

유한요소법에 의한 유전체 도파관의 전파특성 해석

(Analysis of Propagation Characteristic of Dielectric Waveguide by Finite - Element Method)

康 吉 範*, 尹 大 日***, 金 正 祺**

(Gil Bum Kang, Dae Il Yune and Jung Ki Kim)

要 約

본 논문에서는 벡터 유한요소법에 의해서 유전체 도파관을 해석하는 경우 필수적으로 포함이 되는 spurious 해를 제거하기 위하여 자체 3 성분에 의한 새로운 유한요소 표시식을 제안한다.

$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0$ 조건을 만족하였으며 Galerkin 법을 이용한 유한요소 표현식은 변분표현식을 기초로한 유한요소 표현식과 일치하였고 spurious 해가 제거가 된 모드를 얻을 수 있었다.

본 해법의 타당성을 확인하기 위하여 유전체들로 채워진 구형 도파관에 대한 수치해석 결과를 다른 해석결과와 비교하였다.

Abstract

In this paper, for eliminating the spurious solutions which have been necessarily included in the solutions of earlier vectorial finite-element method, we have proposed the improved finite-element method for the analysis of dielectric waveguides in the three-component magnetic field.

The relation $\nabla \cdot \mathbf{H} = 0$ is satisfied and the finite-element method using Galerkin's method is coincided with the finite-element formulation based on variational expression and modes not including spurious modes can be obtained.

To verify the validity of the method, numerical results for rectangular waveguide filled with dielectrics are compared with previously published results.

*正會員, 東明專門大學 電子工學科

(Dept. of Elec. Dongmyung Junior College)

正會員, *準會員, 中央大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Chungang Univ.)

接受日字: 1989年 3月 13日

I. 서 론

최근, 광통신 기술은 고도 정보화 사회로 발전해 가는데 중추적인 역할을 하는 분야의 하나로서 대용량, 광대역 전송이 가능하기 때문에 높은 주파수의 전자파를 도파관에 의한 전송시스템은 신호를 집중

시키고 지향시키는 전송 매개체로서 뿐만아니라 방향성 결합기, 스위치, 필터, 변환기등의 기능소자로서 부품의 근간을 이루고,¹¹⁾ 광섬유나 고성능 반도체 레이저의 광 회로소자를 위한 기본적인 구성요소가 된다.^{12,13)}

따라서 다바이스의 설계와 높은 신뢰성을 확보하기 위하여 도파모드의 전파특성을 정확히 파악하는 것은 필수적이며, 전송하는 구조물이 복잡해짐에 따라 몇몇 단순한 모델¹⁴⁾을 제외하고는 일반적인 해석 방법으로는 구하기가 거의 불가능하다.

여러가지 수치해석 중에서 유한요소법은 임의의 형상단면, 불균질매질, 이방성매질인 도파관에도 적용이 용이할 뿐만아니라 해의 정확도를 계통적으로 올릴 수 있어 각종 도파관에 적용되어 많은 성과가 얻어지고 있다.^{15,16,17)}

전파축(z) 방향성분에 의한 변분표현식을 기본으로 한 유한요소 표시식은 벡터해석을 위한 표준적인 유한요소 해석법으로서 유전율 Tensor가 대각성분을 갖는 도파관에만 응용되고 있으며 spurious해가 발생하는 것이 실용화에 큰 장애가 되어 왔다.¹⁸⁾

이 표현식은 이방성매질 유전체 도파관에는 적용할 수 없기때문에 이러한 도파관에도 확장 적용이 가능한 변분표현식을 기본으로 해서 개발된 유한요소 표시식은 자성체로 채워진 금속도파관에 적용되었으나 spurious 해는 살아지지 않았다.

spurious 해의 발생원인에 대해서는 여러가지가 추측되고 있으나 이를 제거하기 위한 여러가지 방법들이 제안되어 부분적으로 많은 성과가 얻어지고 있다.^{19,10)}

먼저, Penalty 계수법을 기초로한 수식화가 여러가지 도파관에 가장많이 적용되고 있다. $\nabla \cdot H = 0$ 조건을 변분표현식에 최소 2승법적으로 만족시키는 항을 부가한 것으로서 spurious 해는 제거되었지만 이 방법에서도 Penalty 계수라고 부르는 정수값을 적절히 선정하지 않으면 spurious 해는 다시 발생한다.¹¹⁾

이와는 별도로 Hano¹²⁾는 기저함수에 요소경계에서 전계 또는 자계의 접선성분의 연속성만을 가하여 spurious 해를 제거하고 있으며, 실제로 이러한 조건을 고려한다면 통상의 표준 유한요소법은 이용할 수 없고, 특수한 기저함수, 특수한 요소를 이용할 필요가 있다.

최근에는 Kobelansky와 Webb¹³⁾는 $\nabla \cdot H = 0$ 조건을 만족하는 부분공간을 확장하여 기저벡터를 구하고, 해 벡터를 이들과 선형결합해서 푸는 방법이 제안되었다. 여기서 spurious 해는 완전히 제거되었지만 고

유치 방정식을 두번 풀어야하고 해의 정도, 계산시간 등이 문제가 남아있다.

본 논문에서는 유전체 도파관의 모드해석법으로서 자체 3 성분에 의한 표현식에 $\nabla \cdot H = 0$ 조건을 고려한 새로운 유한요소 표시식을 제안하였다.

이 방법은 Galerkin 법을 이용한 유한요소법의 수식화를 사변형 요소에 의하여 나타냈다. 해석결과 종래의 문제가 되었던 spurious 해가 제거 되었으며 이 해법의 타당성을 확인하기 위하여 유전체로 채워진 구형도파관에 적용하여 얻은 결과를 다른 해석결과들과 비교하였다.^{14,15)}

II. Galerkin 방정식

전파방향을 z축으로 하고, 이 전파축에 수직인 도파관의 단면을 D, 영역의 경계를 Γ 라 한다. 도파모드의 전자계는 자성체를 포함하지 않고, 손실이 없는 유전체 도파관을 가정하여, 이때 Maxwell 방정식으로 다음과 같은 식이 얻어진다.

$$\nabla \times ([K]^{-1} \nabla \times H) - k_0^2 H = 0 \quad (1)$$

여기서, $k_0 = \omega \epsilon_0 \mu_0$ 는 진공중에 있어서의 파수(wavenumber)를 나타내며 $[K]$ 는 비유전율 Tensor 이다.

(1)식을 기본으로한 유한요소 표시식은 이방성매질 도파관에 확장하여 적용이 가능하지만 spurious 해는 제거되지 않았으며, 이러한 spurious 해의 발생원인은 여러가지가 추측되고 있으나,¹⁸⁾ $\nabla \cdot H = 0$ 조건을 만족하지 않기 때문에 발생하므로 다음과 같은 조건을 부가한다.

$$\nabla(\nabla \cdot H) = 0 \quad \text{in } D \quad (2)$$

$$\nabla \cdot H = 0 \quad \text{on } \Gamma \quad (3)$$

해석영역을 유한개의 요소로 분할하여 이때의 한 요소에 대한 시험함수 H^e 는 n개의 미정계수 H_{ie} 를 포함한 1차 선형다항식으로 근사시켜 표시하면 된다.

$$H^e = \sum_{i=1}^n U_{ie}(x_i, y_i) H_{ie} \quad (4)$$

된다. 여기서, U_{ie} 는 요소내에서의 형상함수이고 요소내의 임의의 점에서의 H^e 는 H_{1e}, H_{2e}, H_{3e} 값이 결정되면 구할 수 있다.

(1),(2)식에 시험함수 H^e 를 대입하여 Galerkin 법을 적용하면 다음과 같이 된다.

$$\iint_{D_e} U_{ie}^* \cdot [\nabla \times ([K]_e^{-1} \nabla \times H) - k_0^2 H] dx dy - \iint_{\Gamma_e} U_{ie}^* \cdot [\nabla(\nabla \cdot H)] dx dy = \{0\} \quad (5)$$

여기서, *는 공액복소수를 나타내며, Gauss-Green 정리에 의해서 (5)식을 부분 적분을 하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \iint_{D_e} [(\nabla \times U_{ie})^* \cdot ([K]_e^{-1} \nabla \times H) + \\ & (\nabla \cdot U_{ie})^* \cdot (\nabla \cdot H) - k_0^2 U_{ie} \cdot H] dx dy \\ & - \int_{\Gamma_e} [U_{ie}^* \cdot [n \times ([K]^{-1} \nabla \times H) d\Gamma + \\ & \int_{\Gamma_e} U_{ie}^* \cdot [n(\nabla \cdot H)] d\Gamma = \{0\} \end{aligned} \quad (6)$$

III. 유한요소 표시식

해석영역 D를 그림 1에 나타낸 바와 같이 4 절점을 갖는 선형 사변형 요소로 분할하고 한 요소에 대한 자계벡터 H를 표시하면 다음과 같다.⁽¹⁶⁾

$$\begin{aligned} H_x &= [N_{xx}]^T |H_x|_e \exp(-j\beta Z) \\ H_y &= [N_{yy}]^T |H_y|_e \exp(-j\beta Z) \\ H_z &= j [N_{zz}]^T |H_z|_e \exp(-j\beta Z) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, $[N_{xx}]$, $[N_{yy}]$, $[N_{zz}]$ 은 형상함수 (shape function)을 나타내며, $|H_x|_e$, $|H_y|_e$, $|H_z|_e$ 는 요소의 절점에 대응하는 자계벡터이다.

β 는 z방향의 위상정수를 나타내며, T는 전치 (transpose)를 나타낸다. 사변형 요소를 ρ - η 좌표계로 표시하면 그림 1의 (b)와 같이 $\rho = \pm 1$, $\eta = \pm 1$ 의 각변의 있는 장방형 형태가 된다.

4 절점을 갖는 선형 사변형 요소의 형상함수는 다음과 같이 정의된다.⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾

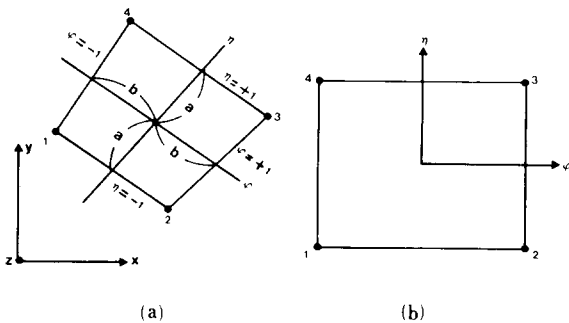


그림 1. 선형 사변형 요소와 국부좌표계
Fig. 1. Linear quadrilateral element and a natural coordinate system.

$$\begin{aligned} N_1 &= \frac{1}{4} (1 - \rho) (1 - \eta) \\ N_2 &= \frac{1}{4} (1 + \rho) (1 - \eta) \\ N_3 &= \frac{1}{4} (1 + \rho) (1 + \eta) \\ N_4 &= \frac{1}{4} (1 - \rho) (1 + \eta) \end{aligned} \quad (8)$$

요소의 특정값을 좌표변환에 의해서 직각 좌표계에서 정의된 것으로 전환 되므로 ρ , η 가 독립변수라 하면 chain rule에 의해서

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial N}{\partial \rho} \\ \frac{\partial N}{\partial \eta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial x}{\partial \rho} & \frac{\partial y}{\partial \rho} \\ \frac{\partial x}{\partial \eta} & \frac{\partial y}{\partial \eta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial N}{\partial x} \\ \frac{\partial N}{\partial y} \end{bmatrix} = |J| \begin{bmatrix} \frac{\partial N}{\partial x} \\ \frac{\partial N}{\partial y} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$dx dy = |J| d\rho d\eta \quad (10)$$

여기서, [J]를 Jacobian matrix라 한다. (7)식을 vector 식으로 표시하면 다음과 같다.

$$\bar{H} = [N]^T |H|_e \exp(-j\beta Z) \quad (11)$$

(6)식에 적용시키기 위해서 $\nabla \cdot H$ 와 $\nabla \times H$ 를 먼저 구한다. 축방향의 전파정수 β 를 구하면 H의 각 성분은 $\exp(-j\beta Z)$ 에 비례하기 때문에 ∇ 은 $(\nabla_t - j\beta k)$ 로 바꿔 쓸 수 있다.

여기서, ∇ 는 $i \frac{\partial}{\partial x} + j \frac{\partial}{\partial y}$ 이며 i, j는 각각 x, y 방향의 단위벡터이다.

$$(\nabla_t - j\beta k) \cdot H = [U]^T |H|_e \exp(-j\beta z) \quad (12)$$

여기서

$$[U] = \begin{bmatrix} \frac{\partial N_1}{\partial x} \\ \frac{\partial N_1}{\partial y} \\ \beta N_1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

마찬가지로

$$(\nabla_t - j\beta k) \times H = [S]^T |H|_e \exp(-j\beta z) \quad (14)$$

여기서

$$[S] = \begin{bmatrix} \{0\} & -j\beta N_1 & \frac{\partial N_1}{\partial y} \\ j\beta N_1 & \{0\} & \frac{\partial N_1}{\partial x} \\ j \frac{\partial N_1}{\partial y} & -j \frac{\partial N_1}{\partial x} & \{0\} \end{bmatrix} \quad (15)$$

(4)식에서 표시된 기저함수 (basis function) U_{ie} 를 형상함수 (shape function)인 $[N]\exp(-j\beta z)$ 로 선택해서, (10), (11), (12), (13) 식을 (6)식에 대입하여 한 요소에 대해서 다음과 같은 요소행렬식 (element matrix)을 얻게 된다.

$$\begin{aligned}
 & ([A]_e + [C]_e - k_0^2 [B]_e) |H|_e + \int_{\Gamma_e} \exp(-j\beta z) [N]^* [n \times ((K)_e^{-1} \nabla \times H)] d\Gamma \\
 & - \int_{\Gamma_e} \exp(-j\beta z) [N]^* [n(\nabla \cdot H)] d\Gamma = |0| \quad (16)
 \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned}
 [A]_e &= \begin{bmatrix} [A_{xx}]_e & [A_{xy}]_e & [A_{xz}]_e \\ [A_{xy}]_e^T & [A_{yy}]_e & [A_{yz}]_e \\ [A_{xz}]_e^T & [A_{yz}]_e^T & [A_{zz}]_e \end{bmatrix} \\
 &= \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 [S]^* [K]^{-1} [S]^T |J| d\rho d\eta \quad (17)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 [B]_e &= \begin{bmatrix} [B_{xx}]_e & [0]_e & [0]_e \\ [0]_e & [B_{yy}]_e & [0]_e \\ [0]_e & [0]_e & [B_{zz}]_e \end{bmatrix} \\
 &= \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 [N]^* [N]^T |J| d\rho d\eta \quad (18)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 [C]_e &= \begin{bmatrix} [C_{xx}]_e & [C_{xy}]_e & [C_{xz}]_e \\ [C_{xy}]_e^T & [C_{yy}]_e & [C_{yz}]_e \\ [C_{xz}]_e^T & [C_{yz}]_e^T & [C_{zz}]_e \end{bmatrix} \\
 &= \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 [U]^* [U]^T |J| d\rho d\eta \quad (19)
 \end{aligned}$$

(16)식의 두번째항의 $n \times ((K)_e^{-1} \nabla \times H)$ 항은 경계상에서의 접성성분에 대응되는 항이므로 0이 되며, 세번째항의 $\nabla \cdot H$ 는 경계면에서 고려한 조건에 의하여 0이 된다. 따라서 이때 얻어지는 행렬 방정식은 다음과 같다.

$$([A]_e + [C]_e - k_0^2 [B]_e) |H|_e = 0 \quad (20)$$

(20)식은 한 요소에 대한 행렬 방정식이므로 전 요소를 고려한 표준 고유치 행렬 방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$([A] + [C] - k_0^2 [B]) |H| = 0 \quad (21)$$

여기서, $|H|$ 는 전 영역의 각 절점에서 자장벡터의 x, y, z 성분값을 의미하는 단위 열 행렬을 나타내며 손실의 없는 매질에서 $[A], [B]$ 및 $[C]$ 는 실수 대칭 행렬이다. $|0|$ 은 영벡터이다.

(21)식의 해는 $\nabla(\nabla \cdot H) = 0$ 식과 $\nabla \cdot H = 0$ 관계

를 도파의 전 영역에서 만족하고 있다. $\nabla(\nabla \cdot H) = 0$ 과 $\nabla \cdot H = 0$ 식을 무시했을 때 (22)식의 전체 matrix 방정식은 여러 사람에게 의해서 유도되었으며 많은 spurious 해가 전 도파 영역에서 나타나고 있다.^{[8],[9]}

$$([A] - k_0^2 [B]) |H| = |0| \quad (22)$$

미지수로서는 행렬 $[S]$ 에 포함되어 있는 위상정수 β 와 wavenumber인 k_0^2 가 된다. 여기서 β 값을 정하여 줄으로써 고유치 (eigenvalue)인 k_0^2 가 구하여 지고 이 값에 의해서 고유벡터 (eigenvector)를 구하게 된다.

특히, $\beta = 0$ 일때 구하여지는 고유치 (eigenvalue)를 k_0^2 는 차단 파수 (cutoff wavenumber)의 제곱으로 나타난다. 행렬 고유치를 푸는 방법으로는 IMSL Routine의 EIGZF Subprogram를 사용하여 데이터를 얻었으며, 사용기종은 IBM PC를 이용하였다.

IV. 수치해석 결과 및 검토

1. 수치 계산 방법

이 프로그램은 앞절에서 기술한 알고리즘에 따라서 수치계산을 위한 플로우차트를 그림 2에 나타내었다.

READDATA 부프로그램은 각 요소의 절점좌표, 요소번호, 경계조건에 관련된 데이터를 파일로부터 읽어 들이는 Routine이며, DRWMESH 부프로그램

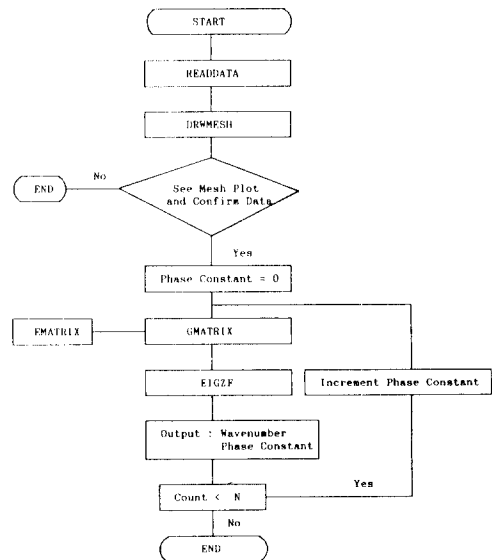


그림 2. 수치해석의 흐름도

Fig. 2. Flow chart of numerical analysis.

은 읽어들이 데이터를 이용하여 해석하고자 하는 영역에 대한 MESH 을 보여주는 Routine 이다. 이 그림을 통하여 데이터들이 적절하게 들어 간는지의 여부를 판단하게 된다. 여기서 실패했을 경우 프로그램을 끝내고 데이터에 관련된 화일을 수정하여 다시 시작한다. MESH 그림이 정상적으로 이루어졌을 때 위상정수 β 을 0 으로 초기화 한다. 이때 EMATRIX 부프로그램은 각 요소에 대한 요소 행렬을 계산하여 주는 Routine 이며 GMATRIX 부프로그램은 각 요소에 대하여 경계조건을 고려한 전체 행렬을 계산하여 주는 Routine 이다. 이렇게 하여 얻어진 두 행렬 즉 [A], [B] 을 표준 고유치 행렬 방정식을 풀기 위한 부프로그램으로서 IMSL 이 제공하여 주는 EIGZF 부프로그램에 넘겨 줌으로서 원하는 위상정수에 대한 파수(wavenumber) 을 얻는다.

그리고 이 위상정수에 일정한 증분 값을 더하여 새로운 위상정수에 대한 파수를 반복 횟수 N에 이를 때까지 반복케 한다.

2. 유전체 구형(rectangular) 도파관

본 해법의 타당성을 확인하기 위하여 수치해석 예로서 그림 3에 나타낸 바와 같이 대칭성을 가진 도파관의 전체단면을 1/4로 분할한다. 4 절점을 갖는 사변형 요소로 분할하면 요소수(N_e)는 16개, 절점수(N_p)는 25개가 된다.

여기서 유전체 도파관의 가로 폭과 세로의 두께를 각각 w, t 라 하고, AD와 DC는 완전 전기도체이며, AB와 BC의 경계조건은 <표 1>에 나타냈다.

그림 4의 (a)는 $w=t$, (b)는 $w=2t$ 일때에 대하여 core 영역과 clad 영역에 대한 비유전율은 각각 1.5,

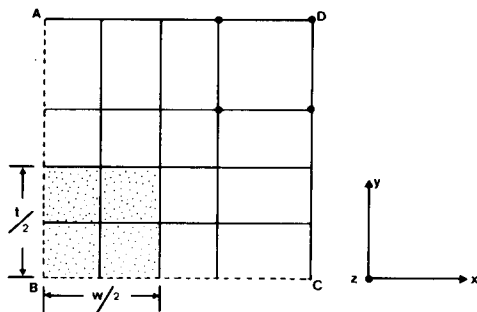
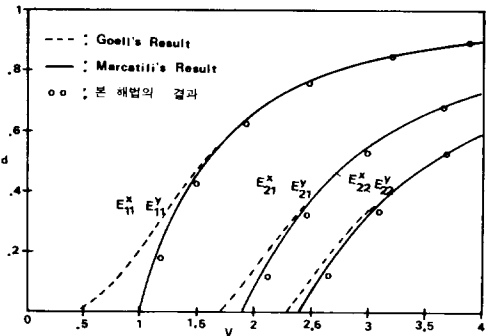


그림 3. 유전체 구형 도파관의 사변형 요소 분할
Fig. 3. The quadrilateral element division of dielectric rectangular waveguide.

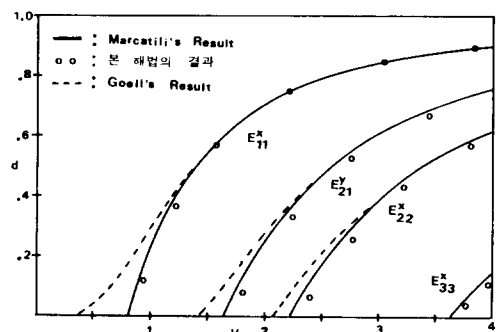
표 1. 유전체 구형 도파관의 경계조건

Table 1. Boundary condition of dielectric rectangular waveguide.

경 계 조 건		AB	BC
완 전 전 기 도 체		$H_x=0$	$H_y=0$
완 전 자 기 도 체		$H_y=H_z=0$	$H_x=H_z=0$
모 드	$E^{x\text{odd, odd}}$ $E^{y\text{even, even}}$	E	M
	$E^{x\text{even, even}}$ $E^{y\text{odd, odd}}$	M	E
	$E^{x\text{even, odd}}$ $E^{y\text{odd, even}}$	M	M
	$E^{x\text{odd, even}}$ $E^{y\text{even, odd}}$	E	E



(a)



(b)

그림 4. 구형 도파관의 분산특성

Fig. 4. Dispersion characteristics of rectangular waveguide.

1.0이고 E_{pq}^x 와 E_{pq}^y 모드에 대한 분산 특성을 나타낸 것이다.

가로의 좌표축은 정규화(normalized) 주파수 $v=2t/\lambda$ ($n_1^2-n_2^2$) 이며, 세로의 좌표축은 정규화 전파상수 $d = ((k_0/\beta)^2 - n_2^2) / (n_1^2 - n_2^2)$ 이다.

해석결과 collocation method에 의한 결과¹⁹⁾와 Marcattili의 근이(approximation method) 해석결과²⁰⁾와 잘 일치하고 있으며 spurious 해는 나타나지 않았다.

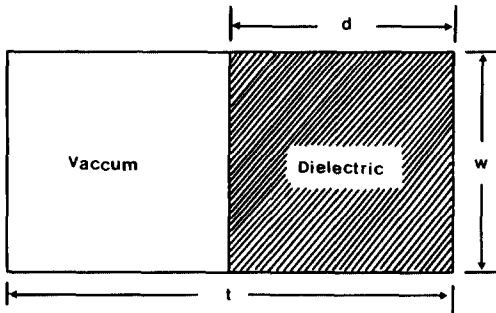


그림 5. 부분적으로 유전체가 채워진 도파관의 단면
 Fig. 5. The cross-section of a dielectric-filled rectangular waveguide.

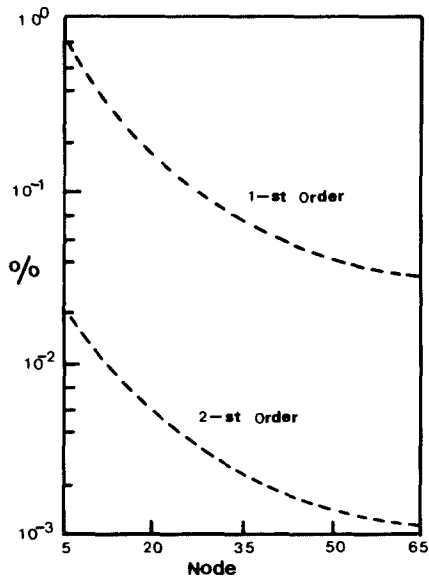


그림 6. 유한요소해와 오차비교
 Fig. 6. Covergence comparison of finite-element solution.

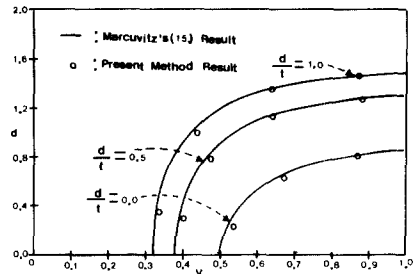


그림 7. 본 해법의 유한 요소 해석과 이론값의 비교
 Fig. 7. Comparison of exact solution and present finite element method results.

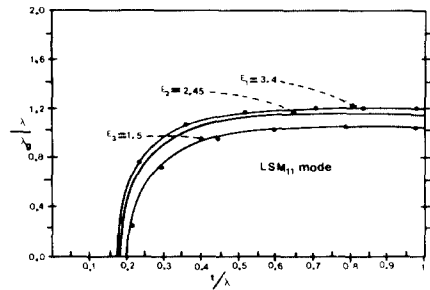


그림 8. 3 개의 유전체에 대해서 구형도파관의 분산특성
 Fig. 8. Dispersion characteristics of rectangular waveguide partially filled for three dielectric.

2. 부분적으로 유전체가 채워진 구형(rectangular) 도파관

그림 5는 완전도체로 둘러싸인 $t \times w$ 크기의 부분적으로 유전체가 채워진 구형도파관의 단면을 나타낸 것이다. 각 부분에 대한 비유전율은 1.5, 1.0으로 하였으며 해석영역을 4 절점 사변형 요소로 분할하고, 요소수(N_e)와 절점수(N_p)를 각각 (N_e, N_p) = (4, 9), (8, 15), (18, 28), (32, 45)인 경우에 대해서 수렴정도를 그림 6에 나타내었으며 상대오차 e 는 다음식으로 산출된다.

$$e = \frac{(\beta/k_0)_{\text{exact}} - (\beta/k_0)_{\text{F.E.M}}}{(\beta/k_0)_{\text{exact}}}$$

여기서, $(\beta/ko)_{\text{exact}}$, $(\beta/ko)_{\text{F.E.M}}$ 각각 이론값과 본 해법의 해이다. 요소수가 증가함에 따라 TE_{10} 모드인 경우에 해가 향상됨을 알 수 있다.

그림 7은 Marcuvitz의 결과¹⁾와 본 연구결과의 전파특성을 비교하였다. 비전율이 2.45이고 기본모드에 대해서 t 에 대한 d 의 변화가 해석결과와 잘 일치하고 있다.

그림 8은 $w > t$ 인 경우로서 비유전율이 1.50, 2.45와 3.4 일때를 비교한 분산특성이다.

그림 9은 유전체가 중앙에 위치한 경우로서 w 에 대한 d 를 변화시켰을때 참고문헌¹⁾과 비교한 결과이다. 여러가지 도파모드에 대한 분산특성을 해석하는 경우 기본모드에서는 충분히 좋은 결과를 얻고 있으며 모드가 증가할 수록 어느정도 오차를 갖고 있다.

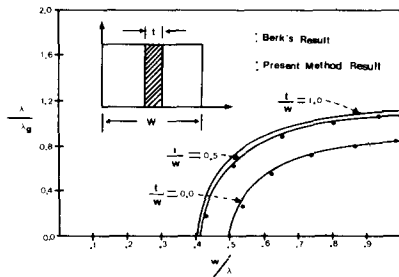


그림 9. 유전체가 중앙에 있는 도파관의 분산특성
Fig. 9. Dispersion characteristics for the rectangular waveguide with centered dielectric slab.

V. 결 론

유전체 도파관의 도파모드 해석법으로서 종래의 유한요소 해석에 나타나는 spurious 해를 제거하기 위하여 자계 전성분을 이용한 새로운 유한요소 표시식을 제안하였다.

Galerkin 법을 적용한 유한요소 표시식은 사변형요소를 이용하여 수치화 하였으며 $\nabla \cdot \mathbf{H} = 0$ 조건을 고려한 해석결과는 도파모드의 전 영역에서 spurious 해는 나타나지 않았다.

이 해법이 타당성을 확인하기 위하여 수치해석 예로서 유전체 구형도파관과 부분적으로 유전체가 채워진 도파관의 해석결과는 Marcuvitz, Berk, Harrington의 결과와 일치하는 것을 알 수 있다. 여기서 나타나는 오차를 줄이기 위해서 요소수를 증가시키거나, 고차다항식으로 표현된 형상함수를 이용할 필요가 있다.

參 考 文 獻

- [1] F. Auracher and H. White, "A new design for an integrated optical isolator," *Optics Communications*, vol. 13, no. 4, pp. 435-440, Apr. 1975.
- [2] C. Yeh, S.B. Dong, and W. Oliver, "Arbitrarily shaped in-homogenous optical fiber or integrated optical waveguides," *J. Appl. Phys.*, vol. 46, pp. 2125-2129, May 1975.
- [3] R.M. Knox, "Dielectric waveguide microwave integrated circuit: an overview," *IEEE Trans.* vol. MTT-24, pp. 806-814, Nov. 1976.
- [4] W. Schlosser and H.G. Unger, "Partially filled waveguides and surface waveguides of rectangular cross-section," *Advance in Microwave*, pp. 319-389, Academic Press. 1966.
- [5] N. Mabaya, P.E. Lagasse, and P. Vandembulcke, "Finite element analysis of optical waveguides," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-29, pp. 600-605, June 1981.
- [6] C. Yeh, K. Ha, S.B. Dong and W.P. Brown, "Single mode optical waveguide," *Appl. Opt.*, vol. 18, pp. 1490-1504, May 1979.
- [7] A.D. Berk, "Variational principal for electromagnetic resonators and waveguides," *IRE Trans. Antenna & Prop.*, Ap-4, 2, pp. 104-111, April 1956.
- [8] A. Konrad, "High-order triangular finite elements for electromagnetic waves in anisotropic media," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-25, pp. 353-360, May 1977.
- [9] B.M.A. Rahman and J.B. Davies, "Finite-element analysis optical and microwave waveguide problems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp. 20-28, Jan. 1984.
- [10] J.B. Davies, F.A. Fernandez, and Z.Y. Philippou, "Finite element analysis of all modes in cavities with circular symmetry," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-30, 11, pp. 1975-1980, Nov. 1982.
- [11] B.M.A. Rahman and J.B. Davies, "Penalty function improvement of waveguide solution by finite elements," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-32, 8, pp. 922-928, Aug. 1984.

[12] M. Hano, "Finite element analysis of dielectric-loaded waveguides," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, MTT-32, 10, pp. 1275-1279, Oct. 1984.

[13] A.J. Kobelansky and J.P. Webb, "Eliminating spurious modes in finite-element waveguide problems by using divergence-free fields," *Electron. Lett.*, 22, 11, pp. 569-570, May 1986.

[14] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, New York: McGraw-Hill, 1951.

[15] R.F. Harrington, "Time harmonic electromagnetic fields," New York: McGraw-Hill, 1961.

[16] K. Hayata, K. Miura, and M. Koshiba, "Finite-element formulation for lossy waveguides," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, MTT-36, 2, Feb. 1988.

[17] David S. Burnett, "Finite element analysis from concepts to applications," Addison Wesley Co. 1987.

[18] O.C. Zienkiewicz, "The finite element method third edition," McGraw-Hill, 1977.

[19] J.E. Goell, "A circular-harmonic computer analysis of rectangular dielectric waveguide," *Bell Syst., Tech. J.*, 48, 7, pp. 2133-2160, Sept. 1969.

[20] E.A.J. Marcatili, "Dielectric rectangular waveguide and directional coupler for integrated optics," *Bell Syst. Tech. J.*, 48, 7, pp. 2133-2160, Sept. 1969. *

著 者 紹 介



康 吉 範 (正會員)

1951年 3月 7日生. 1978年 2月 동아대학교 전자공학과 졸업. 1981年 2月 중앙대학교 대학원 전자공학과 공학석사학위 취득. 1986年 3月~현재 중앙대학교 대학원 박사과정 수료. 1981年 3月~현재 동명전문대학 전자과 부교수. 주관심분야는 마이크로파 공학 및 안테나 공학 등임.



尹 大 日 (準會員)

1964年 5月 5日生. 1987年 2月 중앙대학교 전자공학과 졸업. 1988年 3月~현재 중앙대학교 대학원 석사과정. 주관심분야는 마이크로파 공학 및 안테나 공학 등임.

●

金 正 祺 (正會員) 第25卷 第11號 參照
현재 중앙대학교 전자공학과 교수.