

변형된 TE_{113}/TM_{012} 삼중모드 도파관 대역통과여파기의 구현

(Implementation of a modified TE_{113}/TM_{012} triple-mode waveguide bandpass filter)

鄭根旭*, 李宰鉉*, 朴光亮*, 金在明*

(Kun-Wook Chung, Jae-Hyun Lee, Kwang-Ryang Park, and Jae-Moung Kim)

요 약

본 논문에서는 기존의 공동간 아이리스의 슬롯 개구면의 수를 반으로 줄인 변형된 공동간 아이리스를 설계하여 TE_{113}/TM_{012} 삼중모드(triple-mode) 대역통과 여파기를 구현하였다. 기존의 공동간 아이리스는 두 쌍의 수평한 슬롯 개구면과 수직한 슬롯 개구면을 통해 세 개의 공진모드를 제어하도록 설계한다. 그러나, 본 논문에서는 결합세기가 미약한 TE_h-TE_h (h : horizontal) 모드결합을 조절하는 수평방향의 슬롯 개구면을 소거하고 그 대신 수직방향으로 서 있는 슬롯의 폭으로서 수평방향 슬롯의 역할을 대신하도록하여 슬롯의 갯수를 기존의 아이리스보다 반으로 줄인 변형된 공동간 아이리스를 설계하여 TE_{113}/TM_{012} 삼중모드 여파기를 구현하였다. 변형된 공동간 결합 아이리스를 이용하여 구현된 6극(pole) 타원형(elliptic) 삼중모드 여파기의 특성을 기존 방식의 여파기와 비교, 분석하여 새롭게 변형된 삼중모드 여파기의 신뢰성을 확인하였다.

Abstract

In this paper, a modified TE_{113}/TM_{012} triple-mode bandpass filter is implemented by using a modified inter-cavity iris in which the number of slots are reduced upto 50 %. In a conventional iris two pairs of slot apertures are used to independently couple three resonant modes between two adjacent cavities. However, if transverse magnetic polarizability of a pair of vertical slot apertures is used to control weak horizontal TE_h-TE_h mode coupling, the width of novel iris slots would substitute for the slot length of the conventional iris, causing to eliminate the horizontal slot apertures. The measured data of two filters, which are the modified filter and conventional one, are compared. Experimental result shows that the characteristic of the novel triple-mode filter matches well that of the conventional filter.

I. 서 론

일반적인 in-line형 TE_{113}/TM_{012} 삼중모드 여파기¹⁾의 공동간 아이리스 설계에서는, 서로 수직하게 위치

한두 쌍의 슬롯 개구면을 이용하여 세 개의 공동간 모드결합을 조절한다. 수직방향의 슬롯으로 TE_v-TE_v (v : vertical) 모드 결합과 $TM-TM$ 결합을 함께 조절하고, 수평방향으로 뚫려있는 슬롯으로 TE_h-TE_h 모드 결합을 조절한다. 그런데, 수평한 TE_h-TE_h 모드 결합(M_{16})의 세기가 수직한 TE_v-TE_v (M_{34}) 모드 결합에 비해 아주 미약하기 때문에 수평방향의 슬롯을 없애는 대신 수직방향으로 서 있는 슬롯의 폭으로서 그 역할을 대신하도록하는 새롭

* 正會員, 韓國電子通信研究所 衛星通信研究團

(Satellite Communication Division Electronics and Telecommunications Research Institute)

接受日字: 1996年5月8日, 수정완료일: 1996年10月25日

게 변형된 공동간 아이리스가 삼중모드 여파기에 채택될 수 있다는 가능성을 L. Accatino가 제안하였다^[3]. 일반적으로 다중모드(multi-mode) 여파기^[4-7]에 이용되는 끝이 둥근(rounded-end) 슬롯은 주로 슬롯 길이방향(longitudinal)의 자기분극도값(magnetic polarizability)만을 이용하여 모드결합을 조절한다. 그것은 슬롯의 길이 대 폭의 비 (w/l)가 0.3 이하인 경우, 횡축(transverse)의 자기분극도값이 길이방향의 자기분극도보다 약 1/10 정도로 약하기 때문에 횡축 자체성분을 이용해서 일반적인 모드결합을 조절하기가 불가능할 뿐만 아니라 하나의 슬롯으로 두 개의 서로 수직인 모드 결합을 조절하기가 매우 까다롭기 때문이다^[8]. 그러나, 본 논문에서 설계된 여파기처럼 두 개의 수직인 TE 모드 결합 중 어느 하나가 나머지에 비해서 현저히 낮은 결합을 하는 경우에는 횡축 자기분극도를 이용해서 슬롯의 수를 줄일 수 있다.

본 논문에서 설계된 TE_h-TE_h 모드 결합계수 (M_{16})는 TE_v-TE_v (M_{34}) 모드 결합계수보다 약 1/40 정도의 약한 결합이므로 위에서 설명한 조건에 따라 수평방향의 슬롯 개구면을 소거한 변형된 구조의 공동간 아이리스를 이용한 삼중모드 채널여파기를 구현하여 Accatino가 제안한 가능성을 실제로 입증하였으며 수평방향의 슬롯을 소거하여 제작된 여파기와 기존의 공동간 아이리스를 이용하여 설계된 여파기와의 특성을 비교, 분석하여 그 결과를 고찰하였다.

II. 변형된 구조의 삼중모드 타원형 여파기

1. 공동의 설계

공동의 길이가 L 이고 직경이 D 인 원통형 공진기의 공진 주파수는 아래 식과 같이 주어진다^[9].

$$\lambda_r = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{2x_{np}}{\pi D}\right)^2 + \left(\frac{q}{L}\right)^2}} \quad (1)$$

여기서 n, p, q 는 정수이고 x_{np} 는 Bessel 함수 $J_n(x)=0$ (TM 모드의 경우)의 p 번째 근이다. 그리고 TE 모드의 경우, $J'_n(x)=0$ 의 p 번째 근인 x'_{np} 로 대체된다. $\lambda_r = c/f$ (c : 광속도, f : 주파수)를 식 (1)에 대입하여 $(Df)^2$ 를 $(D/L)^2$ 에 대해서 풀어쓰면^[10]

$$(Df)^2 = \frac{c^2}{4} \left[\left(\frac{2x_{np}}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{Dq}{L}\right)^2 \right] \quad (2)$$

식 (2)를 이용하여 공진 크기(직경, 길이)에 대한 공진 주파수를 계산한 공진모드차트^[11]를 그릴 수 있다. 공동의 직경은 의사(spurious) 모드가 원하는 주파수대역에서 발생되지 않도록 모드차트를 이용하여 신중히 선택한다.

2. 여파기의 결합계수

중심주파수가 12.470 GHz, 대역폭이 36 MHz, 대역 내 리플값이 0.02 dB인 6극 타원형 여파기의 전달함수 $K(s)$ 를 식 (3)에 나타내었고, 전달함수 합성으로 구한 모드간 결합행렬을 나타내면 아래와 같다.

$$K(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon \cdot Q(s)} \quad (3)$$

$$P(s) = s^4 + 7.943779s^2 + 14.672534$$

$$Q(s) = s^6 + 2.315600s^5 + 4.182664s^4 + 4.760968s^3 + 3.929905s^2 + 2.131206s + 0.633100$$

$$\varepsilon = 23.175753$$

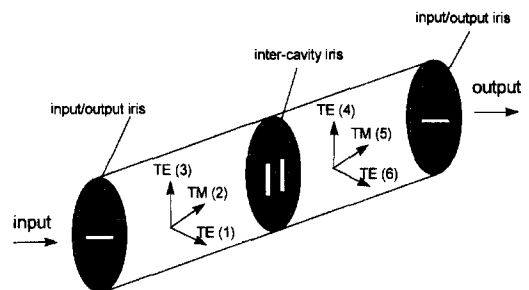
$$C_1 = C_6 = 0.863707 \quad K_{16} = 0.016094$$

$$C_2 = C_5 = 1.473450 \quad K_{25} = -0.233182$$

$$C_3 = C_4 = 1.812442 \quad K_{34} = 1.276852$$

$$\begin{aligned} \kappa(01) &= 0.003345, \quad \kappa(16) = 0.0000538, \quad \kappa(25) \\ &= -0.0004569, \quad \kappa(34) = 0.0020338 \end{aligned}$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.886439 & 0 & 0 & 0 & 0.018634 \\ 0.886439 & 0 & 0.611927 & 0 & -0.158256 & 0 \\ 0 & 0.611927 & 0 & 0.704493 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.704493 & 0 & 0.611927 & 0 \\ 0 & -0.158256 & 0 & 0.611927 & 0 & 0.886439 \\ 0.018634 & 0 & 0 & 0 & 0.886439 & 0 \end{bmatrix}$$



(a)

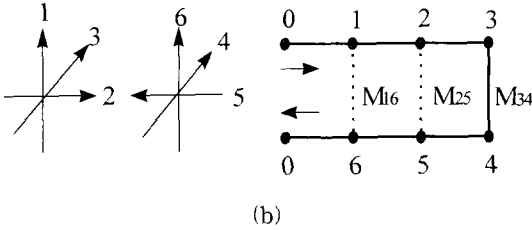


그림 1. 새로운 6극 삼중모드 여파기
(a)외관도 (b) 결합구조

Fig. 1. A novel six-pole triple-mode filter.
(a) Configuration (b) Coupling structure

3. 변형된 공동간 아이리스의 설계

세 개의 공동간 모드결합을 동시에 조절하기 위해서 슬롯 개구면의 위치와 크기(슬롯의 길이 및 폭)가 정확하게 설계되어야한다. 그리고, 공진모드와의 원치않는 기생(parasitic) 모드들간의 결합이 슬롯 개구면을 통해서 파생된다면 전체 여파기 특성이 쉽게 왜곡되므로 이들 기생 모드결합이 최대한 억제되도록 설계되어야 할 것이다.

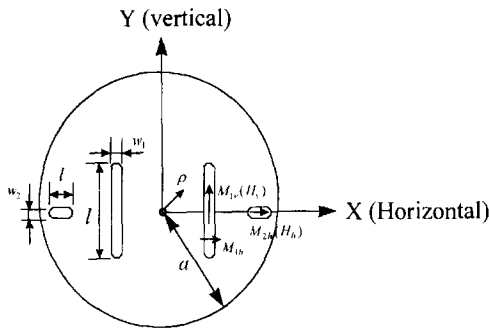


그림 2. 기존의 공동간 아이리스
Fig. 2. Conventional inter-cavity iris.

그림 2는 그림 1의 TE_{113}/TM_{012} 삼중모드의 공동간 모드결합을 책임지도록 설계된 기존 방식의 공동간 아이리스를 나타낸 것이다. 그림 2에서 Y축 방향(수직방향)으로 길게 서 있는 슬롯은 슬롯 길이 방향의 자계 성분 $H_y(TE)$ 을 이용하여 $TE_v - TE_v$ 결합계수 M_{34} 를 조절하도록 설계된 것으로써, $TM - TM$ (결합계수 M_{25})도 함께 조절한다. $TM - TM$ 결합은 아이리스 평면에 수직한 전계 E_z 와 슬롯의 길이 방향으로 존재하는 자계 $H_x(TM)$ 를 함께 고려하여 설계된다. 또한, $TE_v - TE_v$ 결합과 90° 어긋나게 공진하는 $TE_h - TE_h$

(결합계수 M_{16}) 모드 결합은 X축 방향(수평방향)으로 뚫려있는 한 쌍의 슬롯 개구면에 의해서 조절된다.

그런데, 전달함수 합성으로 구한 수평방향 $TE_h - TE_h$ 모드 결합계수값 M_{16} 이 아주 작은 값이고 수직방향 $TE_v - TE_v$ 모드결합에 비해 미약한 결합이기 때문에 아이리스 평면 가장자리에 위치하는 X축 방향의 슬롯 개구면의 길이를 계산하면 약 2.0 mm 미만이 된다. 결합이 약한 가장자리부근에서의 길이가 약 1.5 mm 정도면 아이리스 중심부근에서는 슬롯의 길이가 약 1.2 mm 정도로 줄어들 수 있기 때문에 Y축 방향의 슬롯의 폭을 그 길이만큼 넓혀준다면 아이리스 평면 가장자리 부근의 수평한 슬롯을 대신할 수 있다.

일반적으로 끝이 둥근 슬롯이 다중모드 여파기에 주로 사용되는 것은 슬롯의 길이 방향과 수평하게 존재하는 자계 성분이 수직한 성분보다 결합 세기가 훨씬 강할뿐만 아니라 이중모드 여파기의 공동간 아이리스^[5]의 경우처럼 두 개의 슬롯이 서로 90° 어긋나게 위치할 때 두 모드 사이의 간섭을 최소화시킬 수 있는 장점이 있기 때문이다. 슬롯의 길이에 대한 폭의 비 (w/l)가 0.3 이하인 경우, 길이방향의 자기분극도가 폭방향의 횡축 자기분극도보다 약 10배 이상의 강한 결합을 나타낸다^[8]. 여기서 이와 같은 특성을 이용해서 길이 (l_2) 방향의 자기분극도 M_{2h} 대신 Y축 방향의 슬롯 개구면의 폭 (w) 방향의 횡축 자기분극도 M_{1h} 를 이용하여 $TE_h - TE_h$ 모드결합계수값 M_{16} 을 해결하였다.

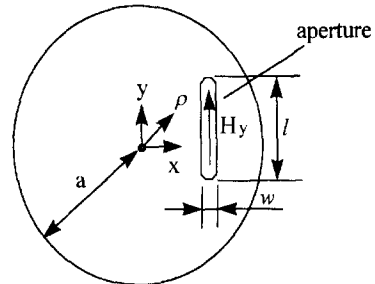
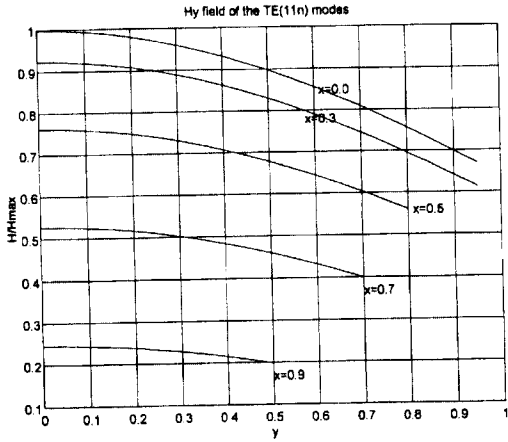
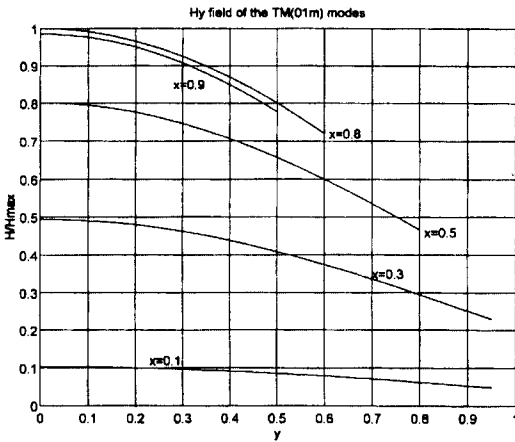


그림 3. TE/TM 모드결합을 위한 아이리스
Fig. 3. Iris for TE/TM couplings.

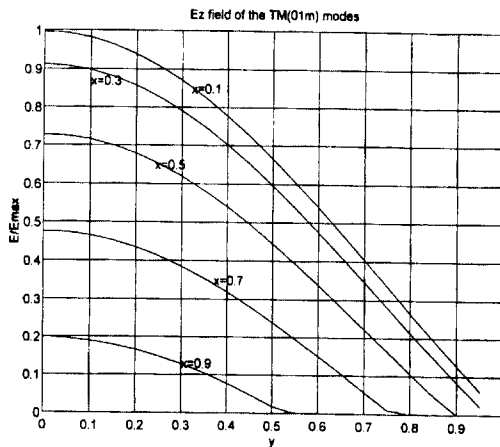
그림 3의 슬롯에 대한 모드의 전자계 분포를 분석하면, TE 모드의 자계 성분은 아이리스 평면의 중앙에서 최대이고 가장자리로 갈수록 그 세기가 약해진다는 사실을 그림 4의 분석 그래프를 통해서 알 수 있다. TM 모드의 경우, 전계 성분은 아이리스 평면의 중앙



(a) TE_{11n} 모드의 H_y 성분



(b) TM_{01m} 모드의 H_y 성분



(c) TM_{01m} 모드의 E_z 성분

그림 4. TE_{11n}/TM_{01m} 모드의 전자계 분포
Fig. 4. Electric / Magnetic fields of the TE_{11n}/TM_{01m} .

에서 최대가 되고, 자계성분은 중심에서 최저, $0.76a$ (a : 공동의 반지름) 지점에서 최대값을 가진다. 이와 같은 사실에 근거하여 TE 모드의 자계 성분으로 결합량을 조절하는 모드간 결합에서, 슬롯 개구면이 아이리스의 가장자리에 있을 때보다 아이리스 평면의 중심으로 접근하면 모드결합 세기가 강해지므로 슬롯의 길이는 가장자리에 있을 때보다 짧게 설계되어야 할 것이다. 따라서, 가장자리에 위치하고 있는 수평방향의 모드결합 $TE_h - TE_h$ 를 수직으로 서 있는 슬롯의 쪽으로써 구현할 수 있다. 아이리스의 가장자리에 위치하는 수평방향의 슬롯이 소거된 새로운 형태의 공동간 아이리스를 그림 5에 나타내었다.

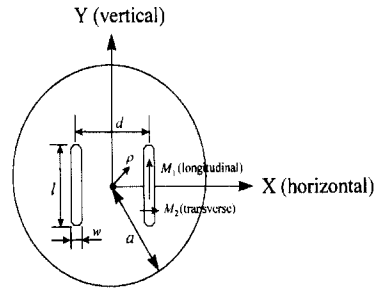


그림 5. 변형된 공동간 아이리스
Fig. 5. Modified inter-cavity iris.

우선, 슬롯 개구면의 중심 위치와 크기(폭, 길이)를 아이리스 최적화 방법을 이용하여 계산한다. 수직방향 $TE_v - TE_v$ 모드결합계수 M_{34} 는 슬롯의 길이방향 자계 성분 ($H_y |_{TE}$)으로 조절되고, $TM - TM$ 모드결합계수 M_{25} 는 슬롯의 길이방향 자계성분 ($H_y |_{TM}$)과 아이리스 평면에 수직하게 입사하는 전계성분 ($E_z |_{TM}$)의 합으로 조절된다. 그리고 전자계 성분 및 슬롯의 위치 성분을 변수로 갖는 결합계수값은 식 (4)의 형태로 주어진다^{[1] [19]}. M_{34} 의 TE 모드결합과 M_{25} 의 TM 모드결합이 동일한 슬롯으로 조절되어야하므로 두 개의 결합계수값으로부터 계산되는 슬롯의 길이가 같아지도록 슬롯의 중심 위치를 아이리스 최적화 방법으로 계산해야한다. 아이리스 최적화가 필요한 이유는 M_{34} 와 M_{25} 결합계수가 각각 TE 결합과 TM 결합의 서로 다른 결합특성을 나타내고있고 결합계수값 자체도 다른 값을 가지므로 아이리스 평면의 임의의 위치에 슬롯 위치를 정한다면 식 (4)로 계산되는 슬롯의 길이는 각각 다른 값

으로 계산되므로 동일한 슬롯으로 제어가 불가능하게 되기 때문이다.

$$M_{34} = 2A\mu_0 M_1 J_1^2 \left(\frac{x'_{11} \rho}{a} \right)$$

$$M_{25} = \frac{\omega^2 \epsilon_0 f_0}{J_1(x_{01}) \pi k_0^2 L a^2 \Delta f} \cdot \left[\frac{P k_0^4}{\omega^2 \epsilon_0} J_0^2 \left(\frac{x_{01} \rho}{a} \right) + \mu_0 M_1 \frac{x_{01}^2}{a^2} J_1^2 \left(\frac{x_{01} \rho}{a} \right) \right]$$

$$A = \frac{\beta^2 x_{11}^2}{(0.281) a^2 k_0^2 Z_0^2 \epsilon_0 \pi L} \cdot \frac{f_0}{\Delta f} \quad (4)$$

여기서, M_1 : 슬롯의 길이방향 자기분극도^[12]

P : 전기분극도^[13]

ρ : 아이리스 평면의 중심에서 슬롯 개구면의 중심까지의 거리

L : 공동의 길이

a : 공동의 직경

β : 위상계수, $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$, f_0 : 중심주파수,

Δf : 대역폭 $x_{01} = 2.405$, $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$

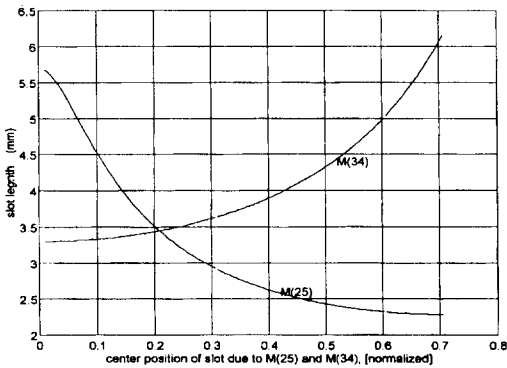


그림 6. 슬롯의 중심위치에 따른 M_{25} 와 M_{34} 슬롯 길이 곡선 ($a=10.625$ mm, $\rho=2.20$ mm)

Fig. 6. Length curves for M_{25} and M_{34} with the center position of the slot.

($a=10.625$ mm, $\rho=2.20$ mm)

식 (4)를 이용해서 결합계수값 M_{34} 와 M_{25} 를 만족하는 슬롯의 길이를 아이리스 평면 전체에 대해서 계산한 다음, 두 개의 길이분포 곡선이 만나는 지점을 택해서 슬롯의 중심위치로 결정한다. 그림 5의 슬롯의 중심위치가 변하게되면 두 결합계수값을 만족하는 슬롯의 길이가 변하는 형태를 그림 6을 통해서 확인할 수 있다. 앞에서 설명한 바와 같이 $TE-TE$ 결합은 가장자리에서 중심으로 갈수록 결합세기가 강하므로 아이리스 중심에 가까운 슬롯일수록 슬롯의 길이가 짧아짐을 확인할 수 있다. 즉, 같은 결합계수값을 표현하는데 있어서,

슬롯이 아이리스 평면의 중심 가까이에 위치하는 것에 비해 중심에서 멀어질수록 자체결합이 약해지므로 그만큼 슬롯의 길이가 길어져야한다. 아래 그림에서 두 개의 분포곡선이 만나는 지점 ($\rho/a=0.2071$)이 유일하게 $M_{25}(-0.1110635)$ 및 $M_{34}(0.675737)$ 의 두 결합계수값으로 구한 슬롯의 길이가 같아지는 지점임이 확인되었다.

슬롯의 중심위치가 결정된 뒤, 슬롯의 폭을 가변시킴으로써 M_{16} 의 약한 수평방향 $TE-TE$ 모드결합을 조절한다. 그림 5에 나타난 끝이 둥근 슬롯의 횡축 자기분극도(M_2)는 식 (5)를^[14] 이용해서 계산할 수 있고 결합계수값 M_{16} 을 조절하는 슬롯 개구면의 폭은 식 (6)으로 계산된다^{[11][12][10]}.

$$M_2 = \frac{\pi}{16} \left(\frac{w}{l} \right)^2 (1.0 - 0.1512 \frac{w}{l}) \cdot \beta^3 \quad (5)$$

$$M_{16} = 2A\mu_0 M_2 J_1^2 \left(\frac{x'_{11} \rho}{a} \right) \quad (6)$$

III. 측정 및 결과 고찰

기존 방식으로 제작된 삼중모드 여파기와 변형된 공동간 아이리스를 이용하여 설계된 여파기의 설계치수 및 측정결과를 각각 표 1과 그림 7에 비교하였다. 두 대역통과여파기의 공동 공진기와 아이리스는 모두 알루미늄합금(Al 6061-T6)으로 제작되었고, 튜닝 나사는 Invar로 제작하여 온도침체리하였다. 변형된 대역통과여파기를 기존의 여파기와 비교하면 공동 공진기와 입출력 아이리스의 크기 변화는 없으며 다만 공동간 아이리스의 수직방향의 폭이 기존의 것보다 0.12 mm 넓어졌고 아이리스이 길이가 0.05 mm 늘어났다.

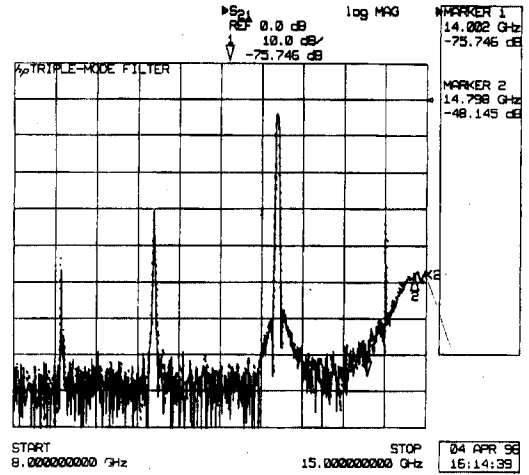
그림 7에서 실선으로 표시된 것이 새로운 방식으로 제작된 여파기의 특성 곡선을 나타낸 것이고 기존방식으로 제작된 여파기의 진폭특성을 점선으로 표시하였다. 그림에서 보는 바와 같이 새롭게 변형된 채널여파기의 중심주파수 및 대역폭은 각각 12.470 GHz, 36 MHz 로써 모두 설계값에 정확하게 일치한다. 삽입손실값은 -1.6 dB, 반사손실값 -16 dB 이하, 그리고 넛치(notch) 레벨은 55 dB 이하를 유지하였다. 기존 방식으로 제작된 여파기와 성능 비교에서도 전체적인 여파기의 진폭 특성 곡선이 거의 일치함을 알 수 있다. 기존 여파기에 비해 변형된 여파기의 반사손실특성이

약 0.1 dB 정도 나빠진 반면, 삽입손실 특성은 약 0.3 dB 개선되었으며, 대역의 차단특성 및 진폭 기울기 등의 특성 비교에서도 기존 방식으로 제작된 여파기와 변형된 여파기 사이의 특성 변화는 거의 없는 것으로 확인되었다. 따라서, 본 논문에서 확인된 바와 같이 모드결합세기가 다른 모드결합에 비해 현저히 약한 M_{16} 의 TE 결합 ($TE_h - TE_h$)을 조절하는 수평방향의 짧은 슬롯 개구면을 소거하는 대신 수직방향으로 서 있는 슬롯의 폭으로써 그 역할을 대신하도록하는 새로운 형태의 삼중모드 여파기 구현이 가능함을 확인하였다.

표 1. 제작된 대역통과여파기의 치수 비교
Table 1. Size comparison between two filters implemented.

(단위 : mm)

항 목	기존 여파기	변형된 여파기
1. 공동		
직경	21.25	21.25
길이	47.50	47.50
2. 입출력 아이리스		
폭	0.8	0.8
길이	9.36	9.36
두께	0.3	0.3
3. 공동간 아이리스		
폭	1.00	1.12
수직방향 슬롯의 길이	4.63	4.68
수직방향 슬롯의 간격	4.40	4.40
수평방향 슬롯의 길이	1.05	-
수평방향 슬롯의 간격	17.0	-
두께	0.3	0.3



(b)

그림 7. 측정된 삼중모드 여파기의 응답특성

(a) 삽입손실 / 반사손실 특성 (b) 대역외 차단특성

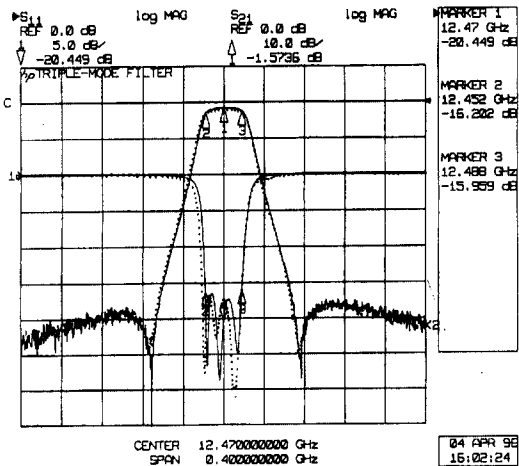
Fig. 7. Measured responses of the triple-mode filter.

(a) Insertion loss / return loss (b) Out-of-band rejection

VI. 결론

본 논문에서는 슬롯의 수를 반으로 줄인 새로운 형태의 공동간 아이리스를 이용하여 TE_{113}/TM_{012} 삼중모드 협대역 대역통과여파기를 구현하였다. 기존의 공동간 아이리스는 두 쌍의 슬롯 개구면을 서로 수직하게 위치시켜 두 개의 $TE-TE$ 모드결합과 한 개의 $TM-TM$ 모드결합을 조절하도록 설계한다. 두 쌍의 슬롯 중에서 수직방향의 슬롯으로 수직방향 $TE_v - TE_v$ 모드결합과 $TM-TM$ 모드결합을 동시에 조절하고, 수평방향으로 뚫려있는 슬롯으로 수평방향 $TE_h - TE_h$ 모드결합을 조정하도록 설계한다. 이 때, 일반적으로 수평방향의 $TE_h - TE_h$ 모드결합 M_{16} 의 결합세기가 다른 모드결합에 비해 아주 미약하기 때문에 M_{16} 의 결합량을 조절하기위한 슬롯은 아이리스 평면의 가장자리에 위치시킨다. 그것은 TE 모드의 자계 세기가 아이리스 평면의 가장자리로 갈수록 약해지기 때문이다.

실제로 M_{16} 을 조절하는 수평방향의 슬롯의 길이를 계산하면 1 ~ 2 mm 정도로 짧은 슬롯이므로 본 논문에서는 수평방향 슬롯을 소거하는 대신 아이리스의



(a)

중심에 가깝게 위치하는 수직방향 슬롯의 폭을 조절하여 그 역할을 담당하도록 설계하였다. 즉, 폭방향의 횡축 전계성분을 이용함으로써 한 쌍의 슬롯으로 세 개의 서로 독립적인 공진모드결합을 조절할 수 있도록 공동간 아이리스를 설계한 것이다.

횡축방향의 자기분극도값이 길이방향 자기분극도값에 비해 1/10 정도밖에 되지않기 때문에 본 논문에서 처럼 어떤 모드 결합 세기가 다른 모드결합에 비해 현저히 낮은 경우, 끝이 둥근 슬롯의 길이방향의 자계 결합뿐만 아니라 폭방향의 자계결합까지 함께 이용할 수 있다. 본 논문에서는 제작된 새로운 구조의 타원형 삼중모드 여파기와 기존 방식으로 제작된 여파기 사이의 특성을 함께 제시하여 공동간 아이리스의 슬롯 수를 줄인 새롭게 변형된 삼중모드 여파기의 성능을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] Uwe Rosenburg, "Filter design using in-line triple-mode cavities and novel iris couplings", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-37, No. 12, pp. 2011-2019, 1989.
- [2] 정근욱, 이재현, 엄인복, 박광량, 김재명, "아이리스 최적화기법을 이용한 In-line형 6극 삼중모드 협대역 채널여파기의 설계", 전자공학회 논문지 제 33권 A편 제 6호, pp. 1012-1021, 1996
- [3] L. Accatino and G. Bertin, "Design of coupling irises between circular cavities by modal analysis", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-42, No. 7, pp. 1307-1313, 1994.
- [4] R.R. Bonetti, and A.E. Williams, "Application of dual TM modes of triple and quadruple-mode filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-35, No. 12, pp. 1143-1149, 1987.
- [5] 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.
- [6] R.J. Cameron, and J.D. Rhodes, "Asymmetric realizations for dual-mode bandpass filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-29, No. 1, pp. 51-58, 1980.
- [7] A.E.Atia, and A.E.Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-20, No. 4, pp. 258-265, 1972.
- [8] G.L. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones, *Microwave filters, impedance matching networks and coupling structure*, Massachusetts : Artech House, pp. 229-243, 1980.
- [9] R.F. Harrington, *Time-harmonic electromagnetic fields*, New York : McGraw-Hill, Chap. 5, 1961.
- [10] W-C. Tang, "A true elliptic-function filter using triple-mode degenerate cavities", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-32, No. 11, pp.1449-1454, 1984
- [11] T.S.Saad, *Microwave engineers' handbook vol 1*, Massachusetts : Artech House, 1971.
- [12] N. A. McDonald, "Simple approximations for the longitudinal magnetic polarizabilities of some small apertures", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-36, No. 7, pp. 1141-1144, 1988.
- [13] N. A. McDonald, "Polynomial approximations for the electric polarizabilities of some small apertures", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-33, No. 11, pp. 1146-1149, 1985.
- [14] N. A. McDonald, "Polynomial approximations for the transverse magnetic polarizabilities of some small apertures", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-35, No. 1, pp. 20-23, 1987.

저 자 소 개



鄭 根 旭(正會員)

1966년 10월 30일생. 1990년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1992년 2월 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학 석사). 1992년 1월 - 현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연단 연구원. 주관심분

야는 마이크로파 부품 설계, 수치해석 및 위성중계기 시스템 등임

李 宰 鉉(正會員)

第 31卷 A編 第 8號 參照

현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연단 선임연구원

朴 光 亮(正會員)

第 31卷 A編 第 8號 參照

현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연구단 책임연구원

金 在 明(正會員)

第 31卷 A編 第 8號 參照

현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연구단 책임연구원