

모드매칭법을 이용한 금속의 Half Cylinder가 있는 구형 도파관의 산란 특성 해석

정희원 김 원 기*, 천 동 완*, 김 상 태**, 신 철 재*

Analysis of Scattering Characteristics of a Rectangular Waveguide with Conducting Half Cylinders using the Mode Matching Method

Won-ki Kim*, Dong-wan Chun*, Sang-tae Kim**, Chull-chai Shin* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 모드매칭법을 이용하여 구형 도파관 내부에 금속의 Half cylinder에 의한 산란 특성을 해석하는 수치적 해석법을 제시하였고, Half cylinder의 반경 변화와 회전에 따른 산란 특성을 계산하였다. 또한, 제안된 방법이 일반산란계수법과 연계되었을 때 여러 개의 Half cylinder가 위치한 경우에도 적용 가능성을 보였다. 2 pole 필터의 계산 결과로부터 Half cylinder의 회전에 따라 공진 주파수의 조정이 가능함을 알 수 있었다. 계산 결과는 HFSS의 결과와 비교하여 잘 일치하였다. 본 논문에서 제시한 구조와 해석법은 튜닝 소자로 금속의 Half cylinder를 사용하는 도파관 관련 부품의 설계에 쉽게 이용될 수 있다.

Key Words : Conducting half cylinder, Mode matching method, Generalized scattering method

ABSTRACT

In this paper, we present the numerical analysis method for analyzing scattering characteristics of a rectangular waveguide with the conducting half cylinder using the mode matching method and compute scattering characteristics of a waveguide according to the rotation and changing radius of the half cylinder. Also, in conjunction with the generalized scattering method, the proposed method can be easily applied to a rectangular waveguide with cascade structure of conducting half cylinders. From the simulated result of a two pole filter, resonance frequency could be controlled by the rotation of half cylinders. The simulated result shows good agreement with the HFSS's result. The proposed structure and analysis method are easily applied to the design of waveguide components with conducting half cylinders.

1. 서 론

최근의 이동 및 위성 통신의 급격한 발전은 이동 위성 통신 기지국용 수동 부품의 높은 정밀성을 요구하고 있으며 이는 다양한 수치적 접근법을 통하여 해결되고 있다. 현재 대전력을 요구하는 기지국

의 수동 부품인 필터, 트랜지션 등은 대부분 도파관을 사용하여 제작하고 있다. 이러한 도파관을 사용하는 부품의 제작에 있어 튜닝 과정은 반드시 필요한 작업이나, 주파수가 높아질수록 특성 변화에 대한 예측이 매우 어렵기 때문에 정확한 해석법에 대한 연구가 활발히 진행되어 실제 부품의 설계 및

* 아주대학교 전자공학부 초고주파통신연구실(kwk332@hanmail.net)

** 한국산업기술평가원

논문번호 : 040152-0412, 접수일자 : 2004년 4월 19일

제작에 응용되고 있다^{[1][3]}.

현재 도파관의 튜닝 요소로는 원통형 금속봉, 유전체 봉이나 창 등이 많이 사용되고 있으나, 이러한 튜닝 구조가 도파관에 응용될 경우 제작 상의 오차를 보정하기 위한 또 다른 튜닝 요소의 사용이 반드시 필요하며 이는 손실의 증가와 함께 단가의 상승을 가져오는 원인이 된다^[4]. 따라서, 이러한 단점의 보완을 위해 새로운 튜닝 구조와 함께 정확한 해석법에 대한 연구의 필요성이 대두되었고, 이는 FEM, MoM, Point matching Method, FDTD, 모드매칭법 등 여러 해석 방법에 기초한 다양한 형태의 불연속을 갖는 도파관의 구조와 해석에 관한 연구로 진행되고 있다^{[4][9]}. 특히, 위에서 언급한 해석 방법 중 모드매칭법은 도파관의 불연속에 적용될 경우 타 해석법에 비해 해석 과정의 복잡성 및 결과의 정확도에 있어 기타의 방법보다 용이하게 적용 가능하다는 장점이 있다.

최근 도파관의 튜닝 요소로 새로운 형태의 구조가 제안되고 있는데, R. Coccioli는 튜닝 요소로 금속의 Half cylinder를 이용하는 방법을 제안하였고 이를 Hybrid FEM/Modal expansion approach와 Point matching 방법으로 해석하여 결과의 타당성을 입증하였다^[4]. 또한, Jerzy Mazur는 도파관 접합에 존재하는 다양한 형태의 Cylinder에 대하여 Modified iterative scattering procedure를 사용하여 해석하였고 실험을 통해 결과의 타당성을 입증하였다^[8]. 그러나, 이러한 방법들은 계산 결과는 정확하나 모드매칭법을 이용한 해석법에 비하여 해석 과정이 복잡하다는 단점이 있다.

본 논문에서는 구형 도파관의 내부에 금속의 Half cylinder에 대하여 Half cylinder의 반경 변화와 회전에 따른 도파관의 산란 특성을 모드매칭법을 사용하여 해석하는 방법을 제안하였고, 일반산란계수법^[10]과 연계하여 여러 개의 Half cylinder가 있는 구조에도 쉽게 적용 가능성을 보였다. 해석 결과로부터 금속봉의 회전에 의해 공진 주파수의 조정이 가능하며, HFSS에 의한 결과와 비교하였을 때 두 결과가 잘 일치하여 도파관 관련 부품의 설계와 해석에 용이하게 사용할 수 있음을 알 수 있었다. 본 논문에서 제안한 방법은 기존의 방법에 비하여 해석 과정이 비교적 간단하며, 일반산란계수법과 연계할 경우 다단 구조에 대한 해석이 가능하여 도파관 트랜지션, 필터 등 부품의 설계에 용이하게 적용 가능할 것이다.

II. 금속의 Half cylinder를 갖는 구형 도파관

1. 금속의 Half cylinder가 있는 구형 도파관의 전자계

그림 1에 금속의 Half cylinder가 위치한 구형 도파관의 구조를 나타내었다. 구형 도파관 내부로 입사되는 전자계는 Half cylinder에 의해 산란되어 그 형태가 변화되며, Half cylinder에 의한 구형 도파관의 전파 특성을 모드매칭법으로 해석하기 위해서는 적절한 영역의 분할과 각 영역에서 전계와 자계를 유도한 후, 분할된 영역의 경계면에서 전계와 자계의 경계 조건을 계산함으로써 해석 가능하다^{[2][3][11]}.

그림 1에서 2θ 는 Half cylinder의 크기로 π 이며, ϕ_0 는 Cylinder의 회전 각도를 의미한다. 또한, $\rho = r_0$ 인 면은 영역 I과 II간의 경계면을 나타내며, $\rho = a$ 인 면은 영역 II와 W_1 및 W_2 의 경계면을 나타낸다.

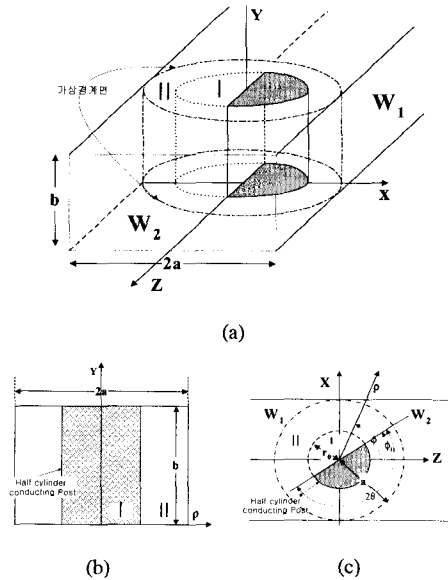


그림 1. 금속의 Half cylinder가 위치한 구형 도파관의 구조도 (a) 전체도 (b) 정면도 (c) 윗면도

Fig. 1. The Structure of a rectangular waveguide with the conducting half cylinder. (a) Full structure (b) Front view (c) Top view

그림 1의 구조에서 전자계 유도를 위하여 분할된 영역은 다음과 같이 정의된다.

방사형 도파관 영역

$$\begin{cases} \text{I: } \rho \leq r_0, & 0 < y < b, & \phi_0 < \phi < 2(\pi - \theta) + \phi_0 \\ \text{II: } r_0 < \rho \leq a, & 0 < y < b, & 0 < \phi < 2\pi \end{cases} \quad (1)$$

구형도파관 영역

$$\begin{cases} W_1: \rho > a, & 0 < y < b, & z < 0 \\ W_2: \rho > a, & 0 < y < b, & z > 0 \end{cases}$$

식 (1)에 나타난 방사형 도파관 영역(I, II)에서의 전자계는 각 영역의 구조적 특징과 경계 조건에 의해 원통 좌표계의 맥스웰 방정식으로부터 유도할 수 있다.

먼저 영역 I에서 전계와 자계의 접선 방향 성분은 다음과 같다^{[8],[12]-[14]}.

$$\begin{aligned} \vec{E}_{ct}^I(\rho, \phi, y) = & \vec{E}_\phi + \vec{E}_y = \\ & \sum_{\rho \leq r_0} \sum_n \sum_m [C_{nm}^{TM^I} J_n(\beta_\rho^I \rho)] \\ & [e_{\phi nm}^{TM^I}(\phi - \phi_0, y) + e_{ym}^{TM^I}(\phi - \phi_0, y)] \quad (2a) \\ & + \sum_{\rho \leq r_0} \sum_n \sum_m C_{nm}^{TE^I} J_n(\beta_\rho^I \rho) \beta_\rho^I \\ & [e_{\phi nm}^{TE^I}(\phi - \phi_0, y) + e_{ym}^{TE^I}(\phi - \phi_0, y)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \vec{H}_{ct}^I(\rho, \phi, y) = & \vec{H}_\phi + \vec{H}_y = \\ & \sum_{\rho \leq r_0} \sum_n \sum_m [C_{nm}^{TE^I} J_n(\beta_\rho^I \rho)] \\ & [h_{\phi nm}^{TE^I}(\phi - \phi_0, y) + h_{ym}^{TE^I}(\phi - \phi_0, y)] \quad (2b) \\ & + \sum_{\rho \leq r_0} \sum_n \sum_m C_{nm}^{TM^I} J_n(\beta_\rho^I \rho) \beta_\rho^I \\ & [h_{\phi nm}^{TM^I}(\phi - \phi_0, y) + h_{ym}^{TM^I}(\phi - \phi_0, y)] \end{aligned}$$

영역 II에서 전계와 자계의 접선 방향 성분은 다음과 같다^{[3],[11]}.

$$\begin{aligned} \vec{E}_{ct}^{II}(\rho, \phi, y) = & \vec{E}_\phi + \vec{E}_y = \\ & \sum_{\rho \leq r_0} \sum_n \sum_m [C_{nm}^{TM^{II}} J_n(\beta_\rho^{II} \rho) + D_{nm}^{TM^{II}} Y_n(\beta_\rho^{II} \rho)] \\ & [e_{\phi nm}^{TM^{II}}(\phi, y) + e_{ym}^{TM^{II}}(\phi, y)] \quad (3a) \\ & + \sum_{\rho \leq r_0} \sum_n \sum_m C_{nm}^{TE^{II}} J_n(\beta_\rho^{II} \rho) + D_{nm}^{TE^{II}} Y_n(\beta_\rho^{II} \rho) \beta_\rho^{II} \\ & [e_{\phi nm}^{TE^{II}}(\phi, y) + e_{ym}^{TE^{II}}(\phi, y)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \vec{H}_{ct}^{II}(\rho, \phi, y) = & \vec{H}_\phi + \vec{H}_y = \\ & \sum_{\rho \leq r_0} \sum_n \sum_m [C_{nm}^{TE^{II}} J_n(\beta_\rho^{II} \rho) + D_{nm}^{TE^{II}} Y_n(\beta_\rho^{II} \rho)] \\ & [h_{\phi nm}^{TE^{II}}(\phi, y) + h_{ym}^{TE^{II}}(\phi, y)] \quad (3b) \\ & + \sum_{\rho \leq r_0} \sum_n \sum_m C_{nm}^{TM^{II}} J_n(\beta_\rho^{II} \rho) + D_{nm}^{TM^{II}} Y_n(\beta_\rho^{II} \rho) \beta_\rho^{II} \\ & [h_{\phi nm}^{TM^{II}}(\phi, y) + h_{ym}^{TM^{II}}(\phi, y)] \end{aligned}$$

식(2)와 (3)에서 e 와 h 는 방사형 도파관의 ϕ, y 방향에 대한 전계와 자계의 고유 모드를 나타내며, P 는 ϕ 방향에 대한 고유 모드의 변화인 $\sin(\phi)$,

$\cos(\phi)$ 를 의미하고, n 과 m 는 각각 ϕ 와 y 방향으로의 모드 수를 나타낸다. $\beta_\rho^{(R=1, II)} = \sqrt{k^2 - k_m^2}$

이며 k 는 자유 공간의 전파 상수를 k_m 은 방사형 도파관의 y 방향의 전파 상수이고 J_n 와 Y_n 는 β^R 에 의하여 결정되는 제1종과 2종 베셀 함수 또는 제1종과 2종 변형된 베셀 함수를 나타낸다. 또한 영역 I의 전계와 자계에서 $l = n\pi/2(\pi - \theta)$ 로 정의된다. 식 (2)와 (3)에서 전계와 자계의 고유 모드인 e 와 h 를 표1과 2에 나타내었다.

구형 도파관 영역인 $W_{(R=1,2)}(\rho > a)$ 에서 전계와 자계는 다음의 식과 같다^{[3],[11]}.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \vec{E}_{W_1}(x, y, z) \\ \vec{E}_{W_2}(x, y, z) \end{pmatrix} = & \\ & \sum_{q \in TE, TM} \sum_j \left\{ \begin{pmatrix} A_{ij}^{W_1} \\ B_{ij}^{W_2} \end{pmatrix} e^{qF_{W_j}} + \begin{pmatrix} B_{ij}^{W_1} \\ A_{ij}^{W_2} \end{pmatrix} e^{qB_{W_j}} \right\} \quad (4a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \vec{H}_{W_1}(x, y, z) \\ \vec{H}_{W_2}(x, y, z) \end{pmatrix} = & \\ & \sum_{q \in TE, TM} \sum_j \left\{ \begin{pmatrix} A_{ij}^{W_1} \\ B_{ij}^{W_2} \end{pmatrix} h^{qF_{W_j}} - \begin{pmatrix} B_{ij}^{W_1} \\ A_{ij}^{W_2} \end{pmatrix} h^{qB_{W_j}} \right\} \quad (4b) \end{aligned}$$

여기서, A^{W_R}, B^{W_R} 는 영역 W_R 에서 진행파와 반사파의 크기들이고, e_{wij} 와 h_{wij} 는 구형 도파관의 고유 모드를 나타내며, i 와 j 는 x 와 y 방향에 대한 모드 수를 의미하고, 윗첨자 F 는 진행파를 B 는 반사파를 나타낸다. 구형 도파관 영역에 사용된 고유 모드는 표3에 나타내었다.

2. Half cylinder에 대한 산란 계수의 계산

식 (2)~(4)에서 정의한 각 영역의 전자계는 각 영역간의 경계면인 $\rho = r_0$ 와 $\rho = a$ 에서 다음의 경계 조건을 만족한다.

$$\begin{aligned} E_{ct}^I(\rho = r_0, \phi) - E_{ct}^{II}(\rho = r_0, \phi) = & 0, \quad \phi_0 \leq \phi \leq \phi_0 + 2(\pi - \theta) \\ H_{ct}^I(\rho = r_0, \phi) - H_{ct}^{II}(\rho = r_0, \phi) = & \begin{cases} \sqrt{\epsilon_s}, & \phi_0 + 2(\pi - \theta) \leq \phi \leq \phi_0 + 2\pi \\ 0, & \text{그외} \end{cases} \quad (5) \end{aligned}$$

표 1. 방사형 도파관 영역 I에서 전계와 자계의 고유 모드 성분

Table 1. Electric field and magnetic field of the eigen mode in the radial waveguide region

구분		E field	H field
TE mode	p=c	$e_{\phi lm}^{TE_1} = \frac{1}{\beta_\rho^2} \cos(l(\phi - \phi_0)) \sin(k_m y)$ $e_{y nm}^{TE_1} = 0$	$j\omega\mu h_{\phi lm}^{TE_1} = -\frac{1}{\rho} \frac{k_m^2}{\beta_\rho^2} \sin(l(\phi - \phi_0)) \cos(k_m y)$ $j\omega\mu h_{y lm}^{TE_1} = \cos(l(\phi - \phi_0)) \sin(k_m y)$
	p=s	$e_{\phi lm}^{TM_1} = -\frac{1}{\rho} \frac{k_m}{\beta_\rho^2} \cos(l(\phi - \phi_0)) \sin(k_m y)$ $e_{y lm}^{TM_1} = \sin(l(\phi - \phi_0)) \cos(k_m y)$	$j\omega\mu h_{\phi lm}^{TM_1} = \frac{k^2}{\beta_\rho^2} \sin(l(\phi - \phi_0)) \cos(k_m y)$ $j\omega\mu h_{y lm}^{TM_1} = 0$

표 2. 방사형 도파관 영역 II에서 전계와 자계의 고유 모드 성분

Table 2. Electric field and magnetic field of the eigen mode in the radial waveguide region II

구분		E field	H field
TE mode	p=s	$e_{\phi nm}^{TE_0} = -\frac{1}{\beta_\rho^2} \sin(n\phi) \sin(k_m y)$ $e_{y nm}^{TE_0} = 0$	$j\omega\mu h_{\phi nm}^{TE_0} = -\frac{n}{\rho} \frac{k_m^2}{\beta_\rho^2} \cos(n\phi) \cos(k_m y)$ $j\omega\mu h_{y nm}^{TE_0} = -\sin(n\phi) \sin(k_m y)$
	p=c	$e_{\phi nm}^{TE_0} = \frac{1}{\beta_\rho^2} \cos(n\phi) \sin(k_m y)$ $e_{y nm}^{TE_0} = 0$	$j\omega\mu h_{\phi nm}^{TE_0} = -\frac{n}{\rho} \frac{k_m^2}{\beta_\rho^2} \sin(n\phi) \cos(k_m y)$ $j\omega\mu h_{y nm}^{TE_0} = \cos(n\phi) \sin(k_m y)$
TM mode	p=s	$e_{\phi nm}^{TM_0} = -\frac{n}{\rho} \frac{k_m}{\beta_\rho^2} \cos(n\phi) \sin(k_m y)$ $e_{y nm}^{TM_0} = \sin(n\phi) \cos(k_m y)$	$j\omega\mu h_{\phi nm}^{TM_0} = \frac{k^2}{\beta_\rho^2} \sin(n\phi) \cos(k_m y)$ $j\omega\mu h_{y nm}^{TM_0} = 0$
	p=c	$e_{\phi nm}^{TM_0} = \frac{n}{\rho} \frac{k_m}{\beta_\rho^2} \sin(n\phi) \sin(k_m y)$ $e_{y nm}^{TM_0} = \cos(n\phi) \cos(k_m y)$	$j\omega\mu h_{\phi nm}^{TM_0} = \frac{k^2}{\beta_\rho^2} \cos(n\phi) \cos(k_m y)$ $j\omega\mu h_{y nm}^{TM_0} = 0$

표 3. 구형 도파관 영역에서 전계와 자계의 고유 모드 성분

Table 3. Electric field and magnetic field of the eigen mode in the rectangular waveguide region

구분	E field	H field
TE mode	$e_x^{TE} = \frac{k_y}{k_c^2} \cos(k_x x) \sin(k_y y)$ $e_y^{TE} = -\frac{k_x}{k_c^2} \sin(k_x x) \cos(k_y y)$ $e_z^{TE} = 0$	$j\omega\mu h_x^{TE} = k_z \frac{k_x}{k_c^2} \sin(k_x x) \cos(k_y y)$ $j\omega\mu h_y^{TE} = k_z \frac{k_y}{k_c^2} \cos(k_x x) \sin(k_y y)$ $j\omega\mu h_z^{TE} = \cos(k_x x) \cos(k_y y)$
TM mode	$e_x^{TM} = -k_z \frac{k_y}{k_c^2} \cos(k_x x) \sin(k_y y)$ $e_y^{TM} = -k_z \frac{k_x}{k_c^2} \sin(k_x x) \cos(k_y y)$ $e_z^{TM} = \sin(k_x x) \sin(k_y y)$	$j\omega\mu h_x^{TM} = -k^2 \frac{k_y}{k_c^2} \sin(k_x x) \cos(k_y y)$ $j\omega\mu h_y^{TM} = k^2 \frac{k_x}{k_c^2} \cos(k_x x) \sin(k_y y)$ $j\omega\mu h_z^{TM} = 0$

$$E_{\alpha}^{\Pi}(a, \phi, y) = \delta_1 E_{w_1}(x, y, z) |_{\rho=a} + \delta_2 E_{w_2}(x, y, z) |_{\rho=a} \quad (6)$$

$$H_{\alpha}^{\Pi}(a, \phi, y) = \delta_1 H_{w_1}(x, y, z) |_{\rho=a} + \delta_2 H_{w_2}(x, y, z) |_{\rho=a}$$

$$\text{여기서 } \begin{cases} \delta_1 = 1: \frac{\pi}{2} \leq \phi < \frac{3\pi}{2} \\ \delta_2 = 0: \frac{\pi}{2} \leq \phi < \frac{3\pi}{2} \end{cases}, \begin{cases} \delta_1 = 0: -\frac{\pi}{2} \leq \phi < \frac{\pi}{2} \\ \delta_2 = 1: -\frac{\pi}{2} \leq \phi < \frac{\pi}{2} \end{cases}$$

이다.

식(5)와 (6)으로부터 금속의 Half cylinder를 갖는

구형 도파관의 산란 계수는 모드 직교성의 원리를 적용하여 계산할 수 있다^{[2],[3],[11]}. 먼저, 영역 I과 II ($\rho = r_0$)의 경계 조건인 식 (5)에 각각 영역 II의 자계와 영역 I의 전계의 고유 모드로 외적을 취하면 식 (5)는 다음과 같은 행렬식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} [Se^R]([J_E^R]C^R + [Y_E^R]D^R) &= [M^{I,R}] [J_E^I]C^I \\ [M^{I,R}]^T([J_H^R]C^R + [Y_H^R]D^R) &= [Se^I] [J_H^I]C^I \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, Se^R ($R=I, II$)은 동일 영역의 전계와 자계의 외적을 나타내는 행렬이고, $M^{R,R}$ 은 서로 다른 영역간의 전계와 자계의 외적을 나타내며, J 와 Y 는 베셀 함수의 행렬을 나타낸다. C^R 와 D^R 는 전계와 자계의 계수를 나타내는 행렬이다. 또한, 식 (7)은 다음과 같이 C^R 와 D^R 로 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} [M_C^R] & [M_D^R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C^R \\ D^R \end{bmatrix} = 0 \quad (8)$$

이때 M_C^R 와 M_D^R 는 해석에 사용된 모드의 개수가 N^R 이라 가정할 때 크기가 $N^R \times N^R$ 정방 행렬이다.

다음으로 식 (6)에 위와 동일한 방법으로 영역 II의 전계와 자계의 접선 방향 성분으로 외적을 취한 후 모드 직교성의 원리를 적용하여 C^R 와 D^R 에 관해 정리하면 식 (9)와 같은 행렬식으로 표현된다^{[3],[11]}. 여기서, 식 (6)의 경계 조건은 동일한 좌표계인 원통 좌표계로 좌표 변환 과정이 선행되어야 한다.

$$\begin{bmatrix} C^R \\ D^R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [T_C^{W,F}] & [T_C^{W,B}] \\ [T_D^{W,F}] & [T_D^{W,B}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^{W_1} \\ A^{W_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [T_C^{W,B}] & [T_C^{W,F}] \\ [T_D^{W,B}] & [T_D^{W,F}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B^{W_1} \\ B^{W_2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서, A^{W_k} 와 B^{W_k} 진행파와 반사파의 크기를 나타내는 벡터이고, 방사형 도파관 영역에서 사용된 모드의 개수를 N^R , 구형 도파관 영역에서 사용된 모드의 개수를 N^{W_0} 라 할때 $T_C^{W_k}$ 와 $T_D^{W_k}$ 는 크기가 $N^R \times N^{W_0}$ 인 행렬로 방사형 도파관 영역(II)과 구형 도파관 영역(W)간의 전계와 자계의 외적 관계를 나타내며, 위 첨자 F 와 B 는 진행파와 반사파

를 나타낸다.

마지막으로 금속의 Half cylinder를 갖는 구형 도파관의 산란 계수는 식 (8)과 식 (9)로부터 구할 수 있다.

$$[B] = [S][A] \quad (10)$$

위의 해석법은 일반산란계수법^[10]과 연계할 경우 다단 구조의 해석에도 쉽게 적용 가능하며, Network theorem을 적용할 경우 금속의 Half cylinder에 대한 등가임피던스의 유도도 가능하다^[11].

III. 해석결과 및 분석

그림 2의 (a)와 (b)에 본 논문에서 해석한 구조의 윗면도를 나타내었고 해석한 모든 구형 도파관의 구조는 22.86×10.16 mm(WR-90)이라 가정하였다. 본 논문에서 해석한 구조의 경우 모드 수 $N_x=8$, $N_y=1$ 에서 해가 수렴하였고, 따라서 모드 수 N_x 와 N_y 는 각각 8과 1로 하였다.

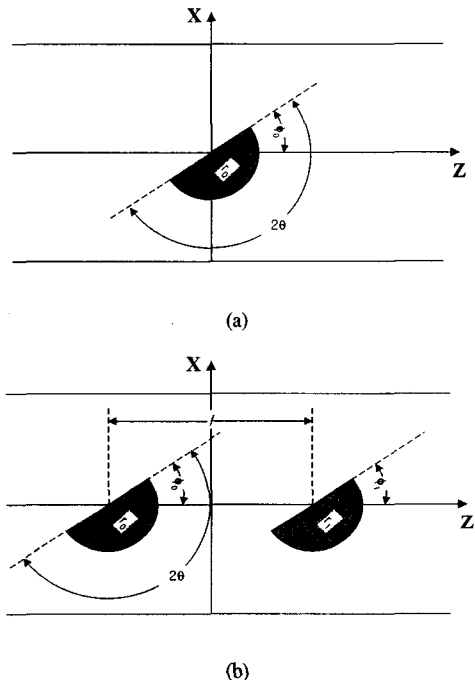


그림 2. 해석한 구조의 윗면도 (a) 하나의 금속의 Half cylinder를 갖는 구형 도파관 (b) 두 개의 금속의 Half cylinder를 갖는 구형 도파관
Fig. 2. Top view of the simulated structure (a) Rectangular waveguide with a conducting half cylinder (b) Rectangular waveguide with two conducting half cylinders

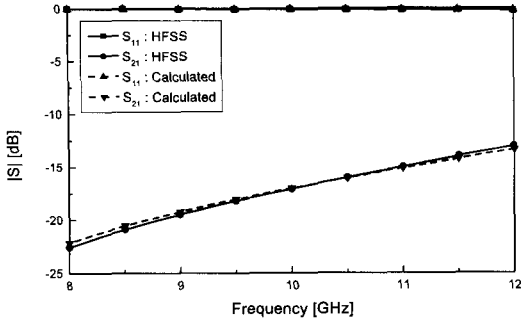


그림 3. 한 개의 금속의 Half cylinder가 있는 구형 도파관의 산란계수에 대한 계산 값과 HFSS 결과의 비교
Fig. 3 The comparison of simulated result and HFSS's result of scattering parameters of the rectangular waveguide with the conducting half cylinder

그림 3과 4에 본 논문에서 제시한 방법의 타당성을 입증하기 위해 구형 도파관의 내부에 각각 1개와 2개의 금속의 Half cylinder가 위치할 때 구형 도파관의 산란 특성에 대한 해석 결과를 HFSS에 의한 결과와 비교하여 나타내었다.

그림 3은 1개의 Half cylinder($2\theta=\pi$, $\phi_0=3\pi/8$, $r_0=3\text{mm}$)에 의한 구형 도파관의 산란 특성 변화에 대한 비교를 나타낸다.

그림 3의 결과로부터 본 논문에 의한 계산 결과와 HFSS에 의한 계산 결과가 거의 일치하고 있어 본 논문에서 제안한 방법이 금속의 Half cylinder가 있는 구형 도파관의 해석에 효과적으로 적용 가능함을 알 수 있다. 또한, 본 논문에서 제안한 해석법과 HFSS에 의해 10GHz의 주파수에서 동일 구조에 대한 계산 시간을 비교하였을 때 Intel P III 900MHz PC에서 본 논문에 의한 해석법은 5초가 소요되었고, HFSS(v8.0, $\Delta_s=0.01$)에 의한 계산 시간은 75초의 시간이 소요되어 본 논문에서 제안한 해석이 효율적임을 알 수 있었다.

본 논문에서 제시한 해석 방법이 다단의 불연속 구조에도 적용 가능함을 보이기 위하여 그림 4에 2개의 금속 Half cylinder가 구형 도파관 내부에 존재할 때 도파관의 산란 특성을 본 논문에서 제시한 해석법과 일반산란계수법을 사용하여 해석하였다. 해석한 구조는 그림 2(b)에 보인 구조로 $2\theta=\pi$, $\phi_0=\phi_1=3\pi/8$, $r_1=r_0=3\text{mm}$ 이며 전파의 진행 방향은 z 방향으로 하였다. 또한 전체 도파관의 길이는 45.72mm이고, 두 금속봉이 원 점을 기준으로 각각 (0, 0, -11.43mm), (0, 0, 11.43mm)로 z 축 상에 $l=22.86\text{mm}$ 의 간격으로 존재한다고 가정하였다.

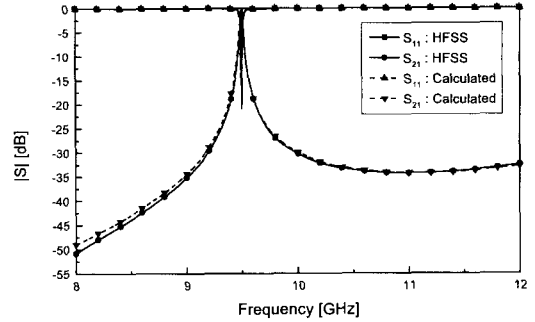


그림 4. 두 개의 금속 Half cylinder가 있는 구형 도파관의 산란계수에 대한 계산 값과 HFSS의 결과 비교
Fig. 4. The comparison of simulated result and HFSS's result of scattering parameter of the rectangular waveguide with two conducting half cylinders

그림 4에서 알 수 있듯이 본 논문의 제시한 방법에 의한 해석 결과가 HFSS에 의한 결과와 매우 잘 일치함을 알 수 있고, 이는 본 논문에서 제안한 방법을 일반산란계수법과 연계하여 적용할 경우 다단 구조의 해석에도 용이하게 적용할 수 있음을 알 수 있다.

그림 3과 4로부터 해석한 결과는 HFSS에 의한 결과와 잘 일치하고 있으며, 따라서 본 논문에서 제시한 방법이 타당함을 알 수 있다.

도파관을 사용하는 부품의 경우 임피던스 조정을 위한 소자의 사용은 필수적이며 주파수 대역이 높아짐에 따라 이러한 튜닝 소자가 도파관의 특성에 미치는 효과는 매우 커진다. 따라서, 이러한 튜닝 소자에 대한 정확한 이해와 해석은 통신 부품의 설계에 있어 매우 중요한 요소이다.

본 논문에서 구형 도파관 내부의 임피던스 조정을 위해서 사용한 Half cylinder의 경우 도파관의 특성을 변화시키는 주요 인자로는 Half cylinder의 반경과 회전 각도를 들 수 있다. 따라서, 구형 도파관 내부에 존재하는 한 개의 Half cylinder에 대하여 반경과 회전 각도에 따른 구형 도파관의 산란 특성을 본 논문에서 제시한 방법에 의해 해석하였다.

그림 5는 $2\theta=\pi$, $r_0=3\text{mm}$ 인 한 개의 Half cylinder의 ϕ_0 변화에 따른 구형 도파관의 산란 특성의 변화를 나타낸다.

그림 5에서 볼 수 있듯이 Cylinder의 회전 에 의한 구형 도파관의 특성 변화는 해석한 주파수 대역 전체에 영향을 주고 있으며, 미세하나 높은 주파수 대역에서 약간 큼을 알 수 있다.

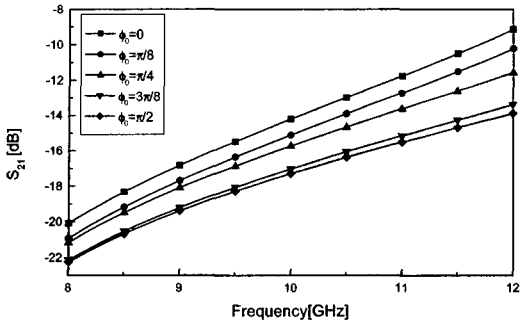


그림 5. 금속 Half cylinder의 ϕ_0 변화에 따른 구형 도파관의 산란 특성
 Fig. 5. Scattering characteristics of the rectangular waveguide according to ϕ_0 of the conducting half cylinder

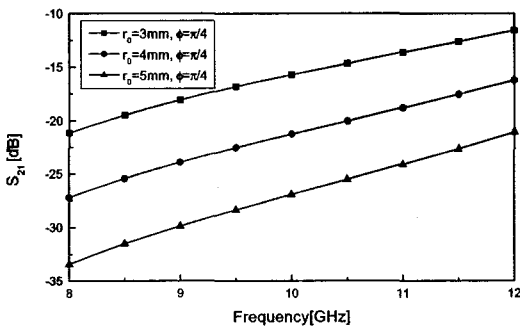


그림 6. 금속 Half cylinder의 반경 변화에 따른 구형 도파관의 산란 특성
 Fig. 6. Scattering characteristics of the rectangular waveguide according to the radius of the conducting half cylinder

Half cylinder의 반경 변화에 따른 구형 도파관의 산란 특성 변화를 알아보기 위하여 그림 6에 $2\theta = \pi$, $\phi_0 = \pi/4$ 인 한 개의 Half cylinder의 반경 변화에 따른 산란 특성의 변화를 나타내었다.

그림 6의 결과로부터 Half cylinder의 반경에 따른 도파관의 산란 특성은 거의 동일한 형태로 변화됨을 알 수 있다. 즉 Half cylinder의 회전 각도가 동일 할 경우 Half cylinder의 반경 변화가 도파관의 산란 특성에 미치는 영향은 주파수 대역에서 동일한 형태로 나타날 것임을 알 수 있다.

본 논문에서 제시한 해석법이 임의의 각도로 잘린 Cylinder에도 적용 가능함을 보이기 위하여 2θ 가 π 보다 작은 경우와 큰 경우에 대하여 산란 특성을 계산하였고 그 결과를 HFSS와 비교하여 그림 7에 나타내었다. 여기서 임의의 각도로 잘린 Cylinder의 반경은 모두 $r_0 = 3\text{mm}$ 라 가정하였다.

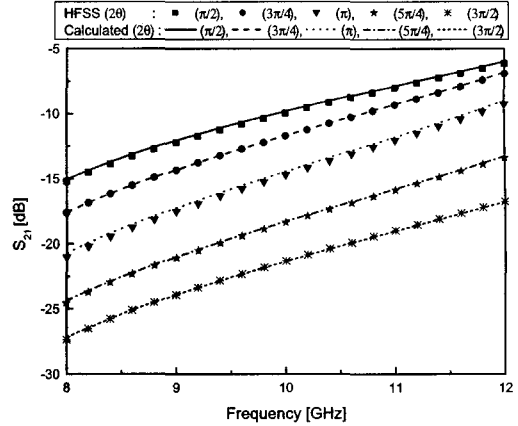


그림 7. 금속의 Cylinder의 2θ 에 따른 구형도파관의 산란 특성
 Fig. 7. Scattering characteristics of the rectangular waveguide according to 2θ of the conducting cylinder

그림 7의 결과로부터 본 논문에서 제안한 해석법은 HFSS에 의한 결과와 매우 잘 일치하며, 따라서 임의의 각도로 잘린 Cylinder가 있는 구형 도파관의 산란 특성 해석에도 효과적으로 이용할 수 있음을 알 수 있다.

도파관을 사용한 부품의 설계 및 제작에 있어 불연속 구조에 대한 등가 임피던스의 계산은 매우 중요한 부분이다. 구형 도파관 내부의 금속의 Half cylinder에 대한 등가 임피던스는 앞의 산란 계수에 대한 결과와 Network theorem을 이용하여 유도할 수 있다^[11].

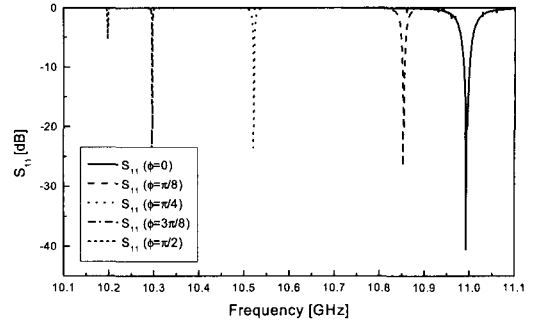
일반적으로 도파관을 사용하는 부품의 경우 특정 주파수의 공진과 원하는 대역폭을 갖도록 하기 위해서 여러 개의 불연속 구조를 갖도록 설계한다. 따라서, 다단 구조에 대한 정밀한 해석법 역시 매우 중요한 연구 분야이다. 도파관의 임피던스 변화를 위해서 사용되는 Cylinder는 구조상 반경 및 높이가 고정된 상태이기 때문에 Cylinder가 도파관에 적용될 경우 도파관의 특성이 특정한 상태로 고정될 것이다. 따라서 도파관의 특성을 변화하기 위해 임피던스를 변화시키려면 또 다른 튜닝 소자(스크류 등)가 사용되어야 하나, 이는 손실의 증가 및 제작 단가의 상승을 가져오는 원인이 된다. 반면 Half cylinder를 사용할 경우 Half cylinder의 회전에 의해 도파관의 특성 변화가 가능하며 이는 손실 및 제작 단가의 측면에서 큰 장점을 갖는다.

본 논문에서는 모드매칭법과 일반산란계수법을 사용하여 2개의 금속의 Half cylinder를 갖는 구형

도파관인 2 pole 필터의 산란 특성을 Half cylinder의 회전 각도와 반경의 변화에 따라 해석하였고, 결과로부터 구형 도파관의 특성 조정을 위해 Cylinder만을 사용할 경우 도파관의 특성은 Cylinder의 구조에 의해 결정되며 제작 후 Cylinder만으로는 특성의 조정이 불가능하나 Half cylinder를 사용할 경우 Half cylinder의 회전에 의해 특성의 변화가 가능함을 보였다.

그림 8에 그림 2(b)에 보인 두 개의 Half cylinder를 갖는 구형 도파관의 반사 특성에 대한 해석 결과를 나타내었다. 구형 도파관의 길이는 45.72mm이며, 내부에 $2\theta=\pi$ 인 두 개의 Half cylinder가 z축 상에 $l=22.86$ mm의 거리를 두고 위치하고, $\phi_0 = \phi_1$ 일 때 ϕ_0 가 0에서 $\pi/2$ 까지 $\pi/8$ 간격으로 변화한다고 가정하였다. Half cylinder의 반경을 r_0 라 할 때 (a) $r_0=3$ mm, (b) $r_0=4$ mm, (c) $r_0=5$ mm의 결과이다.

그림 8의 결과로부터 구형 도파관의 공진 주파수는 Half cylinder의 회전에 의해 이동하며, 이는 Half Cylinder의 반경이 변화하더라도 동일한 형태의 이동하고 있음을 알 수 있다.



(c)

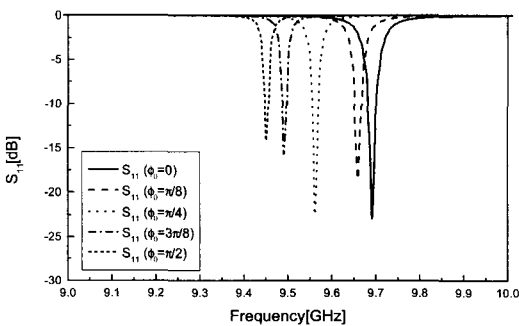
그림 8. 2개의 금속의 Half cylinder를 갖는 구형 도파관의 반사특성 (a) $r_0=3$ mm, (b) $r_0=4$ mm, (c) $r_0=5$ mm

Fig. 8. Reflection characteristic of the rectangular waveguide with two conducting half cylinders (a) $r_0=3$ mm, (b) $r_0=4$ mm, (c) $r_0=5$ mm

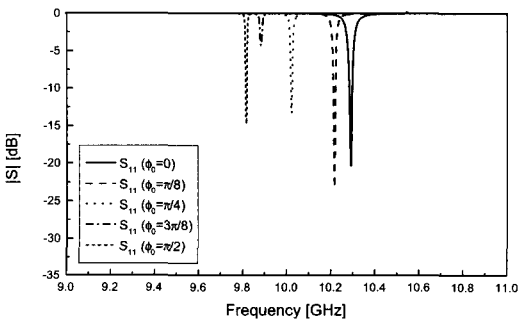
그림 8(a)의 경우 구형 도파관의 공진 주파수는 ϕ_0 가 0에서 $\pi/2$ 까지 변화할 때 9.69GHz에서 9.45GHz쪽으로 이동하며, (b)의 경우 10.29GHz에서 9.82GHz로 이동하고, (c)의 경우 10.99GHz에서 10.19GHz로 이동함을 알 수 있다. 즉, 2개의 Half cylinder를 갖는 구형 도파관의 경우 두 금속봉의 회전 각도가 같다면 ($\phi_0 = \phi_1$) 도파관의 공진 주파수는 금속봉의 회전각도 ϕ_0 가 $\pi/2$ 에 가까워질수록 더 낮은 쪽으로 이동됨을 알 수 있다. 이러한 결과로부터 도파관 필터의 임피던스 튜닝 요소로 금속의 Half cylinder를 이용할 경우, 공진 주파수는 금속봉의 회전에 의해 매우 용이하게 조정 가능함을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 필터, 트랜지션 등 도파관 관련 부품의 임피던스 튜닝을 위해 사용 가능한 금속의 Half cylinder에 의한 구형 도파관의 산란 특성을 모드매칭법과 일반산란계수법을 사용하여 수치적으로 해석하는 방법을 제시하였다. 제시한 방법에 의해 구형 도파관 내부에 Half cylinder의 회전에 따른 산란 특성을 계산하였으며, 계산된 결과는 HFSS에 의한 결과와 비교를 통해 타당성을 입증하였다. 제안한 방법으로 2 pole 필터를 해석하였을 때 Half cylinder의 간단한 회전만으로도 공진 주파수의 미세 조정이 가능하였으며, Half cylinder의 회전 각도가 0과 $\pi/2$ 사이일 경우 각도가 $\pi/2$ 쪽으로 근접할수록 공진 주파수가 낮아지는 것을 알 수 있었다.



(a)



(b)

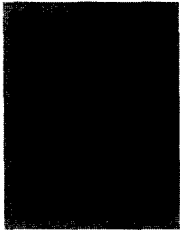
계산된 결과는 HFSS에 의한 결과와 잘 일치하여 다단 구조에도 쉽게 적용이 가능함을 알 수 있었다. 본 논문에서 제안한 방법은 기존의 방법에 비하여 해석 과정이 간단하며, 일반산란계수법과 연계할 경우 다단의 연결 구조에도 쉽게 적용이 가능하여 도파관 관련 부품의 설계에 적절하게 사용 가능하다.

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] 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.
- [3] 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.
- [4] R. Coccioli, A. Morini, G. Pelosi and T. Rozzi, "Design of tolerance-corrected filters employing half-cylinder posts," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, pp. 116-118, Jan. 1998.
- [5] H. Auda and R. F. Harrington, "Inductive posts and diaphragms of arbitrary shape and number in a rectangular waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 32, pp. 606-613, Jun. 1984.
- [6] J. M. Reiter and F. Arndt, "A boundary contour mode-matching method for the rigorous analysis of cascaded arbitrarily shaped H-plane discontinuities in rectangular waveguides," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 2, pp. 403-405, Oct. 1992.
- [7] M. Okoniewski and J. Mazur, "An accurate field matching analysis of waveguides of complex cross-sectional geometry loaded with magnetized ferrite rods," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, pp. 880-886, Apr. 1995.
- [8] R. Lech, M. Polewski, J. Mazur, Scattering in junction by posts consisting of a segment of conducting cylinder," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 998-1002, Mar. 2003
- [9] A. Valero, M. Ferrando, "Full-wave equivalent network representation for multiple arbitrarily shaped posts in H-plane waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 1997-2002, Oct. 1999.
- [10] A. S. Omar and K. Schunemann, "Transmission matrix representation of fin line discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, pp. 765-770, Sep. 1985.
- [11] 김원기, 이진택, 설용태, 신철재, "2개의 원통 도체로 구성된 봉이 있는 구형 도파관의 산란 특성", 한국통신학회논문지, 제 7권 11호, pp.1046-1054, 2002.11.
- [12] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, New York : McGRAW-HILL BOOK COMPANY, 1961.
- [13] J. M. Alvarez, J. C. Cruellas, M. Ferrando, "A hybrid modal-boundary element method for electromagnetic scattering from arbitrary conducting wedges," *Antenna and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 1280-1283, May. 1990.
- [14] R. D. Graglia, G. Pelosi, A. Freni, R. Coccioli, "Electromagnetic interaction with a rotating cylinder of arbitrary cross section," *Antenna and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, pp. 1853-1856, May. 1992.
- [15] Morse and Feshbach, *Method of Theoretical Physics*, New York : McGRAW-HILL, 1953.
- [16] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, Boston: Boston Technical Publishers, 1951.

김 원 기(Won-ki Kim)

정회원



1995년 2월 : 아주대학교 전자
공학과 졸업
1997년 2월 : 아주대학교 전자
공학과 석사
1997년 3월~현재 : 아주대학교
전자공학과 박사과정
1999년 3월~2004.2 : 호서대학

교 반도체 제조장비 국산화 연구센터 연구원
<관심분야> 초고주파 회로설계 및 해석, 초고주파
통신부품 개발, EMI/EMC, 전파전파 등

김 상 태(Sang-tae Kim) 정회원



1985년 2월 : 아주대학교 전자
공학과 졸업
1987년 8월 : 아주대학교 전자
공학과 석사
2001년 2월 : 아주대학교 전자
공학과 박사
1991년 3월~현재 : 한국산업

기술평가원 선임연구원
<주 관심분야> 초고주파 회로설계 및 해석, 초고주
파 통신부품 개발, EMI/EMC, 전파전파 등

천 동 완(Dong-wan Chun)

정회원



1999년 2월 : 아주대학교 전파
공학과 졸업
2001년 2월 : 아주대학교 전자
공학과 석사
2001년 3월~현재 : 아주대학교
전자공학과 박사과정

<관심분야> RF/MW 수동소자 해석 및 설계



신 철 재(Chull-chai Shin) 정회
원

1964년 2월 : 연세대학교 전자
공학과 졸업
1968년 2월 : 연세대학교 전자
공학과 석사
1983년 3월 : 연세대학교 전자

공학과 박사
1977년~현재 : 아주대학교

전자공학부 교수
<관심분야> 초고주파 회로설계 및 해석, 초고주파
통신부품 개발, EMI/EMC, 전파전파 등