

유한요소법을 사용한 손실터널내의 전자파 전파특성 해석

Finite Element Analysis on the Characteristics of Electromagnetic Wave Propagation in Lossy Tunnel

문정익 · 안창희* · 김기채*

Jung-Ick Moon · Chang-Hoi Ahn* · Ki-Chai Kim*

요 약

본 논문에서는 유한요소법을 사용하여 불균일 손실터널내의 전자파 전파특성을 해석하고 있다. 해석 방법으로는 무손실 도파관내에 유전체를 삽입시킨 도파관 필터의 해석방법을 확장하여 손실터널내의 전자파 전파문제를 해석하고 있다. 수치해석의 결과, 손실터널내에서 일어나는 전자파의 감쇠는 손실벽면의 매질정수와 폭에 따라 크게 영향을 받는다는 것을 알 수 있었다. 또한, 모드간의 직교성으로부터 기본모드와 고차모드를 분리하여 고차모드의 발생정도와 모드에 따른 전파특성도 검토하고 있다. 해석결과의 타당성을 확인하기 위해 제작된 손실터널의 전파특성의 실험결과를 이론치와도 비교 검토하고 있다.

Abstract

Propagation characteristics of electromagnetic waves in lossy tunnels are analysed using Finite Element Method with edge basis function. According to the analysis lossy dielectric wall on the tunnel highly affects the characteristics of the waves in the tunnel. Also higher modes are separated using mode orthogonality principle, and the propagation characteristics of higher modes are investigated. To verify the numerical results, miniatures of the tunnels are constructed and measurements of the waves are accomplished.

I. 서 론

오늘날 정보화 사회에서 이동통신의 역할은 매우 중요하며 실제의 이동통신 환경은 대단히 복잡하다. 이러한 환경에서의 전자파 전파특성의 파악은 효율적인 이동통신을 실현하기 위해 반드시 검토되어야 할 사항이다. 특히 전파특성의 해석 결과는 단말기의 출력과 사용 펄스 폭 결정 등의 통신 시스템 설계에 영향을 줄 뿐 아니라 기지국의 위치 및 출력,

그리고 전송속도 및 최대 사용채널 수 등을 결정하는 역할을 한다.^[1] 대부분의 현대인들은 건물의 내부 또는 지하철 및 지하상가와 같은 터널구조의 시설물에서 생활하는 시간이 길어지고 있다. 이와 같은 터널이나 건물내에서의 전자파는 외부(자유공간)보다 감쇠가 크므로 이동통신에 큰 장애를 주고 있다. 건축구조물 내부에서의 전파 특성의 연구는 1980년대 후반부터 시작되었고, 주로 실험을 통한 방법이나 실측치에 근거한 통계적 모델을 이용하는

*이 논문은 일부 1995년도 영남대학교 학술연구조성비 지원에 의한 것임

정보통신대학원대학교(Information and Communications University)

*영남대학교 전기전자공학부(School of Electrical and Electronic Eng., Yeungnam University)

· 논문 번호 : 980511-046

· 수정완료일자 : 1998년 8월 13일

방법이 사용되어 왔다.^{[1],[2]} 그러나 이러한 방법들은 건물 내에 존재하는 구조물의 배치나 모양, 재질의 다양성 때문에 건물이나 터널내에서의 전파 특성연구에는 효율적인 방법이 아니다. 특히나 터널내의 전자파 전파특성에 관한 이론적인 연구는 여러 연구자들에 의해 보고되어 있으며 주로 FDTD법 또는 합수해석적인 방법을 사용하여 터널의 모양변화에 따른 전자파 전파특성을 검토하고 있다.^[2]

본 논문에서는 유한요소법을 사용하여 불연속 구조를 갖는 손실터널내의 전자파 전파특성을 해석하고 있다. 해석방법으로는 무손실 도파관내에 유전체를 삽입시킨 도파관 필터의 해석방법을 확장시켜 손실터널내의 전자파 전파특성을 해석하는 방법을 적용하였다. 손실터널 내부의 모양은 벽면이 균일한 직선형과 불균일한 직각형으로 취급하고 있으며 손실터널내에서 발생하는 고차모드는 기본모드와의 직교성을 이용하여 모드별로 추출하여 입력모드만을 따로 분리하여 얻을 수 있었으며 고차모드의 감쇠특성도 파악할 수 있었다.

II. 문제정의 및 지배방정식

본 논문에서 해석한 손실터널과 불균일한 모양의 터널의 구조는 그림 1, 그림 2, 그림 3과 같으며 Y 축 방향으로 무한하다고 가정한다. 공통적으로 Ω는 해석영역, S1은 입력단, S2는 출력단, S3는 완전도체를 나타내며, b, c, d, L은 터널의 Z방향(전파방향)으로의 길이를 나타내는 변수들이다. 손실터널의 경우는 두께 w를 가지는 유전체를 터널내부의 벽면에 붙여 전파방향으로 배치시킨 다음 터널 중심부에서 전파특성의 변화를 다루었다. 그림 1의 경우는 입력단에서 출력단까지 터널의 폭이 일정하도록 고려하였으나 그림 2와 그림 3에서는 터널의 폭을 임의의 구간에서 변화를 주어 이때의 전파특성을 살펴보았다.

시간 의존성은 $\exp(j\omega t)$ 로 가정하면 다음과 같은 **H**에 대한 벡터 Helmholtz 방정식을 유도할 수 있다.

$$\nabla \times \frac{1}{\epsilon_r} \nabla \times \mathbf{H} - k_0^2 \mu_r \mathbf{H} = 0 \quad (1)$$

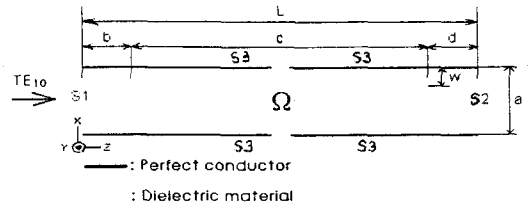


그림 1. 손실터널의 구조(I)
Fig. 1. Geometry of the lossy tunnel (I).

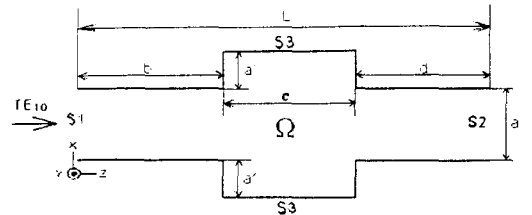


그림 2. 불균일한 모양을 가진 터널구조(I)
Fig. 2. Geometry of the non-uniform tunnel (I).

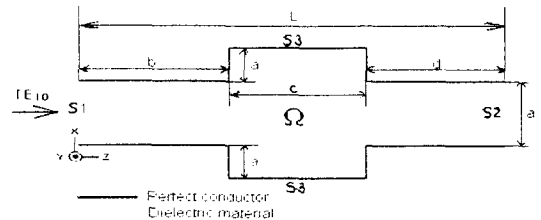


그림 3. 불균일한 모양을 가진 터널구조(II)
Fig. 3. Geometry of the non-uniform tunnel (II).

여기서 ϵ_r 및 μ_r 은 각각 비유전율 및 비투자율이며 $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ 로서 자유공간에서의 파수(wave number)를 나타낸다.

식 (1)에서 벡터가중합수, **W**를 써서 가중잔차법(weighted residual method)을 적용하면 다음의 식 (2)와 같이 쓸 수 있다. 이때 **H**는 2차원 변요소(edge element)를 기저함수(basis function)으로 사용하여 식 (3)과 같이 전개하고, 가중합수 및 기저함수는 식 (4)와 같이 표시된다.

$$\int_{\Omega} \left(\frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \mathbf{H} \cdot \nabla \times \mathbf{W} + j\omega\mu \mathbf{H} \cdot \mathbf{W} \right) ds + \oint_S \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} \cdot \mathbf{W} dl = 0 \quad (2)$$

$$\mathbf{H} = \sum_j h_j \mathbf{W}_j \quad (3)$$

$$\mathbf{W}_j = \lambda_l \nabla \lambda_m - \lambda_m \nabla \lambda_l \quad (4)$$

여기서, j 는 끝점을 절점 l 과 m 으로 갖는 삼각형의 한변이고, λ_l 과 λ_m 은 각각 절점 l, m 에서의 선형기저함수이다.^[3]

특히, 변요소는 접선방향의 \mathbf{E} 와 \mathbf{H} 가 요소의 경계에서 자동적으로 연속이 될 뿐 아니라, 다음 식(5)와 같은 성질을 가지므로

$$\nabla \cdot \mathbf{W}_j = 0 \quad (5)$$

식(3)과 식(5)의 관계에서 \mathbf{H} 가 다음 식(6)을

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (6)$$

만족하므로 보다 정확한 해를 구할 수 있다.^[4]

2-1 경계조건

다음으로 경계조건을 살펴보자. TE_{10} 모드가 Z 방향으로 입사한다고 가정하면 자계는 X, Z 성분만이 존재하고 전계는 Y 성분만이 존재한다. 이때 전계는 Y 축 방향으로 값의 변화가 없다고 가정한다. 그리고, 입사면(S1)과 투과면(S2)이 각각 불연속면에서 멀리 떨어져 있다고 가정할 경우 두 면들에서 evanescent모드는 사라지므로 근사적으로 TE_{10} 모드만 존재한다.^[3] 그리고, S3는 완전도체이므로 $\hat{\mathbf{n}}$ 을 도체면의 법선벡터라 할 때 $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} = 0$ 가 된다. TE_{10} 모드의 경우 입사면에서는 투과파와 반사파를 고려하고 출구면에서는 터널 내부로 반사가 없다고 가정하여 전계의 세기를 다음과 같이 정의할 수 있다.^{[3],[5]}

(입사면)

$$\mathbf{E} = \hat{\mathbf{y}}(E_0 e_{10} e^{-jkz} + RE_0 e_{10} e^{jkz}) \quad (7)$$

(출구면)

$$\mathbf{E} = \hat{\mathbf{y}}(TE_0 e_{10} e^{-jkz}) \quad (8)$$

$$e_{10} = \sin \frac{\pi}{a} x \quad (9)$$

$\hat{\mathbf{y}}$ 는 Y 축 방향의 단위벡터, E_0 는 최대전계세기, R 은 반사계수, T 는 투과계수, a 는 터널의 폭이다.

전계와 자계에 관한 다음의 관계식으로부터 자계에 관한 식을 구할 수 있다.

$$\mathbf{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \mathbf{H} \quad (10)$$

$$\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} = \hat{\mathbf{n}} \times \left(\frac{\nabla \times \mathbf{H}}{j\omega\epsilon} \right) \quad (11)$$

이므로 입사면과 출구면에서

$$\hat{\mathbf{n}} \times (\nabla \times \mathbf{H}) + j\gamma \hat{\mathbf{n}} \times (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}) = \hat{\mathbf{x}} j\gamma \frac{2k}{\omega\mu} E_{inc} \quad (12)$$

$$\hat{\mathbf{n}} \times (\nabla \times \mathbf{H}) + j\gamma \hat{\mathbf{n}} \times (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}) = 0 \quad (13)$$

$$k = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a} \right)^2} \quad (14)$$

$$\gamma = k + \frac{1}{k} \left(\frac{\pi}{a} \right)^2 \quad (15)$$

가 되고 S3에 대해서도 위와 같이 적용하면 식(12)와 식(13)을 식(2)에 대입하여 입사면(S1)에서는

$$\sum_j h_{ij}^e \int_{\Omega} (\nabla \times \mathbf{W}_j^e) \cdot (\nabla \times \mathbf{W}_i^e) - k_0^2 \mu_r \epsilon_r \mathbf{W}_j^e \cdot \mathbf{W}_i^e ds + j \int_{S_1} \gamma (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}) \cdot (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{W}_i) dl = -j \int_{S_1} \mathbf{W}_i \cdot \frac{2k\gamma}{\omega\mu} E_{inc} \quad (16)$$

출구면(S2)에서는

$$\sum_j h_{ij}^e \int_{\Omega} (\nabla \times \mathbf{W}_j^e) \cdot (\nabla \times \mathbf{W}_i^e) - k_0^2 \mu_r \epsilon_r \mathbf{W}_j^e \cdot \mathbf{W}_i^e ds + j \int_{S_2} \gamma (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}) \cdot (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{W}_i) dl = 0 \quad (17)$$

완전도체면(S3)에서는

$$\sum_j h_{ij}^e \int_{\Omega} (\nabla \times \mathbf{W}_j^e) \cdot (\nabla \times \mathbf{W}_i^e) - k_0^2 \mu_r \epsilon_r \mathbf{W}_j^e \cdot \mathbf{W}_i^e ds = 0 \quad (18)$$

과 같이 된다.^[5]

여기서 h_{ij}^e 는 2차원 변요소(e)에 대한 H 의 행렬

요소이고 W^e 는 2차원 변요소(e)에 대한 기저함수를 나타낸다.

2-2 터널구조 및 재질에 따른 수치해석 결과

그림 4는 그림 1의 손실터널의 구조에서 유전체의 두께를 나타내는 w 를 0.05 m에서 0.125 m까지 변화시킬 경우 전파특성을 도시하였다. 2 λ 에서 8 λ 구간에 유전체가 존재하고 복소유전율은 $\epsilon_r = 4.4 - j0.3388$ 이며 1 GHz에 대한 베이클라이트의 유전율 값을 사용하여 해석하였다.^[6] 유전체의 두께가 늘어날수록 전파방향의 air gap이 상대적으로 줄어들면서 감쇠가 심화됨을 알 수 있다. 그림 5는 입사면에서 0.5 λ 부터 4.5 λ 까지 각각 다른 손실각을 가

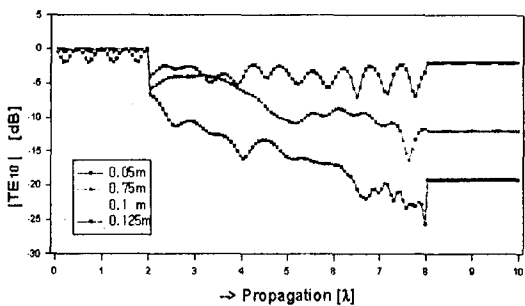


그림 4. 직선형 손실터널 내의 전자파 전파특성 (I)
Fig. 4. Propagation characteristics of the uniform lossy tunnel (I).

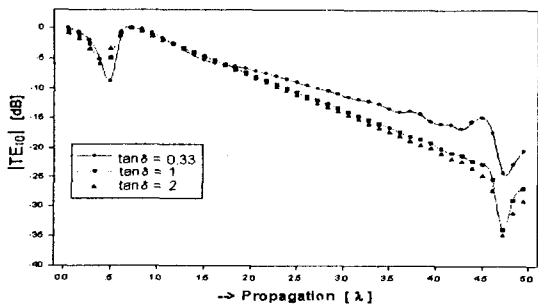


그림 5. 유전체의 손실각 변화에 따른 전자파 전파특성
Fig. 5. Propagation characteristics of the uniform lossy tunnel with different loss tangent.

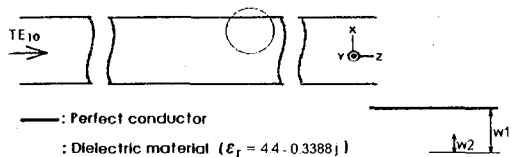


그림 6. 벽면의 두께가 균일하지 않은 손실터널의 구조
Fig. 6. Geometry of the lossy tunnel with non-uniform wall thickness.

진 유전체를 가정하여 전파특성의 변화를 손실각에 따라 나타내고 있다. 유전체의 손실각(loss angle)이 증가할수록 입력된 전파의 감쇠현상이 두드러짐을 알 수 있다.

그림 6은 내부유전체의 두께가 균일하지 못한 직선형 손실터널의 구조를 나타내고 있다. w_1 와 w_2 는 둘다 0.05 m인 경우이며 $\epsilon_r = 4.4 - j0.3388$ 인 복소유전율을 가진 유전체가 터널의 벽면을 형성한다고 가정한다. 그림 7은 그림 6의 경우에 대한 전파특성을 나타내고 있다. 주파수에 따른 감쇠정도의 차이를 알 수 있다.

손실터널의 구조를 그림 8과 같이 경사지게 변화시켜 보았다. h/L 의 비를 1.5/2와 2.5/2로 변화시킬 경우 각각의 전자파 전파특성을 그림에 도시하였다. 입사면에서 2 λ 부터 10 λ 까지 유전체가 존재하며 5 λ 에서 7 λ 구간에서 터널의 경사를 고려하였다. b 구간에서는 특성의 변화가 거의 없었으나

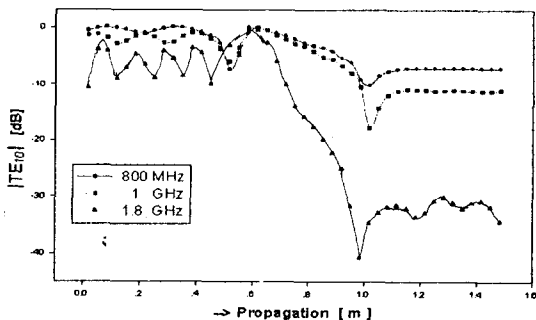


그림 7. 손실터널(그림 6)에 대한 전파특성
Fig. 7. Propagation characteristics of the tunnel as shown in Fig. 6.

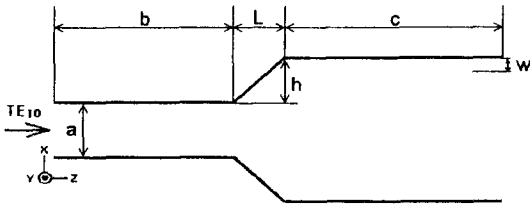


그림 8. 경사진 손실터널의 구조

Fig. 8. Geometry of the tapered lossy tunnel.

경사가 시작되는 부분부터 전계강도의 차이가 나타난다. h/L 에 대한 비 값이 커질수록 터널의 경사는 급격해지며 이에 따른 전파의 감쇠가 두드러짐을 알 수 있다. 사용된 유전체의 복소유전율은 $\epsilon_r = 4.4 - j0.3388$ 이며 두께 w 는 0.1 m이다.

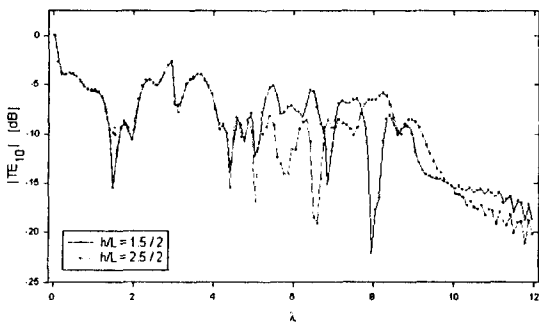


그림 9. 경사진 손실터널(그림 8)내의 전파특성

Fig. 9. Propagation characteristics of the tunnel as shown in Fig. 8.

2-3 측정치와 해석결과 비교

2-3-1 손실터널 내의 전자파 전파특성

그림 10은 손실터널 내에 전파특성 실험을 위한 실험장치의 개략을 보여주고 있다.

왼쪽 horn에 장착된 모노폴(monopole) 안테나에서 파를 여기시켜 그림의 왼쪽에서 오른쪽으로 전파시킨다. 사용되는 입사파의 주파수는 1 GHz이며 터널의 전체길이(L), 폭(a), 및 높이(t)는 각각 1.38 m (약 4.6λ), 0.3 m (1λ), 및 0.15 m ($1/2 \lambda$)

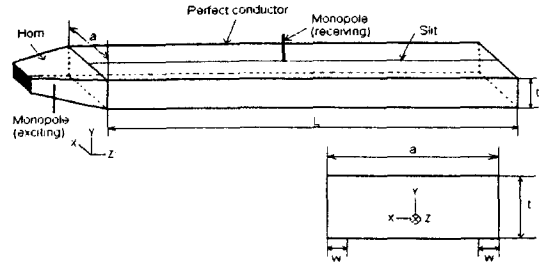


그림 10. 실험장치(I)의 개략도

Fig. 10. Structure of the experiment (I).

로서 차단주파수는 500 MHz이며 출구면은 개방되어 있다. 이론해석에서는 터널의 벽면을 완전도체로 가정하였으나 실험에 사용된 터널의 벽면은 도전율이 6.423×10^5 S/m인 스테인리스를 사용하여 제작하였다. 터널의 상단 증앙을 따라서 측정용 안테나를 삽입시키기 위한 슬릿(slit)을 만들어 놓았다. 측정은 모노폴 안테나를 사용하고 그 길이는 7.5 cm로서 입사주파수의 $1/4 \lambda$ 로 맞추었다. 측정간격은 약 2 cm이며 총 66지점을 8회에 걸쳐 반복측정을 하여 평균값을 구하였다.

유전체는 마른나무를 사용하였으며, 두께(w)는 0.029 m(약 0.1λ)이다. 해석시에는 복소유전율을 1 GHz에 대하여 $\epsilon_r = 2.71 - j0.2326$ 과 $\epsilon_r = 2.13 - j0.07029$ 인 두가지 경우로 가정하여 측정치와 비교해 보았다.^[6] 유전체의 전체길이는 1.15 m(약 3.18λ)이고 horn이 끝나는 터널입구를 기준위치로 잡으면 0.14 m(0.46λ)지점부터 1.28 m(4.27λ)까지 전파방향과 평행하게 터널 내부벽면에 붙여 실험을 하였다.

그림 11는 손실터널 내의 전파특성을 보여주고 있다. 측정치의 최대값과 해석치의 최대값을 각각 0dB로 설정하여 그림을 도시하였다.

그림에서 알 수 있듯이 파의 감쇠가 손실구간 시작점인 0.46λ 부터 4.27λ 까지 되고 있다. 계산치 b 의 경우는 a 의 경우에 비해 손실각이 크므로 값의 차이는 다소 있으나 감쇠경향은 둘다 공통적임을 알 수 있다. 측정치는 계산치 a 와 b 사이에서 수렴이 일어나고 있어 오차는 크게 없으나 출력단에서 전파특성이 반대를 보이고 있는데 이는 실험시 출

력단에서 발생되는 반사파의 영향으로 생각된다.

해석시에는 터널의 폭(a)과 길이(L)을 각각 25 등분 과 125등분을 하여 1 λ 당 25개 이상의 요소분할을 통하여 해석상에서 발생 될 수 있는 오차를 줄였다. 분할된 요소갯수는 6250개, 절점수는 3276개, 본 논문에서 구하고자 하는 미지수의 개수를 나타내는 변의 수는 9525이다. 행렬식은 BCG(Bi-Conjugate Gradient)법을 써서 해를 구하였다.[3]

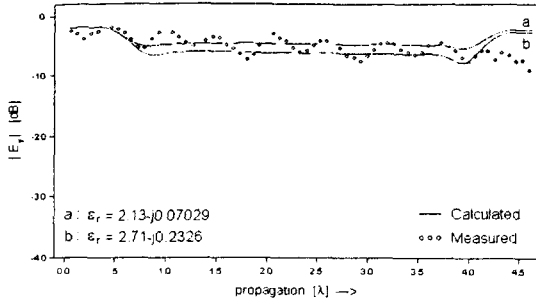


그림 11. 직선형 손실터널 내의 전자파 전파특성
Fig. 11. Propagation characteristics of the rectangular uniform tunnel.

2-3-2 불균일한 모양의 터널 내의 전자파 전파특성 (I)

앞의 그림 10과 똑같은 방법으로 왼쪽 horn에서 파를 여기시켜 그림의 왼쪽에서 오른쪽으로 전파를 시킨다. 이때 사용되는 입사파의 주파수는 2.018 GHz이고 터널의 전체길이(L)와 입력단의 폭은 각각 1.38 m(약 9.28λ)와 0.3 m(약 2.0λ)이며 입력단의 위치를 기준으로 하여 0.68 m에서 1.02 m 구간까지 $a'=15$ cm와 $a'=30$ cm인 두 가지 경우에 대하여 전파특성을 실험하였다.

그림 13과 그림 14는 그림 12와 같은 구조를 가진 터널내의 전파특성을 보여주고 있다. 측정간격은 2 cm (0.134λ)이며 총 66개의 지점에서 측정하였다. 그림 13과 그림 14에서 표시한 측정치는 8회에 걸친 반복실험을 통하여 얻은 평균치이다.

$a'=15$ cm인 경우와 30 cm인 경우에서 서로 두드러진 차이는 찾아 볼 수 없으나 터널 폭이 넓어지는 4.57λ 에서 6.86λ 까지의 구간내에서 두 가지 모

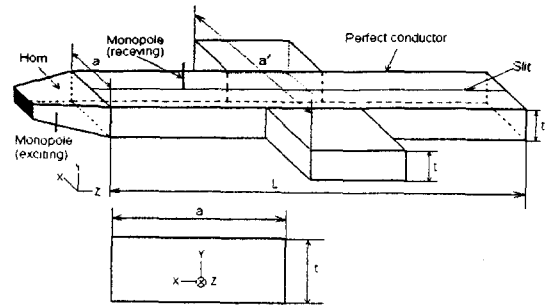


그림 12. 실험장치 (II)의 개략도
Fig. 12. Structure of the experiment (II).

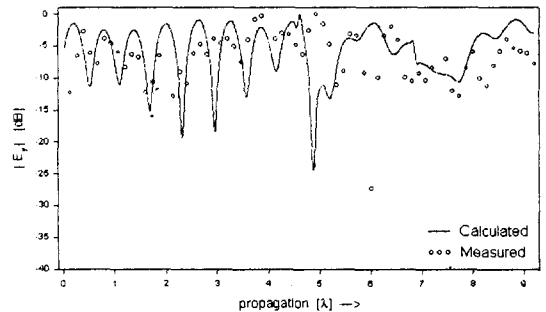


그림 13. $a'=15$ cm인 경우 무손실 터널내의 전자파 전파특성
Fig. 13. Propagation characteristics of the lossless tunnel with $a'=15$ cm as shown in Fig. 12.

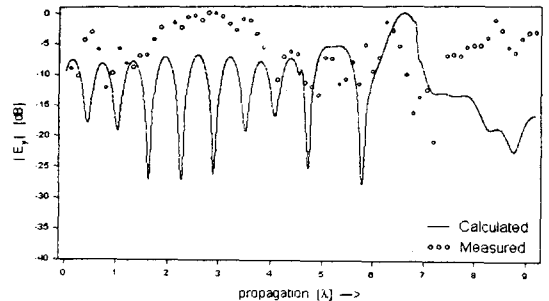


그림 14. $a'=30$ cm인 경우 무손실 터널내의 전자파 전파특성
Fig. 14. Propagation characteristics of the lossless tunnel with $a'=30$ cm as shown in Fig. 12.

델에 대하여 계산치와 측정치의 변화경향이 비슷하

였고 특히 $a'=15$ cm일 경우에 계산치가 측정치에 잘 수렴함을 확인할 수 있다. $a'=30$ cm인 경우에서 0λ 에서 4λ 까지 구간을 살펴보면 계산치는 맥동하는 정현파의 형태를 갖고 있는데 최대값과 최소값의 차가 크게 나는 반면, 측정치는 값의 상하변동이 크게 없음을 지적할 수 있다. 이는 터널 벽면으로 사용된 스텐인리스가 완전도체로 가정하였으나 실체는 미세한 손실을 가지므로 이와 같은 결과가 나온다고 사료된다.

2-3-3 불균일한 모양의 터널 내의 전자파 전파특성(II)

그림 15는 불균일한 모양을 가진 터널내에 4.57λ 에서 6.86λ 까지의 구간내에 두께 0.013 m의 마른

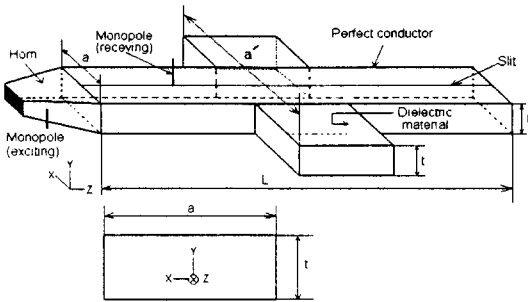


그림 15. 실험장치(III)의 개략도

Fig. 15. Structure of the experiment (III).

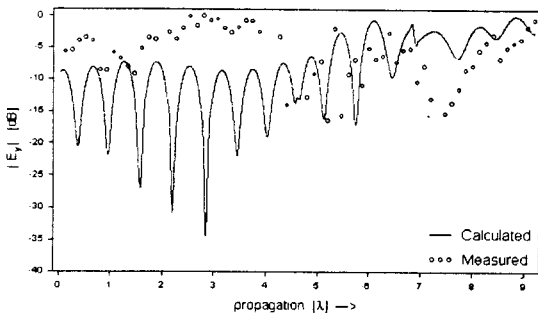


그림 16. $a'=30$ cm인 경우 손실 터널(그림 15)내의 전자파 전파특성.

Fig. 16. Propagation characteristics of the lossless tunnel with $a'=30$ cm as shown in Fig. 15.

나무를 벽면에 붙인 실험장치를 보여주고 있다. a' 은 30 cm이며 해석에 사용된 복소유전율은 $\epsilon_r = 2.71 - j0.2326$ 이다. 앞의 실험과 마찬가지로 측정간격은 약 2 cm이고 입사파의 주파수는 2.018 GHz이다. 해석시 요소갯수는 28742 개, 절점수는 14748 개, 변의 개수는 43489 개 이다.

그림 16은 불균일 손실터널내의 전계강도의 계산치와 실험치를 나타낸다. 그림 16을 살펴보면 앞의 그림 14에서와 같이 0λ 부터 4.5λ 구간내에서 측정치가 큰 변동없이 전파특성을 보이고 있으며 4.57λ 에서 부터는 측정치와 계산치가 그 경향이 잘 일치함을 알 수 있다.

III. 터널내에서 발생한 고차모드 추출

다음은 터널내부에서 발생하는 고차모드를 추출을 하는 과정이다. 미지수로 H 를 사용하였으므로 식 (19)를 사용하여 E 를 구할 수 있다.

$$E = -\frac{j\omega\mu}{h^2} \left(\frac{\partial H_z}{\partial x} \right) = -j\omega\mu \left(\frac{1}{h_1^2} \frac{\partial H_{z1}}{\partial x} + \frac{1}{h_2^2} \frac{\partial H_{z2}}{\partial x} + \frac{1}{h_3^2} \frac{\partial H_{z3}}{\partial x} + \dots \right) \quad (19)$$

$$h_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{g} \right)^2 \quad (20)$$

a 는 도파관의 폭, g 는 도파관의 높이를 각각 나타내며, g 는 ∞ 라 가정하면

$$h_{m0}^2 = \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 \quad (21)$$

가 같이 되어 TE_{10} 모드, TE_{20} 모드 등과 같은 TE_{m0} 모드만 존재한다. 터널내에서 존재하는 TE 모드는 식 (22)와 같이 정의할 수 있으며 $+Z$ 방향으로만 전파한다고 고려하면 식 (23)과 같이 쓸 수 있다.

$$E = TE_{10} + TE_{20} + TE_{30} + \dots \quad (22)$$

$$\mathbf{E}(x, y, z) = E_{10} \hat{e}_{10}(x, y) e^{-jk_{z1}z} + E_{20} \hat{e}_{20}(x, y) e^{-jk_{z2}z} + \dots \quad (23)$$

이때,

$$\hat{e}_{m0}(x, y) = \hat{a}_y \sin\left(\frac{m\pi}{x}\right), \quad m=1, 2, 3 \dots \quad (24)$$

$$k_{zm0} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2}, \quad m=1, 2, 3 \dots \quad (25)$$

식 (23)과 식 (24)을 내적하면

$$\begin{aligned} & \int_I \mathbf{E}(x, y, z) \cdot \hat{e}_{10}(x, y) dx \\ &= E_{10} e^{-jk_{10}z} \int_I \hat{e}_{10}(x, y) \cdot \hat{e}_{10}(x, y) dx \\ &+ E_{20} e^{-jk_{20}z} \int_I \hat{e}_{20}(x, y) \cdot \hat{e}_{10}(x, y) dx \\ &+ E_{30} e^{-jk_{30}z} \int_I \hat{e}_{30}(x, y) \cdot \hat{e}_{10}(x, y) dx + \dots \end{aligned} \quad (26)$$

가 되는데 기본모드와 다른 모드간에는 직교성이 존재하므로^[7]

$$\begin{aligned} & \int_0^a \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi x}{a}\right) dx \\ &= \int_0^a \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{3\pi x}{a}\right) dx = \dots \\ &= \int_0^a \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) dx = 0 \end{aligned} \quad (27)$$

가 되어 식 (26)은

$$\begin{aligned} & \int_I \mathbf{E}(x, y, z) \cdot \hat{e}_{10}(x, y) dx \\ &= E_{10} e^{-jk_{10}z} \int_I \hat{e}_{10}(x, y) \cdot \hat{e}_{10}(x, y) dx \end{aligned} \quad (28)$$

가 되어 터널내의 TE₁₀ 모드의 크기는 식 (29)와 식 (30)과 같이 정의할 수 있다.

$$\frac{e^{jk_{10}z} \int_I \mathbf{E}(x, y, z) \cdot \hat{e}_{10}(x, y) dx}{\int_I \hat{e}_{10}(x, y) \cdot \hat{e}_{10}(x, y) dx} = E_{10} \quad (29)$$

$$\frac{2e^{jk_{10}z} \int_I \mathbf{E}(x, y, z) \cdot \hat{e}_{10}(x, y) dx}{width} = E_{10} \quad (30)$$

결과적으로 터널내의 전계에서 TE₁₀ 모드만을 따로 구할 수 있으며 위와 같은 방법을 사용하여 식 (32)에서와 같이 전계를 모드별로 구할 수 있다.

즉,

$$\int_0^a \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{a}\right) dx = \begin{cases} 0 & : m \neq n \\ \frac{a}{2} & : m = n \end{cases} \quad (31)$$

(m, n = 1, 2, 3 ...)

$$\frac{e^{jk_{m0}z} \int_I \mathbf{E}(x, y, z) \cdot \hat{e}_{m0}(x, y) dx}{\int_I \hat{e}_{m0}(x, y) \cdot \hat{e}_{m0}(x, y) dx} = E_{m0} \quad (32)$$

그림 17은 그림 1의 손실터널의 구조에서 입력주파수는 1 GHz이며 터널의 폭과 길이는 각각 3 λ, 10 λ이다. 유전체가 3 λ부터 7 λ까지 0.1 λ 두께로 존재한다고 가정할때 유전체의 복소유전율은 ε_r = 4.4 - j0.3388이며 1 GHz에 대한 베이클라이트의 유전율 값을 사용하여 해석하였을 경우 손실터널내에서 발생하는 고차모드를 각각 나타내고 있다. 입력면에서 기본모드를 입사하였으나 손실벽면이 존재하는 영역에 다가갈수록 고차모드의 크기가 커지고 손실구간에서 멀어질수록 점차 감소하는 경향을 뚜렷히 보여주고 있다.

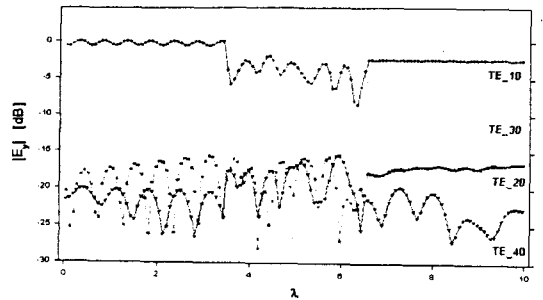


그림 17. 손실터널(그림 1) 내의 고차모드 전파특성
Fig. 17. Propagation characteristics of the higher modes in the rectangular lossy tunnel.

IV. 결 론

본 논문에서는 벡터 요소법을 사용하여 직선형과 직각형 손실터널내의 전자파 전파특성을 해석하였다. 입력단과 출력단에서 일어나는 반사와 투과는 Robin type 경계조건을 적용하였으며 벡터요소법을 사용하여 해석상에서 발생할 수 있는 가상모드를 효율적으로 제거하였다. 손실터널에서 발생하는

고차모드는 기본모드와의 직교성을 이용하여 모드 별로 추출하여 터널내의 전체 전개에서 입력모드만을 분리하여 얻을 수 있었으며 고차모드의 감쇠특성도 파악할 수 있었다. 본 논문의 결과는 터널의 설계나 건축구조물의 설계에 기초자료로서 널리 활용될 수 있으리라 기대되며 다양한 모양과 내부환경을 가진 터널들에 대한 전파특성의 검토는 남겨진 과제이다.

참 고 문 헌

[1] 한국전자통신연구소, 최종연구보고서, 실내 전파전파 특성분석, 1996. 6. 30.
 [2] Toshiaki Matsunaga, Kazunori Uchida, and Ki-Chai Kim, "Electromagnetic Wave Propagations in Two-Dimensional Tunnels with Fundamental Junctions", *Trans. of IEICE*, vol. J72-B-II no. 1 pp. 26-33, Jan,

1989.
 [3] 안창희, 정봉식, "유한요소법에 의한 도파관 급전 캐비티의 전자계 해석", 영남대학교 공업기술연구소 논문집, 제22권, 제2호, pp. 115-119, 1994.
 [4] A. Bossavit, "Whitney forms : a class of finite elements for three dimensional computations in electromagnetism," *IEE Proc.*, Pt. A, vol. 135, no. 8, pp. 493-500, 1988.
 [5] 이홍배, 한송엽, 천장울, "자기 평면 도파관 소자의 최적형상 설계". 전기학회 논문집, 제 43권 6호, pp. 1020-1025, 1994.
 [6] Arthur von Hippel, *Dielectric materials and applications*, Artech House, 1995.
 [7] Jianming Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*, John Wiley & Sons, New York, 1993.

문 정 의



1992년~1996년 : 영남대학교 전기공학과(공학사)
 1996년~1998년 : 영남대학교 전기공학과(공학석사)
 1998년~현재 : 한국정보통신대학원대학교 석사과정 재학중
 [주관심분야] 전자기해석, 전파전파 등.

안 창 희



1985년 2월 : 서울대학교 전기공학과(공학사)
 1988년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)
 1992년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학박사)

1997년 2월~1998년 2월 : University of Illinois at Urban-Champaign 방문교수

1993년~현재 : 영남대학교 전기전자공학부 조교수

[주관심분야] 전자파 수치해석기법, 마이크로파 수동소자 해석 및 설계 등.

김 기 채



1984년 2월 : 영남대학교 전자공학과(공학사)
 1986년 3월 : 일본 Keio Univ. 대학원 전기공학과(공학석사)
 1989년 3월 : 일본 Keio Univ. 대학원 전기공학과(공학박사)
 1989년 4월~1993년 3월 : 한국표준과학 연구원 전자파연구실 선임 연구원

1993년 4월~1995년 8월 : 일본 후쿠오카공업대학 정보공학과 조교수

1995년 9월~현재 : 영남대학교 전기전자공학부 조교수, 본학회 평의원

[주관심분야] 전자파이론 및 안테나, EMI/EMC, 전자파 응용 등.