

새로운 형상의 평면변압기를 이용한 LLC 공진컨버터

李升珉*, 魯榮宰*, 姜喆夏**, 張相皓*, 金恩洙†, 丁烽根***, 李光鎬***

LLC Resonant Converter Using A Novel Planar Transformer

Seung-Min Lee, Young-Jae Noh, Cheol-Ha Kang, Sang-Ho Jang, Eun-Soo Kim,
Bong-Gun Chung, and Kwang-Ho Lee

요 약

본 논문은 새로운 형상을 가지는 평면 변압기를 적용한 200W급 공진컨버터에 대한 내용이다. 제안된 평면변압기는 기존 누설인덕턴스가 작은 평면변압기와 달리 누설인덕턴스가 조절이 가능하여 원하는 공진 특성을 얻을 수 있는 특징을 가지는 저가형 고집적화에 용이한 변압기이다. 본 논문에서는 제안된 평면변압기를 적용하여 200W급 전 원장치에 적용하여 실험하였으며, 실험결과와 이론적인 해석에 대해 서술하였다.

ABSTRACT

To cope with the high power density and low cost in switching power supply, this paper presents a novel planar transformer, which can regulate the leakage inductance of planar transformer used for LLC resonant converter. Modeling and analysis of a novel planar transformer are discussed in detail and a prototype 200W LLC resonant converter is tested to verify.

Key Words : Planar Transformer, LLC resonant converter, Magnetics Design, Magnetics modeling, Integrated magnetics design

1. 서 론

최근 이슈화 되고 있는 스위칭전원장치(SMPS: Switching Mode Power Supply)의 슬림화 추세에 맞춰 이에 대응 할 수 있는 고집적전원장치 개발이 요구 되고 있다. 고집적화 및 슬림화를 위해서는 LLC 공진 컨버터에 사용되는 변압기의 집적화가 필요하지만 기존 권선형 변압기 사용시 보빈 또는 코어의 높이를 감

소시키는데 한계성을 가지게 되어 평면변압기적용 LLC 공진컨버터 개발이 활발히 이루어지고 있다.^[1,2,3,4] 하지만 평면변압기를 적용한 LLC 공진컨버터는 1차측 권선과 2차측 권선이 기존 변압기에 비해 매우 밀착되어 있는 구조를 가지기 때문에 누설자속이 적어 높은 결합계수를 가지게 된다. 따라서 원하는 공진특성을 얻기 위해서 그림 1과 같이 외부에 별도의 인덕터를 사용하지만 별도의 인덕터 사용에 따라 부피증가와 단가 증가와 같은 문제점을 갖는다. 이러한 문제점을 개선하고자 그림 2와 같이 변압기(TR)와 공진을 위한 인덕터(Lr)가 하나로 결합되어 있는 코어형상을 가지는 새로운 평면변압기를 제안하였다.^[5] 새로운 코어형상을 갖는 제안된 평면변압기를 200W LLC 공진컨버터에 적용, 실험하였다.

†교신저자 : 정희원, 전주대 전기전자정보통신공학부 부교수
E-mail : eskim@jj.ac.kr

*학생회원, 전주대 전기전자공학부 석사과정

**학생회원, 전주대 전기전자공학부 학부과정

***정희원, LG이노텍(주) 파워연구실 연구원

접수일자 : 2011. 10. 11

1차 심사 : 2011. 11. 8

심사완료 : 2011. 11. 24

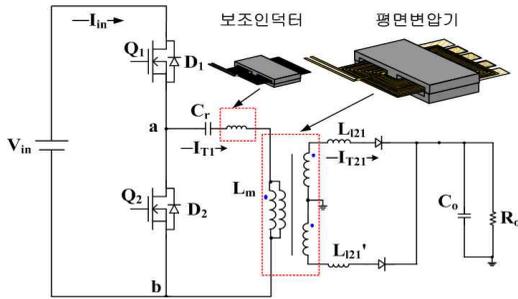


그림 1 기존 평면변압기를 이용한 LLC 공진컨버터
Fig. 1 Conventional LLC converter with an auxiliary resonant inductor and a planar transformer

2. 제안된 평면변압기 구조 및 형상

그림 2는 누설인덕턴스 조절이 가능한 제안된 평면 변압기의 구조이다. 제안된 평면변압기는 ‘EE’ 형상을 가지는 변압기단(TR)과 ‘EE’ 형상의 인덕터단(Lr)이 결합되어 하나의 변압기 형태를 갖는 것을 특징으로 한다. 변압기단(TR)과 인덕터단(Lr) 중간자로(A_{e1}, A_{e4})는 서로 분리되어 빈 공간 A_{e5}를 가지게 된다. 이는 2차측 권선이 변압기단 중간자로(A_{e1})를 둘러싸며 배치되어야 하기 때문이다. 또한 제안된 평면변압기의 외각자로(A_{e3})는 자속이 통과하는 면적을 크게 하여 큰 전류에도 코어가 쉽게 포화되지 않도록 하였다. 1차측 권선은 그림 2에 나타낸 바와 같이 변압기단 중간자로 면적(A_{e1})과 인덕터단 중간자로면적(A_{e4})을 둘러싸며 배치되며 2차측 권선은 변압기단 중간자로(A_{e1})만을 둘러싸며 배치되어 1차측 권선과 결합되는 구조를 가지게 된다. 공진을 위한 누설인덕턴스는 1차측 권선과 2차측 권선이 결합되지 않는 부분인 인덕터단 중간자로(A_{e4})을 둘러싸며 배치되는 1차측 권선에 의해 발생하게 되며 누설인덕턴스는 인덕터단의 중간자로(A_{e4})의 크기나 공극의 길이 변화를 통해 조절이 가능한 형태를 가지게 된다. 하지만 제안된 평면변압기는 변압기단 중간자로(A_{e1})와 인덕터단 중간자로(A_{e4})를 둘러싸며 배치된 1차측 권선에 전류가 흐르게 되면 변압기단과 인덕터단에서 동시에 자속이 발생하게 되며, 대부분의 자속들은 각자의 외각자로(A_{e3})를 통해 자속이 통과되지만 그림 3의 Maxwell3D 시뮬레이션을 통해 알 수 있듯 변압기단과 인덕터단 서로간의 자기적인 결합에 의해 영향을 받게 된다. 이러한 변압기단(TR)과 인덕터단(Lr) 간의 자기적인 결합은 제안된 평면변압기의 분석 및 설계에 중요한 요소를 가지게 되므로 정확한 분석이 필요하다.

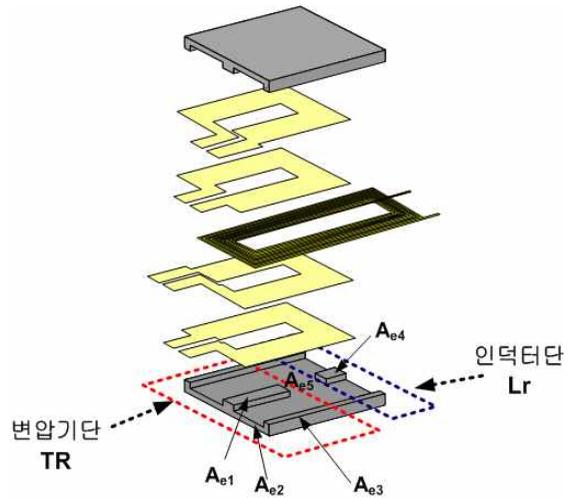


그림 2. 제안된 평면 변압기 형상
Fig. 2 Structure of proposed planar transformer

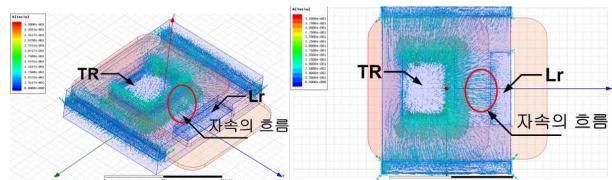


그림 3. 제안된 평면 변압기 Maxwell3D 시뮬레이션
Fig. 3 Maxwell3D simulation result of proposed planar transformer

3. 제안된 평면 변압기의 설계

3.1 제안된 평면 변압기의 모델링

제안된 평면변압기의 1차측 권선에 전류가 흐르게 되면 변압기단(TR)에서 발생하는 자속과 인덕터단(Lr)에서 발생하는 자속은 서로 상쇄되는 방향을 가지는 차동접속 형태가 된다. 따라서 차동접속에 따른 변압기단과 인덕터단을 둘러싸며 배치되는 1차측 자기인덕턴스를 알기 위해서는 변압기단 자기인덕턴스(L_T)와 인덕터단 자기인덕턴스(L_L) 그리고 상호간에 존재하는 상호인덕턴스(M)를 알기 위한 결합계수를 추출해야 하며 이를 위해서는 자기모델링이 필요하다. 그림 4(a)와 그림 4(b)는 변압기단에서 발생하는 자기인덕턴스를 구하기 위한 등가릴럭턴스이며, 그림 5(a) 그림 5(b)는 인덕터단에서 발생하는 자기인덕턴스를 구하기 위한 등가릴럭턴스를 나타낸다. l₁~l₅는 그림 6(a)인 제안된 코어의 MPL(Magnetic path length)을 표시하며 Ae₁~Ae₅는 그림 6(b) 제안된 코어의 단면적을

나타낸다. $\mu = \mu_r \mu_0$ 로 코어의 투자율이다. μ_0 는 매질이 진공일 때의 투자율이며, μ_r 은 진공의 투자율 μ_0 에 대해 매질의 투자율이 가지는 상대적인 비로서 비투자율이라고 한다. 진공의 투자율 μ_0 은 $4\pi \times 10^{-7}$ 이며 코어의 최대 μ_r 은 식 (1)을 적용하여 추출이 가능하다. 하지만 본 논문에 적용된 코어는 아직 정확한 EMPL (Effective Magnetic Path Length)와 A_e (Effective Area)이 명시되어 있지 않으며, 파악하는데 어려움이 있기 때문에 코어의 데이터시트에 명시된 μ_r 를 적용하도록 하였다. 사용된 코어(PMI5)의 μ_r 은 2500이며 코어 데이터시트에 명시된 오차는 $\pm 25\%$ 이다.

$$\text{Max } \mu_r = \frac{L \times l_e}{\mu_0 \times N^2 \times A_e} \times 10^2 \quad (1)$$

제안된 평면변압기를 등가릴력턴스로 변환하기 위하여 식(2)을 적용하였다. 여기서 $R_{Ae1} \sim R_{Ae5}$ 는 코어의 자로에 대한 자기릴력턴스이며 R_{Aeg1} , R_{Aeg4} 는 변압기 단과 인덕터단 공극에 대한 자기릴력턴스이다.

$$\begin{aligned} R_{Ae1} &= \frac{l_1}{\mu A_{e1}}, & R_{Ae2} &= \frac{l_2}{\mu A_{e2}}, & R_{Ae3} &= \frac{l_3}{\mu A_{e3}}, \\ R_{Ae4} &= \frac{l_4}{\mu A_{e4}}, & R_{Ae5} &= \frac{l_5}{\mu A_{e5}}, \\ R_{gAe1} &= \frac{l_{gT}}{\mu_o A_{e1}}, & R_{gAe4} &= \frac{l_{gL}}{\mu_o A_{e4}} \end{aligned} \quad (2)$$

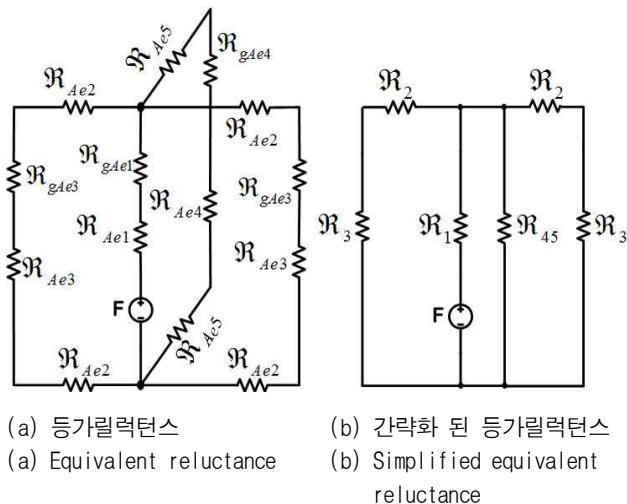


그림 4 변압기단 등가회로
Fig. 4 Equivalent reluctance circuit of Transformer

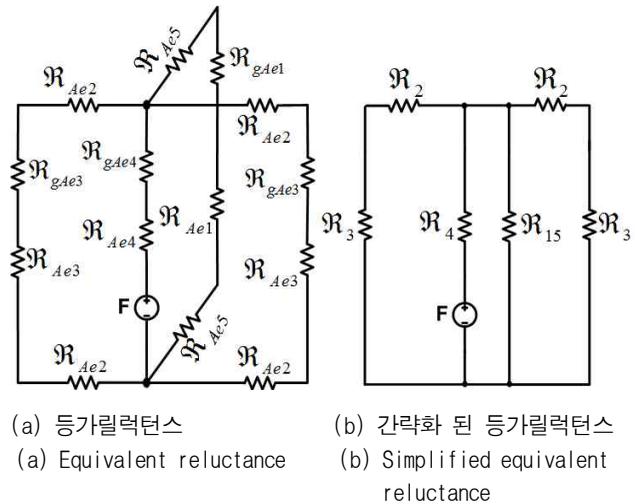
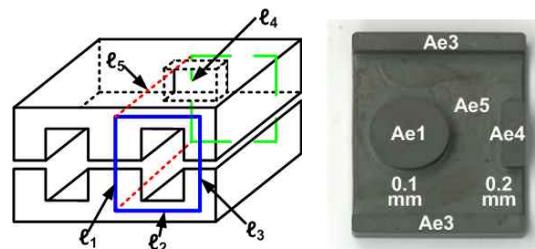
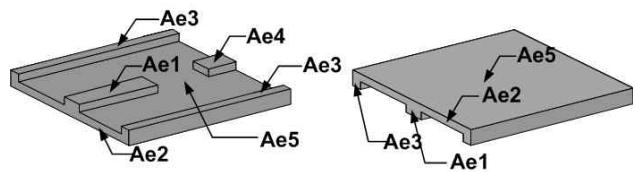


그림 5 인덕터단 등가회로
Fig. 5 Equivalent reluctance circuit of inductor



(a) 제안된 평면 코어 MPL 및 형상
(a) Magnetic path length and configuration of proposed planar core



(b) 제안된 평면 코어 자로면적
(b) Cross areas of proposed planar core

그림 6 제안된 코어 형상
Fig. 6 Configuration of the proposed planar core

그림 4(a)의 등가릴력턴스에서 R_{Ae5} 와 R_{Ae4} 는 직렬로 연결되어 있기 때문에 그림 4(b)와 같이 2차원 등가회로로 간단히 표현할 수 있다. 간단히 표현된 등가회로 4(b)에 대한 변압기단의 최종 릴력턴스(R_T)는 식 (3)를 통해 얻을 수 있으며 이에 따른 변압기단 자기인덕턴스(L_T)는 식 (4)을 통해 얻을 수 있다. 그림 5(a)의 인덕터단 등가릴력턴스도 그림 5(b)와 같이 2

차원 등가회로로 간단히 표현 할 수 있으며 그림 5(b)에 대한 인덕터단의 최종 릴럭턴스(\mathcal{R}_L)는 식(5)을 통해 얻을 수 있으며 이에 따른 인덕터단 자기인덕턴스(L_L)는 식(6)를 통해 얻을 수 있다. 식 (7)은 식 (2)을 적용하여 그림 4(a)와 그림 5(a)의 등가회로를 그림 4(b)와 그림 5(b)에 같이 간략하게 표시하기 위해 정리한 식이다.

$$\mathcal{R}_T = \frac{(\mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_3)\mathcal{R}_{45} + \mathcal{R}_1(\mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_3 + 2\mathcal{R}_{45})}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_3 + 2\mathcal{R}_{45}} \quad (3)$$

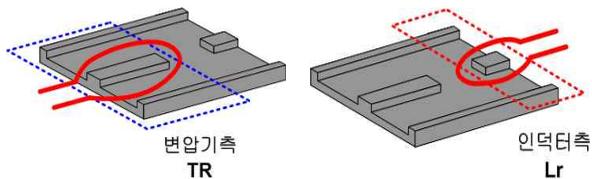
$$L_T = \frac{N_T^2}{\mathcal{R}_T} \quad (4)$$

$$\mathcal{R}_L = \frac{(\mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_3)\mathcal{R}_{15} + \mathcal{R}_4(\mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_3 + 2\mathcal{R}_{15})}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_3 + 2\mathcal{R}_{15}} \quad (5)$$

$$L_L = \frac{N_L^2}{\mathcal{R}_L} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_1 &= \mathcal{R}_{gAe1} + \mathcal{R}_{Ae1}, \quad \mathcal{R}_2 = 2\mathcal{R}_{Ae2}, \quad \mathcal{R}_3 = \mathcal{R}_{gAe3} + \mathcal{R}_{Ae3}, \\ \mathcal{R}_4 &= \mathcal{R}_{gAe4} + \mathcal{R}_{Ae4}, \quad \mathcal{R}_{15} = \mathcal{R}_{gAe1} + \mathcal{R}_{Ae1} + 2\mathcal{R}_{Ae5}, \\ \mathcal{R}_{45} &= \mathcal{R}_{gAe4} + \mathcal{R}_{Ae4} + 2\mathcal{R}_{Ae5} \end{aligned} \quad (7)$$

해석된 등가릴럭턴스 회로의 검증을 위하여 식 (4)를 적용하여 변압기단과 인덕터단 공극(ℓ_{gT}, ℓ_{gL}) 변화에 따른 변압기단 자기인덕턴스(L_T)의 계산 값과 그림 7(a)와 같이 실제 제안된 평면변압기의 변압기단 중간자로(A_{e1})만을 둘러싸며 권선한 측정치 비교 데이터를 표 1에 나타내었다. 다음으로 그림 7(b)와 같이 실제 제안된 평면변압기의 인덕터단 중간자로면적(A_{e2})만을 둘러싸며 권선하여 측정한 데이터와 식 (6)을 적용하여 제작된 변압기의 변압기단과 인덕터단 공극(ℓ_{gT}, ℓ_{gL})변화에 따른 인덕터단 자기인덕턴스(L_L)의 계산 값을 표 2에 나타내었다.



(a) 변압기단 인덕턴스 측정 (b) 인덕터단 인덕턴스 측정
(a) Inductance measurement of transformer side (b) Inductance measurement of inductor side

그림 7 파라미터 추출을 위한 권선방법
Fig. 7 Winding method for parameter measurement

표 1 변압기단과 인덕터단 공극변화에 따른 측정된 변압기단 자기인덕턴스(L_T)

Table 1 Measured self-inductance of the transformer side according to the gap change in transformer side and inductor side

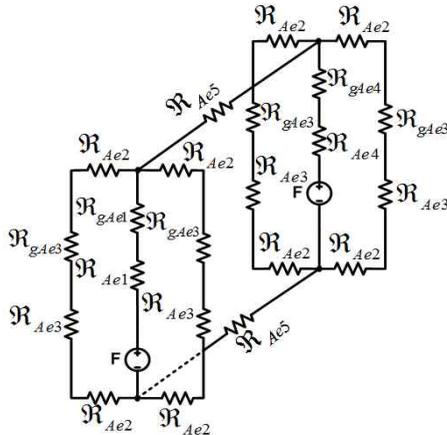
| 변압기공극(ℓ_{gT}) 인덕터공극(ℓ_{gL}) | | 0.06 [mm] | 0.12 [mm] | 0.18 [mm] | 0.24 [mm] |
|--|-----|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | | 0.1mm | 측정값 504uH | 299uH | 218uH |
| | 계산값 | 531uH | 294uH | 203uH | 156uH |
| 0.2mm | 측정값 | 480uH | 287uH | 214uH | 171uH |
| | 계산값 | 521uH | 288uH | 200uH | 153uH |
| 0.3mm | 측정값 | 478uH | 285uH | 210uH | 170uH |
| | 계산값 | 516uH | 286uH | 198uH | 152uH |

표 2 변압기단과 인덕터단 공극변화에 따른 측정된 인덕터단 자기인덕턴스 (L_L)

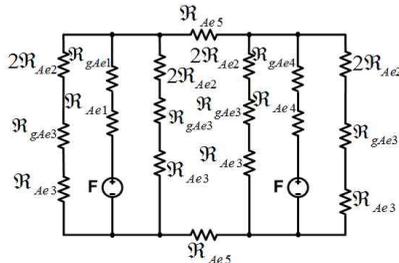
Table 2 Measured self-inductance of the inductor side according to the gap change in inductor side and transformer side

| 변압기공극(ℓ_{gT}) 인덕터공극(ℓ_{gL}) | | 0.06 [mm] | 0.12 [mm] | 0.18 [mm] | 0.24 [mm] |
|--|-----|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | | 0.1mm | 측정값 98uH | 80uH | 68uH |
| | 계산값 | 128uH | 92uH | 72uH | 59uH |
| 0.2mm | 측정값 | 94uH | 77uH | 67uH | 60uH |
| | 계산값 | 81uH | 65uH | 54uH | 47uH |
| 0.3mm | 측정값 | 62uH | 55uH | 50uH | 46uH |
| | 계산값 | 60uH | 51uH | 44uH | 39uH |

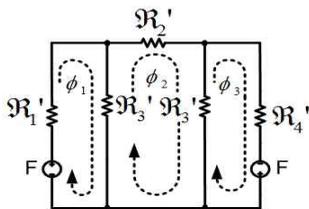
변압기단과 인덕터단 간 발생하는 자기적인 결합계수(k)를 알기 위해 변압기단과 인덕터단을 포함하는 제안된 평면변압기 전체 등가릴럭턴스 회로는 그림 10(a)와 같이 나타내었다. 3차원 형식으로 표시된 등가릴럭턴스 회로를 2차원적으로 표현하게 되면 그림 10(b)와 같으며 변압기단과 인덕터단의 외각릴럭턴스($\mathcal{R}_{Ae3} + \mathcal{R}_{gAe3} + \mathcal{R}_{gAe2}$)는 좌우대칭으로 같은 파라미터를 가지게 되므로 식 (9)을 통해서 그림 10(c)와 같이 간략화가 가능하게 된다.



(a) 제안된 평면 변압기 등가릴렉턴스
(a) Equivalent reluctance of proposed planar transformer



(b) 제안된 평면 변압기 2차원 등가릴렉턴스
(b) 2 dimension equivalent reluctance of proposed planar transformer



(c) 제안된 평면 변압기 간략화된 등가회로
(c) Simplified equivalent reluctance of proposed planar transformer

그림 10 변압기측과 인덕터측을 포함하는 변압기 등가회로
Fig.10 Equivalent reluctance including transformer and inductor

그림 10(c)와 같이 간략화된 등가회로에서 KCL, KVL을 통해 각 루프에서 발생하는 자속의 크기를 계산하기 위해 식 (8)~식 (13)와 같이 표현이 가능하게 되며 이에 따른 결합계수(k)는 식 (14)와 같이 표현이 가능하다. 식 (4)와 식 (6)을 통해 변압기단과 인덕터단 자기인덕턴스(L_T, L_L)를 알 수 있으며 식 (14)을 통해 변압기단과 인덕터단의 결합계수(k)를 추출하여 변압기단과 인덕터단에 발생하는 상호인덕턴스(M)를 식 (15)을 통해 추출할 수 있게 된다.

$$\begin{pmatrix} (\mathcal{R}'_1 + \mathcal{R}'_3) & -\mathcal{R}'_3 & 0 \\ (\mathcal{R}'_1 + \mathcal{R}'_3) & (\mathcal{R}'_2 - 2\mathcal{R}'_3) & (\mathcal{R}'_3 - \mathcal{R}'_4) \\ 0 & -\mathcal{R}'_3 & (\mathcal{R}'_3 + \mathcal{R}'_4) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Phi_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_1 \\ 0 \\ F_2 \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{R}'_1 &= \mathcal{R}_{gAe1} + \mathcal{R}_{Ae1}, & \mathcal{R}'_2 &= 2\mathcal{R}_{Ae5} \\ \mathcal{R}'_3 &= \frac{\mathcal{R}_{gAe3} + \mathcal{R}_{Ae3} + 2\mathcal{R}_{Ac2}}{2}, & \mathcal{R}'_4 &= \mathcal{R}_{gAe4} + \mathcal{R}_{Ae4} \end{aligned} \quad (9)$$

$$D = (\mathcal{R}'_1 + \mathcal{R}'_3) \times [(\mathcal{R}'_3 + \mathcal{R}'_4) \times (\mathcal{R}'_2 - 2\mathcal{R}'_3) + 2\mathcal{R}'_3]^2 \quad (10)$$

$$\Phi_1 = \frac{F(\mathcal{R}'_2 - 2\mathcal{R}'_3)(\mathcal{R}'_3 + \mathcal{R}'_4)}{D} \quad (11)$$

$$\Phi_2 = \frac{-F(\mathcal{R}'_1 + \mathcal{R}'_3)2\mathcal{R}'_3}{D} \quad (12)$$

$$\Phi_3 = \frac{F(\mathcal{R}'_1 + \mathcal{R}'_3)(\mathcal{R}'_2 - 2\mathcal{R}'_3)}{D} \quad (13)$$

$$k = \frac{\Phi_2}{\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3} \quad (14)$$

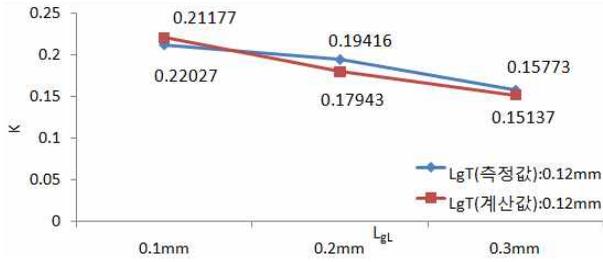
$$M = k \times \sqrt{L_T \times L_L} \quad (15)$$

그림 11은 변압기단 공극(ℓ_{gT})변화(0.06mm~0.24mm)와 인덕터단 공극(ℓ_{gL})변화(0.1mm~0.3mm)에 대한 결합계수(k)의 변화를 실제 제작된 변압기의 측정값과 식(8)~(15)을 적용한 계산치 비교 그래프를 나타내고 있다. 그림 11(a)는 변압기단 공극(ℓ_{gT})을 0.12mm로 고정 시키고 인덕터단 공극(ℓ_{gL})을 0.1mm, 0.2mm, 0.3mm로 변화 시켰을 때 결합계수 변화를 나타내고 있으며 그림 11(b)는 변압기단 공극(ℓ_{gT})을 0.24mm로 고정 시킨 후 인덕터단 공극(ℓ_{gL})을 0.1mm, 0.2mm, 0.3mm로 변화 시켰을 때 결합계수 변화를 나타내고 있다. 인덕터단 공극(ℓ_{gL}) 제작에 있어 인덕터단 중간 자로(A_{e4}) 뿐만아니라 인덕터단 외각자로(A_{e3})도 동일 길이로 연마를 하였기 때문에 인덕터단 공극(ℓ_{gL})이 클 수록 오차가 존재하지만 표 1과 표 2, 그림 11을 통해 실제 측정값과 계산 값이 매우 유사한 것을 확인할 수 있으며 두 개의 데이터 값과 식(16)을 통해 1차측 권선의 자기 인덕턴스를 얻을 수 있게 된다.

$$L_{pri} = L_T + L_L - 2M \quad (16)$$

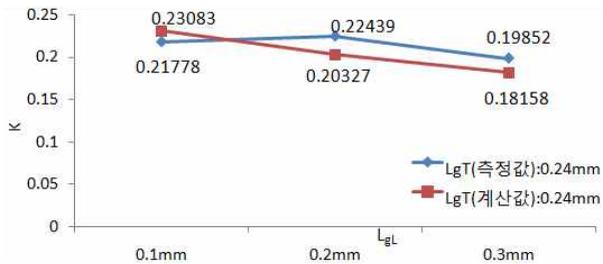
3.2 제안된 평면변압기의 최적설계

제안된 평면변압기의 경우 변압기단과 인덕터단 간의 결합계수(k)를 최소화하기 위해서는 인덕터단 공극(ℓ_{gL})의 크기를 증가시키고 변압기단 공극(ℓ_{gT})의 길이



(a) 고정된 변압기단 공극(L_{gT} : 0.12mm)에 인덕터단 공극(L_{gI} : 0.1mm-0.3mm) 변화에 대한 결합계수(k) 변화

(a) Variation of coupling coefficient according to the gap change in inductor at fixed gap(L_{gT} : 0.12mm) in transformer



(b) 고정된 변압기단 공극(L_{gT} : 0.24mm)에 인덕터단 공극(L_{gI} : 0.1mm-0.3mm) 변화에 대한 결합계수(k) 변화

(b) Variation of coupling coefficient according the gap changed in inductor at fixed ga(L_{gT} : 0.24mm) in transformer

그림 11 변압기단 공극과 인덕터단 공극 변화에 따른 측정 값과 계산 값 결합계수(k) 변화

Fig. 11 Coupling coefficient variation of measurement value and calculation value according to gap change

를 감소시켜야 한다. 하지만 변압기단 공극(ℓ_{gT})의 길이를 감소시켜 변압기를 제작할 경우 변압기의 인덕턴스 파라미터 오차범위가 넓어지게 되어 대량의 제품 생산 시 불량률이 높아지게 되는 문제점이 발생하게 된다. 이는 코어의 연파과정에서 일어나는 코어간의 공극길이 오차에 대해서도 파라미터 오차가 발생하게 되고 특히 작은 공극에서는 코어의 넓은 오차 범위를 가지는 투자율(μ_r)에 대해 민감하게 반응을 하기 때문이다. 따라서 제품을 대량 생산 시 불량률을 최소화 하기 위한 변압기단에 투입되는 최적의 공극길이를 계산하여 변압기 관리가 용이하도록 변압기단 공극길이를 제시하여야 한다. 다음으로 제시된 변압기단 공극(ℓ_{gI})에 대한 변압기단 인덕턴스에 알맞은 인덕터단 인덕턴스 파라미터를 추출 하는 과정이 필요하게 된다.

이러한 과정을 위해서는 코어의 투자율과 공극오차에 대한 조사가 필요하다. 제안된 평면 변압기는 PM15 계열로서 투자율이 $2500 \pm 25\%$ 특성을 가지고 있으며, 제작시 발생하는 코어의 공극오차는 최소 0.01mm에서 최대 0.02mm 정도로 조사 되었다. 이처럼 큰 투자율 오차변화와 공극오차에 대응하여 일정한 오차범위 (-7%~+5%) 내에 1차측 자기인덕턴스를 얻기 위해서는 최적의 변압기단 공극계산이 필요하며 이를 위해 코어 투자율의 최소값 1875에 대한 1차측 자기인덕턴스 변화와 최대값 3125에 대한 1차측 자기인덕턴스 변화에 대해 서로간의 오차가 -7%~+5%이내에 존재하도록 변압기단 공극을 조절하여야 한다. 또한 투입되는 공극의 최대 오차 값인 0.02mm가 변압기단에 더 유입이 되었을 경우에 대한 1차측 자기인덕턴스 변화와 정확한 공극길이를 가졌을 경우에 대한 1차측 자기인덕턴스 변화에 대해 서로간의 오차가 -7%~+5%이내에 존재하도록 하여 코어의 투자율 오차변화 또는 공극오차 변화에 상관없도록 변압기단에 투입되는 최적의 공극길이를 계산하여야 한다. 공극오차에 따른 1차측 자기인덕턴스 변화를 알아 보기위해 오차가 없는 기준이 되는 1차측 자기인덕턴스와 기준 1차측 자기인덕턴스에 최대 공극 오차치 0.02mm 값을 대입한 1차측 자기인덕턴스 변화를 비교하도록 하였다. 비교를 위해 제안된 평면변압기의 변압기단 자기인덕턴스(L_T)와 인덕터단 자기인덕턴스(L_I) 그리고 변압기단과 인덕터단 간에 발생하는 결합계수(k)를 식(4), 식(6), 식(14)을 통해 알 수 있으며 이에 따른 그림 12와 같이 변압기단과 인덕터단 중간자료를 둘러싸며 배치되는 권선에 대한 1차측 자기인덕턴스(L_{pri})를 식(16)을 통해 알 수 있다. 식(16)을 적용한 변압기단 공극변화에 따른 1차측 자기인덕턴스(L_{pri}) 변화는 그림 13에 나타내었다. 그림 13에서 공극 오차가 적용이 되지 않은 기준이 되는 1차측 자기인덕턴스는 Line 2로 표기하였고 기준 1차측 자기인덕턴스에서 파라미터 오차범위 -7%에 해당되는 값은 Line 3, +5%에 해당되는 값은 Line 1로 표기하였다. 마지막으로 기준 1차측 자기인덕턴스에 최대 공극오차치 0.02mm 값을 더하여 적용한 파라미터 변화는 Line 4으로 표기하였다. 오차범위 -7%에 해당되는 Line 3과 최대 공극오차치에 해당되는 Line 4와 비교하여 Line 3이 Line 2와 Line 4 사이영역에 존재 하도록 하여야 한다. 본 논문에서 제안된 변압기의 경우 Line 3과 Line 4가 거의 동일 선상에 있는 것을 확인 할 수 있다. 따라서 제안된 변압기에 공극의 오차가 더 증가하게 되면 변압기의 관리가 어려울 것으로 예상되기 때문에 공극의 오차는 0.02mm 이하로 관리가 필요하다. 다음으로 코어의 투자율($2500 \pm 25\%$)

변화(μ_r 1875~3125)에 대한 1차측 자기인덕턴스 변화는 그림 14와 같다. PM15계열에서 최소 투자율 1875에 대한 자기인덕턴스 변화를 기준으로 선정하였으며 변압기측 공극변화에 따른 자기인덕턴스 변화를 Line 1으로 표기하였다. 기준 1차측 자기인덕턴스에 대한 허용오차(+5%) 범위를 가지는 1차측 자기인덕턴스 변화는 Line 2로 표기 하였으며 최대 투자율 3125를 가지며 변압기단공극변화에 따른 1차측 자기인덕턴스 변화는 Line 3로 표현하였다. 투자율의 변화에 상관없이 오차범위(-7%~+5%)내의 1차측 자기인덕턴스를 얻기 위한 최적의 변압기단 공극은 기준이 되는 Line 1의 1차측 자기인덕턴스에 대한 허용오차 (+5%)범위를 가지는 Line 2 내에 Line 3이 동일선상에 위치하는 지점을 찾아야 한다. 그림 14의 결과에서 영역 A에서는 Line 3이 Line 2에 대해 영역 C만큼의 오차를 가지며 존재하고 영역 B가 시작되는 점(P)에서부터 Line 3이 Line 2와 동일한 선상에 존재하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 투자율의 오차변화에 상관없이 1차측 자기인덕턴스의 변화가 -7%~+5%내의 파라미터를 얻기 위한 최적의 변압기단 공극은 0.12mm 이상이 되어야 한다. 이처럼 제안된 평면변압기는 공극의 오차는 0.02mm이하로 관리하여야 하고 변압기단에 투입되는 공극은 최소 0.12mm 이상 되어야 대량 생산 시 불량률을 줄여 CI(Cost Innovation)가 가능하게 된다.

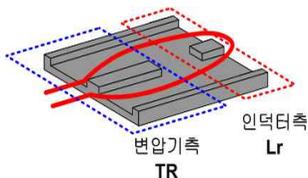


그림 12 제안된 평면변압기 1차측 권선
Fig. 12 Primary winding method of proposed planar transformer

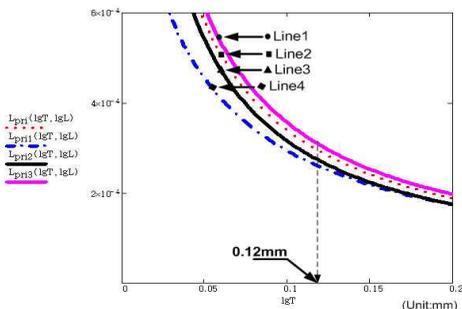


그림 13 변압기단공극(l_{gT})오차변화에 따른 자기인덕턴스 (L_{pri}) 변화
Fig. 13 Variation of self-inductance according to the transformer side gap variation

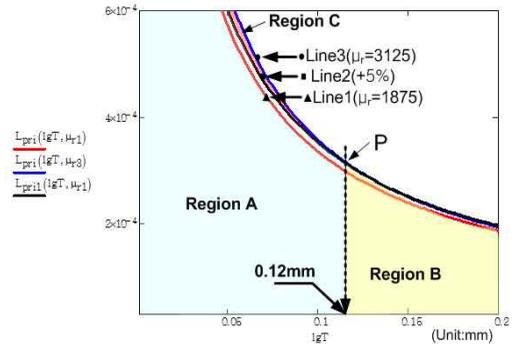


그림 14 코어투자율 변화에 따른 자기인덕턴스(L_{pri}) 변화
Fig. 14 Variation of self-inductance according to the core permeability variation

4. 제안된 평면변압기 적용 LLC 공진컨버터

4.1 동작 전류파형 분석

평면변압기의 1차측에 흐르는 전류의 크기는 권선두께 선정 또는 코어손실과 포화상태를 알아보기 위한 중요한 요소가 된다. 따라서 공진컨버터의 동작시 1차측에 흐르는 공진전류의 계산이 필요하다. 그림 15는 등가누설인덕턴스와 공진커패시터에 의한 식 (19)의 공진주파수로 동작하고 있는 경우 1차측 공진탱크에 흐르는 전류를 나타내고 있다. 그림 15의 점선은 1차측으로 반영된 출력전압에 의해 자화인덕턴스에 흐르는 전류파형이다. 이때 1차측 자화인덕턴스에 흐르는 최대전류는 식 (17)과 같다. 기존의 많은 논문^[6]에서는 2차측 누설인덕턴스가 포함되지 않은 상태에서 전압이득 특성 또는 1차측 전류의 크기를 계산하지만 2차측 누설인덕턴스의 존재에 따라 전압이득 특성이 달라지는 것은 일반적으로 많은 연구에 의해 증명되었다.^[7] 따라서 본 논문에서는 2차측 누설인덕턴스의 존재에 따라 1차측에 흐르는 공진전류의 크기를 계산하도록 하여 코어의 사용가능 유무를 확인하도록 하였다. 일반적으로 2차측에 누설인덕턴스가 없을 경우에는 모든 출력전압은 턴-수비에 의해 1차측으로 반영되어 자화인덕턴스에 인가되지만, 2차측 누설인덕턴스가 존재하게 되면 자화인덕턴스에 인가되는 전압은 2차측 누설인덕턴스와 분배되어 감소되게 된다. 따라서 자화인덕턴스에 흐르는 전류는 2차측 누설인덕턴스에 의해 감소되어 흐르게 된다. 2차측 누설인덕턴스 존재에 따른 1차측 실효전류는 식 (18)과 같다. 식 (18)에서와 같이 공진탱크 1차측에 흐르는 실효전류는 스위칭주파수, 부하에 결정이 되며 자화인덕턴스의 크기에 의해 결정이 된다. 식 (18)에서 설계자에 의해 변경할 수 있는

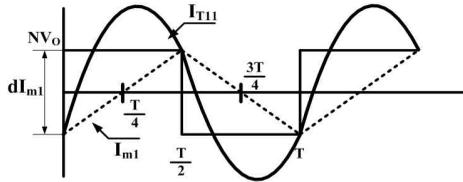


그림 15 1차측 공진전류
Fig. 15 Primary resonant current

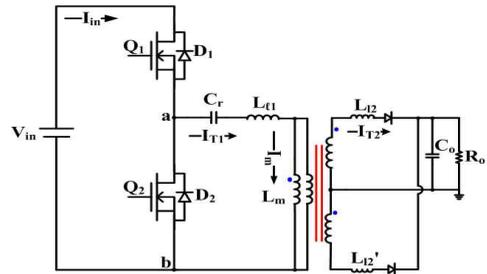
파라미터는 스위칭주파수와 자화인덕턴스이다. 하지만 스위칭주파수를 변경하기 위해서는 여러 가지 고려사항이 존재한다. 따라서 자화인덕턴스에 흐르는 전류를 감소시키기 위해서는 자화인덕턴스의 크기를 증가시켜 1차측에 흐르는 실효전류를 감소시켜야 한다. 하지만 제안된 평면변압기에서 자화인덕턴스를 증가시키기 위해서는 변압기단에 공급되는 공극이 감소하게 되면 감소된 공극에 의해 코어의 투자율 오차에 따른 파라미터의 변화가 오차범위 내에 존재하지 않게 되어 평면변압기의 대량 생산시 불량률이 증가되는 문제점을 가지게 된다. 따라서 변압기의 파라미터의 변화가 오차범위 내에 존재하는 변압기단 공극에서 최대의 자화인덕턴스를 가지면서 변압기단 공극변화에 따라 변화되는 변압기단과 인덕터단 결합계수에 따른 1차측 누설인덕턴스 변화에 대한 최적설계가 필요하게 된다. 따라서 본 논문에서 제안된 평면변압기를 적용할 경우 변압기단 공극을 0.12mm 투입하여 측정된 파라미터에 대한 전압이득특성과 코어의 포화상태 유무를 확인하고자 한다.

$$i_{mpk} = \frac{NV_o T}{L_m 4} \quad (17)$$

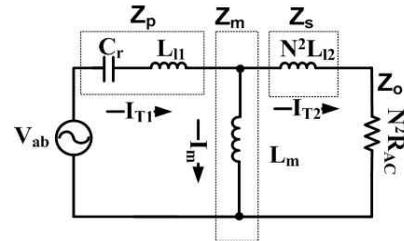
$$I_s = \frac{V_o}{8NR_o} \sqrt{\frac{2N^4 R_o^2 T^2}{(L_m + N^2 L_{l2})^2} + 8\pi^2} \quad (18)$$

4.2 전압이득 특성

그림 16(a)은 제안된 평면변압기 적용 LLC 공진컨버터에 대한 주회로이고, 그림 16(b)은 그림 16(a)에 대한 등가회로를 나타낸 것으로 C_r 은 공진커패시터, L_{l1} , L_{l2} 는 1차측, 2차측 누설인덕턴스, L_m 은 자화인덕턴스를 나타내었다. 등가부하저항은 그림 16(a)의 부하저항(R_o), 정류다이오드 그리고 필터커패시터를 등가화한 등가부하저항($R_{ac}=8R_o/\pi^2$)이고, 적용한 공진주파수는 직렬커패시터(C_r)와 등가누설인덕턴스(L_{eq})가 공진할 때의 주파수로 식 (19)에 나타내었다. 식 (20)의 f_n 는 스위칭 주파수 f_s 와 공



(a) 주회로 (a) Main circuit



(b) 등가회로, (b) Equivalent circuit

그림 16 평면변압기 적용 LLC 공진컨버터 주회로 및 등가회로

Fig. 16 LLC resonant converter main circuit with planar transformer and equivalent circuit

진주파수 f_r 의 비로써 규준화된 공진주파수를 나타낸 것이며, 식 (21)은 1차측에서 바라본 총 임피던스를 나타내고 있으며 식 (22)는 AC등가 저항을 1차측으로 반영한 값이다. 식 (23)의 A 비는 자화인덕턴스(L_m)와 1차측 누설인덕턴스(L_{l1})의 비율로 나타낸 것이고, B 비는 자화인덕턴스(L_m)와 2차측 누설인덕턴스(L_{l2})의 비율을 나타낸 것이다. 또한 식 (24)은 부하가 단락되었을 때 등가 누설인덕턴스를 나타낸 것이고, 식 (25)의 Q는 부하 Quality factor를 나타낸 것이다. 그림 16(b)의 등가회로와 식 (19)~(25)에 의하여 얻은 전압이득 특성식은 식 (26)과 같다. 식 (26)와 표 3,4를 적용하여 Math-CAD을 이용한 시뮬레이션 결과는 그림 17이다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq} C_r}} \quad (19)$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} : \frac{\text{스위칭주파수 (Switching Frequency)}}{\text{공진주파수 (Resonant Frequency)}} \quad (20)$$

$$Z_{in} = Z_p + Z_M // (Z_s + Z_o) : \text{Input Impedance} \quad (21)$$

$$Z_o = R : \text{Output Impedance} \quad (22)$$

$$A = \frac{L_{l1}}{L_m}, \quad B = \frac{N^2 L_{l2}}{L_m} \quad (23)$$

$$L_{eq} = L_{l1} + (L_m // N^2 L_{l2}) \quad (24)$$

$$Q = \frac{2\pi f_r L_{eq}}{R} \quad (25)$$

$$G = \frac{1}{N} \left| \frac{1}{1 + A - \left(\frac{1}{f_n}\right)^2 \cdot \left(A + \frac{B}{B+1}\right) + jQ \left(\frac{1}{N^2} + \frac{B}{N^2}\right) \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)} \right| \quad (26)$$

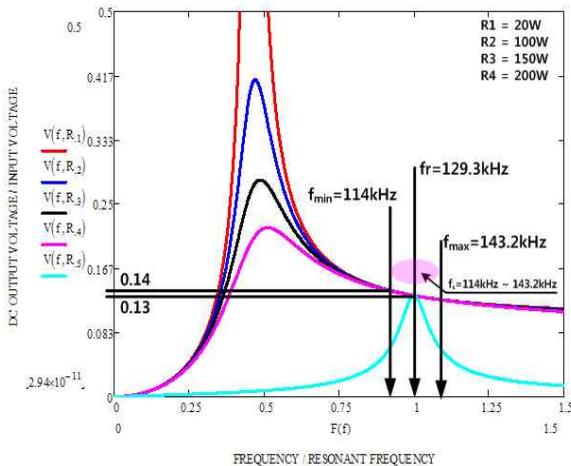


그림 17 부하 변화에 따른 전압이득 특성
Fig. 17 Voltage gain characteristics due to the load variation

5. 실험결과

본 논문에서는 200W 정격출력용량을 갖는 제안된 평면변압기를 적용하여 입력전압 360~400V_{dc} 조건에서 최대정격 출력용량 24V_{dc}/8.33A에 대해 각각 실험하였다. 그리고 적용된 그림 2의 제안된 컨버터의 실험조건과 주요정격에 대해 표 3에 나타내었다. 그림 17은 그림 2의 제안된 평면변압기의 실험파형으로 입력전압 (V_{in}:360V_{dc}) 변화에 대하여 출력전압 24V_{dc}일 때 1차측 단자전압(V_{ab})과 전류(I_T)를 측정된 파형이다. 그림 17(a)는 출력전압 24V_{dc}에 20W 부하에 대한 파형이며 그림 17(b)는 출력전압 24V_{dc}에 200W 부하에 대한 파형이다. 그림 18은 그림 2의 입력전압(V_{in}:400V_{dc})에 대한 출력전압 24V_{dc}일 때 1차측 단자전압(V_{ab})과 전류(I_T) 그리고 출력 정류전류를 측정된 파형이다. 그림 18(a)는 출력전압 24V_{dc}에 20W 부하에 대한 실험파형이며 그림 18(b)는 출력전압 24V_{dc}에 200W 부하에 대한 실험파형이다. 실험결과 그림 17의 전압이득특성 (G_v)과 비교하여 이득특성 및 동작 스위칭 주파수 범

위(114Hz~143.2kHz)가 일치하는 것을 확인하였다. 모든 부하 조건에서 단자전류(I_{T1})는 단자전압(V_{ab})에 대해 항상 지상 전류가 흐르기 때문에 항상 ZVS(Zero Voltage Switching)동작됨을 확인 할 수 있었다.

표 3 제안된 평면변압기 주요 정격

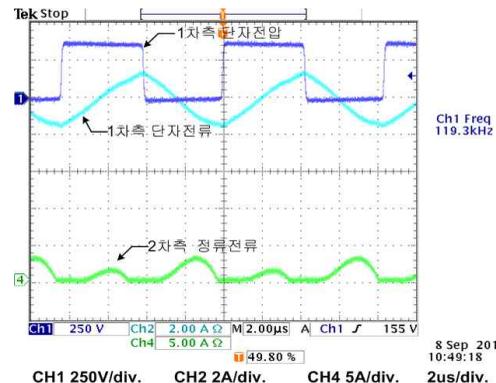
Table 3 Specifications of proposed planar transformer

| | |
|--|--------------------------|
| 입력 전압(V _{in}) | 360~400V _{dc} |
| 출력전압 및 전류 | 24V _{dc} /8.33A |
| 출력 용량(P _o) | 200W |
| 스위칭주파수(f _s) | 137.2kHz~175.2kHz |
| 공진주파수(f _r) | 129.3kHz |
| 공진 커패시터(C _{r1} , C _{r2}) | 24nF |
| 입력/출력 커패시터(C _{in} /C _o) | 231uF/132uF |
| 스위칭 소자(Q ₁ , Q ₂) | SPW24N60C3 |
| 출력전류 다이오드(D ₃ ~D ₆) | MBRF20100CT |
| 적용된 제어 IC | L6559 |

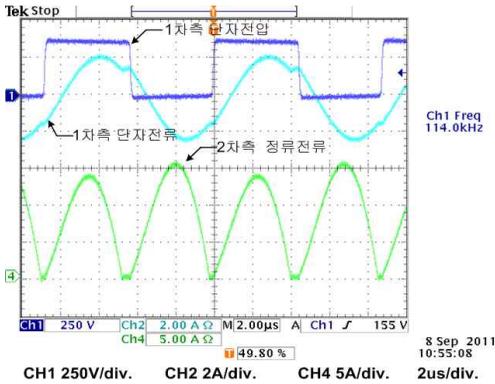
표 4 제안된 평면변압기 측정 파라메터

Table 4 Parameters of proposed planar transformer

| | |
|--|--------------|
| 1차측 자기인덕턴스(L _{pri}) | 300.2uH |
| 2차측 자기인덕턴스(L _s) | 4.063uH |
| 1차측 누설인덕턴스(L _{l1}) | 36.41uH |
| 2차측 누설인덕턴스(L _{l2}) | 29.76uH |
| 자화인덕턴스(L _m) | 263.8uH |
| 등가누설인덕턴스(L _{eq}) | 63.16uH |
| 턴수비(N ₂ /N ₁) | 0.1176(2/17) |
| 변압기단 사이드공극(L _{gT}) | 0.12mm |
| 변압기단 사이드공극(L _{gT}) + 인덕터단 공극(L _{gL}) | 0.44mm |



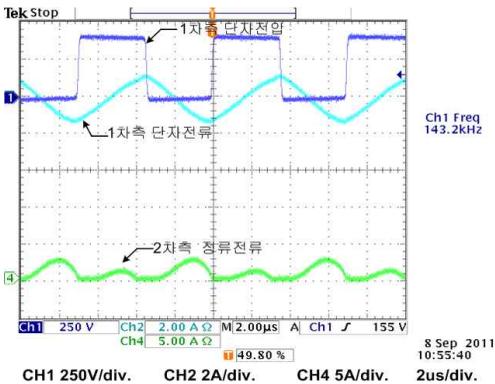
- (a) 24V_{dc}/0.8A(20W)일 때 단자전압(V_{ab})/전류파형(I_{T1}), 출력 정류전류
- (a) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load conditions(24V_{dc}/0.8A(20W)).



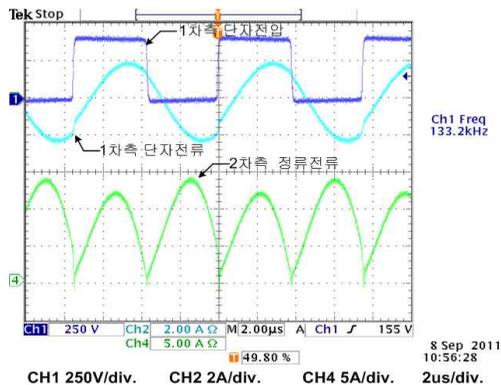
(b) $24V_{dc}/8.33A(200W)$ 일 때 단자전압(V_{ab})/전류파형(I_{T1}), 출력 정류전류
 (b) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load conditions($24V_{dc}/8.33A(200W)$)

그림 18. 입력전압 $360V_{dc}$ 일 때 단자 전압/전류, 출력정류 전류

Fig. 18 Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the input voltage $360V_{dc}$



(c) $24V_{dc}/0.8A(20W)$ 일 때 단자전압(V_{ab})/전류파형(I_{T1}), 출력 정류전류
 (c) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load conditions($24V_{dc}/0.8A(20W)$).



(d) $24V/8.33A(200W)$ 일 때 단자전압(V_{ab})/전류파형(I_{T1}), 출력 정류전류
 (d) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load conditions($24V/8.33A(200W)$).

그림 19 입력전압 $400V_{dc}$ 일 때 단자 전압/전류, 출력정류 전류

Fig. 19 Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the input voltage $400V_{dc}$

그림 14는 그림 2의 제안된 평면변압기의 효율측정으로 입력전압 $360V_{dc}$ 에서는 최대부하($200W$)일 때 92.07% 효율이 측정되었고, 입력전압 $400V_{dc}$ 에서는 최대부하($200W$)일 때 92.49%의 효율 특성을 보여주었다.

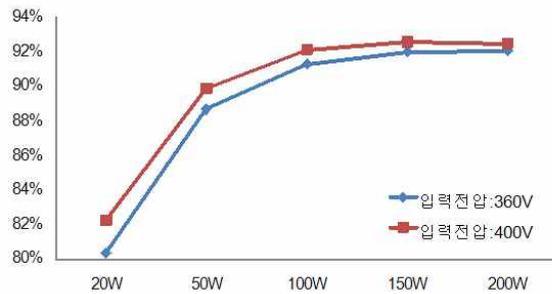


그림 20 입력전압 $360V_{dc}$, $400V_{dc}$ 일 때의 각 부하별 효율 특성
 Fig. 20 Efficiency of each load condition for $360V_{dc}$ and $400V_{dc}$ input conditions

6. 결 론

본 논문에서는 가전기기의 슬림화 추세에 맞춰 보조 인덕터를 별도로 사용하지 않고 누설인덕턴스를 얻을 수 있는 새로운 형상의 평면변압기를 제안하였다. 제안된 평면변압기를 적용하여 출력 $24V_{dc}/8.33A$ 200W 급 LLC 공진컨버터를 구성하여 실험하였다. 입력전압 $360V_{dc}$ 와 $400V_{dc}$ 일 때 경부하부터 중부하까지 각각 효율을 측정하여, 최대 92.49%을 얻었다. 새로운 형상을 가지는 평면변압기에 대해 이론적인 해석을 하였으며 실제로 권선을 감아 평면변압기의 인덕턴스를 측정하여 수식의 타당성을 검증하였다. 또한 제안된 변압기 사용 시 고려사항을 제시하여 대량 생산 할 경우 불량률을 감소시킬 수 있는 방법을 제안하였고, 이러한 고려사항에 따라 제작된 변압기를 실험하여 전압이득 특성 수식과 비교하여 수식의 타당성을 검증, 실제 적용이 가능함을 보였다.

이 논문은 한국연구재단(KRF-2008-313-D00369) 과제의 지원으로 등가모델 분석된 연구내용임

참 고 문 헌

- [1] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang and G. Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion," IEEE APEC, 2002, Vol. 2, pp. 1108-1112, 2002
- [2] Yanjun Zhang, Dehong Xu, Kazuaki Mino, Kiyooki Sasagawa, "1MHz-1kW LLC Resonant Converter with Integrated Magnetics", IEEE PESC 2007, pp955-961, 2007
- [3] Yan Liang, Wenduo Liu, Bing Lu, J.D. van Wyk, "Design of Integrated Passive Component for a 1MHz 1kW Half-bridge LLC Resonant Converter", IEEE IAS 2005, pp.2223-2228, 2005
- [4] Ionel Jitaru, "High Power Planar Transformer", Rompower Inc., Patent No : US6,211,767 B1, 2001. 4. 3
- [5] 김은수, 정봉근, "평면변압기", 전주대학교, LG이노텍(주) 공동출원, 특허출원번호 10-2010-0062032, 2010. 6. 29
- [6] Bing Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, Fred C. Lee, Jacobus D. van Wyk, "Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter", IEEE APEC 2006, pp.533-538, 2006
- [7] 강성인, 윤광호, 김은수, 박준호, 허동영 "LLC직렬공진 컨버터 동작특성" 전력전자학회논문지 제 12권 제 6호, pp472~482

저 자 소 개



이승민(李升珉)
1987년 3월 16일생. 2011년 8월 전주대 전기전자정보통신공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



노영재(魯榮宰)
1988년 2월 6일생. 2011년 8월 전주대 전기전자정보통신공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



강철하(姜喆廈)
1987년 5월 31일생. 2011년 현재 전주대 전기전자정보통신공학부 학부과정.



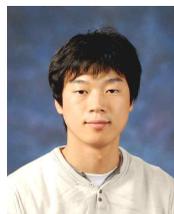
장상호(張相皓)
1983년 11월 5일생. 2010년 2월 전주대 전기전자정보통신공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



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



정봉근(丁烽根)
1982년 11월 24일생. 2009년 전주대 전기전자정보통신공학부 졸업. 2011년 8월 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 현재 LG이노텍(주) 파워연구실 연구원.



이광호(李光鎬)
1983년 4월 15일생. 2009년 전주대 전기전자정보통신공학부 졸업. 2011년 8월 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 현재 LG이노텍(주) 파워연구실 연구원.