

# 3차원 혼성 유한요소법을 이용한 전파흡수체의 전파 특성 해석

## Full Wave Analysis of EM Absorbers Using 3D Hybrid Finite Element Method

정연춘\* · 김병욱\* · 박동철\*\*

Yeon-Choon Chung\* · Byung-Wook Kim\* · Dong-Chul Park\*\*

### 요 약

본 논문에서는 무한 주기구조로 근사할 수 있는 전파 흡수체의 전파특성을 혼성 유한요소법을 이용하여 해석한 결과를 기술하였다. 가상의 경계면을 설정하여 유한한 영역을 정의하였고, 영역의 각각의 경계면에서 유효한 경계조건을 Floquet 이론으로부터 유도하였다. 고차 Floquet 모드가 사용되었으므로, 본 논문에서의 방법은 파장에 비교할 수 있을 정도로 큰 주기를 가진 구조의 경우에도 적용이 가능하다. 표면적분 계산의 어려움을 줄이기 위해 표면에 수직인 전자계 성분을 표면에 수평인 성분으로 표현하였다. 계산된 결과를 해석적인 해 또는 기존에 발표된 결과와 비교하여 해석의 유효성을 증명하였다.

### Abstract

This paper describes a full wave analysis of the scattering from electromagnetic absorbers which can be approximated as infinite periodic structure using hybrid finite element method. By introducing fictitious boundaries, equivalent finite region is defined and proper boundary conditions of each boundary are obtained by Floquet theorem. Since higher-order Floquet modes are employed, the method presented in this paper can be readily applied to the periodic structure having a relatively long period. To reduce difficulty in evaluating the surface integral, the normal component to the surface were represented with the tangential component to the surface. Comparisons of calculated results with analytical or published ones show the validation of the method.

### I. 서 론

오늘날, 넓은 주파수대역에서 자유공간을 모의할 수 있는 개선된 시험환경을 구현하기 위해 첨단 전파흡수체 연구가 활발히 이루어지고 있다<sup>[1]</sup>. 참

단 전파흡수체란 Naito의 표현<sup>[2]</sup>에 의하면 보다 얇은 정합두께(thinner matching thickness), 보다 높은 반사손실(larger reflection loss), 보다 넓은 흡수대역폭(the broader absorption bandwidth)을 고루 갖춘 전파흡수체를 말한다. 근래에 들어 많은 연구자들은 유효매질 이론을 적용한 전송선로 근

\*한국표준과학연구원 전자기환경그룹(EMC Group, Korea Research Institute of Standards and Science)

\*\*충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 990219-016

· 수정완료일자 : 1999년 4월 1일

사방법<sup>[3]-[5]</sup>을 이용하여 첨단 전파흡수체를 매우 직관적이고, 간단하게 설계하고 있다. 이러한 방법은 전자장 수치해석 방법이 엄청난 계산이 필요한 것에 비해 매우 직관적이고, 간단하므로 설계 관점에서 널리 이용되어져 왔다. 그러나 이러한 방법은 저주파 산란을 가정하므로 근사과정에서의 한계 때문에 적용범위에 한계를 가진다. 따라서 파장에 비교할 수 있을 정도로 구조가 커질 경우, 구조에 의한 산란효과, 주기구조에 의한 특성 등이 계산에 고려되지 않아 전송선로 근사방법을 이용하는 데 문제가 있다<sup>[4],[6]</sup>. 이러한 문제를 해결하기 위해서는 산란효과, 주기구조에 의한 효과 등을 고려하여 3차원 구조의 전자파산란 문제를 해석할 수 있는 방법을 강구해야 한다. 본 논문에서는 3차원 혼성 유한요소법을 이용하여 이러한 3차원 구조를 가지는 전파 흡수체의 전파특성(full wave analysis)을 해석하였다.

전자파 무반사실용 전파흡수체의 전자파 산란 특성을 해석하기 위해 전파흡수체가 무한히 연속 되어 놓여 있는 경우로 근사하여도 많은 오차요인이 되지 않는 것으로 알려져 있다<sup>[7],[8]</sup>. 따라서, 전파흡수체의 전자파산란 해석 문제는 손실을 가지는 무한 주기구조에 의한 전자파 산란문제로 생각할 수 있다. 본 논문에서는 무한 주기구조의 단위 구조를 계산영역으로 설정하고, 각각의 경계면에서 만족하는 경계조건을 Floquet 이론<sup>[8]-[12]</sup>으로부터 유도하였다. 혼성 유한요소법을 이용한 무한 주기구조의 해석은 위상 배열 안테나(phased array antenna) 해석<sup>[8],[9],[11],[12]</sup> 등에 많이 사용되어 온 방법이다. E. W. Lucas<sup>[11]</sup>는 무한 주기구조의 해석을 위해 변분 원리(variation principle)를 사용할 수 있음을 증명하였다. 본 논문에서는 변분 원리를 적용하기 위해 필요한 경계조건을 직접 유도하였으며, 다른 방법으로 유도한 결과인 D. T. McGrath<sup>[9]</sup>의 결과와 같은 결과식을 얻을 수 있었다.

본 논문은 전기장의 근사 표현식을 얻기 위해

고차모드를 포함한 Floquet 모드를 사용하였으므로 구조의 단위 주기가 파장에 비교할 수 있을 정도로 커지는 경우에도 적용이 가능한 장점이 있다. 또한 구분된 모드로 전기장이 표현되어 평면파가 입사하는 입사면에서 입사면에 수직인 성분을 수평인 성분으로 표현할 수 있어서, 혼성 유한요소법을 적용할 때의 문제점 중의 하나인 면에 경계에 수직인 성분의 추출이 필요하지 않은 장점이 있다.

## II. 유한요소법의 적용

무한한 주기를 가지는 전파흡수체의 한 예를 그림 1에 보였다. 유한요소법을 적용하기 위해서는 유한한 영역을 정하여야 하는데, 그림 2와 같이 각각의 주기에 대하여 하나의 단위구조를 대상으로, 전파흡수체의 바닥면과 전파흡수체가 끝나는 부분에서 임의의 거리까지의 공기면을 포함한 영역을 계산영역으로 하였다. 평면파가 무한한 주기구조에 입사하여 산란되는 문제의 전자기장 분포 결과와 유한요소법으로 계산한 결과가 같기 위해서는 그림 2의 각각의 경계면에서 알맞은 경계조건이 유도되어야 하고, 영역의 내부에서 만족하는 지배방정식이 주어지면 된다.

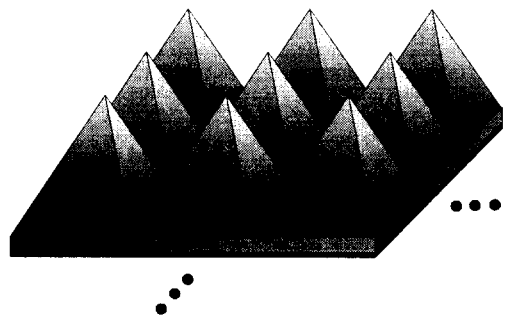


그림 1. 두 방향으로 주기 구조를 가지는 무한한 크기의 전파흡수체의 예

Fig. 1. An example of the infinite electromagnetic absorber having a doubly periodic structure.

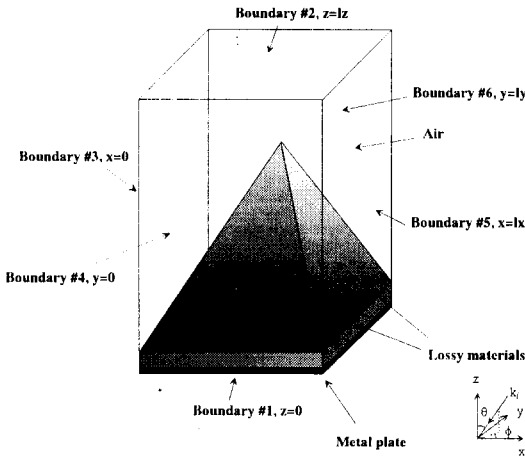


그림 2. 유한요소법이 적용되는 영역: 전파흡수체의 주기방향에 대한 단위구조와 전파흡수체의 바닥면 그리고 전파흡수체를 완전히 둘러싸고 있는 공기로 이루어진 영역

Fig. 2. Calculation range for FEM: the unit cell of a periodic structure, the bottom area of an electromagnetic absorber, and the absorber area enclosed with air.

### 2-1 지배방정식

전파흡수체의 반사손실 계산은 평면파가 입사하여 산란되는 문제이므로 영역의 내부에 소스성분이 존재하지 않는다. 그러므로 영역 내부의 전자장이 만족하는 지배방정식은 맥스웰 방정식으로부터 유도 가능한 소스를 가지지 않는 파동방정식(vector wave equation)이 된다<sup>[7],[8]</sup>. 유한요소법을 적용할 때, 전기장 또는 자기장을 계산 변수로 선택할 수 있는데, 전기장을 선택할 경우 도체의 표면에서 전기장의 수평성분이 0이 되어 자기장을 계산 변수로 선택한 경우보다 계산비용이 적은 것으로 알려져 있다<sup>[13]</sup>. 따라서 전기장으로 변수로 하는 파동방정식을 지배방정식으로 선택하였다.

### 2-2 경계조건

일반적으로 전파흡수체의 바닥면은 도체로 이루어

어져 있다. 그러므로 그림 2의 경계면 1에서 만족하는 경계조건은 식 (1)과 같다.

$$\hat{n} \times \vec{E} = 0 \quad (1)$$

여기에서,  $\hat{n}$ 은 그림 2의 경계면 1의 바깥 방향으로 수직인 단위 벡터로서 그림 2에서  $-\hat{z}$ 이다.

그림 2의 경계면 2에서 전기장은 입사파와 반사파의 합으로 나타낼 수 있다.

$$\vec{E} = \vec{E}^{inc} + \vec{E}^{ref} \quad (2)$$

여기에서,  $\vec{E}$ 는 그림 2의 경계면 2에서의 전기장,  $\vec{E}^{inc}$ 는 입사파,  $\vec{E}^{ref}$ 는 반사파를 나타낸다.

그림 2의 경계면 2에서 입사파는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{E}^{inc} &= \vec{E}^i e^{-j\vec{k}_i \cdot \vec{r}} \\ &= (E_x^i \hat{x} + E_y^i \hat{y} + E_z^i \hat{z}) \\ &\quad \cdot e^{jk_0(\sin\theta \cos\phi x + \sin\theta \sin\phi y + \cos\theta z)} \end{aligned} \quad (3)$$

여기에서,  $\vec{E}^i$ 는 임의의 크기의 복소 벡터 상수(constant complex vector)  $\theta$ ,  $\phi$ 는 입사각이므로 그림 2에서의 정의와 같고,  $k_0$ 는 자유공간에서 전파상수이다.

Floquet 이론으로부터 그림 2의 경계면 2에서의 반사파는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다<sup>[7]-[9],[11]</sup>.

$$\begin{aligned} \vec{E}^{ref} &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \vec{E}_{mn} e^{-j\frac{2m\pi}{l_x}x} e^{-j\frac{2n\pi}{l_y}y} \\ &\quad \cdot e^{-j\vec{k}_m \cdot \vec{r}} \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (E_{mn}^x \hat{x} + E_{mn}^y \hat{y} + E_{mn}^z \hat{z}) \\ &\quad \cdot e^{-j\frac{2m\pi}{l_x}x} e^{-j\frac{2n\pi}{l_y}y} e^{jk_0(\sin\theta \cos\phi x + \sin\theta \sin\phi y)} \\ &\quad \cdot e^{-jk_{m,n}z} \end{aligned} \quad (4)$$

여기에서,  $\vec{E}_{mn}$ 은 복소벡터 상수이며,  $l_x$ ,  $l_y$ 는

각각 주기구조를 이루는 단위구조의  $x$ -방향과  $y$ -방향에 대한 길이이고,  $k_{zmn}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$k_{zmn} = +\sqrt{k_0^2 - [k_{xmn}^2 + k_{ymn}^2]}$$

여기에서,

$$k_{xmn} = \frac{2m\pi}{l_x} - k_0 \sin \theta \cos \phi,$$

$$k_{ymn} = \frac{2n\pi}{l_y} - k_0 \sin \theta \sin \phi.$$

식 (3), (4)를 식 (2)에 대입하면 그림 2의 경계면 2에서의 전기장의 표현식을 얻을 수 있으며, 따라서 정해지지 않은 값은 입사파의 크기를 나타내는 복소 벡터 상수인  $\vec{E}^i$ 와 반사파의 각각의 모드의 크기를 나타내는 복소 벡터 상수인  $\vec{E}_{mn}$ 이다. 풀이하고자 하는 문제가 평면파가 입사하여 전파 흡수체의 의해 산란되는 문제이므로 입사파의 크기는 평면파의 크기로부터 주어지고, 반사파의 각각의 모드의 크기를 나타내는 복소 벡터 상수  $\vec{E}_{mn}$ 가 주어지면 그림 2의 경계면 2에서의 전기장의 정확한 값을 얻을 수 있다. 여기에서,  $\vec{E}_{mn}$ 는 지수함수의 직교성에서 의하여 정해질 수 있다. 식 (2)의 양변에  $e^{j(k_{xmn}x + k_{ymn}y)}$ 를 곱하고, 양변을 그림 2의 경계면 2에 대하여 적분을 수행하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\vec{E}_{mn} e^{jk_{zmn}z} = \frac{1}{l_x l_y} \int_0^{l_x} \int_0^{l_y} (\vec{E} - \vec{E}^i e^{-j\vec{k}_i \cdot \vec{r}}) \cdot e^{j(k_{xmn}x + k_{ymn}y)} dx dy \quad (5)$$

식 (2)~(5)로부터 그림 2의 경계면 2에서 만족하는 경계조건인 자기장과 전기장의 관계식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\hat{n} \times \vec{\nabla} \times \vec{E} + P(\vec{E}) = \vec{U}^{inc} \quad (6)$$

여기서,

$$\begin{aligned} P(\vec{E}) &= \sum_{-\infty}^{\infty} \sum_{-\infty}^{\infty} \left\{ -j \frac{k_{zmn}}{l_x l_y} \int_0^{l_x} \int_0^{l_y} (E_x \hat{x} + E_y \hat{y}) \cdot e^{j(k_{xmn}x + k_{ymn}y)} dx dy \right. \\ &\quad + \frac{j}{l_x l_y} \int_0^{l_x} \int_0^{l_y} (-k_{xmn} \hat{x} - k_{ymn} \hat{y}) \cdot E_z e^{j(k_{xmn}x + k_{ymn}y)} dx dy \left. \right\} e^{-j(k_{xmn}x + k_{ymn}y)} \\ \vec{U}^{inc} &= -2 \hat{z} \times \nabla \times \vec{E}^{inc} \\ &= 2 \{ -jk_0 \cos \theta (E_x^i \hat{x} + E_y^i \hat{y}) - jk_0 \sin \theta (\cos \phi \hat{x} + \sin \phi \hat{y}) E_z^i \} e^{j\vec{k}_i \cdot \vec{r}} \end{aligned}$$

이다.

식 (6)은 그림 2의 경계면 2에 수평인 성분인  $E_x$ ,  $E_y$ 와 경계면에 수직인  $E_z$  성분을 모두 포함하고 있다. 그러나 식 (4)에서와 같이 반사파를 구분된 모드의 합으로 표현하였으므로 수직성분과 수평성분의 관계를 구하여 식 (6)의 표현식이 수직성분,  $E_z$ 를 포함하지 않도록 표현할 수 있다. 식 (4)의 전기장 표현식과 맥스웰 방정식으로부터 전기장의 수평성분과 수직성분의 관계식을 구하면 다음과 같다.

$$E_{mn}^z = \frac{k_{zmn}}{k_0^2 - k_{xmn}^2 - k_{ymn}^2} (-k_{xmn} E_{mn}^x - k_{ymn} E_{mn}^y) \quad (7)$$

식 (6)에 Floquet모드의 수평방향 성분과 수직방향 성분에 대하여 식 (7)를 적용하면 [9]에서 D. T. McGrath이 제시한 식 (17)과 유도방법이 다르지만 같은 결과식을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

그림 2의 경계면 3, 4, 5, 6에서의 경계조건은 다음과 같이 인가될 수 있다. 주기구조의 주기적 특성에 의하여 경계면 3에 위치한 전기장과 경계면 5에 위치한 전기장은 경계면에서 전기장을 근사하기 위하여 생성된 유한요소의 형태가 같다면, 식 (8)의 관계식을 만족하는 상수  $e$ ,  $e'$ 를 결정할 수

있다<sup>[9]</sup>.

$$E^e|_{S_3} = E^{e'}|_{S_3} e^{j\beta \sin \theta \cos \phi l} \quad (8)$$

여기에서, 예를 들어  $E^e|_{S_3}$ 은 경계면 3의 전기장을 유한요소법의 기저함수와 미지수를 이용하여 근사할 때  $e$ 번째의 미지수이다.

같은 방법으로 경계면 4, 6에 대하여 식 (9)의 관계식을 만족하는 상수  $e, e'$ 를 결정할 수 있다.

$$E^e|_{S_1} = E^{e'}|_{S_1} e^{j\beta \sin \theta \sin \phi l} \quad (9)$$

따라서, 경계면 3과 경계면 5, 그리고 경계면 4와 경계면 6에 대하여 전기장을 근사하기 위하여 생성하는 유한요소를 같은 형태로 생성한다면 경계면 5와 경계면 6에 존재하는 미지수들은 각각 경계면 3과 경계면 4에 존재하는 미지수들로 대체될 수 있다. 즉 경계면 5와 경계면 6에서의 전기장을 경계면 3과 경계면 4에 존재하는 미지수들을 이용하여 근사하는 방법으로 경계면 3, 4, 5, 6에서의 경계조건의 인가가 가능해진다. 유한요소법을 적용하여 이차 미분방정식 문제를 행렬화하고 행렬에서 전기장을 근사하기 위해 사용되는 미지수들 중 경계면 5, 6에 존재하는 미지수들을 식 (8), (9)를 이용하여 소거함으로써 경계조건을 인가할 수 있다.

### 2-3 유한요소법의 적용

유한요소법을 적용하기 위하여 사용하는 방법중의 하나인 Ritz의 방법을 적용한다면 유한요소법을 적용하는 내부의 전기장을 구하는 문제는 다음의 문제와 동가이다<sup>[13]</sup>.

$$\begin{cases} \delta F(\vec{E}) = 0 \\ \hat{n} \times \vec{E} = 0 \quad \text{at electric wall} \end{cases} \quad (10)$$

여기에서,

$$\begin{aligned} F(\vec{E}) = & \frac{1}{2} \int \int \int_V \left[ \frac{1}{\mu_r} (\nabla \times \vec{E}) \cdot (\nabla \times \vec{E}) \right. \\ & \left. - k_0^2 \epsilon_r \vec{E} \cdot \vec{E} \right] dV \\ & - \int \int_{S_3} \left[ \frac{1}{2} \vec{E} \cdot P(\vec{E}) - \vec{E} \cdot \vec{U}^{inc} \right] dS \end{aligned}$$

이고,  $P(\vec{E}), \vec{U}^{inc}$ 는 식 (6)과 같다.

### III. 해석 결과의 유효성 검토

앞 절에서 기술한 유한요소법을 이용하여 전파 흡수체의 반사손실을 계산한 결과의 유효성을 확인하기 위해 상용 48° 피라미드형 유전손실(dielectric loss)를 이용한 전파흡수체, EHP-48과 평판형 페라이트 타일 흡수체를 대상으로 반사손실을 계산하였으며, 그 결과를 이론값 등과 비교하였다. 여기서 반사손실은 반사파의 크기를 입사파의 크기로 정규화한 값이다<sup>[14]</sup>.

#### 3-1 피라미드형 유전손실 전파흡수체 해석

48° 피라미드형 유전손실을 이용한 전파흡수체, EHP-48의 반사손실을 유한요소법과 전송선로 근사 방법으로 해석한 계산 결과를 그림 3에 보였다. EHP-48 전파흡수체의 물성, 기하학적 모양 및 크기는 참고문헌 [15]의 그림 1과 표 2를 참고하였다. 그림 3으로부터 두 결과가 서로 잘 일치함을 알 수 있으며, 그림 3에서 전파흡수체의 바닥면의 크기,  $a$ 가 작아질수록 유한요소법의 결과는 바닥면의 크기에 따라 변화하며 크기가 작아질수록 특정한 값으로 수렴함을 알 수 있다. 전송선로 근사 방법에 의한 계산결과는  $a$ 의 변화에 대해 무관한 값을 가진다.

#### 3-2 페라이트 전파흡수체 해석

평판형 페라이트 타일 흡수체의 반사손실을 본 논문에서의 방법과 해석적 방법으로 얻어진 계산

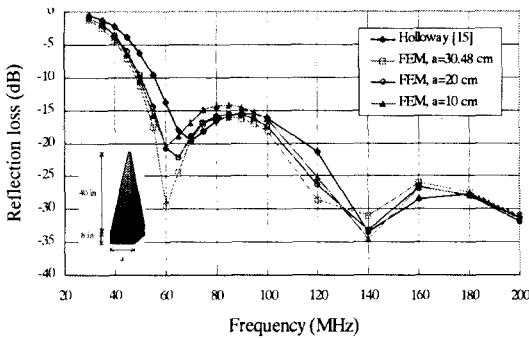


그림 3. 유한요소법과 전송선로 근사 방법에 의한 피라미드형 유전손실 전파흡수체, EHP-48의 수직입사파에 대한 반사손실 계산결과와의 비교. 여기에서, a는 전파 흡수체의 바닥면의 길이.

Fig. 3. Comparison of calculation results for the reflectivity of a pyramidal dielectric lossy absorber, EHP-48 using FEM and TLA, where a is the bottom length of the absorber.

결과를 그림 4에 보였다. 평판형 페라이트 타일 흡수체의 기하학적 형태는 그림 1에서 피라미드 부분을 제외한 평판형 부분만이 존재하는 형태이다. 그림 4로부터 여러 개의 입사각에 대하여 두 방법에 의한 계산결과가 잘 일치함을 알 수 있다. 평판형 페라이트 타일 흡수체의 경우, 무한한 주기구조의 특별한 예로서 각각의 방향에 대한 주기를 임의로 정할 수 있는 구조이다. 페라이트로 이루어진 전파흡수체의 경우 전자파를 흡수하는 원인이 되는 손실항은 복소 투자율에 의하여 결정되며 다음과 같은 식으로 복소투자율은 결정될 수 있다<sup>[14]</sup>.

$$\mu = 1 + \frac{K}{1 + jff/f_r} \quad (11)$$

여기서,  $K$ 는 정적 자기감수율(static magnetic susceptibility)이고,  $f_r$ 은 이완 주파수(relaxation frequency)이다.

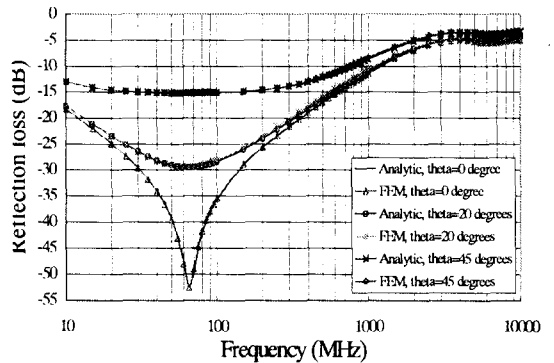


그림 4. 평판형 페라이트 타일 전파흡수체의 반사손실의 유한요소법과 해석적 방법에 의한 계산 결과와의 비교.

Fig. 4. Comparison of calculation results for the reflectivity of a ferrite flat tile absorber using FEM and analytical method.

그림 4의 계산에 사용된 평판형 페라이트 타일 흡수체의 물성은  $\epsilon_r = 14.0$ ,  $K = 2500$ ,  $f_r = 2.5$  MHz이고, 두께는 7.6 mm이다. 그림 4의 결과를 얻기 위해 필요한 미지수의 개수는 288이었으며, 매우 좁은 밴드폭을 가지는 행렬을 미지수에 대한 다시 숫자 매기기 알고리즘(renumbering algorithm)<sup>[13]</sup>를 사용하여 생성시킬 수 있었다. 이는 식 (10)에서 알 수 있듯이, 딱찬 행렬을 만들어내는 부분은 입사면뿐이기 때문이다.

### 3-3 전파흡수체 해석 소프트웨어 제작

앞 절에서 설명한 유한요소법의 해석을 바탕으로 프로그램된 전파흡수체 제작 소프트웨어를 GUI(Graphic user interface) 기능을 갖게 제작하였다. 그림 5는 제작된 소프트웨어를실행한 한 예이다. 개발된 프로그램은 전파흡수체의 설계와 요소생성 등의 기능과 유한요소법을 이용한 계산 결과 그리고 해석 결과로 얻어진 전자장 분포를 보여주는 기능을 가지고 있다. 계산된 전파흡수체는 그림 1과 같이 2층 구조로 이루어져 있으며, 아래 층은 평판형 페라이트 타일로서  $\epsilon_r = 12.8$ ,  $K = 3210$ ,

$f_r = 1.8 \text{ MHz}$ 이고, 높이는  $7.6 \text{ mm}$ 이다. 위 층은 피라미드형 페라이트 격자로서  $\epsilon_r = 12.8$ ,  $K = 2200$ ,  $f_r = 2.84 \text{ MHz}$ 이고, 바닥면의 크기는  $10 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$ , 높이는  $30 \text{ mm}$ 이고, 피라미드형 페라이트 격자 사이의 간격은  $0 \text{ mm}$ 이다. 이러한 전파흡수체에 평면파가 수직으로 입사 산란하여 분포하는 경우에 대해 그림 5는 피라미드형 페라이트 격자가 끝나는 부분으로부터  $10 \text{ mm}$ 까지를 계산영역에 포함시켜  $1 \text{ GHz}$ 에서의 전기장 분포를 개발된 프로그램으로 보인 것이다. 그림 6(a)는 피라미드형 페라이트 격자구조에서의 전기장을 분포를 보인 것이고, 그림 6(b)는 아래 층의 평판형 페라이트 타일에서의 전기장의 분포를 보인 것이다. 제작된 소프트웨어는 유한요소법을 사용하여 전파(full wave) 특성을 해석하므로 반사손실 뿐만 아니라, 전기장의 분포까지 파악할 수 있으며, 여러 가지의 유효매질 이론을 이용하여 등가 복소유전율과 투자율을 계산할 수 있는 기능을 포함하고 있어서 다양한 유효매질 이론을 적용하는 전송선로 근사방법과 유한요소법의 결과를 비교할 수 있도록 하였다.

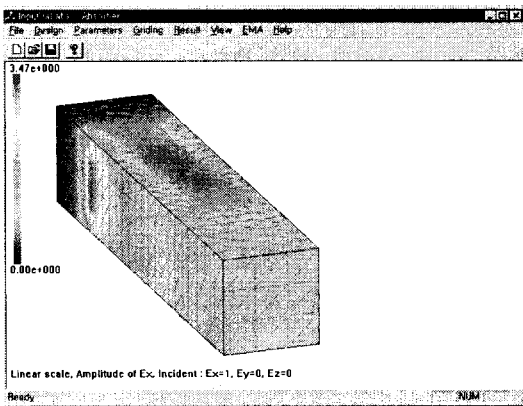


그림 5. 유한요소법 해석을 바탕으로 프로그램된 전파흡수체 해석 프로그램 실행 예

Fig. 5. An example practice of the fabricated GUI software for the electromagnetic absorber design using FEM.

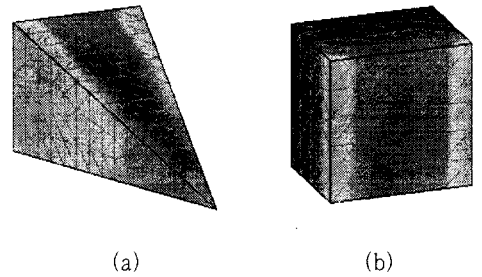


그림 6. 그림 5에서 a)피라미드 부분과 b)평판형 부분의 전기장 분포

Fig. 6. Field distribution, a) pyramidal cone array, b) ferrite flat tile of Fig. 5.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 무한 주기구조로 근사할 수 있는 전파흡수체의 전자파산란 특성을 3차원 혼성 유한요소법을 이용하여 해석하였다. 무한 주기구조에서 가상의 경계면을 설정하여 유한한 영역을 정의하였고, 영역의 각각의 경계면에서 유효한 경계조건을 Floquet 이론으로부터 유도하였다. 또한 고차 Floquet 모드를 사용하여 구조가 파장에 비교할 수 있을 정도로 큰 경우에도 적용이 가능하도록 하였다. 표면적분 계산의 어려움을 줄이기 위해 표면에 수직인 전기장 성분을 표면에 수평인 성분으로 표현하였다. 계산된 결과를 해석적인 해 또는 기존에 발표된 결과와 비교하여 해석의 유효성을 증명하였다.

앞으로 첨단 전파흡수체의 설계를 위해 전송선로 근사 방법의 적용이 어려운 구조, 물성, 그리고 주파수대역에서의 전자파산란 특성을 해석하고자 할 때, 본 논문에서 제시된 방법을 이용할 수 있으며, 전자파무반사설의 특성 해석에도 응용되어 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

#### 참 고 문 헌

[1] W. H. Emerson, "Electromagnetic Wave Ab-

- sorbers and Anechoic Chambers Through the Years," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 21, no. 4, pp. 484-490, Jul. 1973.
- [2] Y. Naito, "EMC and Electromagnetic Wave Absorbers," in *1995 Asia-Pacific Microwave Conference Tutorial*, pp. 55-85, Taejon, Oct. 10-13, 1995.
- [3] E. D. Kuester and C. L. Holloway, "A Low-Frequency Model for Wedge or Pyramid Absorber Arrays - I: Theory," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. 36, no. 4, pp. 300-306, Nov. 1994.
- [4] J. J. Gau and W. D. Burnside, "Transmission Line Approximation for Periodic Structures of Dielectric Bodies and Its Application to Absorber Design," in *Proc. IEEE Int. Antennas Propagat. Symp.*, pp. 2148-2150, Seattle, Jun., 1994.
- [5] Yeon-Choon Chung, Dong-Young Kim, and Dong-Chul Park, "Design of Broadband Electromagnetic Absorber Using NiZn/MnZn Ferrite Hybrid Structure," in *Proc. IEEE Int. Symp. EMC*, pp. 409-412, Austin, TX, Aug. 1997.
- [6] 정연춘, 김병욱, 박동철, "전파흡수체 설계에 있어서 전송선로 근사방법의 적용한계," 한국전자과학회 논문지, 제10권, 제3호, pp. 449~460, Jun. 1999.
- [7] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. New York: McGraw-Hill, 1977.
- [8] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves Second Edition*. IEEE Press, 1991.
- [9] D. T. McGrath and V. P. Pyati, "Phased array antenna analysis with the hybrid finite element method," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, no. 12, pp. 1625-1630, Dec. 1994.
- [10] B. L. Michielsen, L. Leyten, R. W. C. van der Veecken, "Numerical analysis of plane-wave reflection from double periodic absorber structure," in *Proc. 1991 9th Int. Zurich Symp. on EMC*, pp. 551-556, Zurich, Mar. 12-14, 1991.
- [11] E. W. Lucas and T. W. Fontana, "A 3-D hybrid finite element/boundary element method for the unified radiation and scattering analysis of general infinite periodic arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, no. 2, pp. 145-153, Feb. 1995.
- [12] J. D' Angelo and I. Mayergoz, "Phased array antenna analysis," in *Finite element software for microwave engineering*, Edited by T. Itoh, G. Pelosi, and P. P. Silvester, John Wiley & Sons, Inc., 1996.
- [13] Jianming Jin, *The finite element method in electromagnetics*, John Wiley & Sons, Inc. 1993.
- [14] Y. Naito and K. Suetake, "Application of ferrite to electromagnetic wave absorber and its characteristics," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-19, no. 1, pp. 65-72, Jan. 1971.
- [15] C. L. Holloway, E. F. Kuester, "A low-frequency model for wedge or pyramid absorber arrays-II: Computed and measured results," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, no. 4, pp. 307-313, Nov. 1994.



정 연 춘



1984년 2월: 경북대학교 자연과학대  
학 물리학과(공학사)  
1986년 2월: 경북대학교 대학원 물  
리학과(공학석사)  
1996년 3월~현재: 충남대학교 대학  
원 전자공학과(박사과정)  
1985년 12월~현재: 한국표준과학연

구원 전자기연구부 전자기환경그룹 그룹장  
1993년 12월: 한국전자과학회 학술상 수상  
[주 관심분야] 복합재료의 전자기물성 측정 및 해석,  
EMI/EMC 정밀 측정기법, 전자장 수치해석

김 병 욱



1994년 2월: 서강대학교 공과대학  
전자공학과(공학사)  
1996년 2월: 서강대학교 대학원 전  
자공학과(공학석사)  
1997년 12월~현재: 한국표준과학연  
구원 전자기연구부 연구원

[주 관심분야] 유한요소법을 이용한  
전자장 수치해석, 고주파 유도전류에 의한 전자과장해  
현상

박 동 철



1974년 2월: 서울대학교 공과대학  
전자공학과(공학사)  
1976년 2월: 한국과학기술원 전기·  
전자공학과(공학석사)  
1984년 12월: University of Califor-  
nia, Santa Barbara(공학박사)  
1976년~현재: 충남대학교 공과대학

전파공학과 교수  
1977년~1978년: Ruhr University, Bochum, Germany,  
방문교수  
1994년~1998년: IEEE MTT Korea Chapter Chairperson  
1996년~현재: 한국전자과학회 부회장  
1998년~현재: IEEE EMC Korea Chapter Chairperson  
[주 관심분야] Microwave and millimeter-wave passive  
devices, EMC/EMI topics, and Antennas.