

# LLC DC to DC 공진 컨버터의 고주파 변압기 최적화 설계에 관한 연구

A study on an optimal design of the high frequency  
transformer in LLC DC to DC resonant converter

김 종 해<sup>★</sup>

Jong-Hae Kim<sup>★★</sup>

## Abstract

This paper presents an optimal design of the slim type high frequency transformer used in the LLC DC to DC resonant converter for 65-inch UHD-TV with the rated power of 315W. This paper also performs an optimal design of the slim type high frequency through core loss analysis, AC winding loss analysis, and optimization design of the winding arrangement of the LLC resonant transformer. Particularly, the high-efficiency and slim type high frequency transformer based on the obtained results from theoretical analysis in this paper is constructed in the interleaved and vertical winding structures of its transformer to realize the winding method of automatic type and minimize AC winding loss. The primary and secondary windings of the slim type high frequency transformer the vertical winding structure proposed in this paper used the Litz-wire windings, PCB and copper plate windings, respectively. Finally, an optimal design of the slim type high frequency transformer proposed in this paper was carried out through the experimental results to confirm the validity of theoretical analysis based on the simulation results using Maxwell 2D and 3D tool.

## 요 약

본 논문에서는 315W급 65인치 UHD-TV용 LLC DC to DC 공진 컨버터에 사용되고 있는 Slim형 고주파 변압기의 최적화 설계에 대해서 나타낸다. 또한 본 논문에서는 LLC 공진 변압기의 코어 손실 분석, AC 권선 손실 분석 및 권선 배치 최적화 설계를 통해 Slim형 고주파 변압기의 최적화 설계를 수행한다. 특히 본 논문에서는 이론적으로 해석하여 얻어진 결과를 토대로 고효율 및 Slim형 고주파 변압기는 교류 권선 손실 최소화 및 권선 자동화를 위하여 인터리브 및 수직형 권선 구조로 구성한다. 본 논문 제안한 수직형 권선 구조 방식의 Slim형 고주파 변압기의 1차측 권선은 Litz 권선을 2차 권선은 PCB와 동판 권선을 사용하였다. 최종적으로 Maxwell 2D 및 3D Tool을 이용한 시뮬레이션 결과를 토대로 이론 해석의 정당성을 입증하기 위해서 실험 결과를 통해 본 논문에서 제안한 Slim형 고주파 변압기의 최적화 설계를 수행하였다.

*Key words* :UHD-TV, High-frequency transformer, DC/DC converter, PCB windings, Copper plate windings

---

\* Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Daegu Catholic University

★ Corresponding author

E-mail : kjhassk@cu.ac.kr, Tel: +82-53-850-2781

※ Acknowledgment

This work was supported by research grant from Daegu Catholic University in 2023

Manuscript received Dec. 11, 2023; revised Dec. 19, 2023 ; accepted Dec. 26, 2023

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

## 1. 서론

최근 PDP TV시장이 축소되고 LCD TV에서 LED TV로의 시장이 확대됨과 동시에 보급형/고급형의 OLED 시장이 전개됨에 따라 고해상도, 대형화, 고효율의 Slim/소형화 및 디스플레이 성능 향상에 따른 저전력/고품질의 스위칭 전원 개발이 요구된다. 이를 실현하기 위해서는 전원 회로를 구성하는 각 컨버터의 최적 토폴로지 확보뿐만 아니라 전원 회로에 사용되는 부품들에 대한 차별화된 핵심 부품 기술 확보가 필수적이다. 차별화된 핵심 부품 기술을 확보하기 위해서는 스위칭 전원에 사용되고 있는 부품 구성을 살펴 볼 필요가 있다. 스위칭 전원에서 사용되고 있는 부품 구성은 대표적으로 반도체, 자성체, 커패시터, PCB, 기구, 수동부품 등으로 나눌 수 있는데, 그 중에 반도체, 자성체, 커패시터가 부품 구성비의 76%를 차지하고 있다[1]. LCD TV, LED TV 등의 스위칭 전원 시스템에 고효율의 Slim/소형화를 위한 전원 회로 설계 시, 가장 큰 장애 요소 중에 하나가 자성체 크기이며 자성체 크기의 Slim/소형화를 위해 스위칭 주파수를 높이는 연구가 활발히 진행 중에 있다[2-6]. 그러나 스위칭 전원 시스템의 스위칭 주파수가 고주파로 됨에 따라 자성체 사이즈를 줄일 수 있다는 장점을 가진 반면, 스위치의 스위칭 손실을 커진다는 단점이 있다. 따라서 이러한 문제점을 해결 가능한 적합한 토폴로지를 선정하는 것이 매우 중요하다. 그림 1은 전 부하영역에서 ZVS(Zero Voltage Switching)가 가능하며 스위칭 손실을 줄일 수 있으며, 2차 측 다이오드의 ZCS(Zero Voltage Switching)을 통한 고효율 설계가 가능한 LLC DC/DC 공진 컨버터를 나타내고 있다.

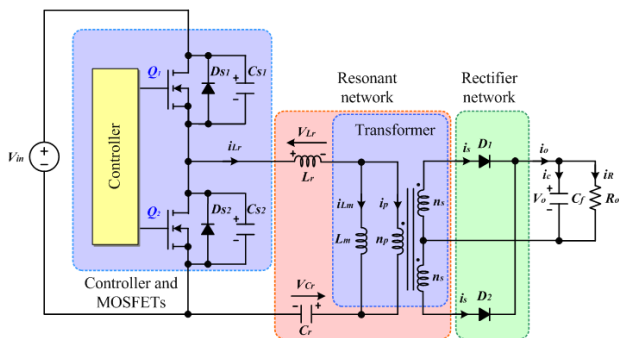


Fig. 1. LLC DC to DC Resonant Converter.  
그림 1. LLC DC/DC 공진 컨버터

전류 공진형 LLC DC/DC 공진 컨버터는 고주파 스위칭 동작이 용이하여 스위칭 주파수가 고주파화 됨에 따

라 변압기 크기를 줄일 수 있을 뿐만 아니라 LLC DC/DC 공진 컨버터는 LLC 공진 동작에 필요한 공진 인덕턴스를 변압기의 1차 측 및 2차 측의 권선 구조 및 Bobbin구조에 따른 변압기의 누설 인덕턴스를 이용함으로써 별도의 공진 인덕터 추가가 필요하지 않다는 장점을 가지고 있다.[6-8] 따라서 본 논문은 65인치 UHD TV SMPS를 연구 대상 모델로 하여 고주파에 적합한 코어 설계, AC 권선 손실 분석 및 고효율 및 고밀도화를 위한 최적 권선 배치 설계를 통해 고주파 구동에 적합한 LLC DC/DC 공진 컨버터의 고주파 공진 변압기 최적화 설계를 수행한다.

## II. 본론

### 1. LLC DC/DC 공진 컨버터의 고주파 LLC 변압기 최적 설계를 위한 변압기 출력 사양

표 1은 65인치 UHD TV SMPS를 연구 대상 모델로 상정하여 LLC 변압기 최적화 설계를 위한 LLC 변압기 출력 사양을 나타내고 있다. 표 1에서 나타낸 LLC 변압기의 출력 사양을 토대로 고주파 구동에 적합한 LLC DC/DC 공진 컨버터의 고주파 공진 변압기 최적화 설계를 수행한다.

Table 1. Output specification of high-frequency LLC transformer in 65-inch UHD TV SMPS.

표 1. 65인치 UHD TV SMPS용 고주파 LLC 변압기 출력 사양

Description	Output specification	Remark	
Input voltage( $V_{in}$ )	390[V]	-	
LLC Transformer	LED Vdrv	147[W] @70[V], 2.1[A]	Regular output voltage and typical output current
	B13V	153.6[W] @12.8[V], 12[A]	
	Vamp	12.8[W] @25.6[V], 0.5[A]	
Rated output power( $P_o$ )	315[W]	-	
Switching frequency( $f_{sw}$ )	500[kHz]	-	
Magnetizing inductance( $L_m$ )	65[ $\mu$ H]	-	
Resonant inductance( $L_r$ )	3.6[ $\mu$ H]	-	
Resonant capacitor( $C_r$ )	47[nF]	-	
LLC efficiency	90[%]	-	
Temperature	75[ $^{\circ}$ C] ↓	-	

그림 2는 65인치 UHD TV SMPS의 고주파 LLC 변압기의 출력 사양을 고려한 LLC DC/DC 공진 컨버터를 나타내고 있다. 그림 2에서 알 수 있듯이, 본 논문에서 제안한 고주파 구동 LLC DC/DC 공진 컨버터의 부하 변동에 따른 출력 전압 제어 방식은 Vdrv, Vamp 및 B13V 출력 전압 중 Vdrv 출력 전압을 제어회로에 Feedback한 전압 정보를 바탕으로 PFM제어에 의해 스위칭 소자를 제어함으로써 원하는 DC전압 즉 정전압 출력 제어를 수행하고 있으며, 특히 본 논문에서 제안한 고주파 LLC DC/DC 공진 컨버터의 LLC 변압기는 LLC 변압기의 1차측 입력 전압을 2차측 출력 전압으로 변환시, Vdrv 출력 전압은 Full-bridge 정류 회로를, B13V 출력 전압은 Center-tap 정류 회로를, 특히 Vamp 출력 전압은 Center-tap 정류회로와 커패시터 배압 회로를 사용하였다. 그림 2의 고주파 LLC 변압기의 1차측 및 다중 출력 2차측 턴수는 각각  $N_{p1} = 17, N_{s1} = 5, N_{s2} = 1, N_{s3} = 1, N_{s4} = 1, N_{s5} = 1$ 로 구성되어 있다.

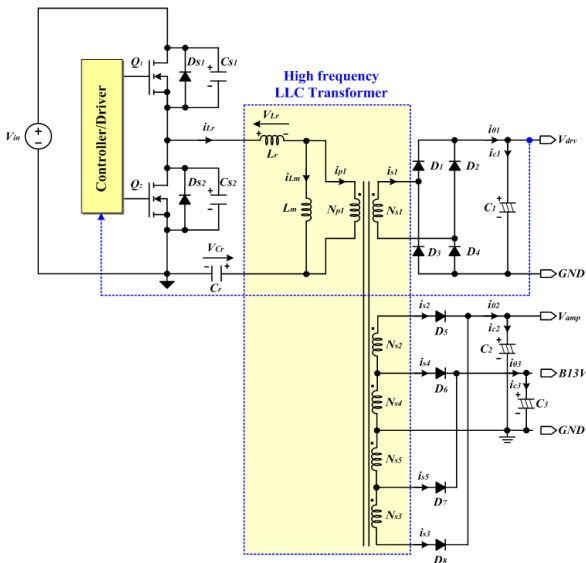


Fig. 2. LLC DC to DC resonant converter considering the output specification of LLC transformer.  
그림 2. LLC 변압기 출력 사양을 고려한 LLC DC/DC 공진 컨버터

2. 고주파 LLC 변압기 코어 손실 파라미터 유도 및 코어 손실 계산

가. 고주파 LLC 변압기 코어 손실 파라미터 유도  
고주파 LLC 변압기 설계를 위해 본 논문에서 선정된 PL-F1 코어를 사용하여 식 (1)에서 나타낸 Steinmetz' equation을 통해 코어 손실 파라미터 유도하여 계산한 파라미터 값을 이용하여 단위 면적당 코어 손실( $P_v [kW/m^3]$ )

을 계산한다.

$$P_v = k f^\alpha B_{max}^\beta [kW/m^3] \tag{1}$$

식 (1)에서  $f$  및  $B_{max}$ 는 주파수 및 최대 자속 밀도 크기를,  $k, \alpha$  및  $\beta$ 는 물질 특성에 따른 파라미터를 나타낸다.

그림 3(a)(b)는 고주파 LLC 변압기 설계를 위해 본 논문에서 선정된 PL-F1 코어 Datasheet에서 제공하는 주파수와 최대 자속밀도에 따른 코어 손실 곡선 특성과 코어 손실 모델링을 토대로 계산한 주파수와 최대 자속밀도에 따른 코어 손실 곡선 특성을 나타내고 있다.

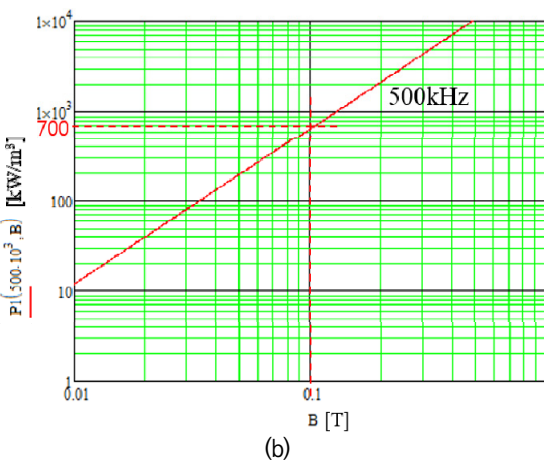
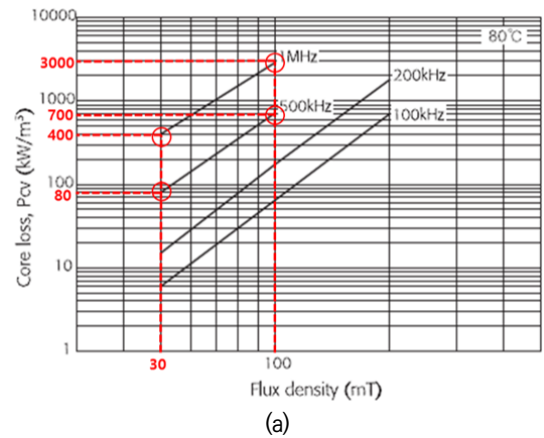


Fig. 3. Core loss curves characteristic of the peak flux density and the frequency as a parameter : (a) core loss datasheet, (b) core loss modeling.  
그림 3. 주파수와 최대 자속밀도에 따른 코어 손실 곡선 특성 : (a) 코어 손실 datasheet, (b) 코어 손실 모델링

고주파 LLC 변압기 설계[7-11]를 위해 본 논문에서 선정된 그림 3(a)의 PL-F1 코어 Datasheet에서 제공하는 주파수와 최대 자속밀도에 따른 코어 손실 곡선 특성을 이용하여 물질 파라미터를 구할 수 있다. 그림 3(a)의

PL-F1 코어 손실 곡선 특성에서 동일 주파수의 곡선에서 임의의 두 점을 선택하면 식 (2)와 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\log P_{vB1} = \log k + \alpha \log f + \beta \log B_1 \quad (2)$$

$$\log P_{vB2} = \log k + \alpha \log f + \beta \log B_2 \quad (3)$$

식 (2)와 식 (3)을 연립하여 정리하면  $\beta$ 는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\beta = \frac{\log P_{v2} - \log P_{v1}}{\log B_2 - \log B_1} \quad (4)$$

식 (4)에서 구한  $\beta$ 값과 그림 3(a)의 PL-F1 코어 손실 곡선 특성을 이용하여  $\alpha$ 값을 구할 수 있다. 그림 3(a)의 PL-F1 코어 손실 곡선 특성에서 서로 다른 주파수의 곡선에서 임의의 두 점을 선택하면 식 (5)와 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\log P_{vf1} = \log k + \alpha \log f_1 + \beta \log B_1 \quad (5)$$

$$\log P_{vf2} = \log k + \alpha \log f_2 + \beta \log B_2 \quad (6)$$

식 (5)와 식 (6)을 연립하여 정리하면  $\alpha$ 는 식 (7)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\alpha = \frac{\log P_{vf2} - \log P_{vf1} - \beta(\log B_2 - \log B_1)}{\log f_2 - \log f_1} \quad (7)$$

식 (4), 식 (7)에서 구한  $\beta$ 값,  $\alpha$ 값과 그림 3(a)의 PL-F1 코어 손실 곡선 특성을 이용하여  $k$ 값을 식 (8)과 같이 구할 수 있으며, 식 (8)에서  $k$ 에 관한 식으로 정리하면 식 (9)와 같다.

$$\log P_{vx} = \log k + \alpha \log f + \beta \log B_x \quad (8)$$

$$\log k = \log P_{vx} - \alpha \log f - \beta \log B_x \quad (9)$$

그림 3(a)의 PL-F1 코어 손실 곡선 특성과 식(9)를 이용하여 임의의 한 주파수에서 임의의 한 점을 선택하면  $k$ 값을 구할 수 있다.

그림 3(a)의 PL-F1 코어 손실 곡선 특성과 식 (4), 식 (7) 및 식 (9)를 이용하여  $f_1 = 500 [kHz]$ 와  $f_2 = 1 [MHz]$ 에서 계산한  $\beta_{avg} = 1.736$ ,  $\alpha = 2.322$ 을 토대로 본 과제의 스위칭 주파수( $f_{sw}$ )인  $500 [kHz]$ 에서  $k = 2.031 \times 10^{-9}$ 을 계산하였다. 그림 3-2(b)는 본 과제의 스위칭 주파수( $f_{sw}$ )인  $500 [kHz]$ 에서  $\alpha$ ,  $\beta$  및  $k$ 의 계산값과 식 (1)을

이용하여 최대 자속밀도에 따른 코어 손실 곡선 특성을 나타내고 있다. 그림 3-2(b)의 최대 자속밀도에 따른 코어 손실 곡선 특성이 그림 3-1(a)의 최대 자속밀도에 따른 코어 손실 곡선 특성과 일치함을 알 수 있다.

나. 고주파 LLC 변압기의 코어 손실 계산

고주파 LLC 변압기의 코어 손실을 계산하기 위해 그림 2의 LLC DC/DC 공진 컨버터의 등가 회로를 부터 1차측 자화 전류 최대값( $i_{Lm, pk}$ ), 최대 자속 밀도( $B_{max}$ ) 및 전체 코어 손실( $P_{total}$ )는 식 (10), 식 (11) 및 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다[12].

$$i_{Lm, pk} = \frac{n V_{o1}}{4 L_m f_s} \quad (10)$$

$$B_{max} = \frac{L_m i_{Lm, pk}}{N_{p1} A_e} \quad (11)$$

$$P_{total} = P_v \cdot V_e \quad (12)$$

여기서  $n$ 은 1차측 전압( $V_{o1}$ )과 2차측 전압( $V_{o2}$ )의 권선비,  $A_e [mm^2]$ 는 코어의 단면적,  $V_e [mm^3]$ 는 코어의 부피를 나타낸다.

그림 4는 본 논문에서 제안한 고주파 LLC 변압기 최적화 설계 및 Maxwell 시뮬레이션을 위해 사용한 코어 형상을 나타내고 있다. 그림 4에서 사용한 코어는 PL-F1재질이며, 코어의 단면적과 부피는 각각  $120 [mm^2]$ 와  $7,300 [mm^3]$ 을 나타낸다.

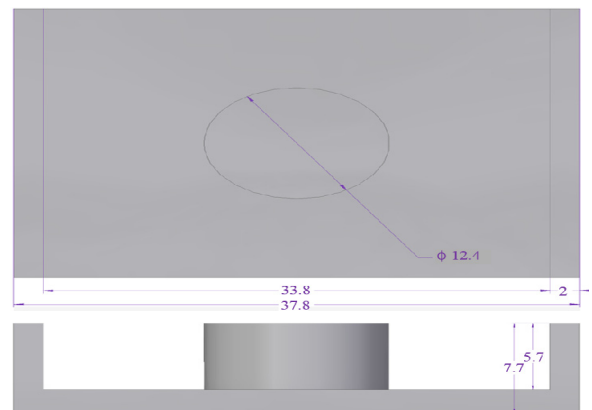


Fig. 4. Core shape of the high frequency LLC transformer. 그림 4. 고주파 LLC 변압기의 코어 형상

표 1에서 자화 인덕턴스( $L_m [\mu H]$ ), 스위칭 주파수( $f_{sw} [kHz]$ ) 및 Vdrv의 출력전압( $V_{o1} [V]$ ), 그림 2의 고주파 LLC 변압기의 턴 수( $N_{p1}$ ,  $N_{s1}$ ), 그림 4의 본 논문에

서 제안한 고주파 LLC 변압기의 코어 단면적( $A_c$ ) 및 코어 부피( $V_c$ ), 그림 3(a)의 PL-M1 코어 손실 곡선 특성과 식 (4), 식 (7) 및 식(9)를 토대로 계산한 단위체적당  $P_v$ [kW/m<sup>3</sup>]을 이용하여 1차측 자화 전류 최대값 ( $i_{Lm,pk}$ [A]), 최대 자속 밀도( $B_{max}$ [T]) 및 전체 코어 손실 ( $P_{total}$ [W])을 계산한 결과, 각각 1.83[A], 0.058[T] 및 1.86[W]임을 알 수 있었다.

**3. 고주파 LLC 변압기의 AC 권선 손실 분석**

LLC DC/DC 공진형 컨버터의 고효율 및 고밀도화를 위하여 본 논문에서 제안한 고주파 LLC 변압기의 1차측 권선은 주파수에 비례하여 증가하는 도체의 표피효과 및 근접효과에 의한 손실을 줄일 수 있기 때문에 고주파 동작에 적합한 Litz 권선을 사용하였으며, 2차측 권선으로써는 PCB 권선과 동판 권선을 사용하였다. 스위칭 주파수가 고주파가 됨에 따라 AC 권선에서 발생하는 AC 권선 손실을 계산하기 위해서는 직류저항( $R_{DC}$ )과 교류저항( $R_{AC}$ )의 비로써 표현되는  $F_r$  이론 즉 Dowell's equation을 도입하여 AC 권선 손실을 분석한다[13][14].

**가. Foil 권선의 Dowell's equation**

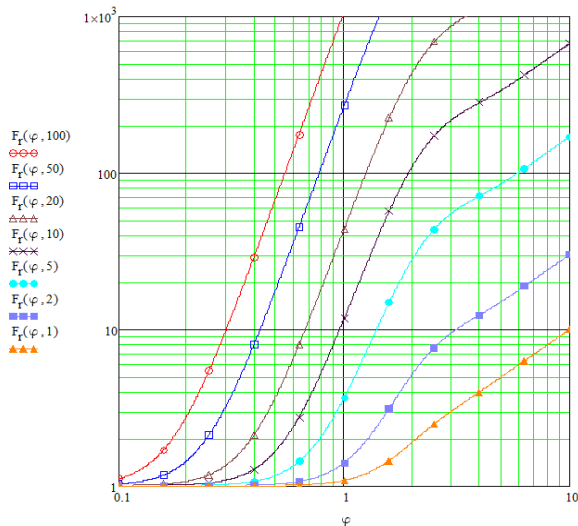


Fig. 5.  $F_r$  characteristics according to the ratio of the conductor thickness to the skin depth( $\varphi$ ) and number of layers of the winding( $p$ ).  
 그림 5. Foil 권선 두께 비( $\varphi$ ) 및 권선 층 수( $p$ )에 따른  $F_r$  특성

고주파 LLC 변압기 설계에서는 고주파수에 따른 표피 효과 및 근접 효과로 인한 고주파 LLC 변압기 권선의 유효 단면적 감소를 고려해야 한다. Dowell's equation은 이를 고려한 방정식이며 비교적 간단하고 정확하게 AC

권선 손실을 계산할 수 있는 유효한 분석 방식으로 Foil 권선을 기준권선으로 한 Dowell's equation은 식 (13), 식 (14) 및 식 (15)와 같다.

$$F_r(\varphi, p) = AA(\varphi) + \frac{p^2 - 1}{3} BB(\varphi) \tag{13}$$

$$AA(\varphi) = \varphi \frac{\sinh(2\varphi) + \sin(2\varphi)}{\cosh(2\varphi) - \cos(2\varphi)} \tag{14}$$

$$BB(\varphi) = 2\varphi \frac{\sinh(\varphi) + \sin(\varphi)}{\cosh(\varphi) - \cos(\varphi)} \tag{15}$$

식 (13), 식 (14) 및 식 (15)에서  $\varphi$ 은 Foil 권선의 두께비( $h/\delta_{skin}$ )이며,  $p$ 는 권선의 층수 그리고  $h$ 와  $\delta_{skin}$ 는 각각 Foil 두께와 표피 깊이를 나타내며, 표피 깊이 ( $\delta_{skin}$ )는 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\delta_{skin} = \sqrt{\frac{\rho_{cu}}{\pi \mu f}} \tag{16}$$

여기서,  $\rho_{cu}$ 는 구리의 저항률이며,  $\mu$ 는 구리의 투자율로 공기의 투자율  $\mu_0$ 와 비슷하며,  $f$ 는 스위칭 주파수를 나타낸다.

그림 5는 Foil 권선 두께비( $\varphi$ ) 및 권선 층수( $p$ )에 따른  $F_r$  특성을 나타내고 있다. 그림 5에서 나타낸 바와 같이, 권선의 층수( $p$ )와 Foil 권선 두께비( $\varphi$ )가 증가할수록  $F_r$ 이 증가한다는 것을 알 수 있다. Foil 권선 두께비( $\varphi$ )가 증가한다는 것은 Foil 권선의 두께가 증가하거나 또는 표피 깊이가 얇아진다는 것을 의미한다.

**나. Litz 권선의 Dowell's equation**

일반적으로 Dowell's equation은 고주파 변압기의 권선을 Foil 권선 형태에서 AC 권선 저항을 계산하기 때문에 본 논문에서 제안한 고주파 LLC 변압기의 1차측 권선으로 Litz 권선을 사용한 경우는 Litz 권선을 Foil 권선 형태로 등가 변환 할 필요가 있으며, 그림 6은 Litz 권선을 Foil 권선 형태로 등가 변환하는 과정을 나타내고 있다.

그림 6에서 알 수 있듯이, Litz 권선을 Foil 권선 형태로 등가 변환하기 위해 조건으로 원형 권선의 구리 직경과 간격 계수를 각각  $d$ 와  $\lambda = d/p$ 로 정의되며, 원형 권선과 사각 권선의 폭이 같다면 사각 권선의 높이를 식 (17)과 같이 유도 할 수 있다.

$$h = \sqrt{\frac{\pi}{4}} d \tag{17}$$



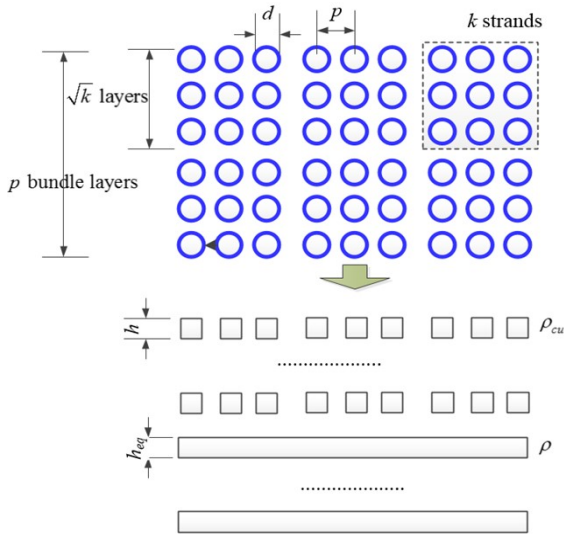


Fig. 6. Equivalent transformation from Litz wire to Foil wire.

그림 6. Litz권선을 Foil권선으로 등가 변환

원형 권선에서 등가화된 사각 권선의 저항률은 식 (18)과 같이 구리의 저항률과 공극 계수로 나타낼 수 있으며, 공극 계수( $\eta$ )는 도체면적( $h^2$ )과 등가박판 면적( $hp$ )의 비로써 식 (19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\rho = \frac{\rho_{cu}}{\eta} \tag{18}$$

$$\eta = \frac{h^2}{hp} = \sqrt{\frac{\pi}{4}} \frac{d}{p} = \sqrt{\frac{\pi}{4}} \lambda \tag{19}$$

식 (16), 식 (18)과 식 (19)를 이용하여 등가화된 사각 권선의 표면 깊이는 식 (20)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\delta' = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_0 f}} = \frac{\delta_{skin}}{\sqrt{\eta}} = \left(\frac{\pi}{4}\right)^{-\frac{1}{4}} \frac{\delta_{skin}}{\sqrt{\lambda}} \tag{20}$$

Dowell's equation에 필요한 파라미터  $\varphi_{eq}$ 는 식 (17)과 식 (20)을 이용하여 식 (21)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\varphi_{eq} = \frac{h}{\delta'} = \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \frac{d}{\delta_{skin}} \sqrt{\lambda} \tag{21}$$

식 (20)과 식 (21)를 이용하여 등가화된 Foil 권선의 두께는 식 (22)와 같이 나타낼 수 있다.

$$h_{eq} = \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} d \sqrt{\frac{\lambda}{\eta}} \tag{22}$$

고주파 LLC 변압기의 Litz 권선을 Foil 권선 형태로 등가화된 식을 Dowell's equation에 적용하면 식 (23),

식 (24) 및 식 (25)와 같이 나타낼 수 있다.

$$F_r(\varphi_{eq}, p_{eq}) = AA(\varphi_{eq}) + \frac{p_{eq}^2 - 1}{3} BB(\varphi_{eq}) \tag{23}$$

$$AA(\varphi_{eq}) = \varphi_{eq} \frac{\sinh(2\varphi_{eq}) + \sin(2\varphi_{eq})}{\cosh(2\varphi_{eq}) - \cos(2\varphi_{eq})} \tag{24}$$

$$BB(\varphi_{eq}) = 2\varphi_{eq} \frac{\sinh(\varphi_{eq}) + \sin(\varphi_{eq})}{\cosh(\varphi_{eq}) - \cos(\varphi_{eq})} \tag{25}$$

여기서  $p_{eq}$ 는 등가화된  $p$ 로써  $p_{eq} = \sqrt{k}p$ 이며,  $k$ 는 Litz 권선의 가닥수를 나타낸다.

다. AC 권선 손실 계산

고주파에서 동작하는 변압기의 경우, AC 권선 저항에 의한 AC 권선 손실이 지배적이다. 특히 LLC DC/DC 공진 컨버터의 경우, 스위칭 전류가 교류이기 때문에 AC 권선 손실이 전체 권선 손실이라고 볼 수 있으므로 AC 권선 손실을 분석하는 것이 더욱 중요하다. AC 권선 손실을 분석하기 위해서는 식 (23)을 이용하여 계산한  $F_r$ 과 DC 권선 저항, 각 권선에 흐르는 전류 실효값이 필요하다. DC 권선 저항은 식 (26)과 같이 나타 낼 수 있다.

$$R_{DC} = \frac{\rho_{cu} N_{turn} MLT}{A_{cu}} \tag{26}$$

여기서  $N_{turn}$ ,  $MLT$ ,  $A_{cu}$  및  $\rho_{cu}$  권선의 턴수, 권선의 평균 길이, 권선의 단면적 및 구리의 저항률을 나타낸다.

식 (23)과 식 (26)을 이용한 AC 권선 저항은 식 (27)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{AC} = F_r \cdot R_{DC} \tag{27}$$

식 (26)과 식 (27)을 이용하여 권선에 발생하는 전체 권선 손실( $P$ )은 식 (28)과 같으며, LLC DC/DC 공진 컨버터의 경우 스위칭 전류가 교류이기 때문에 AC 권선 손실이 전체 권선 손실이므로 식 (29)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_t = I_{AC,RMS}^2 R_{AC} + I_{DC}^2 R_{DC} \tag{28}$$

$$P_t \approx I_{AC,RMS}^2 F_r R_{DC} \tag{29}$$

식 (29)에서 알 수 있듯이, 고주파 LLC 변압기의 AC 권선 손실은  $F_r$ 에 비례하며, 고주파 LLC 변압기의 권선 설계 시  $F_r$ 을 고려하여 AC 권선 손실을 최적화 하는 것이 중요하다.

4. 고효율 및 고밀도화를 위한 LLC 변압기의 권선 최적화 설계

본 논문은 고주파 스위칭 동작에 의한 LLC 변압기의 크기 저감, 추가적인 공진 인덕터 없이 LLC 변압기의 1차측과 2차측의 권선 구조 및 Bobbin구조에 의한 LLC 변압기의 누설 인덕턴스를 공진 인덕터로 사용함으로써 공진인덕터와 자화 인덕턴스( $L_p + L_m$ )의 일체화를 통한 LLC 변압기의 크기 저감 및 1차측 권선 구조를 병렬로 interleaved함으로써 AC 권선 손실 최소화를 통한 LLC DC/DC 컨버터의 고효율 및 고밀도화를 위해 고주파 LLC 변압기의 최적화 설계가 필요하다. 이를 구현하기 위해 본 논문에서는 특히 권선 구조에 따른 누설 인덕턴스 설계 및 1차측 권선 구조를 병렬로 Interleaved 함으로써 AC 권선 손실 최소화 설계를 위해 2절과 3절에서 기술한 기술적 배경으로 토대로 고주파 LLC 변압기의 권선 최적화 설계를 진행한다.

가. 동일 권선폭을 갖는 수직형 권선 구조의 누설 인덕턴스  
일반적으로 변압기의 누설 인덕턴스 해석은 1차측 권선과 2차측 권선의 폭이 동일하다는 가정하에 이루어진다. 그림 7은 1차측 및 2차측 권선이 동일 권선 폭을 가지는 변압기의 누설 자속 방향 및 MMF 다이어그램을 나타내고 있다.

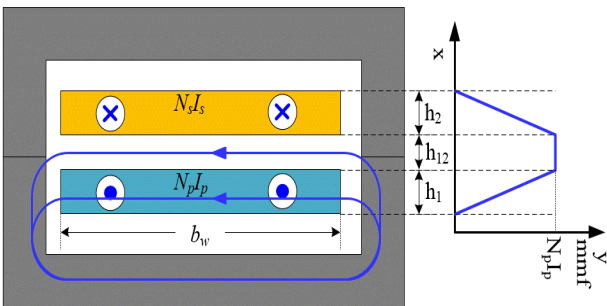


Fig. 7. Leakage magnetic flux direction and MMF diagram of a transformer with the same winding width.  
그림 7. 동일 권선 폭을 갖는 변압기의 누설 자속 방향 및 MMF 다이어그램

그림 7에서 알 수 있듯이, 수평방향(x 방향)에서의 구간 별 자계 세기는 식 (30), 식 (31) 및 식 (32)와 같이 나타낼 수 있다. 또한 변압기에 저장되는 자기에너지(W)와 누설퍼미언스( $P_{lk}$ )는 식 (33)과 식 (34)와 같다.

$$H = \frac{N_p I_p}{b_w h_1} x (\because 0 < x < h_1) \tag{30}$$

$$H = \frac{N_p I_p}{b_w} (\because h_1 < x < h_1 + h_2) \tag{31}$$

$$H = \frac{N_p I_p}{b_w h_2} (h_1 + h_{12} + h_2 - x) (\because h_1 + h_{12} < x < h_1 + h_{12} + h_2) \tag{32}$$

$$W = \frac{1}{2} \mu_0 \int H^2 dV = \frac{1}{2} L_{lk} I_p^2 (\because L_{lk} = N_p^2 \frac{\mu_0}{b_w} (l_{w1} \frac{h_1}{3} + l_{w12} h_{12} + l_{w2} \frac{h_2}{3})) \tag{33}$$

$$P_{lk} = \frac{\mu_0}{b_w} (l_{w1} \frac{h_1}{3} + l_{w12} h_{12} + l_{w2} \frac{h_2}{3}) \tag{34}$$

여기서  $N_p$ 는 1차측 권선 턴수이며,  $h_1$ ,  $h_2$  및  $h_{12}$ 는 각각 1차, 2차 권선의 두께 및 권선간의 간격을 나타낸다. 또한  $b_w$ 는 1차와 2차 권선의 폭을 나타내고,  $l_{w1}$ ,  $l_{w2}$  및  $l_{w12}$ 는 각각 1차, 2차 권선의 평균 거리 및 권선간 이격 공간의 평균거리를 나타내며,  $l_{w1} = l_{w12} = l_{w2} = l_w$ 이다.

나. 다른 권선폭을 갖는 수직형 권선 구조의 누설 인덕턴스  
실제 변압기를 제작할 경우, 1차측 및 2차측 권선의 폭이 다르다. 이러한 이유 때문에 기존의 일반적인 해석 방법으로 변압기의 누설 인덕턴스를 해석할 경우 오차가 많이 발생한다. 따라서 실제 변압기와 같이 1차측 및 2차측 권선의 폭이 다른 경우의 고주파 LLC 변압기의 누

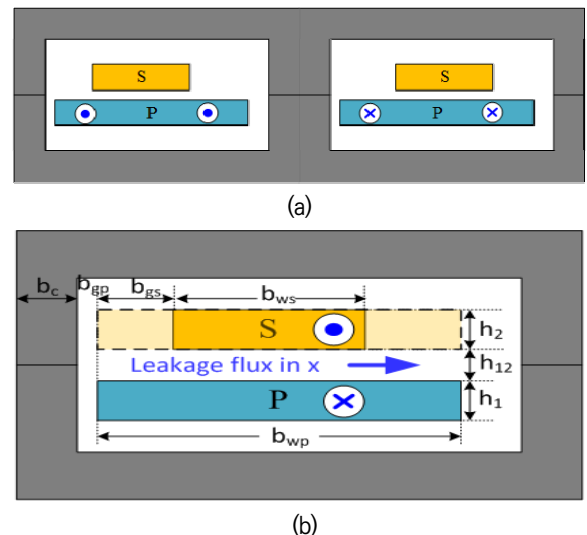


Fig. 8. Transformer of vertical winding structure with different primary and secondary widths : (a) transformer of vertical winding structure, (b) horizontal direction of vertical winding structure.  
그림 8. 1차측 및 2차측 권선 폭이 다른 수직형 권선 구조의 변압기 : (a) 수직형 권선 구조의 변압기, (b) 수직형 권선 구조의 수평방향

설 인덕턴스에 대해서 해석한다. 그림 8은 1차측 및 2차측 권선의 폭이 다른 수직형 권선 구조의 변압기를 나타낸다. 그림 8(b)에서 알 수 있듯이, 수직형 권선 구조의 변압기의 누설퍼미언스는 점선과 같이 두 권선의 폭을 같게 하고 균등한 턴 수로 가정하고 해석을 진행한다.

수직형 권선 구조의 변압기에 대한 수평(x축) 방향의 누설퍼미언스( $P_{lk,x}$ )는 식 (35)와 같다.

$$P_{lk,x} = \frac{\mu_0}{b_{wp}} \left( \frac{A_1}{3} + A_{12} + \frac{A_2}{3} \right) \quad (35)$$

$$(\because l_w = \pi(2(b_c + b_{gp}) + b_{wp}))$$

여기서,  $A_1 = l_{w1}h_1$ ,  $A_{12} = l_{w12}h_{12}$ ,  $A_2 = l_{w2}h_2$ 이고,  $l_{w1} = l_{w12} = l_{w2} = l_w$ 이며,  $l_w$ 는 원형 보빈에 대한 권선의 평균 거리를 나타낸다.

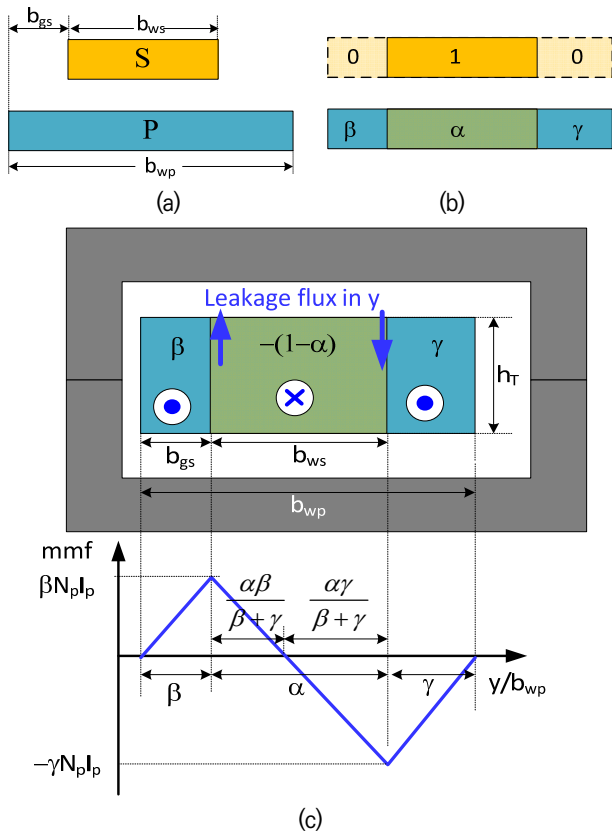


Fig. 9. MMF diagram for vertical direction(y-axis) of vertical winding structure : (a) vertical winding with the different width, (b) vertical winding with the same width, (c) MMF diagram.

그림 9. 수직형 권선 구조의 수직방향(y축)에 대한 MMF 다이어그램 : (a) 권선 폭이 다른 수직형 권선, (b) 권선 폭이 같은 수직형 권선, (c) MMF 다이어그램

그림 9는 수직형 권선 구조의 수직 방향(y축)에 대한

MMF 다이어그램을 나타내고 있다. 그림 9에서 알 수 있듯이, 수직형 권선 구조의 변압기에 대한 수직(y축) 방향의 누설퍼미언스( $P_{lk,y}$ )는 그림 9(a)의 권선 폭이 다른 권선을 그림 9(b)와 같이 두 권선의 폭을 동일하게 하고 균등한 턴 수로 가정한 다음 긴 권선의 전류를 짧은 권선의 길에 대응하게 나누고 길이의 비로 전류를 분배한 식 (36)을 이용하여 도식한 그림 9(c)의 MMF 다이어그램을 토대로 누설퍼미언스를 계산한다.

$$\alpha = \frac{b_{ws}}{b_{wp}}, \beta = \frac{b_{gs}}{b_{wp}}, \gamma = 1 - \alpha - \beta \quad (36)$$

수직형 권선 구조의 변압기에 대한 수직(y축) 방향의 누설퍼미언스( $P_{lk,y}$ )는 식 (37)과 같다.

$$P_{lk,y} = \frac{\mu_0 b_{wp}}{3h_T} \left( \beta^3 (l_{w\beta} + \frac{\alpha}{\beta + \gamma} l_{w\alpha 1}) + \gamma^3 \left( \frac{\alpha}{\beta + \gamma} l_{w\alpha 2} + l_{w\gamma} \right) \right) \quad (37)$$

여기서,  $h_T = h_1 + h_{12} + h_2$ 이며,  $l_{w\beta}$ ,  $l_{w\alpha 1}$ ,  $l_{w\alpha 2}$ ,  $l_{w\gamma}$ 는 원형 보빈에 대한 권선의 평균 거리를 나타낸다. 원형 보빈에 대한 권선의 평균 거리  $l_{w\beta}$ ,  $l_{w\alpha 1}$ ,  $l_{w\alpha 2}$ ,  $l_{w\gamma}$ 는 식 (38) ~ 식 (41)과 같이 나타낼 수 있다.

$$l_{w\beta} = \pi(2(b_c + b_{gp}) + b_{gs}) \quad (38)$$

$$l_{w\alpha 1} = \pi(2(b_c + b_{gp} + b_{gs}) + \frac{\beta}{\beta + \gamma} b_{ws}) \quad (39)$$

$$l_{w\alpha 2} = \pi(2(b_c + b_{gp} + b_{gs} + \frac{\beta}{\beta + \gamma} b_{ws}) + \frac{\gamma}{\beta + \gamma} b_{ws}) \quad (40)$$

$$l_{w\alpha 2} = \pi(2(b_c + b_{gp} + b_{gs} + b_{ws}) + \gamma b_{wp}) \quad (41)$$

수직형 권선 구조 변압기의 전체 누설 퍼미언스는 식 (42)와 같이 수평방향의 누설 퍼미언스와 수직방향의 누설퍼미언스의 합으로 나타낼 수 있으며, 식 (42)의 보정 계수(K)는 식 (43)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{lk} = P_{lk,x} + KP_{lk,y} \quad (42)$$

$$K = 1 - \frac{1 - e^{-a}}{a} \left[ 1 - \frac{e^{-b}}{2} (1 - e^{-a}) \right] \quad (43)$$

$$(\because a = \frac{2\pi h_T}{\lambda}, b = \frac{4\pi b_{gp}}{\lambda})$$

여기서, K는 보정계수로서 수직방향의 누설퍼미언스를 보정하기 위해서 사용되며, λ는 MMF 다이어그램 파장을 나타낸다.



다. 다른 권선폭을 갖는 수평형 권선 구조의 누설 인덕턴스

그림 10은 1차측 및 2차측 권선의 폭이 다른 수평형 권선 구조의 변압기를 나타낸다. 수평형 권선 구조의 변압기의 누설퍼미언스 해석 방법은 수직형 권선 구조의 변압기의 누설퍼미언스 해석방법과 유사하며 그림 10(b)에서 알 수 있듯이, 점선과 같이 두 권선의 폭을 같게 하고 균등한 턴 수로 가정하고 해석을 진행한다.

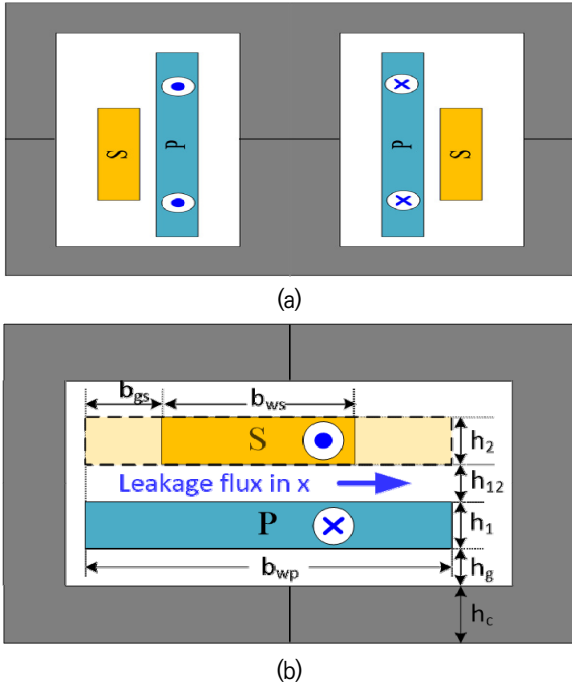


Fig. 10. Transformer of horizontal winding structure with different primary and secondary widths : (a) transformer of horizontal winding structure, (b) horizontal direction of horizontal winding structure

그림 10. 1차측 및 2차측 권선 폭이 다른 수평형 권선 구조의 변압기 : (a) 수평형 권선 구조의 변압기, (b) 수평형 권선 구조의 수평방향

수평형 권선 구조의 변압기에 대한 수평(x축) 방향의 누설퍼미언스( $P_{lk,x}$ )는 식 (44)와 같다.

$$P_{lk,x} = \frac{\mu_0}{b_{wp}} \left( \frac{A_1}{3} + A_{12} + \frac{A_2}{3} \right) \quad (44)$$

$$(\because l_w = \pi(2(b_c + b_{gp}) + b_{\phi}))$$

여기서,  $A_1 = l_{w1}h_1$ ,  $A_{12} = l_{w12}h_{12}$ ,  $A_2 = l_{w2}h_2$ 이고,  $l_w$ 는 원형 보빈에 대한 권선의 평균 거리를 나타낸다. 원형 보빈에 대한 권선의 평균 거리  $l_{w1}$ ,  $l_{w12}$ ,  $l_{w2}$ 는 식 (45), 식 (46) 및 식 (47)과 같이 나타낼 수 있다.

$$l_{w1} = \pi(2(h_c + h_g) + h_1) \quad (45)$$

$$l_{w12} = \pi(2(h_c + h_g + h_1) + h_{12}) \quad (46)$$

$$l_{w2} = \pi(2(h_c + h_g + h_1 + h_{12}) + h_2) \quad (47)$$

수평형 권선 구조의 변압기에 대한 수직(y축) 방향의 누설퍼미언스( $P_{lk,y}$ )는 수직형 권선 구조의 변압기에 대한 수직 방향의 누설퍼미언스( $P_{lk,y}$ ) 해석 방법과 유사하므로 수직형 권선 구조의 변압기에 대한 수직 방향의 누설퍼미언스( $P_{lk,y}$ ) 해석 방법을 이용하여 도출한 수평형 권선 구조의 변압기에 대한 수직(y축) 방향의 누설퍼미언스( $P_{lk,y}$ )는 식 (48)과 같다.

$$P_{lk,y} = \frac{\mu_0 b_{wp} l_w}{3h_T} \frac{\beta^3 + \gamma^3}{\beta + \gamma} \quad (48)$$

$$(\because l_w = \pi(2(h_c + h_g) + h_T))$$

여기서,  $h_T = h_1 + h_{12} + h_2$ 이며,  $l_w$ 는 원형 보빈에 대한 권선의 평균 거리를 나타낸다. 수평형 권선 구조 변압기의 전체 누설퍼미언스는 식 (49)와 같이 수평방향의 누설퍼미언스와 수직방향의 누설퍼미언스의 합으로 나타낼 수 있으며, 식 (49)의 보정계수(K)는 식 (43)과 동일하다.

$$P_{lk} = P_{lk,x} + KP_{lk,y} \quad (49)$$

라. AC 권선 손실 최소화를 위한 interleaved 병렬 권선  
고효율의 변압기 설계 시, AC 권선 손실 최소화를 위한 주요 인자로서 interleaved 병렬 권선 방식이 제안되고 있으며 interleaved 병렬 권선 방식은 누설 인덕턴스 최소화의 목적으로 이용되기도 한다. 본 절에서는 interleaved 병렬 권선 방식을 고주파 LLC 변압기에 적용하여 AC 권선 손실 최소화 방법을 제안한다. Interleaved 병렬 권선 방식을 적용하지 않았을 경우의 누설퍼미언스는 본론 4장 가절의 수직형 권선 구조의 변압기의 누설퍼미언스 해석 방법을 이용하여 도출한 식 (34)와 동일한 식으로 표현된다.

$$P_{lk} = \frac{\mu_0 l_{w1}}{b_w} \left( \frac{1}{3} d_1 + d_{12} + \frac{1}{3} d_2 \right) \quad (50)$$

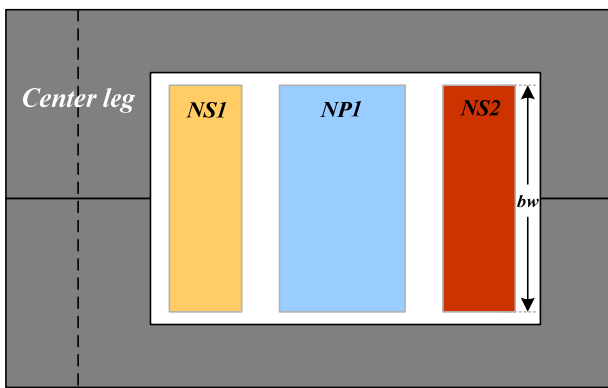
여기서  $d_1$ ,  $d_2$  및  $d_{12}$ 는 각각 1차, 2차 권선의 두께 및 권선 간의 간격을 나타낸다. 또한  $b_w$ 는 1차와 2차 권선의 폭을 나타내고,  $l_{w1}$ 는  $N_{s1}$  권선의 평균 거리를 나타낸다.

그림 11은 interleaved 병렬 권선을 고려하였을 경우

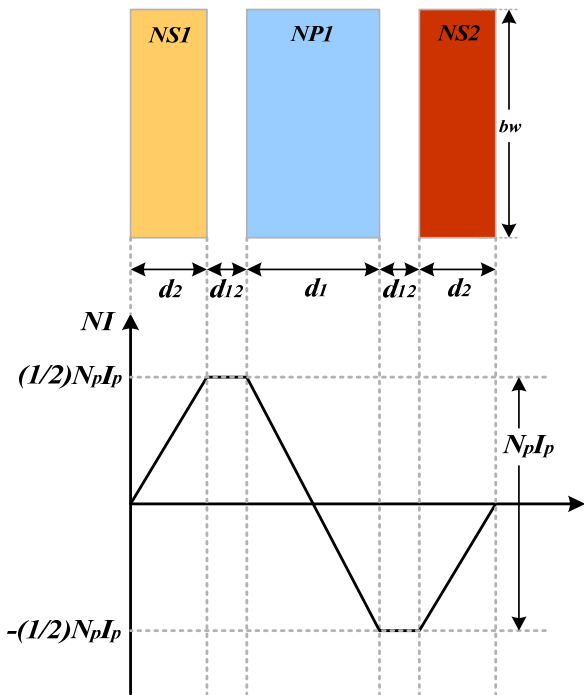
의 권선 구조 및 MMF 다이어그램을 나타내고 있다. Interleaved 권선이 병렬 권선일 경우는  $N_p I_p = (I_{s1} + I_{s2}) N_s$ 와  $I_{s1} = I_{s2}$ 의 조건을 만족해야 하며, interleaved 병렬 권선 방식을 적용하였을 경우의 수직형 권선 구조의 변압기의 누설퍼미언스는 식 (51)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{lk} = \frac{1}{4} \frac{\mu_0}{b_w} \left( \frac{1}{6} d_1 + d_{12} + \frac{1}{3} d_2 \right) (l_{w1} + l_{w2}) \quad (51)$$

여기서  $l_{w1}$ 와  $l_{w2}$ 는  $N_{s1}$ 권선 및  $N_{s2}$ 권선의 평균 거리를 나타낸다.



(a)



(b)

Fig. 11. Winding structure and MMF diagram considering interleaved parallel winding :

(a) winding structure, (b) MMF diagram

그림 11. interleaved 병렬 권선을 고려한 권선 구조 및 MMF 다이어그램 : (a) 권선 구조, (b) MMF 다이어그램

### 5. 고주파 LLC 변압기의 설계 및 실험

상기에서 기술한 분석 결과를 토대로 500[kHz]의 스위칭 주파수를 가지는 수직형 권선 구조의 고주파 LLC 변압기 최적화 설계를 진행하였다. 본 논문은 interleaved 병렬 권선 방식 및 권선 배치의 최적화를 통해 고주파 LLC 변압기의 AC 손실을 저감시켰을 뿐만 아니라 고주파 LLC 변압기의 slim화를 위해 2차 권선을 PCB와 동판권선을 사용하였으며 1차측 권선은 턴 수가 많아 PCB 및 동판권선 사용이 어려우므로 Litz 권선을 사용하였다. 본 논문에서는 고주파 LLC 변압기 최적화 설계를 위해 interleaved 병렬 권선 방식을 적용하여 1차측 권선과 2차측 권선의 권선 type에 따른 총 3가지의 권선 최적화 설계를 진행하였다.

- ① 1차측 : Litz, 2차측 : All PCB(2oz)
- ② 1차측 : Litz, 2차측 : All PCB(3oz)
- ③ 1차측 : Litz, 2차측 : PCB(3oz), 동판

①, ② 방안에 대하여 권선 최적화 설계를 통해 실험한 결과, 2차측 권선의 온도가 각각 96[°C]와 90[°C]이며 본 연구의 목표 설계 사양을 만족하지 못함을 확인하였다. 따라서 본 논문에서는 ③ 방안에 대한 수직형 권선 구조의 고주파 LLC 변압기 최적화 설계에 대해서 나타내었다.

그림 12는 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 변압기의 권선 배치도를 나타내고 있다. 그림 12에서 알 수 있듯이, 1차측 권선은 Litz 권선, 2차측 권선은 PCB와 동판권선으로 구성하였다. 1차측 권선은 interleaved 병렬 권선 방식으로 적용함으로써 AC 교류 손실 저감

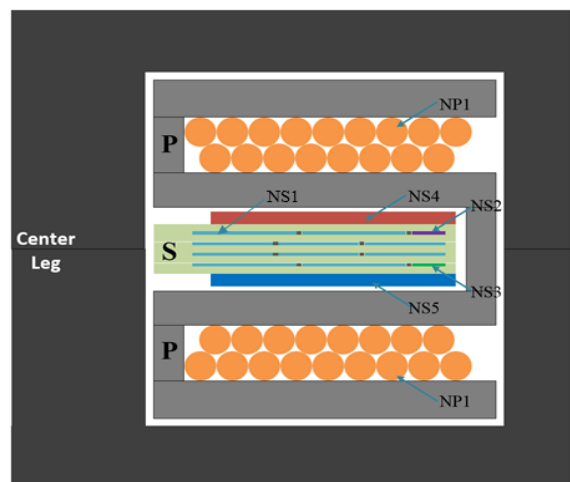


Fig. 12. Winding layout of high frequency LLC transformer with 3oz PCB and copper plate windings.

그림 12. 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기의 권선 배치

및 권선 창 면적을 최대한 활용할 수 있으며, 2차측 권선은 PCB와 동판권선으로 구성함으로써 slim화를 구현하였으며, 또한 2차측 권선의 동판 권선(Ns4, Ns5)은 대전류 권선으로 PCB는 3oz 4 Layer를 사용하였다.

표 1은 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 변압기의 권선 설계 사양을 나타내고 있다. 표 1에서 1차측 권선(Np1)과 2차측 권선(Ns1)은 전류밀도는 각각 450[A/cm<sup>2</sup>], 460[A/cm<sup>2</sup>]으로 설계를 진행하였다. 표 2는 Mathcad tool을 이용하여 이론적으로 분석한 권선 손실을 계산한 결과를 나타내고 있다. 표 2에서 알 수 있듯이, 1차측 권선에서 권선 손실이 가장 크며, 2차측 권선에서는 Ns2(Ns3)가 가장 작음을 알 수 있다.

Table 2. Winding design specification for high frequency LLC transformer with 2oz PCB and copper plate windings.

표 2. 2oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기의 권선 설계 사양

	I <sub>rms</sub> [A]	Wire type	Turns	Ac[mm <sup>2</sup> ]	Current density [A/mm <sup>2</sup> ]
Np1	3.61	AWG38	17	0.4×2	450
Ns1	2.34	PCB	5	0.252×2	460
Ns2	0.28	PCB	1	0.105	270
Ns3	0.28	PCB	1	0.105	270
Ns4	6.95	Plate	1	1.4	500
Ns5	6.95	Plate	1	1.4	500

Table 3. Winding loss calculated by theoretical analysis using Mathcad tool.

표 3. Mathcad tool을 이용하여 이론적으로 계산된 권선 손실

	I <sub>rms</sub> [A]	RDC[Ω]	F <sub>r</sub>	R <sub>AC</sub> [Ω]	Loss[W]
Np1	3.61/2	0.061	5.656	0.347	1.129
Ns1	2.34/2	0.034	1.1	0.038	0.052
Ns2	0.28	0.017	1.1	0.019	1.49×10 <sup>-3</sup>
Ns3	0.28	0.017	1.1	0.019	1.49×10 <sup>-3</sup>
Ns4	6.95	0.48×10 <sup>-3</sup>	3.956	1.89×10 <sup>-3</sup>	0.091
Ns5	6.95	0.48×10 <sup>-3</sup>	3.965	1.89×10 <sup>-3</sup>	0.091

그림 13은 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 변압기의 보빈을 나타내고 있다. 그림 13에서 알 수 있듯이, 보빈 최대 높이(A), 보빈 최대 폭(B), Np권선 공간 높이(C) 및 Np권선 공간 폭(D)는 각각 10.9[mm], 33.2

[mm], 1.8[mm] 및 10.2[mm]을 나타낸다. 그림 4의 코어 형상과 그림 14의 3oz PCB 및 동판 권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기를 이용하여 Maxwell 2D 및 3D 시뮬레이션한 결과 표 4에서 나타낸바와 같이 1차측의 Np1 권선을 제외한 나머지 권선들을 All shorted한 경우 누설인덕턴스(L<sub>k</sub>)는 3.41[μH]를 얻었다.

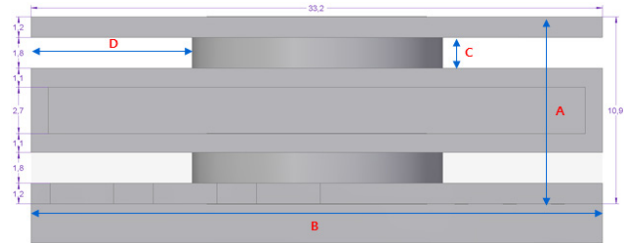


Fig. 13. Bobbin shape of high frequency LLC transformer with 3oz PCB and copper plate windings.

그림 13. 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기의 보빈 형상

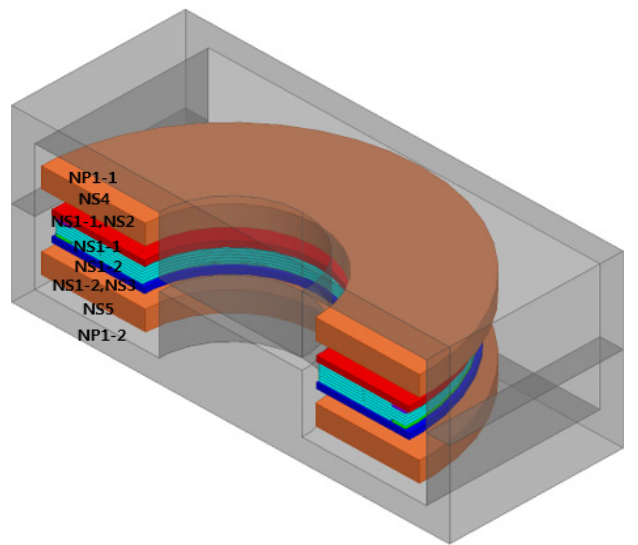


Fig. 14. High frequency LLC transformer with 3oz PCB and copper plate windings.

그림 14. 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기

그림 15는 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기의 시제품을 나타내고 있다. 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기의 자화 인덕턴스(L<sub>m</sub>)와 공진 인덕턴스(L<sub>r</sub>)는 각각 64.35[μH]와 3.61[μH]로 측정되었다. 표 4의 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기의 L<sub>k</sub>값과 거의 일치함을 알 수 있다. 그림 16은 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기의 1차측 공진 전류(I<sub>rms</sub>[A])를 나타내고 있다. 그림 16의 1차측 공진 전류(I<sub>rms</sub>[A])는 AC 90[V],

Table 4. Lk simulation result of High frequency LLC transformer with 3oz PCB and copper plate windings.

표 4. 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기의 Lk 시뮬레이션 결과

Lk(All shorted)[μH]						
	Np1	Ns1	Ns2	Ns3	Ns4	Ns5
Np1	3.41					
Ns1		0.07				
Ns2			0.03			
Ns3				0.03		
Ns4					0.004	
Ns5						0.004

Vdrv, B13V@Full load, 스위칭 주파수 480[kHz] 조건에서  $I_{rms} = 2.09[A]$ 가 측정되었다. 그림 17은 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기의 최대 권선 및 코어 온도를 나타내고 있다. 그림 17에서 알 수 있듯이, 고주파 LLC 변압기의 최대권선 및 코어 온도가 각각 71.5[°C], 60.9[°C]로 75[°C] 이하의 설계 사양을 만족하고 있음을 확인하였다.



Fig. 15. Actual sample of high frequency LLC transformer with 3oz PCB and copper plate windings.

그림 15. 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기의 시제품

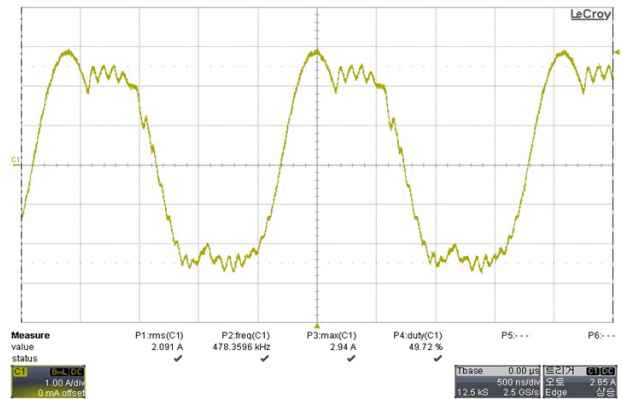
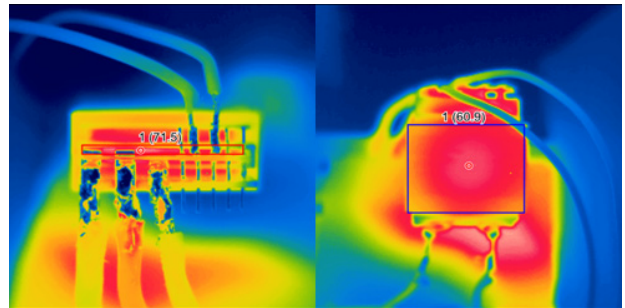


Fig. 16. Resonant current on the primary side of high frequency LLC transformer with 3oz PCB and copper plate windings.

그림 16. 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기의 1차측 공진 전류



(a) (b)

Fig. 17. Maximum winding and core temperatures of high frequency LLC transformer with 3oz PCB and copper plate windings : (a) maximum winding temperature, (b) maximum core temperature.

그림 17. 3oz PCB 및 동판권선으로 구성된 고주파 LLC 변압기의 최대권선 및 코어온도

### III. 결론

본 논문에서는 315W급 65인치 UHD-TV용 LLC DC/DC 공진 컨버터에 사용되고 있는 slim형 고주파 LLC 변압기의 권선 최적화 설계에 대해서 나타내었다. 본 논문에서는 고주파 LLC 공진 변압기의 코어 손실 분석, AC 권선 손실 분석 및 권선 배치 최적화 설계를 통해 고효율의 slim형 고주파 LLC 변압기의 최적화 설계를 수행하였다. 특히 본 논문에서는 이론적으로 해석하여 얻어진 결과를 토대로 고효율, 고밀도 및 slim형 고주파 LLC 변압기는 교류 권선 손실 최소화 및 권선 자동화를 위하여 인터리브 병렬 권선 및 수직형 권선 구조로 구성하였다. 본 논문 제안한 수직형 권선 구조 방식의 slim형 고주파 LLC 변압기의 1차측 권선은 Litz 권선을



2차 권선은 PCB와 동판 권선을 사용하였다. 최종적으로 Maxwell 2D 및 3D Tool을 이용한 시뮬레이션 결과를 토대로 이론 해석의 정당성을 입증하기 위해 실험한 결과, 고주파 LLC 변압기의 최대권선 및 코어 온도가 각각 71.5[°C], 60.9[°C]로 75[°C]이하의 설계 사양을 만족하고 있음을 확인하였으며, 또한 2차측 권선을 PCB 및 동판 권선을 적용함으로써 slim형 고주파 LLC 변압기의 권선 최적화 설계도 수행하였다.

향후, 본 논문에서 수행한 결과를 토대로 LED/ OLED TV SMPS, Server Power, 대용량 전원장치 뿐만 아니라 고주파 스위칭 응용 분야에 적용할 예정이다.

## References

- [1] J. H. Kim, I. W. Lee, J. W. Kim, J. S. Won, D. S. Oh., J. S. Kim, "Technical Trends of Power Electronics and Flat Panle Display," *2009 Power Electronics Annual Conference*, pp.201-204, 2009.
- [2] M. Rascon, R. Prieto, O. Garcia, J. A. Cobos and J. Uceda, "Design of very low profile magnetic components using flex foils," *Proceedings of APEC 97-Applied Power Electronics Conference*, pp.561-567, 1997. DOI: 10. 1109/APEC. 1997.575614
- [3] J. Biela, and J.W. Kolar, "Electromagnetic integration of high power resonant circuits comprising high leakage inductance transformers," *2004 35th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol.6, pp.4537-4545, 2004. DOI: 10.1109/PESC.2004.1354802
- [4] Eleftherios I. Amoiralis, Marina A. Tsili and Antonios G. Kladas, "Transformer Design and Optimization: A Literature Survey," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no.4, pp.1999-2024, 2009. DOI: 10.1109/TPWRD.2009.2028763
- [5] C. Quinn, K. Rinne, T. O'Donnell, M. Duffy and C. O. Mathuna, "A review of planar magnetic techniques and technologies," *Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol.2, pp.1175-1183, 2001. DOI: 10.1109/APEC. 2001.912514
- [6] M. T. Quirke, J. J. Barrett, and M. Hayes, "Planar magnetic component technology-a review," *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, vol. 15, no.5, pp.884-892, 1992. DOI: 10.1109/33.180055
- [7] Hwa-Pyeong Park, Jee-Hoon Jung, "Design and Implementation of 500 kHz High Frequency LLC Resonant Converter for High Power Density," *The Transaction of the Korean Institute of Power Electronics*, vol.20. no.1, pp.51-58, 2015. DOI:10.6113/TKPE.2015.20.1.51
- [8] Jae-Hee Park, Rae-Young Kim, "Analysis, Design Method of Integrated Transformer Structure Adjusting Leakage Inductance for LLC Resonant Converter," *The 52th KIEE Summer Conference*, pp.1227-1228, 2021.
- [9] D. H. Lee, K. H. Phuc, K. H. Kim, S. W. Choi, "700kHz GaN-based Low-Profile LDC for 800V EV," *2021 Power Electronics Annual Conference*, pp.171-173, 2021.
- [10] Jae-Gon Yoo, Jong-Soo Kim, "Design and Analysis of 10kW High-frequency Planar Transformer for Arc Welding Machine," *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, vol. 71, no.12. pp.1780-1786, December, 2021. <https://doi.org/10.5370/KIEE.2022.71.12.1780>
- [11] M. S. Jeon, G. Y. Lee, R. Y. Kim, "High Density, High Frequency Planar Transformer Based on Interleaved Serpentine Winding with Low Parasitic Capacitance of LLC Resonant Converter for Fuel Cell," *2022 Power Electronics Annual Conference*, pp.43-45, 2022.
- [12] Dong-kyun Kim, Chan-bae Park, Jae-Bum Lee, "Design and Analysis of 12kW Multiple Resonant LLC Converter with Parallel-Input and Series-Output," *The Transaction of the Korean Institute of Electrical Engineers*, vol.70. no.10, pp.1569-1579, 2021. DOI: 10.5370/KIEE 2021.70.10.1569
- [13] Daniel Whitman and Marian K. Kazimierczuk, "An Analytical Correction to Dowell's Equation for Inductor and Transformer Winding Losses Using Cylindrical Coordinates," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.34, no.11, pp.10425-10432, 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2904582
- [14] A V Bashkirov, V V Glotov, N Yu Veretennikov, V M Pitolin A S Demikhova, "Analysis of methods



and means for estimating losses in magnetic components caused by proximity effect and skin effect,” International Conference on IT in Business and Industry(ITBI2021),

DOI :10.1088/1742-6596/2032/1/012001

---

**BIOGRAPHY**

---

**Jong-Hae Kim** (Member)



1996 : MS degree in Electrical Engineering, Yeungnam University  
1999 : PhD degree in Electrical Engineering, Yeungnam University  
2005 : PhD degree in Electrical Engineering, Nagoya University

2005 ~ 2012 : Principal Engineer (Group leader), Samsung Electro-Mechanics, Co., Ltd.

2012 ~ Present : Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Daegu Catholic University