

論文95-32A-9-7

Ku-band TE113 Dual-mode 공동 공진기 필터의 설계

(Design of a Ku-band TE113 Dual-mode Cavity Resonator Filter)

金相哲*, 李斗漢*, 洪義錫**

(Kim Sang-Chul, Lee Du-Han, and Hong Ui-Seok)

요약

본 논문에서는 elliptic응답 이중모드 4-pole 대역통과 필터를 설계 제작하고 실험하였다. 2단 이중모드 필터는 2개의 독립된 직교 TE113 원통형 공진모드로 공진하는 이중동조 공진기가 cascade 연결되어있다. 4-pole 이중모드 elliptic응답 대역통과 필터는 무궁화 위성 상향주파수의 첫번째 채널인 중심 주파수 14.022GHz 대역폭 36MHz를 갖는다. 이중모드 필터의 측정된 실험 결과는 1dB의 삽입 손실과 20dB의 저지대역 감쇠를 나타냈다.

Abstract

In this paper an elliptic response dual-mode 4-pole bandpass filter was designed, manufactured, and tested. A dual-mode filter having two stages cascaded double-tuned cavities which are resonant in two independent orthogonal TE113 circular-cavity modes and provide a bandpass response. A 4-pole dual-mode elliptic function bandpass filter has a center frequency of 14.022 GHz with a bandwidth of 36 MHz which is the first channel of the KOREASAT up-link frequency. The measured experimental results of a dual-mode filter are 1 dB insertion loss in the passband and 20 dB out-of-rejection.

I. 서론

통신 발달이 지속적으로 증가 추세에 있으면서 고기능의 특성을 갖는 필터에 대한 필요성이 점차 대두되고 있다. 통신 시스템에서 채널 필터에 대한 요구 사항은 성능면에서 꾸준히 조건들을 충족시켜 왔으나 무게 및 부피를 줄이지는 못했다. 따라서 무게 및 부피를 최소화하면서도 고품질 필터의 요구 조건을 만족시키는

필터에 대한 연구에 관심이 집중되었다. 이에 대한 연구의 시작은 1948년 George.L.Ragan^[1]이 제시하였으나 상당 기간동안 기술상의 문제점으로 구체화 되지 못했고 1970년 초반 COMSAT 연구소의 A.E. Williams^[2-3]에 의해서 실용적인 형태의 이중모드 필터가 제작되었다. Williams가 제작한 이중모드 필터는 기존의 필터에 비해 무게와 부피를 50% 감소 시키면서도 주어진 성능을 만족시켰다.

본 연구에서는 첨예한 주파수 선택도를 갖는 Elliptic 함수 응답 필터를 구현하기 위해 공동 공진기의 입력단과 출력단에서 부정 결합(negative coupling)이 일어나는 구조를 이용하여 무궁화 위성의 상향 링크(14 GHz~14.5 GHz)의 제 1 채널 주파수(center freq.: 14.022 GHz, bandwidth: 36 MHz)를

* 正會員, 光云大學校 電子通信工學科

(Dept. of Elec. Comm. Eng., Kwang Woon Univ.)

** 正會員, 光云大學校 電波工學科

(Dept. of Radio Science & Eng. Kwang Woon Univ.)

接受日字: 1995年3月11日, 수정완료일: 1995年9月1日

통과대역으로 하는 4-pole 이중모드 공동 공진기 대역 통과 필터를 설계 제작 하였다.

이중모드 필터는 원통형 공진기로 제작하였으며 orthogonal관계에 있는 2개의 TE₁₁₃모드로 공진하도록 하였다. 또한 필터가 정확히 TE₁₁₃모드로 동작하도록 하기 위해 공동 공진기 크기(D/L비)와 공진주파수와의 관계를 프로그래밍하여 고차모드와의 관계를 고려 하였다. 제작·측정과정에서는 이중모드 필터의 각 부분별 구성부에 대한 동작특성과 영향을 실험적으로 규명하였다.

II. 이중모드 공동 공진기 필터 이론

1. 공동공진기 다중결합 이론

다단 연결된 공동 공진기 구조에서 주파수 대역이 협대역이라 가정하면 각 공동 공진기는 단일 주파수로 다른 공진기와 결합(coupling)하는 것으로 간주할 수 있다. 그림 1은 다단 연결된 공동 공진기간의 결합을 나타내는 등가회로 이다^[3-4].

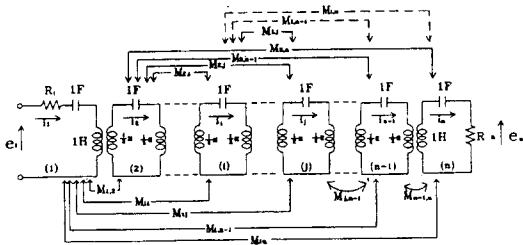


그림 1. n개로 결합된 공동 공진기의 일반적 등가 회로

Fig. 1. General equivalent circuit of N coupled cavities.

그림 1에서 모든 공진기는 중심주파수 $\omega_0 = 1/(LC)^{1/2} = 1 \text{ rad/sec}$ 로 정규화 되어 있으며 임피던스는 $Z_0 = (L/C)^{1/2} = 1 \Omega$ 이다. i번째와 j번째 공진기간의 결합은 M_{ij} 로 표시하고 이 값은 협대역이라는 가정하에서 주파수에 관계없는 실수(real number)이다. 그림 1을 루프 방정식으로 풀고 행렬식을 이용하여 표현 하면 식 (1)과 같다.

$$\begin{pmatrix} e_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + S & jM_{12} & jM_{13} & \cdots & jM_{1,n-1} & jM_{1n} \\ jM_{12} & S & jM_{23} & \cdots & jM_{n-1,2} & jM_{2n} \\ jM_{13} & jM_{23} & S & \cdots & jM_{n-1,3} & jM_{3n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ jM_{1,n-1} & jM_{2,n-2} & jM_{3,n-1} & \cdots & S & jM_{n-1,n} \\ jM_{1n} & jM_{2n} & jM_{3n} & \cdots & jM_{n-1,n} & R_n + S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \vdots \\ i_{n-1} \\ i_n \end{pmatrix} \quad (1)$$

단, $S = j(\omega - \frac{1}{\omega})$

따라서 임피던스 행렬 [Z]는 다음과 같이 간략히 표현할수 있다.

$$[Z] = [SI + R + jM] \quad (2)$$

여기서 [S]은 대각행렬이며 [I]는 단위행렬을 나타내고 [R]은 행렬 성분 (1,1)과 (n,n)이 R_1 과 R_n 인 (n x n) 행렬 이다. 또한 [M]은 $i=j$ 일때 zero 값 $i \neq j$ 일때는 M_{ij} 을 갖는 off-diagonal matrix이며 식(3)과 같다.

$$[M] = \begin{pmatrix} 0 & M_{12} & M_{13} & \cdots & M_{1,n-1} & M_{1n} \\ M_{12} & 0 & M_{23} & \cdots & M_{n-1,2} & M_{2n} \\ M_{13} & M_{23} & 0 & \cdots & M_{n-1,3} & M_{3n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{1,n-1} & M_{2,n-2} & M_{3,n-1} & \cdots & 0 & M_{n-1,n} \\ M_{1n} & M_{2n} & M_{3n} & \cdots & M_{n-1,n} & 0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

2. 결합 slot구조^[5-9]

구형 도파관으로 연결되는 원통형 공진기의 입력 및 출력단의 결합은 첫번째와 마지막 공진기의 $Q_e (= 1/R)$ 에 의해서 설계할수 있다.

외부 양호도 Q_e 와 자계 분극을 M간의 관계는 식 (4)으로 정의된다.

$$M^2 = \frac{ab\lambda_{gc}L_c^3R_c^2}{4Q_eA_0^2s^2} \quad (4)$$

단, $L_c = s \frac{\lambda_{gc}}{2} |_{s:3\lambda/4}$

여기서, R_c 와 L_c 는 각각 공동 공진기의 내부반경 및 공진기의 길이를 나타내고 (a x b)는 공진기에 연결되는 구형 도파관의 내부 크기를 나타낸다. 또한, λ_0 는 자유공간에서의 파장이며, λ_{gc} 는 공진기내의 관내 파장이다. 입출력단에서 slot의 형태는 도파관부와 공동 공진기부간에 inductive coupling을 유도하기 위해서 longitudinal-type을 사용한다. 그림 2는 이중 모드 공동 공진기 필터의 입출력단에서 가장 적절히 사용할수 있는 inductive slot을 나타낸다. 그림에서 round-end형 slot의 slot size와 분극율과의 관계는 다음 식으로 구할수 있다.

$$M_0 = f\left(\frac{W}{L}\right)^2 \quad (5)$$

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

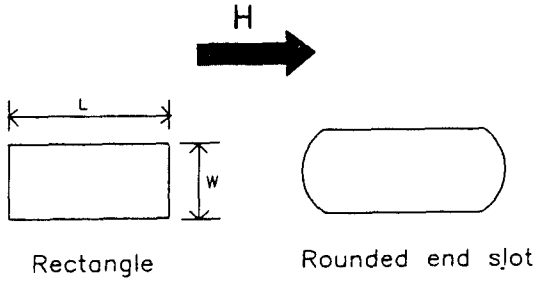


그림 2. 공동 공진기 입출력단의 slot
Fig. 2. Slot of cavity at input and output.

i번째와 j번째 공진기간의 결합은 결합계수 k와 자계 분극을 M에 의해서 표현될 수 있으며 그 식은 다음과 같다.

$$k_{ij} = \frac{M A_0^2 s^2}{\pi L_c^3 R_c^2} \quad (6)$$

Elliptic응답 필터인 경우에는 비인접(non-adjacent) 공진기간에 결합을 만들어야 하며 이를 위해 intercavity slot을 십자형(cross-type)으로 한다. 그림 3은 intercavity coupling을 위한 십자형 slot을 나타낸다.

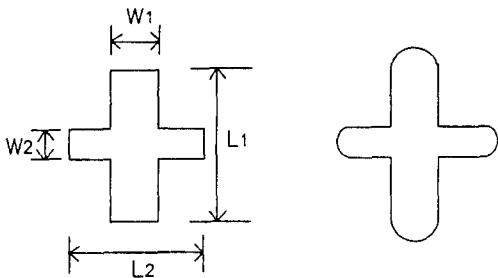


그림 3. 공동 공진기간의 십자형 slot
Fig. 3. Cross-type slot between cavities.

3. 공동 공진기의 크기

특정 공진주파수에서 공동 공진기 길이는 slot에 의한 결합을 고려하여 다음 식으로 구할수 있다.

$$L_c = \frac{\lambda_{gc}}{2\pi} \left[s\alpha - \frac{1}{2} \left(\tan^{-1} \frac{2Y_0}{B_{i-1,i}} + \tan^{-1} \frac{2Y_0}{B_{i,i+1}} \right) \right] \quad (7)$$

여기서 $Y_0/B_{i,i+1}$ 는 공진기의 서셉턴스 값으로 결합계수를 통해 구할수 있다.

III. 4-pole 이중모드 공동 공진기 필터의 설계

본 연구에서는 원통형 공동 공진기를 사용하여 14.022 GHz 4-pole longitudinal-type 이중모드 대역통과 필터를 설계하였다. 대역통과 필터의 설계사양은 표 1과 같다.

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

중심 주파수 (f_0)	14.022 GHz
주파수 대역폭 (BW)	36 MHz
Ripple 특성	0.2 dB
저지대역 감쇠	30 dB 이상
필터 차수 (n)	4
응답 특성	Elliptic ft.
필터 구조	2단 longitudinal type

1. Elliptic응답 필터 결합계수

설계 조건에 맞는 elliptic응답은 필터의 다항식을 Feldkeller 식을통해 구해야 하며 이러한 과정을 통해 구한 4-pole 필터의 다항식은 다음과 같다^[10-11].

$$P(s) = s^2 + 4.716664$$

$$E(s) = s^4 + 1.777s^3 + 2.609s^2 + 2.051s + 0.930 \quad (8)$$

$$F(s) = s^4 + 1.029s^2 + 0.14$$

위 다항식에서 even mode admittance를 구하고 Gram-Schmidt 직교화 과정을 통해 구할수 있는 결합 행렬식은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} 0 & 0.8087 & 0 & -0.1096 \\ 0.8087 & 0 & 0.7069 & 0 \\ 0 & 0.7069 & 0 & 0.8087 \\ -0.1096 & 0 & 0.8087 & 0 \end{pmatrix} \quad (9)$$

식 (9)에 의해 구할수 있는 필터의 Qe와 각 결합계수는 다음과 같다.

$$Q_c = 438.2$$

$$k_{12} = 2.0762 \times 10^{-3} = k_{34}$$

$$k_{23} = 1.815 \times 10^{-3}$$

$$k_{14} = -2.816 \times 10^{-4}$$

2. 공동 공진기의 설계

본 연구에서 필터의 공진모드는 TE₁₁₃모드를 선택하

였다. 일반적으로 공동 공진기는 높은 Q_u 를 갖도록 하기 위해 주위진 공진주파수에 대해서 도파관의 단면을 가능한 크게 설계한다. 또한 TE_{113} 모드에서는 s 의 크기가 클수록 Q_u 가 크다. 그러나 이중모드 필터 제작시 tuning 및 coupling screw가 필터의 중앙에 위치하는 대칭구조로 하기 위해서는 s 침자를 홀수로 선택하는 것이 바람직하다.

그림 4는 원통형 공동 공진기의 단면에 따른 모드 (mode)를 나타낸다. 이중모드 필터의 외부사양 결정은 그림 4의 모드 chart를 통해 TE_{113} 모드로만 동작할 수 있는 범위를 택하고 다른 모드와 관련하여 상호 간섭이 일어나지 않는 영역을 확보해야 한다. 이러한 영역의 확보는 이중모드 필터 구현시 screw에 의한 tuning영역을 확보한다는 의미에서도 중요하다.

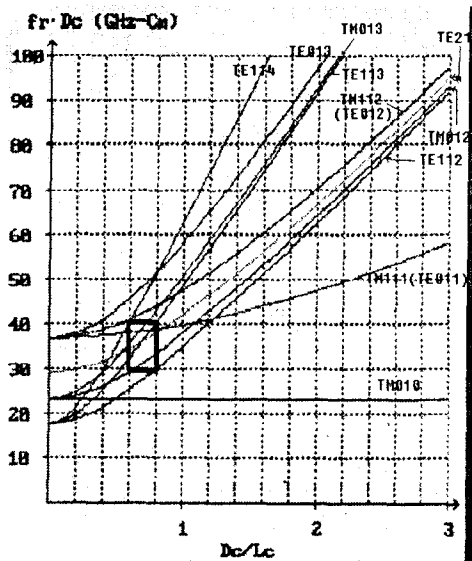


그림 4. 원통형 공동 공진기의 모드 chart
Fig. 4. Mode chart for cylindrical cavity resonator.

중심 주파수 14.022GHz에서 공진기의 각 파라미터는 다음과 같다.

- $\lambda_0 = 21.395$: 자유공간 파장
- $\lambda_{ge} = 25.857$: 입출력 도파관의 파장 (WR-75)
- $\lambda_{gc} = 25.015$: 공진기의 관내파장
- $\frac{D}{L} = 0.645$: D/L 比 초기값

그림 5는 elliptic 응답을 갖는 4-pole 이중모드 공

동 공진기의 구조를 나타낸다. 그림 5(a)는 이중모드를 이용한 elliptic 응답 4-pole 공동 공진기 필터의 입체 구조를 나타낸다. 그림 5(b)는 공동 공진기 A-A'면과 B-B'면에서의 coupling 및 tuning screw의 위치를 나타낸다. 그림 (b)에서 B-B'면의 coupling screw는 결합계수 M_{14} 가 음의 값을 갖도록 하기 위한 위치에 있음을 알 수 있다. 여기에서 결합계수 M_{14} 가 음의 값을 갖는 것은 이중모드 공동 공진기 필터가 저지대역에서 영점(transmission zero)을 갖는 elliptic 함수 응답을 나타내도록 하기 위해서이다.

이중모드 공동 공진기 필터 구현에 필요한 상호결합 및 구조적 특성을 정리하면 표 2와 같다.

표 2. Elliptic 응답 이중모드 필터의 결합 특성
Table 2. Coupling characteristic of dual-mode filter with a elliptic response.

종류	구현	형태
Interface coupling	by slot	longitudinal-type
InterCavity coupling	by slot	cross-type
Internal coupling	by screw	450 위치

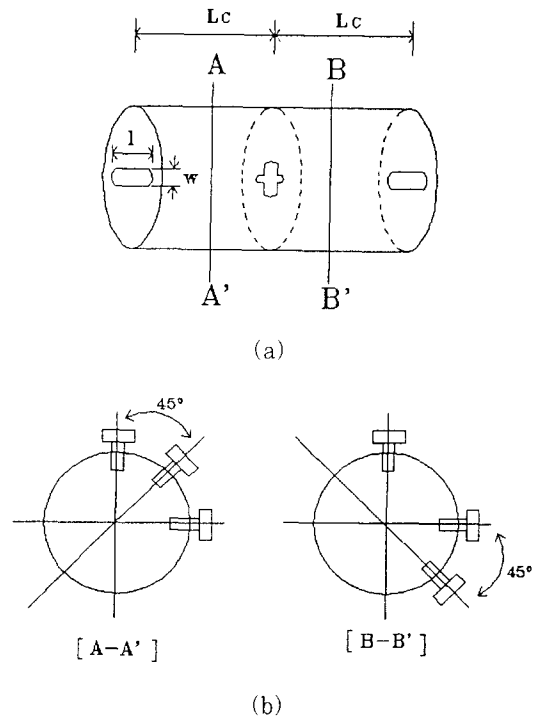


그림 5. Elliptic 응답 이중모드 공동 공진기 필터
Fig. 5. Dual-mode cavity filter with a elliptic response.

IV. 이중모드 공동 공진기 필터 제작/측정

1. 제작

본 연구에서는 TE₁₁₃-mode 원통형 공동 공진기를 사용하여 14.022 GHz 4-pole longitudinal형 이중모드 대역통과 필터를 제작하였다. 이중모드 공동 공진기 대역통과 필터는 알루미늄이 재질인 도파관을 원통형으로 만들었으며 hp 8510C Network Analyzer를 사용하여 측정하였다.

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

그림 6은 제작된 이중모드 필터의 외형을 나타낸다.

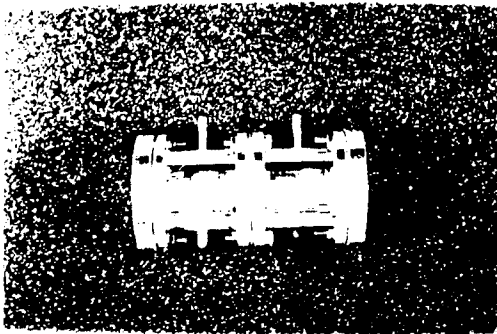
표 3. 이중모드 필터 외부 사양
Table 3. Outline dimensions of dual-mode filter.

단위 : [mm]

Iris	thickness : 0.2 (W1 × L1) : 1 × 5.6 (W2 × L2) : 0.8 × 5
Waveguide	diameter : 24.2 φ length : 36.6
Screw	diameter : 3 φ

2. 측정 및 결과 고찰

측정시 도파관부와 이중모드 공동 공진기 대역통과 필터부를 연결하는 adaptor는 Omni-Spectra PN 2000-6257-00을 사용 하였고 adaptor가 갖는 손실은 약 -0.1dB 이다.



(a)

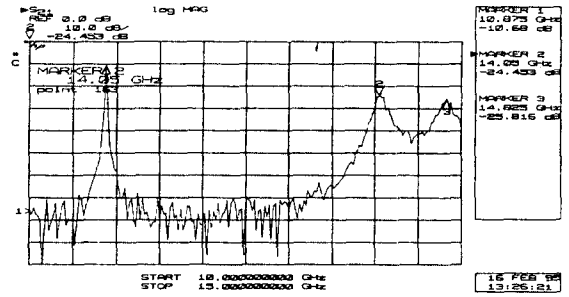


그림 7. 14.022 GHz 이중모드 필터의 응답 (No tuning)

Fig. 7. Response of dual-mode filter at 14.022GHz (No tuning state).

그림 7은 제작된 이중모드 필터를 tuning하지 않았을 때 즉, internal coupling이 이루어지지 않았을 때의 응답이다. 그림 7에서 marker 1은 no tuning상태의 공동 공진기에 TE₁₁₂모드가 나타남을 보여주고 marker 2는 설계 주파수를 나타낸다.

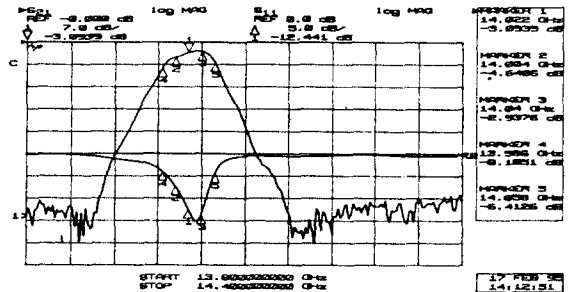
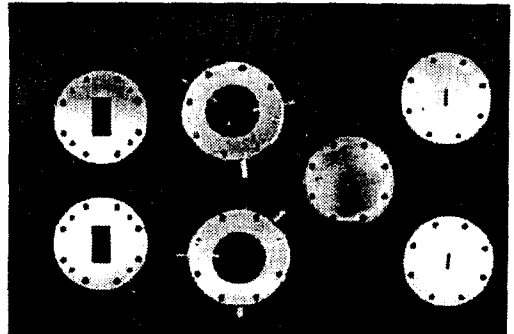


그림 8. 14.022 GHz 이중모드 필터의 응답 (부적절한 cross-type slot size)

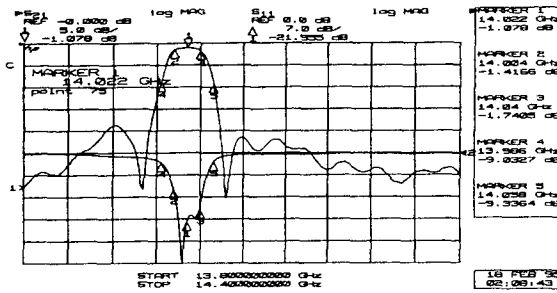
Fig. 8. Response of dual-mode filter at 14.022GHz (Unsuitable slot size).



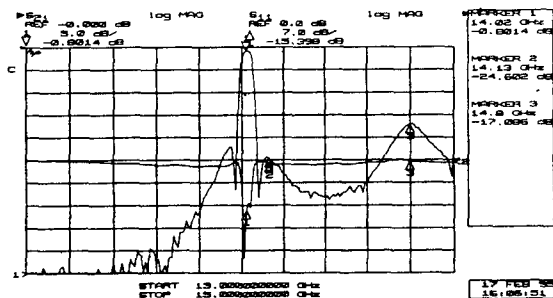
(b)

그림 6. 제작된 4-pole 이중모드 공진기 필터
Fig. 6. Manufactured 4-pole dual-mode filter.

그림 8은 이중모드 필터의 cross-type slot의 크기가 trimming되지 않았을때 즉 부적절한 intercavity coupling양으로 결합된 응답이다. 이와같은 이유로 그림 8에서 이중모드 필터의 응답은 elliptic응답 특성이 나타나지 못하고 필터응답의 skirt가 all-pole 필터응답과 같은 단조감쇠(monotonic attenuation)특징을 나타내고 있다. 따라서 -M14 결합을 이루는 slot size인 ($W2 \times L2$)를 trimming하여 정확한 elliptic응답이 나타날수 있도록 해야한다.



(a)



(b)

그림 9. (a)14.022 GHz 이중모드 필터의 응답
-span : 600 MHz (b)14.022 GHz 이
중모드 필터의 응답 - span : 2 GHz

Fig. 9. (a)Response of dual-mode filter at 14.022GHz (b)Response of dual-mode filter at 14.022GHz

그림 9는 tuning 및 trimming 이후의 이중모드 공동 공진기의 응답을 span 600MHz와 span 2GHz로 나타내고 있다. 그림 9(a)에서 통과 대역의 손실은 약 -1.07 ~ -1.74dB로 측정 되었다. 통과대역에서 평균도는 약 ± 0.3 dB를 갖으며 반사손실 S_{11} 은 -15dB 이상이다. 저지대역에서 감쇠는 20dB 이상으로 양호한 특성을 보였다. 그림 9에서 marker 4와 marker 5는 통과 대역폭 36MHz의 2배인 76MHz대역폭을 나타낸

다.

V. 결론

본 연구에서는 TE₁₁₃-mode 원통형 공동 공진기를 이용하여 필터의 크기와 무게를 줄일 수 있는 4-pole 이중모드 도파관 대역통과 필터를 제작 하였다. 또한 필터의 응답은 첨예한 주파수 선택도를 얻기 위해 elliptic 응답을 이용하였다. 이중모드 필터는 무궁화 위성의 up-link freq.의 제 1 채널 주파수를 기준으로 설계 제작 하였다. 제작된 이중모드 필터는 통과 대역에서 약 -1 dB의 손실을 나타냈고 반사 손실은 -15dB 이상으로 양호한 특성을 보였다.

실험결과 통과대역에서의 손실을 더욱 줄이기 위해서는 기구물 제작시 1/100 [mm] 이상의 정밀도를 보장해야 되며 cavity와 slot등에 도금 처리가 이루어져야 할 것으로 나타났다. 특히 inter cavity 결합을 이루는 십자형 slot은 필터 응답에서 통과 대역폭과 out-of-band에서의 감쇠량을 결정짓는 중요한 부분으로 제작시 정확한 제작과 trimming이 요구되는 것으로 판단된다. 향후 이중모드 필터에 대한 연구는 필터 제작시 많은 error요인 및 시행착오를 유발하는 slot부의 역할을 근본적으로 없앨수 있는 이중모드 유전체 공진기 필터(Dual-mode Dielectric Resonator Cavity Filter)나 공진주파수에 대해서 slot부의 영향이 민감하지 않는 고차모드(high order mode)을 이용하는 쪽으로 발전되어야 할 것이다.

이중모드 필터가 위성용 채널 필터로 실제 활용되기 위해서는 더욱 날카로운 선택도를 갖어야 하며 이를 위해 3-stage (6-pole)이상의 다단 연결이 필요하고 신뢰성 test도 병행되어야 할 것이다.

참고 문헌

- [1] G.L.Ragan, *Microwave Transmossion Circuits*, MIT Radiation Raboratory Series, Vol. 9, McGraw-Hill, 1948.
- [2] A.E.Atia, "A Four-Cavity Elliptic Waveguide Filter," *IEEE Trans.*, Vol. MTT-18, No.12, pp. 1109-1114, December 1970.
- [3] 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.
- [4] A.E.Atia and A.E.Williams, "A solution for narrow-band coupled cavities." *COMSAT Tech. Memo.* CL-39-70, September 22, 1970.
- [5] N.Marcuvitz, "Waveguide Handbook," McGraw-Hill, 1951.
- [6] G.L.Matthaei, L.Young and E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching networks, and Coupling Structures.* McGraw-Hill, 1980.
- [7] H.A.Bethe, "Theory of diffraction by small holes," *Phys.Rev.*, Vol. 66, pp. 163-182, Oct.1944.
- [8] S.B.Cohn, "Microwave coupling by large aperture." *IRE Proc.*, Vol.7, pp.696-699, June 1952.
- [9] S.B.Cohn, "Determination of aperture parameters by electrolytic-tank measurements." *IRE Proc.*, pp.1416-1421, November 1951.
- [10] A.I.Zverev, *Handbook of Filter Synthesis.* John Wiley & Son 1967.
- [11] S.Darlington, "Synthesis of reactance 4-pole which produce prescribed insertion loss characteristics," *J.Math. Phys.*, vol.18, pp.57-353, September 1939.

 저 자 소 개



金 相 哲(正會員)

1992년 2월 동신대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1993년 2월 광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학석사). 1993년 3월 ~ 현재 광운대학교 전자통신공학과 박사과정

李 斗 漢(正會員)

1988년 2월 광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학사). 1990년 2월 광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학석사). 1991년 3월 ~ 현재 광운대학교 전자통신공학과 박사과정

洪 義 錫(正會員)

1968년 2월 광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학사). 1973년 9월 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1982년 11월 독일 Aachen공대 전자공학과 졸업(공학박사). 1983년 1월 ~ 1992년 2월 광운대학교 전자통신공학과 교수. 1992년 2월 ~ 현재 광운대학교 전파공학과 교수. 1984년 3월 ~ 현재 한국통신학회 상임이사. 1988년 3월 ~ 현재 국가 기술제도 전문위원. 1989년 1월 ~ 1991년 12월 대한전자공학회 편집위원. 1991년 1월 ~ 현재 한국전자과학기술학회 이사. 1991년 3월 ~ 현재 위성통신. 우주산업 연구회 이사. 1993년 3월 ~ 현재 국제기 능올림픽 한국위원회 통신기기 심사장.