

有限要素法에 의한 電氣機器解析

盧 采 均
(嶺南大 工大 教授)

■ 차 례 ■

- | | |
|--------------------|---------------------|
| 1. 머릿말 | 2-5 非線型磁化曲線의 Model化 |
| 2. 有限要素法 | 3. 電氣機器에 적용실예 |
| 2-1 Maxwell 方程式 | 3-1 變壓器 |
| 2-2 有限要素方程式 | 3-2 回轉機 |
| 2-3 境界조건 | 4. 結 論 |
| 2-4 非線型 有限要素方程式의 解 | 참고문헌 |

① 머릿말

지난 20여년간 電氣機器의 容量은 급속히 大型化 하고있다. 이에 따라서 經濟的인 設計 畧을 수 있는 運轉특이 요구되고 있다. 이 문제를 解決하기위해서 는 여러가지 다른상태에서 運轉되어지는 電氣機器의 電界 및 磁界를 正確히 알 必要가 있게 되었다. 最近컴퓨터의 발달로 이문제를 해결하기 위한 數學的 畧급이 가능하게 되었다.

Ahamad 와 Erdelyi 는 電氣機器의 磁界解析에 有限階差法을 처음으로 이용하였다. ^{1), 2)} 그 이후 Hamiton 과 Demerdarch 는 發電機의 對稱 및 非對稱回電子에 有限階差法을 적용하여 磁界 및 리액턴 스를 계산하였다. ³⁾⁻⁶⁾ 1970년 Chari 와 Silvester 는 1階三角要素를 사용한 有限要素法을 直流機와 變壓器의 磁界를 구하는데 처음으로 사용하였다. ^{7), 8)} 그 이후 Anderson, Silvester, Brandl, Glowinski 등에 의해서 계속畧급되었으며 畧근에는 電氣機器의 磁場解析에 가장 많이 사용되고있다. ⁹⁾⁻¹¹⁾ Demerdash 와 Nehr 의 研究에 의하면 電氣機器의 磁界解析에는 正確性和 컴퓨터의 저장용량 및 실행 시간등의 畧점에서 볼때 有限要素法이 有限階差法보다 더 畧합함을 보여주었다. ¹²⁾

따라서 여기에서는 有限要素法을 畧략하게 說明하고 이를 電氣機器의 磁界解析에 적용된 몇 가지 사례를 소개하고자 한다. ¹³⁾

② 有限要素法

2-1 Maxwell 方程式

$$\mathbf{V} \times \mathbf{A} = \mathbf{B} \tag{1}$$

$$\mathbf{V} \cdot \mathbf{B} = 0 \tag{2}$$

$$\mathbf{V} \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \tag{3}$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{V} \mathbf{B} \tag{4}$$

\mathbf{A} : Vector 磁位

\mathbf{B} : 磁束密度

\mathbf{H} : 磁場의 세기

\mathbf{J} : 電流密度

ν : reluctibility

식 (1) (3) (4) 로 부터 畧래의 식을 얻는다.

$$\mathbf{V} \times (\nu (\mathbf{V} \times \mathbf{A})) = \mathbf{J} \tag{5}$$

여기서 \mathbf{J} 가 Z 方向의 成分만 갖인다면 (실제로 電氣機器의 문제해결시 이렇게 생각한다.) (5) 식은 畧래와 같이 변형하여 쓸 수 있다.

$$\mathbf{V} \times (\nu (\mathbf{V} \times \mathbf{A})) = \mathbf{a}_z J_z \tag{6}$$

$$\frac{\partial}{\partial x} (\nu \frac{\partial A_z}{\partial x}) + \frac{\partial}{\partial y} (\nu \frac{\partial A_z}{\partial y}) = -J_z \tag{7}$$

한편 (1)식에서 磁來寄度 B 는 아래와 같다.

$$B = \left(\frac{\partial A_x}{\partial x}\right) a_x + \left(-\frac{\partial A_x}{\partial y}\right) a_y \quad (8)$$

(7)식은 잘알려진 非線型 2次元포아손의 方程式이다. 이미방을 푸는 것은 현재의 기술로써는 불가능하다. 따라서 이문제를 해결하기위해서 有限要素法을 적용하고 있다 다음절에 有限要素法을 간단히 설명하고 有限要素方程式을 유도한다.

2-2 有限要素方程式

非線型偏微分方程式(7)을 解決하는데 Chari 는 Euler 의 Energy 函數 $F(A)$ 를 導入하였다.

$$F(A) = \iint_R \left(\int_0^B \nu b db - JA\right) ds \quad (9)$$

$$\frac{dF(A)}{dA} = 0 \quad (10)$$

영역 R 내에서 (10)을 만족하는 A 의 값들이 식(7)의 해임을 증명하였다. ⁷⁾

따라서 영역 R 를 여러개의 작은영역으로 분할하여 각각의 영역에서 식이 만족하도록 하면 문제를 풀 수 있다. 이 영역을 나누는방법은 주로三角形, 四角形등이 있으며 三角要素로 분할하는 방법이 많이 채용된다.

영역 R 를 그림 1에서와 같이 여러개의 三角要素로 분할하였다

e 라는 三角要素비의 磁位는 變化하지않고 일정한 값을 갖으며 그값은 세정점값의 多項式으로 표시된다. 따라서 磁束密度가 급변하는 곳에서는 三角要素의 넓이를 적게하는 것이 바람직하다.

e 라는 三角形要素內 임의의點 $P(x, y)$ 에서 磁位는 아래식과 같이 표시된다.

$$Ae(x, y) = \frac{1}{2\Delta_e} \sum_{j=k, l, m} (p_j + q_j x + r_j y) A_j \quad (11)$$

위식에서

$$\begin{aligned} \Delta_e &: e \text{ 三角要素의 넓이} \\ A_j &: j \text{ 點에서의 磁位} \\ p_k &= x_e y_m - x_m y_e & q_k &= y_e - y_m \\ r_k &= -(x_e - x_m) \\ p_e &= x_m y_k - x_k y_m & q_e &= y_m - y_k \\ r_e &= -(x_m - x_k) \\ p_m &= x_k y_e - x_e y_k & q_m &= y_k - y_e \\ r_m &= -(x_k - x_e) \end{aligned} \quad (12)$$

영역 R 를 n_e 개의 三角要素로 분할하였으므로 식(9)의 $F(A)$ 는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} F(A) &\cong \sum_{e=1}^{n_e} F_e(A) = \\ &= \sum_{e=1}^{n_e} \iint_{R_e} \left(\int_0^{B_e} \nu b db - J_e A_e\right) dx dy \end{aligned} \quad (13)$$

- n_e : 영역 R 에서의 三角要素총개수
- B_e : e 번째 三角要素의 磁束密度
- A_e : e 번째 三角要素의 磁位
- J_e : e 번째 三角要素의 電流密度

$$\frac{dF(A)}{dA} \cong \frac{\partial F(A)}{\partial A_k} = \sum_{e=1}^{n_e} \frac{\partial F_e(A)}{\partial A_k} = 0 \quad (14)$$

여기서 k 는 영역 R 내의 분할된요소들의 節點개수만큼 변한다.

e 번째 要素에 (8) (13) (14) 식을 적용하여 아래결과식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial F_e(A)}{\partial A_k} &= \iint_{R_e} \left[\nu_e \left\{ \frac{\partial A_e}{\partial x} \frac{\partial}{\partial A_k} \left(\frac{\partial A_e}{\partial x} \right) \right. \right. \\ &+ \left. \frac{\partial A_e}{\partial y} \frac{\partial}{\partial A_k} \left(\frac{\partial A_e}{\partial x} \right) \right\} \\ &\left. - J_e \frac{\partial A_e}{\partial A_k} \right] dx dy \end{aligned} \quad (15)$$

이를 전체영역에 확대하여 적용하면

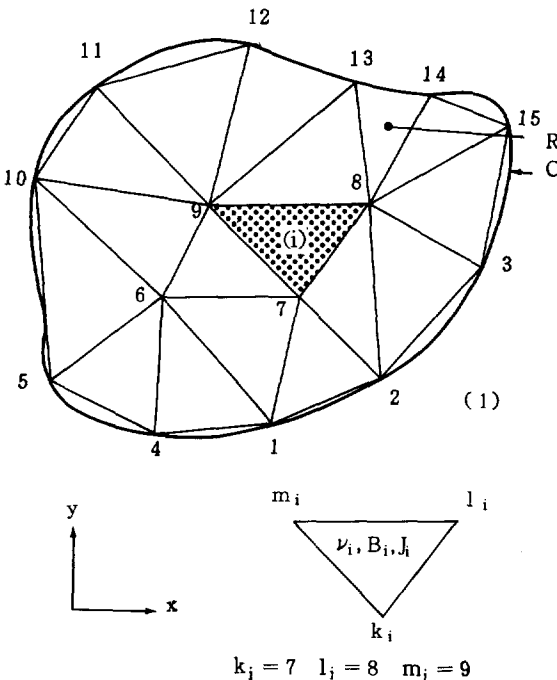


그림 1. 영역 R 를 1개 三角要素로 분할

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A_k} = \sum_e \left(\sum_{j=k, e, m} \frac{\nu_e}{4 \Delta_e} (q_j q_k + r_j r_k) A_j - \Delta_e J_e / 3 \right) \quad (16)$$

여기서 e 는 k 번째절점이 공유하는 全三角要素를 포함한다. 따라서 k 가 전체영역의 총절점에 대해서 변화함으로 (16)식의 방정식개수는 총절점수와 같다. 따라서 이를 行列로 表示하면 아래와 같이된다.

$$S(n \times n) \times A(n) = I(n) \quad (17)$$

行列 S 는 계통의 계수행렬이고 이는 대칭이고 특이행렬이다.

行列 $j k$ 元의 값은 아래와 같다.

$$S_{jk} = \sum_e \frac{\nu_e}{4 \Delta_e} (q_j q_k + r_j r_k) \quad (18)$$

e 의 범위는 j 번째 및 k 번째절점과 관계되는 모든三角要素를 포함한다.

$I(n)$ 는 절점에서 電流를 말하며 k 번째의 I 값은 아래와 같다.

$$I_k = \sum_e \Delta_e J_e \quad (19)$$

여기서 e 의 범위는 k 절점이 공유하는 모든 三角要素를 포함한다.

$A(n)$ 의 값은 미지의 磁位값이다. 적어도 한절점 이상의 값이정해져야 식 (17)의 해가 구해진다.

2-3 境界조건

行列 S 는 특이行列임으로 (17)식의 해가 유일하게 되기위해서는 적어도 한개 이상 절점의 磁位는 정해져 있어야 한다. 이는 주로 境界조건에 의해서 정해지고 電氣機械의 磁界를 결정하는 조건은 Neumann, Dirichlet 및 周期값을 갖는 境界조건으로되어 있다. 이들에 대해서 간략하게 서술하고자한다.

2-3-1 Neumann 境界조건

그림 2에서 보는 바와 같이 境界에서 磁束이 직각이 될때를 말한다.

$$\frac{\partial A}{\partial n} = 0 \quad (20)$$

여기서 n 는 境界에 수직인 단위벡터다. 이조건은 有限要素를 적용하는 과정에서 (에너지함수를 최소화 하는 과정)만족 되고 있다. 따라서 별다른 수식을 할 필요가 없다.

2-3-2 Dirichlet의 境界조건

그림에서와 같이 磁位는 鐵心の 가장먼 境界부분에서 0이라고 할 수 있으며 이와같이 境界부분에 磁位가 특정한 값으로 정해질때를 Dirichlet의 境界조건이라 한다.

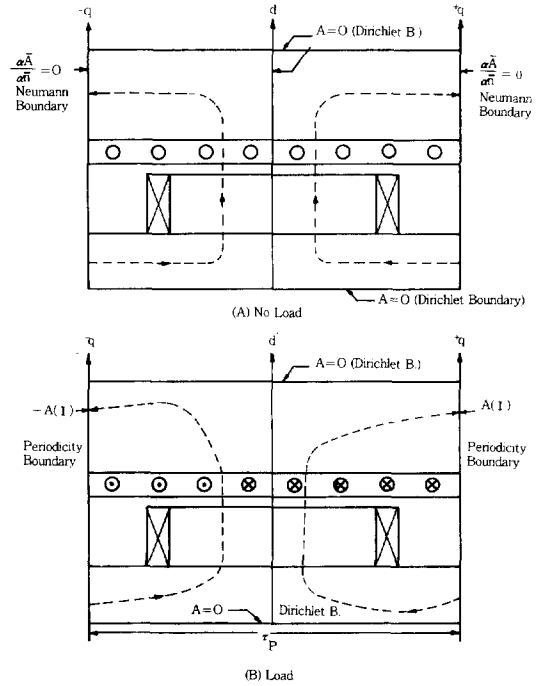


그림 2. 回轉機의 境界조건

2-3-3 周期를 갖는 境界조건

電氣機器는 보통 대칭이 많음으로 일정한 用期를 갖는 境界조건이 이용될때가 많다. 그림(2)의 B를 보면 일정한 주기를 갖는 境界조건의 전기기기에서 두가지 형태로 표시되며 아래와 같다.

a) 기수고조파

$$A(x) = -\tau(x + \tau_p) \quad (21)$$

b) 기수 및 우수고조파

$$A(x) = A(x + 2\tau_p) \quad (22)$$

여기서 τ_p 는 극절이다.

따라서 이관계를 잘이용하면 行列 S 의 미지방정식 수를 상당히줄일 수 있어야 컴퓨터의 저장용량 및 계산시간에 많은 도움을 줄 수 있다.⁷⁾

2-4 非線型有限要素方程式의 해

식 (17)은 非線型연립方程式이다. 왜냐하면 $[S]$ 의 값이 磁位의 函數가 되는 ν 를 포함하고 있기 때문이다. 이에따라 이 연립방정식을 푸는 방법은 반복계산법을 사용한다. 가장많이 사용되는 방법은 Newton-Raphson法이며 이는 수렴이 매우빠르다.^{7)~8)} Newton-Raphson法을 적용하기위해서 $F(A)$ 를 아래와 같이 정의한다.

$$F(A) = [S][A] - [I] \quad (23)$$

A의 값이 참값이면 F(A)의 값은 0이다 i번째 반복계산할때를 생각하면

$$F(A^i) = [S^i][A^i] - I \neq 0 \quad (24)$$

와 같이된다.

충분한 반복을 계산하여 수렴한다면

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \|F(A^n)\| = 0 \quad (25)$$

이 된다.

F(Aⁱ)를 A=Aⁱ에서 Taylor 급수로 전개한 값은 아래와 같다.

$$F(A^{i+1}) = F(A^i) + (A_1^{i+1} - A_1^i) \frac{\partial F(A)}{\partial A_1} \Big|_i + (A_2^{i+1} - A_2^i) \frac{\partial F(A)}{\partial A_2} \Big|_i + \dots + (A_n^{i+1} - A_n^i) \frac{\partial F(A)}{\partial A_n} \Big|_i + (\text{고차항}) \quad (26)$$

Aⁱ⁺¹의 값이 진치에 가까우면 F(Aⁱ⁺¹)=0임으로 우리는 아래와 같이 쓸수 있다.

$$\left[\begin{array}{c} \frac{\partial F(A)}{\partial A_1} \\ \frac{\partial F(A)}{\partial A_2} \\ \dots \\ \frac{\partial F(A)}{\partial A_n} \end{array} \right] [A^{i+1} - A^i] = -F(A^i) \dots \quad (27)$$

(27)식의 왼쪽항을 Jacobian 行列이라고 하며 i번째 반복에 의한 이값은 아래와 같다.

$$J(A^i) = \left[\begin{array}{c} \frac{\partial F(A)}{\partial A_1} \\ \frac{\partial F(A)}{\partial A_2} \\ \dots \\ \frac{\partial F(A)}{\partial A_n} \end{array} \right] A=A^i \quad (28)$$

$$\Delta A^i = A^{i+1} - A^i \quad (29)$$

로 정의하면 (27)식은 下記와 같다.

$$J(A^i) \cdot \Delta A^i = -[[S^i][A^i] - [I]] \quad (30)$$

(30)식은 ΔAⁱ에 대해서 線型연립방정식이다 따라서 이해는 쉽게구하여진다.⁷⁾

i번째 반복이 끝난 후 Aⁱ⁺¹의 값은

$$A^{i+1} = A^i + \Delta A^i \quad (31)$$

이되고 이를 (30)(31)식에 대입하여 반복계산하고 |ΔAⁱ|의 값이 |Aⁱ|의 값에 비해서 무시될때까지 계산하여 참값을 얻을 수 있다.

2-5 非線型磁化曲線의 Model化

(17)식의 非線型연립대수方程式의 해를 구함에 있어서 매단계마다 ν의 값을 정확히 정해주어야 한다.

그런데 ν는 磁束密度에 따른 函數이므로 이값을 正確히 구하는 것은 매우어렵다. 실제로 B-H曲線에서 찾아낸다. B-H(ν-B)曲線을 model化 하는 몇가지 방법을 아래에 기술한다.

1. 몇부분의 직선으로 나누는 방법⁷⁾
2. 직선부분과 4차다항식으로 나누는 방법¹⁴⁾
3. 直線부분과 분수 및 지수함수로 표시하는 방법¹⁵⁾
4. 直線부분과 Cubic spline 다항식으로 표시하는 방법¹⁰⁾

위의 방법중 Demerdash 는 (4)의 방법이 가장 적당하다고 한다.

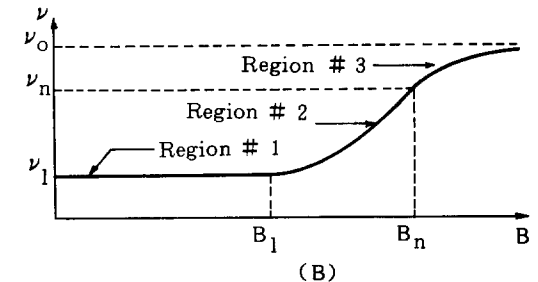
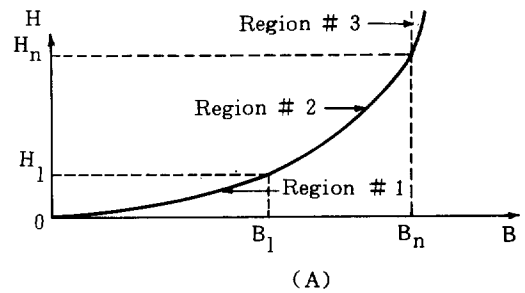
이 방법은 그림 3에 표시한 바와 같이 ν-B(B-H-B)曲線을 세부분으로 model化 하였다. 3부분은 아래와 같이 정의의 됨을 볼 수 있다.

영역 # 1, B-H 曲線에서 磁氣飽和가 일어나지 않는 직선부분이며 ν의 값은 일정한 값이다.

영역 # 2 이영역은 B-H曲線에서 磁氣飽和가 일어나는 點에서부터 거의 포화량 다된 부분까지이며 Cubic spline 다항식으로 표시된다.

영역 # 3, 이 영역은 완전히 포화된 부분으로 정상 실험으로서는 測定불가능하며 따라서 측정값도 存在하지 않는다. 이 영역에서는 ν-B의 값은 진동이 심하게되고 따라서 심히 동요된다. ν-B特性은 아래와 같이 결정한다.

1. $\lim_{B \rightarrow \infty} \nu = \nu_0$ (32)
ν₀ : 진공중 reluctivity
2. $\lim_{B \rightarrow \infty} \frac{\partial \nu}{\partial B} = 0$ (33)



Region # 1 : Linear
Region # 2 : Cubic Spline
Region # 3 : Inverse Function

그림 3. 磁化曲線 (B-H, D-B)

$$3. \nu |_{B=B_n^+} = \nu |_{B=B_n^-} \quad (34)$$

B_n 는 영역 2와 영역 3경계에서의 磁束密度이다.

$$4. \frac{\partial \nu}{\partial B} |_{B=B_n^+} = \frac{\partial \nu}{\partial B} |_{B=B_n^-} \quad (35)$$

5. 이 영역에서 導函數의 값은 存在하고 폭울은 圓滑할 것

이런 조건을 만족한 ν 는 B 의 導函數로 표시되며 그값은 아래와 같다.

$$\nu = \nu_0 - B_n (\nu_0 - \nu_n) / B_n \quad (36)$$

$$B = B_n$$

$$\frac{\partial \nu}{\partial B} = B_n (\nu_0 - \nu_n) / B^2 \quad (37)$$

3 電氣機器에 적용실례

電氣機器에 실제로 적용하는 有限要素는 주로 三角要素이며 이들에 관한 관계식은 앞에서 서술하였다. 그러나 要素의 數가 많고 따라서 結點의 數가 數10~數百가 됨으로 이를 Computer progsamming 이 매우 복잡하다. 따라서 실제문제는 Computer progsamming 에 귀착된다고 볼 수 있다.

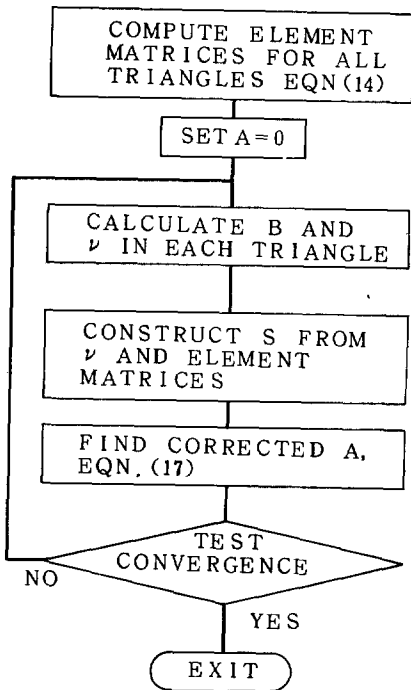


그림 4. Flow chart showing sequence of computation of magnetic field by finite element method.

3-1 變壓器

1970년 Dr Chari 에 의해서 최초로 變壓器磁場과 磁束分布를 일계三角要素法으로 계산하였다. Flow - Chari 는 그림 4와 같으며 이에 의해서 磁束分布를 그린 것이 그림 5와 같다.⁷⁾

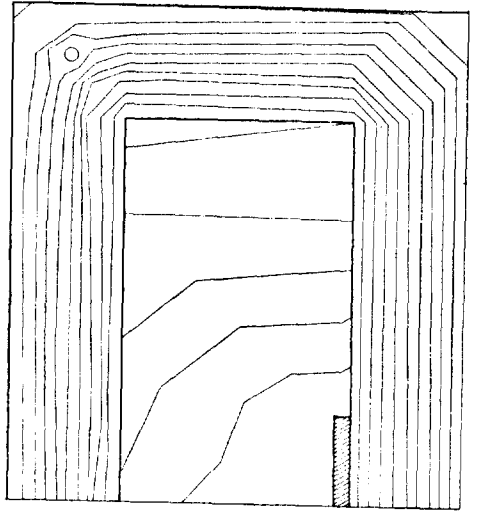


그림 5. Plot of predicted flux distribution in transformer with maximum flux density of 1.5 Wb/m² in core and 2.1 Wb/m² at corners .

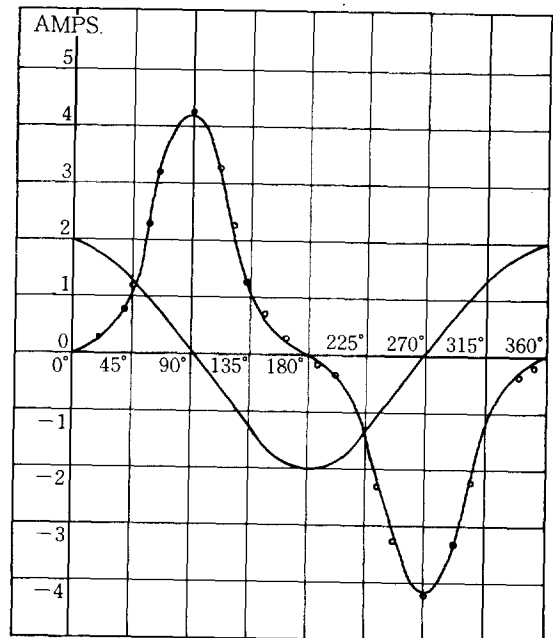


그림 6. Magnetizing current waveform of transformer: solid curve-test results ; circles -computed values .

그림 6은 같은 論文에서 變壓器의 磁化電流를 나타낸 것으로 實測値와 計算値가 비교적 잘 일치함을 보여준다. 따라서 有限要素法이 電氣機器에 적용할 수 있음을 처음으로 보였다.

1980년경 Demerdash 와 Nehr, Fouad는 飽和된 變壓器의 인덕탄스를 有限要素法과 Energy Perturbation 方法에 의해서 계산하였다.¹⁷⁾ 표 1에서는 선형인덕탄스 값을 표 2에서는 비선형일때 값을 표시하였으며 이값을 보면 계산치와 실측치가 비교적 잘 일치함으로써 incremental inductance 를 계산하는 方法을 제시하였다.^{17), 18)}

표 1. Linear inductance of transformer

	Lpp	Lps	Lss
Closed form	0.9053 (H)	2.076 (H)	4.76 (H)
Perturbation method	0.916 (H)	2.1 (H)	4.86 (H)

표 2. Nonlinear inductance of transformer

	Lpp	Lps	Lss
No load test	0.362 (H)	-	-
Perturbation method			
Apparent inductance	0.388 (H)	0.89 (H)	2.04 (H)
effective inductance	0.203 (H)	0.466 (H)	1.07 (H)
incremental inductance	0.069 (H)	0.158 (H)	0.36 (H)

Anderson 은 有限要素法에 의해서 變壓器의 누설리액탄스를 구하였다.⁹⁾

3-2 回轉機

磁氣飽和된 直流機의 磁束分布를 有限要素法에 의해서 그린 것이 그림 7에 표시되어 있다.

同期機, 誘導機에 대해서 有限要素法을 적용하여 磁束分布를 그린 것이 그림 8 同期機의 磁束分布이고¹⁹⁾ 그림 8은 誘導機이다.²⁰⁾

최근 3次元에서의 有限要素法을 적용하여 電磁場의 해석이 활발히 전개되고 있다. Dr Chari 에 의해서 有限要素法을 3-D 사용하여 정방향단면을 갖는 Solenoid 의 磁束密度를 셈하였다. 이를 2-

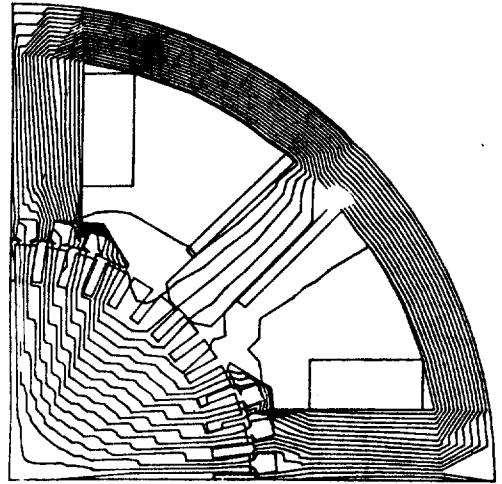


그림 7. Flux distribution in the D.C. machine at full Load (compensated).

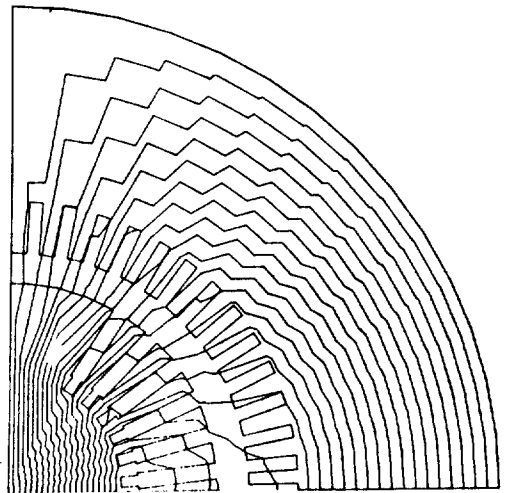


그림 8. Flux distribution in turboalternator at zero power factor.

D에 적용한 것과 비교하여 그값을 표 3에 표시하였으며 그값은 잘 일치함을 보여주고 있다.²¹⁾

표 3. Comparison of 3-D magnetostatic solution with a well-established 2-D solution

Element Number	Flux Density (Wb/m ²)	
	2-D	3-D

Conductor	47	0.0176	0.0176
	48	0.0176	0.0176
	55	0.0176	0.0176
	56	0.0176	0.0176
	79	0.0176	0.0176
	80	0.0176	0.0176
	87	0.0176	0.0176
	88	0.0176	0.0176
	Airspace	7	0.0144
8		0.0144	0.0144
16		0.0206	0.0206
23		0.0206	0.0206
40		0.0157	0.0157
72		0.0157	0.0157
63		0.0157	0.0157
95		0.0157	0.0157
112		0.0206	0.0206
119		0.0206	0.0206
127		0.0144	0.0144
128		0.0144	0.0144
31		0.0144	0.0144
32		0.0144	0.0144
103		0.0144	0.0144
104		0.0144	0.0144

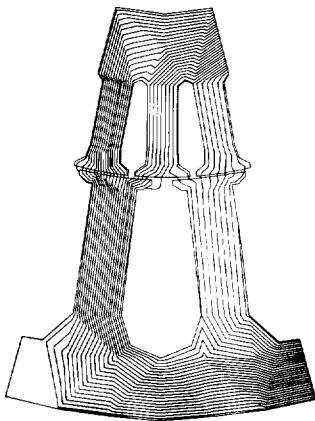


그림 9.

4 결론

電氣機器의 磁場 해석에 이용되는 有限要素法을 간단히 설명하고 1계三角要素를 이용하여 해석한 變

壓器 回轉數를 소개하였다. 電氣機器의 磁場 해석에 有限要素法은 매우 정확하며 따라서 우리도 이를 빨리 개발하여 실제로 전기기계 설계시 이를 사용할 수 있도록 하였으면 한다.

참 고 문 헌

- 1) Abamed, S. V and Erdelyi, E. A; "Nonlinear Vector Potential Equations for Saturated Highly Hetero Polar Electrical Machines", IEEE Trans. on Aero-space vol. 2, pp. 896-903, 1964.
- 2) Abamed, S. V and Erdelyi, E. A. ; "Nonlinear Theory of Salient Pole Machines"; IEEE Trans. vol. PAS 85, pp. 61-70 1966.
- 3) Demerdash, N. A., Hamilton, H. B., Brown, G. W; "Simulation for Design Purpose of Magnetic fields in Turbogenerators with Symmetrical and Asymmetrical Rotors PART I", IEEE PAS vol. 91, pp. 1985~1992, 1972.
- 4) Ibid; PART II PAS vol. 91, pp. 1992-1999, 1972.
- 5) Demerdash, N. A Hamilton, H. B; "Use of computerized Magnetic Field Solutions in Design Optimization of Turbogenerators", IEEE Trans. on Mag vol. MAG-11 pp. 1532-1534, 1975.
- 6) Demerdash, N. A Hamilton, H. B; "A simplified Approach to Determination of Saturated Synchronous Reactance of Large Turbogenerators under Load", PAS vol. 95, pp. 560-569, 1976.
- 7) Chari, M. V. K; "Finite-Element Analysis of Nonlinear Magnetic Fields Ph. D Dissertation", McGill Univ. Montreal, Canada 1970.
- 8) Silvester, P. Chari, M. V. K, Finite Element Solution of Saturation of Magnetic field problems, PAS vol. 89, pp. 1642-1652, 1970.
- 9) Anderson, O. W; Transformer Leakage Flux Program Based on the Finite Element Method, PAS vol. 92, pp. 682-689, 1973.
- 10) Silvester, P., Cabayan, H. S., H.Browne, B. T. Efficient Techniques for Finite Element Analysis of Electric Machines. PAS vol. 92, pp. 1274-1281, 1973.
- 11) Braver, J. R., Smith, A. D; Saturated Magnetic Energy Functional for Finite Element Analysis

of Electric Machines. Conference paper c-75-151-6 IEEE-PES Winter Meeting New York. Jan. pp, 26-31, 1975.

12) An Evaluation of the Methods of Finite Elements and Finite Differences in the Solution of Nonlinear Electromagnetic Fields in Electrical Machines, PAS 98, pp. 74-87, 1979.

13) Huebner, K. H; The Finite Element Method for Engineers. N. Y, John Wiley 1975.

14) Demerdash, N. A; Computerized Magnetic Field Model for Performance Calculation of Turbogenerator with Symmetrical and Asymmetrical Rotors ph. D. Dissertation, Univ. of Pittsburgh August. 1971.

15) Hannalla, A. Y. Macdonald, D. C; Steady State Short Circuit Characteristics on Turbine Generator from Design Data Using Field Calculations PAS vol. 99, No. 5 sep. 1980.

16) Bathe, K. J; Finite Element Procedures in Engineering Analysis Prentice Hall, N. J, 1982.

17) Matsch, L. W.; Electromagnetic and Electro mechanical Machines. Harper & Row, N. Y, 1977.

18) Fouad, F. A, Nehr, T. W. Demerdash, N. A; Saturated Transformer Inductance Determined by Energy Perturbation Techniques, PAS vol. -101, No. 11, pp. 4185-93, 1982.

19) Chari, M. V. K, Silvester, P; Analysis of Turboalternator Magnetic Fields by Finite Elements, PAS vol. 90, No. 2, pp. 454-464, 1971.

20) Brauer, J. R; Flux Patterns by the Finite Element Method Conference Paper, Six region U. S. A. 1975.

21) Chari, M. V, K, Konrad, A, Palmo, M. A. D'Angelo, J; Three-Dimensional Vector Potential Analysis for Machine Field Problems, Mag vol. 18, No. 2, pp. 436-446. 1982.

16) Bathe, K. J; Finite Element Procedures in En-

◇ 꼬마상식 ◇

*Pascal*의 有力한 後繼子로서 *Modula-2*

全構成은 要領있게 限定된 編制單位로 切斷하는 手段이 있는 모듈화는 設計上 有力한 概念으로서 컴퓨터의 소프트웨어를 모듈화함으로써 情報의 隱蔽와 艱難收納의 設計法이 進歩되었다. 파스칼프로그램用語의 創作者인 Niklaus Wirth氏는 이들의 概念을 파스칼데이터와 制御構造로 融合시킨 Modula-2라고 하는 새로운 言語를 만들어냈다.

이 Modula-2는 파스칼의 總合的인 特色을 保有하는 以外에 모듈러形設計와 低레벨의 機械的 情報의 出入, 改善된 構文法 및 意味戀化에 대한 要求에 어드레스하는 特徵을 갖고 또한 미니컴퓨터나 마이크로컴퓨터의 프로그램을 簡潔하게 能率的인 記號로 表現할 수 있다고 한다.

그리고 Modular-2의 키이포인트는 모듈構造에 있으며 關連된 變數와 順序를 한그룹으로 하여 모듈相互間에 操作의 授受가 可能한데 특히 시스템間的 프로그램 作成에 有效하다고 한다.

또한 Modular-2에는 System과 Bitset의 2種類式이 있는데 指令은 各各 英文을 簡略化한 符號로서 나타내며 파스칼보다도 한층 簡潔하다고 한다.