

碩士學位論文

순시치 자기포화 곡선에 의한  
변압기 인덕턴스의 산정



제주대학교 중앙도서관  
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY  
濟州大學校 大學院

電氣電子工學科

玄 容 卓

2002年 6月

순시치 자기포화 곡선에 의한  
변압기 인덕턴스의 산정

指導教授 左 宗 根

玄 容 卓

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함



玄 容 卓의 工學 碩士學位論文을 認准함

審査委員長 \_\_\_\_\_ 印

委 員 \_\_\_\_\_ 印

委 員 \_\_\_\_\_ 印


濟州大學校 大學院

2002年 6月

# Determination of Transformer Inductances Using Instantaneous Magnetic Saturation Curve

Yong-Tak Hyun

(Supervised by professor Chong-Keun Jwa)

 제주대학교 중앙도서관  
A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF  
THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING

DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC  
ENGINEERING  
GRADUATE SCHOOL  
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

2002. 6.

## 목 차

LIST OF FIGURES .....	ii
LIST OF TABLES .....	iii
LIST OF SYMBOLS .....	iv
SUMMARY .....	v
I. 서 론 .....	1
II. 해석이론 .....	3
1. 순시치 포화곡선 .....	3
2. 인덕턴스 정의와 산정법 .....	10
III. 결과 및 검토 .....	14
IV. 결 론 .....	20
참고문헌 .....	21

## LIST OF FIGURES

Fig. 1 R.M.S. saturation curve and instantaneous saturation curve	4
Fig. 2 $\lambda - i$ characteristic of electromagnetic system	11
Fig. 3 Piecewise linear approximation $\lambda - i$ characteristic	11
Fig. 4 R.M.S. saturation characteristic of single phase transformer	18
Fig. 5 Instantaneous magnetic saturation curve obtained from Fig. 4	18
Fig. 6 Comparison of computed and measured inductances	19
Fig. 7 Comparison of apparent and magnetizing inductances	19

## LIST OF TABLES

Table 1 Computed coefficients of a four-term polynomial ( $i = a_1\lambda + a_3\lambda^3 + a_5\lambda^5 + a_7\lambda^7$ ) .....	14
Table 2 Comparison of computed and measured inductances .....	17
Table 3 Comparison of apparent and magnetizing inductances .....	17



## LIST OF SYMBOLS

$L_d$	Differential Inductance [H]
$L_e$	Effective Inductance [H]
$L_a$	Apparent Inductance [H]
$V$	R.M.S. Voltage [V]
$I$	R.M.S. Current [A]
$\lambda$	Flux linkage [Wb-T]
$i$	Instantaneous Current [A]
$K$	Slope [A/Wb-T]
$W_f$	Stored Energy [J]
$L_m$	Magnetization Inductance [H]
$L_{m1}$	Magnetization Inductance when coreloss is neglected [H]

## SUMMARY

The saturated winding inductances of a transformer are determined using the instantaneous magnetic saturation curve. The instantaneous curve is obtained from no load saturation curve in R.M.S. form by a direct piecewise linearized approach, and it is represented by a four-term polynomial approximation.

The saturated differential, effective and apparent winding inductances are computed from this curve, and these inductances are compared with the measured magnetizing inductance.

The results show that the relation of  $L_d < L_e < L_a$  exists and the computed apparent inductance is more close to the measured inductance.



## I. 서론

권선 인덕턴스는 전기기기 특히 반도체 정지 전력변환설비에서 동적 성능과 특성에 중요한 역할을 한다. 이런 설비에는 보통 변압기나 다른 유도성 장치들을 포함하게 된다. 포화상태에서의 권선 인덕턴스는 해석 상태에 따라 미분(또는 증분) 인덕턴스, 유효 인덕턴스 그리고 피상 인덕턴스 가운데 적절하게 선택하여 해석한다. 미분 인덕턴스는 전압과 전류의 동적 관계식으로부터 정의된 양이므로 자성체의 자기포화를 포함하는 전자기기의 과도 특성해석에 가장 유용하며 초퍼와 인버터를 포함하는 전자적으로 동작되는 변압기와 회전기와 같은 기기들의 증가에 따라 중요성이 커지고 있다. 유효 인덕턴스는 에너지 축적과 관련된 연구에 그리고 피상 인덕턴스는 교류 정상상태 해석과 관련 응용에 가장 유용하다.

포화 인덕턴스와 관련하여 Fouad et al(1982)은 다권선 변압기와 관련된 자기장 안에서 축적 자기에너지에 전류의 섭동영향이 증분, 피상 그리고 유효 자기 및 상호 권선 인덕턴스를 계산하기 위하여 사용하였다. Nehl et al(1982)은 회전자 위치와 기기 권선 여자전류의 함수로 회전기의 피상과 증분 인덕턴스 계산에 대한 방법으로 에너지와 권선 전류 섭동을 사용하였다. Minnich et al(1983)은 자기확산 방정식의 해에 기초한 유한 요소법에 의해 대형 터빈 발전기의 주파수의 함수로서 소신호 단자 운전 특성을 구하기 위한 방법을 제시하였다. Mohammed와 Demerdash(1985)는 변압기 인덕턴스들을 계산하기 위하여 비선형 3차원 유한 요소 벡터 포텐셜장의 해와 관련한 에너지 섭동기법을 사용하였다. Sawa et al(1985)은 유한 요소법에 의한 직류기의 전기자회로의 인덕턴스 계산을 위한 자속쇄교법과 축적 에너지법을 제시하였다. 신(1989)은 유한요소법을 이용하여 해석한 비선형 자기특성으로부터 전자계의 직류여자시의 미분, 피상 및 유효 인덕턴스를 구하고 전자계에 정현파 교류전원이 인가되는 경우의 동작 인덕턴스를 산정하였다.

이상의 방법들은 장해석을 위하여 모두 수치해석법인 유한요소법을 사용하고 직류여자시의 비선형 자기특성을 이용하고 있으므로 계산과정이 복잡하게 된다. 따라서 변압기나 철심 변압기와 같은 교류기의 포화 인덕턴스를 구하기 위해서는 교류 여자시의 자기특성이 필요하게 된다.

본 논문에서는 이상의 문제점을 해결하기 위하여 변압기의 실효치 무부하 곡선으로부터 순시치 포화곡선을 유도하는 해석적 방법을 사용하여 얻은 순시치 포화곡선으로부터 변압기의 미분, 유효 그리고 피상 인덕턴스를 산정하고 실측에 의한 변압기의 인덕턴스와의 관계를 비교 검토하였다.

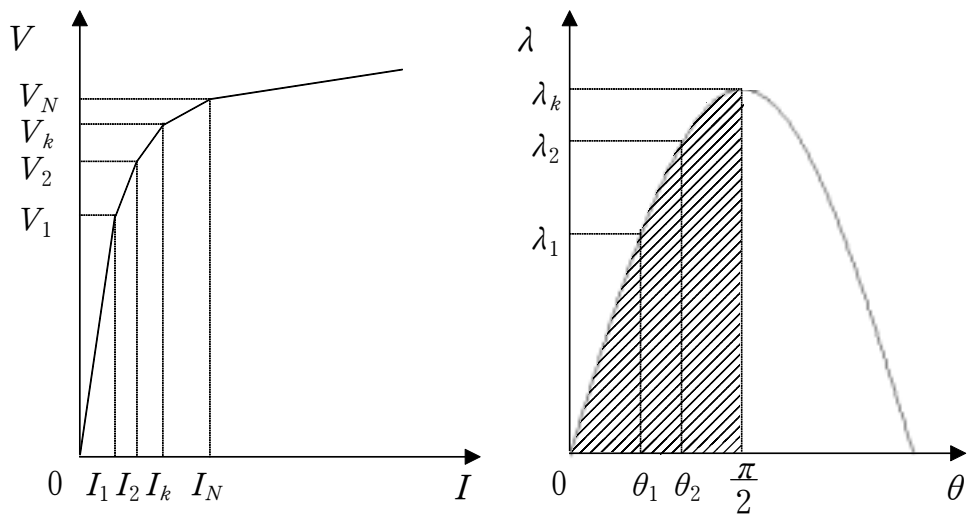


## II. 해석이론

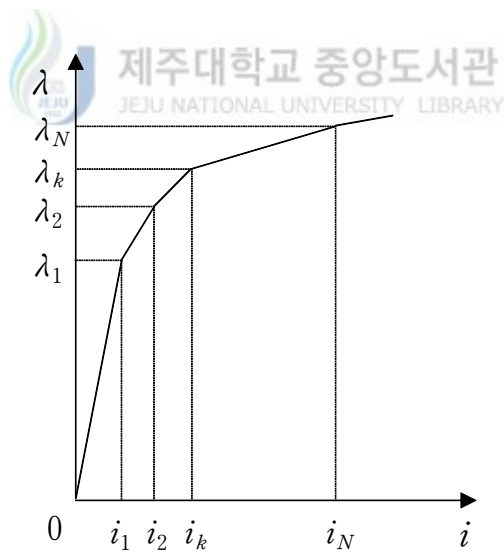
### 1. 순시치 포화곡선

변압기의 개방회로 실험치 자화곡선은 개방회로 실험의 결과로부터 얻을 수 있다. 변압기 2차측을 개방하여, 1차측 권선에 정현파 전압을 가하여 0에서 정격보다 약간 위까지 점차적으로 상승시킨다. 0점은 원점이고 1지점은 자화곡선의 선형영역의 끝부분에 있다. 다른 점들은 대략 곡선의 포화된 부분에 분포시킬 수 있다. 자화곡선의 모델링에서 대개 실제 포화 특성은 둘 또는 세 개의 직선 선분에 의해 직선 근사화 할 수 있다. 이것은 변압기 또는 리액터의 모델링을 매우 용이하게 한다. 더욱더 정확한 포화특성을 나타내려면 직선 선분의 수를 증가시킬 수 있다. 특성의 정확한 표현을 얻기 위해서, 불포화영역과 포화된 공심영역은 두 개의 직선 선분에 의하여 표현할 수 있는 반면, 무릎점 주변 영역에서는 몇 개의 직선 선분에 의해서 잘 접근시킬 수 있다.

실험치 무부하 곡선에서 순시치 포화곡선을 구하는 과정은 다음과 같다. Fig. 1(a)에서, 먼저 실험치 무부하 곡선상의 점들을  $(V_1, I_1)$ ,  $(V_2, I_2)$ ,  $\dots$ ,  $(V_N, I_N)$  라 하고 Fig. 1(c)에 그려진 순시치 곡선상의 자속쇄교수의 크기와 최대전류는 대응하는 점들을 한번에 한 점씩 연속적으로 결정하면 각각  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$  와  $i_1, i_2, \dots, i_N$  이다. 실험치 개방회로 곡선상의 각 점들을 대응시키기 위해 Fig. 1(b)에서  $k$  점에서처럼 실험치 전압의  $\sqrt{2}$ 배의 최대치를 가지는 입력 정현파 전압을 가했을 때 변압기에 의해 그려지는 개방회로 실험치 전류를 고려해 보자. 주파수  $\omega$  의 정현파 입력 전압에 대해 대응하는 자속쇄교수는 다음과 같은 최대치를 가지는 사인곡선이 될 것이다.



(a) R.M.S open-circuit curve    (b) Sinusoidal flux excitation curve



(c) Instantaneous saturation curve

Fig. 1 R.M.S. saturation curve and instantaneous saturation curve

$$\lambda_k = \frac{\sqrt{2} V_k}{w} \quad k=0, 1, \dots, N \quad (1)$$

그러므로  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k$  의 값은 위 관계식으로 결정할 수 있다.

사용된 점의 수가 충분하고 그 지점이 적절히 분포되어 있을 때 정현파 공급전압에 대응하는 순시치 전류의 실효치는 Fig. 1(c)에서처럼 인접한 점들 사이의 구간 선형의 해석적 표현을 사용하여 매우 정확하게 결정된다. 순시치 포화곡선에서 점  $j-1$  과  $j$  를 잇는 선의 수직선으로부터 본 기울기를  $K_j$  라면

$$K_j = \frac{i_j - i_{j-1}}{\lambda_j - \lambda_{j-1}} \quad j=1, 2, \dots, N \quad (2)$$

이 되고, 전류 순시치  $i_k$  는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$i_k = \sum_{j=1}^k K_j (\lambda_j - \lambda_{j-1}) \quad k=1, 2, \dots, N \quad (3)$$

이때 기울기  $K_1$  을 갖고 원점과  $(\lambda_1, i_1)$  을 연결하는 직선 구간에서

$$i_1 = K_1 \lambda_1 \sin \theta \quad (4)$$

이다. 정현파 전압을 공급하였을 때 자속쇄교수의 파형 또한 정현파이다. 철손은 무시했을 때 정현파 공급전압을 갖는 자화전류는 1/4 파형에 대칭이므로 실효치를 계산할 때는 1/4파형만 고려하면 된다. Fig. 1(b)에서 볼 수 있듯이 공급전압의 빗금 친 영역에 대해 전류의 실효치를 고려하면 Fig. 1(a)에서  $I_1$  은

$$I_1^2 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (K_1 \lambda_1 \sin \theta)^2 d\theta = \frac{K_1^2 \lambda_1^2}{2} \quad (5)$$

또는

$$K_1 = \frac{\sqrt{2} I_1}{\lambda_1} \quad (6)$$

이 된다. 같은 방법으로  $\lambda_2$  의 최대치를 갖는 여자 자속파형을 사용하여 방정식으로 나타내면

$$I_2^2 = \frac{2}{\pi} \left\{ \int_0^{\theta_1} (K_1 \lambda_2 \sin \theta)^2 d\theta + \int_{\theta_1}^{\theta_2} (K_1 \lambda_1 + K_2 (\lambda_2 \sin \theta - \lambda_1))^2 d\theta \right\} \quad (7)$$

여기서  $\theta_2 = \frac{\pi}{2}$  이고,  $\theta_1 = \sin^{-1} \frac{\lambda_1}{\lambda_2}$  이다. 식(7)에서  $K_2$  에 대한 2차 방정식으로 표현할 수 있다.

$$A_2 K_2^2 + B_2 K_2 + C_2 = 0 \quad (8)$$

여기서

$$A_2 = \int_{\theta_1}^{\theta_2} (\lambda_2 \sin \theta - \lambda_1)^2 d\theta, \quad A_2 > 0 \quad (9)$$

$$B_2 = 2K_1 \lambda_1 \int_{\theta_1}^{\theta_2} (\lambda_2 \sin \theta - \lambda_1) d\theta, \quad B_2 > 0 \quad (10)$$

$$C_2 = i_1^2 (\theta_2 - \theta_1) + \int_0^{\theta_1} (K_1 \lambda_2 \sin \theta)^2 d\theta - \theta_2 I_2^2, \quad C_2 < 0 \quad (11)$$

$K_2$  의 양의 값은

$$K_2 = \frac{-B_2 + \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2} \quad (12)$$

이 된다.  $K_j$  는  $j=1$  에서부터 연속적으로  $j=N$  까지 결정될 수 있다. 지금  $K_1, K_2, \dots, K_{N-1}$  이 알려졌을 때  $K_N$  을 구하는 일반적인 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\pi}{2} \cdot I_N^2 = & \int_0^{\theta_1} (K_1 \lambda_N \sin \theta)^2 d\theta + \\ & \int_{\theta_1}^{\theta_2} \{i_1 + K_2(\lambda_N \sin \theta - \lambda_1)\}^2 d\theta + \dots + \\ & \int_{\theta_{k-1}}^{\theta_k} \{K_k(\lambda_N \sin \theta - \lambda_{k-1}) + i_{k-1}\}^2 d\theta + \dots + \\ & \int_{\theta_{N-1}}^{\frac{\pi}{2}} \{K_N(\lambda_N \sin \theta - \lambda_{N-1}) + i_{N-1}\}^2 d\theta \end{aligned} \quad (13)$$

여기서

$$i_k = K_k(\lambda_k - \lambda_{k-1}) + K_{k-1}(\lambda_{k-1} - \lambda_{k-2}) + \dots + K_1 \lambda_1 \quad (14a)$$

$$\theta_k = \sin^{-1} \left( \frac{\lambda_k}{\lambda_N} \right) \quad (14b)$$

이고, 식(13)을 간단히 하면

$$A_N K_N^2 + B_N K_N + C_N = 0 \quad (15)$$

이 되고, 여기서

$$C_N = d_N + \left\{ \sum_{k=1}^{N-1} (K_k^2 A_k + K_k B_k + d_k) \right\} - \frac{\pi}{2} I_N^2 \quad (16a)$$

$$A_k = \frac{\lambda_N^2}{2} (t_k - s_k) + 2\lambda_N \lambda_{k-1} g_k + \lambda_{k-1}^2 t_k \quad (16b)$$

$$B_k = -2i_{k-1} (\lambda_N g_k + \lambda_{k-1} t_k) \quad (16c)$$

$$d_k = i_{k-1}^2 t_k \quad (16d)$$

$$t_k = \theta_k - \theta_{k-1} \quad (16e)$$

$$s_k = \frac{1}{2} (\sin 2\theta_k - \sin 2\theta_{k-1}) \quad (16f)$$

$$g_k = \cos \theta_k - \cos \theta_{k-1} \quad (k \leq N) \quad (16g)$$

이고,  $A_N > 0$ ,  $B_N = 0$ ,  $C_N < 0$  일 때  $N=1$  인 것을 제외하고  $A_N > 0$ ,  $B_N > 0$ ,  $C_N < 0$  라는 것을 식(9), 식(10), 식(11)로부터 증명할 수 있다. 그러므로 식(15)와 식(16)으로부터  $K_N$  은 다음과 같이 얻어진다.

$$K_N = \frac{-B_N + \sqrt{B_N^2 - 4A_N C_N}}{2A_N} \quad (17)$$

구간 선형화된 전류와 자속쇄교수의 관계식인 식(3)에 의하여 변압기 포화인덕턴스를 구할 경우 계산식이 복잡해지므로 이들 관계를 다항식의 형태로 단순하게 표현할 필요가 있다.

이 비선형 포화 특성은 보통 다음과 같은 다항식에 의해 표현될 수 있다.

$$i = a_1 \lambda + a_3 \lambda^3 + a_5 \lambda^5 + \dots + a_n \lambda^n \quad (18)$$



여기서  $n$  은 기수차 정수이다. 많은 경우에 있어, 두 개의 항 접근으로도 전력시스템의 과도 연구시 특성을 표현하기에 충분한 것으로 알려져 있다.

$$i = a_1\lambda + a_n\lambda^n \quad \text{for } n = 5, 7, 9, 11, \dots \quad (19)$$

그러나 본 논문에서는 계산 오차를 줄이기 위하여 4개항으로 근사화하여 표현한다.



## 2. 인덕턴스의 정의와 산정법

전자에너지 변환기기에 있어서의 특성해석에 가장 기초가 되는 정수인 인덕턴스의 개념과 인덕턴스를 산정하는 방법을 고찰해보면, 전류  $i$  [A] 가 흐르는 코일계에 있어서 코일 단자사이의 유도기전력  $e$  [V] 와 자속쇄교수  $\lambda(i)$  [Wb-T] 사이에는

$$e = -\frac{d\lambda(i)}{dt} \quad [\text{V}] \quad (20)$$

의 관계가 있고, 식(20)에서부터

$$e = -\frac{d\lambda}{di} \frac{di}{dt} = L_d \frac{di}{dt} \quad [\text{V}] \quad (21)$$

와 같은 미분 인덕턴스  $L_d$  를 정의할 수 있다. 즉,

$$L_d = \frac{d\lambda}{di} \quad [\text{H}] \quad (22)$$

이다. 이러한  $L_d$  는 자속 쇄교수  $\lambda(i)$  의 전류  $i$  에 대한 미분으로 주어지므로 미분 인덕턴스(Differential Inductance)라 하며 Fig. 2과 같은 전자계의  $\lambda-i$  특성상의 동작점에서의 기울기가 된다. 즉, Fig. 2에서 전류가  $I_0$  [A] 인 경우의 계의 동작점은 P이며, 이때의 미분 인덕턴스는

$$L_d = \frac{d\lambda}{di} = \tan \theta_1 \quad [\text{H}]$$

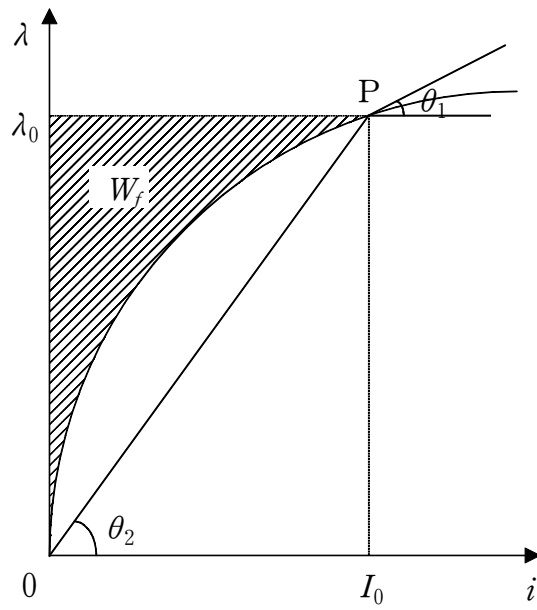


Fig. 2  $\lambda - i$  characteristic of electromagnetic system

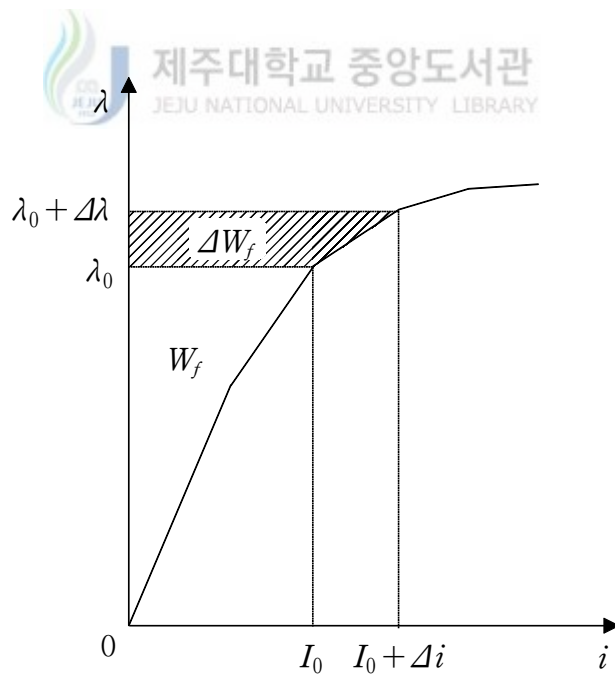


Fig. 3 Piecewise linear approximation  $\lambda - i$  characteristic

가 된다. 또한 계의  $\lambda-i$  특성이 Fig. 3와 같이  $\Delta i$ 의 미소구간 내에서는 선형이라 가정하면, 전류가  $I_0$ 로부터  $I_0 + \Delta i$  [A]로 변했을 때 계에 축적되는 에너지의 변화량  $\Delta W_f$ 는

$$\Delta W_f = \frac{(2I_0 + \Delta i)\Delta\lambda}{2} \quad (23)$$

이므로

$$L_d = \frac{d\lambda}{di} \cong \frac{\Delta\lambda}{\Delta i} = \frac{2\Delta W_f}{(2I_0 + \Delta i)\Delta i} \quad (24)$$

에 의해 구할수 있다. 이와 같이 미분 인덕턴스는 전류가 미소 변화 했을 때의 축적에너지의 변화분으로부터 계산된 인덕턴스와 근사적으로 같아지므로 증분 인덕턴스(Incremental Inductance)라고도 한다.

한편 코일계에 흐르는 전류  $i$  [A]와 자속쇄교수  $\lambda$  [Wb-T] 사이의 관계에 의해 인덕턴스를 정의하면

$$L_a = \frac{\lambda}{i} \text{ [H]} \quad (25)$$

가 되는데 이는 Fig. 2에서의  $\lambda-i$  특성상 동작점과 원점을 연결한 직선의 기울기가 된다. 즉 전류가  $I_0$  [A]인 경우의  $L_a$ 는

$$L_a = \frac{\lambda_0}{I_0} = \tan \theta_2 \text{ [H]} \quad (26)$$

가 된다. 이를 피상 인덕턴스(Apparent Inductance)라 한다. 그리고 코일 계에 흐르는 전류  $i$  [A]와 축적 에너지  $W_f$  [J] 사이의 관계에 의해서도 인덕턴스를 정의할 수 있다. 즉 전류  $i$  [A]가 흐르는 전자계에 축적되는 에너지

$$W_f = \frac{1}{2} L_e i^2 \text{ [ J ]} \quad (27)$$

로부터 정의되는

$$L_e = \frac{2W_f}{I_0^2} \text{ [ H ]} \quad (28)$$

와 같은 인덕턴스  $L_e$  를 유효 인덕턴스(Effective Inductance)라 한다.



### III. 결과 및 검토

제안된 방법의 적용성을 입증하기 위하여 사용한 변압기는 정격 120/240 [V], 60 [Hz], 1 [KVA] 의 단상 외철형 가극성 변압기이다. 이 변압기의 무부하 시험에서 얻어진 실효치 무부하 포화특성은 Fig. 4와 같다. 무부하 시험 데이터와 식(3)에 의해 얻어진 순시치 자기 포화곡선은 Fig. 5의 점선과 같고, 이 곡선을 4개항의 다항식으로 다음과 같이 근사화하였다.

$$i = a_1\lambda + a_3\lambda^3 + a_5\lambda^5 + a_7\lambda^7 \quad (29)$$

식(29)의 계수를 결정하기 위해서 Fig. 5의 점선 데이터 중에 포화되지 않는 구간과 포화영역에서 임의로 4개의 점을 선택, 즉  $\lambda_1=0.1107$ ,  $\lambda_2=0.2686$ ,  $\lambda_3=0.5972$ ,  $\lambda_4=1.6161$  에서의  $i_1, i_2, i_3, i_4$  의 값을 사용하였고, 결정된 계수 값을 표 1에 보였다.

Table 1 Computed coefficients of a four-term ploynomial

$$(i = a_1\lambda + a_3\lambda^3 + a_5\lambda^5 + a_7\lambda^7)$$

Coefficients	$a_1$	$a_3$	$a_5$	$a_7$
Computed Values	1.059	-6.658	55.467	-17.437

식(29)와 Table 1의 계수를 사용하여 순시치 자기포화곡선을 그리면 Fig. 5의 실선으로 표현된다. 단상 변압기의 실효치 포화곡선으로부터 유도된 구간적으로 선형화한 자속쇄교수  $\lambda$  의 최대 값과 자화전류  $i$  의 관

계(점선)와 이것을 4개항의 다항식으로 근사화한  $\lambda-i$  곡선(실선)을 비교하면 특성 곡선이 아주 잘 접근됨을 볼 수 있다. 그러므로 식(29)와 Fig. 5으로부터 유효, 미분 및 피상 인덕턴스를 산정할 수 있다.

시험용 변압기의 1차측에 접속된 교류전압계, 교류전류계 및 단상전력계의 지시치를 각각  $V[V]$ ,  $I[A]$  및  $W[W]$  라 하고 주파수를  $f[Hz]$  라 하면 자화 인덕턴스  $L_m$  은

$$L_m = \frac{V}{2\pi f \sqrt{I^2 - (W/V)^2}} \quad [H] \quad (30)$$

가 된다.

Table 2와 Fig. 6은 실효치 전류를 기준으로 각각의 미분 인덕턴스, 피상 인덕턴스 그리고 유효 인덕턴스를 계산하여 그 값과 식(30)에 의해 구한 실측치와 비교하여 나타내었다.

위의 결과 그래프를 통해 세 가지 방법으로 정의된 인덕턴스는 전자계에 포함된 자성체의 자화특성이 비선형 특성을 갖는 경우에

$$L_d < L_e < L_a \quad (31)$$

의 관계가 성립됨을 볼 수 있다. 또한 실측치에 의한 자화 인덕턴스는 피상 인덕턴스에 근접함을 알 수 있지만 그 차가 큰 편이다. 이것은 변압기의 철손을 무시한  $\lambda-i$  곡선의 관계에 의하여 인덕턴스를 산정하였기 때문이므로 손실을 무시 할 경우에 그 인덕턴스를  $L_{m1}$  이라고 하면

$$L_{m1} = \frac{V}{2\pi f I} \quad [H] \quad (32)$$

이 된다.

Table 3과 Fig. 7은 실효치 전류를 기준으로 계산된 피상 인덕턴스와 식(30)과 식(31)에서의 자화 인덕턴스와의 관계를 나타내었다.

Table 3과 Fig. 7는 제시한 방법으로 수치 해석한 피상 인덕턴스의 결과와 철손을 무시한 실제 변압기 자화 인덕턴스는 근사적으로 접근됨을 알 수 있다.





Table 2 Comparison of computed and measured inductances

$I_r$ [A]	Measured	Computed		
	$L_m$ [H]	$L_d$ [H]	$L_a$ [H]	$L_e$ [H]
0.1892	1.3546	0.6140	1.1110	1.1180
0.2060	1.3375	0.4730	1.0570	1.0150
0.2251	1.2719	0.3950	0.9910	0.8990
0.2492	1.2103	0.2990	0.9170	0.7810
0.2892	1.0813	0.2260	0.8080	0.6260
0.3422	0.9446	0.1690	0.6980	0.4880
0.4300	0.8139	0.1260	0.5730	0.3560
0.5400	0.6659	0.1010	0.4700	0.2620
0.6500	0.5706	0.0800	0.4020	0.2080
0.8300	0.4666	0.0660	0.3280	0.1560
0.9900	0.4030	0.0560	0.2830	0.1280

Table 3 Comparison of apparent and magnetizing inductances

$I_r$ [A]	$L_a$ [H]	$L_m$ [H]	$L_{m1}$ [H]
0.1892	1.1110	1.3546	1.1202
0.2060	1.0570	1.3375	1.0906
0.2251	0.9910	1.2719	1.0594
0.2492	0.9170	1.2103	1.0378
0.2892	0.8080	1.0813	0.9530
0.3422	0.6980	0.9446	0.8527
0.4300	0.5730	0.8139	0.7433
0.5400	0.4700	0.6659	0.6238
0.6500	0.4020	0.5706	0.5407
0.8300	0.3280	0.4666	0.4474
0.9900	0.2830	0.4030	0.3885

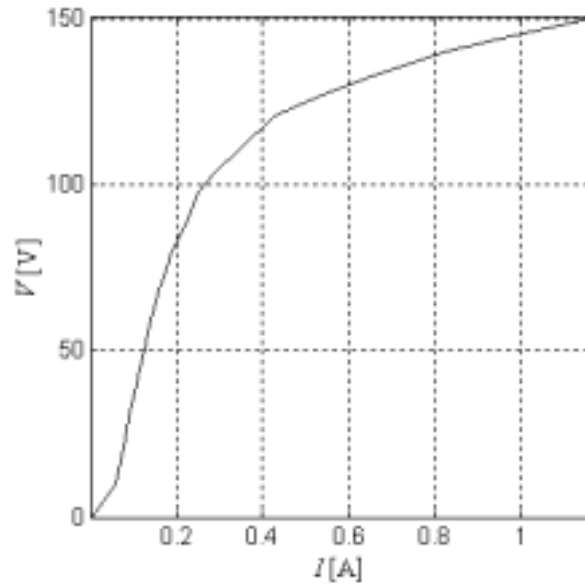


Fig. 4 R.M.S. saturation characteristic of single phase transformer

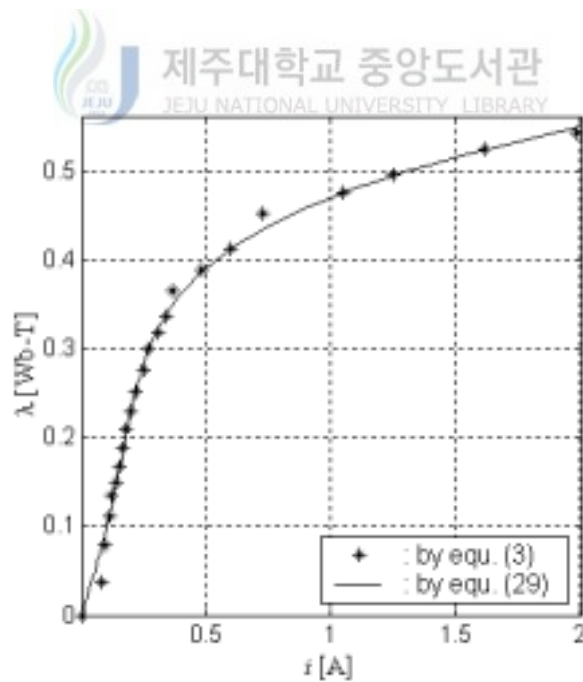


Fig. 5 Instantaneous magnetic saturation curve obtained from Fig. 4

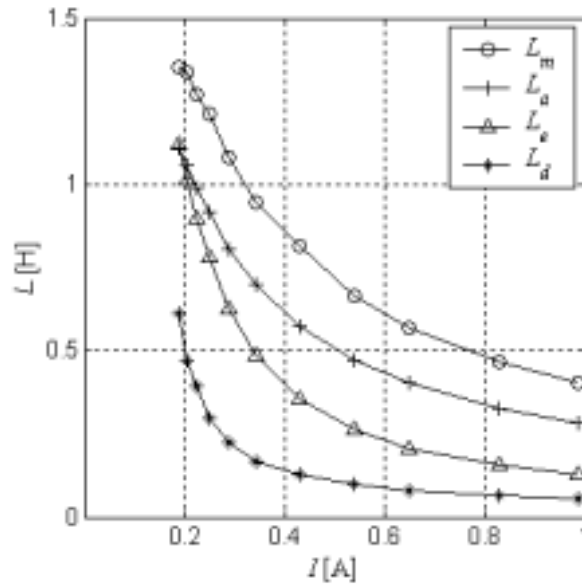


Fig. 6 Comparison of computed and measured inductances

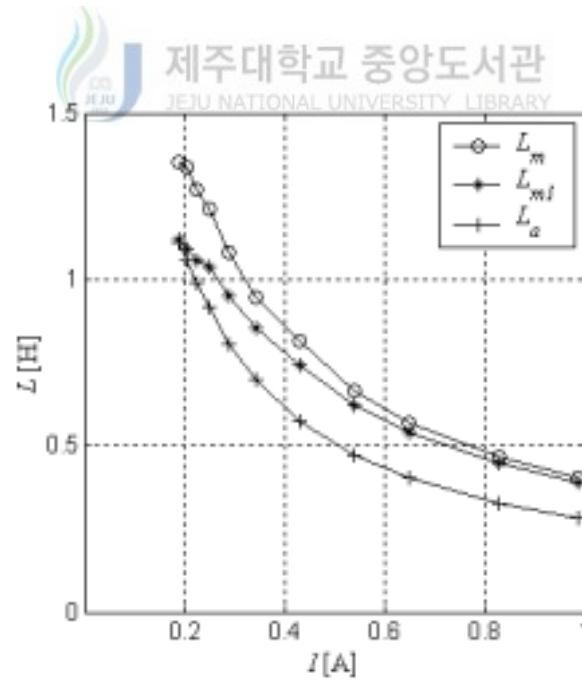


Fig. 7 Comparison of apparent and magnetizing inductances

#### IV. 결 론

변압기 포화 권선인덕턴스를 순시치 자기포화곡선에 의하여 산정하였다. 순시치 포화곡선은 실효치 무부하 포화곡선에서부터 부분 선형 근사화 방법에 의하여 얻었고 이를 4개항의 다항식으로 근사화하여 표현하였다.

이 포화곡선으로부터 미분 인덕턴스, 유효 인덕턴스 그리고 피상 인덕턴스를 산정하고 실측한 자화 인덕턴스와 비교하였다.

그 결과 미분인덕턴스<유효인덕턴스<피상인덕턴스의 관계를 확인하였고 자화인덕턴스는 피상인덕턴스에 더 접근함을 알 수 있었다.



## 참 고 문 헌

F.A. Fouad, T.W.Nehl, and N.A.Demerdash, "Saturated Transformer Inductances Determined by Energy Perturbation Techniques," IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-101, No. 11, pp. 4185-4193, 1982.

T.W.Nehl, F.A.Fouad, and N.A.Demerdash, "Determination of Saturated Values of Rotating Machinery Incremental and Apparent Inductances by an Energy Perturbation Method", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-101, No. 12, pp. 4441-4451, 1982.

S.H.Minnich, M.V.K.Chari, and J.F.Berkery, "Operation Inductances of Turbine Generators by the Finite Element Method", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-102, No. 1, pp. 20-27, 1983.

O.A.Mohammed and N.A.Demerdash, " A 3-D Finite Element Perturbational Method for Determining Saturated Values of Trasnformer Winding Including Experimental Verification", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-21, No. 5, pp. 1877-1897, 1985.

K.Sawa, H.Yamamoto, and K.Miyachi, "Analysis of Armature Circuit Inductance of DC Machines by FEM", IEE Proceedings, Vol. 132, pt. B, No. 6, pp. 307-314, 1985.

신홍교, "유한요소법에 의한 인덕턴스의 산정법에 관한연구", 한양대학교 대학원, 박사학위논문, 1989.

S.Prusty and M.V.S.Rao, "A Direct Piecewise Linearized Approach to Convert rms Saturation Characteristic to Instantaneous Saturation Curve", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-16, No. 1, pp. 156-160, 1980.

C.M.Ong, "Dynamic Simulation of Electric Machinery", Prentice Hall PTR, pp. 101-105, 1998.

