

2개의 불연속 구조물을 갖는 도파관의 임피던스 계산

Calculation of the Impedance of Waveguide with Two Discontinuities

김원기* · 양기덕* · 김민택** · 박익모* · 신철재*

Won-Ki Kim* · Ki-Dug Yang* · Min-Taig Kim** · Ik-Mo Park* · Chull-Chai Shin*

요 약

본 논문에서는 초고주파 통신용 부품에 많이 이용되는 내부에 금속봉과 다른 불연속 구조물이 존재하는 구형 도파관에 대하여 모드 매칭법과 등가 전송선로 이론을 이용한 전자계 해석으로 금속봉의 반경과 높이 그리고 다른 불연속 구조물의 반사계수 변화에 따른 도파관의 임피던스를 계산하는 방법을 제시하였다. 본 논문에서 제시한 방법으로 금속봉과 다른 불연속 구조물이 함께 구형 도파관을 구성할 경우 두 불연속 구조물간의 거리, 반사계수 및 금속봉의 높이와 반경에 따른 임피던스를 계산하였고 이 때 금속봉에 대하여 계산된 임피던스는 Marcuvitz에 의하여 제시된 실험값과 잘 일치함을 보였다.

Abstract

In this paper, the accurate characterization of the input impedance of a rectangular waveguide with a conducting post and the other discontinuity is presented using mode matching method and the equivalent transmission line theory. By the proposed method, the input impedance of rectangular waveguide with a conducting post and the other discontinuity as a function of the radius and height of the post, the reflection coefficient of the other discontinuity, and the distance between the post and the other discontinuity is calculated. The simulated result shows good agreement with the experimental result by Marcuvitz.

I. 서 론

현대사회가 정보화되어감에 대량으로 발생하는 정보를 효율적으로 저장, 전달해야 하는 필요성이 대두되었고, 이는 유·무선 통신 분야의 발달을 초래하였다. 현재 급격하게 발전하는 이동통신과 위

성통신 분야에서는 이러한 정보 전달의 효율성과 정확성을 위해 통신 부품에 대한 정확한 해석이 요구되고 있다. 현재 기지국에서 사용하는 필터나 멀티플렉서 등의 통신 부품은 대전력을 요구하기 때문에 대전력을 견딜 수 있는 도파관을 사용하여 제작하며, 이러한 추세는 대체물질이 개발되기 전까지는 계속될 전망이다.

*아주대학교 전자공학과(Dept. of Electrical Engineering, Ajou Univ.)

** 한국전자통신연구원 이동멀티미디어 연구실(Mobile Multimedia Section, ETRI)

· 논문번호 : 970506-029

· 수정완료일자 : 1997년 8월 26일

특히 구형 도파관 내부에 존재하는 원통형의 금속봉은 그 높이에 따라 구형 도파관의 임피던스를 변화시킬 수 있는 장점이 있어 여러 통신 부품 제작 시 다양하게 이용되며 이에 대한 연구도 활발하게 진행되고 있다.

과거 원통형의 불연속 구조물이 있는 도파관을 해석하기 위해 Green's 함수를 이용한 적분 방법¹⁾, Point 매칭을 이용한 모멘트법²⁾ 그리고, 영상 원리를 이용한 영상법³⁾ 등 다양한 방법이 이용되었으나, 이러한 방법들이 도파관의 불연속 구조를 해석하는데 적용될 경우 해석이 너무 복잡해지고 결과값의 오차도 크다는 단점이 제기되었다. 이러한 단점들을 개선하기 위하여 R. Gesche⁴⁾는 한 개의 원통형 유전체봉이 구형도파관의 내부에 존재하고 유전체봉의 높이가 도파관의 높이와 같은 구조에 대하여 도파관내에 TE_{nm} 모드만이 입사된다고 가정하여 이 구조를 모드 매칭법으로 해석하였고 매우 정확한 결과를 얻을 수 있었다. 그러나, R. Gesche가 제시한 해석법이 유전체 봉의 높이가 도파관의 높이에 비해 낮은 구조에 적용될 경우 고차 모드들 간의 간섭으로 인하여 결과의 오차가 매우 커진다는 문제점이 있다. X.-P. Liang⁵⁾은 이러한 문제점을 TE_{nm} 모드와 TM_{nm} 모드를 모두 고려하여 모드 매칭법과 일반 산란계수법으로 해석하였고, H.-W. Yao⁶⁾는 이 해석법을 높이가 변화될 수 있는 금속봉에 적용하여 제시된 해석법이 매우 정확함을 실험을 통하여 입증하였다. 그러나, Liang과 Yao가 제시한 방법으로는 금속봉이 다른 불연속 구조물과 함께 도파관을 구성할 때 도파관의 임피던스 변화를 예측하기가 매우 힘들다.

따라서, 본 논문에서는 도파관이 금속봉과 임의의 반사계수를 갖는 다른 불연속 구조물로 구성될 때 이 두 개의 불연속 구조물에 의해 변화되는 임피던스를 모드 매칭법과 일반 산란계수법 그리고, 등가 전송 선로 이론을 이용하여 도파관의 입력 임피던스를 계산하는 방법을 제시하였다. 계산된 결과는 Marcuvitz에 의해 제시된 실험값과의 비교를 통하여 타당성을 확인하였다. 본 논문에서 사용된

임피던스의 계산법은 도파관이 금속봉과 다른 불연속 구조물로 구성될 때 두 불연속 구조물이 도파관의 임피던스에 미치는 영향을 포함하므로 실제 설계 시 쉽게 응용될 수 있고, 불연속을 갖는 도파관의 임피던스 변화가 정확하게 계산되므로 도파관을 사용하는 통신 소자의 설계에 보다 용이하게 적용될 수 있을 것이다.

II. 구형도파관 내부의 금속봉에 대한 산란계수

2-1 금속봉에 의하여 산란되는 전자계

중앙에 금속봉이 위치하는 구형도파관의 구조를 그림 1에 나타내었다.

그림 2는 그림 1에 대한 정면도와 평면도를 나타낸다.

그림 1의 구조를 진행하는 파는 금속봉에 의해 산란된다. 이러한 금속봉이 도파관 내부의 전계와 자계에 미치는 영향을 모드 매칭법으로 해석하기 위해서는 주어진 구조에 대하여 경계면을 설정하여 영역을 분할하고 분할된 영역에서 각각의 정상 모드(normal mode)형식으로 표현되는 전계와 자계의 접선 방향 성분을 구한 후 경계면에서 전계와 자계의 경계조건을 만족시키는 장을 구하면 된다^{7),8)}.

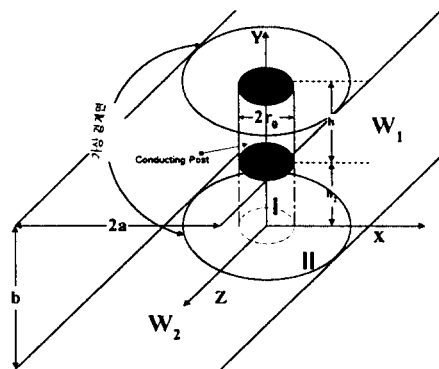


그림 1. 구형도파관의 중앙에 위치한 금속봉의 구조

Fig. 1. The structure of a conducting post in the center of rectangular waveguide.

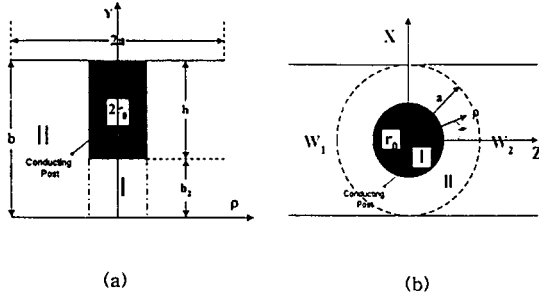


그림 2. 구형도파관의 중앙에 위치한 금속봉의 (a) 정면도, (b) 평면도

Fig. 2. (a) Front view and (b) Top view of a conducting post in the center of rectangular waveguide.

따라서, 그림 1에 나타난 구조를 모드 매칭법으로 해석하기 위해서는 그림 2에 도시된 바와 같이 가상 경계면을 설정하여 주어진 구조를 크게 두 영역 즉, 금속봉 근처 영역($\rho \leq a$)과 금속봉에서 먼 영역($\rho > a$)으로 분할한 후 분할된 각 영역은 다시 금속봉 근처 영역의 경우 $\rho = a$ 인 불연속면을 기준으로 영역 I과 II로, 금속봉에서 먼 영역인 경우 영역 W_1 과 W_2 로 세분화해야만 한다.

그림 2에서 세분화된 각 영역은 다음과 같이 정의된다.

금속봉 근처 영역

$$\begin{cases} \text{I} : \rho \leq a, 0 < y < b_2 \\ \text{II} : \rho \geq a, 0 < y < b \end{cases}$$

금속봉에서 먼 영역

$$\begin{cases} W_1 : \rho > a, 0 < y < b, z < 0 \\ W_2 : \rho > a, 0 < y < b, z > 0 \end{cases} \quad (1)$$

그림 1의 구형도파관을 진행하는 파는 일종의 불연속 구조물인 금속봉에 의하여 여러 고차모드를

발생시키며 그림 1의 구조를 해석할 때 기본 모드만을 고려한 해석은 그 결과가 부정확하다. 그러므로, 정확한 해석 결과를 얻기 위해서는 각 영역에서 금속봉에 의해 산란되는 여러 고차모드의 영향이 해석에 포함되어야 한다.

그림 2(a)에서 금속봉 근처 영역인 영역 I과 II에서 구형도파관 내부의 금속봉에 의하여 산란되는 전자계는 원통좌표계에서 x-z 평면에 존재하는 두 평행판 내의 y방향 전파방정식에 의하여 계산되며 이 때 ρ 방향에 대한 전계와 자계의 접선 방향 성분 E_t 와 H_t 은 다음의 식과 같다.^{[1], [6], [10]}

$$\begin{aligned} \vec{E}_t^R(\rho, \phi, y) = & \sum_{p=s,c} \sum_{n,j} \\ & [C_{nj}^{TM_p^R} J_n(\beta_\rho^R \rho) + D_{nj}^{TM_p^R} Y_n(\beta_\rho^R \rho)] \vec{e}_{cnj}^{TM_p^R}(\phi, y) \\ & + \sum_{p=s,c} \sum_{n,j} \end{aligned} \quad (2a)$$

$$[C_{nj}^{TE_p^R} J'_n(\beta_\rho^R \rho) + D_{nj}^{TE_p^R} Y'_n(\beta_\rho^R \rho)] |\beta_\rho^R| \vec{e}_{cnj}^{TE_p^R}(\phi, y)$$

$$\begin{aligned} \vec{H}_t^R(\rho, \phi, y) = & \sum_{p=s,c} \sum_{n,j} \\ & [C_{nj}^{TE_p^R} J_n(\beta_\rho^R \rho) + D_{nj}^{TE_p^R} Y_n(\beta_\rho^R \rho)] \vec{h}_{cnj}^{TE_p^R}(\phi, y) \\ & + \sum_{p=s,c} \sum_{n,j} \end{aligned} \quad (2b)$$

$$[C_{nj}^{TM_p^R} J'_n(\beta_\rho^R \rho) + D_{nj}^{TM_p^R} Y'_n(\beta_\rho^R \rho)] |\beta_\rho^R| \vec{h}_{cnj}^{TM_p^R}(\phi, y)$$

$$\text{여기서 } \beta_\rho^R = \sqrt{\beta_y^{R2} - \beta^2}, \beta_y^I = \frac{j\pi}{b_2}, \beta_y^{II} = \frac{j\pi}{b}$$

식 (2a)와 (2b)에서 J와 Y는 Bessel 함수를 나타내고 R은 I 또는 II인 영역을 표시하며 C와 D는 전계와 자계의 계수를 나타낸다. 이 때 영역 I의 전계와 자계는 원점을 포함하므로 $D_n^I = 0$ 이다. e_{cn} , h_{cn} 는 TEy와 TMy의 정상 모드(normal mode)를 나타내며, n과 j는 각각 ϕ 와 y방향으로의 모드수(mode number)를 뜻하고 p는 정상모드 전계와

자계의 ϕ 방향으로의 함수를 나타내며, 여기서 s 는 $\sin\phi$ 를 c 는 $\cos\phi$ 를 뜻한다. TM과 TE는 각각 TM 모드와 TE 모드를 표시한다.

그림 2(b)에서 금속봉에서 면 영역($\rho > a$)인 W_1 과 W_2 에서의 전계와 자계는 진행파와 반사파의 합 형태로 표현되고 구형도파관의 전계와 자계의 형태를 취하며 다음의 식과 같다.^{ii, iii}

$$\begin{cases} E_{W_1}(x, y, z) \\ E_{W_2}(x, y, z) \end{cases} = \sum_{q=TE, TM} \sum_l \sum_i \left[\begin{cases} A_{li}^{W_1} \\ B_{li}^{W_2} \end{cases} \vec{e}_W^{qF} + \begin{cases} B_{li}^{W_1} \\ A_{li}^{W_2} \end{cases} \vec{e}_W^{qB} \right] \quad (3a)$$

$$\begin{cases} H_{W_1}(x, y, z) \\ H_{W_2}(x, y, z) \end{cases} = \sum_{q=TE, TM} \sum_l \sum_i \left[\begin{cases} A_{li}^{W_1} \\ B_{li}^{W_2} \end{cases} \vec{h}_W^{qF} - \begin{cases} B_{li}^{W_1} \\ A_{li}^{W_2} \end{cases} \vec{h}_W^{qB} \right] \quad (3b)$$

식 (3a)와 (3b)에서 A^m 과 B^m 는 영역 W_1 과 W_2 에서의 진행파 성분의 크기를 나타내며 B^m 과 B^m 는 영역 W_1 과 W_2 에서의 반사파 성분의 크기이고 l 과 i 는 x 와 y 방향으로의 모드수이다. F 는 진행파를 B 는 반사파를 나타내며, q 는 TE 또는 TM모드를 나타낸다. \vec{e}_n 와 \vec{h}_n 는 구형 도파관의 ρ 방향에 대한 전계와 자계의 정상 모드이다.

2-2 금속봉에 대한 산란계수의 계산

식 (2)와 (3)으로 정의된 각 영역의 전계와 자계는 $\rho = r_0$, a 인 면에서 다음의 경계조건을 만족해야 한다. 따라서,

$$E_{\alpha}^I - E_{\alpha}^{II} |_{\rho=r_0} = 0$$

$$H_{\alpha}^I - H_{\alpha}^{II} |_{\rho=r_0} = \begin{cases} \vec{J}_s \text{ 도체 표면} \\ 0 \text{ 그 외} \end{cases} \quad (4)$$

$$E_{\alpha}^{II}(a, \phi, y) = E_{W_1}(x, y, z) |_{\rho=a} + E_{W_2}(x, y, z) |_{\rho=a}$$

$$H_{\alpha}^{II}(a, \phi, y) = H_{W_1}(x, y, z) |_{\rho=a} + H_{W_2}(x, y, z) |_{\rho=a} \quad (5)$$

이며, 각 영역에서 전계와 자계의 경계조건인 식 (4)와 (5)는 다음의 식으로 정의된 모드 직교성을 적용하여 풀 수 있다.ⁱⁱⁱ

$$\begin{aligned} [\vec{e}_n^R \times \vec{h}_{n'}^{R'}] &= [\vec{e}_n^R \times \vec{h}_{n'}^{R'} \cdot \vec{d}s'] \\ &= \begin{cases} \delta(n-n')(j-j') & \text{if } R=R' \\ A_{nn'} & \text{if } R \neq R' \end{cases} \quad (6) \end{aligned}$$

여기서, $R, R' : e_n$ 와 $h_{n'}$ 가 정의되어진 영역
 $\vec{d}s' : R'$ 영역의 법선 방향에 수직인 단면

식 (4)에서 전계의 경계 조건에 영역 II의 정상 모드 자계 h^m 를 외적하고 자계의 경계 조건에 영역 I의 정상 모드 전계 e^l 의 외적을 취하면 식 (4)는 식 (6)의 모드 직교성에 따라 다음의 행렬식으로 표현된다.

$$[[M_C] [M_D]] \begin{bmatrix} C^{II} \\ D^{II} \end{bmatrix} = 0 \quad (7)$$

식 (7)에서 M_C 와 M_D 는 영역 I, II에서 존재하는 정상 모드에 식 (6)의 모드 직교성 원리가 적용된 정상 모드 간의 외적관계를 나타내며, C^{II} 와 D^{II} 는 영역 II의 정상 모드의 전계와 자계의 계수를 나타내는 서브행렬이다.

이와 동일한 방법을 영역 II와 W_1, W_2 에 대한 경계 조건인 식 (5)에 적용하면 영역 II에서의 정상 모드에 대한 전계와 자계의 계수는 영역 W_1 과 W_2 에 존재하는 진행파와 반사파의 계수들과 다음의

관계를 갖는다.

$$[W_A^{-1} W_A^2] \begin{bmatrix} A^1 \\ A^2 \end{bmatrix} + [W_B^{-1} W_B^2] \begin{bmatrix} B^1 \\ B^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C^{\parallel} \\ D^{\parallel} \end{bmatrix} \quad (8)$$

식 (8)에서 W는 가상 경계면에서 영역 II와 영역 W_1 과 W_2 에 존재하는 모드에 대하여 식 (6)의 원리가 적용되어진 외적 관계를 나타내며, A와 B는 영역 W_1 과 W_2 의 진행파와 반사파에 대한 전개와 자계의 계수이다.

식 (5)로부터 유도된 식 (8)의 내부행렬 W는 가상 경계면을 기준으로 서로 다른 좌표계, 원통좌표계와 직각좌표계로서 정의되는 식들로 구성되며 이러한 경우 각 식들에 대한 analytical한 적분 결과는 얻기 힘들다. 따라서 산란계수를 계산할 때 있어 적분결과가 매우 정확하며 방법이 용이한 Bessel-Fourier 시리즈를 이용한다^{5,6)}.

따라서, 식 (7)와 (8)으로부터 진행파 A와 반사파 B형식으로 표현되는 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$[B] = [S][A] \quad (9)$$

식 (9)에서 산란계수 $[S]$ 는 도파관의 폭, 높이, 동작 주파수와 금속봉의 높이와 반경의 함수로 표현되며, 기본 모드에 고차 모드의 영향이 포함된 일반 산란 계수이기 때문에 계산된 산란계수는 기본 모드만을 고려한 해석에 비해 그 값이 매우 정확하다.

식 (9)의 금속봉에 대한 산란계수를 이용하면 구형도파관 내에 존재하는 기본 모드, TE_{10} 모드는 다음의 식과 같이 간단히 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} E_{10} &= A_{10} \{ \vec{e}_{10}^{qF} + S_{11}^{10} \vec{e}_{10}^{qB} \} \\ H_{10} &= A_{10} \{ \vec{h}_{10}^{qF} - S_{11}^{10} \vec{h}_{10}^{qB} \} \end{aligned} \quad (10)$$

III. 도파관의 입력 임피던스와 반사량의 계산

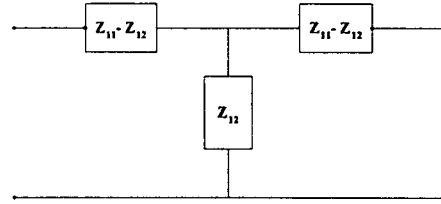


그림 3. T-형 등가회로

Fig. 3. T-type equivalent circuit.

3-1 도파관 내 금속봉에 대한 임피던스의 계산

두 단자 회로인 구형도파관의 중앙에 금속봉이 위치한 경우 도파관은 금속봉에 대해 대칭이 되며 따라서 가역성이 성립한다. 가역성이 성립하는 두 단자 회로는 다음의 T-형 등가 회로로 변환이 가능하다.

가역성이 성립하는 회로의 산란계수와 임피던스는 변환이 가능하며 따라서 식 (9)에서 계산된 산란 계수는 임피던스로 변환될 수 있다. 그림 3에서 T-형 등가회로의 임피던스는 산란계수와 다음의 관계를 갖는다.

$$Z_{11} = Z_0 \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad (11a)$$

$$Z_{21} = Z_0 \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad (11b)$$

$$Z_{12} = Z_0 \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad (11c)$$

$$Z_{22} = Z_0 \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad (11d)$$

3-2 금속봉과 다른 불연속 구조물에 의한 도파관의 임피던스의 계산

실제 응용에 있어 도파관 내의 금속봉은 단독으로 이용되기 보다는 iris나 step과 같은 불연속 구조물과 함께 사용되어 도파관을 구성한다. 즉, 이러

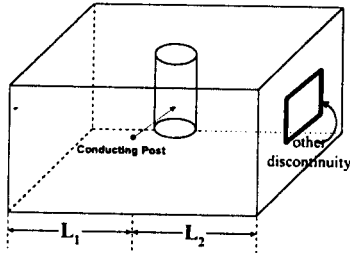


그림 4. 도파관 내에 금속봉과 다른 불연속 구조물이 함께 존재하는 경우

Fig. 4. Rectangular waveguide with a conducting post and the other discontinuity.

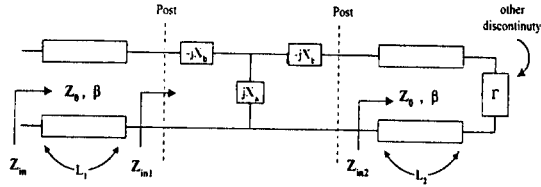


그림 5. 불연속을 갖는 도파관의 등가 전송 선로

Fig. 5. Transmission line equivalent circuit for waveguide with discontinuity.

한 구조를 갖는 부품의 정확한 설계 및 제작을 위하여는 금속봉과 함께 사용되는 다른 불연속 구조물에 의한 영향이 해석에 반드시 포함되어야 한다.

구형 도파관 내부에 금속봉과 다른 불연속 구조물이 존재할 경우를 그림 4에 나타내었다.

그림 4에서 다른 불연속 구조물의 반사계수가 Γ 라고 가정하면 그림 4는 그림 5와 같이 불연속을 포함하는 전송 선로로 등가화될 수 있다.

여기서, 그림 5의 전체 입력 임피던스 Z_m 을 계산하면 다음의 식과 같고,

$$Z_m = Z_0 \frac{Z_{in1} + jZ_0 \tan \beta L_1}{Z_0 + jZ_{in1} \tan \beta L_1} \quad (12)$$

식 (12)의 Z_m 은 금속봉과 다른 불연속 구조물에 의한 영향을 모두 포함하게 된다.

2개의 불연속 구조물을 갖는 도파관의 임피던스 계산

이 때 Z_{in1} 와 Z_{in2} 은

$$Z_{in1} = -jX_b + \frac{jX_a(Z_{in2} - jX_b)}{Z_{in2} - j(X_b - X_a)} \quad (13)$$

$$\text{여기서, } Z_{in2} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(0)e^{-2j\beta L_2}}{1 - \Gamma(0)e^{-2j\beta L_2}}$$

이다. X_a 와 X_b 는 식 (9)와 식 (11)에서 구할 수 있다.

IV. 해석결과 및 분석

폭($2a$) 0.9 inch, 높이(b) 0.4 inch로 설계된 구형 도파관 내에 반경이 r_0 이고 높이가 h 인 금속봉이 존재할 때, 도파관의 동작주파수 f (GHz)와 금속봉의 반경(r_0)과 높이(h)를 변화시켜 금속봉에 대한 T-형 등가회로의 임피던스를 계산하였고, 계산된 값들은 Marcuvitz에 의해 제시된 실험값과 비교하였다. 먼저, 계산값의 정확성을 확인하기 위하여 모드수 증가에 따른 T-형 등가회로의 임피던스

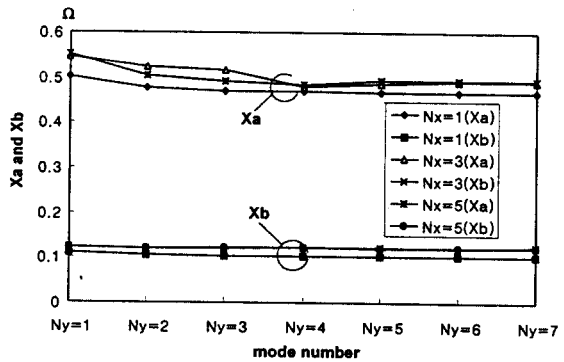


그림 6. 모드수(N_x, N_y) 변화에 따른 X_a 와 X_b 의 수렴 ($f=10$ GHz, $2a=0.9$ inch, $b=0.4$ inch, $r_0=0.125$ inch, $h/b=0.502$)

Fig. 6. Convergence of X_a and X_b with different mode number. (N_x, N_y) ($f=10$ GHz, $2a=0.9$ inch, $b=0.4$ inch, $r_0=0.125$ inch, $h/b=0.502$)

(X_a, X_b)의 수렴성을 그림 6에 제시하였다. 여기서, N_x 와 N_y 는 각각 x 와 y 방향으로의 모드수를 의미한다. (X_a 와 X_b 는 도파관의 TE_{10} 모드에 대한 값이며 특성 임피던스($Z_{TE_{10}}$)로 정규화되었다.)

그림 6으로부터 X_a 와 X_b 는 N_x 와 N_y 가 각각 5와 6 이상인 경우 임의의 한 값으로 수렴됨을 알 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 임피던스 계산을 위하

여 N_x 와 N_y 를 각각 5와 6으로 하였다.

구형 도파관 내부에 존재하는 금속봉의 높이 변화에 따른 T-형 등가회로의 임피던스(X_a^*, X_b^*)의 계산값과 Marcuvitz에 의해 제시된 실험값^[9] (X_a, X_b)을 표 1의 (a), (b), (c)에 나타내었다. (이때 X_a 와 X_b 는 도파관의 TE_{10} 모드에 대한 값이며 특성 임피던스($Z_{TE_{10}}$)로 정규화되었다.)

표 1. T-등가회로의 계산값과 실험값 비교($N_x=5, N_y=6$)

Table 1. Comparison of computational value of T-type equivalent circuit with experiment. ($N_x=5, N_y=6$)

(a) $f=10$ GHz, $r_0=0.125$ inch

h/b		0.25	0.502	0.750	0.880	0.940
Marcuvitz (실험값 Ω)	X_a^*	-1.859	-0.494	-0.179	-0.085	-0.04
	X_b^*	0.056	0.121	0.211	0.270	0.300
본논문 (Ω)	X_a	-1.8657	-0.4865	-0.1803	-0.08406	-0.0401
	X_b	0.0552	0.1226	0.2111	0.2697	0.3004
error (%)	X_a	0.36	1.52	0.73	1.11	0.25
	X_b	1.43	1.32	0.05	0.11	0.13

(b) $f=9.375$ GHz, $r_0=0.125$ inch

h/b		0.262	0.505	0.755	0.880	0.924
Marcuvitz (실험값 Ω)	X_a^*	-1.717	-0.477	-0.182	-0.088	-0.038
	X_b^*	0.052	0.111	0.191	0.240	0.267
본논문 (Ω)	X_a	-1.6875	-0.4719	-0.1791	-0.0892	-0.0374
	X_b	0.0534	0.1137	0.1921	0.2370	0.2668
error (%)	X_a	1.72	1.03	1.59	1.36	1.63
	X_b	2.61	1.86	0.58	1.26	0.08

(c) $f=10$ GHz, $r_0=0.0625$ inch

h/b		0.240	0.488	0.745	0.818	0.923
Marcuvitz (실험값 Ω)	X_a^*	-3.333	-0.596	-0.109	-0.050	0.027
	X_b^*	0.019	0.044	0.069	0.077	0.086
본논문 (Ω)	X_a	-3.3798	-0.6029	-0.1089	-0.0511	0.0263
	X_b	0.0197	0.0438	0.0687	0.0758	0.08553
error (%)	X_a	1.47	1.13	0.09	2.13	2.66
	X_b	3.68	0.46	0.44	1.56	0.82

표 1의 결과를 이용하여 금속봉에 대하여 계산된 T-형 등가회로의 임피던스(X_a , X_b)와 Marcuvitz에 의해 제시된 실험값(X_a^* , X_b^*)간의 오차를 그림 7~9에 나타내었다.

그림 7은 동작 주파수가 10 GHz이고 금속봉의

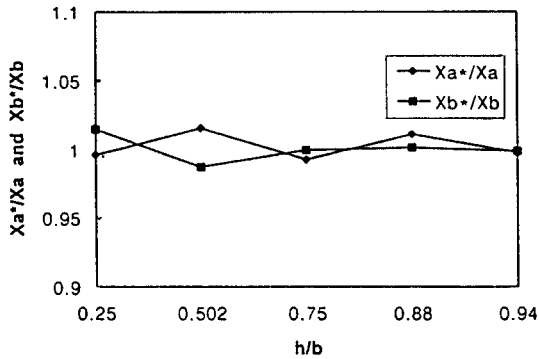


그림 7. T-형 등가회로 임피던스의 계산값과 실험값의 비교($f=10$ GHz, $r_0=0.125$ inch, $N_x=5$, $N_y=6$)

Fig. 7. Comparison of numerical results of T-type equivalent circuit with experiments. ($f=10$ GHz, $r_0=0.125$ inch, $N_x=5$, $N_y=6$)

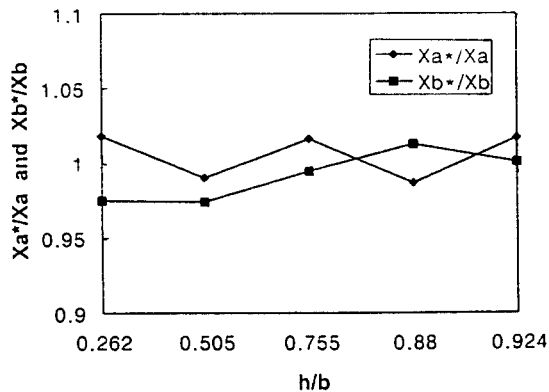


그림 8. T-형 등가회로 임피던스의 계산값과 실험값의 비교($f=9.375$ GHz, $r_0=0.125$ inch, $N_x=5$, $N_y=6$)

Fig. 8. Comparison of numerical results of T-type equivalent circuit with experiments. ($f=9.375$ GHz, $r_0=0.125$ inch, $N_x=5$, $N_y=6$)

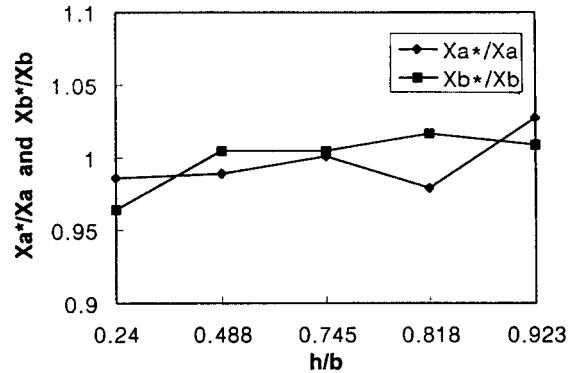


그림 9. T-형 등가회로 임피던스의 계산값과 실험값의 비교($f=10$ GHz, $r_0=0.0625$ inch)

Fig. 9. Comparison of numerical results of T-type equivalent circuit with experiments. ($f=10$ GHz, $r_0=0.0625$ inch)

반경이 0.125 inch일 경우 금속봉의 높이 변화에 따른 X_a 와 X_b 의 계산값과 실험값의 비교를 나타낸다.

그림 8은 주파수가 9.375 GHz이고 금속봉의 반경이 0.125 inch일 경우 X_a 와 X_b 의 계산값과 실험값의 비교를 나타낸다.

그림 9는 10 GHz의 동작 주파수와 반경이 0.0625 inch인 금속봉에 대한 X_a 와 X_b 의 계산값과 실험값의 비교이다.

그림 7~9의 결과에 나타난 금속봉에 대한 T-형 등가회로의 계산값은 약 2% 내의 오차 내에서 정확성을 갖음을 알 수 있다.

그림 7~9의 결과를 이용하여 금속봉의 높이 변화에 따른 도파관의 입력임피던스를 계산하였고 결과를 아래의 그림에 나타내었다. 그림 10(a), (b)는 도파관의 동작 주파수와 금속봉의 높이와 그리고 반경의 변화에 따른 도파관의 입력임피던스의 리액턴스 성분과 저항 성분의 변화를 나타낸다.

그림 10의 (a)와 (b)로부터 금속봉의 높이가 높아짐에 따라 도파관에 대하여 계산된 입력 임피던스의 리액턴스 성분은 증가하는 반면 저항 성분은 감소됨을 알 수 있다. 또한 리액턴스 성분과 저항

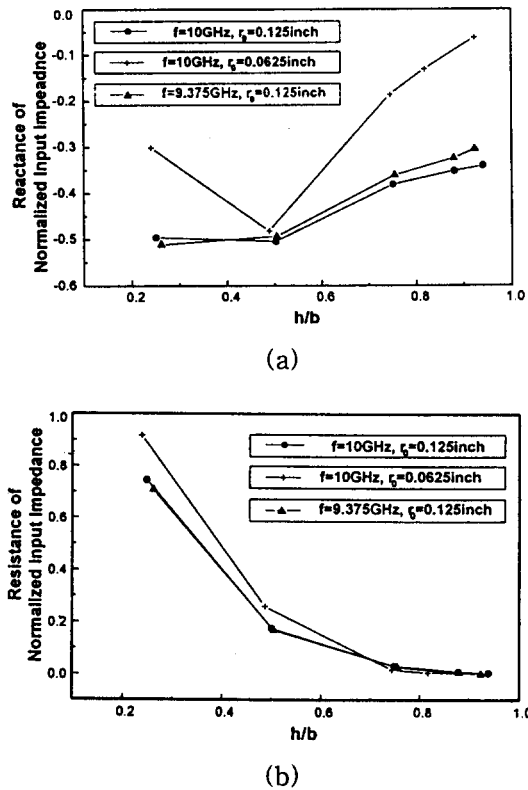


그림 10. 금속봉의 높이에 따른 구형도파관의 임피던스 [(a) 리액턴스 성분, (b) 저항 성분] 변화
 Fig. 10. The change of input impedance [(a) reactance, (b) resistance] of a rectangular waveguide to height of a conducting post.

성분의 증감 비율은 h/b 가 대략 0.5 정도인 점을 경계로 변화됨을 보인다. 그림 10으로부터 금속봉이 존재하는 도파관의 임피던스는 금속봉의 높이와 반경 그리고, 도파관의 동작 주파수의 함수임을 알 수 있다.

내부에 불연속 구조물이 존재하는 도파관의 입력 임피던스는 불연속 구조로부터 측정점의 위치와 불연속 구조물이 갖는 반사계수에 따라 변화된다. 만일 금속봉이 다른 불연속 구조물과 함께 도파관을 구성할 경우 두 구조물간의 거리를 L_2 , 측정점과 금

속봉간의 거리를 L_1 이라 하고 다른 불연속 구조물의 반사계수를 Γ 라 하면 도파관의 전체 입력 임피던스 Z_{in} 은 금속봉의 높이(h)와 L_2 와 L_1 , 그리고 Γ 의 함수가 된다. 본 논문에서 제시한 방법을 이용하여 그림 4와 같이 구형도파관 내의 금속봉이 반사계수가 Γ 인 다른 불연속 구조와 함께 구형도파관을 구성할 경우 금속봉의 높이와 금속봉과 다른 불연속 구조물간의 거리, 그리고 다른 불연속 구조물의 반사계수의 변화에 따른 도파관의 입력 임피던스의 변화를 계산하였다. 사용된 도파관과 금속봉의 구조는 그림 7에서 사용된 구조와 동일하며, 높이에 따른 금속봉의 T-형 등가 임피던스는 그림 7의 결과를 이용하였다.

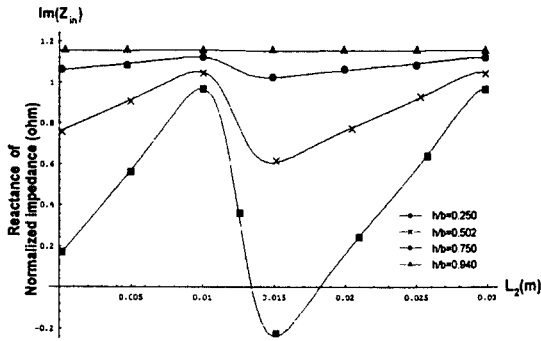
그림 11은 Γ 가 0.4일 때 L_1 은 $\frac{\lambda}{4}$ 로 고정하고 L_2 는 $0 \sim \lambda$ 까지 변화시켜 그 때의 L_2 의 변화에 따른 도파관 내 정규화된 입력 임피던스의 리액턴스 성분과 저항 성분에 대한 결과이다.

그림 11의 (a)와 (b)에서 볼 수 있듯이 금속봉과 도파관 높이의 비(h/b)가 대략 0.5 이하면 도파관의 입력 임피던스의 리액턴스 성분과 저항 성분은 L_2 에 따라 크게 변화되나 h/b 가 그 이상의 값을 가지는 점에서는 변화의 폭이 현저하게 줄어들었다. 이는 h/b 가 1, 즉 금속봉의 높이와 도파관의 높이가 같을 때 도파관의 임피던스는 임의의 한 값으로 정해져 있듯이 이 경우 이 임의의 값으로 수렴하기 때문이라 사료된다.

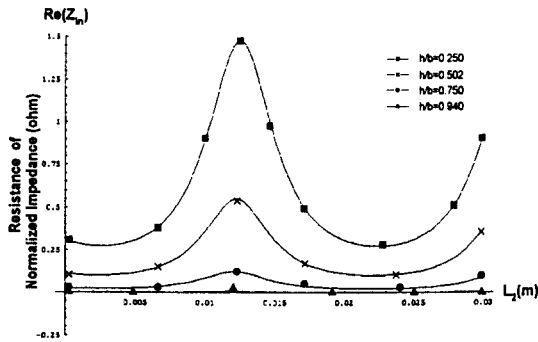
금속봉이 다른 불연속 구조물과 함께 도파관을 구성할 경우 다른 불연속 구조물의 반사계수에 따른 도파관의 입력 임피던스 변화를 알아보기 위하여 L_2 와 L_1 을 고정하고 반사계수 Γ 를 -1에서 1까지 변화시켜 계산된 도파관의 입력 임피던스에 대한 결과를 그림 12~14에 나타내었다.

그림 12는 L_2 와 L_1 이 $\frac{\lambda}{4}$ 일 경우 반사계수의 변화에 따른 도파관내 정규화된 입력임피던스의 리액턴스 성분과 저항 성분에 대한 결과이다.

그림 12에서 도파관의 입력 임피던스는 반사계수 Γ 에 따라 변화되며 이 때 임피던스의 리액턴스 성



(a)



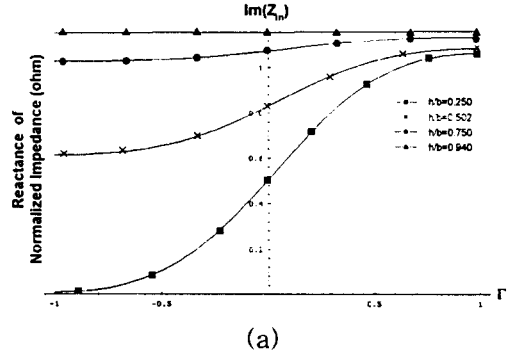
(b)

그림 11. 금속봉 높이와 L_2 변화에 따른 도파관의 입력 임피던스 [(a) 리액턴스 성분, (b) 저항 성분] 변화 : ($\Gamma=0.4$, $f=10$ GHz, $L_1 = \frac{\lambda}{4}$)

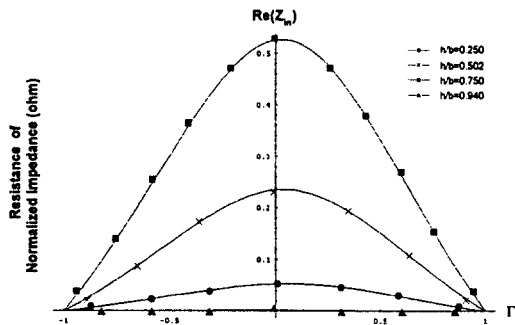
Fig. 11. The change of input impedance [(a) reactance, (b) resistance] of a waveguide for height of a conducting post and L_2 . :

$$(\Gamma=0.4, f=10 \text{ GHz}, L_1 = \frac{\lambda}{4})$$

분과 저항 성분은 금속봉이 높아짐에 따라 변화폭이 작아지고, 다른 불연속 구조물의 반사계수 값이 양의 값으로 증가됨에 따라 금속봉의 높이에 따른 도파관의 임피던스의 리액턴스 성분은 임의의 값으로 수렴하며 저항 성분은 0으로 수렴됨을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 12. 금속봉 높이와 Γ 값의 변화에 따른 도파관의 입력 임피던스 [(a) 리액턴스 성분, (b) 저항 성분] 변화 : ($f=10$ GHz, $L_1 = L_2 = \frac{\lambda}{4}$)

Fig. 12. The change of input impedance [(a) reactance, (b) resistance] of a waveguide for height of a conducting post and Γ . :

$$(f=10 \text{ GHz}, L_1 = L_2 = \frac{\lambda}{4})$$

그림 13은 L_2 와 L_1 이 $\frac{\lambda}{8}$ 일 때 다른 불연속 구조물의 반사계수 변화에 따른 도파관의 정규화된 입력 임피던스의 리액턴스 성분과 저항 성분에 대한 결과이다.

그림 13으로부터 도파관의 입력 임피던스는 그림 12에 보여진 결과와 마찬가지로 반사계수 Γ 에 따라 변화되며 이 때 h/b 가 0.502 이하에서는 입력 임피던스의 저항 성분과 리액턴스 성분이 모두 반사

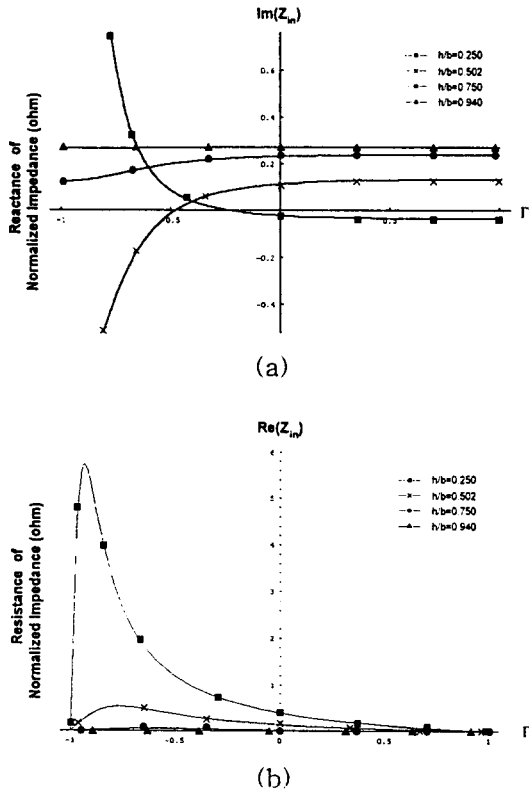


그림 13. 금속봉 높이와 Γ 값의 변화에 따른 도파관의 입력 임피던스 [(a) 리액턴스 성분, (b) 저항 성분] 변화 : ($f=10$ GHz, $L_1=L_2=\frac{\lambda}{8}$)

Fig. 13. The change of input impedance [(a) reactance, (b) resistance] of a waveguide for height of a conducting post and Γ : ($f=10$ GHz, $L_1=L_2=\frac{\lambda}{8}$)

계수에 따라 크게 변화됨을 알 수 있다. 이 때 임피던스의 리액턴스 성분과 저항 성분은 금속봉이 높아짐에 따라 변화폭이 작아지고, 다른 불연속 구조물의 반사계수 값이 양의 값으로 증가됨에 따라 금속봉의 높이에 따른 도파관의 임피던스의 리액턴스 성분은 임의의 값으로 수렴하며 저항 성분은 0으로 수렴됨을 알 수 있다.

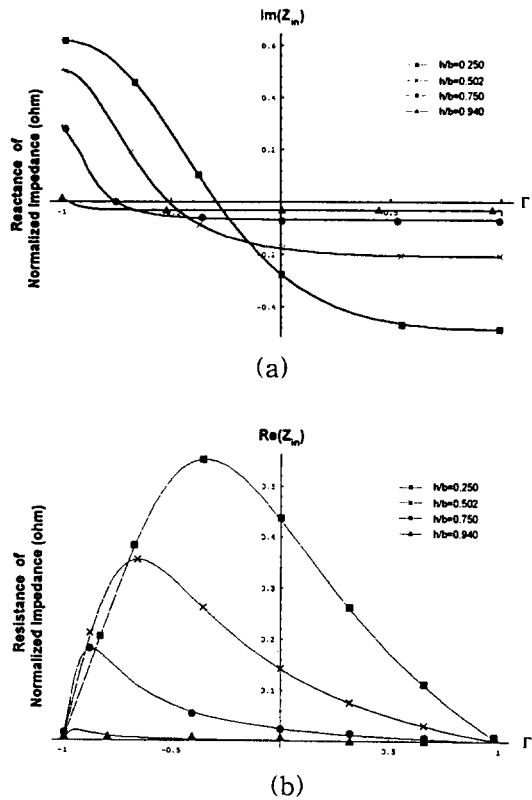


그림 14. 금속봉 높이와 Γ 값의 변화에 따른 도파관의 입력 임피던스 [(a) 리액턴스 성분, (b) 저항 성분] 변화 : ($f=10$ GHz, $L_1=L_2=\frac{\lambda}{16}$)

Fig. 14. The change of input impedance [(a) reactance, (b) resistance] of a waveguide for height of a conducting post and Γ : ($f=10$ GHz, $L_1=L_2=\frac{\lambda}{16}$)

그림 14는 L_2 와 L_1 이 $\frac{\lambda}{16}$ 로 고정될 경우 다른 불연속 구조물의 반사계수 변화에 따른 도파관의 정규화된 입력 임피던스의 리액턴스 성분과 저항 성분에 대한 결과이다. 그림 14로부터 다른 도파관의 입력 임피던스는 반사계수 Γ 에 따라 변화됨을 알 수 있으며, 그림 12, 13에 보여진 결과와 마찬가지로

지로 리액턴스 성분과 저항 성분은 금속봉이 높아짐에 따라 변화폭이 작아지고, 다른 불연속 구조물의 반사계수 값이 양의 값으로 증가됨에 따라 금속봉의 높이에 따른 도파관의 임피던스의 리액턴스 성분은 임의의 값으로 수렴하며 저항 성분은 0으로 수렴됨을 알 수 있다.

금속봉이 다른 불연속 구조물과 함께 사용되어 도파관을 구성할 경우 이 두 불연속 구조물에 의하여 변화되는 도파관의 입력 임피던스를 모드 매칭법과 산란계수법, 그리고 등가 전송 선로를 이용하여 계산하였다. 금속봉과 다른 불연속 구조물이 도파관을 구성할 경우 도파관의 입력 임피던스는 이 두 불연속체의 구조와 거리의 함수로 표현된다는 것을 확인하였고, 금속봉의 높이와 금속봉과 다른 불연속 구조물 간의 거리를 조절하여 원하는 임피던스량을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 필터나 멀티플렉서 등과 같은 초고주파 통신용 부품에 많이 이용되는 내부에 금속봉이 위치한 구형 도파관에 대하여 모드 매칭법을 이용한 전자계 해석으로 금속봉의 직경과 길이 변화에 따른 도파관의 임피던스를 유도하였다. 또한 실제 부품에 응용될 때 금속봉은 단독으로 이용되기 보다는 다른 불연속 구조물과 함께 사용되어 도파관을 구성하기 때문에 정확한 설계나 제작시 적용할 수 있도록 전송선로 이론을 이용하여 도파관 내의 두 불연속 구조물에 의한 영향이 고려된 도파관의 임피던스 계산법을 제시하였다.

폭(2a)이 0.9 inch, 높이(b)가 0.4 inch로 제작된 구형도파관 내에 반경(r_0)이 0.125 inch인 금속봉이 반사계수 Γ 를 갖는 다른 불연속 구조물과 함께 존재할 때 두 구조물간의 거리(L_2)와 금속봉의 높이(h), 다른 불연속 구조물의 반사계수(Γ) 변화에 따른 도파관의 임피던스를 계산하였다. L_2 와 h를 변화시켜 계산된 도파관의 입력 임피던스는 h/b가 대략 0.5 이하인 경우 거리 L_2 에 따라 급격

하게 변화되나 h/b가 그 이상의 값을 갖는 경우 임피던스의 변화폭은 현저하게 줄어들었고, 다른 불연속 구조물의 반사계수가 커짐에 따라 임의의 임피던스로 수렴함을 알 수 있었다.

계산된 결과로부터 금속봉이 다른 불연속 구조물과 함께 도파관을 구성할 경우 도파관의 임피던스는 금속봉 높이와 두 불연속 구조물 간의 거리 그리고, 반사계수에 따라서 변화되는 것을 확인 할 수 있었고, 이는 통신용 소자 설계시 원하는 임피던스가 두 구조물 간의 거리와 다른 불연속 구조물의 반사량을 적절하게 선택하고 금속봉 높이를 조절하는 방법에 의해 얻을 수 있음을 나타낸다.

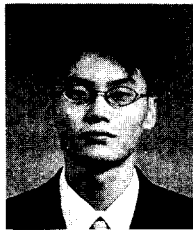
본 논문에서 제안된 임피던스의 계산방법은 금속봉이 다른 불연속 구조물과 도파관을 구성할 경우에 의한 도파관의 임피던스 변화가 정확하게 계산되므로 금속봉이 이용되는 초고주파 통신용 부품 설계에 보다 적절하고 용이하게 적용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] A. S. Omar and K. Schüneman, "Scattering by material and conducting bodies inside waveguides," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. MTT-34, pp. 266-271, Feb. 1986.
- [2] E. D. Nielsen, "Scattering by a cylindrical post of complex permittivity in a waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-17, pp. 148-153, Mar. 1969.
- [3] G. Cicconi and C. Rosatelli, "Solutions of the vector wave equation for inhomogeneous dielectric cylinders-Scattering in waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. MTT-25, pp. 885-892, Nov. 1977.
- [4] R. Gesche and N. Lochel, "Scattering by

- a lossy dielectric cylinder in rectangular waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 137-144, Jan. 1988.
- [5] X. P. Liang and K. A. Zaki, "Modeling of Cylindrical Dielectric Resonators in Rectangular Waveguide and Cavities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, pp. 2174-2181, Dec. 1993.
- [6] H. W. Yao, K. A. Zaki, A. E. Atia, and R. Hershtig, "Full wave modeling of conducting posts in rectangular waveguides and its application to slot coupled combline filter," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, pp. 2824-2830, Dec. 1995.
- [7] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, Boston : Boston Technical Publishers, 1951.
- [8] S. W. Chen and K. A. Zaki, "Dielectric ring resonators loaded in waveguide and substrate," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, pp. 2069-2076, Dec. 1991.
- [9] T. Itho, *Numerical Technique for Microwave and Millimeter-wave Passive Structures*, New York : John Wiley & Sons, 1989.
- [10] D. Kajfez and P. Guillon, *Dielectric Resonators*, Norwood, MA : Artech House, 1986.
- [11] A. S. Omar and K. Schunemann, "Transmission matrix representation of finline discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, pp. 765-770, Sep. 1985.

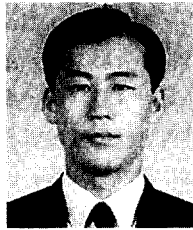
김 원 기



1995년 2월 : 아주대학교 전자공학과 (공학사)
 1997년 2월 : 아주대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1997년 3월~현재 : 동 대학원 박사과정 재학중

[주 관심분야] 이동통신 및 위성통신 부품 설계, 수치 해석

양 기 덕



1987년 2월 : 인하대 전자공학과 (공학사)
 1993년 6월 : 미 Polytechnic Univ. 전기전자공학과 대학원 (공학석사)
 1994년 3월~현재 : 아주대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중

[주 관심분야] 이동통신 및 위성통신 부품 개발, 수치 해석

김 민 택



1979년 2월 : 아주대학교 전자공학과 (공학사)
 1984년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1992년 3월~현재 : 아주대학교 대학원 전자공학과 박사과정

1984년 9월~1985년 7월 : 아주대학교 전자공학과 전임교수
 1985년 7월~현재 : 한국전자통신연구원 이동통신기술연구단 이동멀티미디어 연구실장

[주 관심분야] 디지털 통신시스템, 이동통신, 위성통신

박 익 모

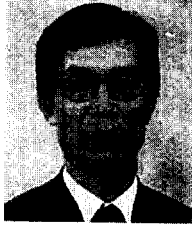


1984년 : 뉴욕주립대학교 전기전자공학(공학사)
 1989년 : 일리노이대학교 전기전자공학(공학석사)
 1994년 : 일리노이대학교 전기전자공학(공학박사)

1994년~1996년 : LG 전자기술원 선임연구원
 1996년~현재 : 아주대학교 전기전자공학부 조교수

[주 관심분야] 안테나설계 및 해석, EMI/EMC, 수치 해석

신 철 재



1964년 : 연세대학교 전자공학과(공학사)

1968년 : 연세대학교 전자공학과(공학석사)

1983년 : 연세대학교 전자공학과(공학박사)

1970년~1977년 : 광운대학교 조교수

1986년~1987년 : 플로리다대학교 방문교수

1977년~현재 : 아주대학교 전기전자공학부 교수

[주 관심분야] 안테나설계 및 해석, EMI /EMC, 초고주파 통신부품 개발, 전파전파