

## 원형도파관을 이용한 Ku-band BPF 설계

전형준, 강창수

LS전선 기술개발본부, 유한대학 전자정보과

## 요약

본 논문에서는 공동 공진기를 이용하여 위성 탑재용 2단 6-pole 대역통과 필터를 설계·제작하였다. 대역통과 필터는 중심 주파수 14.5GHz(Ku-band)에서 대역폭 100MHz로 설계하였으며 응답은 Chebyshev 함수를 이용하였다. 공동 공진기의 공진모드는 TE<sub>113</sub>과 TM<sub>012</sub> 모드를 이용하였다. 공동 공진기간의 결합(intercavity coupling)은 Chebyshev 필터 응답을 구현하기 위하여 TE<sub>113</sub> 모드의 자계 성분만을 결합하였다. 따라서 원통형 공동 공진기내의 TE모드와 TM모드에 대한 E-,H-field 기본식으로부터 결합계수 수식을 유도하여 이를 intercavity 슬롯의 위치와 크기를 결정하는데 이용하였다. 설계·제작된 2단 6-pole 삼중모드 공동 공진기 대역통과 필터의 통과 대역폭내의 평균 삽입손실은 2.4dB이며 통과 대역의 반사손실 S<sub>11</sub>은 평균 15dB 이상으로 측정되었다. 본 논문에서 제작된 삼중모드 필터는 위성 탑재 장치내에 채널 필터 및 일반 시스템의 필터 어셈블리를 소형화시키는 데 적용가능할 것으로 판단된다.

## ABSTRACT

In this thesis, a 2 stage 6-pole bandpass filter(BPF) is designed and implemented by using triple-mode cavity for satellite payload system. The BPF has a 100MHz bandwidth at the center frequency of 14.5GHz(Ku-band) and the response of the filter is the Chebyshev function. The cavity filter uses two orthogonal TE<sub>113</sub> modes and one TM<sub>012</sub> mode. The coupling between the adjacent cavities(intercavity coupling) results in a Chebyshev response and is accomplished by only H-filed component of TE modes. The size and location of intercavity slot is determined by the coupling equation from E- and H-field of TE and TM resonant modes in circular cavity. The 2-stage 6-pole triple-mode cavity BPF has the insertion loss of 2.4dB and the reflection loss of 15dB in the passband. The triple-mode BPF proposed in this thesis can be used as channel filters for satellite payload system and can minimize filter assembly in general wireless communication system.

## I. 서론

무선통신 서비스 분야는 현대사회가 신속성, 이동성이 요구되는 정보화 사회로 진행됨에 따라 이제 더 이상 특수계층의 소유물이 아닌 모든 사람들이 이용할 수 있는 서비스 범주가 되었다. 언제, 어디서나, 누구나 (anytime, anywhere, anybody)란 구호아래 IMT-2000등 휴대가 가능한 이동 위성통신 서비스로 까지 발전한 무선 통신 발달은 고성능이면서도 소형·경량의 통신 부품을 요구하며 이에 따라 중계기나 기지국도 소형화하는 경향이다.[1]

마이크로 웨이브 수동회로 중 대표적 소자인 필터나 듀플렉서 분야에는 고출력에 견딜 수 있으며 적은 삽입손실을 갖는 도파관을 이용하여 주로 구현한다. 일반적인 위성탑재용 대역통과 필터는 6-pole 이상의 sharpness 특성을 요구하므로 기존의 단일 모드 공동 공진기 필터로는 그 무게 및 부피가 상당하여 무선통신단의 소형·경량화에 최대걸림돌이 되어왔다. 이러한 문제를 해결하기 위한 한 가지 방법으로서 다중모드(multi-mode) 기술을 이용하여 그 부피 및 크기를 줄이는 방법이 제안되었으

며 현실적으로 모드의 운용 기술 및 제작상의 한계에 의해서 이중모드(dual-mode) 혹은 삼중모드(triple-mode)를 이용하는 것이 보편적이다[2, 3].

하나의 물리적 공동 공진기내에서 3개의 축퇴 모드(degenerate mode)를 동시에 공진시키는 삼중모드 기술은 효율적이고 독립적인 모드 제어와 공진기간의 에너지 결합이 중요하다. 특히 삼중모드 필터를 다단 연결할 때 가장 중요한 요소는 원하는 필터 응답을 얻기 위한 intercavity 슬롯을 설계·제작하는 것으로, 본 논문에서는 기존의 단일모드 필터에 비해 대략 2/3, 이중모드 필터에 비해서는 1/3의 크기 감소 효과를 갖는 삼중모드 기술을 이용하여 Chebyshev 응답을 갖는 2단 6-pole 공동 공진기 대역통과 필터를 설계·제작하였다.[4]

Intercavity 슬롯에 의해서 원하는 결합만을 선택적으로 조절하기 위해서는 적절한 슬롯의 위치와 크기를 가져야 한다. 본 논문에서는 원통형 공동 공진기의 필드에 대한 기본식으로부터 TM 모드와 TE 모드의 tangential 과 logitudinal field 세기 분포를 구하여 이로부터 TE<sub>11p</sub> 모드간 결합에 대한 결합계수 수식을 해석하였으며, 해석된 수식에 근거하여 옴-셋(offset) 형태의

슬롯을 설계하였으며 이러한 슬롯 구조를 2단 6-pole 삼중모드 대역통과 필터를 제작하는데 이용하였다.

II. 다중모드 공동 공진기 필터 이론

이론적으로 공동 공진기 내부에는 무수히 많은 공진 모드가 존재할 수 있으며 이들 공진 모드들은 상호간에 직교성(orthogonality)이 존재한다. 다중모드 필터는 이러한 공진을 각기 독립적으로 조절하여 1개의 물리적인 공동 공진기(physical cavity resonator)내에 다수의 전기적 공진(electrical resonance)을 이용하는 것을 의미한다. 따라서 다중모드 필터 설계에서는 공동 공진기 내부에 존재하는 공진 모드들을 이용하기 위한 적절한 공진 모드를 선택하는 것이 매우 중요하다. 공진 모드의 선택에서 가장 중요한 점은 각 모드의 전자계 성분이 서로 직교 관계에 있으면서 다른 모드에 무관하게 조절이 가능한가 등의 조건이 전제되어야 한다.[5].

2.1 삼중모드 공동 공진기

삼중모드 공동 공진기는 1개의 물리적인 공동 공진기내에 세 번의 전기적 공진을 이용하는 것이다. 따라서 특정 주파수에서 효과적으로 공진 가능한 3개의 모드를 선택하는 것이 중요한 문제이다. 고로 선택된 모드를 독립적으로 조절하는 문제 및 각 모드를 상호간에 결합하는 것등에서 단일모드나 이중모드를 이용하는 구조보다 더욱 복잡하게 된다.

삼중모드 공동 공진기 구조에서는 각 모드간의 조절 및 결합 나사의 배치 방법에 따라서 공진기 구조의 top 혹은 end plate에 각 나사를 배치하는 top-wall 조절구조와 구조물의 길이 방향에 배치하는 side-wall 조절 구조가 있다.

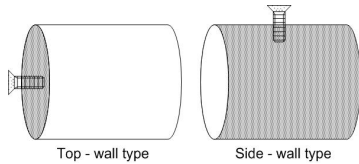
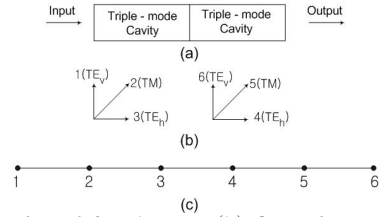


그림 1. 삼중모드 공동 공진기의 조절 구조  
Fig. 1. Tuning structure of triple-mode cavity resonator

그림 1은 삼중모드 필터에서 나사의 위치에 따라 구분할 수 있는 공진기 상·하면(top-wall) 조절 구조와 공진기 측면(side-wall) 조절 구조를 나타낸다. Top-wall 과 side-wall 조절 방법 중에서 조절 방법의 선택은 어떤 공진모드를 사용하는가에 따라서 결정될 수 있다. 또한 필터의 pole를 효과적으로 확장시키기 위해서는 side-wall 조절구조를 선택하여야 in-line 구조로 3단 이상의 다단연결이 가능하다. 본 논문에서는 공진모드로 두 개의 TE<sub>113</sub>과 한 개의 TM<sub>012</sub> 모드를 이용하여 side-wall 조절 방법을 택하였다.

그림 2. 6-pole 대역통과 필터의 설계 개념

(a) 6-pole 대역통과 필터의 구성 (b) 6-pole 대역통과 필터의 운용 모드 (c) 6-pole 대역통과 필터의 신호 흐름  
Fig. 2. Design concept of 6-pole BPF



(a) Schematics of 6-pole BPF (b) Operating mode of 6-pole BPF (c) Signal flow of 6-pole BPF

그림 2는 Chebyshev 응답을 갖는 2단 6-pole 대역통과 필터를 구현하기 위한 설계 개념을 나타낸다. 그림 2에서와 같이 삼중모드 공진 구조에서는 TE<sub>113</sub> 모드와 TM<sub>012</sub> 모드의 2종류 모드를 이용하였으며 특히 TE<sub>113</sub> 모드를 이중모드화 하여 전기적 공진을 유도하였다.[6] 또한 필터 응답이 Chebyshev 함수 특성을 나타내도록 하기 위해서 공동 공진기간의 결합은 공진모드 #3(TE<sub>h</sub>)과 #4(TE<sub>h</sub>)만 연결하도록 하여 all-pole형의 필터 응답을 갖도록 하였다. 그림 2에서 TE<sub>v</sub>는 TE<sub>113</sub> 모드의 수직 필드를 나타내며 TE<sub>h</sub>는 TE<sub>113</sub> 모드의 수평 필드를 나타낸다. 삼중모드 공동 공진기 필터는 직교하는 세 개의 공진모드가 동일한 주파수에서 공진할 수 있도록 설계되어야 한다. 식 (1)은 공동의 직경(Dc)과 길이(Lc)에 대한 공진주파수와와의 관계를 나타낸다.

$$\left(\frac{1}{\lambda_r}\right)^{2_{TE}} = \left(\frac{\chi'_{mn}}{\pi D_c}\right)^2 + \left(\frac{p}{2L_c}\right)^2$$

$$\left(\frac{1}{\lambda_r}\right)^{2_{TM}} = \left(\frac{\chi_{mn}}{\pi D_c}\right)^2 + \left(\frac{p}{2L_c}\right)^2 \quad (1)$$

여기서 λ<sub>r</sub> 는 공진 파장이고 x'\_{mn}과 x\_{mn}은 Bessel 함수 Jm'(x)과 Jm(x)의 n번째 근이다. 또한 p는 반파장의 수를 나타내는 정수이다.

TE<sub>113</sub>과 TM<sub>012</sub> 모드를 만족시키는 공동의 직경 및 길이에 관한 식은 두 모드의 공진길이가 서로 같아야하므로 TE<sub>113</sub>과 TM<sub>012</sub> 모드가 동시에 공진하도록 공동의 직경과 길이를 계산한다. 공동의 직경과 길이에 관한 식은 식 (2)와 같다.

$$\frac{D_c}{L_c} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{\chi_{mn}^2 - \chi'_{mn}^2}{p_{TE}^2 - p_{TM}^2}} \quad (2)$$

그림 3은 식 (1)을 이용하여 구한 특정 공진 주파수에서 원통형 공동 공진기의 직경과 길이의 비율에 따른 모드의 분포를 나타낸다. 그림 3의 모드차트를 통해서 TE<sub>113</sub> 모드와 TM<sub>012</sub> 모드가 동시에 공진하도록 공동의 직경(Dc)과 길이(Lc)를 구할 수 있다.

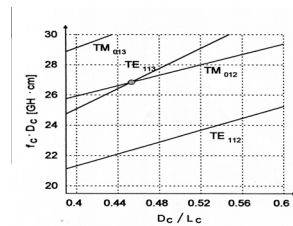


그림 3. 원통형 공동 공진기의 모드차트  
Fig. 3. Mode chart of cylindrical cavity resonator

그림 4는 TE<sub>113</sub> 과 TM<sub>012</sub> 모드의 z축 방향 전계 분포를 나타

낸 것이다.

공동 공진기 측면에 있는 조절과 결합 나사의 위치는 그림 4의 전계 분포를 고려하여 설정한다.

TE 모드의 조절 나사 위치는 TM 모드의 전계가 0인 지점(Lc/2)에 두며 TM 모드의 조절 나사 위치는 TE 모드의 전계가 0인 지점(Lc/3)에 두고 TE-TM 모드의 결합량 조절 나사는 양 쪽 모드의 전계가 각각 0인 지점 사이에 위치시킨다.

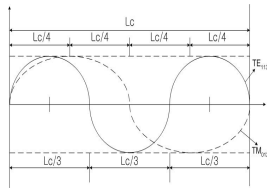


그림 4. TE113 과 TM012 모드의 축 방향 전계 분포  
Fig. 4. Longitudinal electric field strength of TE113 and TM012 mode

2.2 Chebyshev 응답을 갖는 슬롯 구조

공동 공진기의 입력과 출력단의 결합은 외부 양호도(external quality factor) Qe에 의해서 표현할 수 있다. 필터의 응답이 Chebyshev 함수 특성을 갖는 경우에는 Qe를 정규화 파라미터에 의해서 식 (3)과 같이 결정할 수 있다. 이러한 외부 양호도 Qe와 slot의 기본 형태에 의해 결정되는 초기 자계 분극을 Minitial간의 관계는 식 (4)로 표현되며 정규화 서셉턴스는 식 (5)와 같다.

$$Q_E = \frac{g_0 g_1}{W_f} \quad \text{또는} \quad \frac{g_n g_{n+1}}{W_f}$$

$$W_f = \frac{BW}{f_0} \tag{3}$$

$$M_{initial} = \sqrt{\frac{ab\lambda_{gw} L^3 D_c^2}{16Q_e \lambda_0^2 b^2}} \tag{4}$$

$$\frac{B}{Y_0} = - \sqrt{\frac{abQ_e \lambda_{gw} \lambda_0^2 b^2}{\pi^2 L^3 D_c^2}} \tag{5a}$$

$$L_c = p \frac{\lambda_{gc}}{2} \quad | \quad p: \text{정수} \tag{5b}$$

여기서 Wf는 비대역폭(fractional bandwidth)이고 g는 저역통과 원형 필터(lowpass-prototype filter)의 정규화 파라미터이다. Dc와 Lc는 각각 원통형 공동 공진기의 직경 및 길이를 나타내고 a와 b는 공진기에 연결되는 구형 도파관의 크기를 나타낸다.

λ0는 자유공간에서의 파장이고 λgw는 공진기 입출력단에 연결되는 도파관의 관내파장이며 λgc는 원통형 공동 공진기의 관내파장이다. 그림 5는 원통형 공동 공진기와 구형 도파관이 슬롯으로 결합된 구조를 나타낸다. 그림 5에서 나타낸 바와 같이 입·출력단에서 슬롯의 형태는 도파관부분과 공동 공진기부분간에 유도성 결합(inductive coupling)을 구현하기 위해서 longitudinal-type을 사용한다.

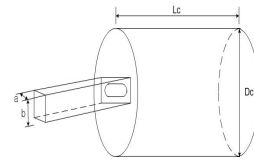


그림 5. 원통형 공동 공진기의 구형 도파관과의 결합  
Fig. 5. Coupling between cylindrical cavity and rectangular waveguide

그림 6은 이중모드 공동 공진기 필터의 입·출력단에서 사용할 수 있는 inductive 슬롯을 나타낸다. 그림 6과 같은 round-end형 슬롯의 크기와 분극율과의 관계는 식 (6)으로 구할 수 있다.

$$M_{initial} = f\left(\frac{W}{L}\right)L^3 \tag{6a}$$

$$f\left(\frac{W}{L}\right) = \frac{0.187 + 0.052\left(\frac{W}{L}\right)\left(1 - \frac{W}{L}\right)}{\ln\left(1 + \frac{2.12}{\left(\frac{W}{L}\right)}\right)} \tag{6b}$$

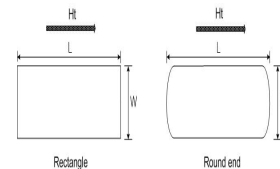


그림 6. 공동 공진기 입·출력단의 슬롯  
Fig. 6. Slot of cavity at input and output port

도파관 구조를 갖는 필터에서 필터 응답은 intercavity 슬롯의 형태에 의해서 좌우된다. 본 논문에서는 Chebyshev 함수 응답을 갖는 필터를 구현하고자 하므로 공진기 설계에 있어서 비 인접(non-adjacent) 공진기간의 결합, 즉 그림 2에서 #3(TEh)과 다음단의 #4(TEh)를 제외한 결합은 발생되지 않도록 하는 것이 중요하다. 따라서 삼중모드 공진부를 선택적으로 결합해야 하는 조건을 만족시켜야 하므로 삼중모드에서 TM01q 모드의 Ez 성분이 서로 결합되지 않도록 하는 슬롯 구조가 필요하다. 본 논문에서는 전기적 공진 #3과 #4(그림 2)의 결합을 위해 TE 모드의 tangential H-field를 이용하였다.

그림 7은 원통형 공동 공진기의 intercavity 슬롯 단면에서 TE11고 TM01 모드의 전자계 분포를 나타낸다.

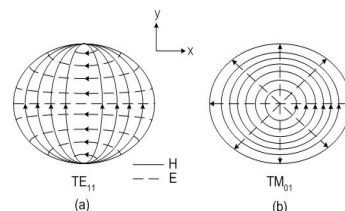


그림 7. Intercavity 슬롯 단면에서의 전자계 분포  
(a)TE11 모드의 전자계 분포 (b)TM01 모드의 전자계 분포  
Fig. 7. Electromagnetic field configuration of a intercavity slot plane

- (a) Electromagnetic field configuration of TE<sub>11</sub>-mode
- (b) Electromagnetic field configuration of TM<sub>01</sub> -mode

그림 7에서 원통형 도파관의 intercavity 슬롯 평면에 존재하는 TE<sub>11</sub>과 TM<sub>01</sub> 모드의 전자계 분포식은 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$H_y |_{TE} \propto \frac{R}{x_{11} \cdot \rho} J_1 \left( \frac{x_{11} \cdot \rho}{R} \right) \sin^2 \Phi + J_1' \left( \frac{x'_{11} \cdot \rho}{R} \right) \cos^2 \Phi \quad (7a)$$

$$E_y |_{TM} \propto J_0 \left( \frac{x_{01} \cdot \rho}{R} \right) \quad (7b)$$

$$H_y |_{TM} \propto J_0' \left( \frac{x_{01} \cdot \rho}{R} \right) \sin \Phi \quad (7c)$$

$\sin \Phi = Y \sqrt{X^2 + Y^2}$ ,  $\cos \Phi = X \sqrt{X^2 + Y^2}$   
 여기서 R(그림 11 참조)은 공동의 반지름이며 ρ는 공동의 중심과 슬롯 중심 사이의 거리  $\sqrt{x^2 + y^2}$ 를 나타낸다.

그림 8, 그림 9, 그림 10은 식 (7)에서 계산한 TE<sub>11</sub>과 TM<sub>01</sub>모드의 전계와 자계 분포를 나타낸 것이다. 이때 읍-셋 거리는 공진기 반경 R로 정규화하였다. 그림 8은 TE<sub>11</sub> 모드에서의 tangential한 Hy 필드이며 그림 9와 그림 10은 TM<sub>01</sub> 모드에서의 tangential한 Hy 필드와 longitudinal한 Ez 필드이다.[6]

그림 8에서 TE<sub>11</sub> 모드의 Hy는 ρ = 0, 즉 x=y=0에서 최대로 표현됨을 알 수 있고 그림 9에서 TM<sub>01</sub> 모드의 Hy는 y=0, x/R=0.76 인 지점에서 최대값을 가진다. 또한 그림 10에서 TM<sub>01</sub> 모드의 최대 Ez는 ρ = 0에서 이루어진다.

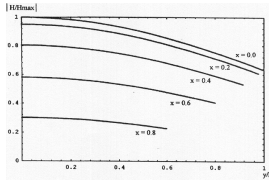


그림 8. TE<sub>11</sub> 모드의 Hy 필드  
 Fig. 8. Hy field of TE<sub>11</sub> mode

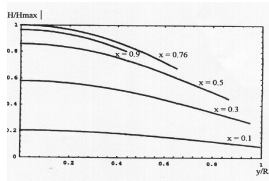


그림 9 TM<sub>01</sub> 모드의 Hy 필드  
 Fig. 9 Hy field of TM<sub>01</sub> mode

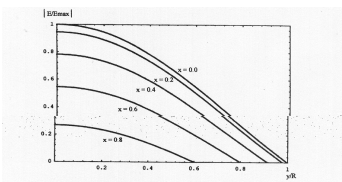


그림 10 TM<sub>01</sub> 모드의 Ez 필드  
 Figure 10 Ez field of TM<sub>01</sub> mode

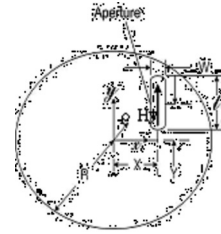


그림 11. 읍-셋형 intercavity 슬롯의 구조  
 Fig. 11. Structure of offset-typed intercavity slot

그림 11은 원하는 모드간의 결합만을 위한 읍-셋 형태의 intercavity 슬롯을 나타낸다. 그림 11에서 Chebyshev 응답을 얻기 위한 결합 즉, 전기적 공진 #3과 #4의 연결은 TE<sub>11p</sub>-TE<sub>11p</sub> 모드 결합계수인 k<sub>TE</sub>로 나타낼 수 있으며 식 (8)과 같이 정의할 수 있다.

$$k_{TE} = \frac{\mu P_{M(c)} |H_t|^2}{W} \frac{f_0}{\Delta f} \quad (8a)$$

여기서 슬롯 단면(z=0)에서의 tangential H성분 H<sub>t</sub>는  $|H_t|^2 = (|H_\rho|^2 + |H_\phi|^2)$  (8b)

$$H_\rho \cong -j \frac{k_\rho k_z}{\omega \mu \epsilon} J_1'(k_\rho \cdot \rho) \cos \Phi \quad (8c)$$

$$H_\phi \cong j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{k_z}{\rho} J_1(k_\rho \cdot \rho) \sin \Phi$$

이고, 공동 공진기내에 저장되는 축적 에너지 W는

$$W = \epsilon \int_v (|E_\rho|^2 + |E_\phi|^2) dv \cong 0.281 \frac{L\pi}{2\epsilon} \quad (8d)$$

이다. 또한 ρ 및 z 방향으로 위상상수 k<sub>ρ</sub> 및 k<sub>z</sub>는

$$k_\rho = \frac{x'_{11}}{R}, \quad x'_{11} = 1.841$$

$$k_z = \frac{\rho\pi}{L} \quad (8e)$$

이다. PM(c)는 슬롯의 두께와 크기를 고려한 자기분극을 값을 나타낸다. 식 (8)에 의해서 TE<sub>11p</sub>모드간의 결합계수 k<sub>TE</sub>를 유도하면 식(9)와 같다.

$$k_{TE} = \frac{\mu P_{M(c)} \frac{k_z^2}{(\omega \mu \epsilon)^2} k_\rho^2 J_1'^2(k_\rho \rho) + \frac{1}{\rho^2} J_1^2(k_\rho \rho)}{0.281 \frac{L\pi}{2\epsilon}} \frac{f_0}{\Delta f} \quad (9)$$

식 (9)에서 결합계수 k<sub>TE</sub>는 슬롯이 중심으로부터 떨어진 위치(ρ)와 슬롯의 크기에 따른 자기분극을 PM(c)로 표현됨을 알 수 있다.

이와 같은 결과로 본 연구에서 채택한 필터 구조에서는 TE<sub>11p</sub> 모드를 사용하는 일반적인 이중모드 공진기와는 달리 슬롯이 plate의 중심에서 읍-셋되게 된다.

### III. 삼중모드 공동 공진기 대역통과 필터의 설계

#### 3.1 Chebyshev 응답 필터 결합계수

본 연구에서는 원통형 공동 공진기를 사용하여 Chebyshev 응

답을 갖는 대역통과 필터를 각각 삼중모드로 공진하는 두 단의 공동 공진기를 서로 결합하여 구현하였다. 대역통과 필터는 중심 주파수 14.5GHz에서 대역폭 100MHz를 갖도록 하였다. 필터의 설계사양은 표 1과 같다.

표 1. 6-pole 대역통과 필터 설계 규격

Table 1. Design specifications of 6-pole bandpass filter

항 목	규 격
중심 주파수( $f_0$ )	14.5GHz
주파수 대역폭(BW)	100 MHz
삽 입 손 실	1 dB
Ripple 특성	0.1 dB
저지대역감쇠( $BW*2$ )	- 30 dB
필터 차 수	6
응 답 특성	Chebyshev 함수
필터 구조	longitudinal 구조

3.2 삼중모드 공동 공진부 설계

본 논문에서는 하나의 물리적인 공동 공진기내에서 세 개의 전기적 공진을 일으키는 삼중모드 방법을 이용하여 대역통과 필터를 설계하였다.

그림 12는 TE<sub>112</sub> 모드와 TM<sub>012</sub> 모드를 축퇴관계로 하는 2단 6-pole 삼중모드 필터의 구조를 나타낸다. 그림 12에서 T1과 T3 그리고 T4와 T6은 TE<sub>113</sub> 모드를 조절하기 위한 나사이며 T2와 T5는 TM<sub>012</sub> 모드를 결합하는 나사이다. 또한 공동 공진 기간의 결합을 위한 intercavity 슬롯은 Chebyshev 응답을 구현하기 위해서 옴-셋시켰다.

그림 13은 2단 6-pole 삼중모드 공동 공진기 대역통과 필터에 대한 설계 흐름도이다.

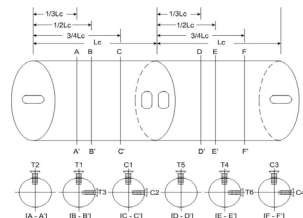


그림 12. 2단 6-pole 삼중모드 필터의 구조

Fig. 12. Structure of 2-stage 6-pole triple-mode filter

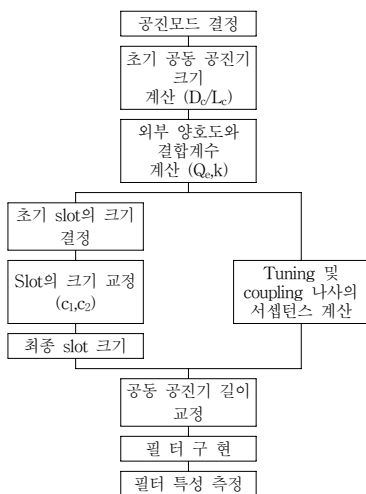


그림 13. 공동 공진기 필터의 설계 흐름도

Fig. 13. Flowchart of the cavity filter design

IV. 대역통과 필터 제작과 측정

4.1 제작

본 논문에서 삼중모드 공동 공진기 대역통과 필터는 구리 합금을 가공하여 원통형으로 만들었으며 longitudinal형으로 제작하였다. SMA-connector와 waveguide간의 transition인 Adaptor는 상용제품인 Flann Microwave사의 17091-SF90을 사용하였다. 기구물의 측정에는 HP사의 Vector Network Analyzer를 사용하여 측정하였다.

표 2는 제작된 2단 6-pole Chebyshev 응답 삼중모드 공동 공진기 필터의 외부 사양이며 그림 14는 제작된 공동 공진기 대역통과 필터를 나타낸다.

표 2. 대역통과 필터의 외부 사양

Table 2. Outline dimensions of bandpass filter 단위[mm]

항 목	크 기
슬롯	
- 두께	0.2
- 입·출력부	8.4 × 0.7
- intercavity(옴-셋 거리)	5.4 × 0.6 (0.2a)
도파관	
- 직경	18.28φ
- 길이	40.54
Adaptor	Flann, 17091-SF90
나사 직경	2.5φ

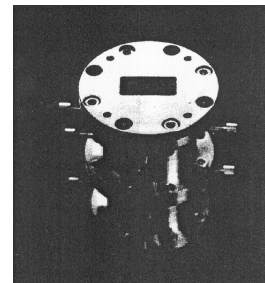


그림 14. 2단 6-pole 삼중모드 공동 공진기 필터

Fig. 14. 2 stage 6-pole triple-mode cavity filter

4.2 측정 및 결과 고찰

그림 15는 중심 주파수 14.5GHz에서 대역폭 100MHz를 갖는 6-pole 필터의 응답을 span 1GHz로 측정된 것이다. 그림 15에서 marker 1은 중심 주파수를 나타내고 marker 2와 marker 3는 통과 대역폭 100MHz를 나타낸다. marker 4와 marker 5는 통과 대역폭 100MHz의 2배를 나타낸다.

그림 15에서 필터의 중심 주파수는 14.5GHz에서 정확히 동작하며 통과 대역폭에서의 삽입손실은 평균 평균 2.4dB로 측정되었고 통과 대역의 반사 손실 S11은 15dB 이상이었다. 또한 대역폭의 2배 지점에서 30dB의 저지대역 감쇠를 가지며 S11 응답이 6-pole 특성으로 나타나 설계상의 필터 차수인 6차를 만족하는 것으로 나타났다.

측정결과 제작된 대역통과 필터는 통과 대역폭내에서 삽입손실이 다소 크게 측정되었다. 이러한 손실량은 공동 공진기의 내벽과 슬롯 및 나사를 전도성이 좋은 재료를 사용하여 제작한다

면 보완할 수 있을 것이다. 또한 공동 공진기간의 결합인 intercavity 슬롯의 제작시 작은 dimension으로 인한 많은 제작 오차가 발생하였는데 이러한 점은 intercavity 슬롯을 좀 더 미세한 trimming 과정을 거쳐 제작하거나 슬롯의 두께를 늘이는 방법을 이용하면 개선할 수 있을 것이다. 또한 통과 대역폭내에서 flatness 특성이 0.37dB로 설계상의 리플 값인 0.1dB보다 크게 측정되었다. 이러한 flatness 특성은 조절 및 결합 나사를 보다 작은 직경을 갖도록 제작하여 사용한다면 세부적 조절이 가능하여 개선할 수 있을 것이다.

그림 16은 필터의 응답을 9GHz span으로 측정한 것을 나타낸다. 그림에서 저지대역에서 감쇄는 67dB 이상으로 나타났다.

표 3은 2단 6-pole 삼중모드 공동 공진기 대역통과 필터의 설계 사양과 측정 데이터를 비교한 것이다.

표 3. 6-pole 대역통과 필터의 설계 사양과 측정 데이터의 비교  
Table 3. Comparison of design specifications and measurement datas of 6-pole bandpass filter

항 목	설 계 사 양	측 정 데이 타
중심 주파수 ( $f_0$ )	14.5 GHz	14.5 GHz
주파수 대역폭(BW)	100 MHz	100 MHz
삽 입 손 실	1 dB	2.4 dB
Ripple 특 성	0.1 dB	0.37 dB
저지대역 감쇄(BW×2)	- 30 dB	- 30.9 dB
필터 차 수	6	6

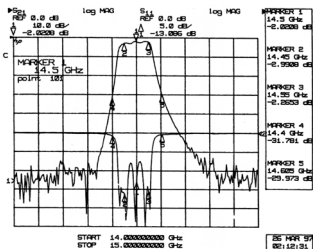


그림 15. 필터의 대역통과 특성 - Span 1GHz  
Fig. 15. A bandpass characteristics of filter-Span 1GHz

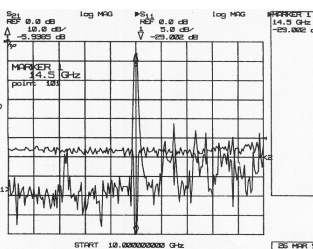


그림 16. 필터의 대역통과 특성 - Span 9GHz  
Fig. 16. A bandpass characteristics of filter-Span 9GHz

V. 결론

본 논문에서는 하나의 공동 공진기에서 세 개의 상호 수직한 공진 모드를 이용하여 2단 6-pole 삼중모드 대역통과 필터를 설계 · 제작하였다.

삼중모드는 TE113 모드의 수평, 수직필드와 축퇴관계에 있는 TM012 모드로 공진하며 longitudinal 형태로 연결하였다.

삼중모드를 연결하는 intercavity 슬롯은 Chebyshev 필터 응답을 구현하기 위한 선택적인 결합을 위해 슬롯 평면에 수평한 TE 모드의 차계 성분만을 결합하도록 하였다. 이를 위해 슬롯 평면에서의 TM 모드와 TE모드의 tangential 과 longitudinal field의 세기분포를 구하여 이로부터 TE<sub>11p</sub> 모드간의 결합계수에 대한 수식을 정확히 유도하여 읍-셋 형태의 슬롯을 제작하였다. 제작된 2단 6-pole 삼중모드 공동 공진기대역통과 필터는 중심주파수 14.5GHz에서 대역폭 100MHz를 가지며 대역폭의 2배 지점에서 30dB의 감쇄를 가져 설계 사양의 6차를 만족하였다.

본 논문에서 제시한 삼중모드 공동 공진기 필터는 기존의 이중모드 공동 공진기 필터와 비교할 때 크기와 무게를 삼분의 일 까지 줄일 수 있는 장점이 있어 향후 위성중계기용 채널 필터 및 무선통신 시스템내의 필터 어셈블리 제작 등에 널리 이용될 수 있다.

참고문헌

[1] C. Kudsia, R. Cameron and W.C. Tang "Innovation in Microwave Filters and Multiplexing Networks for Communications Satellite System", IEEE Trans. Microwave Thory Tech, MTT-40, No.6, pp. 1133 ~ 1149, Jun 1992  
 [2] A. E. Atia and A. E. Williams, "New Types of waveguide Band Pass Filters for Satellite Transponders" COMSAT Tech, No 1, pp. 21-43, Fall 1971  
 [3] W. C. Tang "A true Elliptic-Function Filter Using Triple-mode degenerate Cavities" IEEE Trans. Microwave Thory Tech, MTT-32, No.11, pp. 1449 ~ 1454, Nov 1984  
 [4] Mcdonald "Simple Aprocimations for the Longitudinal magnetic polarizabilities of some small apertures" IEEE Trans. Microwave Thory Tech, MTT-36, No.7, pp. 1141 ~ 1144, July 1988