

플라나 변압기 기생 성분의 수학적 모델링 및 다물리 해석 비교

오윤석, 이기철, 김민지, 조영훈
건국대학교

Comparison between Mathematical Model and Multi Physics Analysis of Stray Capacitance of Planar Transformer

Yun-Suk Oh, Ki-Cheol Lee, Min-Ji Kim, Yonghoon Cho
Konkuk University

ABSTRACT

본 논문에서는 플라나 변압기의 기생 커패시턴스에 대한 수학적 모델링 및 검증에 제시한다. 변압기의 기생 커패시턴스는 감겨 있는 원선의 층 사이, 1차측과 2차측의 권선 간 및 코어와 권선 사이에 발생한다. 이 기생 커패시턴스들로 인해 변압기의 입력 전압 왜곡 및 전류 스파이크 등의 문제, 그리고 공통모드 노이즈 성분을 발생시킨다. 리츠 와이어 와인딩 및 포일 와인딩 등의 권선법의 기생 커패시터에 대한 수학적 모델링과 다르게 플라나 변압기의 PCB 권선법의 경우 비아홀 및 PCB 패턴의 한 층 내의 턴 수 배치와 1차측 권선과 2차측 권선의 층 배치에 따라 기생 커패시턴스의 수학적 모델링이 바뀐다. 수학적 모델링을 제안하여 분석하고 ANSYS를 이용한 다물리 해석으로 이를 검증하고자 한다.

1. 서론

최근 전력변환 시스템의 높은 전력밀도를 확보하는 것이 중요한 이슈가 되고 있다. 이때, 전체 시스템에서 큰 부피를 차지하는 인덕터, 변압기 등의 자성체 크기를 줄이는 것이 중요하다. 자성체 제작에 있어 리츠 와이어 와인딩 혹은 포일 와인딩의 경우 큰 부피를 차지하게 된다.

스위칭 주파수의 증가 또한 자성체 크기 감소에 큰 영향을 미친다. 와이드 밴드 갭 소자의 적용과 LLC 공진형 컨버터, Dual-Active Bridge 컨버터 등의 소프트 스위칭 동작을 하는 컨버터들의 도입으로 스위칭 주파수는 수백 킬로 헤르츠에서 메가 헤르츠^[1]까지 증가하고 있다. 스위칭 주파수의 증가는 자성체 코어의 크기를 감소시키며 필요한 턴 수 또한 감소시킨다.

하지만, 스위칭 주파수가 증가함에 따라 자성체 내에서

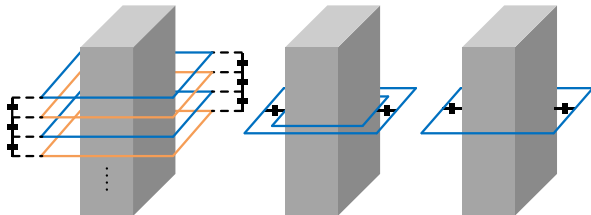


그림1 (a) 1차측과 2차측 사이의 기생 커패시턴스 (b) 턴과 턴 사이의 기생 커패시턴스 (c) 코어와 턴 사이의 기생 커패시턴스

Fig.1 (a) Layer-to-layer capacitance, (b) Turn-to-turn capacitance, (c) Core-to-turn capacitance

기생 성분에 대한 고려가 중요하다. 변압기 내의 기생 커패시턴스는 그림 1 (a)과 같이 턴과 턴 사이, 그림 1 (b)와 같이 1차측과 2차측 권선 사이, 그림 1 (c)와 같이 코어와 턴 사이에서 발생한다.

최근 PCB 기술에 발전에 따라 PCB 권선법을 이용한 플라나 변압기 혹은 인덕터가 자성체 크기 감소에 큰 영향을 주고 있다. PCB 권선법의 경우 기존 리츠 와이어와 같은 권선법과 다르게 기생 커패시턴스에 대한 수학적 모델링이 각 권선의 형상에 따라 바뀌게 된다. 본 논문에서는 플라나 변압기 기생 커패시턴스의 등가회로 모델을 설명한 뒤, 등가 회로 내의 기생 커패시턴스에 대한 수학적 모델링을 제안하고 ANSYS를 이용한 다물리해석으로 이를 검증한다.

2. 본 문

2.1 절 변압기 기생 커패시턴스 모델

변압기 기생 커패시턴스 모델은 대표적으로 1-커패시턴스 모델, 3-커패시턴스 모델, 6-커패시턴스 모델이 존재한다. CM 노이즈 등의 EMI 분석에서 6-커패시턴스 모델을 사용하며 회로 동작 분석에서 1-커패시턴스 모델 및 3-커패시턴스 모델을 사용한다.

변압기의 3-커패시턴스 모델의 경우 그림 2와 같이 나타낼 수 있다. 이때, C_1, C_2, C_{12} 는 각각 변압기 1차측 턴과 턴 사이의 기생 커패시턴스, 변압기 2차측 턴과 턴 사이의 기생 커패시턴스, 변압기 1차측과 2차측 사이의 기생 커패시턴스이다. 본 논문에서는 플라나 변압기의 3-커패시턴스 모델을 대상으로 한 C_1, C_2, C_{12} 에 대한 수학적 모델을 제안한다.

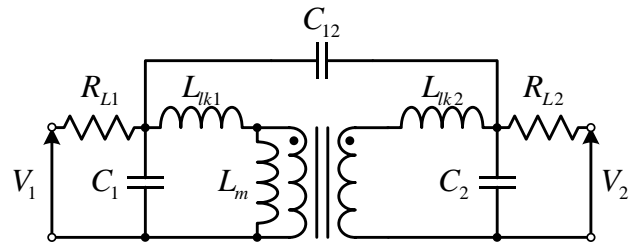


그림2 3-커패시턴스 변압기 등가회로 모델

Fig.2 Equivalent circuit of three-lumped capacitances model

2.2 절 플라나 타입 변압기 기생 커패시턴스

플라나 변압기는 같은 층에 여러 턴을 감거나 여러 층에 같은 턴을 감게 된다. 또한, MMF가 집중되는 것을 방지하기 위해 1차측과 2차측의 층을 인터리브드 방식으로 배치하게 되는데 그에 따라 1차측과 2차측간의 기생 커패시턴스가

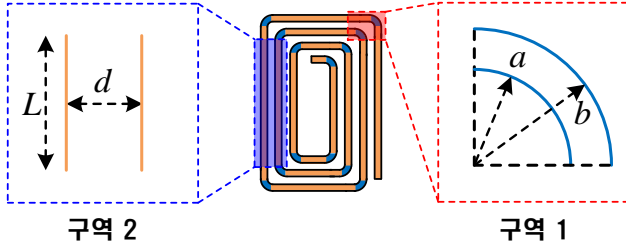


그림3 PCB 권선 형상 및 구역별 모델링
Fig.3 Shape of PCB winding and modeling of each sector

발생하게 된다. 기본 커패시턴스 식은 식 (1)과 같고 이때, Q, V, ϵ_0 , ϵ_r , A, d는 각각 도체에 축전된 전하, 전위차, 유전율, 상대 유전율, 도체의 단면적 및 도체 간 거리이다. PCB 권선에서는 각 도체의 중간에 FR4가 존재하기 때문에 ϵ_r 은 4.5에서 4.8 사이의 값을 갖는다.

$$C = \frac{Q}{V} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (1)$$

2.2.1 턴과 턴 사이의 기생 커패시턴스 수식적 모델링

그림 3과 같은 권선 형태의 경우 각 구역별로 나누어 기생 커패시턴스에 대한 수식적 모델링이 가능하다. 구역 1의 경우 원기둥 간의 커패시턴스로 모델링이 되어야 하며, 구역 2의 경우 평행판 간의 커패시턴스로 모델링이 되어야 한다. 이때, 각 구역별 커패시턴스는 모두 병렬로 연결되어 있기 때문에 각 구역에 대한 커패시턴스를 구한 뒤 모두 병렬로 계산하였을 때, 한 층의 기생 커패시턴스 값을 구할 수 있다. PCB 권선의 두께 H는 모두 동일하다.

구역 1의 경우 원기둥 간의 커패시턴스 공식을 이용하여 식 (2)와 같이 $C_{sector1}$ 을 구할 수 있다. a와 b는 구역 1에서 원기둥으로 모델링 된 PCB 권선의 반지름이다.

$$C_{sector1} = 2\pi\epsilon_0\epsilon_r \frac{H}{\ln(b/a)} \div 4 = \frac{\pi}{2} \epsilon_0\epsilon_r \frac{H}{\ln(b/a)} \quad (2)$$

구역 1의 커패시터들은 모두 병렬로 연결되어 있기 때문에 N번 반복되는 구역 1에 대한 총 커패시턴스를 구하면 식 (3)과 같다.

$$C_{sector1_total} = N \frac{\pi}{2} \epsilon_0\epsilon_r \frac{H}{\ln(b/a)} \quad (3)$$

구역 2의 경우 평행판 간의 커패시턴스 공식을 이용하여 구할 수 있다. 이때, 단면적 A는 식 (4)과 같이 구할 수 있으며, $C_{sector2}$ 는 식 (4)을 이용하여 식 (5)와 같이 구할 수 있다. L은 평행판의 총 길이이다.

$$A = H \cdot L \quad (4)$$

$$C_{sector2} = \epsilon_0\epsilon_r \frac{A}{d} = \epsilon_0\epsilon_r \frac{H \cdot L}{d} \quad (5)$$

구역 2의 경우 길이 L이 변화하기 때문에 이를 반영하여 식 (6)와 같이 구역 2에 대한 총 커패시턴스를 구할 수 있다.

$$C_{sector2_total} = \sum_{n=1}^N \epsilon_0\epsilon_r \frac{H \cdot L_n}{d} \quad (6)$$

따라서, C_1 및 C_2 는 다음과 식 (7)과 같이 구할 수 있다.

$$C_{1,2} = C_{sector1_total} + C_{sector2_total} \quad (7)$$

2.2.2 1차측과 2차측 사이의 기생 커패시턴스 수식 모델링

1:1로 동일한 턴 비를 가져가지 않는 한 전류 밀도를 위해 1차측과 2차측 권선의 두께가 변화하기 때문에 층 간 커패시턴스에 대한 수식 모델링은 달라지게 된다.

기존 평행판 커패시턴스 공식에 추가된 길이, 넓이, 거리에

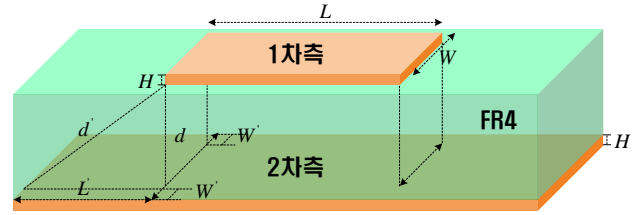


그림4 1차측과 2차측 PCB 권선
Fig.4 PCB winding of primary and secondary

대한 적분으로 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$C_{layer_layer} = \epsilon_0\epsilon_r \frac{A}{d} + 2 \int_W^W \int_d^d \int_L^L \epsilon_0\epsilon_r \frac{W \cdot L}{d} dW dL dd \quad (8)$$

또한, 1차측과 2차측 사이의 커패시턴스도 병렬구조로 이루어져 있기 때문에 C_{12} 는 식 (9)와 같이 구할 수 있다. 이때, n은 반복된 횟수이다.

$$C_{12} = n \cdot \left(\epsilon_0\epsilon_r \frac{A}{d} + 2 \int_W^W \int_d^d \int_L^L \epsilon_0\epsilon_r \frac{W \cdot L}{d} dW dL dd \right) \quad (9)$$

3. 시뮬레이션 및 분석

2:1 턴 비를 가지는 변압기에 대해 ANSYS 시뮬레이션을 통해 수식적 모델링을 검증한다. 이에 대한 결과는 다음과 같다.

표 1 수식 모델링을 통한 계산 값과 다물리 해석 값 비교

Table 1 Comparison between calculation of mathematical model and ANSYS multi physics analysis

	모델링 값	다물리 해석
C_1	9.1 nF	8.4 nF
C_2	18.2 nF	15.3 nF
C_{12}	15.4nF	20.4 nF

4. 결론

본 논문에서는 변압기의 기생 커패시턴스 등가 회로 모델을 소개하고 해당 모델의 각 커패시턴스의 수식적 모델링 제안했다. 또한, 수식적 모델링에 대한 타당성을 다물리 해석을 통해 오차율 약 6%로 검증했다.

본 연구는 2024년도 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지기술연구원(KETEP)의 지원(No. 20204010600220)과 2023년도 정부(방위사업청)의 재원으로 국방기술진흥연구소의 지원을 받아 수행된 연구임 (C230027, 부품국산화개발 지원사업)

참고 문헌

[1] H. Wen, Y. Liu, D. Jiao, C. -S. Yeh and J. -S. Lai, "Design Principles and Optimization Considerations of a High Frequency Transformer in GaN Based 1 MHz 2.8 kW LLC Resonant Converter with over 99% Efficiency," 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Phoenix, AZ, USA, 2021, pp. 1939-1944, doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487305.