형상의 대칭성을 이용한 효율적인 3차원 유한요소 해석 기법에 관한 연구

論 文
49B-7-2

A Study on the Efficient Finite Element Technique using Geometrical Symmetry

任 彰 煥* · 金 烘 椄** · 李 錫 熙*** · 鄭 炫 敎§
(Chang-Hwan Im · Hong-Kyu Kim · Seok-Hee Lee · Hyun-Kyo Jung)

Abstract - In general, when geometry and current distribution have a periodic or symmetric property, the analysis of a part model is sufficient to represent that of a whole model by using the periodic boundary condition. It is impossible, however, to apply the periodic boundary condition when the current distribution is not symmetric even if the geometry of the model is symmetric. In this paper, a novel technique to resolve this problem is proposed. Even when the geometry is symmetric and the current distribution is not, the proposed method enables that calculation time for a whole model is reduced to that for a part model. The proposed method is applied to a deflection yoke (DY), and validness and efficiency of the method are verified.

Key Words : geometrical symmetry, edge element method, FEM, deflection yoke

1. 서 론

전기기기의 정확한 해석이나 2차원으로 표현할 수 없는 기기의 해석을 위해서 3차원 유한요소법이 점차적으로 보편화되고 있다. 하지만 해석의 정확도를 높이기 위해서는 많은 수의 요소가 필요하므로 계산 시간을 단축하는 것이 가장 중요한 문제가 되고 있다. 일반적으로 형상이나 전류가 주기성을 가지는 경우에는 주기 경계조건을 이용하여 부분 모델 해석만으로 전체 모델을 해석한 것과 동등한 결과를 낼 수 있다. 하지만 형상은 대칭이지만 전류분포 등이 비대칭인 경우에는 자속 분포가 대칭적이지 않으므로 주기 경계조건을 사용할 수 없다. 또한 형상과 전류분포가 대칭적이라고 하더라도 해석 영역 밖의 전류 영향이 무시되어 발생하는 오차가 치명적으로 작용할 정도로 정밀한 해석을 요하는 경우에는 부분해석만으로는 만족스러운 결과를 얻을 수 없다.[1] 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하여 전류분포가 대칭적이지 않고 형상만 대칭적인 경우에도 부분모델의 해석과 동등한 계산시간 만으로 전체 모델을 해석할 수 있는 방법을 제안한다. 최근 3차원 해석을 위해 많이 사용되는 변 요소(edge element)를 이용한 유한요소 정식화를 이용하였으며 영역 분할법(domain decomposition method)을 도입하였다.[2,3] 제안된 방법을 형상의 1/4 대칭성을 가지면서도 1/4 모델만으로는 해석이 불가능하며 매우 정확한 자계 해석이 필요한 편향 요크(deflection yoke : DY)의 해석에 적용하여 그 타당성과 효용성을 검증하도록 한다.

* 準 會 員 : 서울大 電氣工學部 碩士課程
** 正 會 員 : 서울大 電氣工學部 博士課程(修了)
*** 正 會 員 : (주) 大宇造船
§ 正 會 員 : 서울大 電氣工學部 敎授 · 工博
接受日字 : 1999年 11月 23日
最終完了 : 2000年 4月 18日

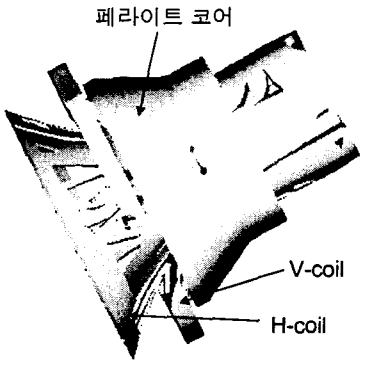
2. 제안된 방법의 개요

2.1 해석 모델

해석 모델은 그림 1에 있는 것과 같은 편향 요크이다. 편향 요크는 CRT나 TV브라운관에서 전자총으로부터 나온 전자를 편향 시켜 화면 상의 지정된 위치에 투사시켜주는 장치를 말한다. 해석에 사용된 편향 요크는 그림 1.(b)에서와 같이 수평코일, 수직코일, 페라이트 코어로 구성된다. 그림 2에서 알 수 있듯이 영역 1-4는 두 개의 축(평면)에 대해서 대칭적인 형상을 하고 있다. 하지만 실제로 인가되는 전류의 크기와 방향이 4개의 영역에 대해서 동일하지 않기 때문에 주기 경계조건을 준다고 하여도 2개의 영역을 묶어서 반주기 경계조건을 주는 이상으로 해석 영역을 줄일 수는 없다. 또한 정밀한 해석을 요하는 편향 요크의 경우 영역을 나누어 해석한다고 하여도 다른 코일의 영향이 완전히 무시될 수는 없기 때문에 전체 모델을 해석하는 것에 비해서 정확도가 많이 떨어지게 된다. 설명의 편의상 해석 모델에서 영역을 구분 짓는 평면을 그림 2에서와 같이 yz평면과 zx평면으로 가정하자.

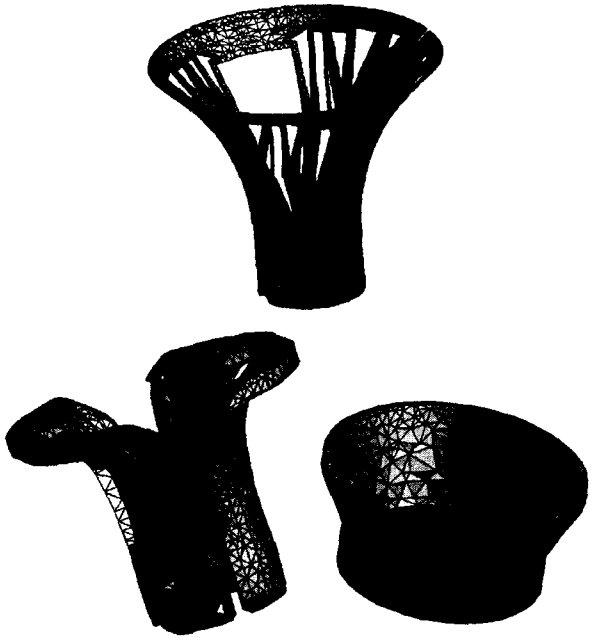
2.2 변 요소법에서 대칭에 의한 계수행렬의 불변

사면체 요소에서 절점 i 에 대한 형상함수 N_i는 식(1)에 의해 표현된다.



(a) 해석모델 - 편향 요크

(a) Analysis Model - Deflection Yoke(DY)



(b) 편향 요크의 구성 - 수평코일, 수직코일, 페라이트 코어의 요소분할도

(b) Composition of DY - Meshes of H-coil, V-coil, Ferrite Core

그림 1 편향 요크의 구조

Fig. 1 Structures of Deflection Yoke

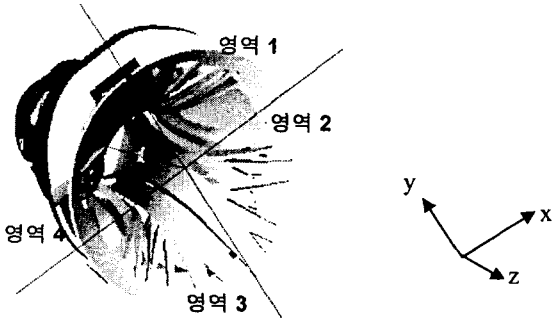


그림 2 영역분할도

Fig. 2 Decomposed domains

$$N_i = \frac{a_i + b_i x + c_i y + d_i z}{6V} \tag{1}$$

$$\begin{aligned} a_i &= (-1)^i \{x_j(y_k z_l - y_l z_k) + x_k(y_l z_j - y_j z_l) \\ &\quad + x_l(y_j z_k - y_k z_j)\} \\ b_i &= (-1)^i \{y_j(z_k - z_l) + y_k(z_l - z_j) + y_l(z_j - z_k)\} \\ c_i &= (-1)^i \{z_j(x_k - x_l) + z_k(x_l - x_j) + z_l(x_j - x_k)\} \\ d_i &= (-1)^i \{x_j(y_k - y_l) + x_k(y_l - y_j) + x_l(y_j - y_k)\} \end{aligned}$$

이 때 V는 요소의 부피이고 아래 첨자 i,j,k,l은 각 요소를 구성하는 4개의 절점을 나타낸다. 한 편, 변 요소법에 의해 생성된 요소 행렬식은 식(2)와 같다. 이 때, I 번째 변은 (i,j) 절점으로, J 번째 변은 (k,l)절점으로 구성되었다고 하면 요소 행렬식의 각 항은 식 (3)과 같다.

$$[S_{IJ}]\{A_I\} = \{F_I\} \tag{2}$$

$$\begin{aligned} S_{IJ} &= \frac{1}{324V^3\mu}[(c_i d_j - c_j d_i)(c_k d_l - c_l d_k) \\ &\quad + (b_j d_i - b_i d_j)(b_l d_k - b_k d_l) \\ &\quad + (b_i c_j - b_j c_i)(b_k c_l - b_l c_k) \\ F_I &= \frac{1}{36}[(b_j - b_i)J_x + (c_j - c_i)J_y + (d_j - d_i)J_z] \\ &\quad (I,J = 1,\ldots,6) \end{aligned} \tag{3}$$

이 때, 그림 1에서의 영역 1에서 영역사이의 경계 위에 있지 않은 한 요소를 택하고 그 요소를 각각 yz평면과 zx평면에 대해서 대칭이동을 시킬 경우를 가정해 보자. 어떤 경우이든지 간에 식 (1)에서 b_i 나 c_i 등의 부호만이 바뀔 것이고 이 경우 식 (3)에서 알 수 있듯이 요소 행렬식의 각 항은 부호가 상쇄되어 변하지 않음을 알 수 있다.

2.3 영역 분할법의 적용

영역 분할법(domain decomposition method)에 관한 상세한 내용은 참고문헌에 잘 나타나 있다.[2] 본 절에서는 위의 해석 모델에 대해 2.2절의 성질을 이용하여 영역 분할법을 사용한 경우에 대해서만 기술하도록 한다. 우선 제안된 방법을 적용하는 순서에 대해서 설명하도록 한다. (그림 3)

1. 1/4 영역에 대해서만 요소 분할을 한다. 이 때 계산의 편의상 중심 축을 x,y,z축 중 한 축에 고정시키도록 한다.

2. 요소 분할 된 1/4모델을 대칭시켜 2.2절의 성질을 만족하도록 전체 모델의 요소를 생성시킨다. 이 과정에서는 대부분의 상용 요소분할 프로그램에 포함된 대칭을 통한 요소 생성 기능을 이용하거나 직접 프로그램을 작성하여 요소를 생성할 수도 있다. 본 논문에서는 직접 프로그램을 작성하여 요소를 생성하였다. 이렇게 해서 생성된 모델의 요소 분할은 그림 4에 나타나 있다. 그림 4에서의 요소 분할도는 외부의 공기 영역을 제외한 코일과 코어 부분만을 나타낸 것이다.

3. 각 영역 사이의 경계부분에 있는 변(edge)과 경계 상에

있지 않은 변을 분리하여 행렬식을 조립하면 식 (4)와 같이 분할된 행렬식으로 나타낼 수 있다. 식 (4)에서 아래 첨자 b가 붙은 항은 각 영역 사이의 경계면 위에 있는 변을 나타낸다. 이 때 경계 면을 제외한 네 영역의 계수 행렬식은 모두 동일하므로 K_{11}으로 동일하게 나타내었다. 이와 같이 행렬을 영역별로 분할하는 방법은 미지수인 변의 번호를 재구성해 주는 것만으로 간단히 구현할 수 있다.

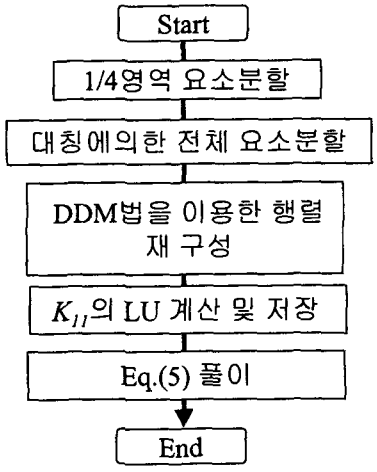


그림 3 제안된 알고리즘의 계산 흐름도
Fig. 3 Flowchart of proposed algorithm

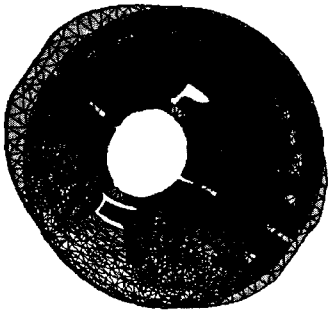


그림 4 대칭에 의해 생성된 요소 분할도
Fig. 4 Mesh generated by symmetry

효율적인 재구성을 위해서는 일단 1/4모델에서 경계 부분과 경계에 있지 않은 부분을 나누어 주고 대칭을 할 때 경계에 있지 않은 부분부터 대칭을 하면 식 (4)를 쉽게 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} K_{11} & 0 & 0 & 0 & K_{1b} \\ 0 & K_{11} & 0 & 0 & K_{2b} \\ 0 & 0 & K_{11} & 0 & K_{3b} \\ 0 & 0 & 0 & K_{11} & K_{4b} \\ K_{1b}^T & K_{2b}^T & K_{3b}^T & K_{4b}^T & K_{bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \\ A_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_b \end{bmatrix} \tag{4}$$

영역 분할법에 의해 식 (4)는 식 (5)에 의해 풀이됨을 쉽게 확인할 수 있다.

$$\begin{aligned} [K_{bb} - \sum_{i=1}^{4} K_{ib}^T K_{11}^{-1} K_{ib}]A_b &= f_b - \sum_{i=1}^{4} K_{ib}^T K_{11}^{-1} f_i \\ A_1 &= K_{11}^{-1}(f_1 - K_{1b}A_b) \\ A_2 &= K_{11}^{-1}(f_2 - K_{2b}A_b) \\ A_3 &= K_{11}^{-1}(f_3 - K_{3b}A_b) \\ A_4 &= K_{11}^{-1}(f_4 - K_{4b}A_b) \end{aligned} \tag{5}$$

식 (5)에서 알 수 있듯이 계산 시간의 대부분을 차지하는 K_{11}^{-1}의 계산은 모든 계산 과정에서 단 1회만 필요하다. 하지만 실제 문제에서 K_{11}^{-1}을 계산하여 저장하는 것은 메모리 면에서 볼 때 비효율적이므로 K_{11}의 LU를 계산하고 fill-in 되는 값만을 저장한 뒤 back-substitution 과정을 통해 식 (5)를 계산하면 보다 효율적인 계산을 할 수가 있다. 실제로 back-substitution 과정은 행렬의 LU를 계산하는 시간에 비해서 무시할 수 있을 정도로 적은 시간만을 필요로 하므로 식 (5)를 계산하는 시간은 전체 행렬 방정식의 1/4만을 계산하는 시간과 거의 같아지게 된다. 이 때 식 (5)의 첫 번째 식의 경우에는 경계에 있는 변의 수가 전체 변의 수에 비해 매우 적으므로 계산하는데 거의 시간이 걸리지 않는다.

2.4 형상이 주기적으로 반복되는 경우

전기 기기 중에는 편향 요크의 경우처럼 두 개의 축에 대해 대칭 되는 형상을 가지지 않고 회전기와 같이 형상이 주기적으로 반복되는 경우가 많다. 이와 같은 전기 기기를 해석하는 경우에는 위에서 제안한 수식을 적용하는 것이 불가능하며 새로운 개념이 필요하다. 하지만 회전기와 같은 경우에는 전류가 주기적으로 분포하므로 주기 경계 조건 등을 이용하여 해석할 수 있고 전류가 주기적으로 분포하지 않는 경우를 실제 모델에서 찾아보기는 어렵기 때문에 본 논문에서는 이에 대한 개략적인 방법만을 제시하고자 한다.

그림 5는 n개의 영역이 주기적으로 반복되는 형상을 나타내고 있다. 이 때 i번째 영역의 요소를 $2\pi/n$ 만큼 회전이동 시켜서 $(i+1)$번째 영역의 요소를 재구성한다고 하자. 이 경우 i번째 영역에서 영역사이의 경계를 제외한 부분만으로 계수행렬을 구성하면 $(i+1)$번째 영역에서 구성한 계수 행렬식과 완전히 일치하게 된다. 이와 같이 구성된 행렬식은 식 (6)과 같으며 이 식을 풀기 위해서 필요한 식은 식(7) 과 같다.

$$\begin{bmatrix} K_{11} & 0 & 0 & 0 & K_{1b} \\ 0 & K_{11} & 0 & 0 & K_{2b} \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & K_{11} & K_{nb} \\ K_{1b}^T & K_{2b}^T & \cdots & K_{nb}^T & K_{bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_n \\ A_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \\ f_b \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\begin{aligned} [K_{bb} - \sum_{i=1}^{n} K_{ib}^T K_{11}^{-1} K_{ib}]A_b &= f_b - \sum_{i=1}^{n} K_{ib}^T K_{11}^{-1} f_i \\ A_i &= K_{11}^{-1}(f_i - K_{ib}A_b) \qquad (i = 1, 2, \ldots, n) \end{aligned} \tag{7}$$

2.3절에서와 같이 식 (7)을 계산하기 위해서는 1회의 K_{11}^{-1}의 계산만이 필요하므로 2.3절과 같은 효과를 얻을 수 있다. 이 경우 n값이 커지면 계산해야 하는 행렬의 크기가 작아져서 속도 이득이 증가하기는 하지만 n값이 증가하면 그에 따

라 K_{bb}의 크기도 증가하므로 이를 잘 고려한 영역 분할이 필요하다.

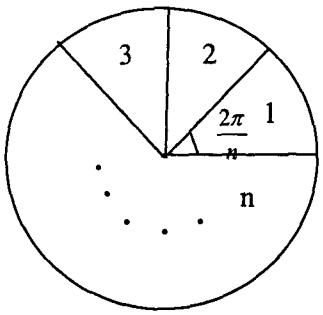


그림 5 형상이 주기적으로 반복되는 경우
Fig. 5 A case that geometry is repeated periodically

3. 해석 및 결과

3.1 편향 요크의 해석

그림 6은 편향 요크의 수평 코일과 수직 코일의 전류 방향을 도식적으로 나타낸 것이다. 그림 6으로부터 수평, 수직 코일의 전류가 1/4 영역으로 나누어 볼 때 대칭적이지 않음을 알 수 있다.

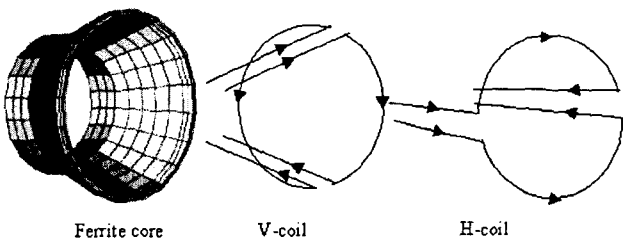


그림 6 DY의 수평, 수직 코일의 전류 방향
Fig. 6 Current direction of H- and V-coil in DY

해석을 위한 전류 분포를 계산하는 방법에는 전류 벡터 포텐셜을 이용한 방법과 정전계 해석을 이용하는 방법으로 나눌 수 있다.[5] 본 논문에서는 두 번째 방법을 적용하여 코일의 각 요소별 전류밀도를 계산하였다. 코일의 각 요소별 전류 분포를 계산하는 과정은 다음과 같다.

코일의 각 요소별 전류 분포 계산

1. 그림 7의 단면 1,2에 각각 임의의 전기 포텐셜(Electric Potential)을 경계조건으로 인가한다. 본 논문에서는 편의상 100[V] 와 0[V]를 인가하였다.

2. 정전계 해석을 통해서 각 요소별 전계 E를 계산한다.

3. 단면 전체의 E 값을 계산하고 식 (8)을 이용하여 상수 k의 값을 계산한다.

$$NI = kE_t \tag{8}$$

이 때, N은 코일의 턴수, I는 전류의 값, Et는 단면 전체의 E값을 나타낸다.

4. (8)식에서 구한 k의 값을 전 요소의 E에 곱해주어 각 요소별 전류밀도를 계산하는 방법도 있으나 전계 해석 시 곡면의 안쪽에서 E값이 커지게 되므로 방향만 전계 해석에서 나온 결과를 사용하고 각 요소별로 일정한 전류밀도 크기를 부여하는 방법을 사용하였다.

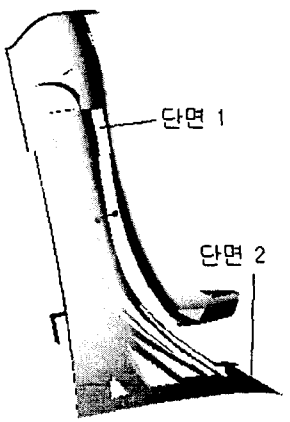


그림 7 전류 분포 계산
Fig. 7 Calculation of current distribution

그림 8은 이와 같은 방법으로 계산한 1/4모델의 전류 분포를 대칭을 통해 전체 코일의 전류분포로 환산하여 도시한 것이다.

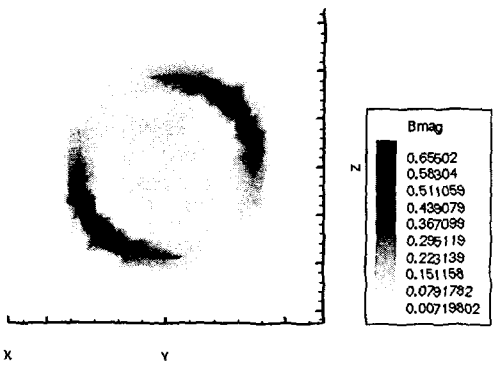
그림 8 코일의 전류 분포
Fig. 8 Current distribution of coil

3.2 해석 결과

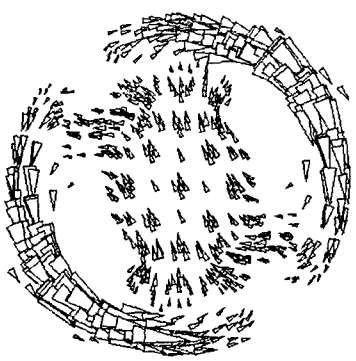
해석을 위해 생성한 전체 요소의 수는 41524개이고 절점의

수는 7083개이다. 총 변(edge)의 수는 49278개가 생성되었다. 식 (4)와 같은 형태로 행렬을 분할한 결과 경계 면에 포함된 변의 수는 1982개이고 K11의 크기는 11824×11824 가 되었다. 코일에 의해 생기는 자계가 페라이트 코어를 포화시킬 만큼 크지 않으므로 페라이트 코어의 물질값은 선형으로 주었다.

영역 분할법을 사용한 해석과 일반적인 해석은 단순히 행렬을 다른 방식으로 풀이하는 차이밖에 없으므로 결과가 일치할 수밖에 없으며 실제로 두 경우에 대해 완전히 동일한 결과를 얻을 수 있었다. 영역 분할법을 사용한 해석 결과는 그림 9에 나타나 있다. 그림 9의 (a)는 페라이트 코어가 있는 위치에서 단면을 잘랐을 때 단면에서의 자속 밀도 분포를 나타내고 (b)는 자속의 방향을 나타낸다. 그림 9(b)로부터 코일 내부 영역에서 한쪽 방향으로 균일한 자계가 형성됨을 확인할 수 있다. 해석 자체의 정확도 검증을 위해서 수평 코일에 대하여 계산에 의한 inductance와 실험에 의한 inductance 값을 비교하였다. 그 결과 계산에 의한 inductance는 0.179mH 이고 실험 결과는 0.18mH로 1[%]정도의 오차 범위 내에서 일치하는 결과를 얻을 수 있었다.



(a) 단면에서의 자속밀도 분포



(b) 단면에서의 자속의 흐름도

그림 9 단면에서의 자속밀도 분포와 자속의 흐름도

Fig. 9 Flux distribution(a) and direction of the flux(b) in the cut plane

3.3 속도 이득

일반적으로 행렬의 LU를 계산할 때의 반복 조작수 (Operation Count)는 $O(n^3)$이고 행렬의 곱이나 back substitution 등의 계산 과정에서의 반복 조작수는 $O(n^2)$이므로 속도이득은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.(속도 이득 = 일반적인 방법에 걸리는 시간 / 제안된 방법 계산에 걸리는 시간) 식 (9)에서 이론적으로 미지수의 개수가 매우 많고 행렬이 full matrix인 경우에는 제안된 방법이 64배의 속도 이득을 가짐을 알 수 있다.

$$\gamma = \lim_{n\to\infty} \frac{n^3 + an^2 + \beta n + \omega}{(\frac{1}{4}n)^3 + an^2 + bn + c} \rightarrow 64 \tag{9}$$

실제 문제에 있어서는 미지수의 개수가 무한대가 아니므로 LU를 저장하고 읽어오는 시간, 여러 번의 back substitution 과정에 소요되는 시간, 식 (5)의 첫 번째 방정식을 계산하는 시간 등의 영향을 무시할 수가 없다. 본 해석에서는 이러한 시간을 최소화하기 위해서 LU를 할 때 fill-in 되는 항의 수를 최소화하는 알고리즘인 ND법(Nested Dissection Method)에 기초하여 행렬을 계산하였다. 표 1은 전체모델을 해석하는 방법과 제안된 방법에 있어서 0아닌 값의 수와 계산 시간, 속도 이득을 나타내고 있다. 표로부터 제안된 방법이 기존의 전체 모델을 해석하는 경우에 비해 약 22배 빠름을 확인할 수 있다. 이론치인 64배보다 적은 속도 이득을 가지는 이유는 sparse한 행렬의 역행렬을 계산할 때의 반복조작수 (Operation count) 가 full matrix의 역행렬 계산에 필요한 반복조작수인 $O(n^3)$보다 작아지기 때문이다.

표 1 속도 이득

Table 1 Computational gain

	전체모델 해석	제안된 방법
0아닌 값의 수	800742	188214
계산 시간 [s]	2507	112
속도 이득	-	22.4

필자는 본 방법을 Ax,Ay,Az를 이용하는 벡터 포텐셜 해석에는 적용할 수 없었는데 그 이유는 일반적인 벡터 포텐셜 정식에서 x나 y좌표의 부호가 변하면 계수행렬도 따라서 변화하기 때문이다. 예를 들어 계수행렬의 1행 3열의 계수를 살펴보면 식 (10)과 같다[6].

$$\begin{aligned} S_{1,3} &= -\nu_y a_{13} a_{12} \\ a_{12} &= [-(y_3 z_4 - y_4 z_3) + (y_2 z_4 - y_4 z_2) - (y_2 z_3 - y_3 z_2)]/6V \\ a_{13} &= [-(x_3 z_4 - x_4 z_3) + (x_2 z_4 - x_4 z_2) - (x_2 z_3 - x_3 z_2)]/6V \end{aligned} \tag{10}$$

4. 결 론

본 논문에서는 전류분포가 대칭적이지 않고 형상만 대칭적인 경우에도 부분모델의 해석과 동등한 계산시간 만으로 전

체 모델을 해석할 수 있는 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 영역 분할법에 기초하여 변 요소를 이용한 유한요소 해석에 적용되었다. 또한 제안된 방법을 편향 요크의 3차원 해석에 적용하여 그 정확도와 계산상의 이득을 검증하였다.

이 방법은 페라이트 코어가 비선형일 경우에는 영역에 따라 페라이트 코어의 물질값이 달라지게 되므로 적용이 불가능하다. 따라서 비선형을 고려할 수 있는 방법에 대한 연구도 추후에 이루어져야 할 것이다. 한편 연산 시간과 노력을 줄일 수 있고 편향 요크의 복잡한 요소 분할을 간단히 하기 위해서 스칼라 포텐셜을 이용한 3차원 해석에 본 방법을 적용시키려는 노력을 병행해야 할 것이다.

참 고 문 헌

[1] Sergio Pissanetzky, Youqing Xiang, "The Extended Two-Scalar-Potentials Formulation of 3-D Nonlinear Magnetostatics", COMPEL, Vol. 9, Sup.A, pp.21-24, 1990

[2] K. Weeber, S. Ratnajeevan, H. Hoole, "The Subregion Method in Magnetic Field Analysis and Design Optimization", IEEE Trans. Magnetics, Vol.28, No.2, pp. 1561-1564, MARCH, 1992

[3] 이홍배, 변 요소를 이용한 3차원 정자장 해석, 서울대학교 공학석사 학위논문, 1991년

[4] 홍기란, 김근환, 최마영, 고창섭, 한송엽, 정현교, "민감도 해석을 이용한 자기편향 코일의 설계", 대한전기학회논문지, 41권, 2호, pp. 118-124, 1992년

[5] Y. Kawase, T. Mori, K Hirata, Y. Mitsutake, "Performance Analysis of Electromagnetic ID Transmission System Using 3-D Finite Element Method", IEEE Trans. Magnetics, Vol. 34, No. 5, SEPTEMBER, 1998

[6] O.A. Mohammed, Magnetic Vector Potential Based Formulation and Computation of Nonlinear Three Dimensional Magnetostatic Fields and Forces in Electrical Devices by Finite Elements, Ph. D. Thesis, Virginia Politechnic Institute and State University, 1983

[7] Chang-Hwan Im, Hong-Kyu Kim, Hyun-Kyo Jung, "Efficient Technique for 3-D Edge Element Method Considering Geometrical Symmetry", proceedings of IEEE CEFC'2000(Milwaukee, USA), pp 189, JUN. 2000

저 자 소 개

임 창 환 (任 彰 煥)

1976년 8월 14일 생. 1999년 서울대 전기공학부 졸업. 현재 동 대학원 전기공학부 석사과정

Tel : 02-880-7262, Fax : 02-878-1452

E-mail : ichich2@snu.ac.kr

이 석 희 (李 錫 熙)

1975년 출생, 1998년 서울대 전기 공학부 졸업. 2000년 서울대 공대 전기공학부 대학원 졸업(석사). 현재 (주) 대우조선 근무

Tel : 02-880-7262

E-mail : preud@nownuri.net

김 홍 규 (金 烘 奎)

1969년 출생. 1995년 서울대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1997년 서울대 공대 전기공학부 대학원 졸업(석사). 현재 서울대 공대 전기공학부 대학원 박사과정

Tel : 02-880-7262

E-mail : khk@eesri-10.snu.ac.kr

정 현 교 (鄭 炫 敎)

1955년생. 1979년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1987년-1989년 뉴욕 Polytechnic Univ. 객원 교수. 1984년-1993년 강원대 전기공학과 부교수. 현재 서울대 전기공학부 교수

Tel : 02-880-7242

E-mail : hkjung@snu.ac.kr