

유한요소법을 이용한 변압기 모델의 회로정수 해석*

구태만

전기전자정보시스템공학부

<요약>

본 논문에서는 자계해석에서 자기포화와 변압기 구조의 기하학적 형태를 충실히 고려할 수 있는 유한요소법을 이용하여 변압기의 자기벡터포텐셜, 자기에너지, 쇄교자속, 및 자속 밀도를 구하고, 이로부터 변압기 등가회로정수인 상호인덕턴스와 누설인덕턴스를 산출하는 여러 방법에 대하여 다루었다. 여러 변압기 모델에서 상호인덕턴스와 누설인덕턴스를 산출하고 그 결과들을 비교 분석하였다. 또 변압기의 구조에 따른 누설인덕턴스의 변화를 고찰하였다.

Analysis of the circuit parameters of transformer model using finite element method

Koo, Tae Man

School of Electrical Engineering

<Abstract>

A method for magnetic field analysis and inductance calculations in power transformers is given in this paper. Magnetic field analysis is carried out by finite element method to take into account the effects of magnetic saturation and geometric construction. Mutual and leakage inductances are calculated using magnetic energy, linkage flux, magnetic vector potential, and flux density. The results obtained from the calculations are compared with that of the reference. The leakage inductance variation according to the winding construction is discussed.

* 이 논문은 2001년 울산대학교의 연구비에 의해 연구되었음.

1. 서론

한정된 지구의 자원이 점차적으로 고갈되어 가고 있다는데 대한 인식이 널리 퍼지면서 에너지를 절약하기 위한 연구가 여러 공학 분야에서 다루어지고 있으며 이에 대한 중요성은 새삼 강조할 필요가 없을 정도가 되었다. 이와 같은 상황에서 전기기기의 저손실, 고효율 설계는 에너지 절약이라는 측면에서 매우 중요한 문제로 대두되고 있다. 변압기는 지속적으로 증가하는 전기에너지 수요와 환경보존의 중요성 때문에 산업사회에서 그 역할은 매우 중요하다. 그래서 변압기를 대용량화, 소형화하는 한편, 고효율을 위한 노력도 계속 진행되고 있으며, 그 사용 목적과 필요에 따라 설계기술의 향상과 정밀한 해석기술이 요구되고 있다[1-6].

변압기를 해석하거나 설계를 할 때, 그리고 변압기를 포함하는 시스템의 특성을 추정하거나 시뮬레이션을 위해서는 해석 모델이 필요하며 모델의 유용성과 신뢰성은 전적으로 모델의 등가회로정수에 달려 있다. 전기기기의 등가회로정수를 구하는 방법으로는 일반적인 전기기기 해석방법과 전자계를 수치해석법으로 해석하는 방법으로 대별할 수 있다. 첫 번째 방법은 등가자기저항을 이용하는 일반적인 전기기기 이론에 근거를 두고 있으며, 두 번째 방법은 수치해석법인 유한요소법을 이용하여 전자계를 해석하는 방법이다[7-9].

일반적인 해석법에서는 해가 가능하도록 하기 위하여 몇 가지 가정을 두게 된다. 이러한 가정에는 자성재료의 자기적 성질이 선형이라는 조건이 포함된다. 그리고 구조를 단순화하여, 이상적인 기하학적 형태와 이상적인 권선 분포에 의하여 해석된다. 한편 대부분의 변압기 철심에는 자기포화 현상이 있으며, 이 자기포화 현상에 의하여 변압기 모델의 등가회로정수인 인덕턴스들이 변화하는데, 이로 인하여 변압기를 포함하는 시스템 해석에 오차가 포함될 수 있다. 이러한 현상은 철심의 자기포화가 클수록 커질 수 있다.

유한요소법은 전자기의 제 문제들을 기술하는 미분방정식을 공간적 또는 시간적으로 이산화하여 복잡한 전자기 현상들을 쉽고 정확하게 규명할 수 있는 도구로 여러 전기기기 설계에 많이 적용되어 왔다. 하지만 유한요소법 등의 수치해석법들은 대부분 매우 많은 계산시간을 필요로 하기 때문에 컴퓨터 관련기술의 발전과 함께 그 유용성을 인정받게 되었다. 유한요소법으로 변압기의 자계해석을 하면 권선의 실제 분포, 기하학적 형태, 그리고 변압기 자성재료의 자기적 비선형성을 실제에 가깝게 고려할 수 있어 자계분포를 정확히 규명할 수 있게 된다. 따라서 이로부터 산출되는 변압기 회로정수도 그 만큼 정확하게 된다.

본 논문에서는 변압기의 등가회로정수에서 상호인덕턴스와 누설인덕턴스의 산출방법에 대하여 다룬다. 먼저 자기에너지, 쇄교자속, 자기벡터포텐셜, 및 자속밀도를 이용하여 변압기 등가회로정수인 상호인덕턴스와 누설인덕턴스를 산출하는 방정식을 유도한다. 다음으로 유한요소법을 이용하여 변압기의 자계해석을 위한 지배방정식을 간략히 정리한다. 끝으로 유한요소법으로 해석된 선택한 변압기 모델의 자계분포에 의하여 산출된 상호인덕턴스와 누설인덕턴스 값들을 비교 분석한다. 또 변압기 구조에 따른 누설인덕턴스의 변화도 고찰한다.

2. 인덕턴스의 산출

변압기 등가회로에서 회로정수는 이상변압기가 포함되면 실제 값이 표시되지만, 이상변압기가 배제되는 경우에는 전원이 연결되는 1차측, 또는 부하가 연결되는 2차측으로 환산된 값으로 표시되어야 한다. 본 논문에 사용되는 전류, 인덕턴스 등 모든 값들은 1차측(1차측이 고압측)으로 환산된 값이다. 또 자계분포는 유한요소법에 의하여 규명된다.

2.1 자기에너지와 상호인덕턴스

변압기에서, 1차측과 2차측의 입력전류를 i_1 , i_2 , 자기인덕턴스를 L_{11} , L_{22} , 상호인덕턴스를 L_{12} , L_{21} 라 할 때, 입력전류가 (i_1 , i_2)일 때 변압기에 저장되는 자기에너지를 W_1 , 입력전류가 (i_1 , $-i_2$)일 때 변압기에 저장되는 자기에너지를 W_2 라 하면 다음 식이 성립한다.

$$W_1 = \frac{1}{2}(L_{11}i_1^2 + L_{12}i_1i_2 + L_{21}i_2i_1 + L_{22}i_2^2) \quad (2.1.1)$$

$$W_2 = \frac{1}{2}(L_{11}i_1^2 - L_{12}i_1i_2 - L_{21}i_2i_1 + L_{22}i_2^2) \quad (2.1.2)$$

식 (2.1.1)-(2.1.2)로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$L_{12} + L_{21} = \frac{W_1 - W_2}{i_1 i_2} \quad (2.1.3)$$

여기서 $L_{12} = L_{21}$ 이므로, 이를 L_m 이라 하면, 상호인덕턴스 L_m 는 다음 식과 같다.

$$L_m = \frac{W_1 - W_2}{2 i_1 i_2} \quad (2.1.4)$$

식 (2.1.4)에서 필요한 자기에너지 W_1 , W_2 는 변압기의 자속분포를 이용하면 다음 식으로부터 구할 수 있다.

$$W = \int_U \frac{B^2}{2\mu} dU \quad (2.1.5)$$

2.2 쇄교자속과 상호인덕턴스

상호인덕턴스 L_{12} 는 2차 권선에 흐르는 전류에 의해 발생하는 자속이 1차 권선에 쇄교하는 쇄교자속으로부터 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$L_{12} = \frac{\lambda_{12}}{i_2} \quad (2.2.1)$$

여기서

$$\lambda_{12} = (n_1 \phi_1)_{12} \quad (2.2.2)$$

이다. 그리고 1차 권선 내 임의의 요소 k의 쇄교자속 $n_{1k} \phi_{1k}$ 는

$$\begin{aligned} n_{1k} \phi_{1k} &= n_{1k}(A_{1kR} - A_{1kL}) \\ &= n_{1k} A_{k1R} - n_{1k} A_{1kL} \\ &= \frac{J}{|J|} (n_{1k} A_{1kR} + n_{1k} A_{1kL}) \end{aligned} \quad (2.2.3)$$

그래서 식 (2.2.2)는 다음 식이 된다.

$$n_1 \phi_1 = \sum_{k=1}^m (n_{1k} \phi_{1k}) = \sum_{k=1}^m n_{1k} \frac{J}{|J|} \phi_{1k} \quad (2.2.4)$$

그리고

$$n_{1k} \frac{J}{|J|} = \left(\frac{\int_{s_k} J ds}{n_1 i_1} \right) n_1 \quad (2.2.5)$$

여기서

$$\begin{aligned} n_{1k} \frac{J}{|J|} &: \text{요소 k의 등가 turn 수} \\ \int_{s_k} J ds &: \text{요소 k의 기자력} \\ n_1 i_1 &: \text{1차권선의 총기자력} \end{aligned}$$

그래서 식 (2.2.4)는 다음 식이 된다.

$$\begin{aligned} n_1 \phi_1 &= \sum_{k=1}^m \left(\frac{\int_{s_k} J ds}{n_1 i_1} \right) n_1 A_k \\ &= \frac{1}{i_1} \sum_{k=1}^m \left(\int_{s_k} J ds \right) A_k \\ &= \frac{1}{i_1} \int_s A J ds \end{aligned} \quad (2.2.6)$$

식 (2.2.4)를 식 (2.2.1)에 대입하면 상호인덕턴스 L_{12} 는 다음 식과 같다.

$$L_{12} = \frac{1}{i_1 i_2} \int_s A J_1 dS \quad (2.2.7)$$

식 (2.2.7)에서와 같이 2차 권선전류 i_2 에 의하여 발생하여 1차 권선에 쇄교하는 자속을 구하기 위해서는 1차 권선에 전류밀도가 존재해야 하므로 1차 권선에 i_1 을 흐르게 해야 한다. 그런데 i_1 에 의해 발생하는 벡터포텐셜 A_1 은 2차 권선 전류 i_2 에 의해 발생하는 벡터포

텐셜 A_2 의 크기에 비하여 매우 작아 그 합인 벡터포텐셜 A 에 거의 영향을 미치지 않아야 하므로 i_1 은 매우 작아야 한다.

2.3. 벡터포텐셜에 의한 인덕턴스 산출

코일을 채교하는 자속은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$\Phi = \oint A \cdot dl \tag{2.3.1}$$

여기에서 적분경로는 코일에 의해 형성된 폐경로이다. 2차원 문제에서 end winding의 효과는 무시되며, z축 방향의 길이를 Z 라 하면 식 (2.3.1)의 적분은 다음 식과 같이 간단하게 표현할 수 있다.

$$\Phi = Z (A_R - A_L) \tag{2.3.2}$$

여기에서 A_R 을 코일 우편의 벡터포텐셜이라 하면, A_L 은 코일 좌편의 벡터포텐셜이다. 코일이 다중권선이면 채교자속 $\lambda(n\Phi)$ 는 식 (2.3.2)의 n 배이다.

$$n\Phi = nZ (A_R - A_L) \tag{2.3.3}$$

따라서 인덕턴스는 다음 식과 같다.

$$L = \frac{n\Phi}{i} = \frac{n^2 Z (A_R - A_L)}{F} \tag{2.3.4}$$

여기에서 $F = ni$ 는 여자기자력이고, 단위는 ampere-turn이다.

한편 권선1에 흐르는 전류에 의해 발생한 자속이 권선1을 채교하는 자속 λ_{11} 은 다음 식과 같다.

$$\lambda_{11} = n_1\Phi_1 = n_1 Z (A_{1R} - A_{1L}) \tag{2.3.5}$$

따라서 자기인덕턴스 L_{11} 은 다음 식과 같다.

$$L_{11} = \frac{\lambda_{11}}{i_1} = \frac{n_1^2 Z (A_{1R} - A_{1L})}{F_1} \tag{2.3.6}$$

그리고 권선1에 흐르는 전류에 의한 권선2의 채교자속 λ_{21} 은

$$\lambda_{21} = n_2\Phi_2 = n_2 Z (A_{2R} - A_{2L}) \tag{2.3.7}$$

따라서 상호인덕턴스 $L_m = L_{21}$ 은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$L_{21} = \frac{\lambda_{21}}{i_1} = \frac{n_1 n_2 Z (A_{2R} - A_{2L})}{F_1} \tag{2.3.8}$$

그리고 식 (2.15)를 이용하면 인덕턴스는 다음 식과 같다.

$$L_s = \frac{2W}{i^2} = \frac{2}{i^2} \int_U \frac{B^2}{2\mu} dU \quad (2.3.9)$$

2.4. 자속(자속밀도)에 의한 인덕턴스 산출

코일을 쇠교하는 자속 Φ 는 다음 식과 같다.

$$\Phi = \frac{1}{Z} \int_S B dS \quad (2.4.1)$$

여기에서 S는 1차 또는 2차측 코일이 차지하는 단면적이고, Z는 코일의 z축 방향의 길이이다.

따라서 쇠교자속은 다음 식과 같다.

$$n\Phi = \frac{n}{Z} \int_S B dS \quad (2.4.2)$$

그러므로 인덕턴스 L은 다음 식과 같다.

$$L = \frac{\frac{n}{Z} \int_S B dS}{i} \quad (2.4.3)$$

그래서 자기인덕턴스 L_{11} 은

$$L_{11} = \frac{\frac{n_1}{Z} \int_{S_1} B dS}{i_1} \quad (2.4.4)$$

그리고 상호인덕턴스 $L_m(L_{21})$ 은 다음 식과 같다.

$$L_m = L_{21} = \frac{\frac{n_2}{Z} \int_{S_2} B dS}{i_1} \quad (2.4.5)$$

3. 유한요소법에 의한 자계 해석

전기기기의 전기적 특성과 기계적 특성은 기계 내의 자계 분포와 밀접한 관계가 있는데, 본 연구에서 구하고자 하는 변압기 등가회로정수인 상호인덕턴스와 누설인덕턴스를 산출하기 위해서도 2장에서와 같이 변압기 내의 자속밀도 B와 벡터포텐셜 A를 알아야 하는데 이를 위해서는 변압기 내 자계분포 해석은 필수적이다. 이 자계의 분포는 변압기의 구조 및 구성재료의 자기적 특성에 따라 결정된다. 한 영역의 자계분포는 Maxwell 방정식과 주어진 경계조건을 만족하는 해로부터 구할 수 있다. 전류가 시간에 대해 정현적인 변화를

하고, 계의 모든 재질이 선형성을 갖는다면 이 계의 전자장 역시 시간에 대해 정현적인 변화를 하게 된다. 변압기의 자계분포를 해석할 수 있는 지배 방정식은 다음 식과 같은 Maxwell 방정식으로부터 얻을 수 있다.

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_0 \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\dot{\mathbf{B}} \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (3.3)$$

여기서 \mathbf{H} 는 자계의 세기, \mathbf{E} 는 전기장의 세기, \mathbf{B} 는 자속밀도이며, \mathbf{J}_0 여자전류이다.

식 (3.3)에 의해 자속밀도 \mathbf{B} 와 자기 벡터포텐셜 \mathbf{A} 와의 관계는 다음 식으로 표시할 수 있다.

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (3.4)$$

그리고 식 (3.1)에 식 (3.2)과 식 (3.4)를 대입하고, Coulomb 게이지 $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$ 를 이용하면 다음 식을 얻는다.

$$-\frac{1}{\mu} \nabla^2 \mathbf{A} = \mathbf{J}_0 \quad (3.5)$$

2차원 해석이 가능하도록 하기 위하여 전류 \mathbf{J} 와 벡터포텐셜 \mathbf{A} 는 축방향 성분인 z 성분만 존재한다고 가정하면 다음 식을 얻는다.

$$-\frac{1}{\mu} \nabla^2 A_z = J_z \quad (3.6)$$

식 (3.6)은 교류 자계의 지배 방정식이며 이의 해를 구하면 전 영역의 자계해석이 가능하게 된다.

식 (3.6)의 해를 유한요소법으로 구하기 위하여 모델의 해석영역을 유한 개의 요소로 분할하고, 각 요소 내에서 벡터포텐셜 A 는 요소의 절점치 A_i 와 형상함수를 이용하여 근사적으로 나타낸다. 이 근사식과 해석영역의 경계에서 나타나는 자계의 경계조건을 이용하여 각 요소에서 식 (3.6)을 만족하는 식을 구하고, 이를 전체 요소에 적용하여 조합하면 해석영역 내의 모든 절점의 벡터포텐셜 A_i 를 포함하는 매트릭스 형태의 계방정식을 얻을 수 있다. 전체 요소방정식의 해를 구하는 것은 곧 해석영역 내의 각 절점의 벡터포텐셜 A_i 를 구하는 것이고, 모든 절점에 대한 벡터포텐셜 A_i 를 구하면, 해석영역의 임의의 점에 대한 벡터포텐셜 A 를 구할 수 있다. 임의의 점에 대한 벡터포텐셜 A 를 구할 수 있다면, 식(3.4)에 의하여 임의의 점에 대한 자속밀도 \mathbf{B} 를 구할 수 있다[9].

4. 해석 결과 및 고찰

본 연구에 사용된 3개 변압기모델 중, 모델 A, B는 참고문헌[10]으로부터, 모델 C는 본 연구를 위하여 설계하였다. 모델 A, B는 본 해석의 유용성을 검증하기 위한 모델이며, 모델 C는 변압기구조에 따른 누설인덕턴스의 변화를 검토하기 위한 모델이다. 표4.1a, 4.1b, 4.1c는 각각 모델 A, B, C의 사양을 나타내며, 그림 4.1은 변압기모델을 유한요소법으로 해석하기 위한 해석영역을 나타낸다. 그림 4.1에서 점선은 실제 변압기모델과 그 해석영역의 중앙선이며, 실선으로 된 외곽은 유한요소 자체해석을 위한 해석영역의 경계를 나타낸다.

표 4.1.a 모델 A의 사양

Table 4.1.a Specification of Model A.

○ 전압 : 3,150 / 210 V
○ 권선수비 : 1320 : 880
○ 여자전류 : 0.221 A
○ 자속밀도 : 1.14 T
○ 철심재료 : 규소강 S09
○ 1차·2차 권선이 2 pole에 각각 1/2 씩 배치(내철형)
○ 치수 : Fig. 4.1.a 참조

표 4.1.b 모델 B의 사양

Table 4.1.b Specification of Model B.

○ 전압 : 6,300 / 210 V
○ 권선수비 : 1800 : 60
○ 여자전류 : 0.707 A
○ 자속밀도 : 1.61 T
○ 철심재료 : 규소강 G11
○ 1차·2차 권선이 1 pole에 배치(외철형)
○ 치수 : Fig. 4.1.b 참조

표 4.1.c 모델 C의 사양

Table 4.1.c Specification of Model C.

○ 전압 : 1650 / 330 V
○ 권선수비 : 250 : 50
○ 여자전류 : 0.5275 A
○ 자속밀도 : 1.20 T
○ 철심재료 : 규소강 M22
○ 치수 : Fig. 4.1.c 참조
Type I : 1차·2차 권선이 각각 별도로 다른 pole에 배치
Type II : 1차·2차 권선이 2 pole에 각각 1/2 씩 배치
Type III : 1차·2차 권선이 1 pole에 배치(pancake권선)

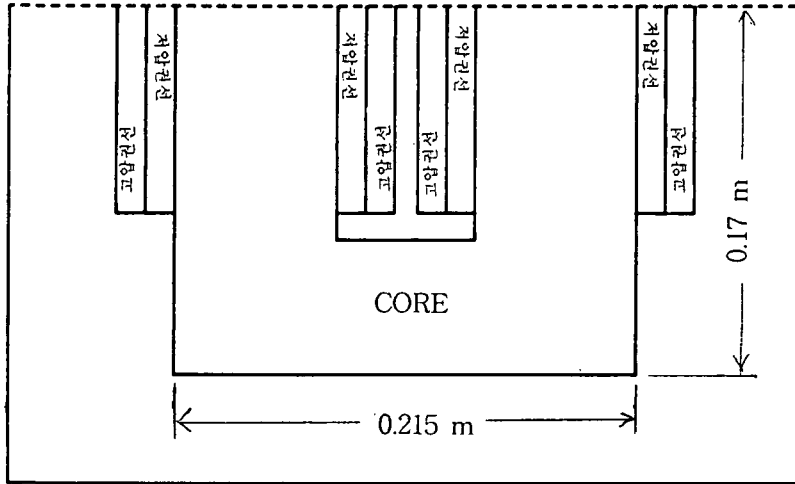


그림 4.1.a 모델 A
Fig. 4.1.a Model A

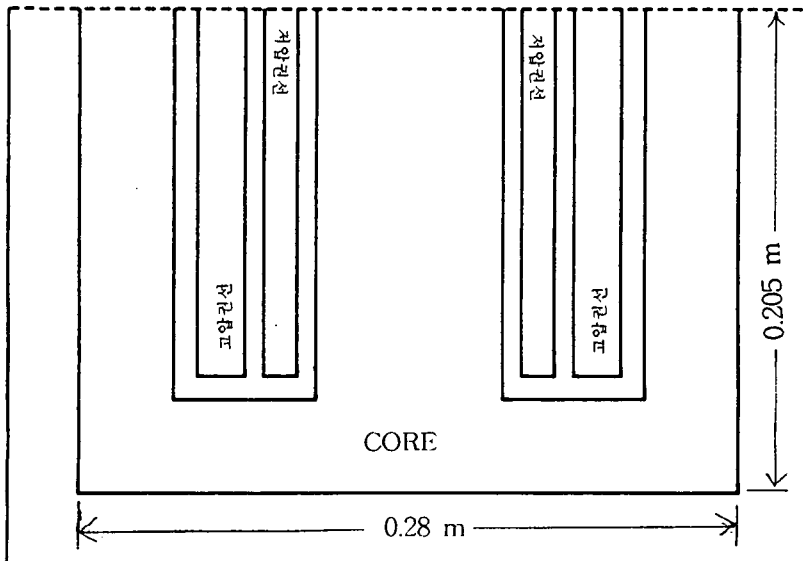
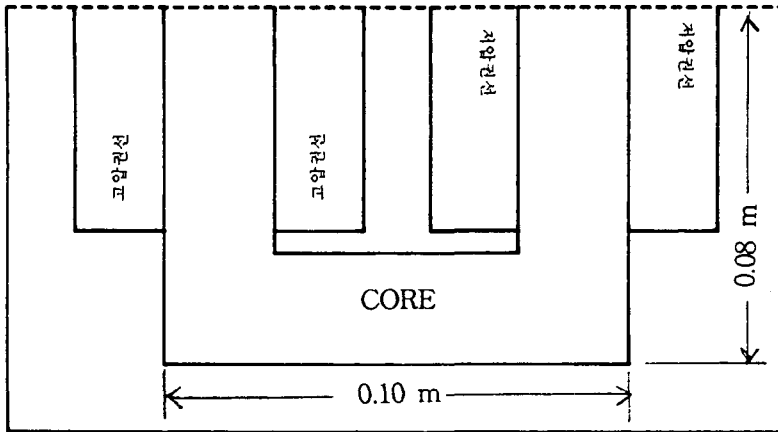
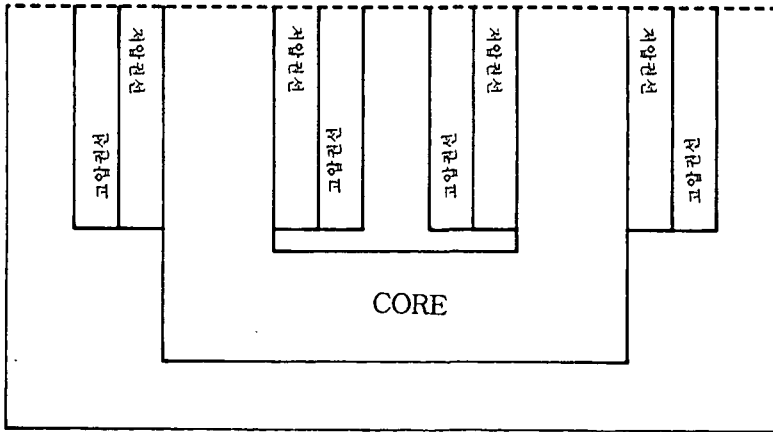


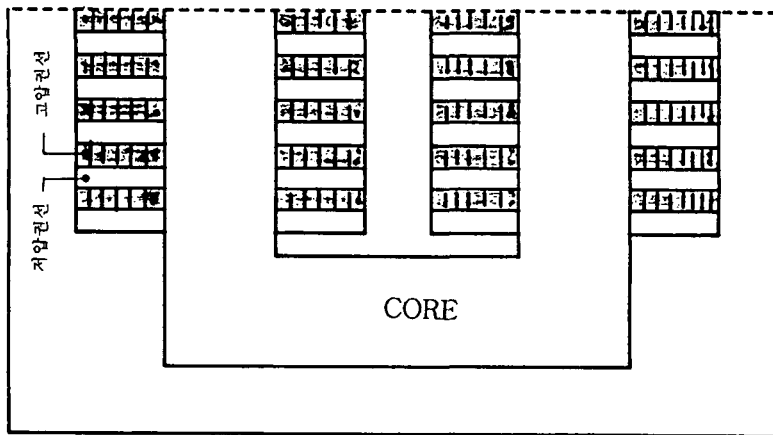
그림 4.1.b 모델 B
Fig. 4.1.b Model B



Type I



Type II



Type III

그림 4.1.c 모델 C
Fig. 4.1.c Model C

변압기 모델의 자체해석에 유한요소법을 적용하기 위하여 변압기 모델의 절반을 포함하는 해석영역을 삼각요소로 분할하였고, 분할한 삼각요소의 수는 총 1,330개, 총 절점수는 720개이다. 철심의 포화를 고려한 비선형해석에서 철심 내의 자체의 세기가 요소마다 다르기 때문에 각 요소에서의 투자율을 구해야한다. 이를 위해서 철심의 B-H곡선을 13개구간으로 구간 선형화하였으며, 수렴방법으로는 직접수렴법[9]을 사용하였다. 유한요소법에 의한 자체해석과 회로정수의 산출을 위한 해석 프로그램은 C언어로 작성하였으며, 해석영역의 구성, 요소분할, 자체해석, 자기에너지, 및 인덕턴스 회로정수의 산출이 가능하도록 하였다.

모델 A, B, C에서 산출된 인덕턴스는 표4.2.a, 4.2.b, 4.2.c에 표시하였다. 표4.2.a, 4.2.b, 4.2.c에서 인덕턴스는 산출된 방법에 따라 구분하여 표시하였다. 즉, 자기에너지는 식(2.1.4), (2.3.9), 쇄교자속은 식(2.2.7), 벡터포텐셜은 식(2.3.6), (2.3.8), 자속밀도는 식(2.4.3), (2.4.4)에 의하여 얻어진 값이다. 그리고 철심재료(M5, M22)에 따라, 변압기 구조(Type I, II, III)에 따라 표시하였다. 인덕턴스는 자기포화의 정도에 따라 그 값이 크게 다르다. 그래서 모델의 사양에 있는 자속밀도를 기준으로 인덕턴스를 산출하였다. 산출된 자기인덕턴스와 상호인덕턴스들은 산출방법에 관계없이 거의 일정하였다. 전술한 바와 같이 자속밀도에 따라 자기포화정도가 다르므로 산출방법에 따른 차이를 검토하기 위해서는 이에 대한 주의가 요구된다.

표 4.2.a 산출된 인덕턴스(모델 A)

Table 4.2.a The values of the inductances(Model A) 단위 [H/m]

M22	자기에너지	쇄교자속	벡터포텐셜	자속밀도	평균
L_s	357.51		357.51	357.62	357.55
L_m	357.46	357.46	357.45	357.50	357.47
L_l					0.008

M5	자기에너지	쇄교자속	벡터포텐셜	자속밀도	평균
L_s	357.41		357.40	357.60	357.47
L_m	357.40	357.40	357.40	357.47	357.42
L_l					0.005

표 4.2.b 산출된 인덕턴스(모델 B)

Table 4.2.b The values of the inductances(Model B) 단위 [H/m]

M5	자기에너지	쇄교자속	벡터포텐셜	자속밀도	평균
L_s	2395.59		2395.58	2396.05	2395.74
L_m	2395.34	2395.34	2395.26	2395.50	2395.36
L_l					0.38

표4.3에는 유한요소해석, 참고문헌, 및 선형해석에 의해 산출된 인덕턴스를 함께 표시하여 서로 비교할 수 있게 하였다. 모델 A와 B에서 참고문헌 값과 유한요소해석 결과를 비교하면, 상호인덕턴스에서는 유한요소해석 결과의 값들이 참고문헌의 값보다 약 10% 더 크며, 누설인덕턴스에서는 유한요소해석 결과의 값들이 참고문헌의 값의 약 70%가 된다. 변압기의 자체해석에서 본 연구에서와 같이 PC를 사용하여 해석을 하는 경우에는 권선과 권선, 도체와 도체 사이의 절연재료, 그리고 도체의 형상을 정확하게 표현하는데는 유한요

표 4.2.c 산출된 인덕턴스(모델 C)

Table 4.2.c The values of the inductances(Model C) 단위 [H/m]

M22 Type I	자기에너지	쇄교자속	벡터포텐셜	자속밀도	평균
L_s	10.447		10.446	10.447	10.447
L_m	10.424	10.424	10.419	10.419	10.421
L_l					0.025

M22 Type II	자기에너지	쇄교자속	벡터포텐셜	자속밀도	평균
L_s	10.438		10.432	10.432	10.434
L_m	10.434	10.434	10.432	10.432	10.433
L_l					0.001

M22 Type III	자기에너지	쇄교자속	벡터포텐셜	자속밀도	평균
L_s	10.434		10.432	10.432	10.433
L_m	10.434	10.434	10.432	10.432	10.433
L_l					0.0

M5 Type I	자기에너지	쇄교자속	벡터포텐셜	자속밀도	평균
L_s	10.429		10.433	10.433	10.432
L_m	10.406	10.406	10.405	10.405	10.406
L_l					0.026

M5 Type II	자기에너지	쇄교자속	벡터포텐셜	자속밀도	평균
L_s	10.417		10.416	10.417	10.417
L_m	10.416	10.416	10.417	10.417	10.416
L_l					0.001

M5 Type III	자기에너지	쇄교자속	벡터포텐셜	자속밀도	평균
L_s	10.417		10.418	10.419	10.418
L_m	10.417	10.417	10.418	10.419	10.418
L_l					0.0

소범으로도 여전히 한계는 있다. 그러나 선형해석에서는 적절한 투자율을 선정하는 것도 어려울 뿐 아니라 적절한 투자율을 선정했다하더라도 해석영역에서 동일한 투자율을 적용하므로 그 결과의 정확도는 유한요소해석에 의한 결과보다 크게 떨어질 수밖에 없다. 그래서 상호인덕턴스의 경우, 유한요소해석에서 철심 및 권선의 구조를 완벽하게 구현하지 못한 부분이 있다하더라도 유한요소해석 결과가 상당히 정확할 것으로 추측하지만 실험치를 얻을 수 없어 현시점에서 두 값의 정확도에 대한 평가는 적절하지 않을 것이다. 모델 C는 변압기 구조에 따른 인덕턴스를 비교하기 위한 것인데, 두 권선이 별도의 철심부분에 배치된 Type I이 다른 Type에 비하여 누설인덕턴스가 매우 큰데 이는 예상한 바이다. 그리고 Type II와 Type III 변압기에서 누설인덕턴스의 크기는 권선의 크기와 위치, 절연물의 구성에 따라 달라질 수도 있겠으나, 권선과 권선, 권선과 철심 사이의 절연물을 고려하지 않은 여기서는 pancake winding으로 구성된 Type III가 Type II에 비하여 누설인덕턴스가 적게 나타났다. pancake winding으로 구성된 Type III에서 누설인덕턴스가 거의 없는 것으로 나타났는데, 이것 역시 계산시간을 줄이기 위하여 모델을 단순화하여 절연물을 고려

하지 않았기 때문이다. 선형해석 결과들은 철심의 투자율을 일정히 둔 매우 간단한 방법으로 산출한 것인데, 비투자율을 얼마로 하느냐에 따라 결과는 달라진다. 본 연구에서는 유한요소해석에서 얻어진 자속밀도의 요소간 rms값을 활용하였다.

표 4.3.a 인덕턴스 비교(모델 A)

Table 4.3.a Comparison of the inductances(Model A) 단위 [H/m]

구 분	참고문헌	유한요소		선형해석	
		M22	M5	M22	M5
L_s	324.22	357.55	357.47	417.27	430.92
L_m	324.1	357.47	357.42		
L_l	0.116	0.080	0.050		

표 4.3.b 인덕턴스 비교(모델 B)

Table 4.3.b Comparison of the inductances(Model B) 단위 [H/m]

구 분 (M5)	참고문헌	유한요소	선형해석
L_s	2101.65	2395.74	3560.21
L_m	2101.1	2395.36	
L_l	0.552	0.380	

표 4.3.c 인덕턴스 비교(모델 C)

Table 4.3.c Comparison of the inductances(Model C) 단위 [H/m]

구 분 (M22)	Type I		Type II		Type III	
	유한요소	비선형	유한요소	비선형	유한요소	비선형
L_s	10.447	11.114	10.434	11.114	10.433	11.114
L_m	10.421		10.433		10.433	
L_l	0.025		0.001		0.0	

구 분 (M5)	Type I		Type II		Type III	
	유한요소	비선형	유한요소	비선형	유한요소	비선형
L_s	10.432	10.742	10.417	10.742	10.418	10.742
L_m	10.406		10.416		10.418	
L_l	0.026		0.001		0.0	

5. 결론

본 연구에서는 변압기의 자계해석에 자기포화와 구조의 기하학적 형태를 충실히 고려할 수 있는 유한요소법을 이용하여 변압기 등가회로정수인 상호인덕턴스와 누설인덕턴스를 산출하는 여러 방법에 대하여 다루었다. 유한요소법을 이용한 자계해석 결과로서 얻을 수 있는 자속밀도, 자기벡터포텐셜, 자기에너지, 쇄교자속을 이용한 다양한 방법으로 변압기 모델의 상호인덕턴스와 누설인덕턴스를 산출하였다. 산출된 인덕턴스 값은 다른 방법에 의한 값과 비교 검토하였다. 또 변압기의 구조에 따른 누설인덕턴스의 크기를 고찰하였다. 얻어진 결과들은 변압기, 리액터, 또한 이와 관련된 전기기기의 설계, 등가회로정수의 산출 및 제특성을 평가하는데 일조를 할 것이며, 변압기를 포함하는 시스템해석에도 도움을 줄 수 있을 것이다.

6. 참고문헌

1. K. Zakrzewski, and B. Tomezuk, "Magnetic Field Analysis and Leakage Inductance Calculation in Current Transformers by Means of 3-D Intregal Methods", IEEE, Vol.MAG-32 pp.1637-1640, 1996
2. William G. Hurley, and David J. Wilcox, "Calculation of Leakage Inductance in Transformer Windings", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.9. pp.121-126, 1994
3. Liuchen Chang, "An improved FE inductance calculation for electrical machines", IEEE, Vol.MAG-32, No.4, pp.3237-3245, 1996.
4. Bruno Cogitore, and Jean Pierre Keradec, "The Two-Winding Transformer: An Experimental Method to Obtain a Wide Frequency Range Equivalent Circuit", IEEE, Vol.MAG-18, pp.1052-1054, 1982.
5. Lawrence Haydock, and Scott A Holland, "Transient Analysis of Power Transformers Using Magnetic and Electric Equivalent Circuits", IEEE Vol.MAG-30, pp.2996-2999, 1994.
6. Toshiaki Yanada, et al., "Design and Analysis of Noise-Reduction Transformer Based on Equivalent Circuit", IEEE Vol.MAG-34, pp.1351-1353, 1998
7. D.A. Lowther, P.P. Silvester, "Computer-Aided Design in Magnetics", Springer-Verlag, 1985.
8. S. Ratnajeevan H. Hoole, "Computer-Aided Analysis and Design of Electromagnetic Device", Elsevier Science Publishing Co., 1989.
9. 임달호, "전기계의 유한요소법", 동명사, 1995.
10. 오무송, 정수복, "電氣機器設計", 형설출판사, 1992.