

하나의 코어로 집적화된 PFC 인덕터와 LLC 공진변압기 적용 AC-DC 컨버터

노영재¹, 강철하², 메아스사란³, 김은수[†], 원종섭⁴, 김동희⁵, 이영수⁶

AC-DC Converter using the PFC Inductor and LLC Resonant Transformer with an Integrated Magnetic Core

Young-Jae Noh¹, Cheol-Ha Kang², Meas Saran³, Eun-Soo Kim[†], Jong-Seob Won⁴, Dong-Hee Kim⁵, and Young-Soo Lee⁶

Abstract

An integrated two-in-one transformer applicable to PSUs for a 120 W LED TV is proposed. This transformer comprises a PFC inductor and an LLC transformer placed and integrated on an E-I-E type magnetic core. Performance is evaluated by observing the coupling coefficients of the proposed two-in-one transformer under various air gap topologies. Among the topologies studied, an integrated transformer with centered air gap shows stable operational characteristics with a minimized mutual coupling (interference). Furthermore, applicability of the proposed integrated transformer to PSUs for a 120 W LED TV is studied from the viewpoint of integrating different magnetic components into one core, resulting to low weight, low cost, and high power density.

Key words: Integrated magnetic core, LLC resonant converter, PFC Inductor, AC-DC Converter

1. 서 론

최근 평면 디스플레이의 기술이 발전하면서 디스플레이 장치들이 대형화 되어 가고 있다. 컬러 TV의 경우 제품의 크기 및 무게저감, 높은 전력밀도와 효율 특성 등을 요구하고 있으며, 치열한 가격 경쟁으로 인한 저가극화를 가장 중요시 하고 있다. 이러한 추세에 따라서 높은 전력밀도 및 부품 단가를 저감시키기 위한 연구가 진행되고 있으며^[1], 집적화에 어려움이 있는 부품 중 하나가 코아, 권선과 보빈 등을 사용하여 제작된 인

덕터와 변압기이다. 변압기 및 인덕터를 집적화하기 위한 IM(Integrated Magnetic)기술은^[2] 인덕터와 인덕터, 변압기와 변압기, 인덕터와 변압기를 하나로 통합하는 방법이 연구되고 있다.

첫 번째로 인덕터와 인덕터를 하나로 통합하는 방법이 적용된 대표적인 예는 Interleaved Boost 컨버터에 적용된 인덕터를 통합하는 방법으로서 이 경우에는 일정 스위칭 동작주파수에서 각각 인덕터의 자속이 상호 상쇄되는 방향으로 권선함으로써 상호 커플링 영향 없이 적용할 수 있고, 코아의 부피를 줄이는 방법이 연구되었다.^{[3][4]}

두 번째로 변압기와 변압기를 통합하는 방법의 경우 동일한 전압, 전류 위상을 갖는 2개의 변압기가 적용되는 하프-브리지 및 풀-브리지 타입의 컨버터, 인버터에서 2개 이상의 변압기를 하나의 변압기로 집적화하는 방법이 연구 되었으며 이 또한 개별 인덕터와 인덕터를 하나로 통합할 때 적용한 방법과 같이 일정 스위칭 동작주파수에서 자속이 상호 상쇄되는 방향으로 권선함으로써 코아의 부피를 저감하는 방법이 연구되었다.^{[5][6][7]}

세 번째로 인덕터와 변압기를 통합하는 방법의 경우에는 1단으로 구성되어 있는 푸쉬-풀(Push-pull) 컨버터

Paper number: TKPE-2015-20-3-9

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

[†] Corresponding author: eskim@jj.ac.kr, Electrical & Electronics Engineering, Jeonju University

¹ Hansol Technics

² Electrical & Electronics Engineering, Jeonju University

³ National Polytechnic Institute of Cambodia

⁴ Mechanical and Automotive Engineering, Jeonju University

⁵ LG Innotek Components R&D Center

⁶ LG Innotek Components R&D Center

Manuscript received Oct. 7, 2013; revised Jan. 7, 2014;

accepted May 6, 2015

- 본 논문은 2013년 전력전자학술대회 우수추천논문임

와 같은 토폴로지에 적용된 입력단의 필터역할을 하는 인덕터와 변압기를 통합하는 방식이 있으며^{[8][9]} 2단으로 구성되어 있는 회로의 경우에는 투자율이 낮은 자기절연(Magnetic Insulation)갭지(Gap sheet)를 적용해 인덕터단에서 생기는 자속과 변압기단에서 생기는 자속이 서로에게 끼치는 상호간섭 영향을 방지시켜주었다.^[10] 하지만, 별도의 자기절연 갭지를 사용 할 경우 제작단가 및 적용 코아의 개수가 증가 하는 등 단점을 갖고 있다.

본 연구에서는 입력 역률 개선을 위해 PFC(Power Factor Corrector) AC/DC 컨버터와 LLC(Inductor Capacitor) 공진컨버터에 적용된 인덕터와 변압기를 하나의 코어로 통합하는 방법을 제안하였다. 이때 PFC AC/DC 컨버터는 연속모드와 불연속모드 경계점에서 동작하는 CRM(Critical Conduction Mode) 동작특성에 따라 입력전압과 부하 변화에 따라 넓은 스위칭 동작 주파수범위를 갖는다. 또한 LLC 공진컨버터도 부하 변화에 따른 이득특성변화에 따라 스위칭주파수가 가변되는 제어동작특성을 가질 뿐만 아니라 자속의 방향이 한쪽방향으로 고정되어 있지 않고 그림 4와 같이 한 주기 동안 교번자속으로 동작된다. 이와 같이 PFC AC/DC 컨버터와 LLC 공진컨버터가 서로 비동기 되어 스위칭 동작을 하기 때문에 PFC 인덕터와 LLC 변압기를 서로 통합될 경우 상호간섭 커플링에 의한 발진 등의 불안정한 동작특성이 발생할 수 있다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 Maxwell 3D를 이용한 시뮬레이션을 통해 상호 간섭에 의한 자속변화 관찰 및 결합 계수(Coupling coefficient)를 추출하였으며 자기모델링(Magnetic Modelling)을 통한 이론적 해석결과와 분석을 통해 제안된 통합 변압기의 타당성을 검증하였다. 이를 통해 제작된 변압기를 42인치용 120W LED TV PSU에 적용하여 가능성을 검증하였다.

2. 본 론

2.1 제안된 통합 변압기 구조 및 형상

기존 대부분의 65W 이상의 전원장치(PSU : Power Supply Unit)의 경우 입력 역률개선을 위해 PFC AC/DC 컨버터를 적용하고 있고, 절연 및 효율 개선을 위해 LLC 공진컨버터를 사용한다. 하지만 그림 1과 같이 PFC AC/DC 컨버터와 LLC 공진컨버터에 각각의 인덕터와 변압기를 사용할 경우 단가 저감이나 전원장치(PSU)의 경량화와 집적화에 한계성을 갖게 된다.^[11] 본 논문에서는 기존 개별적으로 PFC 인덕터와 LLC 공진변압기를 사용하는 방식과 달리 그림 2와 같이 하나의 코아에 PFC 인덕터와 LLC 공진변압기를 통합함으로써 사용하는 코아의 개수를 줄일 수 있어 집적화에 용이하고 단가를 저감 할 수 있는 장점이 있다.

그림 3과 같이 제안된 2-in-1 통합변압기는 보빈의 한쪽에는 PFC 인덕터 권선이 감겨있고 다른 한쪽에는

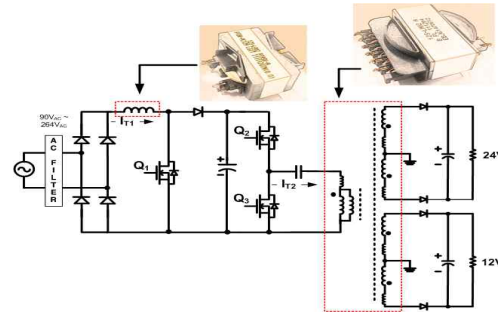


Fig. 1. Conventional circuit using an individual PFC inductor and LLC transformer.

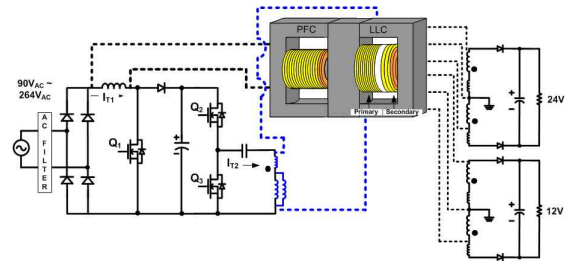


Fig. 2. Proposed circuit using an integrated 2-in-1 transformer.

LLC 1차측 권선과 2차측 권선이 요구된 절연간격(3mm)을 두고 감겨있다. PFC 인덕터단과 LLC 1차측 권선에서 생성된 자속은 그림 4(a)와 같이 서로 상쇄되는 방향으로 형성될 수도 있지만 그림 4(b)와 같이 서로 중첩되는 방향으로 형성되기 때문에 가운데 I자형 코아를 1개만 사용할 경우 코아의 손실이 증가하게 된다.

$$P_{core} = A \cdot B^{\alpha} \cdot f^{\beta} \cdot V \quad (1)$$

(A : Core loss coefficient, B : Magnetic flux density, f : Frequency, V : Core volume, a : Coefficient of flux density, β : Frequency coefficient)

코아의 손실은 식 (1)에 나타난 것과 같이 자속밀도와 코아의 부피와 비례하기 때문에 가운데 중간자재인 I자형 코아의 단면적을 2배의 면적을 가져야 한다.

그림 4 (b)와 같이 PFC단에서 형성된 자속이 LLC 단에서 형성된 자속과 더해지는 중첩된 방향으로 흐를 경우 PFC단의 자속이 LLC 단에 영향을 끼치게 된다. 이러한 영향이 LLC 1차측에 집중될 경우 한쪽 방향으로 DC offset되어 LLC 공진전류(I_{T1})가 발진을 하는 문제가 발생되고 출력전압리플과 효율 등에 영향을 주게 되어 전체적인 시스템을 불안정하게 한다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기위해 임피던스측정기(Phase Sensitive Multimeter(PSM 1735))를 사용하여 PFC 인덕터단과 LLC 공진변압기단의 자기인덕턴스를 측정하였고 이에 따른 상호 인덕턴스를 추출하여 변압기와 인덕터단 간에 결합 계수를 파악하였다. 이와 더불어 Maxwell 3D 전자장해석 프로그램과 자기모델링을 통한 등가모델링 분석을 통해 PFC단과 LLC 1차측 간의 결합 계수를 최소화할 수 있는 방법을 찾고자 하였다.

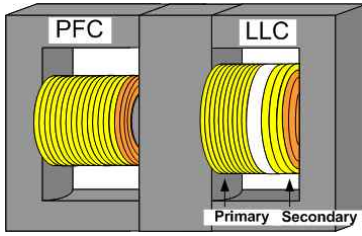
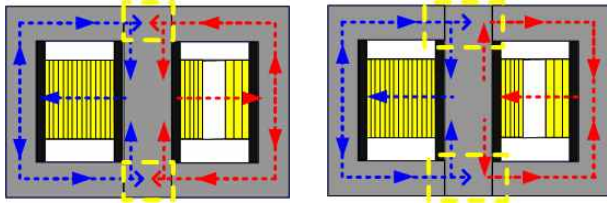


Fig. 3. The configuration of the proposed integrated 2-in-1 transformer.



(a) The flux of offset direction (b) The flux of overlap direction
Fig. 4. Effects of alternating flux.

2.2 제안된 통합 변압기 분석

2.1절에서 언급한바와 같이 제안된 2-in-1 통합변압기의 구성은 그림 3과 같이 PFC AC/DC 컨버터의 인덕터와 LLC 공진컨버터의 변압기로 구성되어 있다. 그림 5는 제안된 2-in-1 통합변압기의 공극 적용방법에 따른 자속의 흐름을 Maxwell 3D 시뮬레이션으로 나타낸 전자기장 해석 결과이다. 그림 5와 같이 Side Gap이 적용된 통합 변압기가 Center Gap이 적용된 통합 변압기보다 PFC단 권선에 흐르는 전류에 의해 발생한 자속이 LLC 단에 더 많은 영향을 끼치는 것을 확인할 수 있다. 이러한 시뮬레이션 결과를 토대로 Side Gap을 적용한 통합 변압기보다 Center Gap이 적용된 통합 변압기가 더 낮은 결합 계수를 갖는다는 것을 예상할 수 있으며 이를 검증하기 위해 그림 7과 같이 PFC단과 LLC단의 공극에 변화를 주었을 때 결합 계수를 Maxwell 3D와 임피던스측정기(Phase Sensitive Multimeter (PSM 1735))를 통해 추출하여 비교하였다.

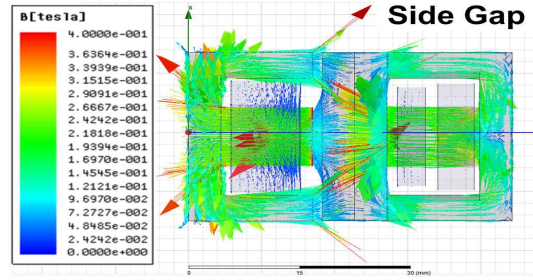
그림 6과 같이 PFC단과 LLC단의 공극에 변화를 주었을 때 결합계수(Coupling coefficient)는 식 (2~5)와 같은 순서로 나타낼 수 있으며

$$L^+ = L_B + L_P + 2M \tag{2}$$

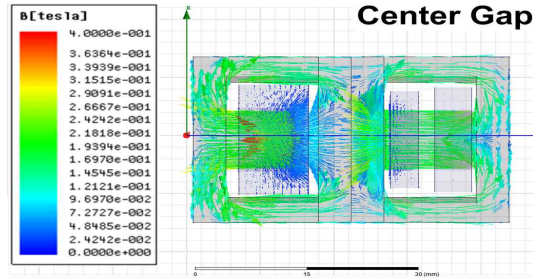
$$L^- = L_B + L_P - 2M \tag{3}$$

$$M = \frac{L^+ - L^-}{4} \tag{4}$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_B \cdot L_P}} \tag{5}$$

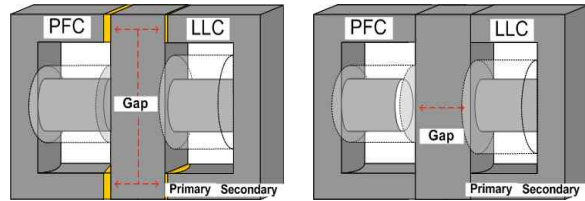


(a) Case used the side gap



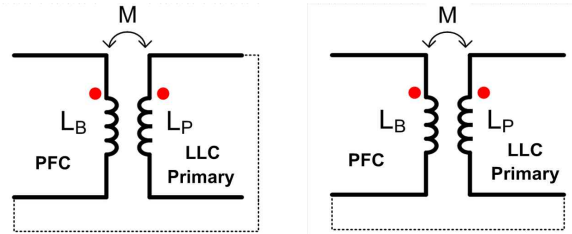
(b) Case used the center gap

Fig. 5. The change of the magnetic flux through the maxwell 3D simulation.



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

Fig. 6. An integrated transformer due to air gap.



(a) L⁺ measurement method (b) L⁻ measurement method

Fig. 7. Measured method of L⁺ and L⁻.

L⁺와 L⁻는 그림 7과 같은 방법을 통해 추출하게 되며 L_B는 PFC 인덕터 단에서 발생한 자기 인덕턴스를 의미하며, L_P는 LLC 공진 변압기 1차측에서 발생한 자기인덕턴스 그리고 M은 L_B와 L_P간의 상호인덕턴스를 나타낸다.

2.3 제안된 2-in-1 통합변압기의 자기모델링

자기모델링을 하려면 제안된 코아에 대한 자기저항

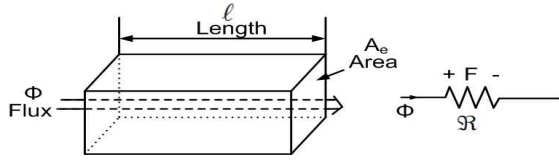


Fig. 8. An element containing magnetic flux and its equivalent magnetic circuit.

(Reluctance)으로 변환이 필요하다. 그림 8은 코어 투자율 μ 와 평균자로길이 l , 그리고 단면적 A_e 를 갖는 코어 내부의 균일한 자속과 자기장을 나타내고 있다. 자기소자 양 끝 사이의 기자력은 $F=Hl$ 이고 $H=B/\mu$ 이고 $B=\phi/A_e$ 이므로 기자력 F 는 식 (6)과 같으며 자기저항 \mathfrak{R} 은 식 (8)로 구해질 수 있다.

$$F = \frac{l}{\mu A_e} \phi \tag{6}$$

$$F = \phi \mathfrak{R} \tag{7}$$

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu A_e} \tag{8}$$

식 (8)을 통해 복잡한 변압기 구조 또는 공극변화에 따른 인덕턴스 변화 등을 일반적인 회로이론을 통해서 구할 수 있게 된다.^[12]

식 (8)에서 본 논문에 적용된 코어의 자기저항을 구하기 위해서는 자속이 통과되는 단면적의 크기를 구해야 하며, 자속이 지나가는 경로의 평균자로길이가 필요하다.

그림 9에 나타내어 있는 바와 같이 $l_1 \sim l_8$ 와 $A_1 \sim A_8$ 은 E자형 코어의 평균자로길이와 단면적을 나타내며, l_9, l_{10} , l_{11} 와 A_9, A_{10}, A_{11} 는 I자형 코어의 평균자로길이와 단면적을 나타낸다. 그리고 l_{g1}, l_{g2} 와 A_{g1}, A_{g2} 는 PFC 인덕터 단과 LLC 공진변압기 단 각각의 공극의 평균자로길이와 단면적을 나타내며 l_{lk} 와 A_{lk} 는 PFC 인덕터 단에서 발생된 누설자속에 대한 평균자로길이와 단면적을 나타낸다. 앞에서 표현된 평균자로길이와 단면적은 Center Gap 적용시를 기준으로 설명한 것이며 만약 Side Gap을 적용할 경우는 l_7, l_8 에 공극이 적용됨에 따라 이 부분을 공극으로 보고 모델링을 하였다.^[13]

식 (8)에서 $\mu = \mu_r \mu_o$ 로 코어의 투자율을 나타내며 μ_o 는 진공의 투자율($4\pi \times 10^{-7}$), μ_r 은 진공의 투자율에 대한 비율로 비 투자율이라고 한다. 식 (9)를 적용하여 최대값을 갖는 μ_r (비 투자율)을 추출하여 자기저항 값을 계산할 수 있으나 본 논문에서는 코어의 데이터시트에 명시된 μ_r (코어의 투자율)을 적용하도록 하였다. 사용된 코어는 PC47계열로써 μ_r (코어의 투자율)은 2500이며 오차는 $\pm 25\%$ 이다.

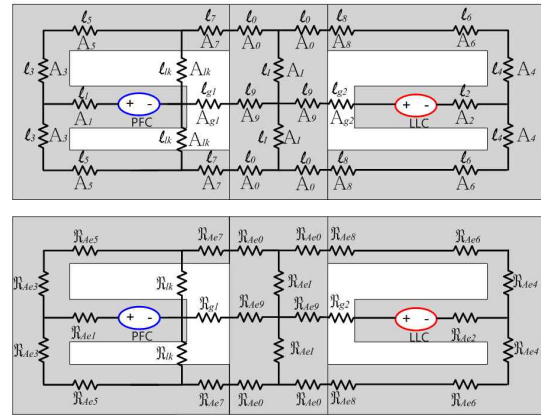
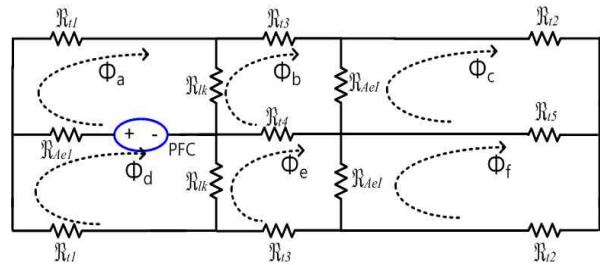
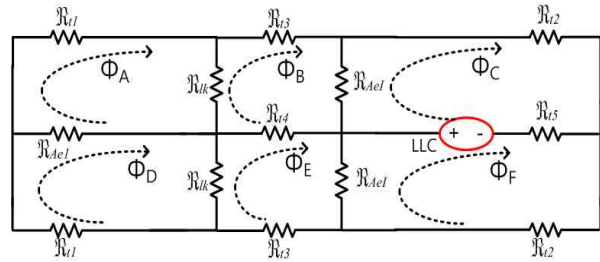


Fig. 9. Equivalent circuits of the proposed integrated transformer.



(a) The simplified equivalent circuit considering only the PFC magnetic force



(b) The simplified equivalent circuit considering only the LLC magnetic force

Fig. 10. The Integrated transformer equivalent circuit combined the inductor and the transformer.

$$\mu_r = \frac{L \cdot l_e}{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e} \times 10^2 \tag{9}$$

자속이 통과하는 길이와 단면적은 측정을 통해 알 수 있었으며, $\mu = \mu_r \mu_o$ 를 통해 μ 값을 적용하게 되면, 코어의 자기저항을 구할 수 있게 된다. 여기서 $\mathfrak{R}_{Ac1} \sim \mathfrak{R}_{Ac8}$ 은 E자 코어의 자로에 대한 자기저항이며 \mathfrak{R}_{Ac9} , \mathfrak{R}_{Ac11} 은 I자 코어의 자로에 대한 자기저항, \mathfrak{R}_{g1} , \mathfrak{R}_{g2} 는 인덕터단과 변압기 단 공극에 대한 자기저항이다. 그리고 \mathfrak{R}_{lk} 는 PFC 인덕터단에서 큰 공극(l_{g1})에 따라 발생된 누설자속에 대한 자기저항이다.

TABLE I
COMPARISON OF THE COUPLING COEFFICIENTS (k)

		Side Gap(k)	Center Gap(k)
Measurement(PSM1735)		0.053187	0.001992
Maxwell 3DSimulation		0.039548	0.001501
Magnetic Modeling		0.007026	0.003202
Measuring Conditions	Air gap at PFC side	1.2mm(×2)	2.4mm
	No. of turn at PFC side	53Turn	53Turn
	Air gap at LLC side	0.115mm(×2)	0.23mm
	No. of turn at LLC primary side	36Turn	36Turn

$$\Re_{Ae1} = \frac{\ell_1}{\mu_r \mu_0 A_1}, \Re_{Ae2} = \frac{\ell_2}{\mu_r \mu_0 A_2}, \Re_{Ae3} = \frac{\ell_3}{\mu_r \mu_0 A_3}, \Re_{Ae4} = \frac{\ell_4}{\mu_r \mu_0 A_4} \quad (10)$$

$$\Re_{Ae5} = \frac{\ell_5}{\mu_r \mu_0 A_5}, \Re_{Ae6} = \frac{\ell_6}{\mu_r \mu_0 A_6}, \Re_{Ae7} = \frac{\ell_7}{\mu_r \mu_0 A_7}, \Re_{Ae8} = \frac{\ell_8}{\mu_r \mu_0 A_8} \quad (11)$$

$$\Re_{Ae0} = \frac{\ell_0}{\mu_r \mu_0 A_0}, \Re_{Ae9} = \frac{\ell_9}{\mu_r \mu_0 A_9}, \Re_{AeI} = \frac{\ell_I}{\mu_r \mu_0 A_I} \quad (12)$$

$$\Re_{Ik} = \frac{\ell_{Ik}}{\mu_0 A_{Ik}} \quad (13)$$

$$\Re_{g1} = \frac{\ell_{g1}}{\mu_0 A_{g1}}, \Re_{g2} = \frac{\ell_{g2}}{\mu_0 A_{g2}} \quad (14)$$

그림 10의 등가회로를 망전류법을 통해 식 (15)와 (17)과 같이 역행렬을 이용해 계산하여 각 루프의 자속의 크기를 추출할 수 있으며 계산된 각각의 자속의 크기를 통해 결합 계수를 구할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_d \\ \phi_e \\ \phi_f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_b + R_0 + R_{L1} & -R_0 & 0 & -R_{L1} & 0 & 0 \\ -R_0 & R_b + R_0 + R_{L1} + R_0 & -R_{L1} & 0 & -R_0 & 0 \\ 0 & -R_{L1} & R_0 + R_{L1} + R_0 & 0 & 0 & -R_0 \\ -R_{L1} & 0 & 0 & R_{L1} + R_0 + R_0 & -R_0 & 0 \\ 0 & -R_0 & 0 & -R_0 & R_0 + R_0 + R_{L1} + R_0 & -R_{L1} \\ 0 & 0 & -R_0 & 0 & -R_{L1} & R_0 + R_{L1} + R_0 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} N_1 I_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$k_1 = \frac{\phi_c - \phi_f}{\phi_a - \phi_d} \quad (16)$$

$$\begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_d \\ \phi_e \\ \phi_f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_b + R_0 + R_{L1} & -R_0 & 0 & -R_{L1} & 0 & 0 \\ -R_0 & R_b + R_0 + R_{L1} + R_0 & -R_{L1} & 0 & -R_0 & 0 \\ 0 & -R_{L1} & R_0 + R_{L1} + R_0 & 0 & 0 & -R_0 \\ -R_{L1} & 0 & 0 & R_{L1} + R_0 + R_0 & -R_0 & 0 \\ 0 & -R_0 & 0 & -R_0 & R_0 + R_0 + R_{L1} + R_0 & -R_{L1} \\ 0 & 0 & -R_0 & 0 & -R_{L1} & R_0 + R_{L1} + R_0 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ N_2 I_2 \\ 0 \\ 0 \\ -N_2 I_2 \end{pmatrix} \quad (17)$$

$$k_2 = \frac{\phi_a - \phi_D}{\phi_C - \phi_F} \quad (18)$$

$$k = \sqrt{k_1 \cdot k_2} \quad (19)$$

PFC 인덕터 단과 LLC 공진 변압기 단의 결합 계수를 식(16), (18)을 통해 표현 할 수 있으며 식 (16)의 k_1 은 PFC 인덕터 단에서 발생한 자속($\phi_a - \phi_d$)과 LLC 공진

TABLE II
MEASURED TRANSFORMER PARAMETERS

LLC resonant converter	Primary Inductance	L_p	467.7uH	467.7uH
	Secondary Inductance	L_s	6.623uH	1.762uH
	Leakage Inductance	L_{eq1}	59.59uH	87.70uH
	N(N ₁ /N ₂)		9(36/4)	18(36/2)
PFC	Inductance	L	245.4uH	
	Turn-ratio	N	53T	
Core			EER28L-Z	

TABLE III
SPECIFICATIONS OF THE PROPOSED CONVERTER

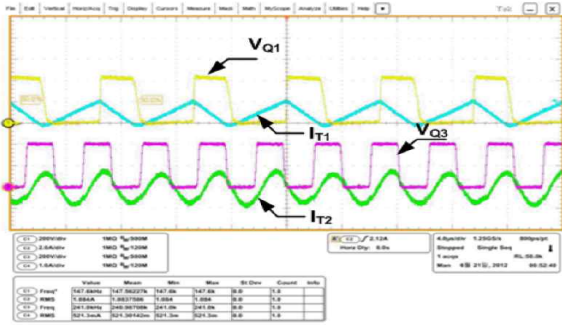
Input Voltage (V _{in})	90V _{AC} ~ 264V _{AC}
Output Voltage/Current	24V/4A, 12V/2A
Output capacity (P _o)	120W
Operating frequency in PFC (f _s)	62.5kHz ~ 360.5kHz
Resonant frequency in LLC (f _r)	251.9kHz
Resonant capacitor (C _{r1})	6.8nF
Switching device in PFC (Q ₁)	STD13NM60N
Switching device in LLC (Q ₁ , Q ₂)	STD10NM60N
Control IC	L6599

변압기 단에 영향을 끼친 자속($\phi_c - \phi_f$)의 비로써 정의되며 식 (18)의 k_2 는 LLC 공진 변압기 단에서 발생한 자속($\phi_c - \phi_f$)과 PFC 인덕터 단에 영향을 끼친 자속($\phi_a - \phi_d$)의 비로 정의된다.

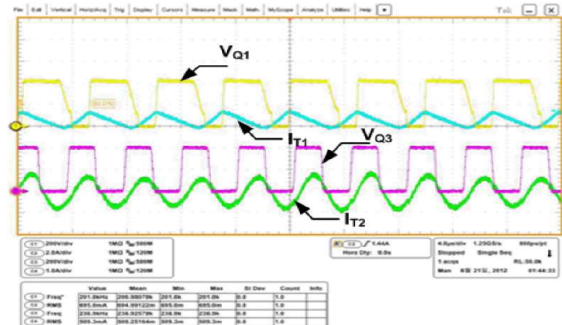
이를 통해 PFC 인덕터단과 LLC 공진변압기단의 상호 결합 계수를 식 (19)와 같이 구할 수 있다. 그 결과 Side Gap 적용시 결합 계수는 0.007026, Center Gap 적용시 결합 계수는 0.003202가 나왔으며 이는 Center Gap 적용시가 Center Gap 적용시 보다 1/2 저감된 결합 계수특성을 볼 수 있다. 이와 관련된 상세내용을 표 2에 나타내었다.

4. 실험 결과

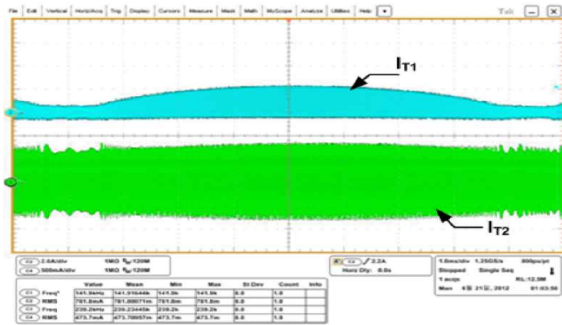
본 논문에서는 120W 정격출력용량을 가지는 PFC 인덕터와 LLC 공진 컨버터를 하나의 코어로 적용하여 제작하였으며, 입력전압(90V_{AC} ~ 264V_{AC}) 범위 내에서 최대정격 출력용량 24V/4A, 12V/2A에 대해 각각 실험하였다. 표 3은 측정된 변압기 파라미터이며, 표 4는 적용된 컨버터의 주요정격이다. 그림 11부터 그림 13까지는 그림 6(a)의 Side gap이 적용된 통합변압기의 실험파형이며 그림 14부터 그림 16까지는 Center gap이 적용된 통합변압기의 실험파형으로 각각의 입력전압(V_{in}: 90VAC, 200VAC, 264VAC)에 대하여 출력용량 60W(24V/2A, 12V/1A)와 120W(24V/4A, 12V/2A)일 때



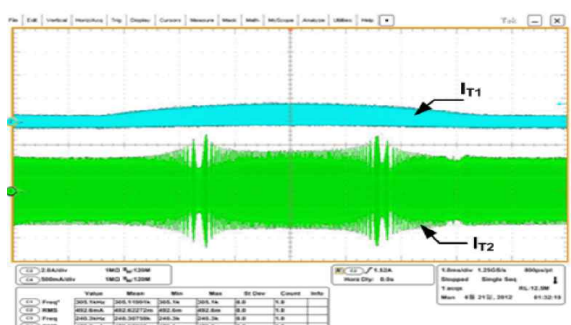
(a) Experimental waveforms of the terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=90V_{AC}$, $P_o=60W$, $4\mu s/div.$)



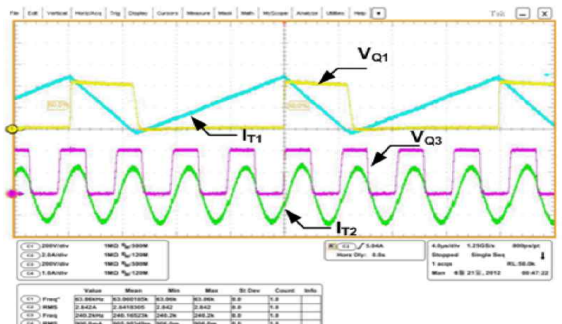
(a) Experimental waveforms of the terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=200V_{AC}$, $P_o=60W$, $4\mu s/div.$)



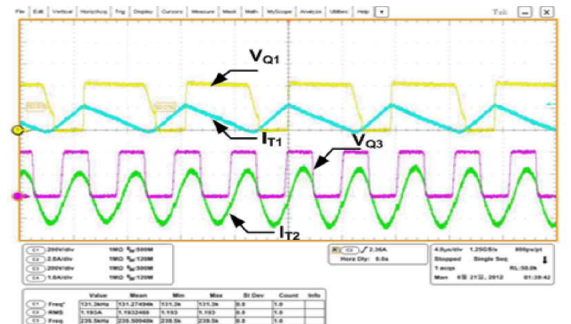
(b) Experimental waveforms of the terminal current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=90V_{AC}$, $P_o=60W$, $1ms/div.$)



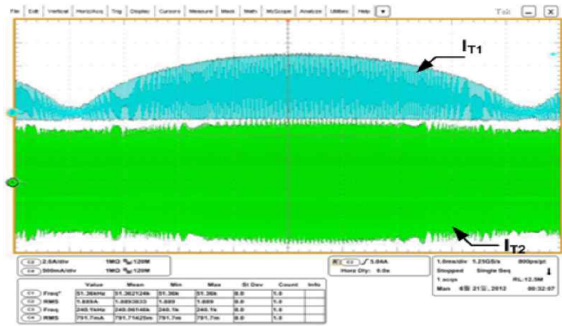
(b) Experimental waveforms of the terminal current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=200V_{AC}$, $P_o=60W$, $1ms/div.$)



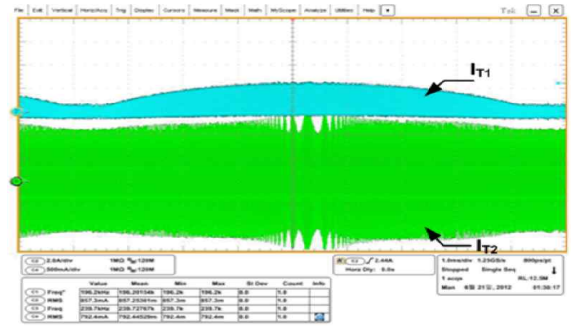
(c) Experimental waveforms of the terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=90V_{AC}$, $P_o=120W$, $4\mu s/div.$)



(c) Experimental waveforms of the terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=200V_{AC}$, $P_o=120W$, $4\mu s/div.$)



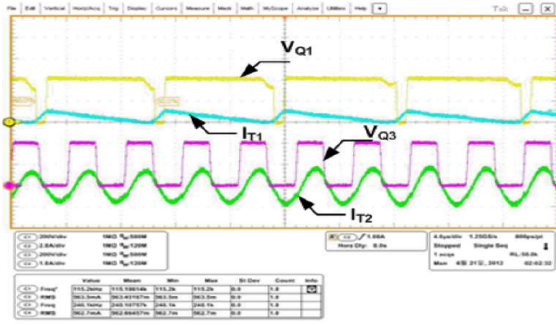
(d) Experimental waveforms of the terminal current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=90V_{AC}$, $P_o=120W$, $1ms/div.$)



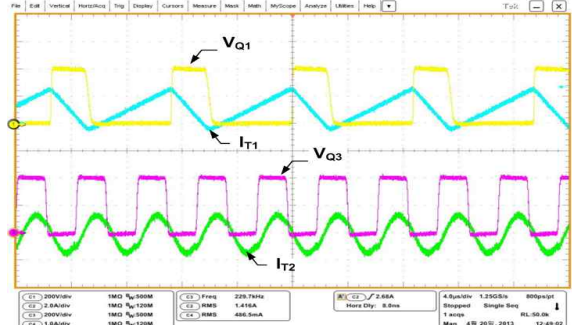
(d) Experimental waveforms of the terminal current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=200V_{AC}$, $P_o=120W$, $1ms/div.$)

Fig. 11. Experimental waveforms due to the input voltage $90V_{AC}$ and load variation.

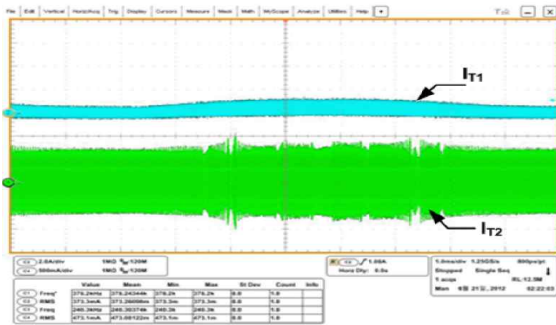
Fig. 12. Experimental waveforms due to the input voltage $200V_{AC}$ and load variation.



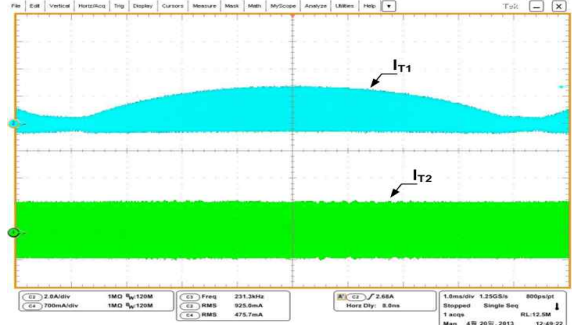
(a) Experimental waveforms of the terminal voltage(V_{q1} , V_{q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=264V_{AC}$, $P_o=60W$, 4us/div.)



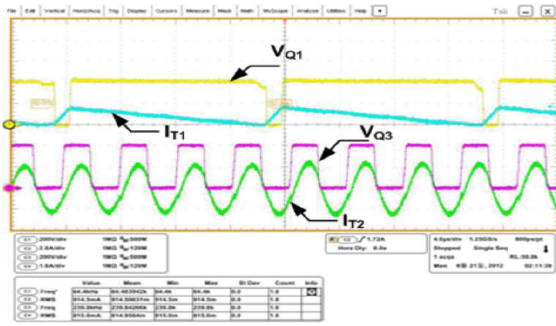
(a) Experimental waveforms of the terminal voltage(V_{q1} , V_{q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=90V_{AC}$, $P_o=60W$, 4us/div.)



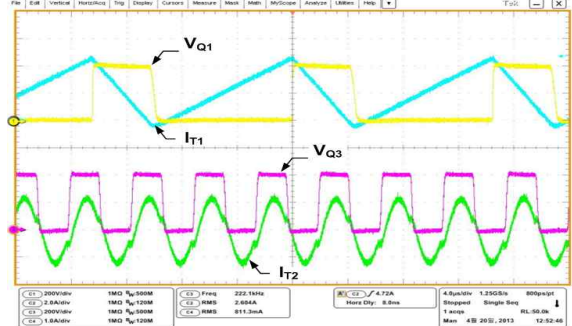
(b) Experimental waveforms of the terminal current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=264V_{AC}$, $P_o=60W$, 1ms/div.)



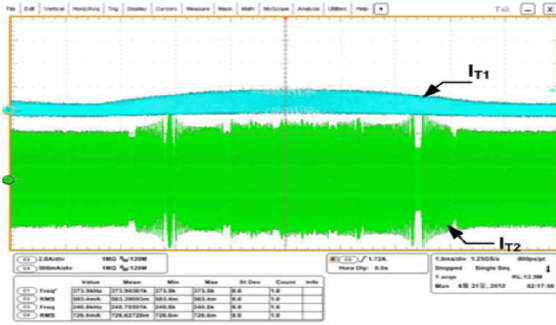
(b) Experimental waveforms of the terminal current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=90V_{AC}$, $P_o=60W$, 1ms/div.)



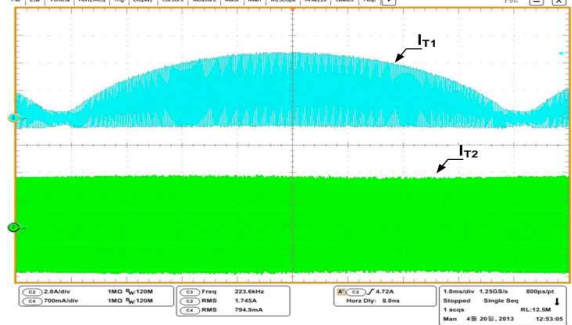
(c) Experimental waveforms of the terminal voltage(V_{q1} , V_{q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=264V_{AC}$, $P_o=120W$, 4us/div.)



(c) Experimental waveforms of the terminal voltage(V_{q1} , V_{q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=90V_{AC}$, $P_o=120W$, 4us/div.)



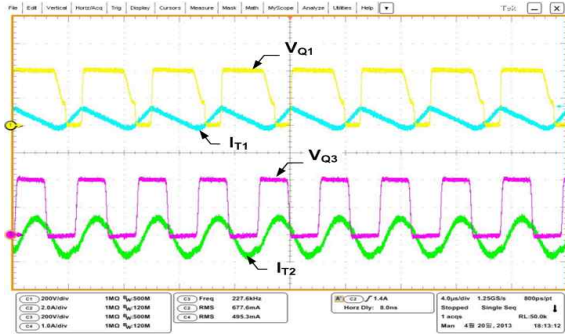
(d) Experimental waveforms of the terminal current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=264V_{AC}$, $P_o=120W$, 1ms/div.)



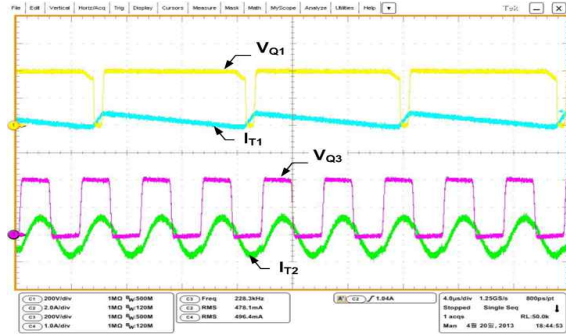
(d) Experimental waveforms of the terminal current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=90V_{AC}$, $P_o=120W$, 1ms/div.)

Fig. 13. Experimental waveforms due to the input voltage 264V_{AC} and load variation.

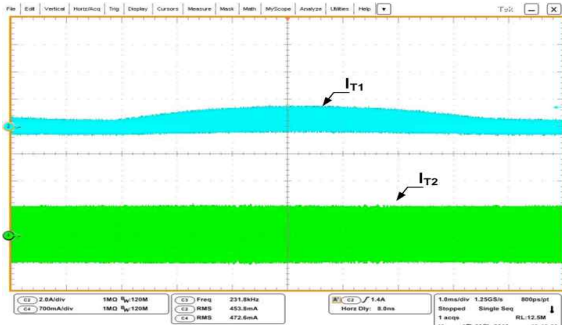
Fig. 14. Experimental waveforms due to the input voltage 90V_{AC} and load variation.



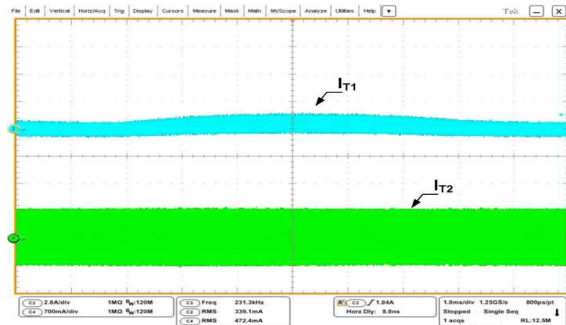
(a) Experimental waveforms of the terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=200V_{AC}$, $P_o=60W$, $4\mu s/div.$)



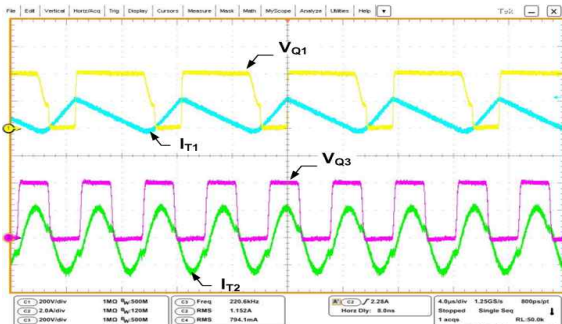
(a) Experimental waveforms of the terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=264V_{AC}$, $P_o=60W$, $4\mu s/div.$)



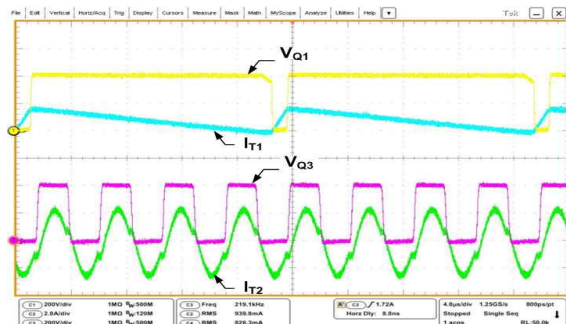
(b) Experimental waveforms of the terminal current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=200V_{AC}$, $P_o=60W$, $1ms/div.$)



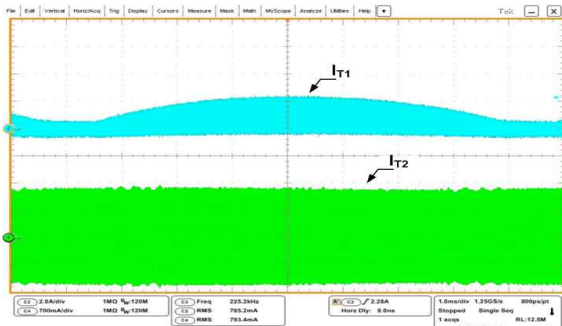
(b) Experimental waveforms of the terminal current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=264V_{AC}$, $P_o=60W$, $1ms/div.$)



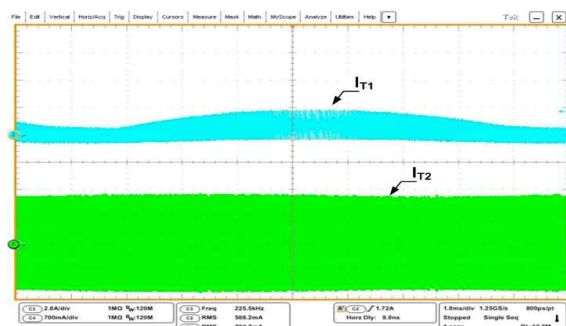
(c) Experimental waveforms of the terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=200V_{AC}$, $P_o=120W$, $4\mu s/div.$)



(c) Experimental waveforms of the terminal voltage(V_{Q1} , V_{Q3}) and current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=264V_{AC}$, $P_o=120W$, $4\mu s/div.$)



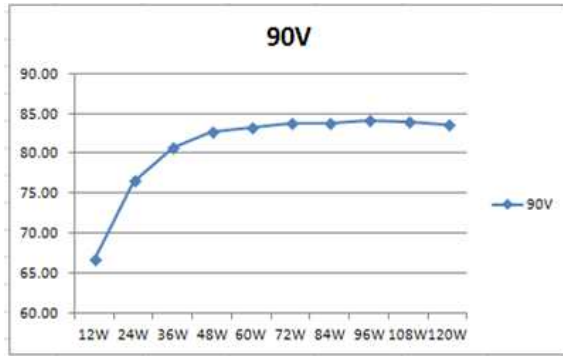
(d) Experimental waveforms of the terminal current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=200V_{AC}$, $P_o=120W$, $1ms/div.$)



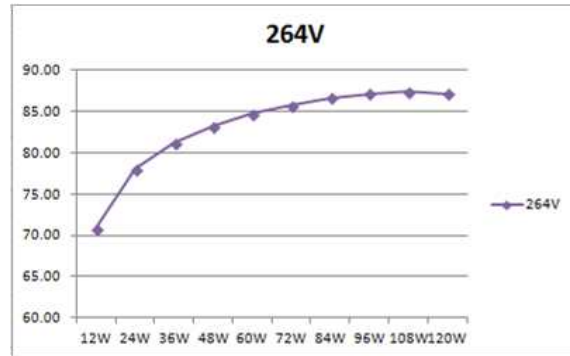
(d) Experimental waveforms of the terminal current(I_{T1} , I_{T2}) ($V_{in}=264V_{AC}$, $P_o=120W$, $1ms/div.$)

Fig. 15. Experimental waveforms due to the input voltage $200V_{AC}$ and load variation.

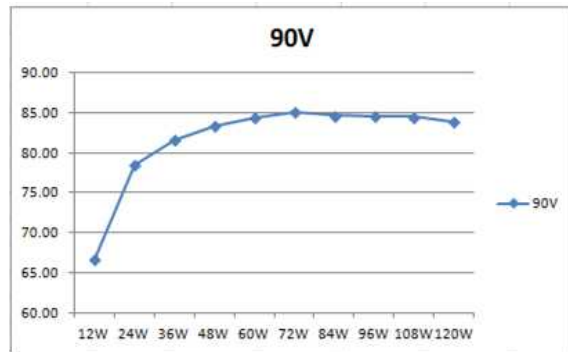
Fig. 16. Experimental waveforms due to the input voltage $264V_{AC}$ and load variation.



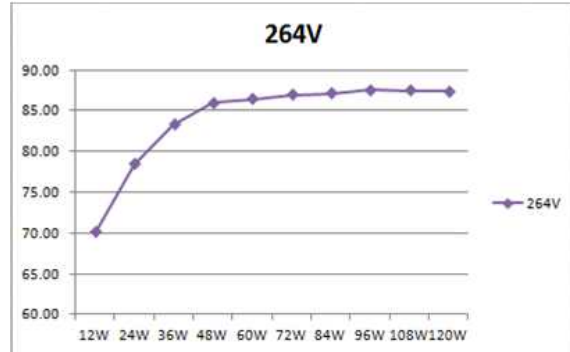
(a) Efficiency characteristics of PSU using each inductor and transformer



(e) Efficiency characteristics of PSU using each inductor and transformer



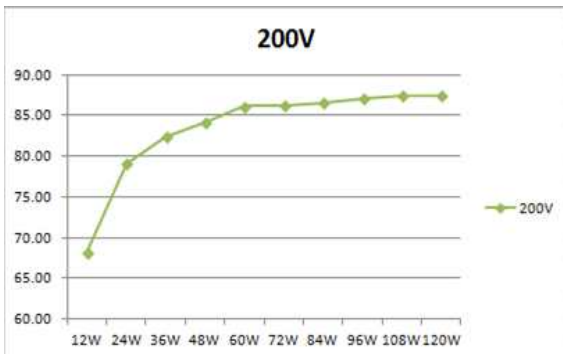
(b) Efficiency characteristics of PSU using an integrated transformer



(f) Efficiency characteristics of PSU using an integrated transformer



(c) Efficiency characteristics of PSU using each inductor and transformer



(d) Efficiency characteristics of PSU using an integrated transformer

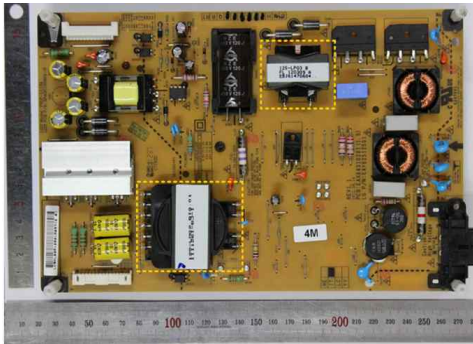
Fig. 17. Efficiency characteristics due to the input voltage and load variations.

PFC AC/DC 컨버터 스위칭소자 양단전압(V_{Q1})과 전류(I_{T1}), LLC 스위칭소자 양단전압(V_{Q2})과 전류(I_{T2})를 측정 한 파형이다. 실험 결과 PFC 컨버터는 모든 부하 조건에서 PFC단의 인덕터전류(I_{T1})가 0으로 리셋 되었을 때 다시 턴-온 되는 연속모드와 불연속모드 경계점에서 CRM(Critical Current Mode)으로 동작됨을 볼 수 있었 으며 LLC 공진컨버터 또한 모든 부하 조건에서 공진전 류(I_{T2})는 단자전압(V_{Q2})에 대해 항상 지상전류(Lagging current)가 흐르기 때문에 항상 ZVS(Zero Voltage Switching)동작됨을 확인 할 수 있었다. 하지만, 그림 11부터 그림 13까지의 파형을 보면 알 수 있듯이 PFC 단과 LLC단 간의 결합계수가 높은 Sied gap이 적용된 통합변압기의 경우 PFC단 인덕터 자속에 의한 상호커플 링에 의해 LLC 공진변압기 전류가 발진하는 불안정 한 동작특성을 볼 수 있다. 이는 PFC AC/DC 컨버터 와 LLC 공진컨버터가 부하변화 및 입력전압 변화에 따 라 일정출력전압제어를 위해 스위칭 동작주파수가 개별 적으로 변화되고 이에 따라 PFC 인덕터 단과 LLC 공 진컨버터 단이 통합되어 있어 서로의 자속이 상호커플 링 되어 일부 영향을 미친 결과이다.

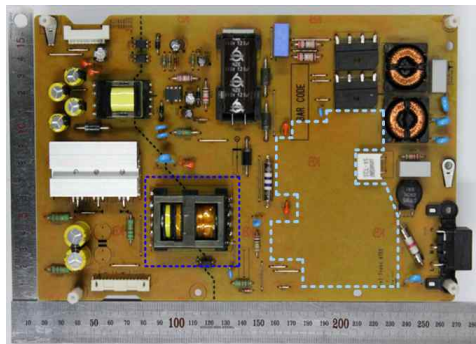
그림 14부터 그림 16까지는 그림 6(b)의 제안된 통합

5. 결 론

본 연구에서는 기존의 PFC단과 LLC단에 각각 적용되어있던 인덕터와 변압기를 EIE형태의 코어를 적용하여 통합함으로써 PSU의 경량화 및 단가저감을 하고자 하였으며 이 경우 PFC 인덕터 단과 LLC 공진 컨버터 단이 근접해 있어 생길 수 있는 상호 간섭에 의한 불안정한 동작 특성의 문제를 해결하기 위하여 Maxwell 3D 시뮬레이션을 통해 자속을 관찰하였다. 그 결과 공극 적용방법에 의해 PFC 인덕터 단과 LLC 공진컨버터간의 결합 계수가 큰 차이가 난다는 것을 관찰하였고 이를 검증하기위해 세 가지 방법을 통해 결합 계수를 비교하였다. 첫째, 직접 Side Gap과 Center Gap이 적용된 통합 변압기를 제작하여 결합 계수를 비교하였다. 둘째, Maxwell 3D 시뮬레이션을 통해 결합 계수를 추출하였고 마지막으로 4장의 내용과 같이 자기모델링을 통해 통합 변압기의 결합 계수를 추출하여 비교하였다. 표 2와 같이 Center Gap을 적용하였을 때 결합 계수가 최소화 됨을 알 수 있었고 Center Gap이 적용된 통합변압기를 제작 및 실험을 통해 120W LED TV PSU에 적용가능함을 보였다. PFC 인덕터와 LLC 공진 변압기를 하나의 코어로 집적화함으로써 PSU 경량화 및 20%의 전력밀도(Power density)향상, 단가(Cost)측면에서 저감효과를 가졌으며 효율측면에서도 더 나은 것을 확인할 수가 있었다.



(a) PSU board applied to the conventional transformer



(b) PSU board applied to the integrated transformer

Fig. 18. The prototype figures of the conventional PSU board and the PSU board used an integrated transformer.

변압기 Center gap이 적용된 실험과형의 경우 낮은 상호커플링특성에 따라 발진현상 없이 안정된 동작특성을 보여줌으로써 제안된 2-in-1 통합변압기의 적용가능성을 확인할 수 있었다.

각각의 인덕터와 변압기를 적용시 입력전압 변화 및 부하변화에 따른 효율과 제안된 2-in-1 통합변압기 적용시의 효율을 각각 측정하여 비교하였다. 입력전압 90VAC에서는 각각의 인덕터와 변압기를 적용시 전체 평균 효율은 80.87%, 제안된 통합변압기 적용시는 81.72%이며, 입력전압 120VAC에서 각각의 인덕터와 변압기 적용시 전체 평균 효율은 82.41%, 제안된 통합 변압기 적용시는 82.27% 이다. 입력전압 200VAC에서는 각각 82.77%와 83.44%로 통합 변압기 적용시의 효율이 0.67% 높으며 입력전압 264VAC에서의 전체 평균 효율은 83.16%와 84.08%로 통합변압기 적용시의 효율이 0.92% 높은 것을 확인할 수가 있었다.

따라서, 입력전압 90VAC, 200VAC, 264VAC에서는 각각의 인덕터와 변압기 적용시의 효율보다 제안된 2-in-1 통합변압기 적용시의 효율이 높은 것을 확인함으로써 제안된 통합변압기의 우수성을 확인할 수가 있었다.

그림 18은 기존의 PFC 인덕터와 LLC 공진 변압기가 각각 적용된 PSU보드와 제안된 통합 변압기가 적용된 PSU 보드 사진이다.

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

References

- [1] 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, June 2-5, 2012.
- [2] G. E. Bloom "Multi-chambered planar magnetics design techniques," *IEEE 2000 Power Electronics Specialists Conference Record*, Vol. 1, pp. 295-301, 2000.
- [3] 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," *IEEE 2011 Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE)*, pp. 598-605, 2011.
- [4] W. Chen, F. C. Lee, X. Zhou, and P. Xu, "Integrated planar inductor scheme for multi-module interleaved quasi-square-wave (QSW) DC/DC converter," in *Proc. IEEE PESC'99*, Vol. 2, pp. 759 - 762, 1999.

- [5] M. Taheri, J. Milimonfared, H. Bayat, S.H. Fathi, "Analysis, design and implementation of a new zero-voltage-switching interleaved asymmetrical halfbridge converter using an integrated transformer," *IET Power Electronics*, Vol. 5, Iss. 9, pp. 1912-1922, 2012.
- [6] Y. Choi, T. S. Ko, S. K. Han, S. S. Hong, K. H. Yoon, J. K. Yoo, and C. W. Roh, "Integrated magnetic transformer for LLC converter to slim SMPS," *KIPE Power Electronics Annual Conference*, pp. 263 - 264, July 2010.
- [7] K. I. Lee, J. K. Lee, G. H. Kwon, C. W. Roh, S. K. Han, S. S. Hong, S. C. Sakong, and J. S. Kim, "A resonant transformer structure with current balancing for LCD backlight inverter," *KIPE Power Electronics Annual Conference*, pp. 242-244, July 2006.
- [8] R. T. Chen and Y. Y. Chen, "Synthesis and design of integrated-magnetic-circuit transformer for VRM application," *IEE Proceedings, Electric Power Applications*, Vol. 153, No. 3, pp. 369 - 378, May 2006.
- [9] 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 Electron.*, Vol. 27, No. 5, pp. 2405-2414, May 2012.
- [10] N. Masao, "Composite transformer," Patent Application Disclosure Number JP 2012-54484, 15 Mar. 2012
- [11] B. Yang, R. Chen, and F. C. Lee, "Integrated magnetic for LLC resonant converter," *IEEE APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, Vol. 1, pp. 345-351, Mar. 2002.
- [12] R. W. Efrickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of power electronics," 2nd edition, *University of Colorado Boulder, Colorado*, pp. 498-505, Feb. 2001.
- [13] A. F. Hoke and C. R. Sullivan, "An improved two-dimensional numerical modeling method for E-core transformers," *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Vol. 1, pp. 151-157, Mar. 2002.



노영재(魯榮宰)

1988년 2월 6일생. 2011년 전주대 전기전자공학과 졸업. 2014년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 2013년 12월~현재 한솔테크닉스(주) 연구원.



강철하(姜喆廈)

1987년 5월 31일생. 2013년 전주대 전기전자공학과 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



메아스사란(Meas Saran)

1980년 9월 13일생. 2009년 NPIC(National Polytechnic Institute of Cambodia)대 졸업. 2013년 전주대 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 현재 캄보디아 NPIC대 전기전자공학과 교수.



김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 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(공학박사). 1993년~1996년 국방과학연구소 연구원. 2005년~2008년 현대자동차기술연구소 선임연구원. 2008년~현재 전주대 기계자동차공학과 교수.



김동희(金洞禧)

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



이영수(李榮秀)

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