

LLCT적용 고집적 스위칭 전원을 위한 Half-Bridge 직렬 공진컨버터

朴振永*, 孔泳秀**, 金恩洙†, 黃寅鉞***

Half-Bridge Series Resonant Converter Using A LLCT for High Density Switching Power Supply

J.Y. Park, Y.S. Kong, E.S. Kim, and I.G. Hwang

요 약

지난 수년 동안 고집적 변압기를 이용한 고집적 전원장치가 연구되어 왔다. 이러한 고집적 전원장치를 구현하기 위해 직렬 공진컨버터가 꾸준히 적용되어 왔으며, 본 논문에서는 고집적 LLCT 평면 변압기를 적용한 Half-bridge 직렬 공진컨버터에 대해 서술하였다. 뿐만 아니라 고집적 LLCT 평면 변압기 구조에 대해 FEMM을 이용하여 해석하였고, 이론적인 해석과 300W급 시제품을 제작하여 실험 결과를 증명하였다.

ABSTRACT

Recently, high density power supply has been researched over the last few years. To achieve high density power supply, the series resonant converter has been steadily used. In this paper, the half-bridge series resonant converter using the integrated Inductor-Inductor-Capacitor-Transformer(LLCT) is described. The structure of LLCT is analysed by the use of Finite Element Method Magnetics(FEMM) Software. Also the experimental results are verified by the simulation based on the theoretical analysis and the 300W experimental prototype.

Key Words : Inductor-Inductor-Capacitor-Transformer (LLCT), High density power, Series resonant converter, Finite Element Method Magnetics(FEMM)

1. 서 론

최근 산업용 기기에 적용되는 전원장치는 고집적화 및 고 기능화를 통해 소형화 되어가는 추세에 있다. 이러한 소형화를 위해서 직렬 공진컨버터가 꾸준히 증가되어 왔다. 이 직렬 공진컨버터는 고주파 스위칭

동작에서 몇 가지의 뛰어난 장점을 가지고 있다. 첫째로 크기와 부피를 줄일 수 있고, 두 번째로 스위칭 손실과 고조파 성분을 줄일 수 있고, 마지막으로 높은 효율을 얻을 수 있는 장점을 가지고 있다. 그러나 이러한 직렬 공진컨버터도 공진요소인 인덕터와 커패시터를 개별적으로 사용하기 때문에 더욱 집적화하기에는 많은 문제점이 따른다. 따라서 이러한 문제점을 개선하기 위해서 본 논문에서는 공진요소인 인덕터와 커패시터를 평면변압기에 포함시켜 하나의 고집적 Inductor-Inductor-Capacitor-Transformer(LLCT) 평면변압기를 제작하여 기존의 개별적으로 사용하던 공진요소를 통합하였다. 이러한 고집적 LLCT 평면변압

†교신저자 : 정희원, 전주대 전기전자정보통신공학부 조교수

E-mail : eskim@jj.ac.kr

*정회원, 이화전기(주) 연구원

**정회원, 전주대 대학원 전기전자공학과 졸업(석사)

***정회원, 전주대 전기전자정보통신공학부 부교수

접수일자 : 2005. 1. 28

1차 심사 : 2005. 3. 14

1차 심사 : 2005. 12. 14

심사완료 : 2005. 12. 28

기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터는 기존 변압기를 적용한 직렬 공진컨버터와 달리 누설인덕턴스가 크고 자화인덕턴스가 작다. 이러한 특성 때문에 기존의 직렬 공진컨버터의 전압이득 특성과는 다른 전압이득 특성이 나타난다. 기존 직렬 공진컨버터는 공진 주파수와 스위칭 주파수가 일치된 주파수에서는 부하 변화에 대해 항상 단위 전압이득을 얻을 수 있고, 스위칭 주파수가 공진주파수보다 높은 주파수에서는 공진전류가 항상 연속모드로 동작한다. 반면에 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터는 주파수 변화와 부하변화에 대해 전압이득 특성이 증가 한다. 뿐만 아니라, 기존 직렬 공진컨버터의 연속모드 공진전류는 변압기 2차측 다이오드의 역 회복 시간에 따른 스위칭 손실을 발생 시키는 반면, 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터는 불연속 모드 공진전류에 의해 2차측 다이오드의 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 따라서 본 논문에서는 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터에 대해 이론적 해석 및 FEMM 전자장 해석을 하고, 이 해석을 바탕으로 시뮬레이션 하였으며 시제품을 제작하여 실험한 내용을 서술 했다.

2. 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터

2.1 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 전압이득 특성분석

기존 Half-Bridge 직렬 공진컨버터는 공진요소인 직렬 공진인덕터(L_p)와 직렬 공진커패시터(C_p)를 개별적으로 사용하기 때문에 스위칭 전원의 공간을 많이 차지하여 집적화 하는데 많은 한계성이 따른다. 따라서 본 논문에서는 기존에 개별적으로 사용한 공진요소를 하나의 변압기에 직접화한 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-Bridge 직렬 공진컨버터에 대해 서술하였다. 본 논문에서 적용한 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-Bridge 직렬 공진컨버터는 공진요소인 직렬 공진인덕터(L_n)와 직렬 공진커패시터(C_s)를 집적화 하기위해 고주파 변압기 코어 사이에 그림 1처럼 투자율이 낮은 코어(Leakage Layer)를 삽입하고, 고주파 변압기 1차측 권선위에 세라믹 평판커패시터를 삽입하여 하나의 고집적 LLCT 평면변압기로 집적화 하였다. 이렇게 삽입된 저 투자율 코어(Leakage Layer)와 평판 커패시터는 직렬공진을 위한 직렬 인덕터와 직렬 커패시터로써 각각 동작하게 된다. 그러

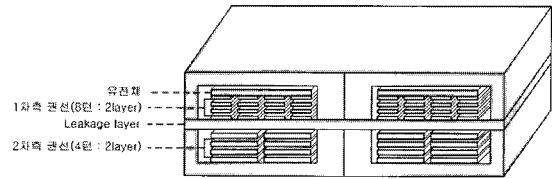
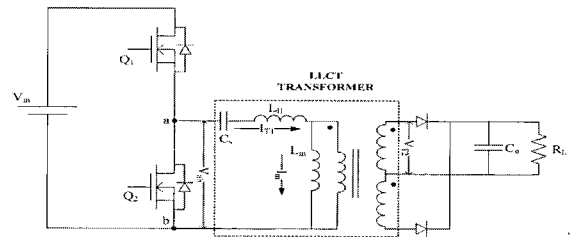
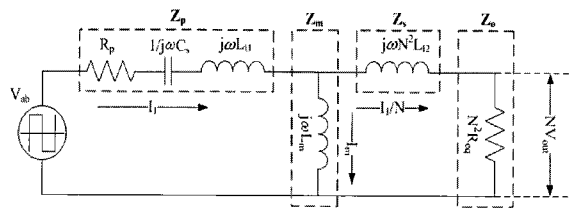


그림 1 고집적 LLCT 평면변압기의 구조
Fig. 1 The configuration of the high density LLCT planar transformer



(a) 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터



(b) 등가회로

그림 2 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터와 등가회로

Fig. 2 Half-bridge series resonant converter using the high density LLCT planar transformer and it's equivalent circuit

나 고집적 LLCT 평면변압기의 자화인덕턴스 (Magnetizing Inductance)는 저 투자율 코어 적용에 따른 누설자속의 증가에 의해 기존변압기의 자화인덕턴스 보다 작은 값을 가지게 되기 때문에, 그림 1의 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터는 회로 해석에 있어서 기존 Half-bridge 직렬 공진컨버터에서 고려하지 않았던 자화인덕턴스 (Magnetizing Inductance)를 고려해야만 한다. 그림 2(a)는 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터에 대한 주 회로이고, 그림 2(b)는 등가 회로를 나타낸 것이다. 그림 2(b)의 V_{ab} 는 스위칭 소자 Q_1 과 Q_2 의 스위칭 동작에 의해서 얻어진 단자전압을 구형파 전원으로 등가화 한 것이며, R_p 는 1차측

권선의 권선저항, C_s 와 L_{l1} 은 1차측의 공진을 위한 직렬 커패시터와 직렬 인덕턴스이고, L_m 은 자화 인덕턴스 그리고 N^2L_2 와 N^2R_{eq} 은 1차측에서 권선비 ($N = n_1/n_2$)를 고려하여 바라본 2차측의 누설인덕턴스와 등가 부하저항이다. 그리고 등가 부하저항 ($R_{eq} = 8R/\pi^2$)은 부하저항, 정류다이오드 그리고 커패시터 필터를 등가화한 값이다. 그리고 본 논문에서 사용된 공진주파수는 $F = 1/2\pi\sqrt{L_{eq}C_s}$ 이고, 그림 2(b)의 등가회로부터 임피던스 관계에 의해 얻어진 입력력에 대한 전압이득은 수식 (1)과 같다.

$$\left| \frac{V_o}{V_{in}} \right| = \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{\frac{Z_o Z_m}{Z_s + Z_o + Z_m}}{\frac{Z_s Z_m + Z_o Z_m + Z_s Z_p + Z_m Z_p + Z_o Z_p}{Z_s + Z_o + Z_m}} \right| \quad (1)$$

$$= \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{1 + \frac{Z_p}{Z_m} + \frac{Z_p + Z_s + Z_s Z_p / Z_m}{Z_o}} \right|$$

$$= \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{1 + \frac{L_{l1}}{L_m} - \frac{1}{\omega_s^2 L_m C_s} + \frac{R_s}{R_{eq}} \alpha + jQ_s \left(\frac{\omega_s}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_s} \right) + j \frac{R_s}{\omega_s L_m}} \right|$$

단,

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_s}}, \quad L_{eq} = \frac{L_m L_{l1} + L_{l1} L_{l2} N^2}{L_m + L_{l2} N^2}$$

$$\alpha = \frac{1}{N^2} + \frac{L_{l2}}{L_m}, \quad Q_s = \frac{\omega L_{eq} \alpha}{R_{eq}}, \quad R_{eq} = \frac{8R_L}{\pi^2}$$

그림 3과 그림 4는 수식 (1)을 이용하여 얻은 전압이득 특성곡선을 나타낸 것이다. 그림 3과 그림 4에서 볼 수 있는 것처럼, 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터는 기존 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 전압이득 특성곡선과는 다른 특성을 보인다. 기존 Half-bridge 직렬 공진컨버터는 표준화된 공진주파수 $F(f)$ 가 1인 곳에서는 전 부하범위에 대해서 단위 전압이득을 얻을 수 있는 반면에^[1], 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터는 전개된 수식 (1)의 전압이득 특성을 이용하여 시뮬레이션 한 그림 3과 그림 4의 결과에 나타난 것처럼 부하변화에 따라 표준화된 공진주파수가 감소하고 전압이득이 증가하는 것을 알 수 있다. 이러한 전압이득의 증가는 저 투자율 코어의 사용에 의한 증가

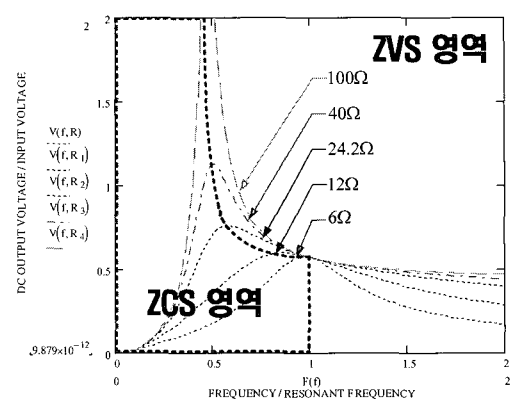


그림 3 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 전압이득 특성
Fig. 3 The voltage gain characteristics of the Half-bridge series resonant converter using the high density LLCT planar transformer

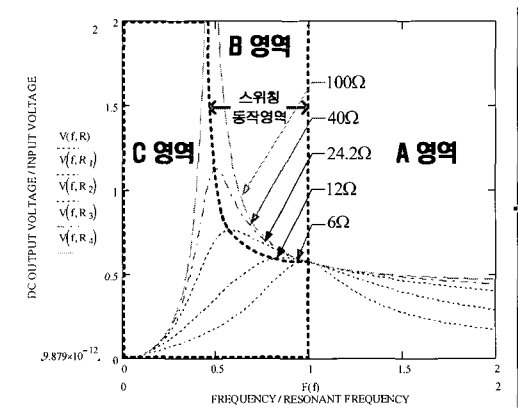


그림 4 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-Bridge 직렬 공진컨버터의 동작영역
Fig. 4 The operating regions of the Half-bridge series resonant converter using the high density LLCT planar transformer

된 누설인덕턴스 때문에 상대적으로 자화인덕턴스가 작아져 부하변화에 대해 자화인덕턴스가 공진주파수 및 전압이득에 영향을 주기 때문이다. 뿐만 아니라, 그림 3에서 볼 수 있는 것처럼 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터는 크게 ZVS 영역과 ZCS영역으로 구분이 되며, 부하 변화에 따라 표준화된 공진주파수 ($F(f)$)가 점점 감소하는 것 또한 볼 수 있다. 그리고 컨버터의 스위칭 동작을 위한 영역으로써 그림 4에서 볼 수 있는 것처럼 세 부분의 영역으로 구분 될 수 있다. 그림 4의 A영역에서 볼

수 있는 것처럼, 표준화된 공진주파수 $F(f)$ 가 1보다 큰 영역에서는 기존 직렬공진과 같은 특성을 나타내고, B영역과 C영역에서 볼 수 있는 것처럼, 표준화된 공진주파수 $F(f)$ 가 1보다 작은 영역에서는 부하 조건에 따라 직렬공진과 병렬공진이 동시에 나타나는 특성을 보인다. C영역인 경우, 즉 전압이득 특성곡선의 기울기가 양인 부분에서는 직렬공진 특성과 유사하고, B영역인 경우, 즉 전압이득 특성곡선의 기울기가 음인 부분에서는 병렬공진 특성과 유사한 특성을 보인다. 이와 같은 세 가지 영역 중에서 본 논문에서는 표준화된 공진주파수 $F(f)$ 가 1보다 작은 영역, B영역과 C영역 중에서 소자의 소프트 스위칭 동작을 이룰 수 있으며 직렬공진 특성을 얻을 수 있는 B영역을 이용하였다.

스위칭 동작영역 역시 이 B영역의 주파수에서 동작하였다. 이러한 전압이득 특성의 기울기가 음인영역에서는 기존 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 넓은 스위칭 주파수 범위를 가지는 반면 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터는 B영역에서 볼 수 있는 것처럼 비교적 좁은 주파수 범위에서 소자의 소프트 스위칭 동작과 함께 출력 전압을 제어할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 뿐만 아니라, 고집적 LLCT 평면변압기 2차측 부하 전류가 불연속으로 동작하기 때문에 다이오드의 역 회복 특성에 따른 스위칭 손실을 줄일 수 있는 장점이 있다.

2.2 FEMM을 이용한 고집적 LLCT 평면변압기의 전자장 해석

아래의 그림 5는 Finite Element Method Magnetics (FEMM)이라는 전자장 해석을 할 수 있는 소프트웨어를 이용하여 실제 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터에 적용한 고집적 LLCT 평면변압기의 파라미터와 같게 주 코어(Main Core)는 투자율이 1400인 3F3 재질의 EE32 Planar Core 재질과 B-H특성조건을 주고 1차측 턴수: 8 turns, 2차측 턴수: 4turns로 하는 병렬 3층으로 적용하였다. 그리고 1차 권선은 표피 깊이(Skin Depth)를 고려하여 폭: 1.4mm 두께: 0.2mm로 하고 2차 권선은 폭: 3.5mm 두께: 0.2mm로 하였다. 그리고 직렬공진을 위해 요구되는 누설 인덕턴스는 공극(Gap)으로는 그 누설 인덕턴스 값을 얻기에 한계성을 가지기 때문에 공극 대신 투자율이 45인 CK45라는 분말 코어로 적용했을 경우의 고집적 LLCT 평면변압기의 자속분포를 나타내고 있다. 아래 그림 5를 통해서 알 수 있듯이 주 코어

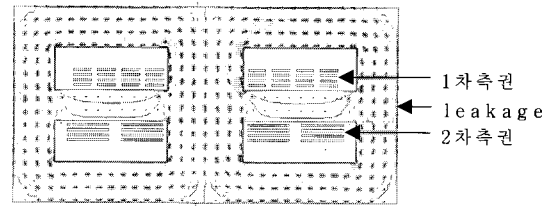


그림 5 저투자율 코어(Leakage Layer)를 적용했을 경우 고집적 LLCT 평면변압기의 자속분포

Fig. 5 Flux distribution of the high density LLCT planar transformer with a leakage layer

(Main core)를 통해서 2차측을 쇄교하는 주 자속의 일부가 투자율이 낮은 코어(Leakage Layer)를 통해서 흐르는 것을 볼 수 있다. 이러한 결과로 자화 인덕턴스 L_m 은 감소하고 누설인덕턴스 L_l 는 증가함을 알 수 있다. 즉, 고집적 LLCT 평면변압기를 설계함에 있어서 저 투자율 코어(Leakage Layer)를 통해 직렬공진에 필요한 누설 인덕턴스 값을 저 투자율 코어의 두께나 투자율을 조절함으로써 얻을 수 있다. 그리고 공극을 사용했을 경우와 달리 주 자속의 일부가 저 투자율 코어를 통해서 흐르기 때문에 프링징 자속(Fringing Flux)에 따른 EMI영향을 최소화 할 수 있는 장점을 가지고 있다.

또한 2차측을 개방한 상태에서 시뮬레이션 한 그림 5의 결과로부터 1차측 권선에 흐르는 여자전류는 1.83A이고, 이에 대한 1차측 권선 한 층에 대한 자기 인덕턴스는 $165.734\mu H$ 의 값을 얻을 수 있다. 그러나 1차측 권선의 구조가 회로 적으로 3층 병렬연결되어 있으므로 실제 1차측 자기인덕턴스 값은 $L_{self} = 55.25\mu H$ 을 얻을 수 있었다. 그리고 실제 제작한 고집적 LLCT 평면변압기의 1차측 자기 인덕턴스는 $50.9\mu H$ 을 얻었다. 이와 같이 실제 설계한 변압기의 특성을 FEMM을 통해서 거의 일치함을 알 수 있다.

2.3 고집적 LLCT 평면변압기 설계

저투자율 코어를 사용한 고집적 LLCT 평면변압기의 자기적 에너지, 세라믹 평판커패시터 유전체에서의 전기적 에너지, 패러데이 법칙, 표피 깊이, 풋프린트(Footprint)의 중형비등의 고려하여[3][6] 그림 6에 대한 임의의 변수들(w, l, n, N_1, h_l, h_c)의 필요한 고집적 LLCT 평면변압기 설계에 대한 방정식을 유도함으로써 설계사양에 맞는 보다 적합한 고집적 LLCT 평면변압기를 설계할 수 있고, 관련된 수식과 변수들

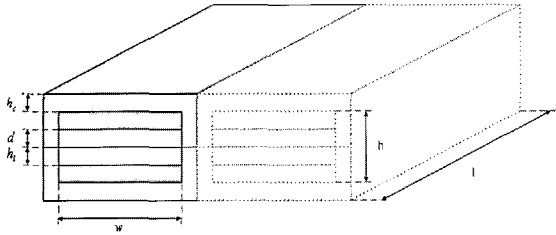


그림 6 고집적 LLCT 평면변압기의 치수
Fig. 6 Dimensions of the high density LLCT planar transformer

을 아래 표 1에 정리하였다.

표 1 고집적 LLCT 평면변압기 설계 변수
Table 1 Design parameters of the high density LLCT planar transformer

전기적 변수	
$L_r = 5.4 \mu H$	직렬공진 인덕턴스
$C_r = 11 nF$	직렬공진 커패시턴스
$V_1 = 155 V$	변압기 1차측 전압
$V_2 = 110 V$	변압기 2차측 전압
$V_c = 156.8 V$	직렬 커패시터 양단 전압
$I_1 = 3.25 A$	1차측 전류
$f = 300 kHz$	스위칭 주파수
재료적 변수	
$\Delta B = 0.2 T$	코어 포화를 방지하기 위한 자속변화량
$E_{max} = 100 kV/m$	허용 가능한 유전체의 전기적 세기
$J = 3.1 A/mm^2$	권선의 전류 밀도
$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} (H/m)$	공기 중에서의 투자율
$\mu_c = 0.9999 \approx 1$	구리 권선의 상대 투자율
$\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} (F/m)$	공기 중에서의 유전율
$\epsilon_d = 2000$	유전체의 유전율
$\sigma = 5.8 \times 10^7 (S/m)$	구리 권선의 전도도
$\delta = 0.13 \times 10^{-3} m$	권선의 침투깊이
공간적 변수	
$k_f = 2.125$	Footprint의 중형비
$k_p = 1.26$	Packing Factor

(Winding layer 수)

$$n = \frac{\Delta B_l}{4J\delta\mu_0\mu_l} \tag{2}$$

(Winding window 폭)

$$w = \sqrt{\frac{C_r V_c}{2\epsilon_0 \epsilon_d E_{max} (k_f + 2)}} \tag{3}$$

(1차 권선의 턴수)

$$N_1 = \frac{\Delta B_l}{2I_1 \mu_0 \mu_l} \sqrt{\frac{C_r V_c}{2\epsilon_0 \epsilon_d E_{max} (k_f + 2)}} \tag{4}$$

(변압기 구조의 길이)

$$l = k_f \sqrt{\frac{C_r V_c}{2\epsilon_0 \epsilon_d E_{max} (k_f + 2)}} \tag{5}$$

(누설 인덕턴스 layer의 높이)

$$h_l = \frac{2L_r I_1^2 \mu_0 \mu_l \epsilon_0 \epsilon_d E_{max} (k_f + 2)}{\Delta B^2 k_f C_r V_c} \tag{6}$$

(Main core의 높이)

$$h_c = \frac{4V_1 I_1 \mu_0 \mu_l \epsilon_0 \epsilon_d E_{max} (k_f + 2)}{\Delta B \Delta B_f k_f k_p C_r V_c} \tag{7}$$

$$h/2 = (2\delta n + \frac{V_c}{E_{max}}) k_p = 2.63 mm \tag{8}$$

표 2 설계 방정식에 의한 변수 값

Table 2 The parameter values based on the design equations

변수	변수값
n (Winding layer 수)	2.2
w (Winding window 폭)	10.9mm
N_1 (1차권선의 턴 수)	6turn
l (변압기 구조의 길이)	23.16mm
h_l (누설 인덕턴스 layer의 높이)	0.32mm
h_c (Main core의 높이)	4.26mm

표 1과 수식 (2)~(8)을 이용하여 표 2와 같은 결과 값을 얻을 수 있었지만, 위의 조건에 맞는 코어를 직접 제작하는데 어려움이 있어 비슷한 조건의 코어인 EE32를 적용하였다. 이 경우 $n=2$, $w=9.276mm$, $N_1=8$, $l=20.32mm$, $h_l=1mm$, $h_c=3.17mm$ 의 값을 갖는다. 또한, 1차측 턴 수를 6에서 8턴으로 한 것은 계산된 0.32mm 저 투자율의 두께를 제작하는데 어려움이 있어 턴 수와 저 투자율 코어의 두께를 증가시켜 필요한 자화 인덕턴스와 누설 인덕턴스의 값을 얻기 위해서이다. 이와 같은 방법에 의해서 만들어진 고집적 LLCT 평면변압기의 측정된 변압기의 1차측 자기인덕턴스(L_p)와 2차측 자기인덕턴스(L_s), 1

차측 등가 누설인덕턴스(L_{eq}) 및 1차측 자화인덕턴스(L_{mp})와 1차측 누설인덕턴스(L_{lp}), 2차측 누설인덕턴스(L_{ls})는 아래 표 3에 나타내었다.

표 3 고집적 LLCT 평면변압기 설계사양
Table 3 Specifications of the high density LLCT planar transformer

항목	사양	항목	사양
core	Planar EE32	μ_e	≈ 1400
Ae	130 mm ²	μ_o	$4\pi \cdot 10^{-7}$
l_e	41.4 mm	N(턴수비)	8:4
고집적 LLCT 평면변압기의 측정값			
측정된 1차측 자기인덕턴스 (L_p)	50.9 μH		
측정된 2차측 자기인덕턴스 (L_s)	13 μH		
1차측 자화인덕턴스 (L_{mp})	45.5 μH		
측정된 1차측 등가 누설 인덕턴스 (L_{eq})	11 μH		
1차측 누설인덕턴스 (L_{lp})	5.4 μH		
2차측 누설인덕턴스 (L_{ls})	1.6 μH		
1차측 공진커패시터 (C_r)	11 nF		

아래 그림 7은 실제 제작한 1차측 권선과 2차측 권선 및 유전율이 2000인 평판 세라믹 커패시터(11nF)와 두께가 1mm인 저투자율(45) 분말자성체 코어를 나타낸 것이다. 그리고 그림 8은 하나의 변압기에 일체화시킨 용량이 300VA인 고집적 LLCT 평면변압기의 시제품을 나타낸 것이다. 이와 같이 FEMM해석 및 이론적인 해석을 통해서 높은 전력밀도를 가지는 295.4VA/in³[0.6in(H)×1.24in(W)×1.82in(L)] 300VA인 고집적 LLCT 평면변압기를 제작하였다.

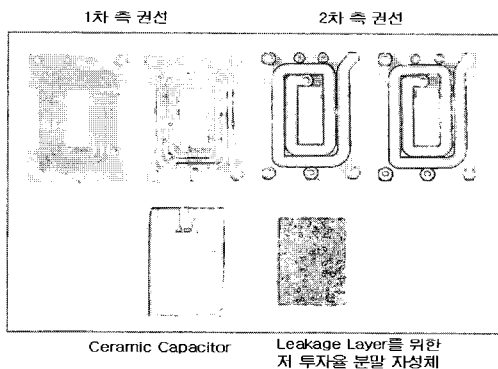


그림 7 고집적 LLCT 평면변압기 1·2차 권선과 세라믹 커패시터 및 저투자율 코어

Fig. 7 The primary and secondary windings of the high density LLCT planar transformer, a ceramics capacitor and a low permeability core

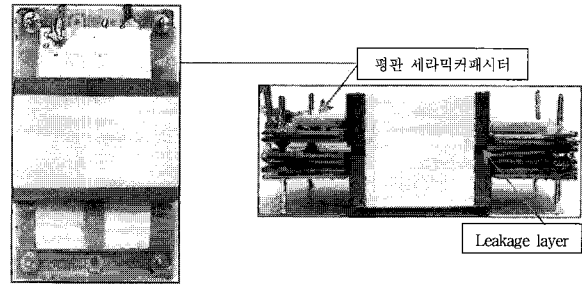


그림 8 고집적 LLCT 평면변압기 시제품

Fig. 8 The prototype of the high density LLCT planar transformer

3. 실험 및 고찰

저항 부하가 40 Ω , 입력전압 300VDC, 출력전압 110VDC에서 주파수가 300kHz일 경우 300W급 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터에 대한 실험조건과 적용된 소자정격은 표 4에 나타내었다.

표 4 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터 주요정격

Table 4 Specifications of the series resonant converter using the high density LLCT planar transformer

입력전압	300VDC \pm 10%
출력전압	DC 110V
출력전류	DC 0~3A
스위칭 주파수(fs)	300~450 kHz
스위칭 소자	15N60C3, 650V, 15A
출력정류다이오드	Ultrafast Rectifier 8ETH03 300V, 8A
D_1, D_2, D_3, D_4	

그림 9에서부터 그림 14는 스위칭 주파수 가변 제어를 통해 출력 전압을 일정하게 제어하며 경 부하(68W)에서 중 부하(300W)에 대해 고집적 LLCT 평면변압기 1차측의 단자전압(V_{ds})과 전류(I_1) 그리고 변압기 2차측 단자전압(V_{T2})과 전류(I_2)의 실험파형을 나타냈다. 그림 9, 그림 11 그리고 그림 13에서 볼 수 있는 것처럼 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 스위칭 주파수는 68W에서 약 330kHz 이고 160W에서는 약 324kHz 그리고 300W에서는 300kHz로 동작한다. 뿐만 아니라 이 스위칭 주파수는 그림 4의 전압이득 특성곡선의 B영역에서 스위칭 동작을 하기 때문에 그림 10, 그림 12 그

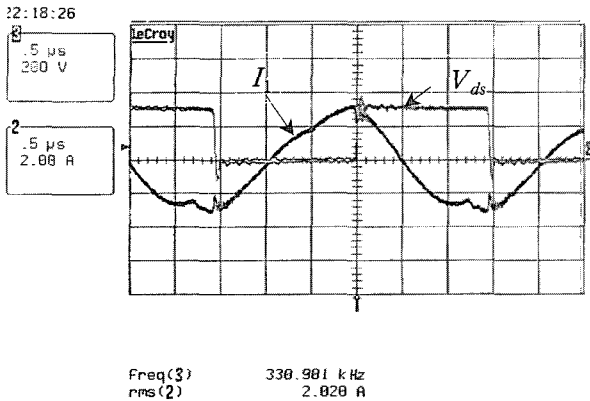


그림 9 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 1차측 전압 (V_{ds})과 전류(I_1) 실험파형 (200V/div., 2A/div., 0.5µs/div.) 68W
 Fig. 9 The experimental waveforms of the voltage (V_{ds}) and current(I_1) in the primary for the half-bridge series resonant converter using the high density LLCT planar transformer (200V/div., 2A/div., 0.5µs/div.) 68W

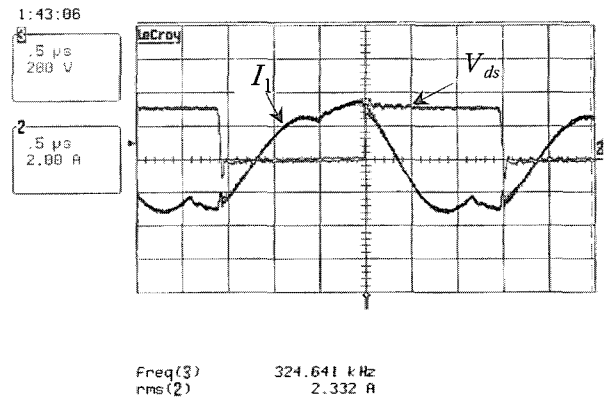


그림 11 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 1차측 전압 (V_{ds})과 전류(I_1) 실험파형 (200V/div., 2A/div., 0.5µs/div.) 160W
 Fig. 11 The experimental waveforms of the voltage (V_{ds}) and current(I_1) in the primary for the half-bridge series resonant converter using the high density LLCT planar transformer (200V/div., 2A/div., 0.5µs/div.) 160W

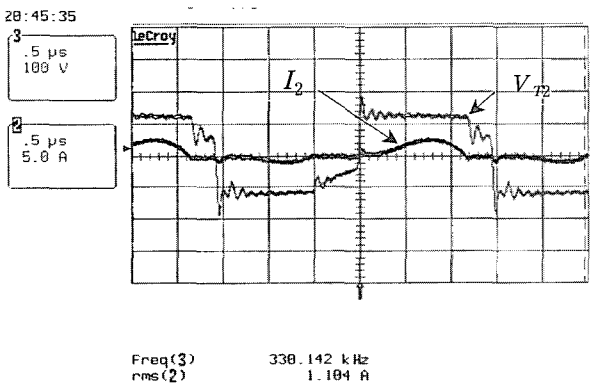


그림 10 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 2차측 전압 (V_{T2})과 전류(I_2) 실험파형 (100V/div., 5A/div., 0.5µs/div.) 68W
 Fig. 10 The experimental waveforms of the voltage (V_{T2}) and current(I_2) in the secondary for the half-bridge series resonant converter using the high density LLCT planar transformer (100V/div., 5A/div., 0.5µs/div.) 68W

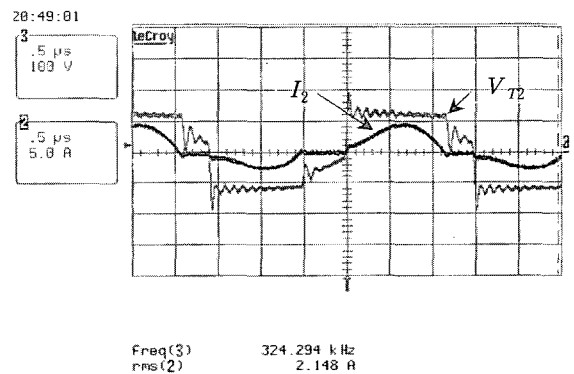


그림 12 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 2차측 전압 (V_{T2})과 전류(I_2) 실험파형 (100V/div., 5A/div., 0.5µs/div.) 160W
 Fig. 12 The experimental waveforms of the voltage (V_{T2}) and current(I_2) in the secondary for the half-bridge series resonant converter using the high density LLCT planar transformer

리고 그림 14와 같이 고집적 LLCT 평면변압기 2차측의 전류는 불연속으로 흐르게 된다.

이와 같이 그림 9에서부터 그림 15에서 볼 수 있는 것처럼 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터는 전 부하 범위에서 영 전압 스위칭 (ZVS)을 하는 것을 알 수 있고, 고집적 LLCT 평면변압기 2차측의 전류가 불연속으로 흐르기 때문에 정류

다이오드의 역 회복 특성에 따른 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 그리고 그림 15와 그림 16은 출력전압 실험파형과 부하변화에 따른 효율특성을 나타낸 것이다. 그림 16의 효율특성에서 볼 수 있는 것처럼 영 전압 스위칭과 고집적 LLCT 평면변압기 2차측 정류다이오드의 스위칭 손실 저감에도 불구하고 좋은 효율 특성을 갖지 못했다. 이러한 이유는 고집적 LLCT 평면변

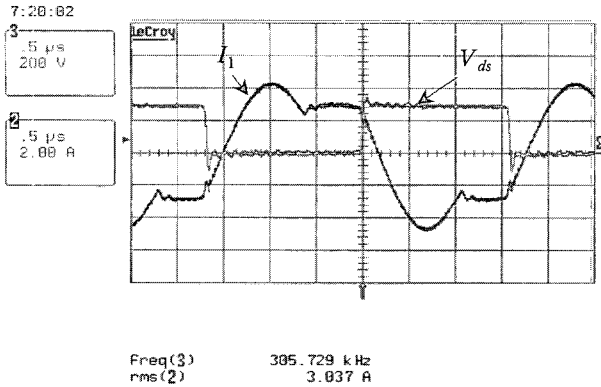


그림 13 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 1차측 전압(V_{ds})과 전류(I_1) 실험파형 (200V/div., 2A/div., 0.5us/div.) 300W

Fig. 13 The experimental waveforms of the voltage (V_{ds}) and current(I_1) in the primary for the half-bridge series resonant converter using the high density LLCT planar transformer (200V/div., 2A/div., 0.5us/div.) 300W

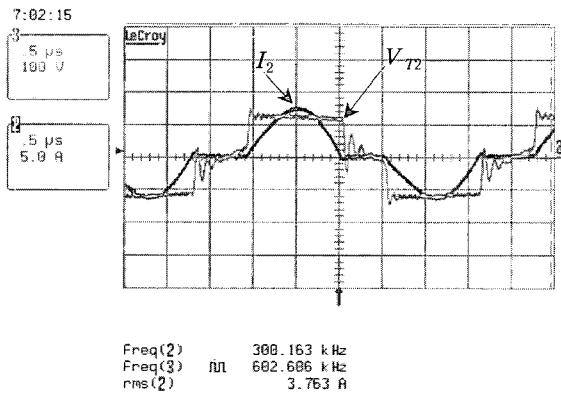


그림 14 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 2차측 전압(V_{T2})과 전류(I_2) 실험파형 (100V/div., 5A/div., 0.5us/div.) 300W

Fig. 14 The experimental waveforms of the voltage (V_{T2}) and current(I_2) in the secondary for the half-bridge series resonant converter using the high density LLCT planar transformer (100V/div., 5A/div., 0.5us/div.) 300W

압기의 누설 인덕턴스를 만들기 위해 삽입된 저투자율 코어(Leakage layer)의 주파수 손실 특성이 좋지 못했기 때문이다. 향후 좋은 코어특성을 가진 저투자율 코어를 적용하여 좀더 보완하고자 한다.

마지막으로 그림 17은 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬공진 컨버터의 시제품 사진을 나타냈다.

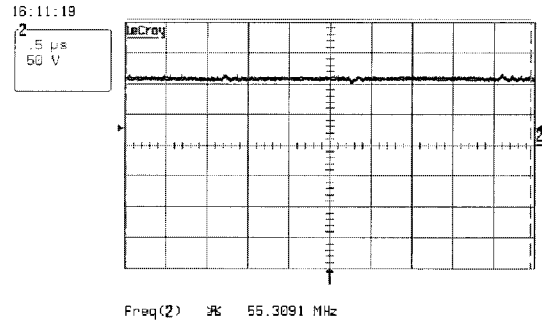


그림 15 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 출력전압 실험파형 (50V/div., 0.5us/div.) 300W

Fig. 15 The output voltage waveform of the half-bridge series resonant converter using the high density LLCT planar transformer (50V/div., 0.5us/div.) 300W

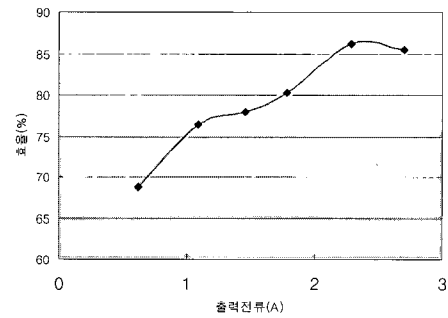


그림 16 효율특성
Fig. 16 The efficiency characteristics

4. 결 론

본 논문에서는 컨버터의 고효율 및 고 집적화와 소형, 경량화를 구현하기 위하여 고주파용 변압기 코어 자성재료 및 평판 세라믹 커패시터를 적용한 LLCT (Inductor-Inductor-Capacitor-Transformer) 295VA/in³ 인 전력밀도를 가지는 고집적 평면변압기(Planar Transformer)의 이론적 설계 및 전자장 해석을 하였다. 이러한 설계를 바탕으로 300W급 시제품 제작하고 실험한 결과 전 부하범위에 대해 소자의 영 전압을 이룰 수 있었고, 고집적 LLCT 평면변압기 2차측의 불연속 전류에 의해 정류다이오드의 역 회복 특성에 따른 스위칭 손실을 줄일 수 있었다. 뿐만 아니라 38 W/cm³의 전력밀도를 가지는 고밀도 전원용 고집적 LLCT 평면변압기 적용Half-bridge 직렬 공진컨버터를 구현하였다.

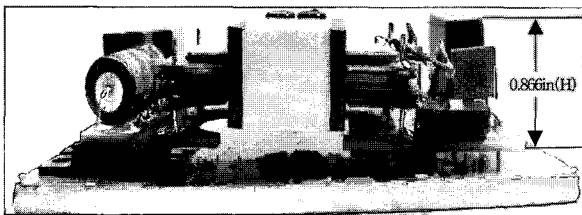
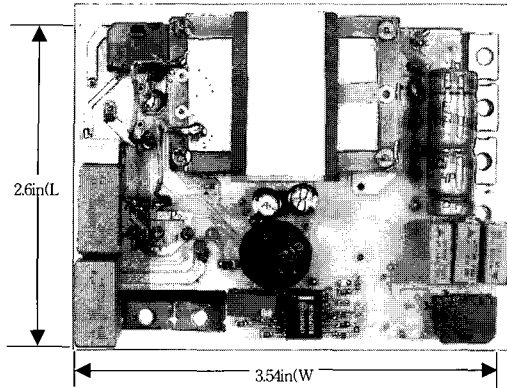


그림 17 고집적 LLCT 평면변압기 적용 Half-bridge 직렬 공진컨버터 시제품
 Fig. 17 Half-bridge series resonant converter using the high density LLCT planar transformer

이 논문은 에너지관리공단 학술진흥사업 과제번호 (2003-E-EL03-P-02-0-000-2004, 전원장치의 효율 개선 및 고집적화 기술개발)의 지원에 의하여 연구 되었습.

참 고 문 헌

[1] Robert L. Steigerward, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Trans, Power Electronics, Vol. 3, pp.172-182, 1988.
 [2] W. Chen, G. Hua, D. Sable and F.C. Lee, "Design of high efficiency, low profile, low voltage converter with integrated magnetics", IEEE-APEC'97, pp. 911-917, 1997.
 [3] I.W. Hofsajer, J.A. Ferreria and J.D. van Wyk, "Design and Analysis of Planar Integrated L-C-T Components for Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 6, Nov. 2000, pp. 1221-1227.
 [4] J.T. Strydom, J.D. van Wyk, J.A. Ferreira, "Some limits of integrated LCT modules for resonant converters at 1 MHz.", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 3, May/June. 2001, pp. 820-828.

[5] 공영수, 김은수, 양승철, 김종무, 신병철, "직·병렬 공진형 컨버터를 이용한 비접촉전원," 전력전자학회 논문지, 제9권, 제5호 pp.405-412, 2004. 10.
 [6] L. Zhao, J.T. Strydom, J.D. van Wyk, "Design considerations for an integrated LC resonant module," Proceedings of CPES Seminar'00, pp. 355-359, Blacksburg, Virginia, September 17-19, 2000.

저 자 소 개



박진영(朴振永)

1977년 9월 26일생. 2003년 전주대 전기전자공학과 졸업. 2005년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 2005년~현재 이화전기(주) 연구원.



공영수(孔泳秀)

1977년 10월 24일생. 2003년 전주대 전기전자공학부 졸업. 2005년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사).



김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1989년~2001년 한국전기연구원 전력전자연구그룹 선임연구원(T/L). 2001년~현재 전주대 전기전자공학과 조교수. 당 학회 학술위원.



황인갑(黃寅鉞)

1959년 1월 9일생. 1981년 연세대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 아리조나주립대 전기 및 컴퓨터학과 졸업(공박). 1984~1986년 삼성전자연구소 선임연구원. 1993년~1995년 한국전자통신연구원 선임연구원. 1995년~현재 전주대 전기전자공학과 부교수.