

論文96-33A-6-7

아이리스 최적화 기법을 이용한 In-line형 6극 삼중모드 협대역 채널여파기의 설계

(Design of In-line Six-pole Triple-mode Narrow-band
Channel Filter using Iris Optimization Method)

鄭根旭*, 李宰鉉*, 廉仁福*, 朴光亮*, 金在明*

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

요 약

본 논문에서는 아이리스 최적화 기법을 이용하여 삼중모드(triple-mode) 채널여파기를 설계하여 그 특성을 살펴보았다. 하나의 공동(cavity)에서 동시에 세 개의 서로 수직한 공진모드가 공진하도록 공동 직경을 계산하였고 슬롯 하나로서 두 개의 모드 결합이 원활히 조절할 수 있도록 아이리스 최적화 기법을 사용하여 공동간 아이리스를 설계하였다. 슬롯의 위치에 따라 모드 결합의 세기가 달라지므로 수직방향의 $TE-TE$ 모드 결합과 $TM-TM$ 모드 결합을 모두 만족할 수 있는 최적의 슬롯 중심 위치를 최적화 기법으로 설계한다. 본 논문에서 구현된 삼중모드 여파기는 기존의 이중모드 여파기와 비교해서 무게와 부피를 33 % 줄이는 효과를 얻을 수 있다.

Abstract

In this paper, we design triple-mode channel filter using iris optimization technique and investigate its response. The cavity diameter is determined to resonate three orthogonal modes coincidentally and inter-cavity iris is optimized in which one slot control one $TE-TE$ mode and other $TM-TM$ mode couplings simultaneously. Since the electric/magnetic field is variable due to slot position, the center position of the slot which handle coupling coefficients of two modes should be designed with optimization technique presented here. The implemented triple-mode filter in this paper saves its mass and volume upto 33 % relating to the dual-mode filter, caused by the reduced number of cavities.

I. 서 론

도파관 협대역 여파기의 무게와 부피를 줄이기 위해서 하나의 공진기에서 다수의 모드가 공진하는 다중모드(multi-mode) 여파기에 대한 요구가 높아지고있다. 이미 Tang^[1]은 하나의 공동 공진기에서 3개의 모드

가 공진하는 삼중모드 여파기를 발표하였고 비슷한 구조의 공동을 이용하여 Bonetti와 Williams^[2]가 사중모드(quadruple-mode) 여파기를 구현하였다. 이들이 연구한 여파기의 튜닝 구조가 top-wall 튜닝 방식을 채택하고 있어 3개이상의 공동을 연결하기가 불가능하여 여파기의 단수를 증가시키는데 한계가 있고 멀티플렉서용으로 제작하기가 어려워지는 단점이 있다. Rosenburg^[3]는 이러한 문제를 해결하는 방안으로 side-wall 튜닝 방식을 채택한 새로운 in-line 삼중모드 구조의 여파기를 제안하였다.

본 논문에서는 TE_{113} 모드와 TM_{012} 모드를 이용하여

* 正會員, 韓國電子通信研究所 衛星通信研究團
(Satellite Communication Div. Elec. and
Telecom. Research Institute)

接受日字: 1996年1月18日, 수정완료일: 1996年4月29日

협대역 특성을 갖는 삼중모드 대역통과여파기를 설계, 제작하여 그 특성을 살펴보았다. 여파기의 공동간 아이리스 설계에서 공동과 공동 사이의 TE 모드 결합은 아이리스 평면에 수평한 자계의 결합을 이용하고, TM 모드 결합은 자계 결합 및 아이리스 평면에 수직인 전계의 결합도 고려해야한다. 이 때 각 모드 결합은 독립적으로 이루어져야하고 모드 상호간의 기생 결합을 억제시키도록 공동간 아이리스는 설계되어야한다. 3개의 결합모드 중 TM-TM 결합계수값 M_{25} 와 TE-TE 결합계수값 M_{34} 의 두 개의 결합 모드는 하나의 슬롯으로만 그 특성이 조절되도록 설계한다. 결합모드와 결합계수값이 서로 다른 2 개의 결합을 하나의 슬롯으로 제어하기 위해서는 두 모드 결합계수값에 해당하는 슬롯의 길이가 서로 같아야한다. 아이리스 평면의 입의 위치에 슬롯을 둔다면 두 모드 결합 중 어느 한쪽 결합만 만족시킬 수 있을 것이다. 이에 본 논문에서는 두 개의 모드 결합을 모두 만족시킬 수 있는 슬롯의 위치 결정 방법을 이용하여 공동간 아이리스를 설계하여 협대역 채널여파기를 구현하였다.

II. 공동 및 아이리스 설계

1. 전달함수

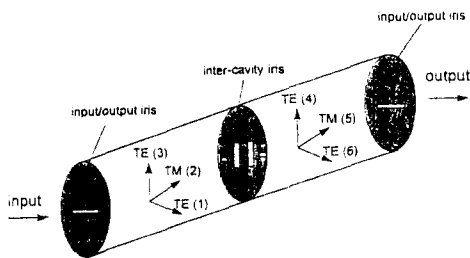
일반적인 6극 타원형(elliptic) 여파기의 전달함수는 식 (1)과 같이 주어진다.

$$|K(s)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 K(s)K(-s)} \quad (1)$$

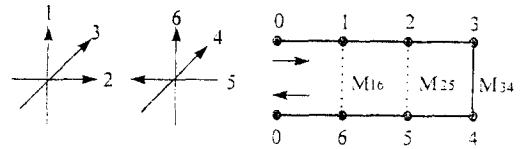
여기서 $K(s)$ 는

$$K(s) = \frac{(s^2 + p_1^2)(s^2 + p_2^2)(s^2 + p_3^2)}{(s^2 + z_1^2)(s^2 + z_2^2)}$$

으로서 $p_n (n=1, 2, 3)$ 은 전달(transmission) 극점(poles)이고 $z_m (m=1, 2)$ 은 전달 영점(zeros)을 의미한다.



(a)



(b)

| | | | | | |
|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| | M_{12} | | | | M_{16} |
| M_{12} | | M_{23} | | M_{25} | |
| | M_{23} | | M_{34} | | |
| | | M_{34} | | M_{45} | |
| | M_{25} | | M_{45} | | M_{56} |
| M_{16} | | | | M_{56} | |

(c)

그림 1. 6극 삼중모드 여파기의 결합 구조

(a) 외관도 (b) 신호의 흐름도 (c) 결합행렬
Fig. 1. Coupling structure of six-pole triple-mode filter.
(a) Configuration (b) Signal flow (c) Coupling matrix

전달함수 합성 방법¹⁴⁻¹⁶에 따라 병렬 커패시턴스 C , 임피던스 인버터 K 값을 계산하여 여파기의 결합계수 값을 구한다. 6극 삼중모드 여파기의 결합계수 행렬과 신호 흐름도를 그림 1에 나타내었다.

2. 공동의 설계

삼중모드 여파기의 공동은 직교하는 세 개의 공진모드가 동일한 수파수에서 공진할 수 있도록 설계되어야 한다. 식 (2)는 공동의 크기(직경 D , 길이 L)에 대한 공진주파수와와의 관계를 나타내고 있으며¹⁷⁻¹⁹ 식 (2)를 이용하여 공진모드 차트를 구하면 그림 2와 같이 그릴 수 있다.

$$\left(\frac{1}{\lambda_r}\right)_{TE}^2 = \left(\frac{x'_{np}}{\pi D}\right)^2 + \left(\frac{q}{2L}\right)^2 \quad (2)$$

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

여기서 λ_r : 공진 길이

x'_{np} : Bessel 함수 $J'_n(x)$ 의 n 차 근

x_{np} : Bessel 함수 $J_n(x)$ 의 n 차 근

q : 공동 길이 방향으로 존재하는 반파장의 개수

TE₁₁₃/TM₀₁₂ 모드를 만족시키는 공동의 직경 및 길이에 관한 식은 두 모드의 공진 길이가 서로 같아야하므로 TE/TM 모드가 동시에 공진하도록 공동의 직경과

길이를 계산한다. 공동의 직경과 길이에 관한 식은 다음과 같다^{[11][13]}.

$$\frac{D}{L} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{x_{np}^2 - x_{np}^{\prime 2}}{q_{TE}^2 - q_{TM}^2}} \quad (3)$$

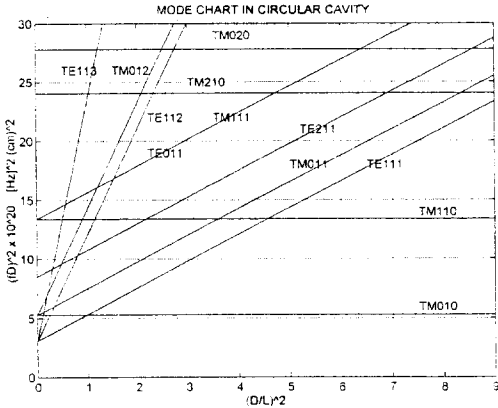


그림 2. 모드차트
Fig. 2. Mode chart.

그림 3은 공동의 z축 방향으로 선 TE_{113}/TM_{012} 모드의 전계 분포를 나타낸 것이다. 공동 옆면에 있는 튜닝/결합 나사의 위치는 그림 3의 전계 분포를 고려하여 설정한다.

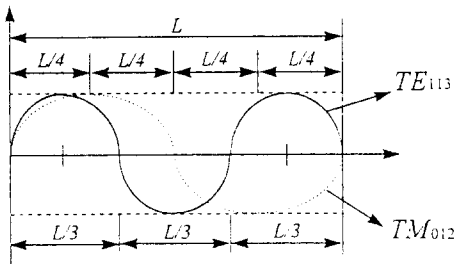


그림 3. TE_{113}/TM_{012} 모드의 전계 분포
Fig. 3. Electric field pattern of TE_{113}/TM_{012} modes.

TE 모드의 튜닝 나사 위치는 TM 모드의 전계가 0인 지점 ($L/2$)에 두고, 결합량 조절 나사는 두 개의 튜닝 나사 사이(45°)에 위치시킨다. TM 모드의 튜닝은 TE 축퇴(degenerate) 모드의 전계가 0인 지점 ($L/3$)에 두고, TE-TM 모드의 결합량 조절을 위한 나사는 양쪽 모드의 전계가 각각 0인 지점 사이에 위치시킨다. In line TE_{113}/TM_{012} 삼중모드 여파기의 튜닝 및 결합 나사의 위치를 그림 4에 나타내었다.

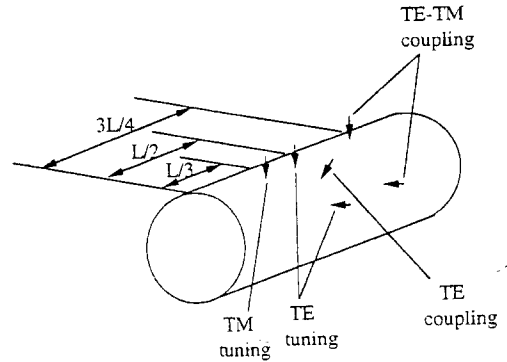


그림 4. In-line TE_{113}/TM_{012} 모드 공동의 튜닝/결합 나사의 위치
Fig. 4. Positions of tuning and coupling screws of an in-line TE_{113}/TM_{012} mode cavity.

3. 공동간 아이리스의 설계

원하는 여파기의 특성을 얻기 위해서는 두 공동간의 모드 결합량 조절을 위한 공동간 결합량 조절 아이리스의 크기 및 위치가 정확하게 설계되어야한다. 삼중모드 여파기의 공동간 아이리스의 설계시, 세 개의 공진 모드의 결합은 각기 독립적으로 이루어져야하고 원치 않는 모드 사이에 발생하는 의사 결합은 최대한 억제될 수 있도록 해야한다. 먼저, 공동 내부의 TE_{113} 모드와 TM_{012} 모드의 전/자계 분포^[7]를 살펴보면, TE 모드는 아이리스 평면에 수평한 자계 성분만의 결합이 있고, TM 모드는 아이리스에 수평한 자계 결합과 아이리스 평면에 수직인 전계 결합이 함께 존재한다. 만약, 이중모드 여파기에 이용되는 십자형 아이리스가 아이리스 평면의 중앙에 위치한다면 M_{34} , M_{16} 의 결합은 조절할 수 있지만 M_{25} 의 TM-TM 결합량은 조절할 수가 없다. 왜냐하면, TM_{012} 모드의 전계 세기가 공동의 중앙에서 최대이기 때문에 M_{25} 설계 결합량보다 훨씬 많은 결합이 이루어져 여파기 특성이 왜곡되기 때문이다. 그리고, TE_{113} 모드의 자계성분과 TM_{012} 모드의 전계 성분 사이의 의사 결합이 발생한다.

슬롯의 정확한 위치를 계산하기 위해서 TE_{113} 모드와 TM_{012} 모드의 전계와 자계 세기 분포 곡선을 도출하였다. 원통형 도파관의 아이리스 평면에 존재하는 각 모드의 전/자계 분포식은 식 (4)와 같이 간략화된 크기 함수로 표현할 수 있다^[13].

$$H_y = H_\rho \sin \phi + H_z \cos \phi$$

$$H_{y/Tk} = -\frac{a}{x'_{11} \cdot \rho} J_1\left(\frac{x'_{11} \rho}{a}\right) \cdot \cos^2 \phi + J_1\left(\frac{x'_{11} \rho}{a}\right) \cdot \sin^2 \phi$$

$$E_{\perp TM} \sim J_0\left(\frac{x_{01} \rho}{a}\right)$$

$$H_{\perp TM} \sim J_0\left(\frac{x_{01} \rho}{a}\right) \cdot \cos \phi \quad (4)$$

여기서 a : 공동의 반지름

ρ : 공동의 중심과 아이리스 중심 사이의 거리

$$(\sqrt{x^2 + y^2})$$

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

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

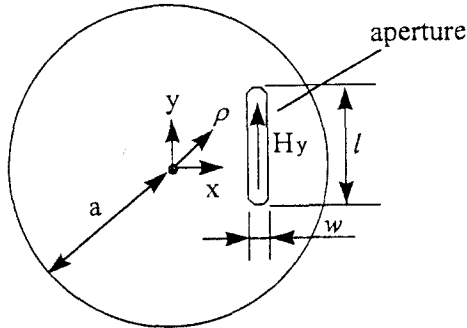


그림 5. 삼중모드 결합을 위한 아이리스
Fig. 5. Iris geometry for triple-mode coupling.

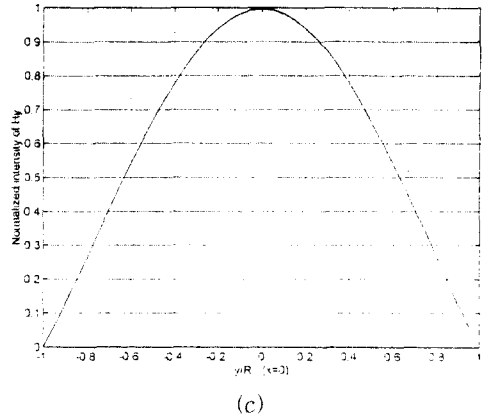
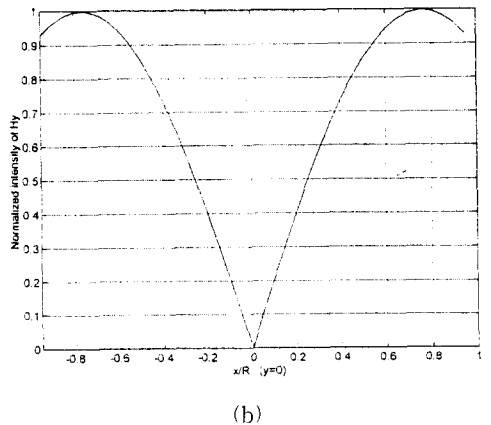
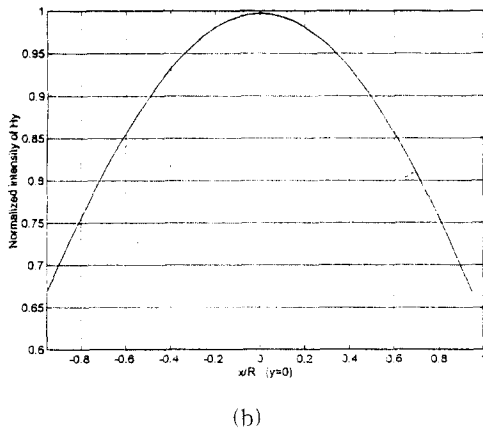
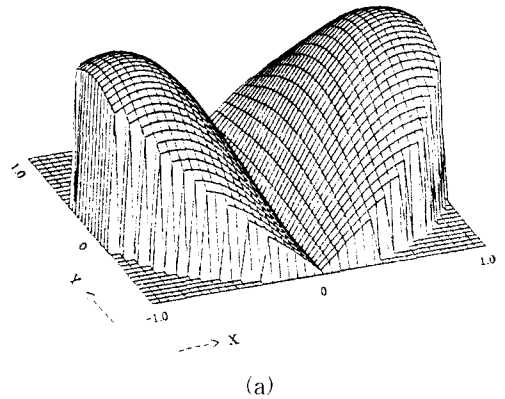
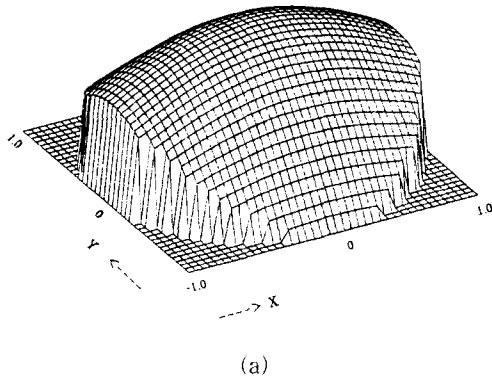
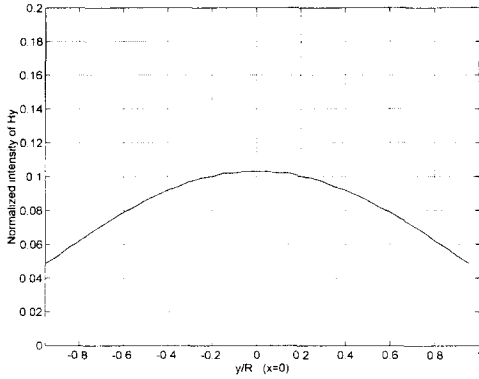


그림 6. TE_{11n} 모드의 H_y field
Fig. 6. H_y field of TE_{11n} mode.

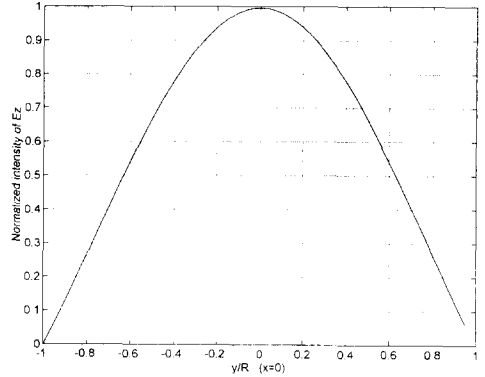
TE_{11n} 모드의 H_y 는 $\rho=0$ 에서 최대이고 TM_{01m} 모드의 H_y 는 $y=0, x/a=0.76$ 인 지점에서 최대값을 가진다. 또한, TM_{01m} 의 최대 E_z 는 $\rho=0$ 에서 이루어진다. 식 (4)를 이용하여 얻은 정규화된(normalized) 전/자계 세기 분포 곡선을 그림 6~그림 8에 나타내었다.





(c)

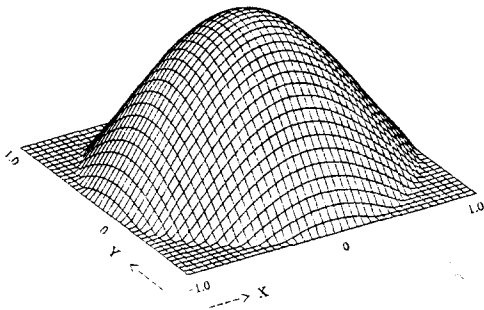
그림 7. TM_{01m} 모드의 H_y field
Fig. 7. H_y field of TM_{01m} mode.



(c)

그림 8. TM_{01m} 모드의 E_z field
Fig. 8. E_z field of TM_{01m} mode.

그림 9의 아이리스에서 Y축 방향의 슬롯 2개는 각각 $TE-TE$, $TM-TM$ 결합량을 조절하는 역할을 하고, X축 방향의 1쌍의 슬롯은 또 다른 $TE-TE$ 결합량을 조절한다. 여기서, Y축 방향의 슬롯이 아이리스 평면의 중심으로부터 대칭되게 위치하는 것은 원치않는 $TE-TM$ 결합을 상쇄시키기 위해서다.



(a)

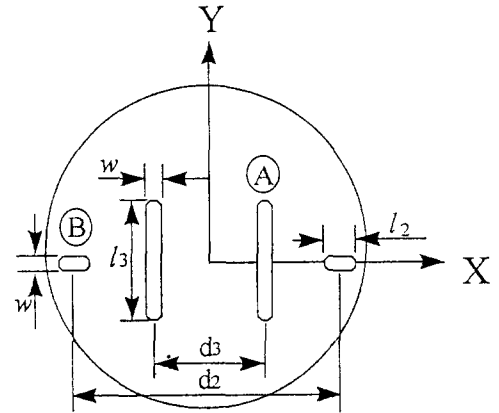
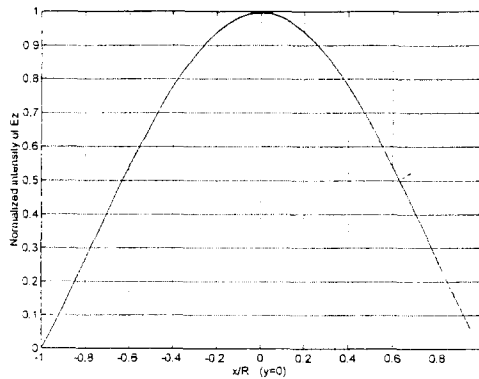


그림 9. TE_{113}/TM_{012} 모드 결합을 위한 아이리스의 형태
Fig. 9. Iris geometry for TE_{113}/TM_{012} mode coupling.



(b)

아이리스의 크기 및 위치를 결정하기 위해서 Kudsia¹⁰⁾와 Matthaei¹⁸⁾가 제안한 결합계수값 수식을 이용하여 두 개의 공동 공진기 사이의 $TM-TM$ 모드 결합계수인 C_{TM} 을 표현하면 식 (7)과 같이 정의한다. 여기서, 식 (7)의 분모항은 공동내에 저장되는 TM_{012} 모드의 에너지 (W)를 의미하며 그 값은 식 (8)과 같이 계산된다¹⁹⁾.

$$E_z = -\frac{k_{01}^2}{j\omega\epsilon_0} J_0\left(\frac{x_{01}\rho}{a}\right) \quad (5)$$

$$H_\phi = \frac{x_{01}}{a} J_1\left(\frac{x_{01}\rho}{a}\right) \quad (6)$$

$$C_{TM} = \frac{M \mu_0 H_\phi^2 + P \epsilon_0 E_z^2}{W} \frac{f_0}{\Delta f} \quad (7)$$

$$W = \frac{\pi k_0^4 L a^2}{\omega^2 \epsilon_0} f_1^2(x_{01}) \quad (8)$$

여기서 M : 자기분극도 (magnetic polarizability)
 P : 전기분극도 (electric polarizability)
 f_0 : 중심주파수
 Δf : 대역폭
 $x_{01} = 2.405$
 $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$

식 (5), (6), (8)을 식 (7)에 대입하여 TM_{012} 모드의 결합계수값 C_{TM}^{111} 을 유도하면 식 (9)와 같다.

$$C_{TM} = \frac{\omega^2 \epsilon_0 f_0}{J_1^2(x_{01}) \pi k_0^4 L a^2 \Delta f} \cdot \left[\frac{P k_0^4}{\omega^2 \epsilon_0} f_0^2 \left(\frac{x_{01} \rho}{a} \right) + \mu_0 M \frac{x_{01}^2}{a^2} J_1^2 \left(\frac{x_{01} \rho}{a} \right) \right] \quad (9)$$

$TE-TE$ 모드의 결합계수 C_{TE}^{111} 도 위와 같은 방법으로 식 (10)과 같이 유도된다.

$$C_{TE} = \frac{\mu_0 M \beta^2 x_{11}^2}{(0.281) a^2 k_0^2 Z_0^2 \epsilon_0 \pi L} \cdot \frac{f_0}{\Delta f} J_1^2 \left(\frac{x_{11} \rho}{a} \right) \quad (10)$$

그림 1에 있는 6극 여파기함수의 결합순서 및 결합계수 행렬에 맞도록 식 (9)와 (10)을 다시 정리하면^{11) 13)}

$$\begin{aligned} M_{11} &= 2A\mu_0 M_1 J_1^2 \left(\frac{x_{11} R_1}{a} \right) \\ M_{31} &= 2A\mu_0 M_2 J_1^2 \left(\frac{x_{11} R_2}{a} \right) \\ M_{25} &= \frac{\omega^2 \epsilon_0 f_0}{J_1^2(x_{01}) \pi k_0^4 L a^2 \Delta f} \cdot \left[\frac{P k_0^4}{\omega^2 \epsilon_0} f_0^2 \left(\frac{x_{01} \rho}{a} \right) + \mu_0 M \frac{x_{01}^2}{a^2} J_1^2 \left(\frac{x_{01} \rho}{a} \right) \right] \\ A &= \frac{\beta^2 x_{11}^2}{(0.281) a^2 k_0^2 Z_0^2 \epsilon_0 \pi L} \cdot \frac{f_0}{\Delta f} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 M_1, M_2 : 슬롯 아이리스의 길이 l_1, l_2 에 대한 자기분극도값

Cohn의 실험¹⁸⁾에서 자기분극도 및 전기분극도 값은 슬롯모양 아이리스의 폭/길이 비 (w/l)에 따라 달라지는데 슬롯모양 아이리스의 폭/길이비가 $w/l \leq 0.2$ 이면 자기분극도 세기가 전기분극도 세기보다 약 10배 이상 강하게 나타남을 확인할 수 있다. 모드간의 간섭을 최소로 줄이면서 3개의 모드를 동시에 처리해야하는 공동간 결합 아이리스의 설계에서는 원치않는 모드의 결합이 생기지않도록 해야한다. 특히 TE 모드간의 결합과는 달리 TM 모드는 아이리스 평면에 수직한 E_z 성분이 존재하기 때문에 TE 모드의 자계성분과 TM 모드의 E_z 성분이 결합하지 않도록 아이리스의 위치에 유의해야한다. 그림 9의 TM_{01m} 모드의 E_z 세

기는 아이리스 평면의 중앙에서 최대이고 중앙에서 원주쪽으로 멀어질수록 약해진다는 사실에 근거하여 M_{16} 의 $TE-TE$ 모드간 결합 슬롯은 가급적 원주 가까이 에 위치시킨다. M_{16} 에 대한 슬롯의 크기와 위치가 결정이 되면 M_{34} 에 해당되는 $TE-TE$ 모드간 결합과 M_{25} 의 $TM-TM$ 결합 계수에 따라 슬롯의 위치와 크기는 식 (11)을 이용하여 결정된다.

4. 아이리스 최적화 방법

그림 9에서 Y 축으로 길게 서 있는 A 슬롯은 결합계수 M_{25} 와 M_{34} 를 동시에 제어할 수 있도록 설계되어야한다. 그런데, M_{25} 와 M_{34} 결합계수값이 서로 다를 뿐 아니라 각각 $TM-TM, TE-TE$ 결합의 서로 다른 모드결합을 하게되므로 각 결합계수값을 만족시키는 슬롯의 길이는 서로 다른 값을 가질 것이다. 그렇게 되면 A 슬롯 하나로 M_{25} 와 M_{34} 결합계수값을 동시에 만족시킬 수가 없게되므로 여파기의 특성이 왜곡된다. 그림 6 ~ 그림 8에서 보는 바와 같이 원통형 공진기에서 모드에 따라 전계와 자계의 분포가 다르고 그 결합세기도 다르므로 슬롯의 위치에 따라 $TE-TE$ 결합의 세기와 $TM-TM$ 결합세기가 다른다는 사실을 알 수 있다. M_{34} 결합계수값은 아이리스 평면에 수평한 전계만의 결합을 의미하고, M_{25} 결합계수값은 아이리스 평면에 수평한 자계 결합과 아이리스 평면에 수직한 전계 결합을 합한 양으로 결정된다는 사실을 앞에서 언급한 바 있다. $TE-TE$ 의 자계 결합 세기는 중심에서 멀어질수록 약해지므로 슬롯이 중심에 있는 경우와 비교할 때 슬롯의 길이가 길어져야 원하는 결합계수값을 만족시킬 수 있을 것이다. 그리고 $TM-TM$ 결합에서 자계 결합은 중심에서 최소, $\rho/r=0.76$ 인 지점에서 최대값을 가지고, 전계결합은 아이리스 중심에서 최대, 중심에서 멀어질수록 그 세기가 약해진다. $TM-TM$ 은 자계와 전계의 조합으로 아이리스의 중심에서 멀어질수록 결합세기가 강해지고 따라서 중심에서 멀어질수록 슬롯의 길이가 짧아지는 현상을 알 수 있다. 아이리스 평면 전체에 대해서 두 모드 결합에 대한 슬롯의 길이 분포 곡선을 그림 10에 나타내었다. 슬롯의 중심 위치에 대해서 각 모드 결합계수에 대한 슬롯의 길이가 달라지는 모습을 확인할 수가 있고 두 개의 분포곡선이 만나는 지점이 유일하게 M_{25} (-0.158256) 및 M_{34} (0.704493) 결합계수값을 만족시킬 수 있는 곳이다.

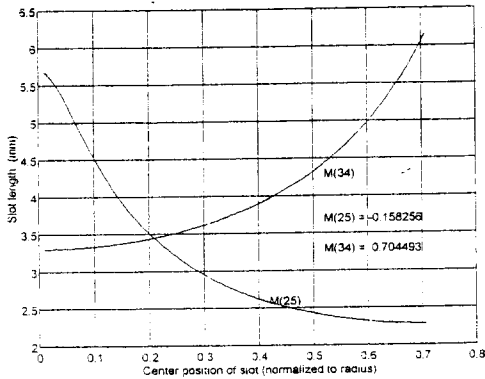


그림 10. 위치에 따라 변하는 M_{25} 와 M_{34} 슬롯 길이 분포
 Fig. 10. slot length distribution of M_{25} and M_{34} with slot position.

III. 제작 및 성능측정 결과

본 논문에서 제작된 여파기는 중심주파수가 12.470 GHz, 대역폭이 36 MHz인 6극 삼중모드 대역통과여파기이다. 통과대역에서의 리플값을 0.02 dB로 설계한 여파기의 전달함수 $t(s)$, 각 모드의 결합계수 (k) 및 결합행렬 (M_k) 값을 아래에 제시하였다.

$$t(s) = \frac{P(s)}{\epsilon Q(s)}$$

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

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

$$\epsilon = 23.175753$$

$$k(01) = 0.003345, \quad k(16) = 0.0000538, \quad k(25) = -0.0004563,$$

$$k(34) = 0.0020338$$

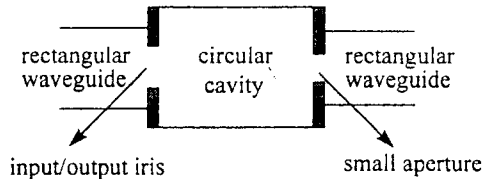
$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.886439 & 0 & 0 & 0 & 0.018634 \\ 0.886439 & 0 & 0.611927 & 0 & -0.158256 & 0 \\ 0 & 0.611927 & 0 & 0.704493 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.704493 & 0 & 0.611927 & 0 \\ 0 & -0.158256 & 0 & 0.611927 & 0 & 0.886439 \\ 0.018634 & 0 & 0 & 0 & 0.886439 & 0 \end{bmatrix}$$

대역통과여파기의 공동 공진기와 아이리스^[11]는 모두 알루미늄합금(AI 6061-T6)으로 제작되었고, 튜닝 나사의 직경은 2mm로 Invar로 제작하여 은도금 처리하였다. 입출력 아이리스는 이중모드 여파기^[12]와 같은 구조로 설계하였고 그 폭은 0.80mm로 하였다. 그

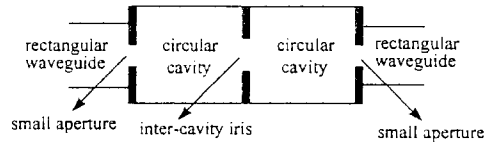
리고 공동간 아이리스의 폭은 1.00mm로 설계하였고 모든 아이리스의 두께는 0.3mm로 동일하여 제작하였다.

1. 아이리스의 결합계수값 측정

정확한 여파기 특성을 얻기 위해서는 측정된 아이리스의 결합계수값이 설계값과 일치해야한다.



(a)



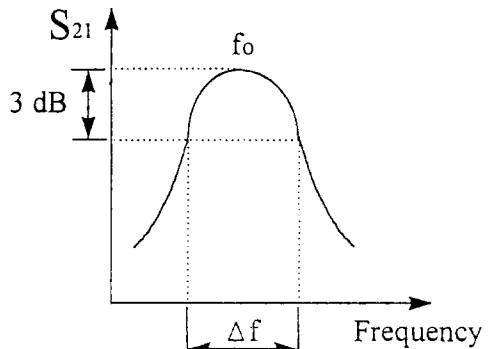
(b)

그림 11. 아이리스의 결합계수값 측정 구성도
 (a) 입출력 아이리스 (b) 공동간 아이리스

Fig. 11. Measurement Configuration of coupling coefficient of iris.

(a) Input/output iris (b) Inter-cavity iris

결합계수값 측정은 그림 11과 같은 측정 구성도를 이용해서 구한 아이리스의 전달특성 곡선으로부터 결합계수값을 계산한다. 그림 12는 입출력 아이리스 및 공동간 아이리스에 의해서 결합되는 전달특성 곡선이며 아이리스의 결합계수값은 식 (12)를 이용해서 구한다^[13]. 측정된 입출력 아이리스와 공동간 아이리스의 결합계수값을 그림 13에 나타내었다.



(a)

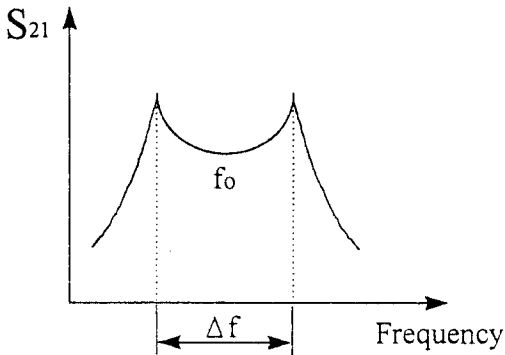


그림 12. 아이리스에 의해서 결합되는 공동의 전달 특성 곡선

(a) 입출력 아이리스 (b) 공동간 아이리스
Fig. 12. Transmission responses of cavity coupled by iris.

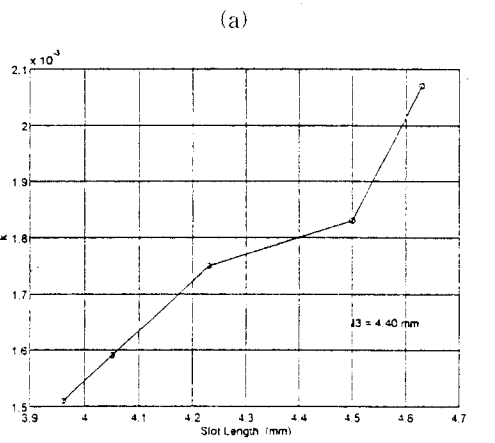
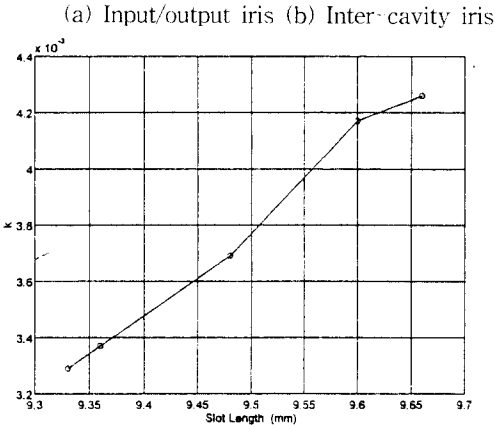


그림 13. 측정된 아이리스의 결합계수값
(a) 입출력 아이리스 (b) 공동간 아이리스
Fig. 13. Measured coupling coefficients of iris.
(a) Input/output iris (b) Inter-cavity iris

$$R = \frac{1}{Q} = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (\text{입출력 아이리스}) \tag{12}$$

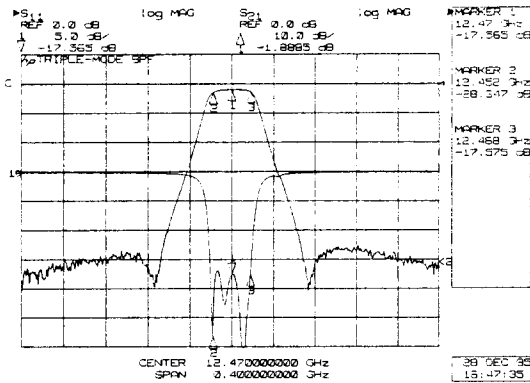
$$k_{ij} = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (\text{공동간 아이리스})$$

2. 여파기 측정결과

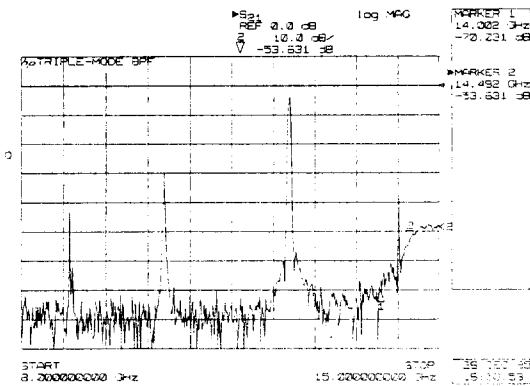
삼중모드 대역통과여파기의 성능측정결과, 여파기의 중심주파수 및 대역폭은 각각 12.470 GHz, 36 MHz 로써 모두 설계치에 정확하게 일치함을 확인할 수 있고 삽입손실값 -1.9 dB, 반사손실값 -17 dB, 그리고 너치(notch) 레벨은 55 dB 로 측정되었다. 14.278 GHz에서 공진하리라 계산되었던 TM_{013} 의사 모드는 예상대로 14.3 GHz 근처에서 공진하였다. 이것은 공동의 제작이 올바르게 이루어졌음을 보여준다. 본 논문에서 제작된 여파기의 반사손실 특성이 설계값에 미치지 못한 것은 $TE-TM$ 의 원치않는 결합을 완전히 억제하지 못했기 때문으로 사료된다. 그리고 전달영점의 위치가 통과대역으로부터 멀리 떨어져 있는 것은 공동간 아이리스의 결합계수값 측정시, $TE-TE$ 결합과 $TM-TM$ 결합을 분리, 측정이 힘들었고 아주 미약한 k_{16} 의 결합계수값(0.0000538)을 만족시킬 수 있는 슬롯의 제작이 어려워 이론값과 측정값(0.000398) 사이에 오차가 발생했기 때문이다. 앞으로 이와 같은 문제점을 해결하기 위해서는 $TE-TE$ 결합과 $TM-TM$ 결합을 분리, 측정하는 방법에 대한 연구가 있어야 할 것으로 생각되며 슬롯의 폭을 줄이거나 아이리스의 두께를 늘리는 방법을 이용하면 아주 미약한 결합을 성사시킬 수 있을 것이다. 그림 14에는 측정된 여파기의 진폭특성 및 대역의 차단특성 결과를 나타내었으며 제작된 공동 및 아이리스의 기구적 치수를 표 1에 함께 제시하였다.

표 1. 제작된 여파기의 공동 및 아이리스 크기
Table 1. cavity & iris size of the implemented filter.

| 항 목 | 치수 (mm) |
|---------------------------------------|---------|
| 1. 공동 직경 (D) | 21.25 |
| 공동 길이 (L) | 47.50 |
| 2. 아이리스 | |
| 1) 입출력 아이리스 ^[12] (l_1) | 9.36 |
| 2) 공동간 아이리스 | |
| - l_2 | 1.05 |
| - l_3 | 4.63 |
| - d_2 | 17.0 |
| - d_3 | 4.40 |



(a)



(b)

그림 14. 측정된 삼중모드 대역통과여파기의 응답특성
(a) 삽입손실 / 반사손실 특성 (b) 대역외 차단특성

Fig. 14. Measured responses of triple mode bandpass filter.
(a) Insertion loss/return loss (b) Out-of-band rejection

VI. 결 론

본 논문에서는 여파기의 무게와 부피를 줄이기 위해서 아이리스 최적화 방법을 이용하여 하나의 공동 공진기에서 세 개의 상호 수직한 모드가 공진하는 6극 삼중모드 여파기를 in-line 구조로 설계하였다. In-line 구조로 설계하는 것은 3개 이상의 공동 연결이 용이하여 멀티플렉서 제작이 편리하기 때문이다. 먼저, 하나의 공동 공진기에서 2개의 TE_{113} 모드와 1개의 TM_{012} 모드가 동시에 공진하도록 공동의 직경을 설계하였고 3개의 공진모드의 결합량을 동시에 만족시키도록 공동 간 아이리스의 길이를 설계하였다. 이때, $TE-TE$,

$TM-TM$ 모드의 결합은 최대가 되도록 하고 원치않는 $TE-TM$ 모드의 결합은 억제하도록 공동간 아이리스의 슬롯 위치 및 길이 계산에 유의해야한다. 서로 다른 $TE-TE$ 결합과 $TM-TM$ 결합을 하나의 슬롯으로 동시에 제어하기 위해서는 슬롯의 중심 위치가 두 모드결합 모두를 만족시키는 곳으로 결정되어야한다, 이에 본 논문에서는 $TM-TM$ 결합의 M_{25} 결합계수값과 $TE-TE$ 결합의 M_{34} 결합계수값을 하나의 슬롯으로 제어할 수 있도록 정확한 슬롯의 위치를 결정하는 방법을 제시하여 공동간 아이리스를 설계하여 채널여파기를 구현하였다. 제작된 삼중모드 여파기는 기존의 이중모드 여파기^{[12][14][15]}에 비해 그 무게와 부피를 33% 정도 줄일 수 있는 장점이 있어 향후 위성중계기용 채널여파기 제작에 널리 이용되리라 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] 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, pp.1143-1149, 1987.
- [3] 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.
- [4] R.J. Cameron, "Computer Aided Design of Advanced Microwave Filters", *Proceedings of International Symposium SPACECAD* (ESA SP-146, November 1979) pp 357-362.
- [5] J.D. Rhodes, *Theory of Electrical Filters*, John-Wiley, pp. 127-133, 1976.
- [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, pp. 51-58, 1980.
- [7] T.S.Saad, *Microwave Engineers' Hand*

- book Vol 1, Massachusetts : Artech House, 1971.
- [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] C.M. Kudsia, "A generalized approach to the design and optimization of symmetrical microwave filters for communication systems", *PhD dissertation*, Concordia Univ. Montreal, Canada, Nov. 1978.
- [11] McDonald, "Simple approximations for the longitudinal magnetic polarizabilities of some small apertures", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-36, pp. 1141-1144, 1988.
- [12] 정근욱, 이재현, "Iris 전송손실 측정값을 이용한 이중모드 협대역 도파관 채널여파기의 설계 및 제작", *전자공학회지* 제 32권 A편, 제 6호, pp. 19-28, 1995
- [13] P. Couffignal, H. Baudrand, and B. Theron, "A new rigorous method for the determination of iris dimensions in dual-mode cavity filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-42, pp. 1314-1320, 1994.
- [14] 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.
- [15] A.E. Atia, and A.E. Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-20, pp. 258-265, 1972.

저 자 소 개

鄭 根 旭(正會員) 第 32卷 A編 第 6號 參照
현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연단 연구원

李 宰 鉉(正會員) 第 31卷 A編 第 8號 參照
현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연단 선임연구원



廉 仁 福(正會員)
1958년 8월 5일생. 1990년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1990년 ~ 현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연단 선임연구원. 주관심분야는 마이크로파 여파기 설계 및 위성중계기 시

朴 光 亮(正會員) 第 31卷 A編 第 8號 參照
현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연단 책임연구원

스텝 설계 등임

金 在 明(正會員) 第 31卷 A編 第 8號 參照
현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연단 책임연구원