

# 체비셰프 응답을 갖는 이중모드 공동 공진기 필터의 설계 및 제작

準會員 金 相 哲\*, 正會員 洪 義 錫\*\*

## Design and Implementation of Dual-mode Cavity Filter with a Chebyshev Response

Kim Sang-Cheol\*, Hong Ui-Seok\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 Chebyshev-응답을 갖는 이중모드 대역통과 필터를 Ku-band와 K-band에서 설계·제작하였다. 제작된 필터는 2 개의 독립 직교  $TE_{113}$  원형 공진 모드로 공진한다. 2개의 이중모드 필터는 4-pole Chebyshev 함수 특성을 가지며, 각각 중심 주파수 12.5GHz, 대역폭 100MHz와 중심 주파수 19.25GHz, 대역폭 120MHz를 갖는다. 측정 실험 결과 12.5GHz 이중모드 필터는 통과 대역내에서 1.2dB의 삽입 손실과 65dB의 저지 대역 감쇠를 나타냈고 19.25GHz 필터는 1.55dB의 삽입 손실과 70dB의 저지 대역 감쇠를 나타냈다. 이러한 실험 결과는 설계 사양과 잘 일치함을 알 수 있었다.

### Abstract

In this paper the dual-mode bandpass filters with a Chebyshev response are designed and manufactured at Ku-band as well as K-band. Manufactured filters are resonated by two independent orthogonal  $TE_{113}$  circular-cavity modes and characterized by 4-pole Chebyshev function. One is operating at a center frequency of 12.5GHz with a bandwidth of 100MHz and the other, a center frequency of 19.25GHz with 120MHz, respectively. The measured experimental results of a 12.5GHz dual-mode filter have a 1.2dB insertion loss in the passband and 65dB out-of-rejection, and a 19.25GHz filter has a 1.55dB insertion loss and 70dB out-of-rejection. These experimental results show good agreements with the design specifications.

### I. 서 론

최근 위성 및 이동 통신을 포함하는 통신 시스템 연구 분야의 변화 방향은 소형·경량화이다. 통신 시스템의 RF단 필수 부품인 필터에 관한 연구도 이러한 관심이 점차 고조되면서 보다 다양한 구조 및 적

\*광운대학교 전자통신공학과  
Dept. of Electronic Communication Eng. of Kwang-Woon Univ.

\*\*광운대학교 전자공학과/신기술연구소 연구원  
Dept. of Radio Science Eng. of Kwang-Woon Univ.  
/Institute of New Technology(Research Staff)  
論文番號: 95405-1124  
接受日字: 1995년 11월 24일

용 특징으로 세분화하여 발전하고 있다. 특히 수 GHz 이상의 Microwave대에서는 도파관을 이용하는 필터가 주류를 이루고 있으나 이러한 공동 공진기 필터는 우수한 필터 특성에 비해 큰 부피와 무게로 인하여 무선통신 시스템의 소형·경량화의 최대 걸림돌이 되면서 우수한 필터 특성에 비해 큰 부피와 무게로 인하여 무선통신 시스템의 소형·경량화의 최대 걸림돌이 되어 왔다. 따라서 도파관형 필터의 발전은 우수한 응답특성을 유지하면서 부피와 무게를 줄이려는 방향으로 진행하고 있으며 구체적으로 다중모드(multi-mode)를 이용하는 방법이 활발한 움직임을 보이고 있다[1-2].

다중모드를 이용한 필터에 대한 지금까지 연구는 주로 12GHz전후의 Ku-band이하 주파수에서 설계·제작이 이루어 졌으며 그 이상의 주파수에서 연구는 극히 미약한 실정이다. 또한 상당 부분의 필터 연구들이 주로 대역폭 30~50MHz를 갖는 채널 필터용의 Elliptic응답을 채택하고 있다[2-5].

본 연구에서는 안테나의 송·수신단에서 사용할 수 있는 도파관 필터를 1개의 물리적 공동 공진기내에 2개의 orthogonal 모드를 갖는 이중모드(Dual-mode) 원리를 이용하여 중심 주파수 12.5GHz (Ku-band)와 19.25GHz (K-band)에서 각각 100MHz와 120MHz 대역폭을 갖는 4-pole Chebyshev응답 대역통과 필터를 설계·제작하였다.

이와 같은 이중모드 대역통과 필터 제작시 Chebyshev응답의 선택은 Elliptic응답에 비해서 보다 간단한 구조로 설계 및 제작이 가능하다. 본 연구에서 공동 공진기 필터는 TE<sub>113</sub> 모드로 공진하며 원통형 공동 공진기를 이용하여 기존의 conventional공동 공진기 필터의 크기와 무게를 50%까지 줄일 수 있었다.

제작된 2개의 이중모드 필터에서 중심 주파수 12.5GHz(Ku-band) 필터는 평균 -1.2dB의 통과 대역 삽입 손실을 나타냈고 19.5GHz(K-band)필터의 경우는 통과 대역에서 약 -1.55dB의 손실을 나타냈다. 반사 손실 S<sub>11</sub>과 저지 대역 감쇠 특성은 2개의 필터 모두 -15dB와 65dB이상으로 우수한 특성을 보였다.

## II. 다중모드 공동 공진기 필터 이론

### 1. 다중모드 공동 공진기

이론적으로 공동 공진기내부에는 무수히 많은 공진 모드가 존재할 수 있으며 이들 공진 모드들은 서로 공간에 orthogonality가 존재하므로 서로 별개의 공진으로 간주된다. 다중모드 필터는 이러한 별개의 공진을 각기 독립적으로 tuning하여 1개의 물리적인 공동 공진기(physical cavity resonator)내에 다수의 전기적 공진(electrical resonant)를 이용하는 것을 의미한다.

한 개의 물리적인 공동 공진기내에 2개의 전기적 공진을 이용하는 이중모드 공동 공진기에서는 2개 모드의 전개 성분이 서로 orthogonal관계에 있어야 하며 각 모드는 다른 모드에 무관하게 tuning이 가능하다는 것이 전제되어야 한다[6-7]. 이러한 이유에서 일반적으로 이중모드를 이용한 공동 공진기는 TE<sub>mnp</sub>모드를 취하여 수직 방향과 수평 방향의 전개 성분을 tuning하는 것이 일반적이다.

특히 원형 도파관의 fundamental 모드인 TE<sub>11p</sub>모드는 전개 성분이 기하학적으로 orthogonal관계인 vertical과 horizontal로 구분이 가능하며 TE<sub>11p</sub>모드 중 p=1, 3, 5...등의 홀수 값을 갖는 경우는 필터 구현시 screw의 위치가 필터 구조물의 중심부에 symmetrical하게 위치하여 제작·가공이 편리한 잇점이 있다.

### 2. 입·출력 및 intercavity slot구조

공동 공진기의 입력과 출력단의 결합은 첫번째와 마지막 공진기의 외부 양호도(external quality factor) Q<sub>e</sub>에 의해서 표현할 수 있다[2].

필터의 응답이 Chebyshev인 경우 Q<sub>e</sub>는 정규화 파라미터에 의해서 식 (1)과 같이 결정할 수 있다[11]. 이러한 외부 양호도 Q<sub>e</sub>와 사계 분극을 M간의 관계는 식 (2)과 같고 정규화 서셉턴스는 식 (3)과 같다.

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{W_f} \quad \text{혹은} \quad \frac{g_n g_{n+1}}{W_f} \quad (1)$$

$$\text{단, } W_f = \frac{BW}{f_0}$$

$$M = \sqrt{\frac{ab \lambda_{gw} L_c^3 D_c^2}{16 Q_e \lambda_0^2 p^2}} \quad (2)$$

$$\frac{B}{Y_0} = -\sqrt{\frac{ab Q_e \lambda_{gw} \lambda_0^2 p^2}{\pi^2 L_c^3 D_c^2}} \quad (3a)$$

$$\text{단, } L_c = p \frac{\lambda_{gr}}{2} |_{p \text{ 기}} \quad (3b)$$

여기서,  $W_f$ 는 fractional 대역폭이고  $g$ 는 저역통과 원형 필터(Lowpass-prototype filter)의 정규화 파라미터이다.  $D_c$ 와  $L_c$ 는 각각 원통형 공동 공진기의 직경 및 길이를 나타내고  $a$ 와  $b$ 는 공진기에 연결되는 구형 도파관의 크기를 나타낸다. 또한,  $\lambda_0$ 는 자유공간에서의 파장이며,  $\lambda_{gc}$ 는 공진기 입출력단에 연결되는 도파관의 관내파장이다.

입출력단에서 slot의 형태는 도파관부와 공동 공진기 부간에 유도성 결합(inductive coupling)을 유도하기 위해서 longitudinal-type을 사용한다[10].

그림 1은 이중모드 공동 공진기 필터의 입·출력단에서 사용할 수 있는 inductive slot을 나타낸다.

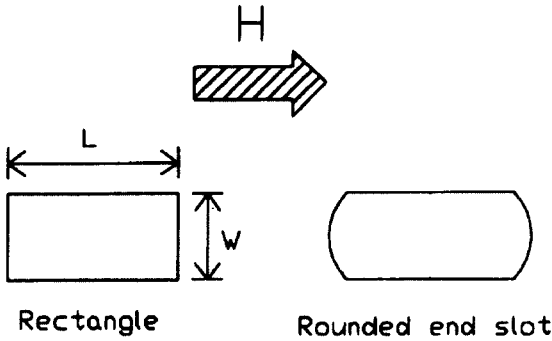


그림 1. 공동 공진기 입·출력단의 slot  
Fig. 1. Slot of cavity at input and output port

그림 1과 같은 round-end형 slot의 크기와 분극율과의 관계는 식 (4)로 구할 수 있다.

$$M_0 = f\left(\frac{W}{L}\right)L^3 \quad (4a)$$

$$f\left(\frac{W}{L}\right) = \frac{0.187 + 0.052\left(\frac{W}{L}\right)\left(1 - \frac{W}{L}\right)}{\ln\left(1 + \frac{2.12}{\left(\frac{W}{L}\right)}\right)} \quad (4b)$$

식 (4)는 Beth's small aperture 이론[8]을 기초로 한 Cohn's large aperture 이론[9]에 의한 것으로 실질적인 slot에 대한 크기와는 상당한 오차를 갖게 된다. 따라서 식 (4b)로 구한 slot의 크기는 slot plate의 두께 및 크기에 대한 교정이 이루어져야 한다.

slot의 교정 식은 다음과 같다.

$$M_{new} = M_{old} \left[1 - \left(\frac{\lambda_{cs}}{\lambda_0}\right)^2\right] 10^{\left(\frac{2.73tA}{\lambda_c}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{cs}}{\lambda_0}\right)^2}} \quad (5)$$

여기서  $t$ 는 slot의 두께를 나타내고  $\lambda_{cs}$ 는 slot의 단면이 갖는 차단 파장을 의미한다.  $A$ 는 empirical factor로 slot의 ( $w/L$ )비에 따라서 실험적인 과정에 의해 정해져야 한다.

$i$ 번째와  $j$ 번째 공진기 간의 결합을 표현하는 결합계수  $k$ 도 정규화 파라미터에 의해서 구할 수 있다. 또한 결합계수  $k$ 는 자계분극을  $M$  혹은 정규화 서셉턴스로 식 (6), 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$M = \frac{\pi k_{ij} L_c^3 D_c^2}{4p^2 \lambda_0^2} \quad (6)$$

$$\frac{B}{Y_0} = -\frac{3p^2 \lambda_0^2 \lambda_{gc}}{4\pi^2 L_c^3 k_{ij}} \quad (7)$$

여기서,  $\lambda_{gc}$ 는 공동 공진기내의 관내파장이다. 결국 식 (2)와 식 (6)의 외부 양호도  $Q_e$ 와 결합계수  $k$ 는 자계 분극을  $M$ 을 통해서 식 (4)에 표현된 바와 같이 slot의 형태와 크기를 결정할 수 있음을 알 수 있다.

그러나 위와 같은 과정을 통해서 구한 slot의 크기는 식 (5)에 표현되어 있는 바와 같이 empirical factor 및 slot 제작상의 가공 정밀도 등의 원인에 의해서 error를 포함하고 있으므로 실험과정에서 다소의 cut-and-try가 요구된다.

intercavity slot의 구조에 있어서 Chebyshev 응답의 경우는 비인접(non-adjacent) 공진기 간의 결합이 불필요한 all-pole형 필터이므로 intercavity slot의 형태는 입·출력 slot과 같은 longitudinal형(그림 1)을 사용할 수 있다.

그러나 필터의 응답이 Elliptic인 경우에는 비인접 공진기 간에 결합이 이루어져야 하므로 intercavity slot 구조가 다소 복잡한 형태가 되어 slot 제작시 정교한 trimming이 요구되며 이는 설계치와 측정치 간의 error 발생 요인으로 작용한다.

### 3. 공동 공진기의 길이(length) 교정

특정 공진 주파수에서 공동 공진기의 길이는 식 (3b)로 표현된다. 그러나 식 (3b)는 공동 공진기가 완

전히 밀폐되어 있을 때의 길이를 의미하므로 공동 공진기의 양단에 위치하는 slot에 의한 공동 공진기의 길이 변화를 고려해야 한다.

양단에 slot을 갖는 공동 공진기의 길이는 특정 공진 주파수에서 slot에 의한 결함을 고려하여 다음 식으로 구할 수 있다[11].

$$L_c = \frac{\lambda_{gc}}{2\pi} \left[ p\pi - \frac{1}{2} \left( \tan^{-1} \frac{2Y_0}{B_{i-1,i}} + \tan^{-1} \frac{2Y_0}{B_{i-1,i}} \right) \right] \quad (8)$$

여기서  $\tan^{-1}$ 항은 공진기 양단에 존재하는 slot에 의한 길이 변화량을 나타내고  $Y_0/B_{i-1,i}$ 는 서셉턴스 값으로 결합계수를 통해 구할 수 있다.

식 (8)은 slot에 의해서 공동 공진기의 전기적 길이 (electrical length)가  $\tan^{-1}$ 항 만큼 증가되었음을 의미하는 것으로 만약 필터 제작시 길이 보정이 이루어지지 않으면 공진 주파수는 설계 중심 주파수보다 하향 이동(shift down) 될 것이다. 따라서 필터 제작시에 slot에 의해 증가된 길이를 미리 상쇄시켜 주워야 한다.

### Ⅲ. 체비셰프 응답 4-pole 이중모드 대역통과 필터의 설계

본 연구에서는 원통형 공동 공진기를 사용하여 Chebyshev응답을 갖는 대역통과 필터를 이중모드 공진 개념으로 설계하였다. 이중모드 대역통과 필터는 중심 주파수 12.5GHz와 19.25GHz에서 각각 100MHz와 120MHz의 대역폭을 갖도록 하였다. 필터의 설계 사양은 표 1과 같다.

표 1. 이중모드 공동 공진기 필터 설계 사양  
Table 1. Design specifications of dual-mode cavity filter

사양	필터①	필터②
중심 주파수( $f_0$ )	12.5 GHz	19.25 GHz
주파수 대역폭(BW)	100 MHz	120 MHz
Ripple 특성	0.2 dB	0.1 dB
저지대역 감쇠	(at $2.6 \times BW$ ) -30 dB	(at $3.33 \times BW$ ) -30 dB
필터 차수	4	
응답 특성	Chebyshev	
필터 구조	longitudinal type	

#### 1. Chebyshev응답 필터 결합계수

표 1의 설계 조건에 맞는 Chebyshev응답 대역통과 필터를 설계하기 위해서는 먼저 4-pole 저역통과 원형 필터(Lowpass-prototype filter)에서의 정규화 파라미터 값을 통해서 외부 양호도  $Q_e$ 와 결합 계수  $k$ 를 구해야 한다[11].

필터의  $Q_e$ 와 각 공진기간의 결합계수는 다음과 같다.

필터①	필터②
$Q_e = 162.85$	$Q_e = 177.978$
$k_{12} = 6.18 \times 10^{-3}$	$k_{12} = 5.177 \times 10^{-3}$
$k_{23} = 5.02 \times 10^{-3}$	$k_{23} = 4.097 \times 10^{-3}$
$k_{34} = 6.18 \times 10^{-3}$	$k_{34} = 5.177 \times 10^{-3}$

#### 2. 공동 공진기의 설계

본 연구에서 필터의 공진모드는  $TE_{113}$  모드를 선택하여  $TE_{113}$  모드의 전계를 vertical과 horizontal의 두 성분으로 tuning 하였다.

그림 2는 특정 공진 주파수에서 원통형 공동 공진기의 직경과 길이의 비율에 따른 모드(mode)의 분포를 나타낸다. 모드 chart는 원형 도파관의 근을 Bessel 함수를 통해서 구하고 C++로 프로그래밍하여 display

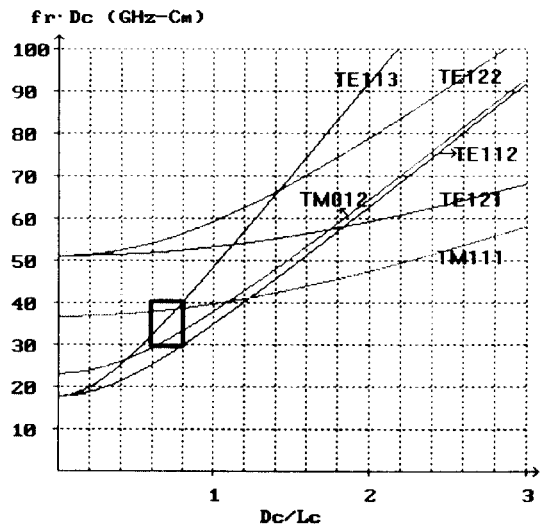


그림 2(a). 원통형 공동 공진기의 모드 chart  
Fig 2(a). Mode-chart for cylindrical cavity resonator

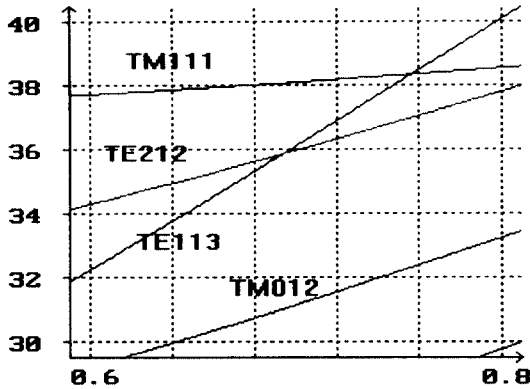


그림 2(b). 그림 2(a)의 세부 모드 chart  
Fig 2(b). Detail mode-chart of Fig.2(a)

하였다[10]. 이중모드 필터의 외부사양 결정은 그림 2의 모드 chart를 통해 TE<sub>113</sub>모드로만 동작할 수 있는 범위를 택하고 다른 모드와 관련하여 상호간섭이 일어나지 않는 영역을 확보해야 한다.

그림 2(a)는 TE<sub>113</sub> 모드와 다른 모드간의 관계를 살펴 본 그래프이며 그림 2(b)는 12.5GHz와 19.25GHz 대역통과 필터의 dimension를 더욱 자세히 결정하기 위해 그림 2(a)의 굵은 사각형 부분을 확대한 것이다.

중심 주파수 12.5GHz와 19.26GHz에서 필터의 각 파라미터는 다음과 같다.

◆ 중심 주파수 12.5GHz

$\lambda_0 = 24$ : 자유공간 파장  
 $\lambda_{gw} = 30.901$ : 입출력 도파관의 관내파장(WR-75)  
 $\lambda_{gc} = 28.54$ : 공동공진기의 관내파장 (10a)  
 $\frac{D_c}{L_c} = 0.6058$ : 공동공진기의 직경 및 길이 비 초기값

◆ 중심 주파수 19.25GHz

$\lambda_0 = 15.5844$   
 $\lambda_{gw} = 21.2536$  (10b)  
 $\lambda_{gc} = 18.247$   
 $\frac{D_c}{L_c} = 0.642$

그림 3은 Chebyshev 응답을 갖는 4-pole 이중모드 공동 공진기의 구조를 나타낸다. 그림 3(a)는 이중모드를 이용한 Chebyshev 응답 4-pole 공동 공진기 필

터의 입체 구조를 나타내며 그림 3(b)는 공동 공진기 A-A'면과 B-B'면에서의 coupling 및 tuning screw의 위치를 나타낸다.

그림 3(b)에서 T1과 T4는 TE<sub>113</sub>모드의 vertical방향의 전계 성분을 tuning하기 위한 screw이고 T2와 T3는 horizontal 성분을 tuning하기 위한 screw이다. C1과 C2는 각 공진기내에서의 vertical과 horizontal성분을 coupling하는 screw이다. coupling screw C1과 C2는 두 개의 전계 성분을 동일하게 결합시키기 위해서 45° 혹은 135° 위치에 있어야 한다.

그림 3의 Chebyshev 응답을 갖는 4-pole 이중모드 공동 공진기 필터 구현에 필요한 상호결합 및 구조적 특성을 정리하면 표 2와 같다.

그림 4는 이중모드 공동 공진기 대역통과 필터에 대한 설계 흐름도이다.

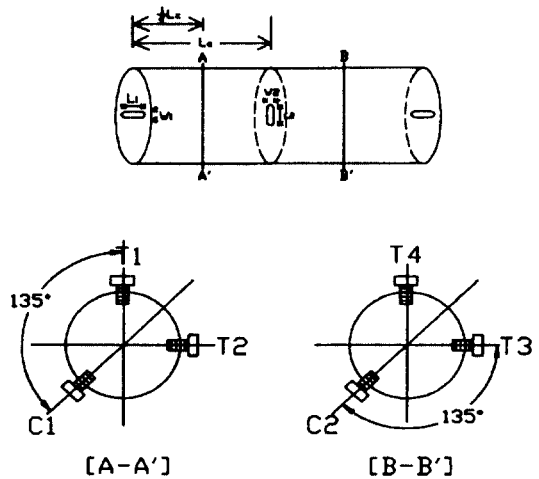


그림 3. Chebyshev 응답 이중모드 공동 공진기 필터  
Fig 3. Dual-mode cavity filter with a Chebyshev response

표 2. Chebyshev 응답 이중모드 필터의 결합특성  
Table 2. Coupling characteristic of Dual-mode filter with a Chebyshev response

결합종류	구현	비고
Interface coupling	by slot	longitudinal-type
Intercavity coupling	by slot	longitudinal-type
Internal coupling	by screw	Lc/2 위치(45° 혹은 135°)

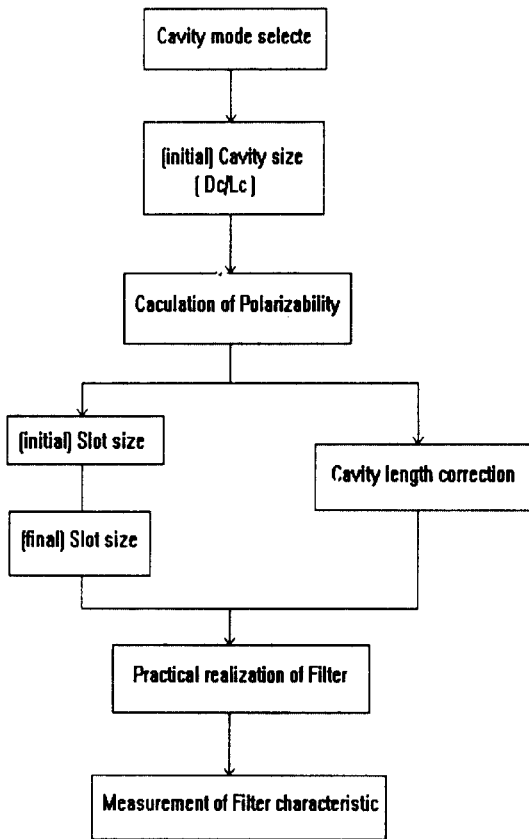


그림 4. 이중모드 공동 공진기 필터의 설계 흐름도  
Fig 4. Design flowchart of the dual-mode cavity filter

#### IV. 이중모드 대역통과 필터 제작과 측정

##### 1. 제작

본 연구에서는 TE<sub>113</sub>-mode 원통형 공동 공진기를 사용하여 Ku-band와 K-band에서 동작하는 4-pole longitudinal형 이중모드 대역통과 필터를 제작하였다.

이중모드 공동 공진기 대역통과 필터는 구리합금을 가공하여 원통형으로 만들었으며 SMA-connector와 waveguide간의 transition인 adaptor는 12.5GHz(대역폭 100MHz)인 경우 상용제품인 Omni-Spectra PN 2000-6257-00을 사용하였고 19.25GHz(대역폭 120MHz)의 경우는 자체 제작하였다.

기구물의 측정에는 hp 8510C Network Analyzer를 사용하여 측정하였다. 그러나 Network Analyzer의 초기 calibration에서 Waveguide Cal-Kit를 사용하지 못

하고 Coaxial Cal-Kit를 사용한 관계로 측정 데이터상에 약간의 오차가 포함될 것으로 생각된다.

표 3은 제작된 4-pole (2 stage) Chebyshev응답 이중모드 공동 공진기 필터의 외부 사양이다.

표 3. 이중모드 필터 외부 사양  
Table 3. Outline dimensions of dual-mode filter

단위 : [mm]

Component	Size	
	필터①	필터②
Iris - input & output - intercavity	thickness: 0.2 W × L: 2.6 × 9 W × L: 1.2 × 7.4	thickness: 0.8 W × L: 0.8 × 7.2 W × L: 0.8 × 5.4
Waveguide	diameter: 26φ length: 41.6	diameter: 17.56φ length: 26.84
Adaptor	(상용제품) 『Omni-Spectra』 PN 2000-6257-00	(자체제작) 11.46 × 4.2
Screw	diameter: 3φ	

##### 2. 측정 및 결과 고찰

그림 5와 그림 6은 중심 주파수 12.5GHz 대역폭 100MHz를 갖는 4-pole 이중모드 대역통과 필터의 응답을 나타낸다.

그림 5에서 marker 1은 중심 주파수를 나타내고 marker 2와 marker 3는 통과 대역폭 100MHz를 나타낸다. 그림 5에서 통과 대역의 손실은 약 -1.08~-1.34dB로 측정 되었고 반사손실 S<sub>11</sub>은 -15dB이상이다. marker 4와 marker 5는 통과 대역폭 100MHz의 2.6배를 나타낸다.

그림 6은 그림 5응답의 out-of-rejection을 보기 위해 span 4GHz로 측정한 것이다. 그림 6에서 제작된 필터는 약 65dB 이상의 우수한 저지대역 감쇠 특성을 갖음을 알 수 있다.

그림 7은 중심 주파수 19.25GHz 대역폭 120MHz 이중모드 대역통과 필터부와 도파관부를 연결하기 위해 자체 제작한 adaptor가 갖는 손실을 측정하는 것이다. 그림 7에서 adaptor가 갖는 손실량은 약 -0.3dB으로 나타났다.

그림 8과 그림 9는 19.25GHz 대역폭 120MHz를 갖는 이중모드 필터의 응답을 측정하는 것이다. 그림 8에

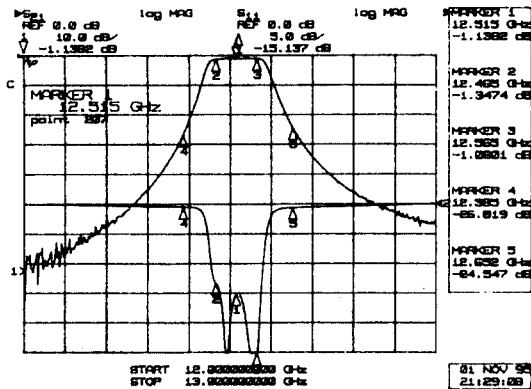


그림 5. 12.5 GHz 이중모드 필터의 응답(Narrow-Span.)  
Fig 5. Response of dual-mode filter at 12.5GHz(Narrow-span.)

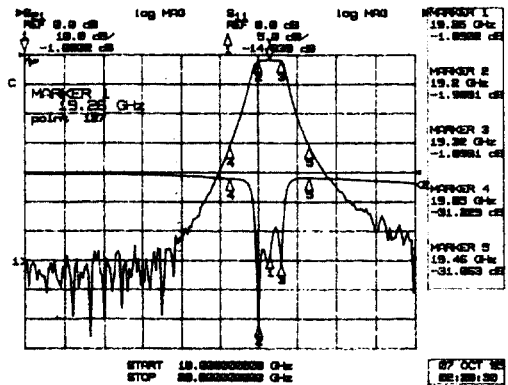


그림 8. 19.25 GHz 이중모드 필터의 응답(Narrow-Span.)  
Fig 8. Response of dual-mode filter at 19.25GHz(Narrow-span.)

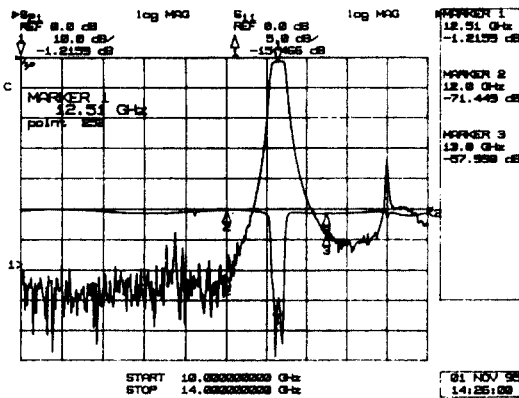


그림 6. 12.5 GHz 이중모드 필터의 응답(Wide-Span.)  
Fig 6. Response of dual-mode filter at 12.5GHz(Wide-span.)

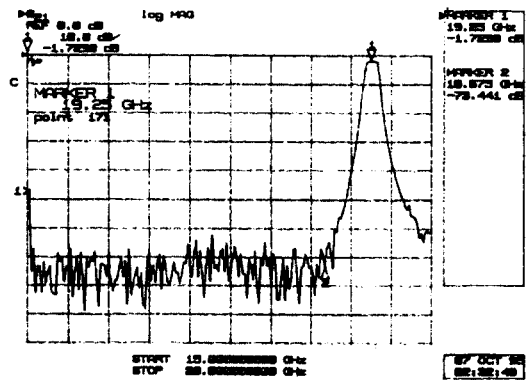


그림 9. 19.25 GHz 이중모드 필터의 응답(Wide-Span.)  
Fig 9. Response of dual-mode filter at 19.25GHz(Wide-span.)

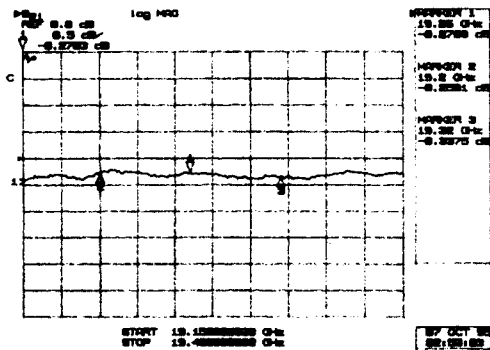


그림 7. Adaptor 손실 측정  
Fig 7. Measurement of a adaptor loss

서 marker 1은 중심 주파수를 나타내고 marker 2와 marker 3는 통과 대역폭을 나타내고 있다. 그림 8에서 필터의 중심 주파수는 19.26GHz로 약 10MHz 이동되었고 통과 대역의 손실은 약 -1.69~-1.99dB로 측정되었다. 측정치에서 adaptor가 갖는 손실량을 고려하면 필터 자체의 손실은 -1.39~-1.69dB임을 알 수 있다. 통과대역에서 평단도는 약  $\pm 0.15$ dB를 갖으며 반사손실  $S_{11}$ 은 -15dB이상이다. marker 4와 marker 5는 통과 대역폭 120MHz의 3.3배를 나타내고 이는 설계 data상의 -30dB을 잘 만족함을 알 수 있다.

그림 9는 필터의 응답을 5GHz span. 으로 측정된

것을 나타낸다. 저지대역에서 감쇠는 -70dB이상으로 양호한 특성을 보였다.

위와같은 측정 결과에 의해서 제작된 12.5GHz(Ku-band) 및 19.25GHz(K-band) 이중모드 Chebyshev 응답 대역통과 필터는 공통적으로 약  $\pm 0.15\text{dB}$ 의 통과 대역 평단도를 갖으며 반사손실  $S_{11}$ 은 -15dB 이상을 만족하였고 저지대역 감쇠는 65dB 이상으로 매우 우수한 응답을 나타냈다. 그러나 19.25GHz 필터의 경우 통과대역내 삽입 손실량이 -1.39 ~ -1.69dB로 12.5GHz 필터보다 다소 크게 나타났다. 이는 19.25GHz 필터를 연결하는 adaptor를 상용 제품을 쓰지 못한 결과와 K-band에 속하는 고주파수에서 필터 제작시 제작상의 미세한 허용 오차가 12GHz대의 Ku-band 보다 매우 크게 작용한 것으로 생각된다.

## V. 결 론

본 연구에서는  $TE_{113}$  모드 원통형 공동 공진기를 이용하여 기존의 conventional 공동 공진기 필터의 크기와 무게를 50%까지 줄일 수 있는 Ku-band 및 K-band 4-pole 이중모드 도파관 대역통과 필터를 설계·제작하였다. 필터의 응답은 Chebyshev 응답을 이용하였다.

이중모드 대역통과 필터 제작시 Chebyshev 응답의 선택은 Elliptic 응답에 비해서 보다 간단한 구조로 설계 및 제작이 가능하다. 이와 같은 제작상의 단순화는 기존의 conventional single mode 필터에 비해서 50%의 감소 효과를 갖고면서도 Elliptic 응답을 갖는 이중모드 필터에 비해서는 제작상의 오차를 줄일 수 있어 설계치와 비교하여 비교적 정확한 응답을 얻을 수 있었다.

제작된 이중모드 필터에서 중심 주파수 12.5GHz (Ku-band) 필터는 약 -1.2dB의 삽입 손실을 나타냈고 19.25GHz(K-band) 필터는 통과 대역에서 약 -1.55dB의 손실을 나타냈다. 저지대역 감쇠와 반사손실은 각각 -65dB와 -15dB 이상으로 양호한 특성을 보였다.

실험결과 중심 주파수의 shift 현상은 slot과 screw 등의 결합 소자들의 결합량을 고려한 정확한 길이 보정이 이루어 지지 않은 결과로 생각되며 이를 해결하기 위해서는 정확한 공동 공진기의 길이 보정 및 tuning 시 screw가 과도하게 공진기 내부로 침투되지 않는

수준에서 tuning이 이루어져야 할 것이다.

통과대역에서의 삽입 손실을 개선하기 위해서는 기구물 제작시 보다 정밀한 가공이 필수적이며 cavity와 slot 등에 도금 처리를 통해 도체의 도전율을 향상시켜야 할 것이다.

## 參 考 文 獻

1. C. Kudsia, R. Cameron and W. C. Tang, "Innovation in Microwave Filters and Multiplexing Networks for Communications Satellite Systems," *IEEE Trans.*, Vol. MTT-40, No. 6, pp. 1133-1149, June 1992.
2. A. E. Atia and A. E. Williams, "New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders," *COMSAT Tech. rev.*, Vol. 1, No. 1, pp. 21-43, Fall 1971.
3. A. E. Atia, "A Four-Cavity Elliptic Waveguide Filter," *IEEE Trans.*, Vol. MTT-18, No. 12, pp. 1109-1114, December 1970.
4. P. Couffigal, H. Bandrand and B. Theorn, "A New Rigorous Method for the Determination of Iris Dimensions in Dual-Mode Cavity Filters," *IEEE Trans.*, Vol. MTT-42, No. 7, pp. 1314-1320, July 1994.
5. 정근욱, 이재현, "Iris 전송손실 측정값을 이용한 이중 모드 협대역 도파관 채널 여파기의 설계 및 제작," 전자공학회지, 제32권, A편 제6호, pp. 19-28, 1995년 6월.
6. A. E. Atia and A. E. Williams, "A solution for narrow-band coupled cavities," *COMSAT Tech. Memo.* CL-39-70, September 22, 1970.
7. J. Uher, J. Bornemann, Uwe Rosenberg, *Waveguide Componenets for Antenna Feed System: Theory and Design*, Artech House, 1993.
8. H. A. Bethe, "Theory of diffraction by small holes," *Phys. Rev.*, Vol. 66, pp. 163-182, Oct. 1944.
9. S. B. Cohn, "Microwave coupling by large aperture," *IRE Proc.*, Vol. 7, pp. 696-699, June 1952.
10. 김상철, 이무한, 홍의석, "Ku-band  $TE_{113}$  Dual-mode 공동 공진기 필터의 설계," 전자공학회지,



제32권, A편 제9호, pp. 63-69, 1995년 9월.

11. G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching networks, and Coupling Structures*, McGraw-Hill, 1980.



金相哲(Kim Sang-Cheol) 準會員

1991年 2月: 동신대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1993年 2月: 광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학석사)

1993年 3月~현재: 광운대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정

※주관심 분야: M/W 회로설계



洪義錫(Hong Ui-Seok) 正會員

1982年 12月: 독일 Aachen공대 전자공학과 졸업(공학박사)

1976年 10月~1982年 12月: 독일 Aachen공대 초고주파연구소 연구원

1983年 1月~1986年 2月: 광운대학교 전자통신공학과 부교수

1986年 2月~1987年 2月: 미국 University of Texas (Austin) 객원교수

1987年 3月~1992年 2月: 광운대학교 전자통신공학과 교수

1992年 2月~현재: 광운대학교 전파공학과 교수

1984年 3月~현재: 한국통신학회 상임이사

1988年 3月~현재: 국가기술자격제도 전문위원회 전문위원

1991年 1月~현재: 한국전자파기술학회 평의원

1991年 1月~현재: 통신위성·우주산업연구회 이사

1993年 10月~현재: 국제기능올림픽대회 한국위원회 심사위원

1994年 9月~현재: 광운대학교 신기술연구소 연구원

※주관심분야: Active & Passive 회로설계, Mobile & Ant. propagation