol-Ha Kang¹, Jong-Seong Ju², Eun-Soo Kim[†], Jong-Seob Won³,
Young-Soo Lee⁴, and Dong-Hee Kim⁴

Abstract

In this paper, implementation of an integrated transformer applicable to power supply units (PSUs) for a 150-W LED with a wide range of output voltage is presented. The transformer is comprised of a PFC inductor and an LLC resonant transformer, each of which is placed and integrated on an E-I-E-type magnetic core. Integrated transformers with two different air gap topologies (i.e., the side and center gap topologies) are considered in the design phase to investigate their applicability. The design consideration on the LLC resonant converter used for the wide-output-voltage control ranges is described, and the overall performance of the proposed system is verified through realization of it onto a 150-W LED PSU board.

Key words: Integrated transformer, LLC resonant converter, CRM PFC converter, LED PSU

1. 서 론

최근 조명분야에서 LED(Light-Emitting Diode)는 기존 광원들에 비하여 낮은 전력 소모량과 긴 수명, 작은 크기, 다양한 색 표현력, 친환경등의 장점으로 미래의 차세대 광원으로 주목받고 있으며, 세계 각국에서도 형광등이나 백열등 등 모든 광원을 LED로 대체하는 정책을 내세울 정도로 LED 조명시장은 높은 성장세를 보이고 있다.^{[1]-[3]} 또한, LED는 Array의 구조에 따라 LED 조명전원공급 장치의 출력전압 사양이 바뀌게 되는데, 이러한 특징에 맞춰 LED조명수요가 가장 많은 Outdoor 용 조명시장에서는 다양한 제품군을 만족시키기 위해

하나의 LED조명전원장치를 사용하더라도 안정되게 동작시킬 수 있는 넓은 출력전압범위(120V_{DC}~280V_{DC})를 갖는 LED조명전원장치가 개발되고 있다. 또한 기술이 발전함에 따라 LED의 저가격화와 고효율화가 요구되고 있으며, 이러한 추세에 따라 LED조명전원장치도 높은 전력밀도 및 부품단가를 저감시키기 위해 다양한 연구가 진행되고 있다.^{[3][4][5][6]} 그 중에 집적화 측면에서 가장 어려움이 있는 부품 중 하나가 코어와 권선, 보빈 등을 사용하여 제작된 인덕터와 변압기이다. 변압기 및 인덕터를 집적화하기 위한 IM(Integrated Magnetic)기술은 인덕터와 인덕터, 변압기와 변압기, 인덕터와 변압기를 하나로 통합하는 방법이 연구되고 있다.^{[7]-[14]} 최근 발표된 논문^{[7][8]}에서처럼 인덕터와 변압기를 통합한 경우에는 인덕터자속과 변압기자속이 서로 상쇄되는 방향으로 인덕터와 변압기의 권선을 감고, 또한 인덕터와 변압기 동작주파수를 동기시켜 상호자속커플링에 따른 간섭영향을 방지시켜주었다.

하지만, CRM(Critical Conduction Mode) PFC(Power Factor Corrector) 컨버터의 인덕터와 LLC 공진컨버터의 변압기를 통합하는 경우, CRM PFC 컨버터는 입력전원전압(V_{in})과 부하에 따라 동작스위칭주파수가 가변되고, LLC 공진컨버터의 경우 출력제어전압(V_{out}) 및 부

Paper number: TKPE-2015-20-5-7

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

[†] Corresponding author: eskim@jj.ac.kr, Electrical & Electronics Engineering, Jeonju University
Tel: +82-63-220-2906 Fax: +82-63-220-2056

¹ Daewoo Electronic Components. Co.Ltd.

² Electrical & Electronics Engineering, Jeonju University

³ Mechanical and Automotive Engineering, Jeonju University

⁴ LG Innotek Components R&D Center

Manuscript received Dec. 29, 2014; revised Feb. 2, 2015;
accepted Sep. 13, 2015

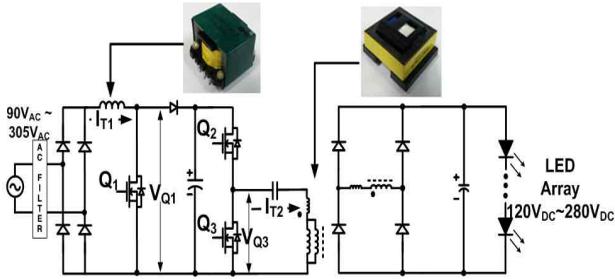


Fig. 1. Conventional LED PSU using the individual PFC inductor and LLC transformer.

하변화에 따라 동작스위칭주파수가 가변되기 때문에 상호자속커플링에 의한 간섭영향을 받게 되어 적용에 어려움이 있었다.

본 연구에서는 입력역률개선을 위한 CRM PFC 컨버터의 인덕터와 절연 및 고효율을 위한 LLC 공진컨버터 변압기를 하나의 코어로 통합하는 새로운 고집적 변압기를 제안하였고 어느 제품군에도 동작이 가능하도록 넓은 입력전원전압(V_{in} , $90V_{AC} \sim 305V_{AC}$) 및 넓은 출력전압제어(V_{out} , $120V_{DC} \sim 280V_{DC}$) 범위에 대응할 수 있는 통합 변압기 설계에 대해 기술하였으며 150W급 Outdoor-용 LED 조명전원장치에 적용 실험하여 검증하였다.

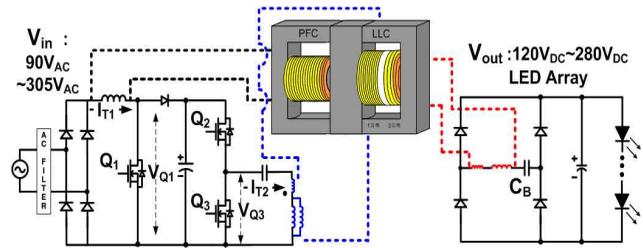
2. 본 론

2.1 제안된 통합변압기

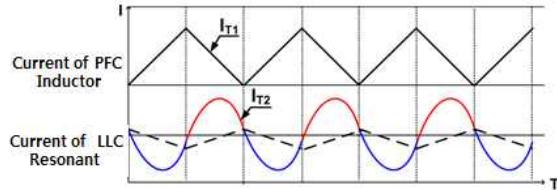
LED 조명전원장치는 25W 이상의 모든 제품에 입력역률(Power Factor) 0.9 이상을 요구하고 있다. 따라서 입력역률개선을 위해 다이오드 정류기 대신에 입력역률보상회로(CRM PFC Converter)가 필요하고 절연 및 효율 개선을 위해 LLC 공진컨버터를 사용한다.^[6] 그러나 그림 1과 같이 CRM PFC 컨버터와 LLC 공진컨버터에 각각의 인덕터와 변압기를 사용할 경우 단가저감이나 전원장치(PSU)의 경량화와 집적화에 한계를 갖게 된다.

그림 2(a)와 그림 3은 제안된 통합변압기 적용 주회로 및 통합변압기 형상이다. 통합변압기의 형상은 E자형 코어 2개와 I자형 코어 1개로 구성되어 CRM PFC 인덕터와 LLC 공진변압기를 하나로 통합한 것이 특징이다. 또한, 제안된 통합변압기 중간자로의 I자형 코어는 PFC 인덕터와 LLC 공진변압기에서 생성된 자속이 통과하는 부분으로써 I자형 자로면적을 외각자로 면적의 2배로 하여 자속밀도를 낮추어 코어손실 증가와 포화(Saturation)를 방지하고자 하였다.

그림 4는 통합변압기 CRM PFC단과 LLC단의 자속 이동경로를 나타낸 그림이다. 그림 2(b)에 나타낸 바와 같이 CRM PFC단은 항상 한쪽 방향으로만 전류(I_{T1})가 흐르기 때문에 자속도 한쪽 방향으로만 쇄교 된다. 그러나 LLC단의 자속은 정현파인 공진전류(I_{T2})가 흐르기 때문에 그림 4와 같이 교번으로 자속방향을 바꾸게 된다. 따라서 그림 4 (b)와 같이 자속방향이 서로 동일해질 때, CRM PFC단 일부 자속



(a) LED PSU topology using an integrated transformer



(b) Operation waveforms of PFC inductor current and LLC resonant current

Fig. 2. LED PSU using an integrated transformer and its operation waveforms.

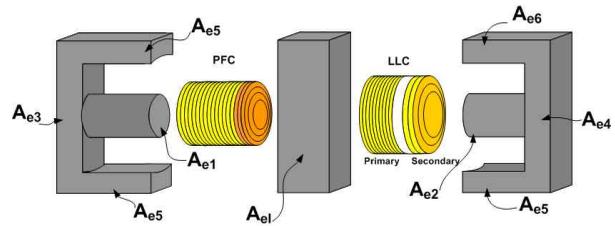
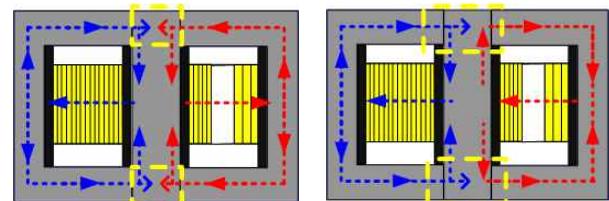


Fig. 3. Structure of the proposed transformer.

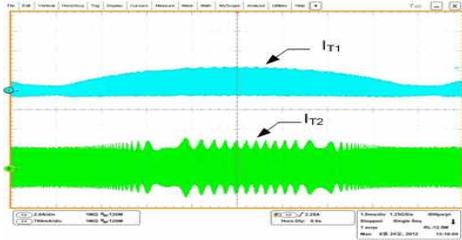


(a) Flux cancellation (b) Flux superposition

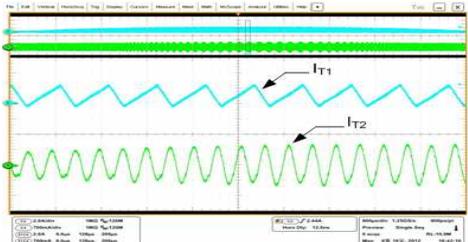
Fig. 4. Flux flow patterns on the dashed line box.

이 LLC 단 2차측 권선에 쇄교되어 LLC단의 1, 2차측 권선 전류가 한쪽 방향으로 편향(Bias)된다. 이 편향된 전류로 인해 LLC 공진컨버터가 영전압스위칭 동작특성을 잃게 되며 LLC 공진전류(I_{T1})가 그림 5와 같이 발전하는 문제가 발생되고 출력전류리플과 효율에 영향을 주는 등 전체전원시스템을 불안정하게 한다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 그림 2(a)와 같이 LLC 공진컨버터의 2차 측에 직렬로 DC Blocking 커패시터(C_B)를 추가 연결하여 LLC 공진변압기 2차측단에 DC offset된 편향(Bias) 부분을 저감할 수 있도록 회로를 구성하였고, CRM PFC단 및 LLC단 상호자속커플링을 최소화 할 수 있는 통합변압기 공급 적용방식과 설계에 대해 검토하였다.

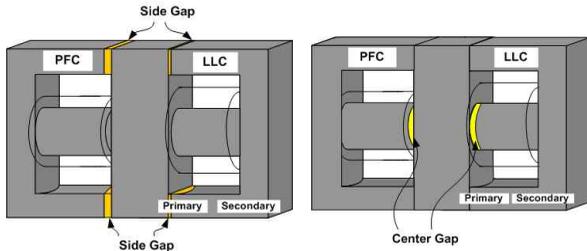


(a) Abnormal oscillation waveform of the resonant current(I_{T2}) (1ms/div.)



(b) Zoom waveforms of the resonant current (I_{T2}) (800us/div.)

Fig. 5. Oscillation waveform caused by the mutual interference(2A/div., 700mA/div.).



(a) An integrated transformer with the side gap (b) An integrated transformer with the center gap

Fig. 6. Position of the air gap in the integrated transformer.

2.2 통합변압기의 공극 적용방식에 따른 상호자속 커플링 간섭영향

적용된 통합변압기 공극(Air gap) 위치를 그림 6 (a)와 같이 코어 측면자로에 적용할지 아니면 그림 6 (b)와 같이 코어 중간자로에 적용할지에 따라서 상호결합계수(Mutual coupling coefficient : k)가 달라지고, 이에 따라 PFC 인덕터와 LLC 공진변압기의 상호자속커플링에 따른 간섭 영향이 달라진다.

그림 7은 제안된 통합변압기 공극 적용방식에 따른 자속의 흐름을 Maxwell 3D 시뮬레이션으로 나타낸 전자기장 해석 결과이다. 먼저 그림 7 (a)는 코어 측면자로에 Side gap 적용시 통합변압기 내부자속흐름을 보여주며, 그림 7 (b)는 코어 중간자로에 Center gap을 적용했을 경우 통합변압기 내부자속 흐름을 보여준다. 화살표의 두께와 길이는 자속세기를 나타내며 코어 내의 자속 흐름을 파악할 수 있다. 표 1은 통합변압기에 있어서 공극 적용방식에 따른 PFC 인덕터와 LLC 공진변압기와

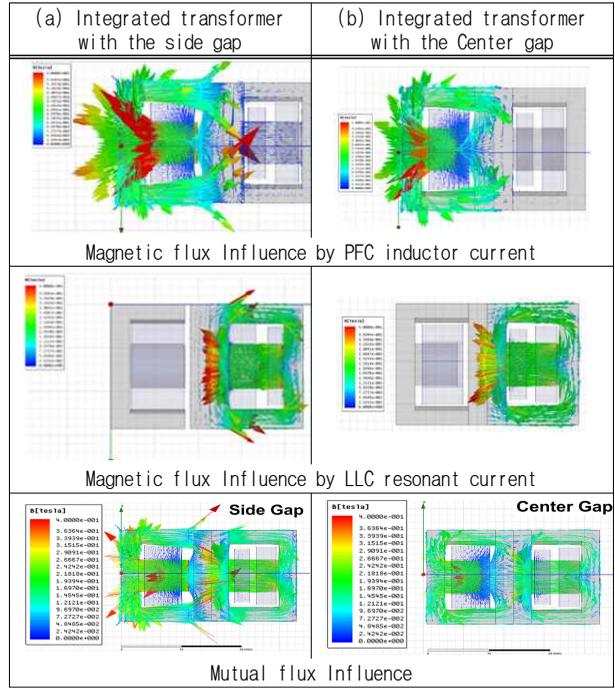


Fig. 7. Maxwell 3D simulation results in the integrated transformer.

TABLE I
MUTUAL COUPLING COEFFICIENT(k) OF THE PFC INDUCTOR AND LLC TRANSFORMER IN THE INTEGRATED TRANSFORMER THROUGH SIMULATION AND MEASUREMENT

Mutual coupling coefficient(k)	Integrated transformer with the side gap	Integrated transformer with the center gap
Maxwell 3D Simulation	0.039548	0.001501
PSM1735(Measured)	0.053187	0.001992

의 상호결합계수(k)를 Maxwell 3D 시뮬레이션 결과 값과 통합변압기를 제작하여 계측기(PSM1735, Impedance Analyzer)를 통해 측정된 값을 비교한 데이터이다. 시뮬레이션 및 측정 결과를 토대로 Side gap을 적용한 통합변압기보다 Center gap이 적용된 통합변압기가 20배 이상 더 낮은 상호결합계수(k)를 갖는다는 것을 알 수 있었다. 따라서 본 논문에서 통합변압기의 공극은 Center gap을 적용하였다.

그림 8은 보빈이 결합된 제안된 통합변압기의 배선 배치도이다. 그림8 (a)와 그림 8(b)는 통합변압기를 위에서 본 모습과 밑에서 본 모습을 나타내었다. 그림 8 (b)의 점선들은 각각 변압기와 인덕터 권선을 나타낸다. 보빈 1번과 2번 핀은 CRM PFC컨버터의 ZCD(Zero Current Detecting)을 위한 보조인덕터 권선 핀을 나타내고 3번과 4번 핀은 PFC 인덕터 권선, 5번과 6번 핀은 LLC 1차측 권선, 7번과 8번 핀은 LLC 2차측 권선의 핀을 나타낸다. 그림 8 (b)와 같이 PFC 권선과 LLC 1차측 권선이 같은 방향으로 되어 있어

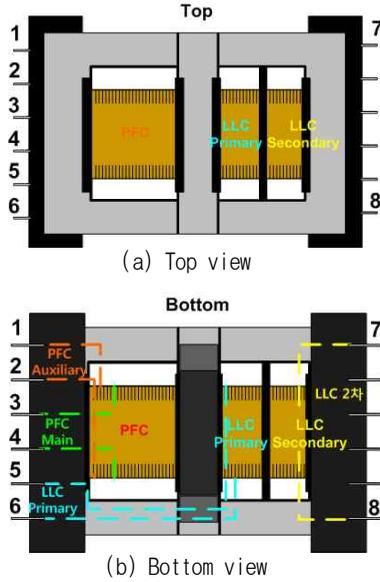


Fig. 8. Winding layout of the integrated transformer.

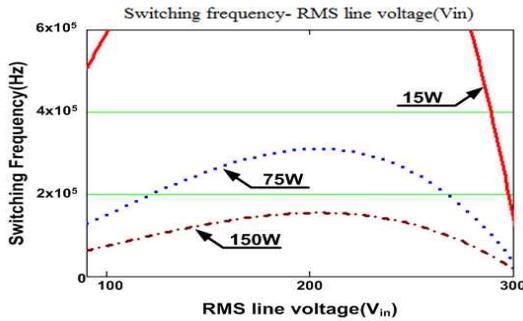


Fig. 9. Operating switching frequency of CRM PFC converter according to the input voltage(V_{in}) and load conditions.

PCB Layout 설계가 용이하며 컨버터의 1차측과 2차측의 절연간격도 유지할 수 있다.

2.3 통합변압기 설계

그림 9는 통합변압기가 적용된 CRM PFC 컨버터 출력 전압 $432V_{DC}$ 일정 제어시 입력전원 실효전압(V_{inrms})과 부하 변화에 따른 동작스위칭주파수 특성곡선이다.

CRM PFC 컨버터의 경우에는 입력전원전압(V_{in})과 부하변화에 따라 동작스위칭주파수가 가변되는데, CRM PFC 컨버터 동작스위칭주파수와 LLC 공진컨버터 동작스위칭주파수가 그림 2(b)와 그림 5와 같이 동일해지거나 정수배가 된다면 통합변압기의 CRM PFC 인덕터단 전류에 의해 생성된 자속이 LLC 공진변압기단 자로에 상호커플링되어 DC offset된 편향된 자속이 발생하고 이에 따라 LLC 공진변압기 전류가 발진하는 등 불안정한 동작이 발생될 수 있다. 따라서 통합변압기 설계 및 제작 시 CRM PFC 컨버터 동작주파수와 LLC 공진주파수 설정 및 통합변압기 내 상호자속커플링을 최소화 할 수 있는 접근방식이 중요하다. 경부하시 또는 높은 입력전원전압(V_{in} , $180V_{AC}$ 이

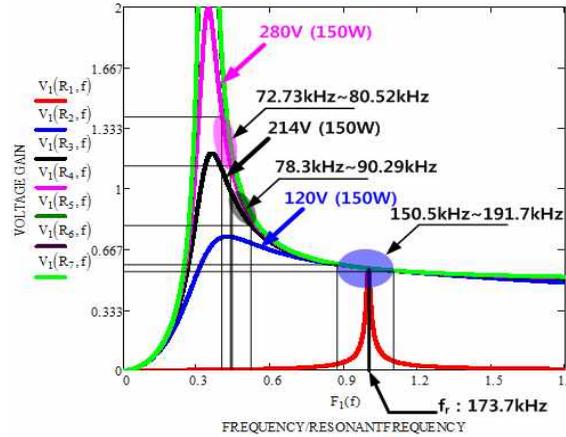


Fig. 10. Gain characteristics in the LLC resonant converter with the wide output voltage control range.

상) 범위에서의 스위칭 동작은 CRM PFC인덕터 전류크기가 상대적으로 작아지기 때문에 기자력(Magnetic Force) 또한 작아져서 CRM PFC 컨버터의 동작주파수와 LLC 공진컨버터 동작주파수가 동일해지거나 정수배로 동작한다 하더라도 상호자속커플링 영향이 최소화되어 안정된 동작이 가능하다. 뿐만 아니라 그림 9와 그림 10에 나타난 것처럼 LLC 공진컨버터 출력제어전압(V_{out})을 $120V_{DC}$ 일정 제어시 이득특성 상 LLC 공진컨버터는 공진주파수(f_r) 부근 $150kHz \sim 191kHz$ 범위에서 스위칭 동작되고, 중부하(84W) 동작 중에는 $150kHz$ 이기 때문에 CRM PFC 컨버터가 낮은 입력전원전압(V_{in} , $90V_{AC} \sim 130V_{AC}$)과 중부하 범위에서 동작을 한다고 하더라도 CRM PFC 컨버터의 동작주파수가 $160kHz$ 이상에서 스위칭 동작되어 상호자속커플링에 따른 간섭 영향이 나타나지 않았다.

하지만, 출력제어전압(V_{out} , $214V_{DC} \sim 280V_{DC}$)을 높게 설정하여 동작된 경우에는 LLC공진컨버터 이득특성을 높이기 위해 동작스위칭주파수가 $72kHz \sim 90kHz$ 로 낮아지고, 특히 낮은 입력전원전압(V_{in} , $90V_{AC} \sim 130V_{AC}$)과 중부하(150W) 조건에서 CRM PFC 컨버터 동작스위칭주파수도 $70kHz \sim 120kHz$ 로 낮아져서 각각의 두 컨버터가 동일주파수 부근에서 동작하게 된다. 이는 CRM PFC 인덕터단 전류에 의해 생성된 자속이 LLC 공진변압기단 자로에 커플링되어 DC-offset된 편향된 자속을 줄 수 있기 때문에 앞서 서술한 Center gap을 갖는 통합변압기 적용과 통합변압기 LLC단 2차측권선과 직렬로 DC Blocking 커패시터(C_B)를 적용하여 상호자속커플링 및 LLC단 1차측전류 불평형을 억제하고, 안정된 동작을 유지시켜야한다.

또한, 넓은 출력전압제어($120V_{DC} \sim 280V_{DC}$)에서 동작되는 통합변압기 적용 LLC 공진컨버터는 넓은 출력전압제어범위를 감당해야하기 때문에 동작스위칭주파수 범위가 매우 넓어 설계가 까다롭다. 만약 LLC 공진주파수 동작점(f_r)을 높은 출력제어전압(V_{out} , $280V_{DC}$)에 맞추어 LLC 공진컨버터를 설계할 경우 그림 10과 같이 LLC 공진주파수(f_r) 이상에서는 이득변화가 없기 때문에 출력전압(V_{out} , $280V_{DC}$) 이

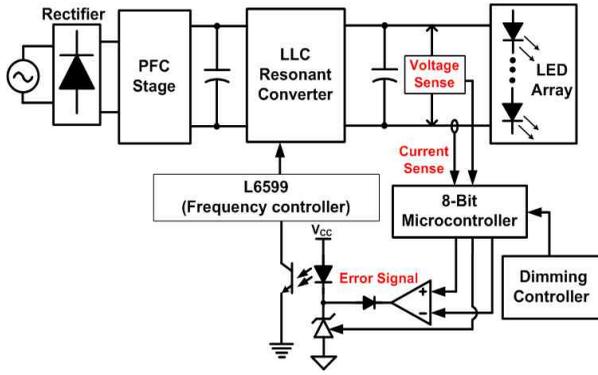


Fig. 11. Control block diagram of LED PSU.

하의 모든 부하범위에서 Burst Mode로 동작하게 된다. 이는 출력리플전류로 나타나며 LED 플리커(Flicker)현상이 발생할 수 있다. 반대로 Burst Mode 동작을 피하기 위해 낮은 출력전압(V_{out} , 120V_{DC})에서 LLC 공진컨버터를 설계할 경우 높은 출력전압범위(~280V_{DC})에서 큰 여자전류로 인해 코어가 포화되거나 도통손실로 이어질 수 있으며 자속밀도변화량(ΔB , Magnetic flux swing) 증가로 코어손실이 일어나 열이 발생할 수 있다.

따라서 LLC 공진컨버터를 설계할 때에 가장 낮은 출력 제어전압(120V_{DC}) 및 공진주파수(f_r)에서 자속밀도변화량(ΔB)을 0.1T(Tesla)정도로 낮춰서 통합변압기를 설계 및 제작해야 한다. 이는 LLC 공진컨버터가 높은 출력제어전압(V_{out} , 280V_{DC})을 위해 이득특성을 높이고자 동작스위칭 주파수를 공진주파수(f_r)보다도 훨씬 낮은 주파수로 이동하여 동작하기 때문에 자화전류증가에 따른 코어포화를 억제하기 위해 설정하였다. 그림 10은 통합변압기에서 LLC공진컨버터의 부하와 출력전압제어범위에 따른 시뮬레이션 이득특성이며, 최저 출력제어전압(120V_{DC}) 및 부하변화(10%~100%) 동작 중에도 Burst Mode로 동작하지 않는 안정된 이득특성을 갖도록 설계하였다.

3. 통합변압기 적용 LED 조명전원장치

가장 수요가 많은 Outdoor용 조명시장에서는 다양한 정격을 갖는 LED조명들이 존재하기 때문에 그중에서 어느 제품군에 동작시키더라도 하나의 LED전원장치로 다양한 제품군을 동작시킬 수 있는 넓은 출력전압제어 범위(V_{out} , 120V_{DC}~280V_{DC})를 갖는 LED전원장치가 요구되고 있다.

또한 84W~150W까지 다양한 출력용량을 제어하기 위해 기존 아날로그 제어회로와 별도로 그림 11과 같이 저가형 8Bit MCU(Micro Controller Unit)를 추가하였다. 그림 11은 제안된 통합변압기를 적용한 넓은 출력전압 제어범위를 갖는 150W급 Outdoor용 LLP(LED Lighting Power)보드의 제어 개념도를 나타낸다. 크게 AC를 DC로 정류해주는 정류부(Rectifier), 입력역률을 만족시키며 AC 입력전압변화(90V_{AC}~305V_{AC})에 상관없이 일정한

TABLE II
MEASURED VALUES OF TRANSFORMER
PARAMETERS

LLC resonant converter	Primary inductance	L_p	1.2134mH
	Secondary inductance	L_s	318.6uH
	Equivalent leakage inductance	L_{eq1}	152uH
	Turn-ratio(N_1/N_2)	N	2.07(60/29)
	Flux density(at f_r)/Air gap	$\Delta B / l_g$	0.1T/0.32mm
PFC	Inductance	L	259.1uH
	Turn-number	N	43
	Flux density(at f_{min})/Air Gap	$\Delta B / l_g$	0.2T/1.52mm

TABLE III
SPECIFICATIONS OF THE LED PSU

PFC Input voltage(V_{in})	90V _{AC} ~ 305V _{AC}
PFC Output voltage	432V _{DC}
LLC Output voltage(V_{out})/ Output current(I_{out})	120V _{DC} ~214V _{DC} /0.7A, 214V _{DC} ~280V _{DC} /0.7A~0.545A
Output power capacity(P_o)	150W
PFC Operation frequency(f_s)	62.5kHz ~ 350.0kHz
LLC resonant frequency(f_r)/ Operation switching frequency	173.7kHz/ 72.73kHz~191.7kHz
Resonant capacitor (C_{r1})/ DC Blocking capacitor(C_b)	5.6nF/3.3uF

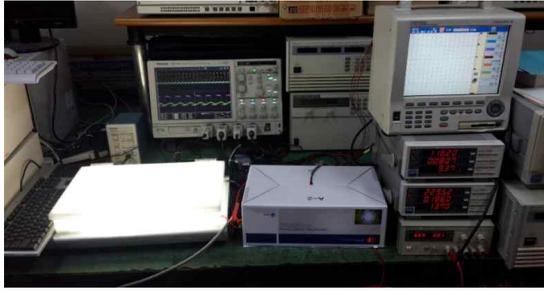
PFC 출력전압(432V_{DC})를 제어하는 CRM PFC 컨버터, 절연 및 높은 효율을 위한 LLC 공진컨버터, 마지막으로 LED Array의 형태로 이루어져 있으며, LLC 공진컨버터의 출력에서 전압 및 전류를 센싱 받아서 외부 조광 제어(Dimming Control) 신호로 전류레퍼런스 값을 조절하여 부하전류가 전류레퍼런스 값을 추종하여 LED 광량을 조절할 수 있도록 하였다.

4. 실험 결과

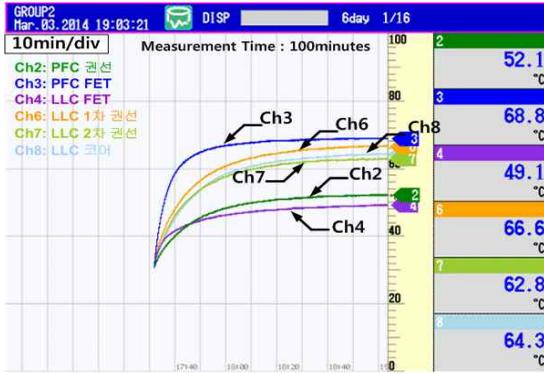
본 논문에서는 넓은 출력전압(V_{out} , 120V_{DC}~280V_{DC}) 제어가 가능한 150W 정격출력용량을 가지는 LED PSU에 통합변압기를 제작, 적용 실험하였다. 통합변압기 PFC단의 경우 입력전원전압(90V_{AC}~305V_{AC})범위 내에서 CRM PFC컨버터는 일정 출력전압(432V_{DC})을 제어하며, LLC 단의 경우 넓은 출력전압제어범위(V_o , 120V_{DC}~280V_{DC})에서 동작 가능하도록 설계하였다. 특히 높은 출력제어전압(V_o : 280V_{DC})의 경우 최대 정격인 150W를 넘지 않기 위해 8Bit MCU를 통해서 전류레퍼런스 값을 조정하도록 제한하였다.

따라서 본 실험에서는 출력전압(V_o)/전류(I_o) 280V_{DC}/0.535A(150W)와 214V_{DC}/0.7A(150W), 120V_{DC}/0.7A(84W)로 각각 나눠서 실험하였다. 표 2는 측정된 변압기 파라미터이며, 표 3은 적용된 LED 조명전원장치의 주요정격이다.

그림 12는 입력전원전압(V_{in}) 120V_{AC}, 출력전압(V_{out}) 214V_{DC}/0.7A(150W) 부하조건에서 박스 밀폐하여 온도를



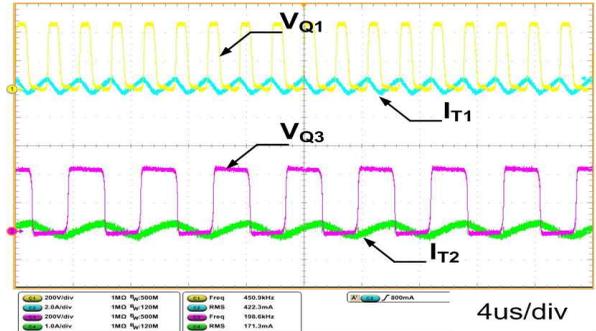
(a) Experiment photography



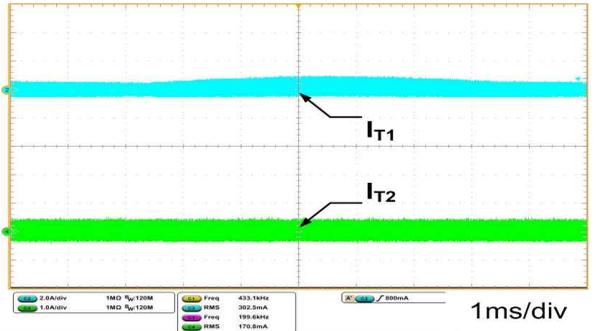
(b) Experimental conditions : Input voltage 120V_{AC}, Output voltage 214V_{DC}, Output power 150W

Fig. 12. Experimental results of temperature measurement.

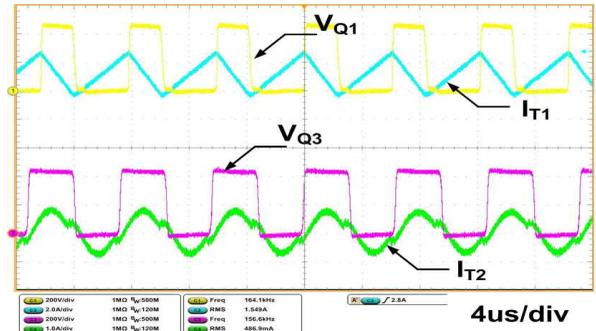
측정한 결과이다. 그림 12(b)와 같이 약 30분정도에서 모든 소자의 온도가 포화지점에 이르는 것을 확인 할 수 있었고 CRM PFC 컨버터단의 스위칭소자(Q₁)에서 가장 높은 온도(68°C)로 포화되는 것을 확인 할 수 있었다. 그림 13과 그림 14, 그림 15에는 최소부하인 10%와 최대부하인 100%에서 각각 CRM PFC 컨버터단의 스위칭소자 양단전압(V_{Q1}), 인덕터 전류(I_{T1})와 LLC공진 컨버터 스위칭소자(Q₃) 양단전압(V_{Q3}), 공진전류(I_{T2})를 측정한 파형이다. 실험결과 CRM PFC 컨버터는 모든 부하조건에서 인덕터전류(I_{T1})가 0으로 리셋 되었을 때 다시 턴-온 되어 연속과 불연속모드 경계점인 CRM 모드로 동작됨을 볼 수 있으며, LLC 공진컨버터 또한 모든 부하조건에서 공진전류(I_{T2})는 단자전압(V_{Q3})에 대해 항상 지상전류(Lagging current)가 흐르기 때문에 1차측의 스위칭소자가 영전압스위칭(ZVS) 동작됨을 확인 할 수 있었다. 또한 그림 13을 보면, 그림 10의 이득특성에서처럼 입력전원전압(V_{in}) 120V_{AC}에서 가장 낮은 출력 제어전압(V_{out})인 120V_{DC}와 중부하 및 경부하 조건에서의 동작실험파형으로 LLC 공진컨버터는 공진주파수(f_r: 174kHz) 부근 156kHz~191kHz에서 동작됨을 볼 수 있고, CRM PFC 컨버터의 경우 경부하 및 중부하에서 160kHz~500kHz 스위칭주파수에서 동작되고 있기 때문에 중부하(84W)에서는 각각의 동작주파수가 서로 겹쳐지는 부분이 없어 상호자속커플링에 따른 간섭 영향이 나타나지 않고 안정된 동작특성을 보여준다.



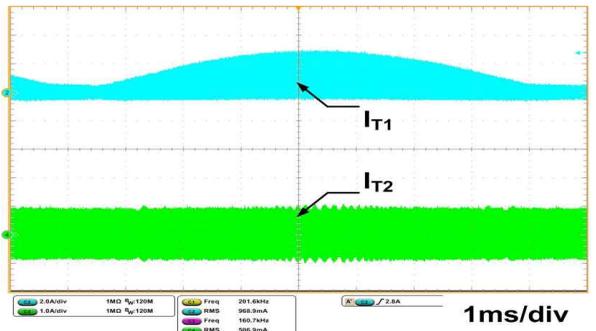
(a) Terminal voltage(V_{Q1}, V_{Q3}) and current(I_{T1}, I_{T2}) under V_{in}=120V_{AC}, V_{out}=120V_{DC} and P_o=8.4W [4us/div.]



(b) Terminal current(I_{T1}, I_{T2}) under V_{in}=120V_{AC}, V_{out}=120V_{DC} and P_o=8.4W [1ms/div.]

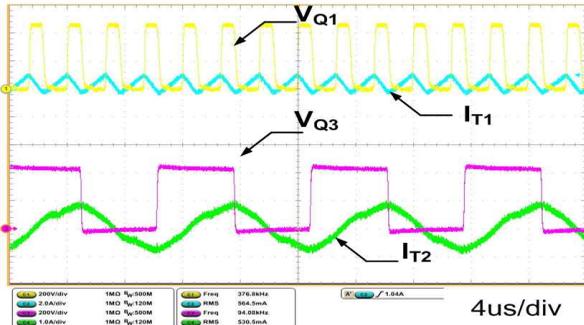


(c) Terminal voltage(V_{Q1}, V_{Q3}) and current(I_{T1}, I_{T2}) under V_{in}=120V_{AC}, V_{out}=120V_{DC} and P_o=84W, [4us/div.]

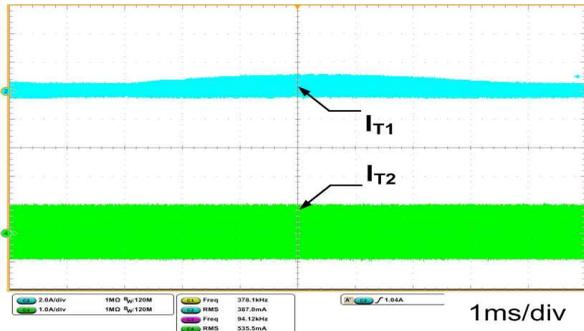


(d) Terminal current(I_{T1}, I_{T2}) under V_{in}=120V_{AC}, V_{out}=120V_{DC} and P_o=84W [1ms/div.]

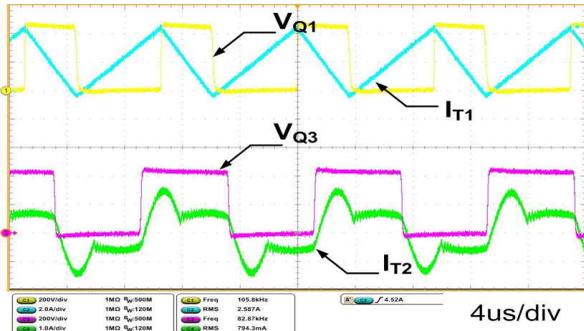
Fig. 13. Experimental waveforms according to the load variation (8.4W, 84W) when V_{in}=120V_{AC} and V_{out}=120V_{DC} (Ch1: 200V/div., Ch2: 2A/div., Ch3: 200V/div., Ch4: 1A/div.)



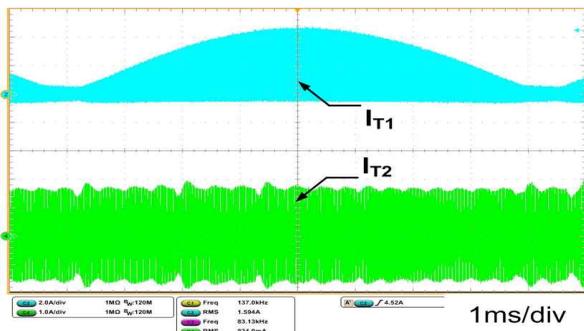
(a) Terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=120V_{AC}$, $V_{out}=214V_{DC}$ and $P_o=15W$ [4us/div.]



(b) Terminal current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=120V_{AC}$, $V_{out}=214V_{DC}$ and $P_o=15W$ [1ms/div.]

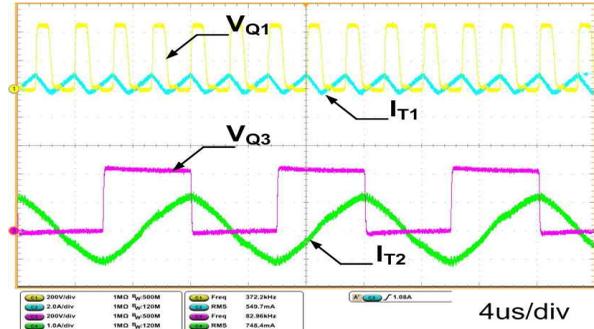


(c) Terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=120V_{AC}$, $V_{out}=214V_{DC}$ and $P_o=150W$ [4us/div.]

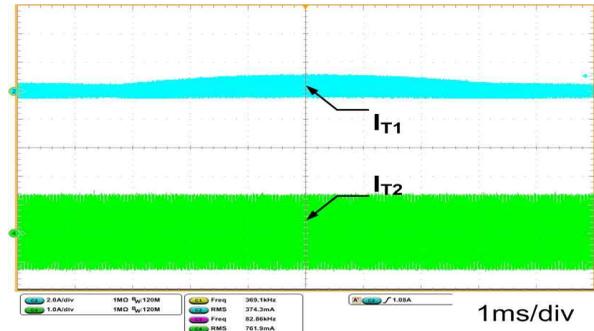


(d) Terminal current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=120V_{AC}$, $V_{out}=214V_{DC}$ and $P_o=150W$ [1ms/div.]

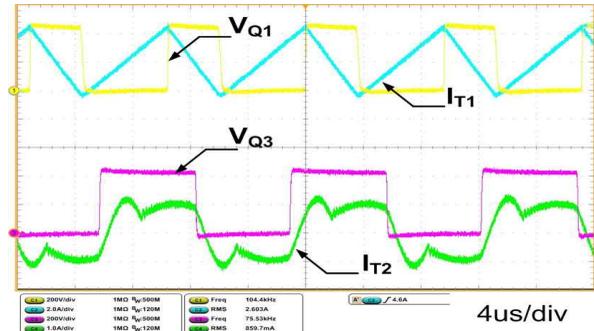
Fig. 14. Experimental waveforms according to the load variation (15W, 150W) when $V_{in}=120V_{AC}$ and $V_{out}=214V_{DC}$ (Ch1: 200V/div., Ch2: 2A/div., Ch3: 200V/div., Ch4: 1A/div.)



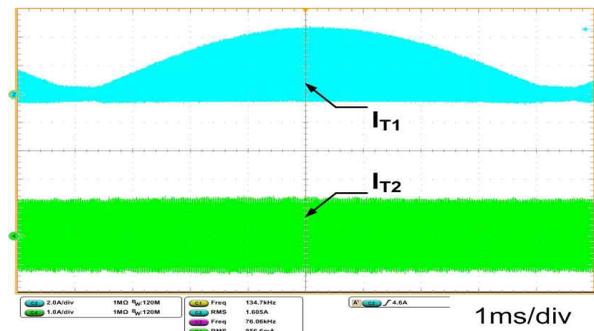
(a) Terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=120V_{AC}$, $V_{out}=280V_{DC}$ and $P_o=15W$ [4us/div.]



(b) Terminal current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=120V_{AC}$, $V_{out}=280V_{DC}$ and $P_o=15W$ [1ms/div.]

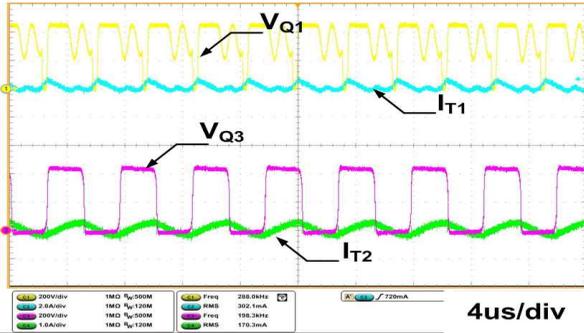


(c) Terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=120V_{AC}$, $V_{out}=280V_{DC}$ and $P_o=150W$ [4us/div.]

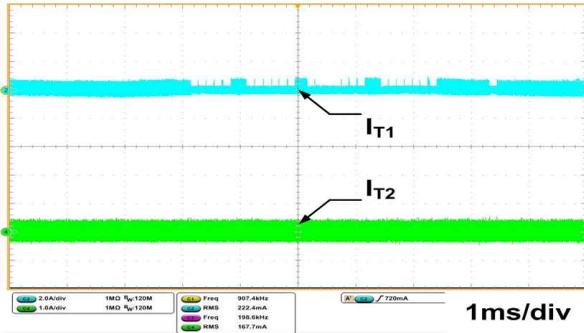


(d) Terminal current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=120V_{AC}$, $V_{out}=280V_{DC}$ and $P_o=150W$ [1ms/div.]

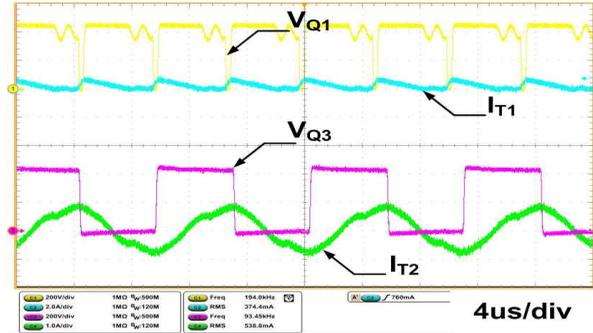
Fig. 15. Experimental waveforms according to the load variation (15W, 150W) when $V_{in}=120V_{AC}$ and $V_{out}=280V_{DC}$ (Ch1: 200V/div., Ch2: 2A/div., Ch3: 200V/div., Ch4: 1A/div.)



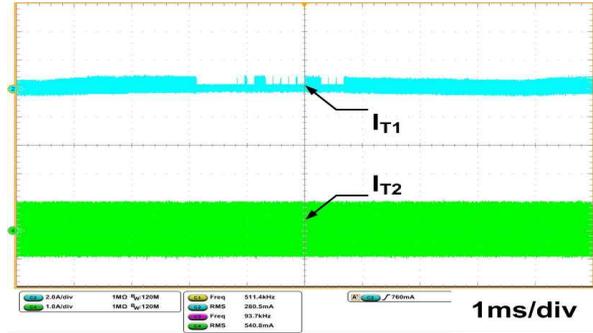
(a) Terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=277V_{AC}$, $V_{out}=120V_{DC}$ and $P_o=8.4W$, [4us/div.]



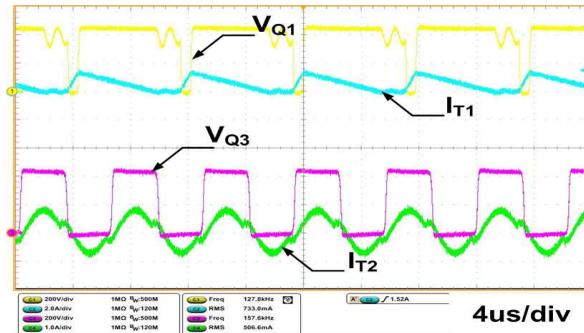
(b) Terminal current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=277V_{AC}$, $V_{out}=120V_{DC}$ and $P_o=8.4W$ [1ms/div.]



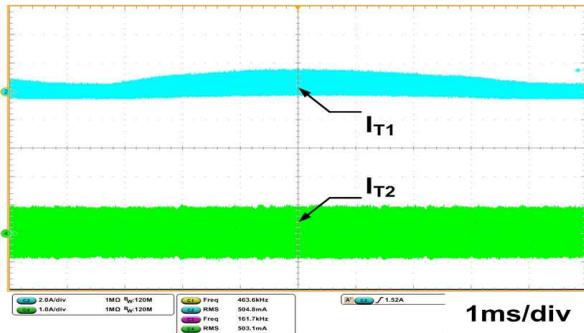
(a) Terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=277V_{AC}$, $V_{out}=214V_{DC}$ and $P_o=15W$ [4us/div.]



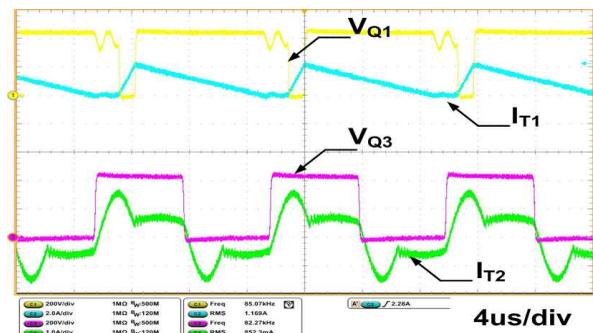
(b) Terminal current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=277V_{AC}$, $V_{out}=214V_{DC}$ and $P_o=15W$ [1ms/div.]



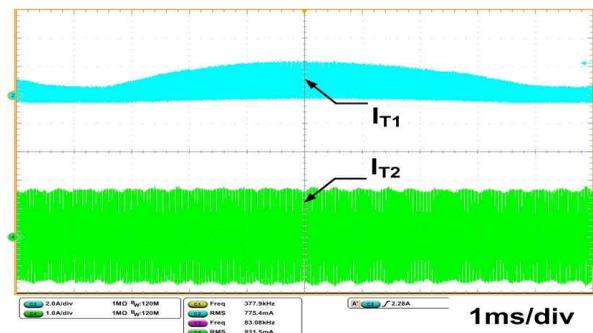
(c) Terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=277V_{AC}$, $V_{out}=120V_{DC}$, $P_o=84W$, [4us/div.]



(d) Terminal current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=277V_{AC}$, $V_{out}=120V_{DC}$, and $P_o=84W$, [1ms/div.]



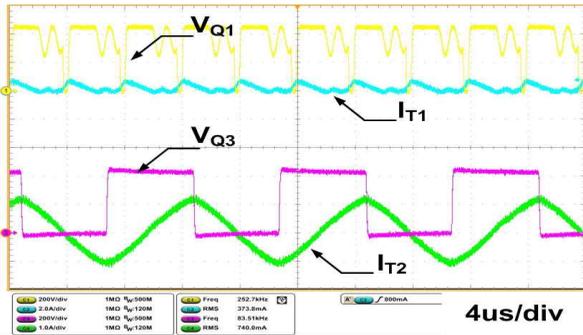
(c) Terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) under ($V_{in}=277V_{AC}$, $V_{out}=214V_{DC}$ and $P_o=150W$ [4us/div.]



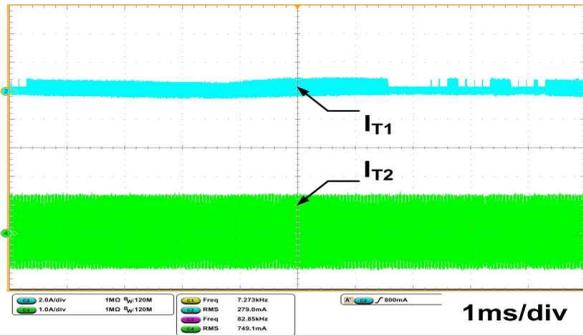
(d) Terminal current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=277V_{AC}$, $V_{out}=214V_{DC}$ and $P_o=150W$, [1ms/div.]

Fig. 16. Experimental waveforms according to the load variation (8.4W, 84W) when $V_{in}=277V_{AC}$ and $V_{out}=120V_{DC}$ (Ch1: 200V/div., Ch2: 2A/div., Ch3: 200V/div., Ch4: 1A/div.)

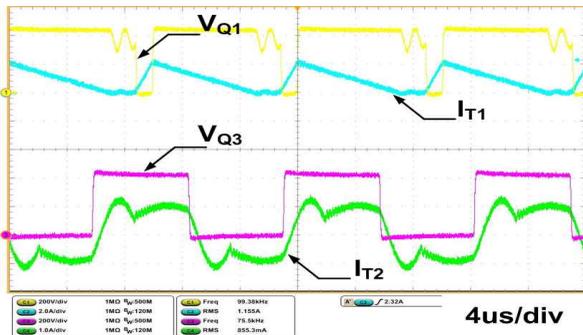
Fig. 17. Experimental waveforms according to the load variation (15W, 150W) when $V_{in}=277V_{AC}$ and $V_{out}=214V_{DC}$ (Ch1: 200V/div., Ch2: 2A/div., Ch3: 200V/div., Ch4: 1A/div.)



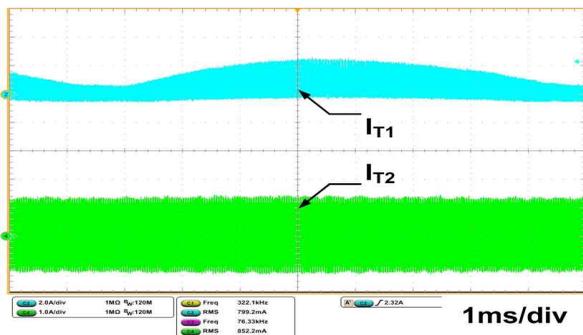
(a) Terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=277V_{AC}$, $V_{out}=280V_{DC}$ and $P_o=15W$ [4us/div.]



(b) Terminal current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=277V_{AC}$, $V_{out}=280V_{DC}$, and $P_o=15W$, [1ms/div.]



(c) Terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=277V_{AC}$, $V_{out}=280V_{DC}$, and $P_o=150W$ [4us/div.]



(d) Terminal current(I_{T1} , I_{T2}) under $V_{in}=277V_{AC}$, $V_{out}=280V_{DC}$ and $P_o=150W$ [1ms/div.]

Fig. 18. Experimental waveforms according to the load variation (15W, 150W) when $V_{in}=277V_{AC}$ and $V_{out}=280V_{DC}$ (Ch1: 200V/div., Ch2: 2A/div., Ch3: 200V/div., Ch4: 1A/div.)

그림 14와 그림 15에서는 그림 10의 이득특성에서처럼 입력전원전압(V_{in}) 120V_{AC}와 출력제어전압(V_{out}) 214V_{DC}/ 280V_{DC}, 경부하(15W) 및 중부하(150W) 조건에서의 동작실험파형으로 LLC 공진컨버터는 공진주파수(f_r : 174kHz)보다 낮은 75kHz~95kHz에서 동작됨을 볼 수 있고, CRM PFC 컨버터의 경우 경부하 및 중부하 조건에서 90kHz~377kHz 스위칭주파수 범위에서 동작된다. 특히 120W이상의 중부하 조건에서는 각각의 동작 스위칭주파수가 서로 가까워지는 부분이 발생하게 되고, 이 경우 통합변압기 PFC단 인덕터 자속에 의하여 LLC 공진전류(I_{T2})가 한쪽으로 DC-Offset 되는 등 불안정동작특성을 주게 되어 LED 출력리플전류 증가 및 플리커(Flicker) 현상이 발생할 수 있는데, 이를 제거하기 위해 통합변압기 Center gap 적용과 LLC단 공진변압기 2차측권선에 DC-Blocking 커패시터(C_B) 접목함으로써 LED 출력리플전류를 $\pm 5\%$ 범위 내로 제한 할 수 있었다.

그림 16과 그림 17, 그림 18은 입력전원전압(V_{in}) 277V_{AC}와 출력제어전압(V_{out}) 120V_{DC}/214V_{DC}/280V_{DC}, 경부하(10%) 및 중부하(100%) 조건에서 각각 CRM PFC 컨버터와 LLC 공진컨버터 동작 실험파형이다. 출력전압(V_{out}) 120V_{DC} 제어상태에서 경부하(8.4W) 및 중부하(84W) 실험파형을 보면 CRM PFC컨버터 동작주파수는 127kHz~290kHz 범위에서 동작되고, LLC 공진컨버터는 157kHz~198kHz 범위에서 동작하지만 부하조건에 따라 동일주파수부근에서 동작하지 않기 때문에 서로 상호자속커플링에 따른 간섭영향 없이 안정된 동작특성을 보여준다. 하지만 그림 17(c)와 그림 17(d)에 나타난 것처럼 출력전압(V_{out}) 214V_{DC} 제어상태에서 중부하(150W) 실험파형을 보면 CRM PFC컨버터 동작스위칭주파수는 85kHz이고, LLC 공진컨버터는 83kHz 범위에서 스위칭 동작되어 상호자속커플링에 따른 간섭영향을 받을 수 있다. 하지만 앞서 서술한 것처럼 통합변압기 Center gap 적용과 LLC단 공진변압기 2차측권선에 DC-Blocking 커패시터(C_B)를 접목함에 따라 상호자속커플링 간섭영향 및 LLC단 1차측전류 불평형 문제를 억제할 수 있으므로 안정된 LED 조명전원으로 사용가능한 동작특성을 얻을 수 있었다.

그림 19는 AC 입력전원전압변화(90V_{AC}~305V_{AC})와 부하변화(15W~150W) 그리고 출력전압변화(V_o , 120V_{DC}, 214V_{DC}, 280V_{DC})에 따른 통합변압기적용 LED PSU 전원장치 효율특성이다. 이때 LED PSU에 있어서 LLC공진컨버터는 AC입력전원전압(V_{in})에 상관없이 CRM PFC 컨버터의 일정출력전압(V_{LINK} , 432V_{DC})에서 동작되기 때문에 AC입력전원전압(V_{in}) 조건에 따른 효율특성에는 큰 영향을 주지 않는다. 다만 CRM PFC 컨버터의 경우 AC입력전원전압(V_{in})이 높을수록 CRM PFC 컨버터 동작전류(I_{T1})가 저감되기 때문에 그림 19(b)와 그림 19(c) 각각에 나타낸바와 같이 90W이상 중부하에서 효율특성이 1%정도 개선된다. 하지만 부하가 90W이하로 저감

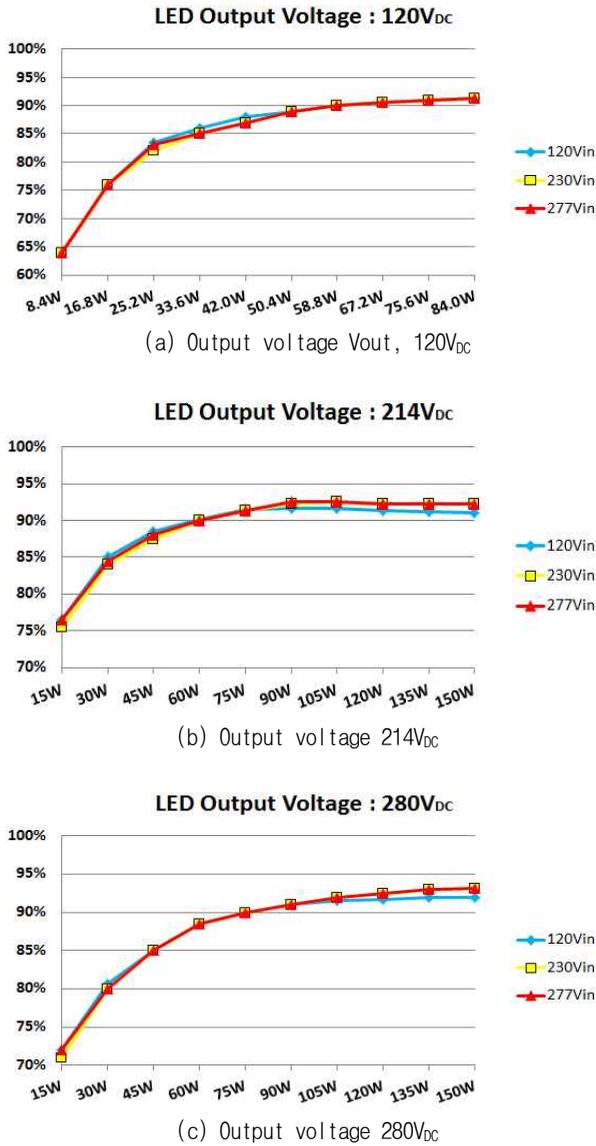


Fig. 19. Efficiency characteristics according to the output voltage condition.

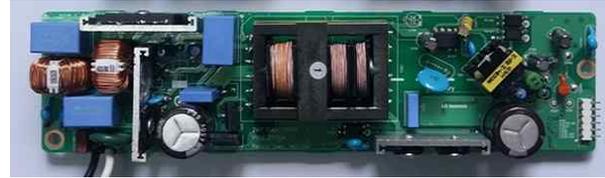
될 때 CRM PFC 컨버터의 동작전류(I_{T1})가 크게 영향을 주지 않아 효율특성에 차이가 나타나지 않음을 볼 수 있다.

그림 19(b)와 그림 19(c)에서 동일 AC입력전원전압 (V_{in}) 조건에서 출력전압제어범위(V_{out} , 214V_{DC}, 280V_{DC})에 따른 효율특성을 보면 출력제어전압(V_{out})이 낮을 경우 그림 10의 시뮬레이션 이득특성에 나타난 바와 같이 동작주파수가 공진주파수 부근으로 이동하여 스위칭 동작되기 때문에 불연속구간 동안 흐르는 변압기여자전류 저감에 따라 90W이하에서는 효율특성(1~4%)이 개선됨을 확인 할 수 있었다.

그림 20(a)는 기존 개별적인 CRM PFC 인덕터와 LLC 공진변압기가 각각 적용된 Outdoor용 150W급 LED PSU 보드 사진이고, 그림 20(b)는 제안된 통합변압기가 적용된 PSU 보드 사진이다.



(a) LED PSU board with the individual inductor and transformer



(b) LED PSU board with the integrated transformer

Fig. 20. Prototypes of LED PSU board.

5. 결론

본 논문에서는 기존 CRM PFC 컨버터와 LLC 공진컨버터 각각에 적용되었던 인덕터와 변압기를 EIE형태의 코어를 적용하여 통합변압기를 제작, 적용함으로써 150W LED PSU의 집적화(변압기 Volume 30% 저감) 및 단가저감(30% 저감, \$1.61⇨\$1.08)을 하였으며 이 경우 통합변압기 PFC 인덕터 단과 LLC 공진변압기 단의 동작스위칭주파수가 근접해 있어 생길 수 있는 상호자속커플링 간섭에 따른 불안정한 동작특성에 대응하기 위해 Center gap과 LLC공진변압기 2차측권선에 DC-Blocking 커패시터(C_B)를 적용하여 해결하였고 온도특성과 효율 등 실험을 통해 적용 가능성을 검증하였다.

이 논문은 LG이노텍(주) 산학협력과제와 전주대학교 교비 지원에 의해서 수행된 연구임.

References

- [1] M. Wend, tAndriese, J. W. Andriese., "LEDs in real lighting applications: from niche Markets to general lighting," Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, Vol. 5, pp. 2601-2603, Oct. 2006.
- [2] Heinz van der Broeck, Georg Sauerlander, Matthias Wendt, "Power driver topologies and control schemes for LEDs," Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, pp. 1319-1325, Feb. 2007.
- [3] C. B. Park, B. H. Hwan, J. P. Cheon, and C. T. Rim, "Robust active LED driver with high power factor and low total harmonic distortion compatible with a rapid-start ballast," *Journal of Power Electronics*, Vol. 14, No. 2, pp. 226-236, Mar. 2014.

- [4] H. P. Park and J. H. Jung, "Design and implementation of 500 kHz high frequency LLC resonant converter for high power density," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 20, No. 1, pp. 51-58, Feb. 2015.
- [5] S. H. Cho, S. K. Han, S. S. Hong, S. C. Sakong, G. H. Kwon, H. B. Lee, and Chung-Wook Roh, "Design and application of CCFL drive inverter transformer for LCD backlight," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 13, No. 2, pp. 96-102, Apr. 2008.
- [6] D. S. Shin, Y. J. Jung, S. S. Hong, S. K. Han, B. J. Jang, J. H. Kim, I. O. Lee, and C. W. Roh, "A high efficiency LED driver circuit using LLC resonant converter," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 15, No. 1, pp. 35-42, Feb. 2010.
- [7] S. Zhao, J. Zhang, and Y. Shi, "A low cost low power flyback converter with a simple transformer," *IPEMC 2012 7th International*, Vol. 2, pp. 1336-1342, Jun. 2012.
- [8] G. E. Bloom "Multi-chambered planar magnetics design techniques," *IEEE 2000 Power Electronics Specialists Conference Record*, Vol. 1, pp. 295-301, Jun. 2000.
- [9] K. J. Hartnett, J. G. Hayes, M. G. Egan, M. S. Rylko., "Novel CCTT-core split-winding integrated magnetic for high-power DC-DC converters," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE 2011*, pp. 598-605, Sep. 2011.
- [10] W. Chen, F. C. Lee, X. Zhou, and P. Xu, "Integrated planar inductor scheme for multi-module interleaved quasi square-wave DC/DC converter," *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, Vol. 2, pp. 759-762, Jun. 1999.
- [11] M. Taheri, J. Milimonfared, H. Bayat, S. H. Fathi, "Analysis, design and implementation of a new zero voltage-switching interleaved asymmetrical half bridge converter using an integrated transformer," *IET Power Electronics*, 2012, Vol. 5, No. 9, pp. 1912-1922.
- [12] R.-T. Chen and Y.-Y. Chen. "Synthesis and design of integrated-magnetic-circuit transformer for VRM application," *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, Vol. 153, No. 3, pp. 369 - 378, May 2006.
- [13] K. Cho, Y. Kim, I. Cho, and G. Moon, "Transformer integrated with additional resonant inductor for phase-shift full-bridge converter with primary clamping diodes," *IEEE Trans. Power Electronics.*, Vol. 27, No. 5, pp. 2405-2414, May 2012.
- [14] Y. Choi, T.S Ko, S.K Han, S.S Hong, K.H Yoon, J.K Yoo, C.W Roh, "Integrated Magnetic Transformer for LLC converter to slim SMPS", *2015 Power Electronics Annual Conference*, pp. 263-264, Jul. 2010.
- [15] C. H. Kang, Y. J. Noh, J. I. Kwon, and E. S. Kim, "Implementation of a 2-in-1 transformer combined with a PFC inductor and an LLC transformer for PSUs," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, pp. 3385-3391, Mar. 2014.



강철하(姜喆厦)

1987년 5월 31일생. 2013년 전주대 전기전자공학과 졸업. 2015년 8월 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 2015년 7월~현재 대우전자부품(주) 연구원.



주종성(朱鍾晟)

1990년 5월 13일생. 2009년 3월~현재 전주대 전기전자공학과 학부과정.



김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1989년~2001년 한국전기연구원 전력전자 연구그룹 선임연구원(T/L). 현재 전주대 전기전자공학과 교수. 당 학회 총무이사.



원종섭(元鍾涉)

1966년 1월 3일생. 1988년 부산대 공대 정밀기계공학과 졸업. 1998년 Texas A&M대 기계공학과 졸업(석사). 2003년 Texas A&M대 기계공학과 졸업(공학). 1993년~1996년 국방과학연구소 연구원. 2005년~2008년 현대자동차기술연구소 선임연구원. 2008년~현재 전주대 기계자동차공학과 교수.



이영수(李榮秀)

1962년 2월 11일생. 1988년 경희대 전자공학과 졸업. 1992년 경희대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1992년 필립스코리아 입사. 2008년~현재 LG이노텍 연구위원.



김동희(金洞禧)

1974년 2월 21일생. 1996년 원광대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2010년~현재 LG이노텍 선임연구원.