

유한 요소 경계 적분법을 이용한 구형 도파관 내 임의의 형상 iris 해석 및 도파관 여파기 설계에의 응용

正會員 박 종 국*, 남 상 욱*

Analysis of Waveguide Iris Using FEM-BIM and its Application to Waveguide Filter Design

Jong-Kuk Park*, Sangwook Nam* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 도파관 안에 전파의 진행 방향으로 놓인 임의의 모양의 iris를 삼각 기둥 변요소를 이용하여 유한 요소 경계 적분법으로 해석하였다. iris부분을 비교적 적은 개수의 요소로 나누고 유한 요소법을 적용하였으며 도파관 부분의 해석은 도파관 그린 함수와 경계조건으로부터 유도한 경계적분법을 사용하였다. 이 방법의 신뢰성을 확인하기 위해서 WR-90도파관과 원형 iris를 이용한 도파관 여파기를 설계, 제작하여 실험하였다.

ABSTRACT

An arbitrary shaped iris in rectangular waveguide is investigated using FEM-BIM with triangular prism elements in this paper. The volume of iris is subdivided into a relatively small number of triangular prism elements and FEM is used to formulate the field distribution. On the other hand, the fields in the waveguide region are represented by BIM derived from the waveguide Green's function and boundary conditions. The proposed method is verified through the design and experiment for the circular iris filter using WR-90 waveguide.

I. 서 론

구형 도파관 안의 iris는 여러 가지 종류의 결합구조나 도파관 대역 통과 여파기의 설계에 사용할 수 있다. 그런데 사각형이나 원형 같은 정형화된 모양의 iris인

경우에는 모드 정합법으로 구할 수 있고[1][2][3], 도파관 안에 있는 임의의 모양의 iris라 하더라도 유한 요소법으로 해석할 수 있다. 그러나 iris의 윤곽선이 곡선이고, iris의 두께가 유한하지만 파장에 비해서 비교적 작을 경우에는 보통의 유한 요소법으로는 원하는 정확도를 위해서 매우 긴 계산 시간과 매우 큰 메모리 양이 필요하게 된다.

그러므로 본 논문에서는 유한 요소법의 장점과 모

*서울대학교 전기공학부
論文番號:97136-0428
接受日字:1997年 4月 28日

드 전개의 장점을 모두 이용하는 혼합법을 이용하였다. iris부분은 임의의 모양을 다루기 위해 유한 요소법을 적용하였는데 전체 도파관의 부피보다 iris자체의 부피가 훨씬 작으므로 비교적 작은 개수의 요소를 사용할 수 있었다. 보통은 사면체 변요소가 사용되지만[4], 도파관 축을 따라 iris의 모양이 일정하므로 보다 적합하다고 여겨지는 삼각 기둥 요소를 사용하였다. 한편 도파관 영역에서는 도파관 전위 그린 함수로 전기장, 자기장을 나타내고 iris 표면에서의 경계 조건과 일반화된 변분법(generalized variational principle)으로부터 범함수를 유도하였다. 그런데 경계면에서의 적분에 들어가 있는 도파관 전위 그린 함수는 삼각함수 형태이므로 매우 수렴이 늦다. 또한 전원점이 있는 적분 영역과 관측점이 있는 적분 영역이 일치할 때는 특이점(singularity)이 생기게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 Poisson 가산 공식(Poisson summation formula)과 Kummer변환(Kummer transform)으로 도파관 그린 함수의 계산을 가속화하고[5], 특이점이 생기는 부분을 해석적으로 적분하여 문제를 해결하였다. 이런 방법으로 계산된 전기장을 이용하여 iris의 반사 및 투과 계수를 구하고 이 산란 계수로부터 조건에 맞는 도파관 여파기의 인버터 값과 공진기 길이를 구해냈다. 이렇게 설계된 값으로부터 도파관 여파기를 제작하여 실험하고 제작상의 오차에 의해 생길 수 있는 민감도를 계산하였다.

II. 이 론

1. 범함수의 유도

해석하고자하는 구조는 그림 1과 같다. 파의 진행 방향은 z축이며 등가 원리와 일반화된 변분법에 의해 구한 범함수는 다음과 같다.

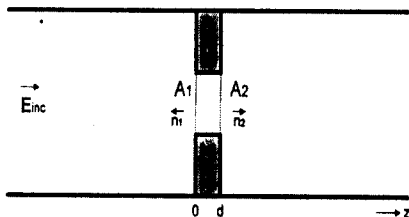


그림 1.

$$\begin{aligned}
 F(\vec{E}) = & \frac{1}{2} \int_V (\nabla \times \vec{E}) \cdot (\nabla \times \vec{E}) - k_0^2 \vec{E} \cdot \vec{E} dv \\
 & - \frac{1}{2} \cdot 2k_0^2 \int_{A_1} (\hat{z} \times \vec{E}) \cdot \int_{A_1'} (\hat{z} \times \vec{E}) \cdot \vec{G} dS' dS \\
 & + \frac{1}{2} \cdot 2 \int_{A_1} \nabla \cdot (\hat{z} \times \vec{E}) \cdot \int_{A_1'} \nabla \cdot (\hat{z} \times \vec{E}) \cdot G_{FZ} dS' dS \\
 & - \frac{1}{2} \cdot 2k_0^2 \int_{A_2} (\hat{z} \times \vec{E}) \cdot \int_{A_2'} (\hat{z} \times \vec{E}) \cdot \vec{G} dS' dS \\
 & + \frac{1}{2} \cdot 2 \int_{A_2} \nabla \cdot (\hat{z} \times \vec{E}) \cdot \int_{A_2'} \nabla \cdot (\hat{z} \times \vec{E}) \cdot G_{FZ} dS' dS \\
 & - 2jk_0 Z_0 \int_{A_1} (\hat{z} \times \vec{E}) \cdot \vec{H}_{inc} dS
 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서 iris와 waveguide는 모두 공기로 채워져 있으며 만약 다른 매질로 차있다면 (1)을 조금만 수정하면 된다.

2. 유한 요소 분할 및 행렬의 계산

많은 문제에서 요소로서 사면체 변요소를 사용하지만 본 논문에서는 그림 2와 같은 삼각 기둥 변요소를 사용하였다. 삼각 기둥 변요소의 벡터 기저 함수는 다음과 같다.

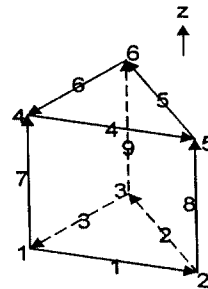


그림 2.

$$\begin{aligned}
 \vec{N}_i = \vec{S}_i \frac{1}{l_z} (z_c + \frac{l_z}{2} - z) & \quad (i = 1, 2, 3) \\
 \vec{N}_i = \vec{S}_{i-3} \frac{1}{l_z} (z + \frac{l_z}{2} - z_c) & \quad (i = 4, 5, 6) \\
 \vec{N}_i = L_{i-6} \hat{z} & \quad (i = 7, 8, 9)
 \end{aligned} \tag{2}$$

여기서 \vec{S}_i 는 i 번째 변에 대한 보통의 삼각형 벡터 기저 함수이며 L_i 는 i 번째 절점에 대한 보통의 삼각형 절점 기저 함수이다[4]. 이 삼각 기둥 요소를 가지고 유한 요소 분할을 하면 범함수는 다음과 같이 된다.

$$F = \frac{1}{2} \sum_{e=1}^M \{E^e\}^T [K^e] \{E^e\} + \frac{1}{2} \sum_{s=1}^{M_s} \sum_{t=1}^{M_s} \{E^s\}^T [P^{st}] \{E^t\} + \frac{1}{2} \sum_{u=1}^{M_u} \sum_{v=1}^{M_u} \{E^u\}^T [P^{uv}] \{E^v\} - \sum_{s=1}^{M_s} \{E^s\}^T \{b^s\} \quad (3)$$

여기서 $[K^e]$, $[P^{st}]$, $[P^{uv}]$, $\{b^s\}$ 는 각각

$$[K^e] = \int_{V^e} \{\nabla \times \vec{N}^e\} \cdot \{\nabla \times \vec{N}^e\}^T - k_0^2 \{\vec{N}^e\} \cdot \{\vec{N}^e\}^T dV$$

$$[P^{st}] = -2k_0^2 \int_{A_1^t} \{\vec{S}^s\} \cdot \int_{A_1^t} \{\vec{S}^t \cdot \vec{G}_F\}^T dS_t dS_s + 2 \int_{A_1^t} \{\nabla_s \cdot \vec{S}^s\} \int_{A_1^t} \{\nabla_t \cdot \vec{S}^t\} G_{Fz}^T dS_t dS_s$$

$$[P^{uv}] = -2k_0^2 \int_{A_1^u} \{\vec{S}^u\} \cdot \int_{A_1^v} \{\vec{S}^v \cdot \vec{G}_F\}^T dS_v dS_u + 2 \int_{A_1^u} \{\nabla_u \cdot \vec{S}^u\} \int_{A_1^v} \{\nabla_v \cdot \vec{S}^v\} G_{Fz}^T dS_v dS_u$$

$$\{b^s\} = 2jk_0 Z_0 \int_{A_1^s} \{\vec{S}^s \cdot \vec{H}_{inc}\} dS_s \quad (4)$$

이다. 식(3)에서 M 은 전체 체적 요소들의 개수이고 M_s 는 iris 표면을 구성하는 면적 요소들의 개수를 나타낸다. 사실 경계 표면의 분할은 iris 자체의 부피를 분할하면서 동시에 이루어지기 때문에 $\vec{S}_i^s = \hat{z} \times \vec{N}_i^s$ 의 관계를 가진다. 전형적인 유한 요소법의 과정에 따라 범함수의 변분을 취하고 급속 표면에서의 경계 조건을 주면 행렬 방정식을 만들어 낼 수 있다. 여기서 우리가 풀어내는 변수는 각 요소 변에서의 전기장이 된다. 그림 1에서 표면 A_1 과 표면 A_2 의 전기장과 주어진 그린 함수를 통해 반사되는 파와 투과되는 파를 구할 수 있으므로 이것으로부터 각각 반사계수와 투과 계수를 구해낼 수 있다. 이 불연속구조는 양쪽이 대칭이고 가역적인 성질을 가지므로 $S_{11} = S_{22} = \Gamma$ 이며 $S_{12} = S_{21} = T$ 가 되어 이 불연속구조의 산란 계수를 구할 수 있다.

3. 경계 표면 적분

식(4)의 적분을 보면 체적 적분의 경우는 해석적으로 간단하게 구해지기 때문에 별 문제가 없으나 면적 적분의 경우는 도파관 그린 함수의 적분이 필요한데 이 그린 함수의 형태가 삼각 함수의 무한 급수 형태를 지니고 있으므로 수렴 속도가 매우 늦어 수치 적분하는데 굉장히 많은 시간이 걸린다. 바로 이 부분이 위에서 제안된 방법을 사용하는데 가장 걸림돌이 된다. 따라서 본 논문에서는 [5]에서 제안된 도파관 그린 함수 가속 방법을 사용하였다. Poisson 가산 공식과 Kummer변환을 사용하여 원래의 급수를 다른 영역의 빠르게 수렴하는 급수로 바꾸어 계산함으로써 급수 계산 시간을 줄일 수 있다. 구형 도파관의 전위 도파관 그린 함수는 대각 다이어드 형태로 다음과 같다.

$$\vec{G}_F = \hat{x}\hat{x}G_{F,x} + \hat{y}\hat{y}G_{F,y} + \hat{z}\hat{z}G_{F,z}$$

$$\text{where } \begin{Bmatrix} G_{F,x} \\ G_{F,y} \\ G_{F,z} \end{Bmatrix} = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\epsilon_m \epsilon_n}{2ab\gamma_{mn}} e^{-\gamma_{mn}|z-z'|}$$

$$\begin{Bmatrix} \sin \frac{m\pi x}{a} & \sin \frac{m\pi x'}{a} & \cos \frac{n\pi y}{b} & \cos \frac{n\pi y'}{b} \\ \cos \frac{m\pi x}{a} & \cos \frac{m\pi x'}{a} & \sin \frac{n\pi y}{b} & \sin \frac{n\pi y'}{b} \\ \cos \frac{m\pi x}{a} & \cos \frac{m\pi x'}{a} & \cos \frac{n\pi y}{b} & \cos \frac{n\pi y'}{b} \end{Bmatrix} \quad (5)$$

여기서 $G_{F,z}$ 만을 생각해 보기로 한다. 먼저 cosine 함수를 지수형태로 고친 후 다음과 같은 항등식을 적용한다.

$$\sum_{m=0}^{\infty} \phi(m) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi(t) e^{-j2\pi pt} dt \quad (6)$$

이 후 약간의 식을 변형하면 다음과 같은 변환식을 이용할 수 있는 형태로 나온다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-\sqrt{\gamma^2+t^2}u)}{\sqrt{\gamma^2+t^2}} e^{-j\pi t} dt = 2K_0(\gamma\sqrt{u^2+\gamma^2})$$

γ : positive real (7)

이렇게 해서 최종적으로 얻어진 $G_{F,z}$ 에 대한 식은

$$\frac{1}{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \{K_0(\gamma_{0n} \sqrt{(z-z')^2 + (2pa+x-x')^2})\}$$

$$+K_0(\gamma_{0n}\sqrt{(z-z')^2+(2pa+x+x')^2}) \\ \times \frac{\epsilon_n}{b} \cos \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{n\pi y'}{b} \quad (8)$$

$$\text{where } \gamma_{0n} = \begin{cases} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - k^2} & , \frac{n\pi}{b} > k \\ j\sqrt{k^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} & , \frac{n\pi}{b} < k \end{cases}$$

여기서 n 과 p 가 특별한 경우를 제외하고는 수정된 베셀함수의 성질에 의해 지수적으로 수렴하게 됨을 알 수 있다. 여기서 n 과 p 가 특별한 경우($n=0$ 혹은 $p=-1, 0$)에는 특별히 주의할 요하여 계산하여야 하는 데 이 과정은 참고문헌에 잘 나와 있다[5].

또한 식(4)의 적분 중 적분 영역이 같은 곳에서는 즉 $s=t$ 이거나 $u=v$ 인 경우에 특이점이 생기게 되므로 특이점을 빼야 한다. 특이점을 빼기 위해서 도파관 그린 함수를 전원점에 대한 영상으로 전개해 보면 다음과 같은 두 개의 해석적인 적분식이 필요함을 알 수 있다.

$$I_1 = \int_A \int_A \frac{1}{4\pi R} dSdS \quad (9)$$

$$I_2 = \int_A \int_A \frac{\vec{\rho}_i \cdot \vec{\rho}_j}{4\pi R} dSdS \quad (10)$$

I_2 에서 $\vec{\rho}_i$ 는 i 번째 꼭지점에서 적분점에 이르는 벡터이다. A 를 적분하는 삼각형 영역의 면적이라 하고 p 는 삼각형의 둘레의 길이이며 a, b, c 를 각각 삼각형 영역의 한 변의 길이라고 하면 다음과 같이 된다.

$$I_1 = -\frac{A^2}{3\pi} \left\{ \frac{\ln(1-\frac{a}{p})}{a} + \frac{\ln(1-\frac{b}{p})}{b} + \frac{\ln(1-\frac{c}{p})}{c} \right\} \quad (11)$$

$$I_2 = \frac{A^2}{120\pi} \left\{ -a[3(a^2-c^2)/b^2 + 3(a^2-b^2)/c^2 - 10] \right. \\ \left. + 2[-8A^2/a^2 + a^2 - 3b^2 - 3c^2] \frac{\ln(1-\frac{a}{p})}{a} \right. \\ \left. - b[3(b^2-a^2)/c^2 - 2(b^2-c^2)/a^2 + 5] \right\}$$

$$+ 4[6A^2/b^2 + a^2 - 2b^2 - 4c^2] \frac{\ln(1-\frac{b}{p})}{b} \\ - c[3(c^2-a^2)/b^2 - 2(c^2-b^2)/a^2 + 5] \\ + 4[6A^2/c^2 + a^2 - 4b^2 - 2c^2] \frac{\ln(1-\frac{c}{p})}{c} \left. \right\} (i=j) \quad (12)$$

이 때 $i=j$ 번째 꼭지점은 변 a 를 대변으로 하는 꼭지점이다. $i \neq j$ 인 경우에는

$$I_2 = \frac{A^2}{240\pi} \left\{ -a[(a^2-c^2)/b^2 + (a^2-b^2)/c^2 + 10] \right. \\ \left. + 12[4A^2/a^2 + 2a^2 - b^2 - c^2] \frac{\ln(1-\frac{a}{p})}{a} \right. \\ \left. - b[(b^2-a^2)/c^2 + 6(b^2-c^2)/a^2 - 5] \right. \\ \left. + 2[4A^2/b^2 + 9a^2 - 3b^2 - c^2] \frac{\ln(1-\frac{b}{p})}{b} \right. \\ \left. - c[(c^2-a^2)/b^2 + 6(c^2-b^2)/a^2 - 5] \right. \\ \left. + 2[4A^2/c^2 + 9a^2 - b^2 - 3c^2] \frac{\ln(1-\frac{c}{p})}{c} \right\} (i \neq j) \quad (13)$$

이다.

4. 도파관 협대역 여파기의 설계

위에서 제시한 방법의 타당성을 검증하기 위해 iris 결합형 도파관 여파기를 설계하였다. iris의 모양은 원형으로 했고 구해낸 iris의 산란 계수로부터 인버터 값을 알아내기 위해서 그림 3의 인버터 등가회로를

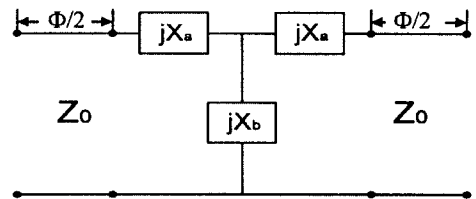


그림 3.

사용하였다. 등가 회로 소자의 값을 산란 계수로 나타내면[6][7][8]

$$jX_a = \frac{1 - S_{12} + S_{11}}{1 - S_{11} + S_{12}} \quad (14)$$

$$jX_b = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})^2 - S_{12}^2}$$

여기서 리액턴스 값은 특성 임피던스로 정규화된 값이며 무손실이며 가역성과 대칭성을 가정한 것이다. 이렇게 리액턴스 값이 주어지면 그림 3의 임피던스 인버터 파라미터 값들은 다음과 같이 주어진다[7].

$$K = \left| \tan\left(\frac{\phi}{2} + \tan^{-1} X_a\right) \right| \quad (15)$$

$$\phi = -\tan^{-1}(2X_b + X_a) - \tan^{-1} X_a$$

인버터의 값을 변화시킬 수 있는 파라미터로는 iris의 반지름과 두께가 있는데 두께는 고정하고 인버터의 반지름만을 변화시켜가며 원하는 인버터 값을 찾아냈다. 이런 iris 결합 구조로는 대역폭이 굉장히 작은 여파기만을 만들 수 있으므로[7], 중심 주파수 10GHz에서 대역폭 40MHz인 공진기 5개를 사용하는 협대역 대역 통과 여파기를 설계하였다.

5. 도파관 여파기의 민감도 해석

iris 결합형 여파기는 협대역 여파기로 많이 사용되는데 이 경우 인버터 값이 굉장히 작은 값이므로 기계 가공시 생길 수 있는 0.01mm 정도의 작은 오차에도 매우 민감하게 반응할 수 있다. 또한 iris 외곽선이 곡선인 경우 여러 개의 직선으로 근사하게 되므로 오차가 누적될 수 있다. 따라서 이런 여파기의 민감도를 좀더 정량적으로 알 필요가 있다. iris의 반지름에 따른 인버터 값의 민감도는 다음과 같다. 인버터의 값은 반지름 r 과 두께 t 의 함수이므로

$$K = K(r, t) \quad (16)$$

$$\Delta K = \frac{\partial K}{\partial r} \Delta r + \frac{\partial K}{\partial t} \Delta t$$

그런데 iris의 두께는 고정했으므로 $\Delta t = 0$ 으로 놓을 수 있다. 따라서

$$\Delta K = \frac{\partial K}{\partial r} \Delta r \quad (17)$$

이 된다. 여기서 $\frac{\partial K}{\partial r}$ 은 iris의 반지름을 변화시켜가며 구한 인버터의 값들을 수치 미분하여 얻을 수 있고 Δr 은 수치 해석 혹은 가공 상에서 생길 수 있는 iris 반지름의 오차라고 하면 식 (17)에 의해 ΔK 를 얻을 수 있다. 이 값을 원래의 인버터 값 K 로 나누면 Δr 로 생기는 인버터의 오차가 몇 %나 되는지 알 수 있다. 원래의 공진기 길이에서 빼주어야 하는 전기적 길이에 대한 민감도도 마찬가지로 계산할 수 있다.

III. 결과 및 검토

본 논문에서 제안된 방법을 적용하여 먼저 구형 도파관내의 원형 iris의 산란 계수를 구하여 실험치와 비교하였다. 그림 4에서 도파관은 WR-90 표준 도파관(22.86mm×10.16mm)을 사용하였으며 iris의 지름이 9.27mm인 경우로 이론치와 실험치가 비교적 잘 맞는 것을 알 수 있다.

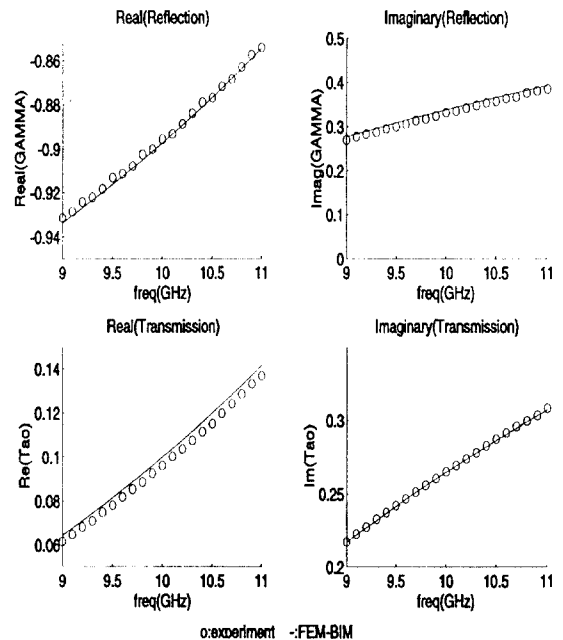


그림 4.1

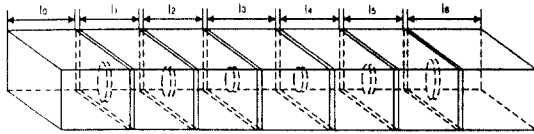


그림 5.

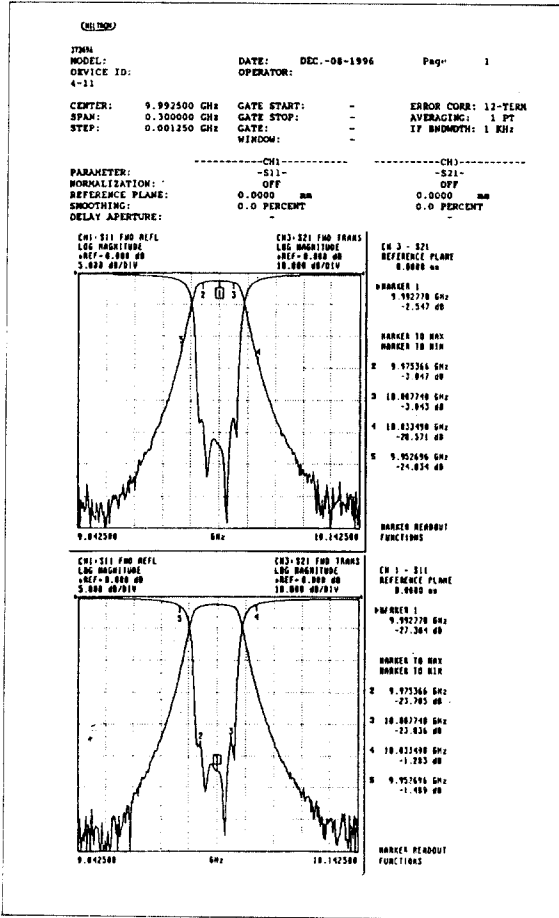


그림 6.

그림 5는 공진기 5개를 사용하는 협대역 대역 통과 여파기의 구조이다. 여기서 $l_0 = l_6 = 1.889\text{cm}$, $l_1 = l_5 = 1.877\text{cm}$, $l_2 = l_4 = 1.964\text{cm}$, $l_3 = 1.967\text{cm}$ 이며 iris는 가운데를 중심으로 양쪽이 대칭인데 맨 바깥쪽 iris의 지름이 8.91mm, 그 다음이 4.73mm, 맨 안쪽 iris의 지름이 4.31mm이다. 그림 6은 구해진 iris의 산란 계수로

부터 중심 주파수 10GHz, 대역폭 40MHz의 도파관 여파기를 설계하여 이를 토대로 제작된 여파기의 특성이다. 이 때 구조상 제약 때문에 인버터의 미세조정은 하지 않았고 공진기의 길이만 미세 조정된 결과이다. iris의 결합도가 조금 작아서 대역폭이 7MHz정도 줄었고, 공진기들의 공진 주파수가 약간 달라져서 중심 주파수가 7MHz 정도 아래로 이동하였다. 이 때 통과 대역에서 삽입 손실이 2.5dB정도로 큰 것은, 이 여파기의 구조상 도파관 내에 흐르는 전류의 단면 방향으로 도파관과 iris가 연결되므로 이 부위의 접촉 저항에 의해 생기는 것으로 판단된다. 위에서 살펴본 듯이 이 여파기의 고유한 민감도가 상당히 클 것으로 예상되었는데 실제로 iris 제작과정에서 생긴 iris 단면의 rounding효과는 실제로 iris의 지름을 작게는 백분의 수 mm에서부터 크게는 백분의 수십 mm까지 늘리는 역할을 하기 때문에 여파기의 성능을 크게 저하시킬 수 있음을 알 수 있었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 유한 요소 경계 적분법을 이용한 도파관내 iris해석과 이를 이용하여 X-band용 협대역 도파관 여파기를 설계, 제작, 실험하였다.

iris 해석 방법에 있어서는 iris의 두께를 고려하였는데 이는 기존의 FEM만을 이용한 해석법에 비하여 효율적이나 정형화된 iris를 해석함에 있어서는 mode matching 방법에 비하여 계산 시간이 약 7~8배 이상 소요되어 비효율적이다. 그러나 mode를 구하기 어려운 iris를 해석할 경우는 매우 효율적인 것으로 판단된다.

또한 iris를 이용한 도파관 여파기 설계시 협대역 여파기는 기본적으로 기계적인 치수에 민감한 특성을 가지게 되므로 기계가공에 주의해야하며 제작상의 편의를 위한 설계 방법과 주파수에 따른 인버터 값의 변화를 고려한 설계 방법에 대한 연구가 필요하다.

감사의 글

실험을 하는데 많은 도움을 주신 국민대학교 박준석 박사님과 Telwave 최춘권사장님께 많은 감사를 드립니다.

참 고 문 헌

1. H. Patzelt and F. Arndt, "Double-plane steps in rectangular waveguides and their application for transformers, irises, and filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 771-776, May 1982.
2. U. Papziner and F. Arndt, "Field theoretical computer-aided design of rectangular and circular iris coupled rectangular or circular waveguide cavity filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-41, NO. 3, pp. 462-471, Mar 1993.
3. T. Itoh, *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*. New York: Wiley, 1989.
4. J. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*. New York: Wiley: 1993.
5. B. C. Ahn, "Moment method analysis of a narrow wall inclined slot on a rectangular waveguide," Ph. D. dissertation, Univ. Mississippi, Oxford 1992.
6. 박준석, "Corrugated 構造를 이용한 高調波 抑制用 導波管型 低域通過 濾波器的 解析 및 設計에 關한 研究," 국민대학교 공학박사학위논문. 1996.
7. G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. McGraw-Hill, 1964.
8. D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Addison Wesley, 1990.



박 증 국(Jong-kuk Park) 학생회원
 1971년 8월 31일생
 1995년 2월: 서울대학교 전자공학과 학사
 1997년 2월: 서울대학교 대학원 전자공학과 석사
 1997년 3월~현재: 서울대학교 전기공학부 박사과정 재학중

※주관심분야: 전자파 수치해석, 마이크로파 및 밀리미터파 수동회로 해석

남 상 욱(Sangwook Nam) 정회원
 1959년 2월 2일생

1981년 2월: 서울대학교 전자공학과 학사
 1983년 2월: 한국과학기술원 전기·전자공학과 석사
 1983년 2월~1986년 8월: 금성사 중앙연구소 주임연구원
 1989년 5월: 미국 Texas 주립대학교 전기공학과 박사
 1989년 6월~1989년 9월: 미국 Texas 주립대학교 Post-Doc. 연구원
 1989년 9월~1990년 1월: 금성정밀 연구소 선임연구원
 1990년 2월~현재: 서울대학교 공과대학 전기공학부 교수
 ※주관심분야: 전자파 수치해석, 마이크로파 측정 및 회로설계