

# 제안된 평면변압기를 이용한 LLC 공진컨버터

이승민<sup>1</sup>, 김은수<sup>†</sup>, 정봉근<sup>2</sup>, 이재삼<sup>2</sup>, 김유선<sup>2</sup>, 허동영<sup>2</sup>

## LLC Resonant Converter using Proposed Planar Transformer

Seung-Min Lee<sup>1</sup>, Eun-Soo Kim<sup>†</sup>, Bong-Gun Chung<sup>2</sup>, Jae-Sam Lee<sup>2</sup>,  
Yu-Seon Kim<sup>2</sup>, and Dong-Young Huh<sup>2</sup>

**Abstract** - In this paper, a new planar transformer with a novel core configuration that can regulate the leakage inductance is proposed and described in detail. In order to design the slim size power system for flat panel TV, Two planar transformers applied to LLC resonant converter are connected in series at primary and in parallel by the center-tap winding at secondary. In this paper, a 300W low profile LLC resonant converter was built and tested to verify the proposed planar transformer.

**Keywords** : Planar transformer, Two resonant tanks, LLC resonant converter, Voltage gain characteristics

### 1. 서 론

최근 디스플레이 전원에는 대한 연구가 활발히 이루어졌으며 이에 따라 높은 효율특성을 가지며 고집적화에 따른 작은 부피를 가지는 전원공급장치 개발이 가능해짐에 따라 슬림화된 디스플레이 장치가 출시되고 있다. 하지만 최근 소비자들의 요구를 만족시키기 위해 좀 더 슬림화된 전원공급장치 개발이 요구되며 이에 따라 방열판과 커패시터, 입력단 필터와 인덕터 그리고 변압기의 크기 저감이 필요하다. 일반적인 권선형 변압기의 경우 코어 및 보빈 개발에 한계성을 가지기 때문에 사이즈를 줄이는데 어려움을 가지게 된다. 따라서 낮은 높이를 가지는 평면변압기를 적용한 전원공급장치 개발 연구가 활발히 일어나고 있지만 기존의 평면변압기를 적용하여 LLC 공진컨버터를 구성하게 되면 평면변압기의 1차측 권선과 2차측 권선 간의 높은 결합계수에 따라 설계자가 원하는 누설인덕턴스를 얻지 못하게 되어 그림 1과 같이 1차측에 별도의 직렬 인덕터를 연결하여 설계자가 원하는 공진특성을 얻도록 하였다. 하지만 직

렬 공진인덕터를 사용할 경우 별도의 코어 사용에 따라 전체시스템의 부피와 단가가 증가되는 문제점을 가지게 된다.<sup>[1]</sup> 이러한 문제점을 개선하기 위해 그림 2(a)와 같이 자속경로에 누설자속이 증가되도록 Leakage layer를 삽입 하거나 그림 2(b)와 같이 저투자율 'I'형 코어를 삽

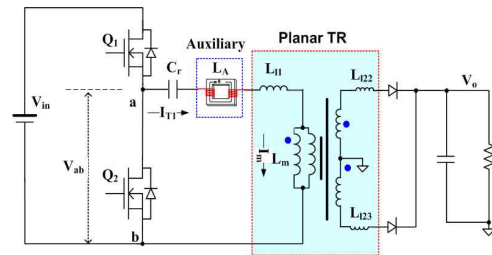
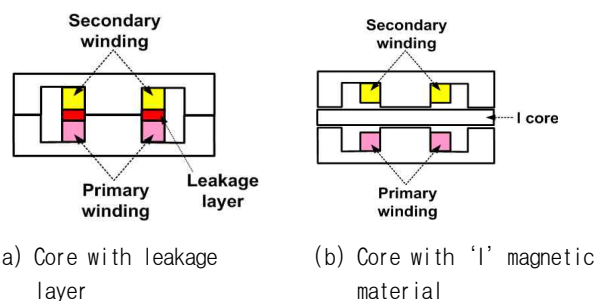


Fig. 1 LLC resonant converter using a planar transformer and an auxiliary inductor



(a) Core with leakage layer (b) Core with 'I' magnetic material

Fig. 2 Planar core with a low permeability magnetic material

입하여 누설인덕턴스를 증가시켜 공진특성을 얻도록 하였다.<sup>[2]</sup> 하지만 높은 스위칭주파수에서 동작 시 저투자를 코어에서 많은 열이 발생하게 되며, 전체 변압기 두께가 증가되는 등 슬림화를 위해서는 이러한 변압기의 사용이 제한될 수 있다. 따라서 본 논문에서는 새로운 평면 코어 형상을 가지며 누설인덕턴스의 조절과 설계가 가능한 평면변압기를 제안하였으며 새로운 평면변압기를 적용하여 300W급 전원장치에 적용하여 실험하였다.

## 2. 새로운 코어 형상을 가지는 제안된 평면변압기

본 논문에서는 누설인덕턴스의 크기를 조절할 수 있는 새로운 코어 형상을 갖는 평면변압기를 제안하였다. 제안된 평면변압기는 그림 2(a)와 그림 2(b)와 같이 누설자속을 증가시키기 위해 별도의 Leakage layer 또는 저투자를 'I'형 코어를 삽입하지 않고도 설계자가 원하는 누설자속을 증가시킬 수 있으며 그림 1과 같이 별도의 공진인덕터를 적용하지 않고도 설계자가 원하는 공진특성을 얻을 수 있는 장점을 갖는 평면변압기이다.<sup>[3,4]</sup>

제안된 평면변압기 코어형상 및 분해도를 그림 3에 나타냈다. 그림 3(b)의 자로  $A_{e1}$ 과  $A_{e3}$ 를 가지는 'E'형 코어로 구성된 1차측 권선과 2차측 권선이 쇄교 되도록 배치되는 변압기단과 자로  $A_{e4}$ 와  $A_{e3}$ 를 가지는 'E'형 코어로 구성된 2차측 권선과 1차측 권선이 쇄교 되지 않아 누설 인덕턴스를 발생시키는 인덕터단이 서로 결합

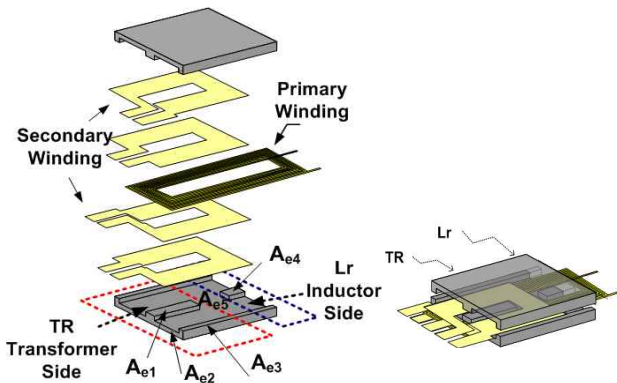
되어 하나의 평면변압기의 형태를 가지게 된다. 변압기단의 중간자로( $A_{e1}$ )와 인덕터단의 중간자로( $A_{e4}$ )는 분리되어 위치해 있고, 변압기단 외각자로( $A_{e3}$ )와 인덕터단 외각자로( $A_{e3}$ )는 결합되어있다. 1차측 권선은 변압기단 중간자로( $A_{e1}$ )와 인덕터단 중간자로( $A_{e4}$ )를 둘러싸며 배치되고 2차측 권선은 분리된 변압기단 중간자로( $A_{e1}$ )와 인덕터단 중간자로( $A_{e4}$ ) 사이 공간( $A_{e5}$ )에 변압기단 중간자로( $A_{e1}$ )를 둘러싸며 배치된다. 1, 2차 권선방법은 권선간의 근접효과(Proximity effect)에 따른 손실을 최소화하기 위해 교호방식으로 권선되었다. 평면변압기 1차측에서 2차측으로의 전압변환은 변압기단 중간자로( $A_{e1}$ )에 감겨있는 1차측 권선과 2차측 권선에 의해 발생하게 되며 인덕터단 중간자로( $A_{e4}$ )에서 발생하는 누설자속에 의한 누설인덕턴스에 의해 원하는 공진특성을 얻을 수 있게 되며 누설인덕턴스의 크기는 인덕터단의 공극변화 또는 중간자로( $A_{e4}$ ) 면적의 변화에 따라 조절이 가능한 특징을 가지게 된다.

## 3. 제안된 평면변압기 분석

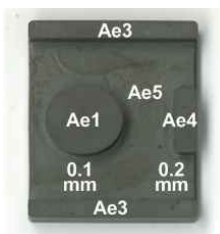
### 3.1 공극변화에 따른 결합계수 변화

제안된 코어 적용 평면변압기의 구성은 그림 3과 같이 누설인덕턴스를 발생시키는 인덕터단( $L_r$ )과 2차측으로 에너지를 전달하는 변압기단(TR)이 결합된 형태로 구성되어 있다. 제안된 변압기의 1차측 권선에 기자력이 인가되었을 때 Maxwell 3D 시뮬레이션을 통해 자속의 흐름을 알 수 있으며 시뮬레이션 결과는 그림 4에 나타내었다. 그림 4와 같이 1차측 권선에 흐르는 전류에 의해 발생된 주 자속은 대부분이 변압기단의 중간자로( $A_{e1}$ )와 외각자로 ( $A_{e3}$ ) 그리고 인덕터단의 중간자로( $A_{e4}$ )와 외각자로( $A_{e3}$ )의 경로를 통해 자속이 통과되어 각각의 자기인덕턴스를 발생시키게 된다. 하지만 변압기단의 중간자로( $A_{e1}$ )와 인덕터단의 중간자로( $A_{e4}$ ) 사이에도 자속이 서로 간에 통과하는 것을 확인할 수 있다. 인덕터단과 변압기단 간에 서로 통과하는 자속은 변압기의 설계 또는 동작 시 변압기의 손실에 따른 온도상승과 밀접한 관계를 가지고 있기 때문에 변압기 분석시 중요한 요소가 된다. 이러한 인덕터단과 변압기단 간의 자속의 흐름을 알아보기 위해 그림 4의 시뮬레이션 결과와 앙페르의 오른나사의 법칙(Ampere's right-handed screw rule)법칙에 따라 자속의 방향에 대해 간략하게 표현한 것을 그림 5에 나타내었다.

그림 5를 통해 알 수 있듯이 변압기단에서 발생된 자속과 인덕터단에서 발생된 자속의 방향은 서로 같으며 자속이 더해지는 방향이 아닌 상쇄되는 방향으로서 차동결합이 되어있는 것을 확인할 수 있다. 이러한 차동결합에 따른 결합인덕턴스는 식 1과 같이 표현된다.  $L_r$ 은 변압기단에서 발생된 자기 인덕턴스를 의미하며,  $L_s$ 는 인덕터단에서 발생된 자기 인덕턴스 그리고  $M$ 은  $L_r$ 과



(a) Structure of planar transformer



(b) Configuration of proposed core

Fig. 3 Proposed planar transformer and core

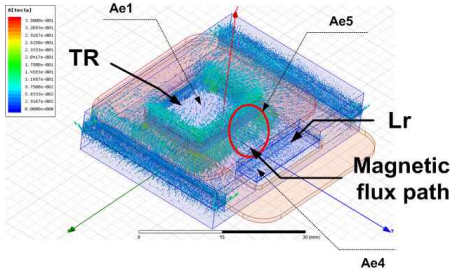


Fig. 4 Maxwell 3D simulation result of the proposed planar transformer

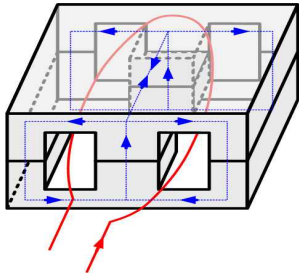


Fig. 5 Flux direction of proposed the transformer

$L_1$ 간의 상호인덕턴스를 나타낸다. 또한 변압기단 자기인덕턴스  $L_t$ 와 인덕터단 자기인덕턴스  $L_l$ 간의 결합계수를 식 (2)을 통해 알 수 있다.

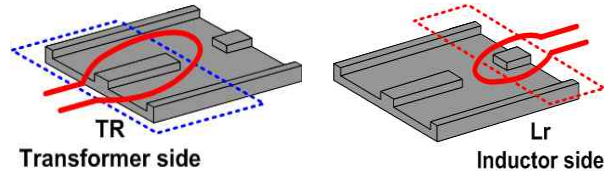
$$L_T = L_t + L_l - 2M \quad (1)$$

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_t L_l}} = \sqrt{1 - \frac{L_{eq}}{L_t}} \quad (2)$$

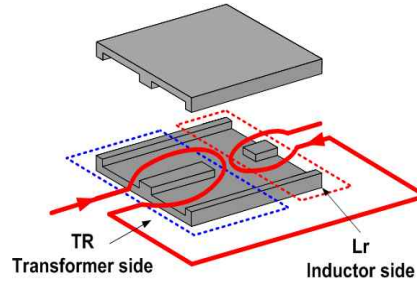
변압기의 설계시 또는 동작시 변압기의 온도상승과 밀접한 관계를 가지는 인덕터단과 변압기단 간에 발생하는 결합계수를 알아보기 위해서는 변압기단에서 발생하는 자기인덕턴스와 인덕터단에서 발생하는 자기인덕턴스를 알아야 한다. 따라서 별도의 변압기단과 인덕터단에 대한 자기인덕턴스를 측정하기 위해 그림 6(a)(b)와 같이 별도의 같은 턴수의 권선을 통하여 파라미터를 추출하도록 하였다. 변압기단 자기인덕턴스를  $L_t$ 라 하고 인덕터단 자기인덕턴스를  $L_l$ 이라 하며 변압기단을 1차측으로 가정하고 인덕터단을 2차측으로 가정하여 그림 6(c)와 같이 차동결합으로 권선하여 1차측에서 바라본 등가 누설인덕턴스를  $L_{eq}$ 로 정의 하였다. 이때 추출된 파라미터는 표 1에 나타내었으며 이에 따른 변압기단과 인덕터단 간에 발생하는 결합계수(k)는 그림 7에 나타내었다. 그림 7의 결과를 통해 알 수 있듯이 인덕터단과 변압기단의 결합계수를 최소화 하기 위해서는 인덕터단의 공극을 증가시켜야 하며 변압기단의 공극은 감소시켜야 한다.

### 3.2 공극변화에 따른 자기인덕턴스 변화

제안된 평면변압기에서 변압기단과 인덕터단 간에 발



(a) Inductance measurement of transformer side (b) Inductance measurement of inductor side



(c) Coupling coefficient measurement

Fig. 6 Winding method for parameter measurement

Table 1 Variation of self-inductance due to gap variation

Trans. gap( $l_{gT}$ )		0.11 [mm]	0.165 [mm]	0.22 [mm]	0.275 [mm]
Inductor gap( $l_{gL}$ )					
0.08mm	$L_t$	99uH	72uH	58uH	48uH
	$L_l$	35uH	29uH	25uH	22uH
0.1mm	$L_t$	100uH	72uH	58uH	48uH
	$L_l$	34uH	27uH	24uH	21uH
0.12mm	$L_t$	98uH	71uH	57uH	47uH
	$L_l$	31uH	26uH	23uH	20uH
0.17mm	$L_t$	99uH	71uH	57uH	47uH
	$L_l$	27uH	23uH	21uH	19uH

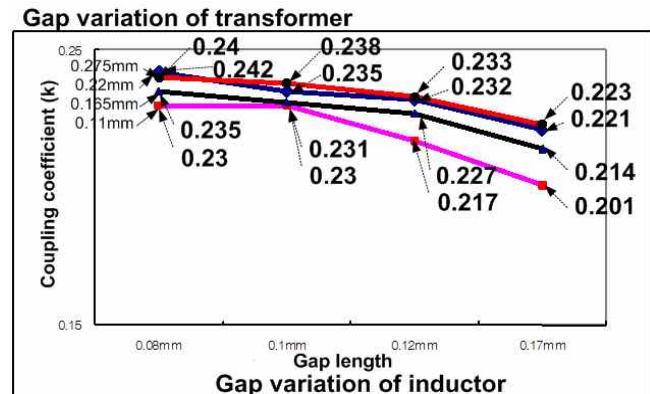


Fig. 7 Coupling coefficient variation due to  $gap(l_{gT}, l_{gL})$  variation

생되는 자기적인 결합을 최소화하기 위해서는 변압기단 중간자로( $A_{e1}$ )의 공극은 최소로 하여야 하고 인덕터단 중간자로( $A_{e4}$ )의 공극은 증가 시켜야 하는 것을 표 1과 그림 7의 파라미터 추출을 통해 알 수 있었다. 변압기단과 인덕터단 간에 결합계수를 감소시키기 위해 인덕터단

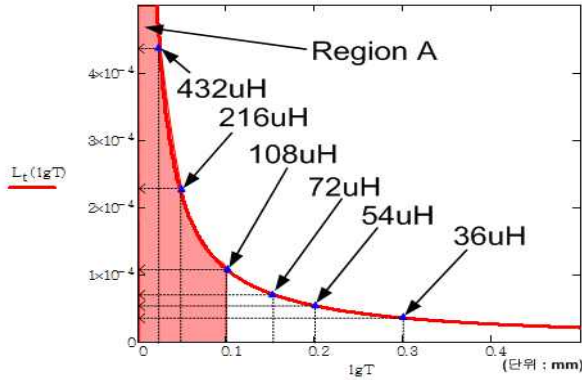


Fig. 8 Transformer self-inductance( $L_t$ ) Variation due to gap( $l_{gT}$ ) variation

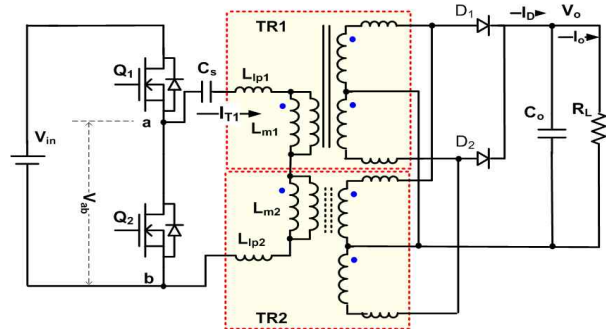
중간자로( $A_{e1}$ )에 공극을 증가 시킬 경우 누설인덕턴스는 감소하게 되며 이와 같은 경우 인덕턴단 중간자로( $A_{e1}$ ) 면적의 조절에 따라 원하는 공진특성을 얻을 수 있게 된다. 또한 결합계수를 감소시키기 위해서는 변압기단 중간자로( $A_{e1}$ ) 공극을 감소시켜야 하는데, 변압기단 중간자로( $A_{e1}$ ) 공극을 0.1mm 이하로 사용하게 되면 그림 8의 Region A(급격하게 변화되는 자기인덕턴스 영역)에서와 같이 미소한 공극변화에도 파라미터 변화가 크게 발생하게 되어 제품을 대량 생산시 불량률이 증가되는 문제점이 발생하게 된다. 따라서 제안된 변압기의 변압기단 중간자로( $A_{e1}$ )에 투입되어야 하는 공극의 길이 선정에 중요한 요소이다. 식 (3)에서 공극변화에 따른 변압기단과 인덕턴단 자기인덕턴스 변화에 대한 그래프는 그림 8과 같다. 그림 8을 통해 알 수 있듯이 변압기단 중간자로( $A_{e1}$ ) 공극이 0.1mm이하에서는 자기인덕턴스 변화가 급격히 발생하게 되며 이는 실제 변압기 제작시 작은 공극 오차에도 파라미터의 변화가 크게 일어나는 것을 확인 할 수 있다. 따라서 변압기 제작 시 미소한 공극변화에도 변압기단 자기인덕턴스의 변화 폭을 감소시키기 위해서는 변압기단 공극을 0.1mm 이상 적용할 것을 권장한다.

$$L_t = \frac{u_r \cdot u_o \cdot N_1^2 \cdot A_{e1} \cdot 10^{-2}}{2l_{gT}} \quad (3)$$

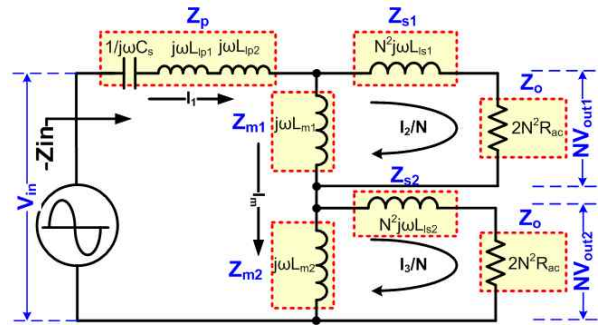
$A_{e1}$  = 변압기단 중간자로면적(172mm<sup>2</sup>)  
 $N_1$  = 턴수(10턴)

#### 4. 두 대 평면변압기적용 LLC 공진컨버터

그림 9(a)는 두 대의 제안된 평면변압기를 적용한 LLC 공진 컨버터 주 회로도이다. 적용된 주 회로는 1차측은 하프-브리지이며 2차측은 센터탭 정류회로로 구성되어 있다. 그리고 두 대의 LLT 변압기 1차측은 직렬로 연결하고, 2차측은 병렬로 결선하였다. 1차측 직렬로 결



(a) LLC resonant converter with two planar transformers



(b) Equivalent circuit

Fig. 9 LLC resonant converter with two planar transformers and its equivalent circuit

선 시 각 권선에 흐르는 전류는 같으므로 권선의 직경은 줄일 수 없지만, 각 변압기 1차측에 인가되는 입력전압은 반으로 감소하기 때문에 턴수를 줄일 수 있는 장점을 가지게 된다. 또한 2차측 권선을 병렬로 연결하게 되면 2차측 권선에 흐르는 전류를 감소시킬 수 있어 작은 직경을 가지는 권선을 사용할 수 있기 때문에 코어의 크기를 줄일 수 있는 장점을 가지게 되어 집적화에 용이한 구조를 가지게 된다. 본 논문에서는 두 대의 변압기를 사용한 LLC 공진 컨버터에 대한 주회로 해석을 하였으며, 기존 1차직렬 2차병렬 구조의 LLC 공진 컨버터의 전압이득 특성 분석시 혼동되었던 부하 설정 및 파라미터의 오차에 따른 전압이득 변화에 대한 정확한 전압이득 분석을 하도록 하였다. 적용된 주회로에 대한 등가회로는 그림 9(b)와 같다. 1차 직렬, 2차 병렬구조를 가지는 LLC 공진컨버터에서 전압이득 특성을 알기 위해서는 일반적으로 입력전압( $V_{in}$ ) 대 변압기 1의 출력전압( $N \cdot V_{out1}$ )의 이득특성과 입력전압( $V_{in}$ ) 대 변압기 2의 출력전압( $N \cdot V_{out2}$ )에 대한 2개의 이득특성이 존재하게 되며, 두 개의 전압이득 특성을 비교 검토하여 변압기를 설계하고 실험 하였다. 이와 같은 경우 변압기 파라미터의 오차 특히 2차측 누설인덕턴스의 파라미터 오차에 따른 전압이득 특성이 달라지게 되어 전압이득 특성 분석 시 어려움을 겪게 된다. 또한 그림 9에서와 같이 전압이득 특성을 분석하기 위해 부하를 절반의 용



량에 해당되는 부하를 삽입하여 계산하는 불편함이 발생하게 된다.<sup>[5]</sup> 따라서 각 변압기의 2차측 누설인덕턴스 오차를 포함하는 정확한 전압이득 특성을 얻기 위해서 그림 9의 등가회로를 전압원이 2개가 존재하며 하나의 부하가 존재하는 그림 10과 같은 등가회로로 변환하여 표현하였다. 그림 9의 등가회로를 그림 10의 등가회로로 나타내기 위해서는 1차측에 위치한 두 개의 자화인덕턴스에 인가되는 전압( $V_{Lm1}, V_{Lm2}$ )을 구하도록 하였고, 두 개의 자화인덕턴스에 인가된 전압에 따른 부하에 흐르는 전류를 구하기 위해서 KCL, KVL을 적용하여 부하에 인가되는 전압을 구하도록 하였다.

$L_{lp1}, L_{lp2}$  및  $N^2L_{ls1}, N^2L_{ls2}$  그리고  $L_{m1}, L_{m2}$ 는 공진컨버터의 1차측 누설인덕턴스 및 2차측 누설인덕턴스 그리고 자화인덕턴스를 나타낸 것이다. 또한  $2 \cdot N^2R_{ac1}$ 과  $2 \cdot N^2R_{ac2}$ 는 그림 4의 부하저항, 정류 다이오드 그리고 필터 커패시터를 등가화 하여 1차측으로 반영된 절반 용량에 대한 등가 부하저항이다. 식 (4)는 입력전압에 대한 변압기1의 자화인덕턴스에 인가되는 전압의 전압이득 특성을 나타내는 식이며 식 (5)는 입력전압에 대한 변압기2의 자화인덕턴스에 인가되는 전압의 전압이득 특성을 나타낸 식이다. 식 (6)는 1차측에서 바라본 모든 입력 임피던스를 나타내고 있으며 식 (6) 표현시 필요한 각 파라미터의 정의는 식 (7)에 표현하였다. 식 (8)은 전압이득 특성 변화에 중요한 요소인 1차측 누설인덕턴스와 자화인덕턴스의 비(A)를 나타내는 식과 2차측 누설인덕턴스와 자화인덕턴스의 비(B)를 나타내는 식 그리고 부하와 자화인덕턴스의 비(C)를 나타내는 식을 정리한 식이다. 식 (4)에서 식 (8)을 통해 입력전압 대 두 개의 자화인덕턴스  $L_{m1}, L_{m2}$ 에 인가되는 전압 비를 식 (9)와 식 (10)에 의해 얻을 수 있게 된다.

$$G_{VLm1} = \frac{V_{m1}}{V_{in}} = \frac{(Z_{o1} + Z_{s1})}{Z_{in} \cdot \left( \frac{Z_{s1} + Z_{o1} + Z_{m1}}{Z_{m1}} \right)} \quad (4)$$

$$G_{VLm2} = \frac{V_{m2}}{V_{in}} = \frac{(Z_{o2} + Z_{s2})}{Z_{in} \cdot \left( \frac{Z_{s2} + Z_{o2} + Z_{m2}}{Z_{m2}} \right)} \quad (5)$$

$$Z_{in} = Z_p + \frac{(Z_{o1} + Z_{s1})Z_{m1}}{(Z_{o1} + Z_{s1} + Z_{m1})} + \frac{(Z_{o2} + Z_{s2})Z_{m2}}{(Z_{o2} + Z_{s2} + Z_{m2})} \quad (6)$$

$$Z_{s1} = N^2j\omega L_{s1}, Z_{s2} = N^2j\omega L_{s2}, Z_o = 2N^2R_{ac}, Z_{m1} = j\omega L_{m1}, Z_{m2} = j\omega L_{m2} \quad (7)$$

$$A_1 = \frac{L_{l11}}{L_{m1}}, B_1 = \frac{N^2L_{l21}}{L_{m1}}, C_1 = \frac{N^2R_{ac}}{j\omega L_{m1}}, A_2 = \frac{L_{l12}}{L_{m2}}, B_2 = \frac{N^2L_{l22}}{L_{m2}}, C_2 = \frac{N^2R_{ac}}{j\omega L_{m2}} \quad (8)$$

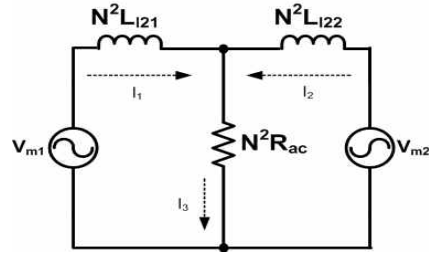


Fig. 10 Equivalent circuit by using the KCL and KVL law

$$G_{VLm1} = \left| \frac{2N^2R_{ac} + j\omega L_{l21}}{\frac{1}{j\omega C_r} + j\omega L_{m1} \left( A_1 + \frac{B_1 + C_1}{1 + B_1 + C_1} \right) + j\omega L_{m2} \left( A_2 + \frac{B_2 + C_2}{1 + B_2 + C_2} \right)} \right| \cdot (B_1 + C_1 + 1) \quad (9)$$

$$G_{VLm2} = \left| \frac{2N^2R_{ac} + j\omega L_{l22}}{\frac{1}{j\omega C_r} + j\omega L_{m2} \left( A_2 + \frac{B_2 + C_2}{1 + B_2 + C_2} \right) + j\omega L_{m1} \left( A_1 + \frac{B_1 + C_1}{1 + B_1 + C_1} \right)} \right| \cdot (B_2 + C_2 + 1) \quad (10)$$

부하에 인가되는 전압을 해석하기 위해 그림 10과 같은 두 개의 전압원을 가지며 두 개의 전원단으로부터 유입되는 두 개의 전류는 하나의 부하에 유입되는 형태를 가지는 등가회로로 나타낼 수 있게 된다. 그림 10의 등가회로 회로분석시 KCL, KVL 법칙을 이용하면 2차측 파라미터 오차 변화에도 정확한 전압이득 특성을 얻을 수 있게 된다. 또한 부하 설정 또한 실제 동작에 적용되는 부하 파라미터를 적용하여 구할 수 있게 되어 공진탱크회로가 1차 직렬, 2차 병렬 구조를 가지는 LLC 공진컨버터의 전압이득특성을 분석 할 수 있게 된다. 변압기1의 자화인덕턴스에 인가되는 전압  $V_{m1}$ 에 대해 변압기1의 2차측 누설인덕턴스  $N^2L_{l21}$ 에 흐르는 전류  $I_1$ 을 식 (11)에 나타내었고 변압기2의 자화인덕턴스에 인가되는 전압  $V_{m2}$ 에 대해 변압기2의 2차측 누설인덕턴스  $N^2L_{l22}$ 에 흐르는 전류  $I_2$ 를 식 (12)에 나타내었다. 부하에 흐르는 전류  $I_3$ 는 식 (11)과 식 (12)의 합으로 식 (13)에 나타내었고 최종 출력전압이득은 식 (14)을 통해 얻을 수 있게 된다. 그림 9와 그림 10의 등가회로와 식 (4)~(13)에 의하여 얻은 최종전압이득 특성식은 식 (14)와 같다. 식 (14)를 적용하여 Math-CAD를 이용한 시뮬레이션결과는 그림 11이다.

$$I_1 = \left| \frac{V_{GLm2} - (N^2j\omega L_{l22} + N^2R_{ac})I_2}{N^2R_{ac}} \right| \quad (11)$$

$$I_2 = \left| \frac{V_{GLm1} - \left( \frac{N^2j\omega L_{l21}}{N^2R_{ac}} + 1 \right) V_{GLm2}}{N^2R_{ac} - (N^2j\omega L_{l22} + N^2R_{ac}) \left( \frac{N^2j\omega L_{l1}}{N^2R_{ac}} + 1 \right)} \right| \quad (12)$$

$$I_3 = I_1 + I_2 \quad (13)$$

$$V_o = I_3 N^2R_{ac} \frac{1}{N} \quad (14)$$

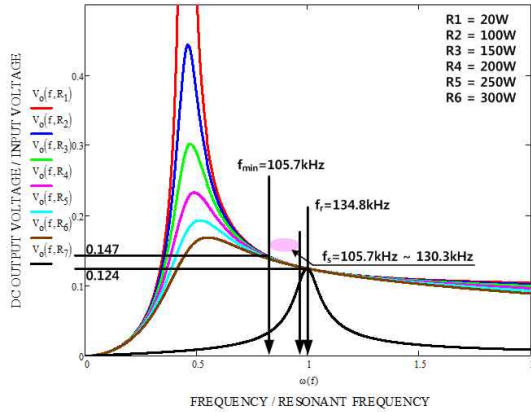


Fig. 11 Voltage gain characteristics due to the load variation

Table 2 Specifications of proposed planar transformer

Input voltage( $V_{in}$ )	360V <sub>dc</sub> ~ 400V <sub>dc</sub>
Output voltage( $V_O$ )/current( $I_O$ )	24V/12.5A
Output power( $P_O$ )	300W
Switching frequency range( $f_s$ )	105.7kHz ~ 130.3kHz
Resonant frequency( $f_r$ )	134.8kHz
Resonant capacitor( $C_s$ )	24nF
Input/output capacitor( $C_{in}/C_o$ )	231uF/132uF
Switching devices( $Q_1, Q_2$ )	SPW24N60C3
Output diodes	MBRF20100CT
IC Controller	MC34067
Gap length (Transformer center and side leg)	0.12mm
Gap length (Inductor center and side leg)	0.32mm

Table 3 Parameters of proposed planar transformer

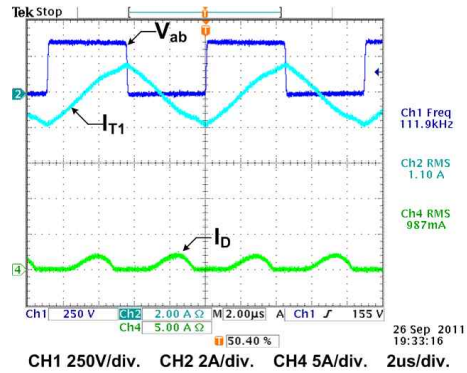
Primary inductance( $L_{p1}/L_{p2}$ )	142.6uH/141.6uH
Secondary inductance( $L_{s1}/L_{s2}$ )	6.948uH/6.922uH
Primary leakage inductance( $L_{lp1}/L_{lp2}$ )	16.12uH/16.05uH
Magnetizing inductance( $L_{m1}/L_{m2}$ )	126.5uH/125.5uH
Equivalent inductance	28.90uH/29.15uH
Turn ratio( $1/N=N_2/N_1$ )	0.223(2/9)

### 5. 실험결과

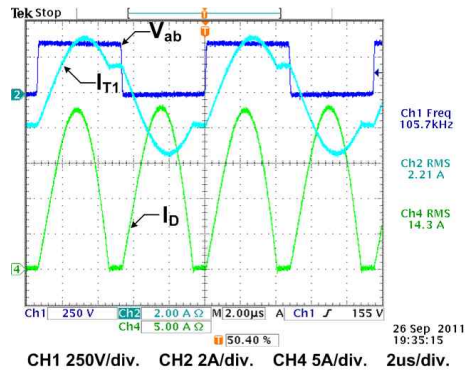
본 논문에서는 300W 정격출력용량을 갖는 LLC 공진 컨버터에 제안된 평면변압기를 적용하여 Hold up Time(순간 정전할 때의 전압) 및 주어진 사양에 따라 입력전압 360V<sub>dc</sub>~400V<sub>dc</sub> 조건에서 최대정격 출력용량 24V/12.5A 에 대해 각각 실험하였다. 실험조건과 주요 정격에 대해 표 2에 나타내었다.

그림 12(a)(b)는 그림 3의 제안된 평면변압기의 실험 파형으로 입력전압( $V_{in}$  : 360V<sub>dc</sub>)에 대하여 출력전압 24V, 출력용량 20W, 300W 일 때 1차측 단자전압( $V_{ab}$ )과 전류( $I_{T1}$ ) 및 2차측 정류단전류( $I_D$ )를 측정된 파형이다. 그림 13(a)(b)는 입력전압( $V_{in}$  : 400V<sub>dc</sub>)에 대하여 출

력전압 24V, 출력용량 20W, 300W일 때 1차측 단자전압( $V_{ab}$ )과 전류( $I_{T1}$ ) 및 2차측 정류단전류( $I_D$ )를 측정된 파형이다. 실험결과 그림 11의 부하 변화에 따른 전압이득 특성( $G_V$ )과 비교하여 이득특성 및 동작 스위칭 주파수 범위(105.7kHz~130.3kHz)가 일치하는 것을 확인하였다. 또한 모든 부하 조건에서 단자전류( $I_{T1}$ )는 단자전압( $V_{ab}$ )에 대해 항상 지상전류가 흐르기 때문에 항상 ZVS(Zero Voltage Switching)동작됨을 확인 할 수 있었다.

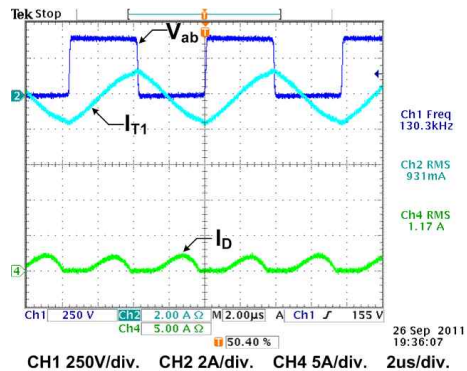


(a) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load conditions(24V/0.8A(20W))

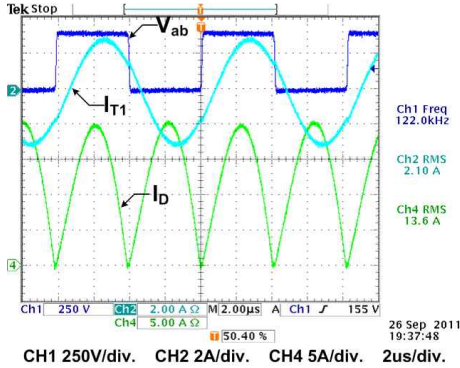


(b) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load conditions(24V/12.5A(300W))

Fig. 12 Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the input voltage 360V<sub>dc</sub>



(a) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load conditions(24V/0.8A(20W)).



(b) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load conditions(24V/12.5A(300W)).

Fig. 13 Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the input voltage 400V<sub>dc</sub>

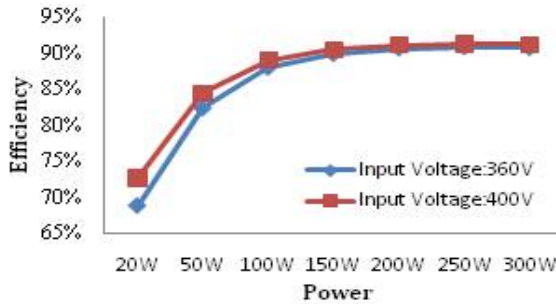


Fig. 14 Efficiency of each load condition for 360V<sub>dc</sub> and 400V<sub>dc</sub> input conditions

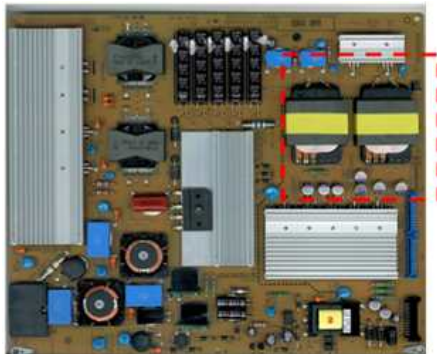


Fig. 15 Photograph of LED TV power module using planar transformers

그림 14는 그림 3의 제안된 평면변압기의 효율측정으로 입력전압 360V<sub>dc</sub>에서는 최대부하(300W)일 때 90.74% 효율이 측정되었고, 입력전압 400V<sub>dc</sub>에서는 최대부하(300W)일 때 91.27%의 효율 특성을 보여주었다.

### 6. 결 론

본 논문에서는 제안된 변압기를 적용하여 LLC 공진 컨버터를 구성하여 실험하였다. 새로운 형상을 가지는 변압기에 대해 이론적인 해석을 하였으며 실제 변압기

를 측정하여 수식의 타당성을 검증하였고, 제안된 변압기 사용 시 고려사항을 제시하여 대량 생산 때 불량률을 감소시킬 수 있는 방법을 제안하였고 이러한 고려사항에 따라 제작된 변압기를 실험하여 전압이득 특성 수식과 비교하여 수식의 타당성을 검증하였고 실제 적용이 가능함을 보였다.

이 논문은 LG 이노텍(주)와 전주대 산학협력 연구과제의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

### 참 고 문 헌

- [1] W.Chen, G. Hua, D. Sable and F.C. Lee, "Design of high efficiency, low profile, low voltage converter with intergrated magnetics", *IEEE-APEC'97*, pp. 911-917, 1997.
- [2] Ionel Jitaru, "High Power Planar Transformer", Rompower Inc., Patent No : US6,211,767 B1, 2001. 4. 3
- [3] Eun Soo Kim, Bong Gun Chung, "Planar transformer", Jeonju University, Patent No. : 10-1054902, 2011. 8. 1
- [4] S.I Kang, J.H Kim, E.S Kim, J.H Park, D.Y Huh, and Y.C Jung, "LLC Series Resonant Converter with two Transformers" *Transactions of KIPE*, Vol.17 No.1, pp. 431~439, December 2009.
- [5] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang and G. Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion", *IEEE APEC '02*, Vol. 2, pp. 1108-1112, 2002.
- [6] Dianbo Fu, Fred C. Lee and Shuo Wang, "Investigation on Transformer Design of High Frequency High Efficiency DC-DC Converters", *in proc. IEEE APEC '10*, pp. 940-947, 2010.
- [7] Y. Liu, A.Pratt, P. Kumar, M. Xu, Fred C. Lee, "390VV Input VRM for High Efficiency Server Power Architecture", *IEEE APEC '07*, pp. 1619-1624, 2007.
- [8] Jee-Hoon Jung, Jong-Moon Choi, Joong-gi Kwon, "Desing Methodology for Transformers Including Integrated and Center-tapped Structures for LLC Resonant Converter", *Journal of Power Electronics*, Vol. 9 No. 2, pp. 215-223, 2009. 3.



#### 이승민(李升珉)

1987년 3월 16일생. 2011년 8월 전주대 전기전자정보통신공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



#### 김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1989년~2001년 한국전기연구원 전력전자연구그룹 선임연구원. 2001년 9월~현재 전주대 공과대학 전기전자정보통신공학부 부교수. 당 학회 학술이사.



### **정봉근(丁烽根)**

1982년 11월 24일생. 2009년 전주대 전기 전자정보통신공학부 졸업. 2011년 8월 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 현재 LG이노텍(주) 파워연구실 연구원.



### **이재삼(李在삼)**

1974년 1월 26일생 2000년 국민대 전자공학과 졸업. 2004년~현재 LG이노텍(주) 파워연구실 책임연구원. 전주대 전기전자공학과 석사과정.



### **김유선(金宥宣)**

1978년 8월 3일생. 2004년 전남대 전자공학과 졸업. 2006년 동 대학원 졸업(석사). 2010년 동 대학원 졸업(공박). 2010년~현재 LG이노텍(주) 파워연구실 선임연구원.



### **허동영(許東營)**

1961년 3월 28일생. 1987년 경북대 전자공학과 졸업. 1989년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공박). 1994년~1997년 대우전자 Monitor 연구소. 1998년~2005년

Fairchild Semiconductor : Power System Control IC 개발. 2006년~현재 LG이노텍(주) 파워연구실 상무/연구위원.