

# 인덕터 집적 평면 변압기의 누설 인덕턴스 계산

강정철<sup>1</sup>, 정세교<sup>†</sup>

## Leakage Inductance Calculation of Inductor Integrated Planar Transformer

Jung-Cheol Kang<sup>1</sup> and Se-Kyo Chung<sup>†</sup>

### Abstract

The design and fabrication of magnetic components is one of the most important issues in realizing high-density switching power converters. An integrated magnetics (IM) technique has been used to reduce the size and cost of the magnetic components. In this technique, a leakage inductance can be used as a series inductor connected to the transformer for applications using resonant techniques, such as LLC resonant converter and other zero-voltage switching converters. The calculation of the leakage inductance is required to accurately control the value of the inductance in designing an IM device. This paper describes the calculation of the leakage inductance for the inductor integrated planar transformer used for the high-density LLC resonant converter. The leakage fluxes through the leakage layer is first considered to calculate the biggest part of the leakage inductance. The windings and insulators are also considered to improve calculation accuracy under the uneven number of windings for the PCB layer. Leakage inductance is calculated using magnetic energy equation and equivalent magnetic circuit. Experimental results are provided to verify the effectiveness of the proposed calculation method.

**Key words:** Integrated magnetics, Leakage inductance, Resonant converter, Leakage layer, Magnetic sheet

### 1. 서 론

최근 항공우주, 국방 등 다양한 응용 분야에서 전원장치의 소형·경량화에 대한 요구가 커지고 있으며, 이에 따라 전력변환장치의 전력밀도 향상이 매우 중요한 과제가 되고 있다. 전력변환장치의 전력밀도 향상을 위해서는 수동소자, 특히 자성부품의 소형화가 필수적이다. Integrated Magnetics (IM) 기법은 하나의 자성 코어에 인덕터, 변압기 등 여러 개의 자성 부품을 집적하는 기술로 자성부품의 크기를 줄이고 가격을 절감하는 장점이 있어 다양한 연구개발이 진행되고 있다<sup>[1]-[13]</sup>.

IM 기법은 크게 공통 자기 경로를 이용하는 방법과

누설 층을 이용하는 방법으로 나눌 수 있다. 공통 자기 경로 기법은 인덕터와 변압기가 공통된 하나의 자기 경로를 공유하며 대칭적인 권선 구조를 이용하여 EMF를 상쇄하는 기법이다<sup>[1]-[6]</sup>. 누설 층을 이용하는 방법은 변압기에서 발생하는 누설 인덕턴스를 직렬 인덕턴스로 사용하는 기법이다. 누설 층 기법은 추가적인 인덕터 권선 없이 간단히 구현할 수 있다는 장점이 있다. 변압기에서 발생하는 통상적인 누설 인덕턴스 값은 매우 작으므로 LLC 공진형 컨버터와 같이 큰 직렬공진 인덕터가 필요한 경우 누설 층에 자성체를 넣어 인위적으로 누설 인덕턴스를 증가시키는 방법을 사용한다<sup>[7]-[13]</sup>.

이와 같은 IM 변압기 설계 시 정확한 누설 인덕턴스 값의 계산은 전력변환장치의 설계를 위해 매우 중요한 요소이다. 문헌 [5]와 [6]에서는 IM 기법을 사용하지 않은 PCB 평면 변압기의 누설 인덕턴스를 계산하기 위해 1차 및 2차 권선, 그리고 절연층에 저장된 에너지를 고려하여 전체 등가 누설 인덕턴스를 계산하는 공식을 제시하고, 권선 배열에 따른 누설 인덕턴스를 비교하였다. 문헌 [9]에서는 누설층을 이용한 평면 변압기의 릴럭턴스 등가 회로를 모델링하고, 중첩의 원리를 이용하여 누

Paper number: TKPE-2024-29-6-11

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

<sup>†</sup>Corresponding author: skchung@gnu.ac.kr, Dept. of Control & Instrumentation Eng., Gyeongsang Nat'l Univ of Korea

Tel: +82-55-772-1744 Fax: +82-55-772-1749

<sup>1</sup>Dept. of Electrical & Electronic Engineering, Graduate School, Gyeongsang Nat'l Univ., Korea

Manuscript received Oct. 29, 2024; revised Nov. 5, 2024; accepted Nov. 5, 2024

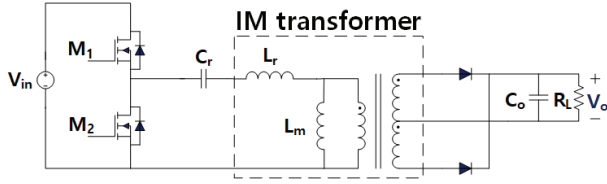


Fig. 1. LLC resonant converter with IM transformer

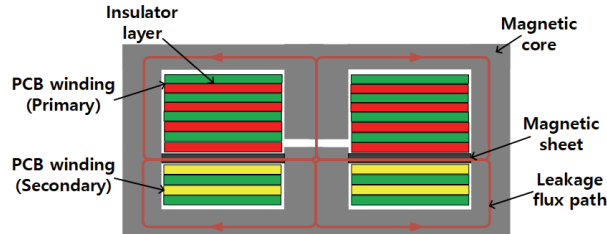


Fig. 2. Structure of IM planar transfer

설 층에 작용하는 MMF를 통해 누설 인덕턴스를 유도 하였다. 이 연구에서는 누설 층 MMF로 인한 1차 권선과 2차 권선의 MMF 비대칭을 고려하였으며, 권선에 의해 발생하는 누설 인덕턴스는 무시하였다. 문헌 [10], [12], [13]에서는 평면 변압기에 자기 선트를 삽입하여 누설 인덕턴스를 증가시키는 방법을 연구하였고, 이를 위해 1차 및 2차 권선과 자기 선트에 저장된 에너지를 기반으로 MMF 분포와 릴럭턴스 모델을 세분화하여 누설 인덕턴스의 정확도를 높였지만 1차 권선과 2차 권선의 MMF 비대칭은 고려되지 않았다.

본 논문에서는 누설층 기법을 적용한 인덕터 통합 평면 변압기의 누설 인덕턴스 계산 방법을 제안한다. 제안된 방법은 누설층에 대한 자기회로 모델과 자기에너지 식을 활용하여 누설층에서 발생하는 누설 인덕턴스를 계산하고, 계산 정확도를 높이기 위해 권선과 절연체에서 발생하는 누설 인덕턴스를 추가적으로 고려하였다. 제안된 계산 방법의 타당성은 LLC 공진형 컨버터에 적용된 IM 변압기에 대한 실험을 통해 검증하였다.

## 2. 누설 인덕턴스의 계산

### 2.1 인덕터 집적 평면 변압기의 구조

그림 1은 본 논문에서 고려한 IM 변압기를 사용한 LLC 공진 컨버터를 나타낸다. 그림에서 보는 바와 같이 IM 변압기는 공진 인덕터(Lr)와 변압기를 포함하며, 직렬로 연결된 인덕터는 누설 인덕턴스를 이용하여 구현 하였으며 Lm은 변압기의 자화 인덕턴스를 나타낸다.

그림 2는 인덕터 집적 평면 변압기의 구조를 나타내고 있다. 변압기는 E형 평면 페라이트 코어, 1, 2차 PCB 권선, 그리고 누설 층의 자성시트로 구성된다. LLC 공진형 컨버터의 경우 상대적으로 큰 값의 공진 인덕턴스가 필요하므로 공기층에 대한 누설 인덕턴스로는 이 값

을 구현하기 어렵다. 따라서 1, 2차 권선 사이의 누설 층에 비투자율( $\mu_s$ )이 200~300 정도인 자성 시트를 삽입하여 인위적으로 누설 자속을 증가시키는 방법을 사용 하였다. 이 구조에서 변압기의 누설 인덕턴스는 자성 시트의 투자율과 두께, 그리고 누설 층의 위치에 따라 결정된다. 고려된 변압기에서는 큰 누설 인덕턴스를 얻는 것이 목적이므로 Interleave 권선 방법 등은 사용하지 않았으며, 권선 층간의 충분한 거리가 있으므로 근접 효과에 의한 동손 증가 등의 영향은 무시할 수 있다.

### 2.2 누설 인덕턴스의 계산

누설 인덕턴스는 1, 2차 권선에서 결합되지 않은 누설 자속에 의해 발생되며, 누설 층, 권선 및 절연층에서 발생된다. 이러한 누설 자속으로부터 누설 인덕턴스는 다음의 자기에너지 식을 이용하여 계산할 수 있다<sup>[8],[9]</sup>.

$$E = \frac{1}{2} \int_V B \cdot H dv = \frac{1}{2} \cdot L_k \cdot I_p^2 \quad (1)$$

여기서  $B$ 는 자속밀도,  $H$ 는 자기장의 세기,  $L_k$ 는 누설 인덕턴스,  $I_p$ 는 권선에 흐르는 최대전류이다. 본 논문에서는 누설 층에서 발생하는 누설 인덕턴스와 권선과 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스를 분리하여 계산하며 다음과 같이 나타낼 수 있다<sup>[8]-[10]</sup>

$$L_k = L_{ksh} + L_{kw} \quad (2)$$

여기서  $L_{ksh}$ 와  $L_{kw}$ 는 각각 누설 층과 권선 및 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스를 나타낸다. 누설 층에는 자성 시트가 삽입되어 투자율이 공기에 비해 매우 크므로 대부분의 누설 자속은 누설 층에서 발생되나 계산의 정확도 향상을 위해 권선 및 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스를 추가로 고려하였다.

#### 2.2.1 누설 층의 누설 인덕턴스 계산

그림 3은 대상 변압기의 자기저항(Reluctance) 분포도이다. 이 그림에서는 권선과 절연체의 자기저항은 무시 하였으며 다음절에서 별도로 고려한다. 여기서  $R_c$ ,  $R_{l1}$ ,  $R_{l2}$ ,  $R_{d1}$ ,  $R_{d2}$ 와  $R_g$ 는 각각 자기회로 각 경로와 공극의 자기저항을 나타낸다.  $b_w$ ,  $l_1$ ,  $l_2$ 는 코어 각 부분의 길이,  $l_w$ 는 코어의 두께를 나타낸다. 그림 4는 대상 변압기의 자기회로 모델을 나타낸다. 그림 4의 각 자기저항은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_1 = \frac{g}{\mu_0 A_g} + \frac{l_1}{\mu_0 \mu_r A_c} \quad (3)$$

$$R_2 = \frac{l_2}{\mu_0 \mu_r A_c} \quad (4)$$

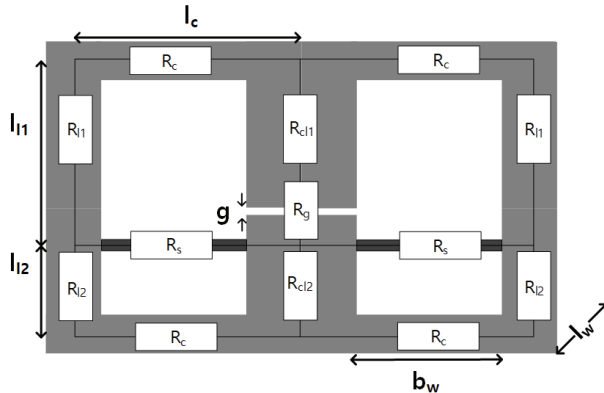


Fig. 3. Reluctance distribution of the IM transformer

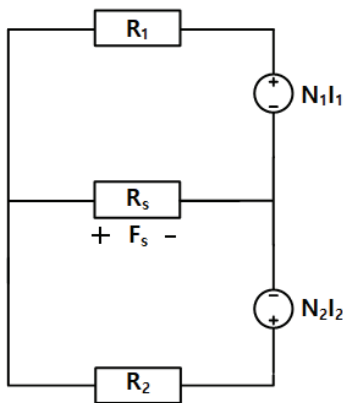


Fig. 4. Reluctance model of the proposed transformer

$$R_s = \frac{b_w}{\mu_0 \mu_s A_s} = \frac{b_w}{\mu_0 \mu_s l_w t_s} \quad (5)$$

여기서  $l_1 = l_c + 2l_{11}$ ,  $l_2 = l_c + 2l_{12}$ ,  $g$ 는 공극의 두께이며,  $b_w$ 는 누설 층(자성시트)의 길이,  $A_c$ ,  $A_g$ ,  $A_s$ 는 각각 코어, 공극, 그리고 자성 시트의 단면적,  $t_s$ 는 자성 시트의 두께,  $\mu_r$ 과  $\mu_s$ 는 각각 코어와 자성 시트의 비투자율이다. 1, 2차 각 권선과 자성 시트의 MMF는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F_1 = N_1 I_1 \quad (6)$$

$$F_2 = N_2 I_2 \quad (7)$$

$$F_s = \alpha_1 N_1 I_1 + \alpha_2 N_2 I_2 = N_1 I_1 (\alpha_1 + \alpha_2 k_F) \quad (8)$$

여기서

$$\alpha_1 = \frac{R_2 \parallel R_s}{R_1 + R_2 \parallel R_s} \quad \alpha_2 = \frac{R_1 \parallel R_s}{R_2 + R_1 \parallel R_s} \quad (9)$$

이며  $N_1$ ,  $N_2$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ 는 각각 1, 2차 측 권선 수와 전류이다. 그리고  $k_F$ 는 1차 측과 2차 측 MMF의 비이며 다음

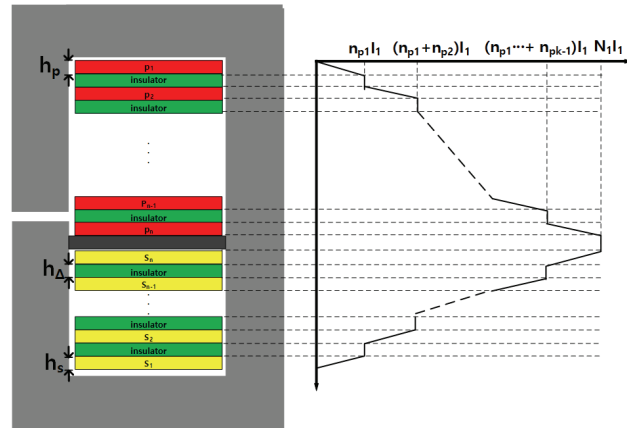


Fig. 5. Simplified MMF distribution of planar transformer with leakage layer

과 같다.

$$k_F = \frac{F_2}{F_1} = \frac{N_2 I_2}{N_1 I_1} \quad (10)$$

자성 시트 양단의 자기장의 세기는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_s = \frac{F_s}{b_w} \quad (11)$$

따라서 자성 시트가 삽입된 누설 층에서 발생하는 누설 인덕턴스는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_{ksh} = 2\mu_0 \mu_s \frac{F_s^2 A_s}{I_1^2 b_w} = 2\mu_0 \mu_s \frac{N_1^2 (\alpha_1 + \alpha_2 k_F)^2 A_s}{b_w} \quad (12)$$

누설 층의 누설 인덕턴스가 충분히 작을 경우, 즉 누설 층의 자기저항  $R_s$ 가 코어 자기 경로의 자기저항  $R_1$ ,  $R_2$ 에 비해 매우 클 경우  $k_F \approx 1$ ,  $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ 이 되어 누설 층의 누설 인덕턴스는 다음과 같이 간략하게 나타낼 수 있으며 1차 측 권선 수의 제곱에 비례한다.

$$L_{ksh} \approx 2\mu_0 \mu_s \frac{N_1^2 A_s}{b_w} \quad (13)$$

그러나 본 논문의 IM 변압기와 같이 누설 층의 누설 인덕턴스가 큰 경우에는 정확한 계산을 위해서  $k_F$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  값들이 고려되어야 한다.

## 2.2.2 권선과 절연층에 의한 누설 인덕턴스 계산

본 절에서는 권선과 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스를 계산한다. 그림 5는 대상 IM 변압기의 MMF 분포를 나타낸 것이다. 이 그림으로부터 1차 측 첫 번째 권선 층의 MMF는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F_{wp1} = \frac{n_{p1} I_1}{h_p} x \quad (14)$$

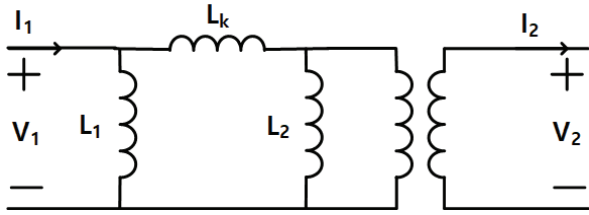


Fig. 6. Inductance model of proposed IM transformer

여기서,  $n_{p1}$ ,  $h_p$ 는 각각 PCB 권선 한 층의 권선 수와 권선 층의 도체 두께를 나타낸다. 이 식으로부터 k번째 권선 층의 MMF는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F_{wpk} = \frac{n_{pk}I_1}{h_p} [x - (k-1)h_{pd}] + F_{wp(k-1)} \quad (15)$$

여기서,  $k \geq 1$ 이며  $h_{pd} = h_p + h_{\Delta}$ ,  $h_{\Delta}$ 와  $n_{pk}$ 은 각각 절연 층의 두께와 k번째 권선 층의 권선 수를 나타낸다.  $F_{w(k-1)}$ 는 k-1번째 권선까지의 MMF 합으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F_{wp(k-1)} = \sum_{n=1}^{k-1} n_{pn}I_1 \quad (16)$$

이때 k번째 층의 자기장의 세기는 다음과 같다.

$$H_{wpk} = \frac{F_{wpk}}{b_w} \quad (17)$$

한편 k번째 절연층에서 발생하는 MMF와 자기장의 세기는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F_{ipk} = \sum_{n=1}^k n_{pn}I_1 \quad (18)$$

$$H_{ipk} = \frac{F_{ipk}}{b_w} \quad (19)$$

식(14)과 (16)로부터 1차 측 권선과 절연층에서 발생하는 누설 에너지는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$E_{w1} = \mu_0 l_w b_w \sum_{n=1}^k \left( \int_{(n-1)h_{pd}}^{(n-1)h_{pd}+h_p} H_{wpk}^2 dx \right) \quad (20)$$

$$E_{i1} = \mu_0 l_w b_w \sum_{n=1}^{k-1} \left( \int_{nh_{pd}-h_{\Delta}}^{nh_{pd}} H_{ipk}^2 dx \right) \quad (21)$$

1차 측 권선과 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스는 식(1)으로부터 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$L_{w1} = \frac{2\mu_0 l_w b_w}{I_1^2} \sum_{n=1}^k \left( \int_{(n-1)h_{pd}}^{(n-1)h_{pd}+h_p} H_{wpk}^2 dx \right) \quad (22)$$

$$L_{i1} = \frac{2\mu_0 l_w b_w}{I_1^2} \sum_{n=1}^{k-1} \left( \int_{nh_{pd}-h_{\Delta}}^{nh_{pd}} H_{ipk}^2 dx \right) \quad (23)$$

그림 5에서 자성 시트 아래에 위치한 2차 측 권선과 절연층에 의한 누설 인덕턴스  $L_{w2}$ 와  $L_{i2}$  대해서도 동일한 방법을 적용하여 누설 인덕턴스를 구할 수 있다. 따라서 권선과 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스의 합은 다음과 같다.

$$L_{kw} = L_{w1} + L_{w2} + L_{i1} + L_{i2} \quad (24)$$

### 2.2.3 직렬 인덕턴스의 계산

그림 4의 자기회로와 등가적인 인덕턴스 회로 모델은 그림 6과 같이 나타낼 수 있다<sup>[14]</sup>. 여기서 인덕턴스  $L_1$ 과  $L_2$ 는 각각 자기저항  $R_1$ 과  $R_2$ 의 경로에서 유도되며 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$L_1 = \frac{N_1^2}{\frac{g}{\mu_0 A_g} + \frac{l_1}{\mu_0 \mu_r A_c}} \quad (25)$$

$$L_2 = \frac{\mu_0 \mu_r A_c N_2^2}{l_2} \quad (26)$$

그리고 누설 인덕턴스  $L_k$ 는 식(2)로부터 구할 수 있다.

그림 1에 나타낸 IM 변압기의  $L_r$ 과  $L_m$ 은 그림 6의 변압기 인덕턴스 모델로부터 구할 수 있다. IM 변압기의 직렬 인덕턴스( $L_r$ )는 2차 측이 단락된 조건에서 다음 식으로 계산할 수 있다.

$$L_r = L_1 \parallel L_k \quad (27)$$

그리고 변압기의 자화 인덕턴스( $L_m$ )은 2차 측이 개방된 조건으로부터 다음과 같이 계산된다.

$$L_m = L_1 \parallel (L_k + L_2) - L_r \quad (28)$$

여기서 자기코어의 투자율이 충분히 클 경우 인덕턴스  $L_2$ 은 매우 큰 값이므로 다음과 같이 간략하게 계산될 수 있다.

$$L_m \approx L_1 - L_r \quad (29)$$

## 3. 인덕터 집적 평면 변압기에 적용

### 3.1 누설 층의 누설 인덕턴스 계산 결과

제안된 누설 인덕턴스 계산 방법을 그림 1에 나타낸 LLC 공진형 컨버터의 IM 변압기에 적용하였다. IM 변압기에 적용된 코어와 PCB 권선의 데이터는 표 1과 2와 같다. 그림 7은 적용된 코어와 PCB 권선의 사진을 나타낸다. 누설 층의 자성 시트에 의한 누설 인덕턴스는

TABLE I  
MAGNETIC CORE PARAMETERS

Item	Value	Item	Value
Material	Ferrite (3C96)	$l_c$ (mm)	19.5
Permeability	2060	$b_w$ (mm)	13.3
$l_{n1}$ (mm)	8.9	$l_w$ (mm)	27.9
$l_{n2}$ (mm)	5.3	$A_c$ (mm <sup>2</sup> )	226

TABLE II  
DESIGN PARAMETERS OF IM TRANSFORMER

Parameters	Value
Total number of turns in primary ( $N_1$ )	12
Number of layers in primary ( $k_1$ )	6
Turns of layer in primary ( $n_p$ )	2
Total number of turns in secondary ( $N_2$ )	3
Number of layers in secondary ( $k_2$ )	4
Turns of odd layer in secondary ( $n_{s1}$ )	2
Turns of even layer in secondary ( $n_{s2}$ )	1
Thickness of conductor ( $h_p, h_s$ (mm))	0.07
Thickness of insulation ( $h_\Delta$ (mm))	0.45
Air gap (core-core) $g$ (mm)	0.29
Permeability (sheet)	230

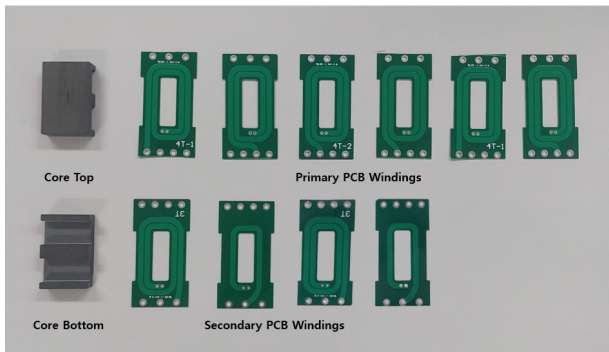


Fig. 7. Implemented core and PCB windings

식(12)과 표 1, 2의 코어 및 자성 시트 데이터를 이용하여 계산할 수 있다. 자성 시트가 없는 경우 누설 인덕턴스가 작으므로  $N_1 I_1 \approx N_2 I_2$  ( $k_F \approx 1$ )로 가정하여 계산할 수 있지만, 자성 시트를 삽입하여 큰 누설 인덕턴스가 발생하는 경우 1, 2차 측 MMF의 차이가 다르므로 이를 고려하여야 하며 1, 2차 측 MMF의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$N_2 I_2 = \frac{L_p}{L_p + L_k} N_1 I_1 \quad (30)$$

TABLE III  
CALCULATION RESULTS OF  $k_F$

No. of iteration	1	3	5	7	9
$k_F$ $t_s=0.05$ mm	1	0.945	0.945	0.945	0.945
$k_F$ $t_s=0.1$ mm	1	0.906	0.903	0.903	0.903
$k_F$ $t_s=0.2$ mm	1	0.856	0.843	0.842	0.842
$k_F$ $t_s=0.3$ mm	1	0.828	0.803	0.799	0.798

TABLE IV  
CALCULATION RESULTS OF  $L_{ksh}$

No. of iteration	1	3	5	7	9
$L_{ksh}$ ( $\mu H$ ) $t_s=0.05$ mm	8.7	7.82	7.81	7.81	7.81
$L_{ksh}$ ( $\mu H$ ) $t_s=0.1$ mm	17.4	14.4	14.3	14.3	14.3
$L_{ksh}$ ( $\mu H$ ) $t_s=0.2$ mm	34.5	25.7	25.0	24.9	24.9
$L_{ksh}$ ( $\mu H$ ) $t_s=0.3$ mm	51.5	35.9	33.9	33.6	33.6

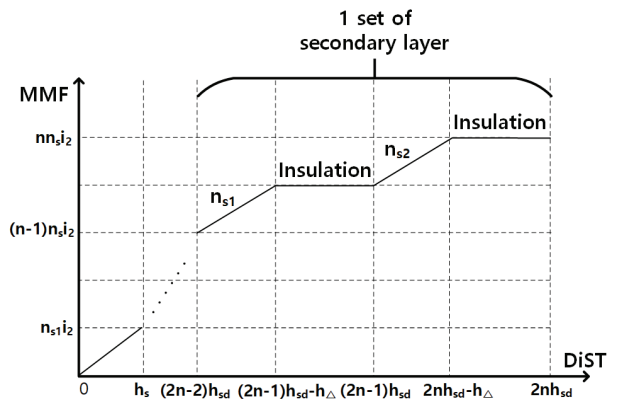


Fig. 8. MMF distribution of secondary PCB windings

여기서  $L_p$ 는 1차 측의 자기 인덕턴스(Self inductance)이며,  $L_p$ 와  $L_k$ 는 인덕턴스 계산 결과로부터 알 수 있으므로 초기 설정값에서 시작하여 반복적인 계산을 통하여 수렴하는 값을 얻을 수 있다.

표 3은 누설 인덕턴스를 고려한 1, 2차 측 MMF 비인  $k_F$ 의 계산 값을 나타낸다. 표 4은 자성 시트의 두께( $t_s$ )에 대한 누설 인덕턴스 계산 값을 나타낸다.

### 3.2 권선과 절연층의 누설 인덕턴스 계산 결과

권선과 절연체에서 발생하는 누설 인덕턴스는 식(20)과 (21)을 이용하여 계산할 수 있다. 표 2에서 나타낸바와 같이 1차 측 PCB 권선에서는 각 층의 권선 수가  $n_p=2$ 로 동일하며 식(20)과 (21)로부터 1차 측 권선과 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_{w1} = \frac{\mu_0 l_w n_p^2}{3b_w} k_1^3 h_p \quad (31)$$

$$L_{i1} = \frac{\mu_0 l_w n_p^2}{3b_w} (2k_1^3 - 3k_1^2 + k_1) h_\Delta \quad (32)$$

위 식들로부터 1차 측 권선과 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스는 권선 층 당 권선 수( $n_p$ )의 제곱에 비례하고 권선 층수의 세 제곱에 비례함을 알 수 있다.

2차 측 PCB 권선은 표 2에 나타난 바와 같이 각 층의 권선 수가 동일하지 않으며, 첫 번째 층 권선 수는  $n_{s1}=2$ 이고 두 번째 층 권선 수는  $n_{s2}=1$ 이다. 그리고 이 권선 형태가 반복되는 구조이다. 따라서 식(31)과 (32)를 직접 적용할 수 없으며 별도의 계산 식이 필요하다.

그림 8은 2차 측 PCB 권선의 MFM 분포를 나타낸 것이며 첫 번째 및 두 번째 권선 및 절연체 구간을 하나의 세트로 묶어서 계산한다.  $n$ 번째 권선 세트의 첫 번째 도체 층( $H_{ws1}$ ), 첫 번째 절연층( $H_{is1}$ ), 두 번째 층 도체 층( $H_{ws2}$ ), 두 번째 절연층( $H_{is2}$ )에서의 자기장의 세기는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_{ws1}(x) = \left\{ \frac{(n-1)n_s}{b_w} + \frac{n_{s1}}{h_s b_w} [x - 2(n-1)h_{sd}] \right\} I_2 \quad (33)$$

$$H_{is1}(x) = \frac{nn_s - n_{s2}}{b_w} I_2 \quad (34)$$

$$H_{ws2}(x) = \left\{ \frac{nn_s - n_{s2}}{b_w} + \frac{n_{s2}}{h_s b_w} [x - (2n-1)h_{sd}] \right\} I_2 \quad (35)$$

$$H_{is2}(x) = \frac{nn_s}{b_w} I_2 \quad (36)$$

여기서  $n_s = n_{s1} + n_{s2}$ ,  $h_{sd} = h_s + h_\Delta$ , 각 파라미터의 정의와 적용 값은 표 2와 같으며  $n \geq 1$  이다. 식 (33)~(36)를 이용하여 2차 권선 및 절연층에 저장된 누설 에너지를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{w2} = \mu_0 l_w b_w \sum_{n=1}^{k_2} \left\{ \int_{2(n-1)h_{sd}}^{(2n-1)h_{sd}-h_\Delta} H_{ws1}^2 dx + \int_{(2n-1)h_{sd}}^{2nh_{sd}-h_\Delta} H_{ws2}^2 dx \right\} \quad (37)$$

$$E_{i2} = \mu_0 l_w b_w \left\{ \sum_{n=1}^{k_2} \int_{(2n-1)h_{sd}-h_\Delta}^{(2n-1)h_{sd}} H_{is1}^2 dx + \sum_{n=1}^{k_2-1} \int_{2nh_{sd}-h_\Delta}^{2nh_{sd}} H_{is2}^2 dx \right\} \quad (38)$$

여기서 하나의 세트에 권선 층이 2개이므로  $k'_2 = k_2/2$ 이다. 식(34)와 (35)를 정리하면 다음과 같다.

$$E_{w2} = \frac{\mu_0 l_w I_2^2}{6b_w} \left\{ (4k'_2{}^3 + 3k'_2{}^2 + k'_2) n_s^2 + (8k'_2{}^3 - 2k'_2) n_{s1} n_{s2} + (4k'_2{}^3 - 3k'_2{}^2 + k'_2) n_{s2}^2 \right\} h_s \quad (39)$$

TABLE V  
CALCULATION RESULTS OF  $L_{kw}$

Item	$L_{w1}$	$L_{i1}$	$L_{w2}$	$L_{i2}$	$L_{kw}$
Value (uH)	0.11	0.02	0.52	0.09	0.74

TABLE VI  
CALCULATION RESULTS OF LEAKAGE  
INDUCTANCES

Thickness $t_s$ (mm)	0.05	0.1	0.2	0.3
$L_{ksh}$ (uH)	7.8	14.3	24.9	33.6
$L_{w1}$ (uH)	0.11	0.11	0.11	0.11
$L_{i1}$ (uH)	0.02	0.02	0.02	0.02
$L_{w2}$ (uH)	0.52	0.52	0.52	0.52
$L_{i2}$ (uH)	0.09	0.09	0.09	0.09
$L_{kw}$ (uH)	0.74	0.74	0.74	0.74
$L_k$ (uH)	8.5	15	25.6	34.3

TABLE VII  
CALCULATION RESULTS OF SERIES AND  
MAGNETIZING INDUCTANCES

Thickness $t_s$ (mm)	0.05	0.1	0.2	0.3
$L_r$ (uH)	8.0	13.5	21.5	27.3
$L_m$ (uH)	118.7	113.3	105.3	99.5

$$E_{i2} = \frac{\mu_0 l_w I_2^2}{6b_w} \left\{ (4k'_2{}^3 + 2k'_2) n_s^2 - 6(k'_2{}^2 + k'_2) n_{s2} n_s + 6k'_2 n_{s2}^2 \right\} h_\Delta \quad (40)$$

식(1)과 식(36), (37)로부터 2차 측 권선과 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$L_{w2} = \frac{\mu_0 l_w}{3b_w} \left\{ (4k'_2{}^3 + 3k'_2{}^2 + k'_2) n_s^2 + (8k'_2{}^3 - 2k'_2) n_{s1} n_{s2} + (4k'_2{}^3 - 3k'_2{}^2 + k'_2) n_{s2}^2 \right\} h_s \quad (41)$$

$$L_{i2} = \frac{\mu_0 l_w}{3b_w} \left\{ (4k'_2{}^3 + 2k'_2) n_s^2 - 6(k'_2{}^2 + k_2) n_{s2} n_s + 6k'_2 n_{s2}^2 \right\} h_\Delta \quad (42)$$

위 식들로부터 2차 측 권선과 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스는 권선 층 당 권선 수( $n_{s1}$ ,  $n_{s2}$ )와 세트 당 권선 수( $n_{s1} + n_{s2}$ )의 제곱에 비례하고 권선 세트 층수( $k'_2$ )의 세 제곱의 함수임을 알 수 있다. 1, 2차 권선 및 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스는 각각 식(30)과 (31), 식(41)과 (42)를 이용하여 구할 수 있으며, 권선 및 절연층에서 발생하는 전체 누설 인덕턴스는 식(24)로부터 계산된다. 표 5는 1, 2차 권선 및 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스 계산값을 나타낸다.

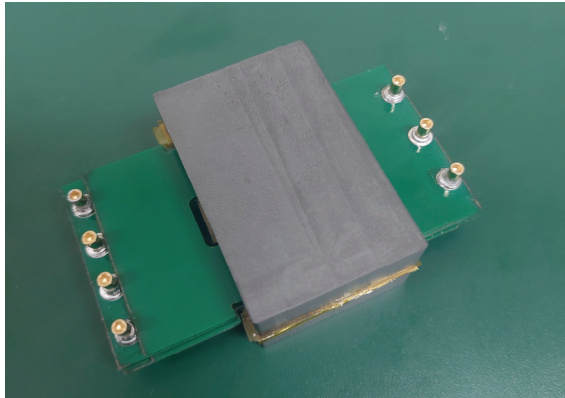


Fig. 9. Implemented integrated planar transformer

여기서 권선 및 절연층의 데이터는 표 2과 같다. 표 6는 자성 시트를 삽입한 누설 층, 권선 및 절연층의 누설 인덕턴스 계산 값을 정리한 것이다. 자성 시트의 두께 0.05, 0.1, 0.2, 0.3mm인 경우에 대한 계산 결과이다.

자성 시트의 두께가 증가함에 따라 누설 인덕턴스가 증가하며, 전체 누설 인덕턴스에서 자성 시트를 적용한 누설 층의 누설 인덕턴스 비율이 0.05, 0.1, 0.2 및 0.3mm 자성 시트 두께에 대해 각각 8.7%, 5%, 2.9% 및 2.2% 이다. 자성 시트의 두께가 얇을수록 권선 및 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스의 비율이 높아짐을 알 수 있다.

표 7은 계산된 누설 인덕턴스로부터 LLC 공진 컨버터의 공진회로를 구성하는 IM 변압기의 직렬 인덕턴스와 자화 인덕턴스를 계산한 결과이다. IM 변압기의 1차 측에서 환산된 등가적인 직렬 인덕턴스와 자화 인덕턴스는 식(25)에서 (29)를 이용하여 계산할 수 있다.

### 3.3 구현된 변압기의 누설 인덕턴스 측정

누설 인덕턴스 계산의 타당성을 검증하기 위하여 표 1과 2와 같은 코어 및 권선 데이터를 가지는 IM 변압기를 제작하여 누설 인덕턴스를 측정하였다. 페라이트 코어는 Ferroxcube사의 E43/10/28-3C95 E-E 코어 사용하였으며, 자성 시트는 KEMET사의 EFW 시리즈를 적용하였다.

그림 9는 제작된 변압기의 사진을 나타낸다. 2차 측 단락 및 개방 조건에 대해서 임피던스 분석기를 이용하여 직렬 인덕턴스와 자화 인덕턴스를 측정하였으며 측정 주파수는 100kHz이다.

그림 10과 11은 각각 IM 변압기의 직렬 인덕턴스와 자화 인덕턴스의 계산 값과 측정 값을 비교하여 나타낸 것이다. 각 그래프에서는 자성 시트를 사용한 누설층만을 고려한 경우, 누설층과 권선 및 절연층을 함께 고려한 경우, 그리고 실제 측정 값을 나타낸다. 권선과 절연층의 누설 인덕턴스를 고려한 경우 좀 더 실제 측정 값에 가까워 짐을 알 수 있다.

그림 12는 직렬 인덕턴스에 대한 실험 값과 계산 값

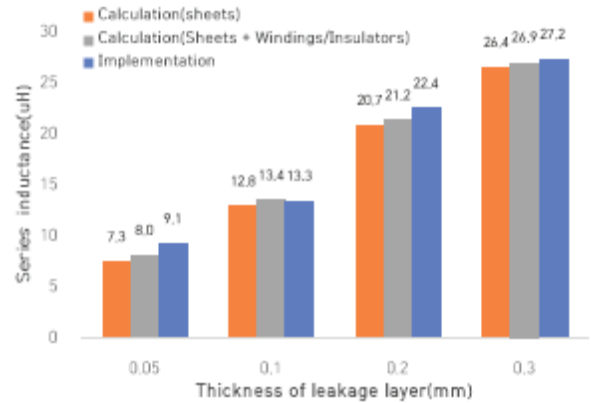


Fig. 10. Comparison of calculated and measured series inductances

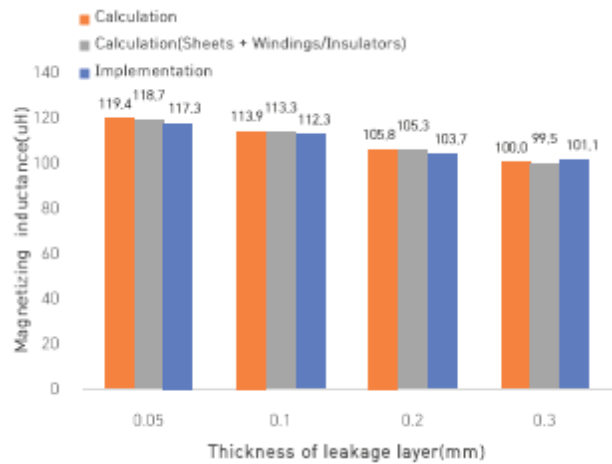


Fig. 11. Comparison of calculated and measured magnetizing inductance

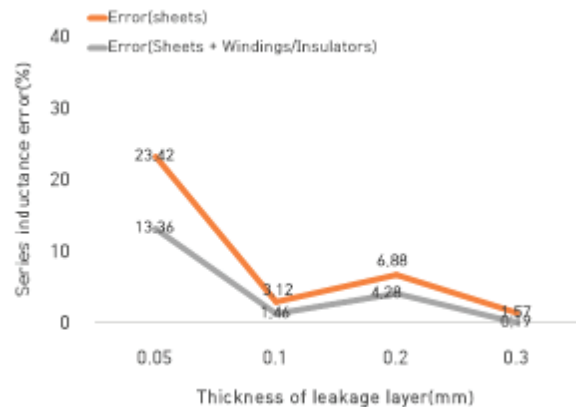


Fig. 12. Calculation errors for series inductance

의 오차를 나타낸다. 자성 시트와 함께 권선과 절연층을 고려한 경우 오차가 줄어들 수 있다. 자성 시트의 두께가 0.05mm부터 0.3mm까지 계산 오차가 차례대로 13.36%, 1.46%, 4.28%, 0.19%을 나타냄을 볼 수 있다. 자성 시트의 두께가 0.05mm인 경우 다소 큰 오차를 나

타내고 있으나, 두께가 0.1mm 이상일 경우 5% 이내의 오차를 나타내고 있어 설계에 적용할 수 있는 충분한 정확도를 가진다고 생각된다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 누설 층을 사용한 인덕터 집적 평면형 IM 변압기의 누설 인덕턴스 계산에 대한 연구 결과를 나타내었다. 자성 시트를 사용한 누설 층의 누설 인덕턴스 계산 식을 유도하였으며, 정확도 향상을 위해 권선과 절연층에서 발생하는 누설 인덕턴스 계산 식을 유도하여 추가하였다. 실제 변압기를 제작하여 계산 값과 측정 값을 비교하였으며 0.05mm 두께의 자성 시트에서는 13.36%, 0.1mm 이상의 자성 시트에서는 5% 이내의 계산 오차를 나타냄을 볼 수 있었다. 본 연구의 주요한 정성적 결과를 요약하며 다음과 같다.

- 누설 층을 사용하는 IM 변압기와 같이 누설 인덕턴스가 큰 경우에는  $N_1I_1$ 와  $N_2I_2$ 의 차이가 크므로 1, 2차 측 MMF 비  $k_F$ 를 고려 하여야 한다.
- 누설 층에서 발생하는 누설 인덕턴스는 누설 층의 단면적, 자성 시트의 단면적에 비례하며, 권선 수의 제곱에 비례한다.
- 권선과 절연체에서 발생하는 누설 인덕턴스는 권선 층 당 권선 수의 제곱에 비례하고 권선 층수의 제곱에 비례한다.

이와 같은 연구 결과로부터 본 논문에서 제안된 누설 인덕턴스 계산 방법은 LLC 공진형 컨버터와 같이 큰 직렬공진 인덕터를 가지는 평면형 IM 변압기 설계에 효과적으로 적용할 수 있을 것으로 기대된다.

본 결과물은 2024년도 교육부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 지자체-대학 협력기반 지역혁신 사업의 결과입니다.(재단 과제 관리번호: 2021RIS-003)

#### References

- [1] W. Liu and J. D. van Wyk, "Design of integrated LLCT module for LLC resonant converter," *IEEE APEC 2005*, Austin, TX, USA, pp. 362-368, 2005.
- [2] Q. Li and P. Wolfs, "A leakage-inductance-based ZVS two-inductor boost converter with integrated magnetics," *IEEE Power Electron. Letters*, Vol. 3, No. 2, pp. 67-71, 2005.
- [3] Y. Zhang, D. Xu, K. Mino and K. Sasagawa, "1MHz-1kW LLC resonant converter with integrated magnetics," *IEEE APEC 2007*, Anaheim, CA, USA, pp. 955-961, 2007.
- [4] J. Sun and V. Mehrotra, "Orthogonal winding structures and design for planar integrated magnetics," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 3, pp. 1463-1469, 2008.
- [5] J. Li, C. Hu and X. Pang, "Analysis of the leakage inductance of planar transformer," *Int. Conf. Electronic Measure. & Instr.*, pp. 1-273-1-276, 2009
- [6] Z. Ouyang, O. C. Thomsen and M. A. E. Andersen, "The analysis and comparison of leakage inductance in different winding arrangements for planar transformer," *PEDS 2009*, pp. 1143-1148, 2009
- [7] S. Stegen and J. Lu, "Structure comparison of high-frequency planar power integrated magnetic circuits," *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 47, No. 10, pp. 4425-4428, 2011.
- [8] Z. Ouyang, Z. Zhang, O. C. Thomsen and M. A. E. Andersen, "Planar-integrated magnetics (PIM) module in hybrid bidirectional DC-DC converter for fuel cell application," *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 26, No. 11, pp. 3254-3264, 2011.
- [9] B. G. Kang, C. S. Park and S. K. Chung, "Integrated transformer using magnetic sheet for LLC resonant converter", *Electronics Letters*, Vol. 50. pp. 770-771, 2014.
- [10] J. Zhang, Z. Ouyang, M. C. Duffy, M. A. E. Andersen and W. G. Hurley, "Leakage inductance calculation for planar transformers with a magnetic shunt," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 50, No. 6, pp. 4107-4112, 2014.
- [11] Z. Ouyang, J. Zhang and W. G. Hurley, "Calculation of leakage inductance for high-frequency transformers," *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 30, No. 10, pp. 5769-5775, 2015.
- [12] M. Li, Z. Ouyang, B. Zhao and M. A. E. Andersen, "Analysis and modeling of integrated magnetics for LLC resonant converters," *IEEE IECON 2017*, pp. 834-839, 2017
- [13] M. Li, Z. Ouyang and M. A. E. Andersen, "High-frequency LLC resonant converter with magnetic shunt integrated planar transformer," *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 34, No. 3, pp. 2405-2415, 2019.
- [14] C.-W. Park and S.-K. Han, "Analysis and design of an integrated magnetics planar transformer for high power density LLC resonant converter," *IEEE Access*, Vol. 9, pp. 157499-157511, 2021.
- [15] T. Kim and S. K. Chung, "Design and implementation of simple interleaved controller for parallel LLC resonant converters with planar transformer," *Trans. of Korean Inst. of Power Electronics*, Vol. 28, No. 6, pp. 495-502, 2023
- [16] J. Kim, T. Kim and S. K. Chung, "Design and implementation of inductor-integrated planar transformer for LLC resonant converter", *Trans. of Korean Inst. of*



*Power Electronics*, Vol. 28, No. 3, pp. 170-178, 2023.

- [17] A. A. Dauhajre, *Modeling and Estimation of Leakage Phenomena in Magnetic Circuits*, Ph. D. Thesis, California Inst. Tech., 1986.
- [18] Datasheet, 3C95 Material Specification, Ferroxcube, Oct. 2015.
- [19] Product Specifications, E43/10/28; Ferroxcube, 2016



**강정철(康晶喆)**

1998년 8월 13일생. 2023년 경상대 제어계측공학과 졸업. 2023년~현재 경상국립대 대학원 전기전자공학과 석사과정.



**정세교(鄭世敎)**

1966년 11월 26일생. 1989년 경북대 전자공학과 졸업. 1992년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1997년~현재 경상국립대 제어로봇공학과 교수 및 공학연구원 연구원. 1999년 12월~2000년 2월 일본 큐슈공업대 객원교수. 2002년 2월~2003년 2월, 2012년 2월~2013년 2월 미국 Texax A&M 대학 Visiting Scholar. 당 학회 회장