

Digital Microwave 통신을 위한 K-band 초소형 Triple-mode 공동 공진기 대역통과 필터에 관한 연구

A Study on the Very Small K-band Triple-mode Cavity Resonator Bandpass Filter for Digital Microwave Communication

곽민우* · 안기범* · 민혁기* · 이주현* · 류근관** · 홍의석*

Min-Woo Kwak* · Ki-Bum An* · Hyuk-Kee Min* · Joo-Hyun Lee* · Keun-Kwan Ryu** · Ui-Seok Hong*

요 약

본 논문에서는 삼중모드 공동 공진기를 이용하여 K-band 2단 6-pole 대역통과 필터를 설계·제작하였다. 대역통과 필터는 중심 주파수 18.5 GHz에서 대역폭 100 MHz로 설계하였으며 응답은 Chebyshev 함수를 이용하였다. 공동 공진기의 공진모드는 TE₁₁₃과 TM₀₁₂ 모드를 이용하였다. 공동 공진기간의 결합은 Chebyshev 필터 응답을 구현하기 위하여 슬롯 평면에 평행한 TE 모드의 자계 성분만을 결합하도록 하였다. 특히 본 논문에서는 원통형 공동 공진기내의 TE 모드에 대한 H-필드 기본식으로부터 결합계수 수식을 상세히 유도하여 이를 intercavity 슬롯의 위치와 크기를 결정하는데 이용하였다. 측정된 필터 응답은 설계 사양과 잘 일치하였다.

Abstract

A 2 stage 6-pole bandpass filter(BPF) is designed and implemented by using K-band triple-mode cavity. The BPF has an 100MHz bandwidth at the center frequency of 18.5GHz and the response of the filter is Chebyshev function. The cavity filter uses two orthogonal TE₁₁₃ modes and one TM₀₁₂ mode. To obtain a Chebyshev response, the intercavity coupling between the adjacent cavities is accomplished by H-field component of TE modes parallel to slot plate. In this paper, the size and location of intercavity slot are determined by the detailed coupling equation from H-field of TE resonant modes in circular cavity. The measured results agree well with the theoretical one.

I. 서 론

오늘날 무선통신 시스템은 저궤도 혹은 정지 궤도상의 위성을 이용하여 대용량의 다양한 정보를

전달하는 쪽으로 발전하고 있으며 위성의 사용 주파수 대역도 12 GHz 혹은 14 GHz대의 Ku-band에서 20 GHz 전후의 K-band로 확장되고 있다.

이와 같이 위성을 이용한 통신의 발달과 더불어 통신장비 제작 부문에는 보다 더 소형·경량화가

「이 논문은 1996년도 학술진흥재단 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음.」

*광운대학교 전파공학과(Dept. of Radio Science and Engineering, Kwangwoon University)

**광운대학교 전자통신공학과(Dept. of Electronic Communication Eng., Kwangwoon University)

· 논문 번호 : 981127-122

· 수정완료일자 : 1999년 1월 27일

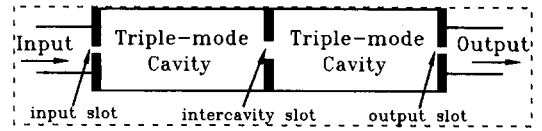
절실히 요구되고 있다^{[1],[2]}. 통신 시스템 설비중 능동회로의 경우 반도체 기술의 발달에 따라 MIC에서 MMIC화로 진행되고 있으나 수동회로 분야는 제조 부품의 특성상 소형화 및 경량화가 가장 어려운 부분으로 인식되고 있다. 특히 수동회로 분야 중 대표적 부품인 필터 및 필터 assembly부는 통신시스템의 채널필터와 송·수신단의 듀플렉서 및 멀티플렉서 등에 쓰이며 통신 정보량의 비약적 증가와 제한된 주파수 자원의 효율적인 활용 및 시스템의 전반적인 고품질화에 따라 보다 더 소형·경량이면서 고품질의 여파특성을 필요로 하는 실정에 있다.

본 논문에서는 단일 모드에 대해서는 66%, 이중모드에 대해서는 33%까지 소형화할 수 있는 삼중모드 기술을 이용하여 2단 6-pole 공동 공진기 대역통과 필터를 설계·제작하였다.

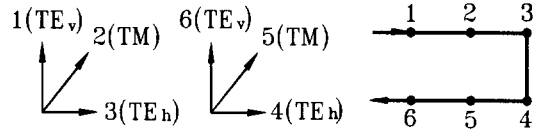
삼중모드 공진기는 1개의 물리적인 공동 공진기 내에 세 번의 전기적 공진을 이용하는 것이다. 따라서 세 개의 공진 모드가 동일한 주파수에서 공진할 수 있도록 공동 공진기의 크기를 정확히 구해야 하며 각각의 모드에 대한 독립적인 tuning이 가능하여야 한다. 또한 삼중모드 필터를 다단 연결할 때 중요한 요소는 원하는 필터 응답을 얻기 위한 intercavity 슬롯을 설계·제작하는 것이다^[3]. Intercavity 슬롯에 의해서 원하는 결합만을 선택적으로 제어하기 위해서는 적절한 슬롯의 위치와 크기를 가져야 한다. 본 논문에서는 TE_{11p} 모드 간의 결합에 대한 기존의 결합계수 수식^[4]을 보다 상세하게 표현함으로써 슬롯 제작시 발생하는 오차까지 고려하여 정확한 크기와 위치를 갖는 offset 형태의 슬롯을 설계하였으며 이러한 슬롯 구조를 2단 6-pole 삼중모드 대역통과 필터를 제작하는데 이용하였다.

II. 삼중모드 공동 공진기 필터

2-1 삼중모드 공동 공진기의 설계



(a)



(b)

(c)

그림 1. 6-pole 대역통과 필터

(a) 구조, (b) 공진 모드, (c) 결합순서

Fig. 1. 6-pole bandpass filter.

(a) Structure, (b) Resonance modes,

(c) Coupling sequence.

이론적으로 공동공진기 내부에는 무수히 많은 공진 모드가 존재할 수 있으며 이들 공진 모드들은 상호 직교성(orthogonality)이 존재한다. 본 논문에서는 삼중모드 필터를 구현하기 위해 TE₁₁₃ 모드와 TM₀₁₂ 모드를 이용했으며 이중 TE₁₁₃ 모드를 이중모드화하여 삼중모드 동작이 가능하도록 하였다^{[3],[5]}.

그림 1은 Chebyshev 응답을 갖는 2단 6-pole 대역통과 필터의 구조와 공진모드의 결합순서를 나타낸다. 여기서 TE_v는 슬롯에 대해서 수직한 TE 모드이고 TE_h는 수평한 TE 모드이다.

삼중모드 공동 공진기 필터는 직교하는 세 개의 공진모드가 동일한 주파수에서 공진할 수 있도록 설계되어야 한다. 식 (1)과 (2)는 공동의 직경(D_c)과 길이(L_c)에 대한 공진주파수와와의 관계를 나타내며, 이 식들을 이용하여 TE₁₁₃과 TM₀₁₂ 모드가 동일한 공진 주파수를 가질 때 공동의 직경과 길이에 관한 식을 식 (3)에 나타내었다.

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

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

$$\frac{D_c}{L_c} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{x_{mn}^2 - x'_{mn}{}^2}{p_{TE}^2 - p_{TM}^2}} \quad (3)$$

여기서 λ_r 는 공진 파장이고 x'_{mn} 과 x_{mn} 은 Bessel 함수 $J_m(x)$ 과 $J_m(x)$ 의 n 번째 근이다. 또한 p 는 공동의 길이 방향으로 존재하는 반파장의 갯수를 나타내는 정수이다.

그림 2는 식 (1)과 (2)를 이용하여 구한 특정 공진 주파수에서 원통형 공동 공진기의 직경과 길이의 비율에 따른 모드의 분포를 나타낸다.

그림 2에서 TE₁₁₃ 모드와 TM₀₁₂ 모드는 동일한 공진 주파수를 가져야 하므로 두 모드가 서로 만나는 점, 즉 D_c/L_c 이 0.44047이고 $f_c \cdot D_c$ 가 26.496인 곳에서 공동의 직경(D_c)과 길이(L_c)를 결정할 수 있다.

공동 공진기의 크기를 결정할 때 슬롯과 조절나사 등에 의한 공진기의 전기적 공진 길이 변화를 고려해야 하며 이에 의해 길이의 교정이 이루어져야 한다.

슬롯에 의한 길이 변화 요인만을 고려할 경우 공진기 길이는 식 (4)와 같이 표현할 수 있다^[6].

$$L_c = q \frac{\lambda_{gc}}{2} - \frac{\lambda_{gc}}{4} \left(\tan^{-1} \frac{2Y_0}{B_{i-1,i}} + \tan^{-1} \frac{2Y_0}{B_{i,i+1}} \right) \quad (4)$$

여기서 λ_{gc} 는 원통형 공동 공진기의 관내파장이며 \tan^{-1} 항은 공진기 양단에 존재하는 슬롯에 의한 공진길이 변화량을 나타내고 $B_{i,i+1}/Y_0$ 는 정규화 서셉턴스를 나타낸다.

2-2 입 · 출력 슬롯

삼중모드에서 입력과 출력의 슬롯구조는 이중모드와 같이 끝이 등근 슬롯이 사용되며 Chebyshev 함수 특성을 갖는 경우 식 (5)의 외부 양호도 (external quality factor)에 의해서 표현할 수 있다. 이러한 외부 양호도 Q_e 와 공진기의 기본 형태에 의해 결정되는 초기 자계 분극을 $M_{initial}$ 간의 관계는 식 (6)으로 표현되며 정규화 서셉턴스 성분 B/Y_0 는 식 (7)과 같다^[6].

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{W_f} \quad \text{혹은} \quad \frac{g_n g_{n+1}}{W_f} \quad (5)$$

여기서 $W_f = \frac{BW}{f_0}$ 이다.

$$M_{initial} = \sqrt{\frac{ab\lambda_{gw} L_c^3 D_c^2}{16 Q_e \lambda_0^2 p^2}} \quad (6)$$

$$\frac{B}{Y_0} = -\sqrt{\frac{ab Q_e \lambda_{gw} \lambda_0^2 p^2}{\pi^2 L_c^3 D_c^2}} \quad (7)$$

여기서 $L_c = p \frac{\lambda_{gc}}{2} \Big|_{p: \text{정수}}$ 이다.

위 식에서 W_f 는 비대역폭 (fractional bandwidth) 이고 g 는 저역통과 원형 필터의 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. λ_0 는 자유공간에

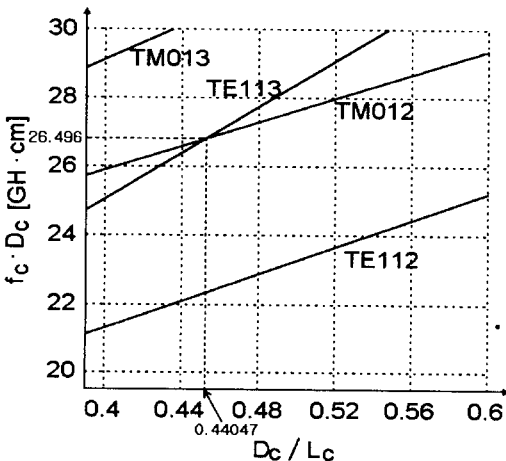


그림 2. 원통형 공동 공진기의 모드차트

Fig. 2. Mode chart of cylindrical cavity resonator.

서의 파장이고 λ_{gw} 는 공진기 입출력단에 연결되는 도파관의 관내파장이다.

또한 식 (6)의 자계분극율은 슬롯의 폭과 길이의 비(W/L)에 관한 식으로 다음과 같이 나타낼 수 있다^[7].

$$M_{initial} = f(\alpha)L^3 \quad (8)$$

단, $\alpha = \frac{W}{L} \ll 1$

여기서

$$f(\alpha) = \frac{0.187 + 0.052\alpha(1 - \alpha)}{\ln(1 + \frac{2.12}{\alpha})}$$

이다.

식 (8)은 Beth's small aperture 이론^[8]을 기초로 한 Cohn's large aperture 이론^[9]에 의한 것으로 실질적인 슬롯에 대한 크기와의 상당한 오차를 갖게 된다. 따라서 식 (8)로 구한 슬롯의 크기는 슬롯판의 두께 및 크기에 대한 교정이 이루어져야 한다. 슬롯의 교정 자계분극율 M_c 는 다음과 같다.

$$M_c = M_{initial} [1 - (\frac{\lambda_{cs}}{\lambda_0})^2]^{10} \left[\frac{2.73tA}{\lambda_{cs}} \sqrt{1 - (\frac{\lambda_{cs}}{\lambda_0})^2} \right] \quad (9)$$

여기서 t 는 슬롯의 두께를 나타내고 λ_{cs} 는 슬롯의 단면이 갖는 차단 파장을 의미한다. A 는 empirical factor로 슬롯의 (W/L)비에 따라서 실험적인 과정에 의해 정해져야 한다.

2-3 결합계수식에 의한 intercavity 슬롯

도파관 구조를 갖는 필터에서 그의 응답은 intercavity 슬롯의 형태에 의해서 좌우된다. 따라서 공동 공진기 내에서의 TE₁₁과 TM₀₁ 모드의 전자계 분포를 이해하는 것이 중요하다.

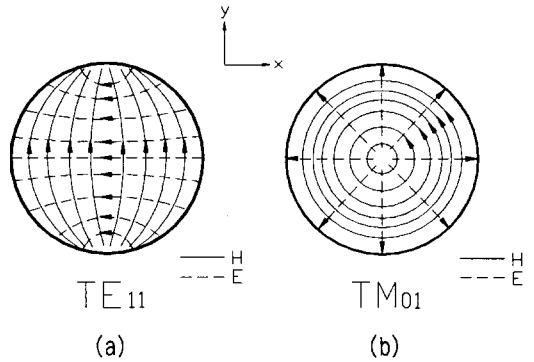


그림 3. 공동 공진기 단면에서의 전자계 분포

- (a) TE₁₁ 모드의 전자계 분포
- (b) TM₀₁ 모드의 전자계 분포

Fig. 3. Electromagnetic field configuration of a cavity plane. (a) Electromagnetic field configuration of TE₁₁-mode, (b) Electromagnetic field configuration of TM₀₁-mode.

그림 3은 원통형 공동 공진기의 단면에서 TE₁₁과 TM₀₁ 모드의 전자계 분포를 나타낸다.

그림 3에서 원통형 도파관에 존재하는 TE₁₁과 TM₀₁ 모드의 전자계 분포식은 식 (10)에서 (12)와 같이 표현할 수 있다.

$$H_y |_{TE} \propto \frac{R}{x_{11} \cdot \rho} J_1 \left(\frac{x_{11} \cdot \rho}{R} \right) \sin^2 \Phi + J_1' \left(\frac{x_{11} \cdot \rho}{R} \right) \cos^2 \Phi \quad (10)$$

$$E_z |_{TM} \propto J_0 \left(\frac{x_{01} \cdot \rho}{R} \right) \quad (11)$$

$$H_y |_{TM} \propto J_0' \left(\frac{x_{01} \cdot \rho}{R} \right) \sin \Phi \quad (12)$$

여기서

$$\sin \Phi = y / \sqrt{x^2 + y^2}$$

$$\cos \Phi = x / \sqrt{x^2 + y^2}$$

이다. 또한 R 은 공동의 반지름이며 ρ 는 공동의 중심과 슬롯 중심 사이의 거리 $\sqrt{x^2 + y^2}$ 를 나타

낸다.

위 식에서 TE₁₁ 모드의 H_y는 ρ = 0, 즉 x = y = 0에서 최대가 되고 TM₀₁ 모드의 H_y는 y = 0, x/R = 0.76인 지점에서 최대가 되며 TM₀₁ 모드의 최대 E_z는 ρ = 0에서 이루어짐을 알 수 있다.

TE₁₁과 TM₀₁ 모드를 이용한 삼중모드 필터 설계에서는 슬롯이 공진기의 종단면에 위치할 때 TE₁₁ 모드의 자계 성분과 TM₀₁ 모드의 전계 성분이 모두 최대가 되는 지점이므로 슬롯의 위치 결정에 주의해야 한다. 그러나 설계과정상 슬롯이 원치 않는 모드의 전자기 크기가 존재하는 곳에 위치되어야 할 때는 슬롯의 크기와 형태를 조절하여 원하는 모드의 자계 혹은 전계 결합 중 특정 결합이 가능한 큰 양이 되도록 해야한다. 이와 같이 슬롯의 위치와 형태, 크기에 따른 결합량을 고려하기 위해서는 결합 계수를 전자기 필드에 의하여 풀어야 한다.

그림 4는 TE_{11p} 모드간의 결합을 위한 읍-셋 형태의 intercavity 슬롯을 나타낸다. 그림 4에서 그림 1(b)의 공진모드 3번과 4번의 연결은 TE_{11p}-TE_{11p} 모드 결합계수인 k_{TE}로 나타낼 수 있으며 식 (13)과 같이 정의할 수 있다^{[6],[10]}.

여기서 식 (13)의 W는 공동 공진기내에 저장되는 축적에너지로 식 (14)와 같이 나타내며, H_ρ와 H_φ는 식 (15), (16)과 같이 나타낼 수 있다.

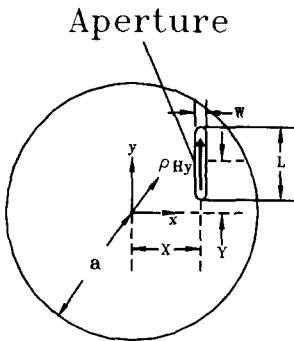


그림 4. 읍-셋형 intercavity 슬롯의 구조
Fig. 4. Structure of offset-typed intercavity slot.

$$k_{TE} = \frac{\mu M_c (|H_\rho|^2 + |H_\phi|^2)}{W} \frac{f_0}{\Delta f} \quad (13)$$

$$W = \epsilon \int_V (|E_\rho|^2 + |E_\phi|^2) dv \cong 0.281 \frac{L\pi}{2\epsilon} \quad (14)$$

$$H_\rho \cong -j \frac{k_\rho k_z}{\omega \mu \epsilon} J_1'(k_\rho \cdot \rho) \cos(\phi) \quad (15)$$

$$H_\phi \cong j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{k_z}{\rho} J_1(k_\rho \cdot \rho) \sin(\phi) \quad (16)$$

또한 ρ 및 z 방향으로 위상 상수 k_ρ 및 k_z는

$$k_\rho = \frac{x'_{11}}{R}, \quad x'_{11} = 1.841 \quad (17)$$

$$k_z = \frac{\beta \pi}{L}$$

이다. 여기서 슬롯의 위치가 y=0이고 x축으로만 변환한다고 할 때 식 (13)에서 (17)을 이용하여 TE_{11p} 모드간의 결합계수 k_{TE}를 유도하면 식 (18)과 같다^[4].

$$k_{TE} = \frac{\mu M_c k_z^2 k_\rho^2 J_1'^2(k_\rho \rho)}{0.281 \frac{L\pi}{2\epsilon} (\omega \mu \epsilon)^2} \cdot \frac{f_0}{\Delta f} \quad (18)$$

그러나 실제 슬롯 제작상 y=0인 지점에서 정확하게 슬롯을 제작하기는 어렵다. 따라서 기존의 논문에서 제시한 식 (18)은 슬롯 제작에서 발생하는 오차를 고려할 수 없어 보다 정확한 결합계수에 대한 슬롯의 위치를 알기 위해서는 y축의 변화까지 고려한 식 (19)가 필요하다. 식 (19)는 y를 0로 함으로써 생략되는 식 (16)을 이용하여 유도할 수 있다.

아래식에서 M_{c(ρ)}와 M_{c(φ)}는 ρ와 φ방향에 대해 수직인 자계 분극율을 나타낸다. 본 논문에서는 식 (19)를 이용하여 제작오차까지 고려한 정확한 위치를 갖는 슬롯을 설계하였다.

$$k_{TE} = \frac{\mu \frac{k_z^2}{(\omega\mu\epsilon)^2} \{ k_\rho^2 J_1^2(k_\rho\rho) M_{c(\rho)} \sin^2\phi + \frac{1}{\rho^2} J_1^2(k_\rho\rho) M_{c(\phi)} \cos^2\phi \}}{0.281 \frac{L\pi}{2\epsilon}} \cdot \frac{f_0}{\Delta f} \quad (19)$$

III. 삼중모드 공동 공진기 대역통과 필터의 설계

본 논문에서는 삼중모드로 공진하는 두 단의 공동 공진기를 연결하여 K-band에서 동작하는 대역통과 필터를 설계·제작하였다. 필터의 설계사양은 표 1과 같다.

표 1의 설계 조건에 따른 필터의 외부 양호도 Q_e 와 각 공진 모드간의 결합계수 k 를 구하면 표 2와 같다.

그림 5는 공동 공진기간의 결합을 위한 inter-cavity 슬롯을 나타낸다. 그림 5에서 슬롯의 중앙은 TM_{012} 모드의 전계가 최대가 되는 지점이므로

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)	18.5 GHz
주파수 대역폭(BW)	100 MHz
Ripple 특성	0.1 dB
삽 입 손 실	1 dB
필 터 차 수	6
응 답 특성	Chebyshev

표 2. 외부 양호도와 결합계수 값

Table 2. Values of external quality factor and coupling coefficient.

Q_e	216.315	k_{34}	3.058×10^{-3}
k_{12}	4.217×10^{-3}	k_{45}	3.178×10^{-3}
k_{23}	3.178×10^{-3}	k_{56}	4.217×10^{-3}

TM_{012} 모드의 전계성분과 TE_{113} 모드의 자계성분이 서로 결합하는 것을 줄이기 위해 공진기의 중앙에서 읍-셋시켰다. 또한 Chebyshev 응답을 구현하기 위해 TM_{012} 모드의 자계성분과 TE_{113} 모드의 자계성분 결합을 상쇄시키기 위해 슬롯을 양쪽에 위치시켰다.

그림 6은 식 (18)의 결합 계수 수식을 결합 계수 k 에 대한 슬롯의 위치 변화를 나타낸 그래프이다. 그림 6에서 슬롯의 크기는 $4.6 \text{ mm} \times 0.5 \text{ mm}$ 로 하였고 슬롯의 읍-셋 거리는 공진기의 반경으로 정규화 하였다. 그림 6을 통해 $y = 0$ 이고, 세 번째와 네 번째 모드간의 결합계수값이 3.058×10^{-3} 일 때 슬롯의 위치는 슬롯의 중심에서부터 x 축 방향으로 공동 공진기 반지름의 0.203배만큼 떨어져 있

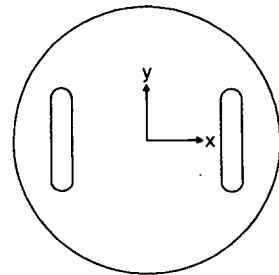


그림 5. Intercavity 슬롯의 구조

Fig. 5. Structure of inter-cavity slot.

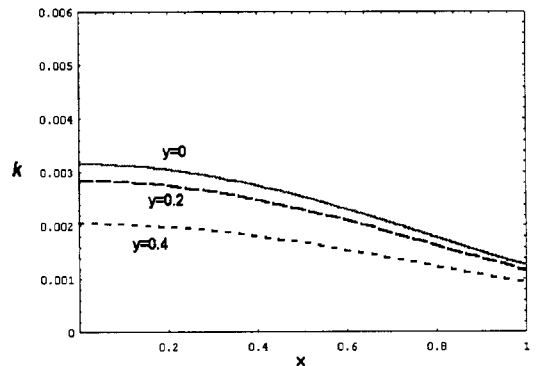


그림 6. 슬롯의 위치에 따른 결합계수

Fig. 6. Coupling coefficient as a function of the slot position.

음을 알 수 있다.

IV. 대역통과 필터 제작과 측정

4-1 제 작

본 논문에서 대역통과 필터는 알루미늄 합금을 가공하여 원통형으로 만들었으며 longitudinal형으로 제작하였고 양호한 필터응답을 얻기 위해 필터 내부와 조절나사에 은도금을 하였다. 표 3은 제작된 2단 6-pole 삼중모드 공동 공진기 필터의 외부 사양이며 그림 7은 제작된 공동 공진기 대역통과 필터를 나타낸다.

표 3. 대역통과 필터의 제원

Table 3. Dimensions of bandpass filter 단위[mm]

항 목	크 기
슬롯	
- 두께	0.2
- 입·출력부	6.6 × 0.6
- intercavity	4.6 × 0.5
- 읍-셋 거리	0.203 × 반지름(a)
도파관	
- 직경	14.32
- 길이	31.73
Adaptor(WR-75)	19.05 × 9.53
나사 직경	2

4-2 측정 및 결과 고찰

그림 8은 중심 주파수 18.5 GHz에서 대역폭 100 MHz를 갖는 6-pole 필터의 응답을 협대역으로 측정정한 것이고 그림 9는 광대역 특성을 나타낸 것이다. 그림 8에서 marker 1은 중심 주파수를, marker 2와 3은 통과 대역폭 100 MHz를 나타낸다. 그림 8에서 필터의 중심 주파수는 18.51 GHz이며 통과 대역폭에서의 삽입 손실은 평균 1.8 dB로 측정

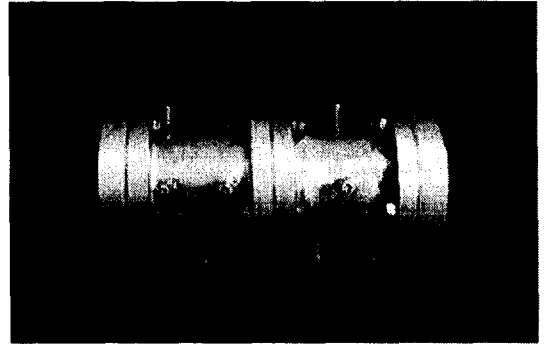


그림 7. 2단 6-pole 삼중모드 공동 공진기 필터
Fig. 7. 2 stage 6-pole triple-mode cavity filter.

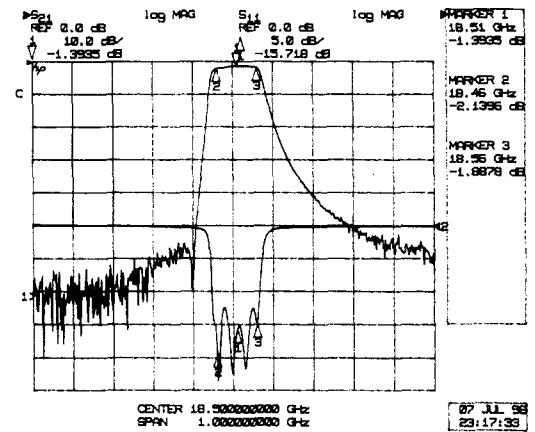


그림 8. 필터의 협대역 대역통과 특성
Fig. 8. A narrowband bandpass characteristics of filter.

되었고 통과 대역의 반사 손실 S_{11} 은 평균 15 dB 이상이었다. 또한 그림 9에서 필터의 저지대역 감쇠는 65 dB이상이므로 우수한 특성을 나타내었다.

측정결과 제작된 대역통과 필터는 삽입손실이 약간 크게 나타났다. 그러나 이러한 손실은 필터 응답에 가장 큰 영향을 미치는 슬롯을 정밀 가공하고 은도금을 통한 전도성 개선을 한다면 보완할 수 있을 것이다. 또한 설계 규격보다 중심 주파수가 10 MHz shift된 것은 필터의 설계시 은도금에 의한 공진기의 크기 변화를 고려하지 않았기 때문이라 생각된다.

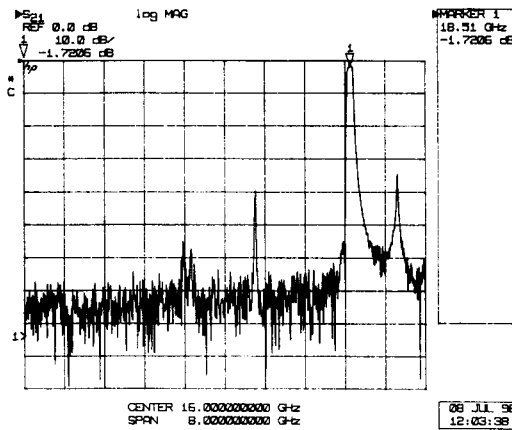


그림 9. 필터의 광대역 대역통과 특성
 Fig. 9. A broadband bandpass characteristics of a filter.

V. 결 론

본 논문에서는 Digital Microwave 통신을 위한 K-band용 대역통과 필터를 소형·경량화시키기 위해 삼중모드 공진 기술을 이용하여 설계·제작 하였다.

하나의 공동 공진기내에서 세 번의 전기적 공진을 시키는 삼중모드는 공진 모드로 TE_{113} 모드의 수평, 수직필드와 이와 축퇴관계에 있는 TM_{012} 모드를 이용하였고 두 개의 삼중모드 필터를 longitudinal 형태로 연결하여 6-pole로 동작이 가능하도록 하였다.

공동 공진기간의 결합은 Chebyshev 필터 응답을 구현하기 위하여 TE_{113} 모드의 자계 성분만을 결합 하였다. 따라서 원통형 공동 공진기내의 TE 모드와 TM 모드에 대한 E-, H-필드 기본식으로부터 결합계수식을 유도하여 이를 intercavity 슬롯의 위치와 크기를 결정하는데 이용하였다. 제작된 2단 6-pole 삼중모드 공동 공진기 대역통과 필터는 중심주파수 18.51 GHz에서 대역폭 100 MHz를 가지며 양호한 응답 특성을 보였다.

본 논문에서 제시한 삼중모드 공동 공진기 필터

는 기존의 단일모드 필터에 비해 2/3까지, 이중모드 필터에 대해서는 1/3까지 무게와 부피를 줄일 수 있는 장점이 있어 소형 지구국(VSAT)용 필터 및 Digital Microwave 통신 시스템 등의 소형·경량화에 기여할 수 있을 것이며, 위성 중계기의 입력 및 출력 채널 필터 등의 제작에 널리 이용될 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] C. Kudsia, R. Cameron and W. C. Tang "Innovation in Microwave Filters and Multiplexing Networks for Communications Satellite System", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 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] U. Rosenberg, "Filter design using in-line triple-mode cavity and novel iris couplings", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, no. 12, pp. 2011-2019, December 1989.
- [4] W. C. Tang, "A true elliptic-function filter using triple-mode degenerate cavities", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, no. 11, pp. 1449-1454, November 1984.
- [5] 김상철, 홍의석, "이중 및 삼중모드 공동 공진기로 구성된 2단 5-pole 대역통과 필터", *한국통신학회 연구지*, 제22권, 제6호, pp. 1251-1258, 1997.
- [6] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching networks, and Coupling Structures*, Artech House, Chap. 5, 1980.

- [7] McDonald, "Simple approximations for the longitudinal magnetic polarizabilities of some small apertures", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, no. 7, pp. 1141-1144, July 1988.
- [8] H. A. Bethe, "Theory of Diffraction by Small Holes," *Phys. Rev.*, vol. 66, pp. 163-182, October 1944.
- [9] S. B. Cohn, "Microwave Coupling by Large Aperture," *IRE Proc.*, vol. 7, pp. 696-699, June 1952.
- [10] J. Uher, J. Bornemann and U. Rosenberg, *Waveguide components for antenna feed systems : theory and CAD*, Artech House, Chap. 3, 1993.

곽민우



1970년 1월 5일생
 1997년 2월: 대전산업대학교 전자공학과(공학사)
 1997년 3월~1999년 2월: 광운대학교 전파공학과 대학원(공학석사)
 1998년 12월~현재: (주)어필텔레콤 재직중

[주 관심분야] 초고주파 회로설계, 위성통신

이주현



1973년 1월 1일생
 1997년 2월: 광운대학교 공과대학 전자공학과(공학사)
 1997년 3월~1999년 2월: 광운대학교 전파공학과 대학원(공학석사)
 1999년 2월~현재: (주)자네트시스템 재직중

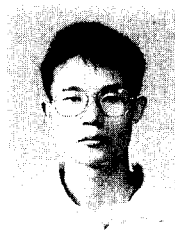
[주 관심분야] 초고주파 회로설계, 이동통신

안기범



1974년 3월 30일생
 1998년 2월: 광운대학교 공과대학 전자통신공학과(공학사)
 1998년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 대학원 석사과정
 [주 관심분야] 초고주파 회로설계, 안테나

류근관



1969년 2월 16일생
 1992년 2월: 광운대학교 공과대학 전자통신공학과(공학사)
 1994년 2월: 광운대학교 전자통신공학과 대학원(공학석사)
 1994년 3월~현재: 광운대학교 전자통신공학과 대학원 박사과정

[주 관심분야] 마이크로파 집적회로 설계, EMI/EMC

민혁기



1970년 8월 26일생
 1997년 2월: 대전산업대학교 전자공학과(공학사)
 1997년 8월~현재: 광운대학교 전파공학과 대학원 석사과정
 [주 관심분야] 초고주파 회로설계, MMIC.

홍 의 석



1946년 1월 16일 생
 1964년 3월~1968년 2월: 광운대학
 통신공학과(공학사)
 1971년 9월~1973년 9월: 연세대학
 교 대학원 전기공학과(공학석사)
 1976년 10월~1982년 12월: 독일
 Aachen공대 전기공학과(공학박사)
 1983년 1월~1986년 2월: 광운대학교 전자통신공학과 부
 교수
 1986년 2월~1987년 2월: 미국 University of Texas
 (Austin) 객원교수
 1987년 3월~1992년 2월: 광운대학교 전자통신공학과 교
 수
 1992년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 교수
 1988년 2월~현재: 국가기술자격제도 전문위원
 1991년 1월~현재: 통신위성·우주산업연구회 이사
 1993년 3월~현재: 국제 기능올림픽 한국위원회 심사위원
 1994년 9월~현재: 광운대학교 신기술연구소 연구원
 1996년 10월~1997년 12월: 대한 전자공학회 평의원
 1997년 2월~현재: 중소기업청 기술개발 평가단 평가위원
 1998년 1월~1999년 2월: 한국통신학회 교육이사
 1998년 1월~현재: 한국전자파학회 재무이사
 1999년 1월~현재: 한국통신학회 부회장
 [주 관심분야] 초고주파 회로설계, 이동 및 위성통신, 안
 테나