

論文97-34D-10-8

# 모드정합법을 이용한 20 GHz 저손실 이중모드 채널여파기

## (A 20 GHz Low-Loss Dual-Mode Channel Filter using Mode Matching Method)

鄭根旭\*, 李宰鉉\*, 柳旻完\*, 姜聲春\*

(Kun-Wook Chung, Jae-Hyun Lee, Kyung-Wan Yu, and Sung-Choon Kang)

### 요 약

본 논문에서는 모드정합법(mode matching method)을 이용하여 저손실특성을 갖는 20 GHz 이중모드(dual-mode) 채널여파기(channel filter)를 설계하였다. 이중모드 구조의 채널여파기 특성은 아이리스(iris) 크기 변화에 민감하게 반응하므로 정확한 아이리스의 설계는 채널여파기의 성능을 좌우하는 핵심이라 할 수 있다. 모드정합법은 이론적으로 간단하고 채널여파기의 아이리스의 경우와 같은 단순한 구조의 해석시, 정확한 결과값을 빠른 시간내에 도출할 수 있는 장점이 있어 여파기 설계에 널리 이용되고 있다. 또한, 아이리스의 두께에 대한 영향까지 계산할 수 있어 등가모델을 이용하는 것보다 훨씬 정확한 여파기 설계가 가능하게 되었다.

### Abstract

In this paper, we present a 20 GHz low-loss dual-mode channel filter designed by using mode matching method. The performance of dual-mode channel filter mainly depends on iris characteristics. Therefore the exact design of iris is the key point to get good frequency response of the filter. Mode matching technique is widely used to design several kinds of waveguide filters because it is simple in theory and can easily calculate the scattering matrices at the discontinuities with simple structure like iris coupled filters. Additionally the effect for finite thickness of the iris in the dual-mode cavity filter is analyzed by the full-wave method, providing the exact filter implementation without trial and error.

### I. 서 론

현재 대부분의 위성중계기에서 채널여파기용으로 원통형(cylindrical) 도파관을 이용한 이중모드구조의 여파기를 사용하는 것은 이중모드 여파기가 최소한의 무게와 부피로써 낮은 삽입손실 및 높은 대역의 차단특성을 지니기 때문이다. 또한, 공동(cavity) 공진기와

아이리스가 서로 분리된 구조이므로 아이리스의 재제작이 용이할 뿐만 아니라 다양한 여파기 특성을 임의로 조정할 수 있다는 장점이 있다.<sup>[1,3]</sup>

초창기의 이중모드 도파관 채널여파기의 아이리스 설계는 아이리스의 등가모델 계산식<sup>[4]</sup>에 의존하여 이루어졌다.<sup>[1,3]</sup> 그러나, 등가모델에서는 아이리스의 두께에 대한 영향을 고려할 수가 없어 실험적으로 접근할 수 밖에 없는 한계를 가지고 있었다. 아이리스 두께가 변하면 두께에 대한 영향을 계산하기 위한 많은 시행착오를 거쳐야하므로 불필요한 시간과 제작비용이 필요하였다. 이 후 이러한 문제점을 해결하기 위해서 full-wave 해석으로 채널여파기를 설계하고 있

\* 正會員, 韓國電子通信研究院 衛星通信技術研究段 搭載裝置研究室

(Satellite Communications Division, Electronics and Telecommunicatins Reserch Institute)

接受日字:1997年5月29日, 수정완료일:1997年9月19日

으며,<sup>[5,8]</sup> 그 중에서 모드정합법은 이론이 간단하고 해석시간이 짧을 뿐만 아니라 사각형 아이리스와 같이 불연속면이 단순한 구조를 정확하게 해석할 수 있다는 장점이 있어 공동결합 여파기 설계에 가장 보편적으로 이용되고 있다. 여기서는 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법을 이용하여 사각형 아이리스의 불연속면을 해석하였다. 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법은  $E_x$  성분을 자동적으로 배제시켜  $TE_{mn} - TM_{mn}$  해석법보다 빠르게 수렴하는 장점을 가지고 있어 계산시간을 단축시켜준다.

본 논문에서는 4극 타원형 여파기함수를 이용하여 중심주파수가 20.755 GHz, 대역폭이 200 MHz인 채널여파기를 설계하였다. 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법으로 해석된 아이리스의 전송손실값과 측정된 아이리스의 전송손실값을 비교, 분석하여 모드정합법의 타당성을 검증하였고, 낮은 삽입손실 특성을 갖도록 설계된 채널여파기의 주파수 응답특성을 측정된 결과와 타원형 여파기함수 계산값과 비교하였다.

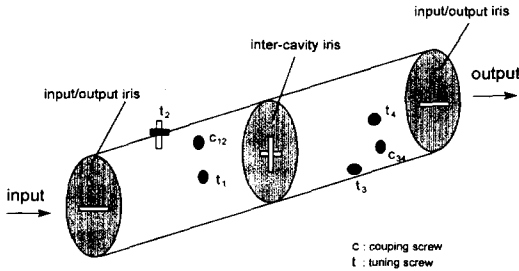


그림 1. 4극 이중모드 도파관 채널여파기의 구조  
Fig. 1. Structure of a 4-pole dual-mode waveguide channel filter

## II. 수정된 $TE_{mn}^x$ 모드정합법

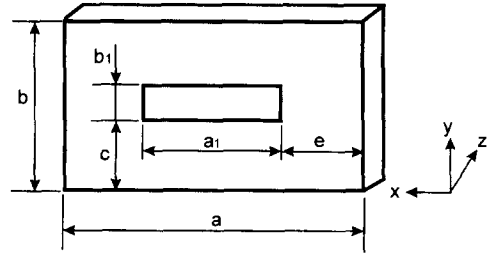
$TE_{mn}^x$  모드해석법<sup>[9,10]</sup> 은 축방향의 전계성분은 배제시켜 ( $E_x = 0$ ) 불연속면에서 계산되는 모드수를 줄여줌으로써  $TE_{mn} - TM_{mn}$  모드해석법보다 빠르게 계산할 수 있다. 그림 2에 그려진 아이리스 불연속면에서의 횡단면 전자계 성분은 다음과 같이 주어진다.

$$\vec{E} = \nabla \times \vec{A}_h \quad (1)$$

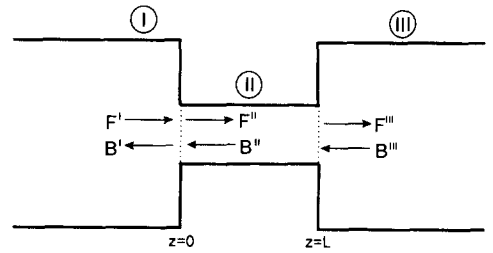
$$\vec{H} = \frac{j}{\omega\mu_0} \nabla \times \nabla \times \vec{A}_h \quad (2)$$

여기서  $\vec{A}_h$ 는 자계 벡터포텐셜이다.  $TE_{mn}^x$  모드해석법

에서는  $E_y, H_x, H_y$  성분만 고려하며, 각 성분들은 자계 벡터포텐셜  $\vec{A}_h = A_{hx} \vec{a}_x$ 로부터 유도된다. (영역  $I = I, II$ )



(a)



(b)

그림 2. 아이리스 불연속면  
(a) 정면도 (b) 옆면도

Fig. 2. Iris discontinuity.  
(a) Front view (b) Side view

$$E_y = \frac{\partial}{\partial z} A_{hx}$$

$$H_x = \frac{j}{\omega\mu_0} \left( k_o^2 + \frac{\partial^2}{\partial x^2} \right) A_{hx} \quad (3)$$

$$H_y = \frac{j}{\omega\mu_0} \left( \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} A_{hx} \right)$$

먼저,  $z = 0$ 의 불연속면 산란계수를 구한다. 영역  $I$  및  $II$ 에 대한 자계 벡터포텐셜  $A_{hx}^I, A_{hx}^{II}$ 은

$$A_{hx}^I = \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^N G_{mn}^I T_{mn}^I(x, y) \cdot (F_{mn}^I e^{-jk_{im}z} - B_{mn}^I e^{+jk_{im}z})$$

$$A_{hx}^{II} = \sum_{i=1}^K \sum_{k=0}^K G_{ik}^{II} T_{ik}^{II}(x, y) \cdot (F_{ik}^{II} e^{-jk_{ik}z} - B_{ik}^{II} e^{+jk_{ik}z}) \quad (4)$$

와 같다. 이 때, 식 (4)의 벡터포텐셜은 각각 두 개의 변수 ( $m, n$ ) 및 ( $i, k$ )로 표현되어 있으나 모드를 차단주파수가 낮은 순서대로 재배열하여 간단하게  $p = (m, n), q = (i, k)$ 라는 새로운 변수로 표시할 수 있다. 여기서  $F_{mn}^I, F_{ik}^{II}$ 는 진행파,  $B_{mn}^I, B_{ik}^{II}$ 는 반사파를

의미하고,  $G_{mn}^I, G_{ik}^{II}$ 는 정규화변수로서 식 (5)와 같이 주어진다.

$$G_{mn}^I = 2\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{k_{zmn}^I \cdot ab[k_0^2 - (k_{xm}^I)^2]}} \quad (5)$$

$$G_{ik}^{II} = 2\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{k_{zik}^{II} \cdot a_1 b_1 [k_0^2 - (K_{\xi}^{II})^2]}}$$

$$T_{mn}^I(x, y) = \sin\left\{(2m-1)\frac{\pi}{a}x\right\} \frac{\cos\left(\frac{2n\pi}{b}y\right)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} \quad (6)$$

$$T_{ik}^{II}(x, y) = \sin\left\{(2m-1)\frac{\pi}{a_1}(x-e)\right\} \frac{\cos\left(\frac{2n\pi}{b_1}(y-c)\right)}{\sqrt{1+\delta_{0i}}}$$

( $\delta_{0n}, \delta_{0i}$ : Kronecker delta)

$$k_{mn}^I = \sqrt{k_0^2 - (k_{xm}^I)^2 - (k_{yn}^I)^2}$$

$$k_{ik}^{II} = \sqrt{k_0^2 - (k_{\xi}^{II})^2 - (k_{\eta}^{II})^2} \quad (7)$$

$$k_{xm}^I = \frac{(2m-1)\pi}{a}, k_{yn}^I = \frac{2n\pi}{b}$$

$$k_{\xi}^{II} = \frac{(2i-1)\pi}{a_1}, k_{\eta}^{II} = \frac{2k\pi}{b_1}$$

$z = 0$ 의 불연속면에서는 전자계 성분이 연속이어야하므로  $E_y, H_x, H_y$ 에 대한 3개의 행렬식은 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} E_y: F^I + R^I &= L_E(F^{II} + B^{II}) \\ H_x: L_{Hx}(F^I - R^I) &= F^{II} - B^{II} \\ H_y: L_{Hy}(F^I - R^I) &= F^{II} - B^{II} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서

$$\begin{aligned} (L_E)_{\kappa} &= \frac{4}{\sqrt{ab} \cdot a_1 b_1} \sqrt{\frac{k_{z\kappa}^{II} [k_0^2 - (k_{z\kappa}^{II})^2]}{k_{z\kappa}^I [k_0^2 - (k_{z\kappa}^I)^2]}} \int_e^{e+a_1} \int_c^{c+b_1} T_{\kappa}^I(x, y) T_{\kappa}^{II}(x, y) dx dy \\ (L_{Hx}) &= (L_E)^T \\ (L_{Hy})_{\varphi} &= \frac{4}{\sqrt{ab} \cdot a_1 b_1} \sqrt{\frac{k_{z\varphi}^{II} [k_0^2 - (k_{z\varphi}^{II})^2]}{k_{z\varphi}^I [k_0^2 - (k_{z\varphi}^I)^2]}} \cdot \frac{1}{(k_{z\varphi}^I)^2 (k_{z\varphi}^{II})^2} \\ &\quad \cdot \int_e^{e+a_1} \int_c^{c+b_1} \frac{\partial}{\partial x \partial y} T_{\varphi}^I(x, y) \frac{\partial}{\partial x \partial y} T_{\varphi}^{II}(x, y) dx dy \end{aligned} \quad (9)$$

T : Transposed

식 (10)의 아이리스 불연속면에서의 산란계수를 계산하기 위해서 식 (7), (8)을 이용한다.  $H_y$ 에 대한 정합식을 무시하고  $E_y$ 와  $H_x$ 에 대한 정합식만을 이용하여 산란계수를 결정하는 방법으로는 공진하는 아이리스 불연속면의 해석을 제대로 수행하지 못한다.

$$\begin{bmatrix} B^I \\ F^{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^I \\ B^{II} \end{bmatrix} \quad (10)$$

수정된 모드해석법에 대한 계산순서는 다음과 같이 행한다.

- 1)  $E_y$ 의 정합은 식 (8)과 (9)를 이용해서 구한다.
- 2) 행렬  $L_{Hx}$  및  $L_{Hy}$ 를 구한 후, 새로운 행렬  $L_H$ 은 다음과 같은 조건에 따라  $L_{Hx}$  혹은  $L_{Hy}$ 로 대체된다.  
 $(L_H)_{\varphi p} = (L_{Hx})_{\varphi p}$  : 모드 q 혹은 p가  $TE_{m0}^*$ 인 경우  
 $(L_H)_{\varphi p} = (L_{Hy})_{\varphi p}$  : 모드 q 혹은 p 어느쪽도  $TE_{m0}^*$ 이 아닌 경우
- 3) 아래 식의 산란계수를 계산한다.

$$\begin{aligned} S_{11} &= [L_E L_H + I]^{-1} [L_E L_H - I] \\ S_{12} &= 2[L_E L_H + I]^{-1} L_E \\ S_{21} &= L_H [I - S_{11}] \\ S_{22} &= I - L_H S_{12} \end{aligned} \quad (11)$$

$I$  : 단위행렬

아이리스 두께부분의 산란행렬  $S^D$ 을 식 (11)의 불연속 경계면 산란행렬과 결합시키면 식 (13)과 같다.<sup>[11-14]</sup> 여기서  $D = \text{Diag}\{e^{-jk_z^I L}\}$ 는 diagonal 행렬이다.

$$S_D = \begin{bmatrix} 0 & D \\ D & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} B^I \\ F^{III} \end{bmatrix} = [S^T] \begin{bmatrix} F^I \\ B^{III} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$S_{11}^T = S_{22}^T = S_{11}^I + S_{12}^I D [I - S_{22}^I D S_{11}^I]^{-1} S_{22}^I D S_{11}^I \quad (14)$$

$$S_{21}^T = S_{12}^T = S_{12}^I D [I - S_{22}^I D S_{11}^I D]^{-1} S_{11}^I$$

### III. 아이리스 해석 및 여파기 실험결과

중심주파수 20.755 GHz, 대역폭 200 MHz의 채널 여파기는 4극(pole) 타원형(elliptic) 여파기함수를 이용하여 설계되었다. 통과대역의 리플은 0.02 dB이며, 여파기의 전달함수  $t(s)$ 는 다음과 같이 결정하였다.

$$t(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon Q(s)} \quad (15)$$

여기서

$$P(s) = s^2 + 4.012979$$

$$Q(s) = s^4 + 2.408734s^3 + 3.938005s^2 + 3.753479s + 2.106149$$

$$\varepsilon = 1.909843$$

전달함수 합성을 통해서 구한 각 모드간의 결합계수행렬  $M$ 은 다음과 같고, 공동 공진기는 무부하 Q값을 높이기 위해서 원통형으로 제작하여 공동내부에서  $TE_{113}$  모드가 기본 모드로 공진하도록 설계하였다.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.908691 & 0 & -0.268664 \\ 0.908691 & 0 & 0.834030 & 0 \\ 0 & 0.834030 & 0 & 0.908691 \\ -0.268664 & 0 & 0.908691 & 0 \end{bmatrix}$$

아이리스의 모양은 그림 2와 같은 사각형의 형태이며 아이리스의 폭과 두께는 각각 0.7 mm, 0.3 mm로 고정된 후 아이리스의 길이를 결정하였다. 공동간 아이리스(inter-cavity iris)가 십자형이지만 세로와 가로 슬롯이 서로 수직하고 가로와 세로 슬롯을 통해서 결합되는 모드결합량은 각기 독립적으로 조절되므로 입출력 아이리스 설계와 동일한 방법으로 실시한다. 아이리스의 리액턴스값은 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법으로 해석하였으며, 도파관 및 아이리스 영역에 대한 해석 모드수는 도파관에 대한 아이리스의 크기 비율로 결정하였다. 도파관 영역(영역 I, WR-42,  $a = 10.668 \text{ mm}$ ,  $b = 4.318 \text{ mm}$ )의 모드수는  $M = 10$ ,  $N = 4$ 로, 아이리스 영역(영역 II)의 모드수는  $I = 6$ ,  $K = 1$ 로 하여 아이리스 불연속 경계면을 해석하였다.

모드정합법으로 해석한 사각형 아이리스 슬롯의 전송손실값을 등가모델로 계산한 이론값, FEM(Finite Element Method) 해석 프로그램인 HFSS(High Frequency Structure Simulator)로 해석한 시뮬레이션값 및 알루미늄으로 제작된 아이리스의 측정값 등과 비교하였다. 그림 3에서 '---\*'는 모드정합법으로 해석한 결과를, 'o'은 측정값을 나타낸다. '+'는 HFSS에서 각 iteration간의 허용오차( $\Delta S$ )를 0.05로 했을 때의 결과이고, 실선은 등가모델<sup>[15]</sup>을 이용한 이론값을 의미한다. 이론값은 아이리스 길이가 파장에 비해 길어질수록 오차가 많아짐을 알 수 있고, HFSS를 이용하는 경우는 아이리스의 길이가 길어지면 측정값에 정확하게 근접함을 알 수 있으나 길이가 짧아지면 오차가 많아진다. 또한, HFSS는 FEM 해석을 하므로 임의의 구조물에 대해서 해석이 가능하다는 장점이 있는 반면 해석시간이 많이 소요되므로 사각형 아이리스와 같이 간단한 구조를 해석에는 비효율적인 면이 있다. 컴퓨터의 성능에 따라 해석시간이 달라지겠지만 본 연구에서 행한 시뮬레이션에서는 HP 720을 이용하여 하나의 사각형 아이리스를 단일 주파수에서

해석하는데 1시간 정도가 소요되었다. 모드정합법으로 해석한 계산값은 아이리스 길이변화에 관계없이 측정값과 잘 일치함을 보여주며 PC 586를 이용하여 하나의 아이리스 해석에 걸린 시간은 10 초 정도였다.

위성중계기의 출력단 채널여파기는 고출력증폭기로부터 증폭된 신호의 손실을 최소화시켜야하므로 저손실특성을 가지도록 설계되어야한다. 구형도파관 공진기보다 원형 도파관 공진기의 Q값이 커고 파의 진행방향으로 반파장의 수가 많을수록 무부하 Q값이 커진다. 그리고 공동 공진기의 직경이 커질수록 무부하 Q값이 커지나 송수신 주파수대역부근에서 다른 고차모드가 발생하지 않는 범위내에서 설계되어야하므로 직경의 신중한 설계가 있어야한다. 여기서는 원형도파관으로 공동공진기를 구성하였고  $TE_{113}$  모드가 공진하도록 설계하였다. 이러한 여러 조건들을 감안하여 공동의 직경을 15.6 mm로 설계하였으며 이 때의 공동 공진기의 이론적인 무부하 Q값은 11,650이다. 공동내부의 표면거칠기 및 은도금 처리상태에 따라 여파기 전체의 삽입손실 변화가 많아지므로 공진기 내부의 표면거칠기를  $0.5 \mu\text{m}$ 이하로 가공하였으며 가공 후 은도금처리하였다.

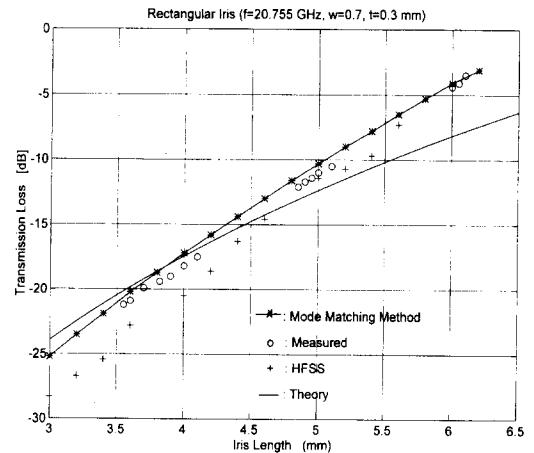


그림 3. 사각형 아이리스의 전송손실값 (WR-42 도파관) (주파수  $f=20.755 \text{ GHz}$ , 폭  $b_1=0.7 \text{ mm}$ , 두께  $L=0.3 \text{ mm}$ )

Fig. 3. Transmission loss of rectangular iris (WR-42 waveguide)(frequency  $f=20.755 \text{ GHz}$ , width  $b_1=0.7 \text{ mm}$ , thickness  $L=0.3 \text{ mm}$ )

제작된 채널여파기의 공동 및 아이리스의 크기를 표 1에 제시하였으며 측정된 채널여파기의 주파수 응답특

성을 그림 5에 나타내었다. 채널여파기의 삽입손실은 0.7 dB, 통과대역전체의 반사손실은 20 dB로 양호한 특성을 나타내었으며, 전체 여파기의 주파수응답 역시 그림 4에 있는 4극 타원형 여파기 함수의 계산값과 거의 유사한 특성을 보여주었다. 그리고, 통과대역내에서의 진폭 및 군지연응답특성 역시 우수하여 본 논문에서 소개한 모드정합법으로 해석한 아이리스 설계가 아주 정확하였음을 확인할 수 있었다.

표 1. 제작된 공동 및 아이리스의 치수  
Table 1. Size of cavity & iris.

항목	치수(mm)	비고
공동 (cavity)		표면거칠기 < 0.5
- 직경 (D)	15.60	
- 길이 (L)	25.18	
입출력(input/output) 아이리스		폭(w) = 0.7 mm 두께(t) = 0.3 mm
- 슬롯 길이	6.05	
공동간(inter-cavity) 아이리스		
- 가로 슬롯 길이	3.63	
- 세로 슬롯 길이	4.95	

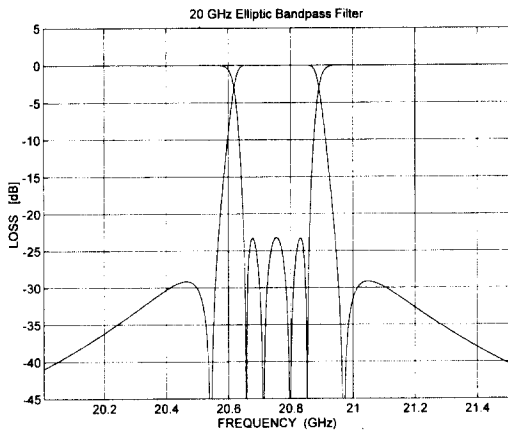
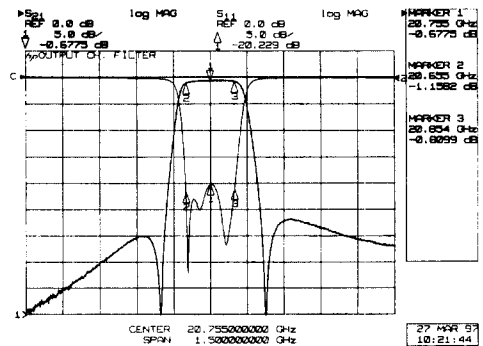


그림 4. 4극 타원형 여파기특성  
Fig. 4. 4-pole elliptic filter performance.

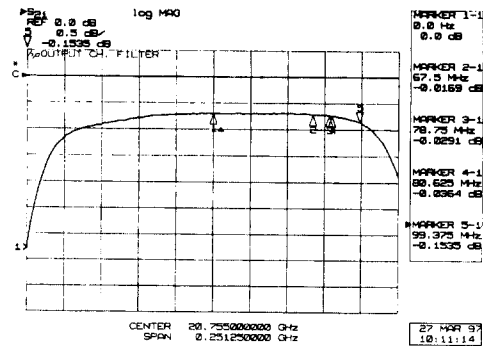
#### IV. 결론

본 논문에서는 모드정합법을 이용하여 20 GHz 이 중모드 도파관 채널여파기를 설계하여 그 성능을 확인하였다. 아이리스는 이중모드 도파관 채널여파기의 전체 특성을 좌우하므로 아이리스의 정확한 설계는 채널여파기 구현의 핵심이라 할 수 있다. 초창기의 이중모드 도파관 여파기의 아이리스 설계는 아이리스를 등가 모델로 변환한 계산식에 의존하였으나 이 등가모델식

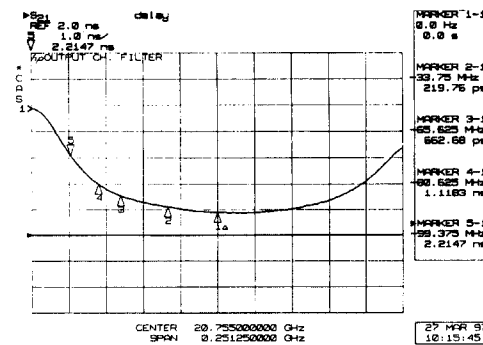
은 아이리스의 두께를 고려할 수가 없어 실제로 적용하기에는 오차가 많고 많은 시행착오를 거쳐야하는 불편함이 있었다. 이 후, full-wave 해석법을 이용한 설계를 통해서 이러한 문제점을 해결하고 있는데 이 중 모드정합법은 채널여파기의 아이리스 슬롯과 같이 간단한 구조물 해석에 있어서 해석시간이 빠를뿐만 아니라 정확도 또한 높아서 공동결합 여파기와 같은 도파관 여파기 해석에 많이 이용되고 있다. 또한, 채널여파기의 삽입손실을 줄이기 위해서 공동공진기의 무부하 Q값을 높이기 위한 여러 방안들이 고려되었다.



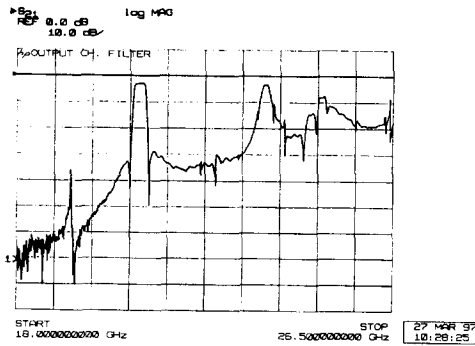
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 5. 측정된 채널여파기의 주파수응답특성

(a) 삽입손실 / 반사손실 (b) 진폭특성 (대역내)  
(c) 군지연 특성 (d) 대역외 차단특성

Fig. 5. Measured frequency response of channel filter.

(a) Insertion loss / return loss (b) Amplitude response (Passband) (c) Group delay (d) Out-of-band rejection

본 논문에서 제작된 채널여파기의 아이리스는 수정된 모드정합법을 이용한 해석 프로그램으로 설계되었다. 모드정합법으로 해석된 아이리스의 전송손실 계산값과 측정값사이의 오차가 거의 없어 정확한 채널여파기 설계가 가능하였으며 측정된 채널여파기의 주파수응답특성을 통하여 모드정합법 해석의 타당성을 검증하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] A.E. Atia, and A.E. Williams, "New Types of Waveguide Bandpass Filters for Satellite Transponders", *COMSAT Tech Review*, pp. 21-43, no. 1, Fall, 1971.
- [2] 정근욱, 이재현, "Iris 전송손실 측정값을 이용한 이중모드 협대역 도파관 채널여파기의 설계 및 제작", 전자공학회 논문지, 제 32권, A편, 제6호, pp. 777-786, 1995
- [3] R.J. Cameron, and J.D. Rhodes, "Asymmetric Realizations for Dual-mode Bandpass Filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 29, pp. 51-58, 1980.
- [4] G.L. Matthaei, L. Young and E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-*
- [5] J.R. Montejo-Garai and J. Zapata, "Full-wave Design and Realization of Multi-coupled Dual-mode Circular Waveguide Filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 6, pp. 1290-1297, 1995.
- [6] L. Accatino and G. Bertin, "Design of Coupling Irises between Circular Cavities by Modal Analysis", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 7, pp. 1307-1313, 1994.
- [7] P. Couffignal, H. Baudrand, and B. Theron, "A New Rigorous Method for the Determinations of Iris Dimensions in Dual-mode Cavity Filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 7, pp. 1314-1320, 1994.
- [8] P. Guillot, P. Couffignal, and B. Theron, "Improvement in Calculation of Some Surface Integrals : Application to Junction Characterization in Cavity Filter Design", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 12, pp. 2156-2160, 1993.
- [9] J. Bornemann and R. Vahldieck, "Characterization of a Class of Waveguide Discontinuities using a Modified Mode Approach", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 12, pp. 1816-1822, 1990.
- [10] J. Uher, J. Bornemann, and U. Rosenburg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems : Theory and CAD*, Artech House, Chap. 1, 1991.
- [11] 이민수, 이상철, "모드정합법을 이용한 구형도 파관의 불연속경계면 해석", 전자공학회 논문지, 제 30권, A편, 제 11호, pp. 912-919, 1993
- [12] J. Bornemann, R. Vahldieck, F. Arndt, and D. Grauerholz, "Optimized Low-insertion-Loss Millimeter-wave Fin-line and Metal Insert Filters", *The Radio and Electronic Engineer*, vol. 52, no. 11/12, pp. 513-521, 1982.
- [13] Q. Zhang and T. Itho, "Computer-aided

- Design of Evanescent-mode Waveguide Filter with Nontouching E-plane Fins", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 2, pp. 404-412, 1988.
- [ 14 ] H. Patzelt and F. Arndt, "Double-plane Steps in Rectangular Waveguides and Their Application for Transformers, Irises, and Filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 5, pp. 771-776, 1982.
- [ 15 ] N.A. McDonald, "Simple Approximations for the Longitudinal Magnetic Polarizabilities of Some Small Apertures", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, pp. 1141-1144, 1988.

---

 저 자 소 개
 

---

鄭 根 旭(正會員) 第 33卷 A編 11號 參照

현재 Univ. of Penn. State 박사과  
정 재학중

李 宰 鉉(正會員) 第 33卷 A編 11號 參照

현재 전자통신연구원 탐재장치연구실  
선임연구원

柳 炅 完(正會員) 第 33卷 A編 4號 參照

현재 전자통신연구원 탐재장치연구실  
연구원

姜 賢 春(正會員) 第 34卷 D編 3號 參照

현재 전자통신연구원 탐재장치연구실  
선임연구원