

論文95-32A-6-3

Iris 전송손실 측정값을 이용한 이중모드 협대역 도파관 채널여파기의 설계 및 제작

(Design and Implementation of Dual-Mode Narrow-band Waveguide Channel Filter using Measured Iris Transmission Loss Data)

鄭根旭*, 李宰鉉*

(Kun-Wook Chung, and Jae-Hyun Lee)

요약

본 논문에서는 아이리스의 전송손실값을 측정한 데이터와 3차원 full-wave 해석 프로그램을 사용하여 시뮬레이션한 값을 Marcuvitz가 제시한 이론값과 비교하였으며, 아이리스 전송손실 측정값을 이용하여 이중모드 협대역 채널여파기를 구현하였다. Marcuvitz는 자신이 제시한 아이리스 전송손실값과 자기분극도 사이의 관계식에서 아이리스 길이는 λ/π 보다 작아야 한다고 언급하고 있다. 따라서, 아이리스 길이가 λ/π 보다 길어지면 이론식에 의존할 수가 없게되므로 이 부분에 대한 데이터가 필요하게된다. 본 논문에서는 Marcuvitz가 제시한 아이리스 전송손실 이론값과 실제로 제작하여 측정된 아이리스 측정값을 비교하였으며, 아이리스 길이가 λ/π 보다 길어지면 측정값과 이론값 사이에 상당한 오차가 생겨 여파기의 응답특성이 왜곡됨을 확인하였다. 본 논문에서 제시한 측정된 아이리스의 전송손실 그래프를 이용하여 제작된 채널여파기의 응답특성은 설계 사양과 잘 일치하였으며 앞으로 아이리스의 전송손실 측정 그래프를 채널여파기의 설계에 이용한다면 보다 효과적으로 채널여파기를 제작할 수 있으리라 사료된다.

Abstract

In this paper, measured iris transmission loss data and simulated data by using 3-dimension full-wave analysis S/W are presented and compared with Marcuvitz's theory. And by using measured iris data, dual-mode narrow-band channel filters can be successfully implemented. This paper shows that there is severe difference between the transmission loss of iris calculated by using Marcuvitz's equation to calculate iris dimension, if the length of slot iris is longer than λ/π , and in the long run the response of channel filter is distorted. Experimental result shows that the characteristic response of implemented channel filter by using the iris transmission loss graph presented here matches well the design specifications. In conclusion, iris transmission loss measurement method will be very useful to design channel filter.

* 正會員, 韓國電子通信研究所 搭載裝置研究室
(Payload System Section Elec. and Tele.

Research Institute)

接受日字: 1994年9月28日, 수정완료일: 1995年5月25日

I. 서론

위성중계기의 한정된 주파수대역내에서 채널을 효율적으로 사용하기 위해서는 보호대역(guard band)을 줄여야하며 이를 위해서 대역외 차단특성이 우수한 협대역 채널여파기의 제작이 필수적이다. 그리고, 위성탑재용으로 사용하기 위해서는 저손실의 소형, 경량화된 채널여파기가 필요하여 대부분의 위성중계기에는 단일모드 구조의 여파기에 비해 무게와 부피를 반으로 줄일 수 있는 이중모드(dual mode) 구조의 채널 여파기를 사용하고 있다.^{[1]-[3]}

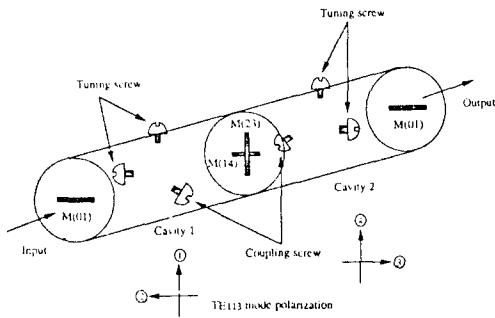


그림 1. 이중모드 채널여파기의 구조
Fig. 1. Configuration of dual-mode channel filter.

이중모드란 한 개의 공진기에 2 개의 상호 수직한 공진모드가 생기는 것을 의미하는 것으로 본 논문에서는 원통형 공진기(cavity)를 이용하여 이를 구현하였다. 그리고, 입출력 슬롯 아이리스(iris)와 공진기 사이에 위치하는 십자형 아이리스를 이용하여 이중모드의 결합량을 제어하였다. 그리고, 여파기의 삽입손실을 줄이기 위해서 무부하 Q (Q_u)값이 큰 TE₁₁₃ 모드를 채택하였다. 채널여파기의 설계에 있어서 우선 TE₁₁₃ 모드 외의 다른 의사(spurious) 모드가 발생하지 않도록 원통형 공진기의 직경을 모드차트^[4]를 이용하여 신중히 선택한다. 그리고, 공진기의 길이와 아이리스의 크기는 여파기의 전달함수로 부터 유도된 각 모드들간의 결합계수로 부터 계산된다. 기존의 논문에서는 원형 아이리스의 크기를 결정하기 위해서 Bethe의 이론식^[5,6]과 Cohn^[5,7,8]의 실험값을 이용하였다.^[1,9] 그러나, Cohn의 데이터는 아이리스의 두께에 대한 보정값이 불분명하고 아이리스의 길이가 λ/π 보다 긴 슬롯모양의 아이리스에 적용하기에는 이론값과 측정값 사이에 많은 오차를 나타낸다.^[8] 따라서 각 모드들의 결합을 결정하는 아이리스의 전송손실값을 측정하지 않고서는 채널여파기의 특성을 제대로 얻기가 힘들어진

다.

본 논문에서는 채널여파기의 성능개선을 위해서 아이리스의 전송손실을 실제로 측정된 데이터를 3차원 full-wave 해석 소프트웨어를 이용하여 구한 시뮬레이션값 및 이론식으로 계산된 계산값과 비교하였으며,^[10]

이를 토대로 제작된 중심주파수가 각각 12.470 GHz, 12.510 GHz이고, 대역폭이 모두 36 MHz인 2 개의 이중모드 협대역 도파관 채널여파기의 특성을 함께 나타내었다. 2 장에는 이중모드 채널여파기의 설계 이론을 설명하였으며, 아이리스의 전송손실 측정값을 이론값과 비교하여 제시하였다. 또한, 3 장에서는 제작된 이중모드 채널여파기의 성능 측정된 결과를 설계사양과 비교하여 설명하였다.

II. 이중모드 채널여파기 설계 이론

1. 전달함수 합성

저역통과 전달함수 t(s)를 수식으로 표현하면 식 (1)과 같다.^{[11]-[15]}

$$|t(s)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \frac{\prod_{k=1}^n (s^2 - p_k^2)^2}{\prod_{k=1}^{m-1} (s^2 - z_k^2)^2}} \quad (1)$$

여기서 ε는 상수, s(=jω, ω : 각 주파수)는 복소 주파수, p_k는 감쇠 극점(attenuation pole)을, z_k는 전달 영점(transmission zero)을 의미한다. 그리고, n, m-1은 각각 극점 및 영점의 갯수를 의미한다.

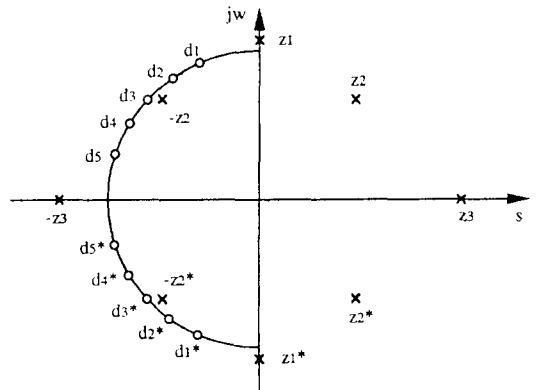


그림 2. K(s)의 특이점
Fig. 2. Singularities of K(s).

또한, 전달함수 K(s)를 다항식 D_n(s)를 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$t(s) = \frac{Im[D_n(s)D_n^*(-s)]}{[D_n(s)D_n^*(s)]} \quad (2)$$

다항식 $D_n(s)$ 의 근을 수치해석을 이용하여 구한 후, Hurwitz 다항식 조건을 만족하는 근만을 선택하면 그림 2와 같다.

복소평면에서 특이점(singularities) d_i (다항식 $D_n(s)$ 의 근)와 z_i 의 위치를 알면 전달함수 $t(s)$ 의 특성(위상, 군지연, 진폭특성)을 결정할 수 있다. 대칭성을 갖는 교차결합 배열로 부터 합성과정을 시작한다.

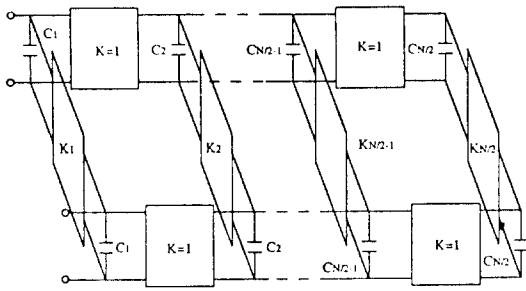


그림 3. 대칭적 교차결합 배열
Fig. 3. Symmetrical cross-coupled array.

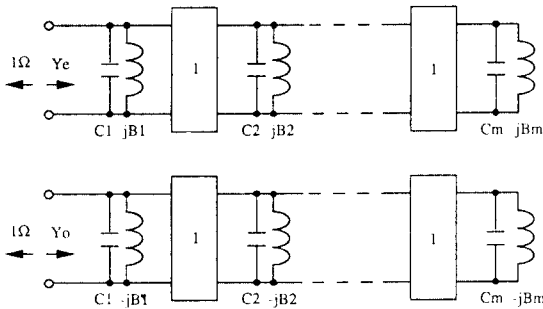


그림 4. 짝수모드와 홀수모드 회로
Fig. 4. Even and odd mode circuits.

교차결합소자(cross-coupling elements)는 특성 어드미턴스(characteristic admittance) K를 갖는 이미턴스 인버터(immitance inverter)이다. 그리고, 순방향 결합소자(forward coupling elements)는 특성 어드미턴스 값이 1인 인버터이다. 이분법 이론을 이용하여 전달함수 $t(s)$ 를 배열의 짝수 모드 어드미턴스와 홀수 모드 어드미턴스로 나타낼 수 있다.

$$t(s) = \frac{Y_e - Y_o}{(1 + Y_e)(1 + Y_o)} \quad (3)$$

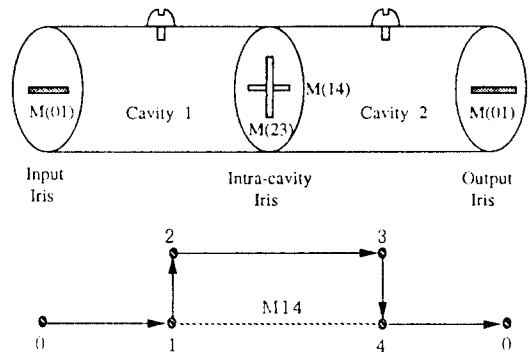
배열의 대칭면에 개방회로면 (open circuit planes)과 단락회로면 (short circuit planes)을 삽입하여 짝수모드 어드미턴스 (Y_e)와 홀수모드 어드미턴스 (Y_o)를 구할 수 있다. 짝수모드와 홀수모드에 대한 등가회로망은 그림 4와 같다. Y_e 와 Y_o 는 복소공액이므로 식 (3)과 식 (4)를 비교하면 $(1 + Y_e)$ 의 영점들은 $D_n(s)$ 의 영점들이다. $D_n(s)$ 의 복소계수들을 실수와 허수부로 나누어 짝수와 홀수 다항식으로 분리하면

$$D_n(s) = E_1(s) + O_1(s) + j[E_2(s) + O_2(s)] = 1 + Y_e(s)$$

따라서, Y_e 는 $(E_1 + jO_2)/(O_1 + jE_2)$ 이다.

계산된 짝수모드 어드미턴스 $Y_e(s)$ 로 부터 회로를 합성한다. 먼저 짝수모드 어드미턴스 $Y_e(s)$ 에서 병렬 캐패시턴스 C를 소거한다.^{11)~13)}

$$Y_{ei}(s) = Y_e(s) - sC_1 \quad \text{여기서 } C_1 = \left| \frac{Y_e(s)}{s} \right|_{s=\infty}$$



(a) 신호의 흐름도
(a) Signal flow

	1	2	3	4
1		M_{12}		M_{14}
2	M_{12}		M_{23}	
3		M_{23}		M_{34}
4	M_{14}		M_{34}	

(b) 결합 행렬
(b) Coupling matrix

그림 5. 4극 이중모드 여파기의 결합구조
Fig. 5. Coupling mechanism of 4-pole dual mode filter.

그 다음으로 주파수변화에 무관한 리액턴스(reactance)를 소거한다.

$$Y_{e2}(s) = Y_{e1}(s) - jK_1 \quad \text{여기서 } jK_1 = |Y_{e1}(s)|_{s=\infty}$$

마지막으로 이미턴스 인버터를 추출하여 일련의 과정을 마무리한다.

$$Y_{e3}(s) = \frac{1}{Y_{e2}(s)}$$

모든 C와 K값들이 추출되어 $Y_{e3n}(s)$ 의 차수가 0이 될 때까지 위의 과정을 반복한다.

결합계수 M_{ij} 는 병렬 캐패시턴스 C와 결합 인버터 K값을 1에 대해서 정규화시켜 구한다. 순방향 결합일 때는

$$M_{m-1,m} = \frac{1}{\sqrt{C_m C_{m-1}}} \quad \text{여기서 } m=1 \rightarrow n, C_0=1$$

교차결합인 경우는

$$M_{k,n+1,k} = \frac{K_k}{C_k} \quad \text{여기서 } k=1 \rightarrow n$$

대칭적 4극 이중모드 여파기의 신호 흐름도와 결합 행렬을 그림 5에 나타내었다.

2. 공진기와 아이리스의 구현

여파기의 삽입손실은 가능한 한 작은 것이 좋기 때문에 무부하 $Q(Q_u)$ 값이 큰 공진기와 공진 모드를 선택한다. 그리고, 공진기의 직경을 선택할 때 공진 모드 외의 다른 모드가 생기지 않도록 공진기의 직경을 신중히 선택해야한다. 일반적으로 TE_{110} 의 경우 β 값이 클 수록, 그리고, 공진기의 직경이 클수록 Q_u 의 값이 크다.¹¹⁶⁾

여파기가 입력단, 출력단에 구형(rectangular) 도파관과 연결되는 경우의 결합을 고려하면 외부 $Q(Q_e)$ 값은 식 (4)와 같다.

$$Q_e = \frac{f_0}{R \Delta f} = \frac{3ab L^3 \lambda_{g0} D^2}{16\pi q^2 \beta^2 \lambda_c^2} \quad (4)$$

여기서 f_0 : 중심주파수

Δf : 대역폭

R : 정규화 입출력 저항

a, b : 구형도파관의 내부 규격

L : 원통형 공진기의 길이

λ_{g0} : 구형도파관의 관내파장

D : 원통형 공진기의 직경

q : 자기분극도

이다. 이 때 입출력단 아이리스의 자기분극도 q와 정규화 리액턴스(X/Z_0)는

$$q = \sqrt{\frac{3ab L^3 \lambda_{g0} D^2}{16\pi \beta^2 \lambda_c^2 Q_e}} \quad (5)$$

$$X/Z_0 = \frac{1.451D}{\lambda_{g0} D^2 \sqrt{Q_e / \beta ab \lambda_{g0} \lambda_{g0}} - 1.701 \lambda_{g0}} \quad (6)$$

와 같으며, 여기서 λ_{g0} 는 원형도파관의 관내파장을 의미한다.

i번째와 j번째 공진기 사이에 위치하는 십자형 아이리스의 결합계수 m_{ij} 와 자기분극도 q를 수식으로 표현하면 식 (7)과 같다. 여기서 m_{ij} 는 대역통과여파기의 결합계수, M_{ij} 는 회로망 합성으로 구한 저역통과여파기의 결합계수를 의미한다.¹¹⁻³¹⁾

$$m_{ij} = M_{ij} \Delta f / f_0$$

$$q = \frac{m_{ij} L^3 (3D^2)}{4\beta^2 \lambda_0^2} \quad (7)$$

그리고, 정규화 리액턴스 성분은¹⁵⁾

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{4\pi q}{0.955 (3r^2) \lambda_{g0}} \quad (8)$$

와 같으며, 여기서 r은 공진기의 반지름을 의미한다.

TE_{110} 모드 공진기의 전기적 길이는 공진기 내부 모드에 따른 관내 반파장의 3배로 정해진다. 그러나, 이와 같은 경우는 공진기의 양쪽면이 단락되어 있는 경우이고 실제로는 공진기 양쪽면으로 아이리스가 위치하고 있으므로 아이리스에 의해서 늘어난 공진기 길이를 빼준다. 따라서 다음 식만큼 늘어난 공진 길이를 줄여준다.

$$\left(\frac{\lambda_{g0}}{4\pi}\right) \cdot \tan^{-1}\left(\frac{2X}{Z_0}\right) \quad (9)$$

여파기의 입출력 슬롯 아이리스와 공진기 사이에 위치하는 십자형 아이리스의 크기는 각각 식 (5)과 (7)의 자기분극도값 q값을 Cohn의 실험값과 대비하여 구한다. McDonald¹¹⁸⁾는 Cohn의 실험값을 수식으로 표현하였는데 그림 6과 같이 끝이 둥근 슬롯 모양 아이리스의 자기 분극도와 아이리스의 크기에 관한 관계식을 식 (10)에 나타내었다.

$$q/\beta^3 = \frac{0.187 + 0.052 \alpha(1-\alpha)}{\ln(1+2.12/\alpha)} \quad (10)$$

여기서 $\alpha = w/l$ (l : 아이리스 길이, w : 아이

리스 폭) 이다. 그리고, 아이리스의 이론적인 전송손실값은

$$|S_{12}|^2 = \frac{64 \pi^2 a^2}{a^2 b^2 \lambda_g^2} \quad (11)$$

와 같으며, 여기서 λ_g 는 아이리스의 양쪽면에 부착되는 어댑터의 관내파장을 의미한다.

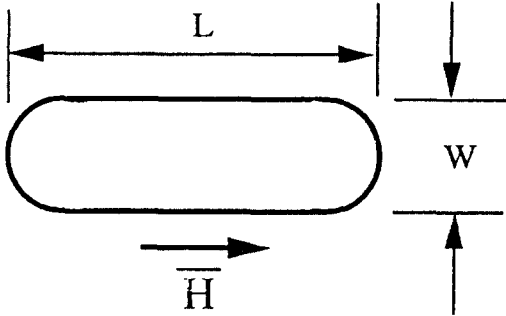


그림 6. 끝이 둥근 슬롯 모양 아이리스와 자기 분극도 방향

Fig. 6. Aperture shape of rounded end slot iris.

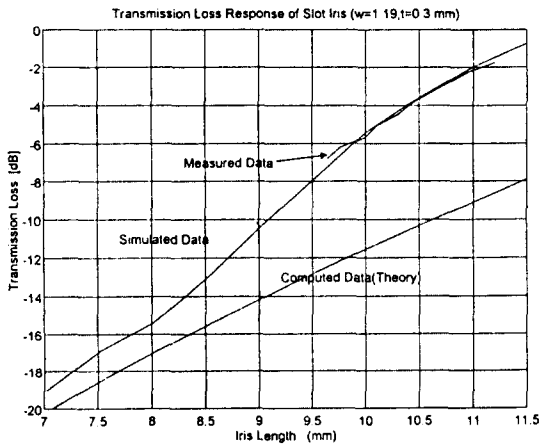


그림 7. 입출력 슬롯 아이리스의 전송손실값 ($t=0.3 \text{ mm}$)

Fig. 7. Transmission loss of input-output slot iris ($t=0.3 \text{ mm}$).

본 논문에서는 먼저 이론식의 정확성을 알아보기 위해서 슬롯 아이리스와 십자형 아이리스를 알루미늄으로 제작하여 각 아이리스의 전송손실값을 측정하여 이론식과 비교하였다. 제작된 아이리스의 폭(w)은 1.19 mm로 동일하였고, 두께(t)는 0.2와 0.3 mm 2 가지 종류로 하였다. 그리고, 3차원 전자기장 구조물을 full-wave 해석할 수 있는 소프트웨어인 HFSS(High Frequency Structure Simulator)를 이용하여 실제

제작한 아이리스와 같은 크기의 아이리스를 시뮬레이션하여 결과값을 측정값과 같이 제시하였다.

$f=12.470 \text{ GHz}$ 에서 측정된 입출력 아이리스의 전송손실값을 계산식으로 구한 이론값, 시뮬레이션값과 비교하여 그림 7에 나타내었다. 십자형 아이리스 전송손실값에 대한 비교 데이터는 그림 8에 나타내었다.

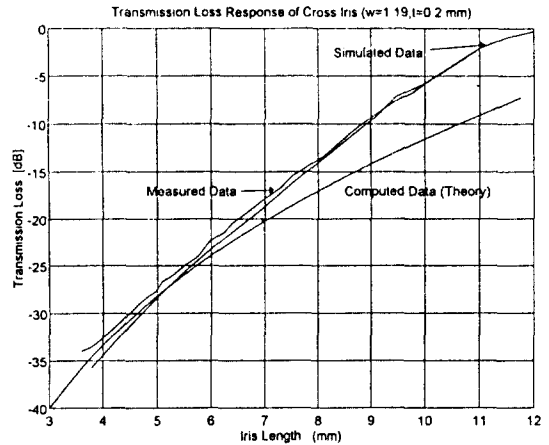


그림 8. 십자형 아이리스의 전송손실값 ($t=0.2 \text{ mm}$)
Fig. 8. Transmission loss of cross iris ($t=0.2 \text{ mm}$).

그림 7에서 보는 바와 같이 측정값과 이론값과는 아이리스의 길이가 파장에 비해서 짧아질수록 계산값과 측정값이 서로 잘 일치하지만 아이리스 길이가 파장에 비해서 길어질수록 이론값과 측정값 사이의 연관성이 점점 없어짐을 보여준다. Marcuvitz가 유도한 타원형 개구면에 대한 스텝턴스 계산식의 제한조건^[18] (아이리스 길이 $l < \lambda/\pi = 7.66 \text{ mm}$)을 벗어난 부분에서는 이론값과 측정값 사이에 많은 차이가 있음을 확인할 수 있었다. 따라서 아이리스 길이가 λ/π 보다 길어지는 경우에는 이론값에 대한 신뢰도가 떨어지므로 실제로 측정된 전송손실값을 이용해야한다.

III. 제작 및 성능측정

본 논문에서 제작된 채널여파기는 Ku-대역에서 36 MHz 대역폭을 갖도록 설계되었으며 TE₁₁₃ 이중모드의 원통형 도파관 대역통과여파기이다. 채널여파기의 설계사양을 표 1에 소개하였다. 설계사양을 만족시키기 위해서 4극 타원형 여파기합수를 채택하였으며 통과대역의 리플은 0.0346 dB, 저지대역점음 $f_c \pm 30.5 \text{ MHz}$ (f_c : 중심주파수)로 하였다. 각 채널의 동작 통과대역은 각각 1번 여파기가 12.452 ~ 12.488 GHz.

2번 여파기는 12.492 ~ 12.528 GHz이다.

표 1. 채널여파기의 설계 사양
Table 1. Channel filter specifications.

항 목	1번 여파기	2번 여파기
중심주파수	12.470 GHz	12.510 GHz
대역폭		36 MHz
보호대역		4 MHz
삽입손실		1.0 dB
반사손실		20 dB
진폭특성	$f_c \pm 18$ MHz	2.9 dB
군지연특성	$f_c \pm 18$ MHz	40 nsec
대역외 차단특성	$f_c \pm 22$ MHz	7 dB
	$f_c \pm 40$ MHz	26 dB

4극 채널여파기의 전달함수 $t(s)$ 를 구하면 식 (12)와 같다.

$$|K(s)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \frac{(s^2 + z_1^2)^2 (s^2 + z_2^2)^2}{(s^2 + p_1^2)^2}} = \frac{|P(s)|^2}{\epsilon^2 |Q(s)|^2} \quad (12)$$

그리고, 1번 채널여파기와 2번 채널여파기의 영점 (z_k) 및 극점 (p_k), 저역통과 전달함수 $t_k(s)$, 입출력 저항 (R_k)와 결합행렬 (M_k)은 각각 다음과 같다.

1) 1번 채널여파기

$z_1 = 0.412252, z_2 = 0.935846, p_1 = 1.8$
 $Q(s) = s^4 + 2.175406s^3 + 3.412203s^2 + 3.06414s + 1.672500$
 $P(s) = s^2 + 3.2400$
 $\epsilon = 1.945453$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.874474 & 0 & 0.236347 \\ 0.874474 & 0 & 0.802393 & 0 \\ 0 & 0.802393 & 0 & 0.874474 \\ 0.236347 & 0 & 0.874474 & 0 \end{bmatrix}$$

2) 2번 채널여파기

$z_1 = 0.422618, z_2 = 0.939693, p_1 = 1.801844$
 $Q(s) = s^4 + 2.11061866s^3 + 3.28898447s^2 + 2.90609453s + 1.56052541$
 $P(s) = s^2 + 3.2466418$

$\epsilon = 2.091187$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.864339 & 0 & 0.226567 \\ 0.864339 & 0 & 0.793606 & 0 \\ 0 & 0.793606 & 0 & 0.864339 \\ 0.226567 & 0 & 0.864339 & 0 \end{bmatrix}$$

채널여파기의 공진기와 아이리스는 모두 알루미늄합금(Al 6061)으로 제작되었다. 공진기의 직경은 그림 9의 모드차트^[4]와 각 모드에 대한 공진주파수를 계산^[19]하여 결정하였으며, 공진기의 직경이 22 ~ 27 mm 일 때, $f = 12.470$ GHz 근처에서 발생하는 의사 모드를 계산하여 표 2에 비교, 제시하였다. 표 2에서 보는 바와 같이 직경이 25.91 mm일 때, spuritus 모드들에 의한 간섭을 최대한 억제할 수 있음을 알 수 있다.

표 2. 공진모드
Table 2. Resonant mode.
(단위 : GHz)

	p	TE _{1,0}	TM _{0,1}	TE _{2,0}	TE _{0,2}	TM _{1,1}	TM _{2,0}
D=27.0 mm	1	7.314	9.215	11.368	14.009	22.841	18.508
	2	9.626	11.073	12.920	15.236	23.652	19.500
	3	12.470	13.618	15.158	17.228	24.945	21.049
D=25.91 mm	1	7.629	9.525	11.784	14.547	23.471	19.248
	2	9.731	11.279	13.212	15.752	24.527	20.173
	3	12.470	13.712	15.367	17.576	25.736	21.628
D=25.0 mm	1	7.825	9.807	12.160	15.034	24.610	19.916
	2	9.828	11.468	13.536	16.167	25.318	20.785
	3	12.470	13.800	15.561	17.897	26.456	22.157
D=24.0 mm	1	8.061	10.143	12.609	15.614	25.607	20.711
	2	9.946	11.698	13.890	16.665	26.262	21.511
	3	12.470	13.907	15.796	18.284	27.318	22.792
D=23.0 mm	1	8.319	10.511	13.098	16.245	26.692	21.575
	2	10.078	11.952	14.280	17.213	27.291	22.313
	3	12.470	14.028	16.058	18.714	28.262	23.190
D=22.0 mm	1	8.605	10.916	13.635	16.936	27.876	22.520
	2	10.227	12.235	14.712	17.816	28.419	23.189
	3	12.470	14.164	16.351	19.191	29.301	24.262

이론식으로 계산된 값으로 제작된 공진기의 공진주파수를 측정된 결과, 공진주파수가 약 30 MHz 아래로 이동하였다. 이에 공진주파수를 설계 중심주파수에 맞추기 위해서 각 공진기의 길이를 약 0.1 mm (0.24%)씩 줄였다. 아이리스의 폭은 1.19 mm로 통일하였고, 두께는 입출력 슬롯 아이리스는 0.3 mm로, 공진기간의 십자형 아이리스는 0.2 mm로 하였다. 최적화된 채널여파기의 공진기와 아이리스의 크기를 표 3과 표 4에 나타내었다. 표 3과 표 4에서 보는 바와 같이 아이리스의 길이가 λ/π 보다 작은 부분은 이론값과 최적값이 서로 비슷하지만(공진기간의 십자형 아이리스), 그 반대인 경우(입출력 슬롯 아이리스)는 이론값과 최적값이 많은 차이를 보임을 살펴볼 수 있다.

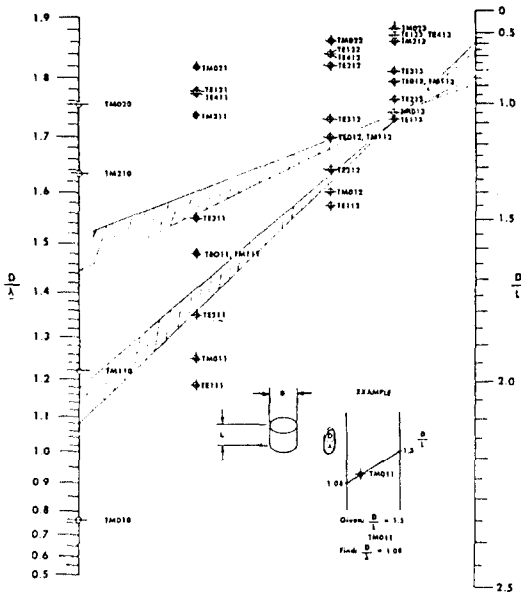


그림 9. 공진 모드 차트
Fig. 9. Resonant Mode Chart.

표 3. 최적화된 채널 1번 여파기의 공진기 및 아이리스 크기
Table 3. Optimized cavity & iris size of channel 1 filter.

(단위 : mm)

항 목	이론값	최적값	변화율(%)
1. 공진기 직경 (D)	25.91	25.91	0
공진기 길이 (L)	42.46	42.37	0.24
2. Iris 길이 (두께)			
1) 입출력 iris (I ₁) (-- M(01))	11.72(0.3t)	9.65(0.3t)	21.5
2) 십자형 iris (intra-cavity iris)			
- 가로 길이 (I ₂) (-- M(14))	3.78(0.2t)	4.00(0.2t)	5.5
- 세로 길이 (I ₃) (-- M(23))	6.09(0.2t)	6.00(0.2t)	1.5

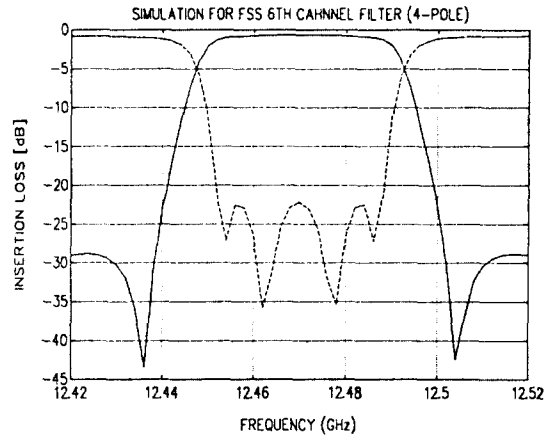
표 4. 최적화된 채널 2번 여파기의 공진기 및 아이리스 크기
Table 4. Optimized cavity & iris size of channel 2 filter.

(단위 : mm)

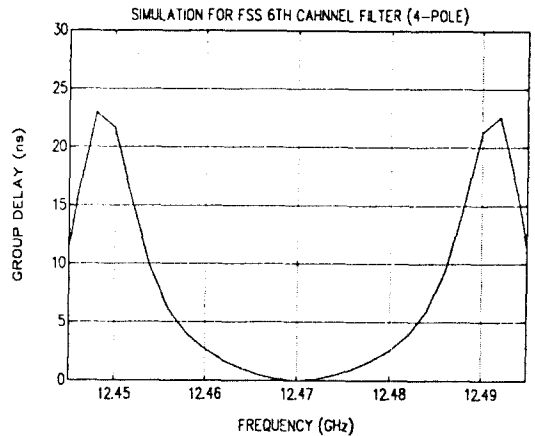
항 목	이론값	최적값	변화율(%)
1. 공진기 직경 (D)	25.91	25.91	0
공진기 길이 (L)	42.28	42.18	0.24
2. Iris 길이 (두께)			
1) 입출력 iris (I ₁) (-- M(01))	11.62(0.3t)	9.50(0.3t)	22.3
2) 십자형 iris (intra-cavity iris)			
- 가로 길이 (I ₂) (-- M(14))	3.71(0.2t)	3.78(0.2t)	1.9
- 세로 길이 (I ₃) (-- M(23))	6.04(0.2t)	5.90(0.2t)	2.4

$$(\text{변화율} = \frac{|\text{최적값} - \text{이론값}|}{\text{최적값}} \times 100)$$

조정나사는 이중모드를 조정하기 위해서 1개의 공진기에 2개의 주파수 조절나사(tuning screw)와 1개의 결합 나사(coupling screw)를 그림 1의 형태로 두었다. 2개의 주파수 조절나사는 상호 수직하게 위치하여 이중모드의 각각을 조절하도록 하였고, 결합 나사는 2개의 모드의 결합량을 동시에 조절할 수 있도록 주파수 조절나사로 부터 135° 인 곳에 두었다.



(a) 진폭특성
(a) Magnitude response



(b) 군지연 특성
(b) Group delay response

그림 10. 채널여파기의 시뮬레이션 응답특성
Fig. 10. Simulated response of channel filter.

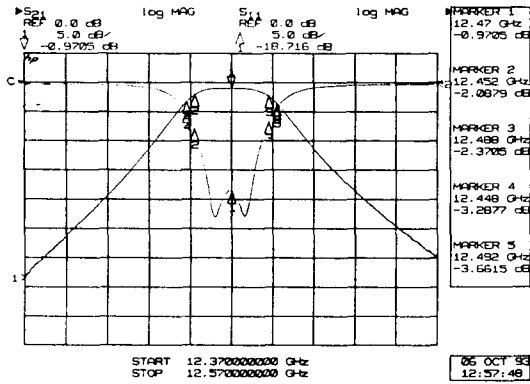
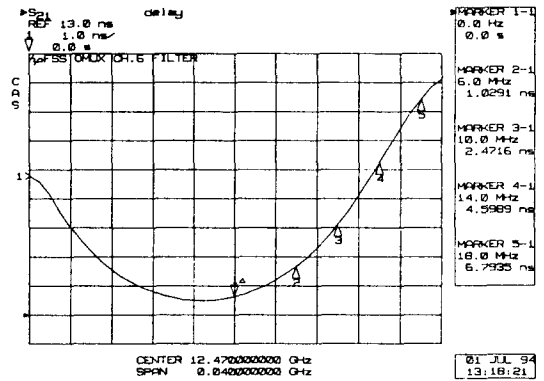


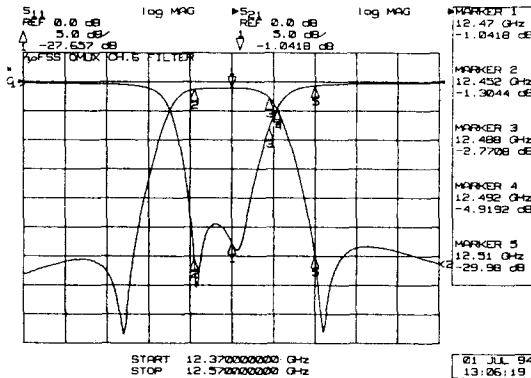
그림 11. 이론값만으로 제작한 채널여파기의 응답 특성

Fig. 11. Response of channel filter implemented with theory data only.

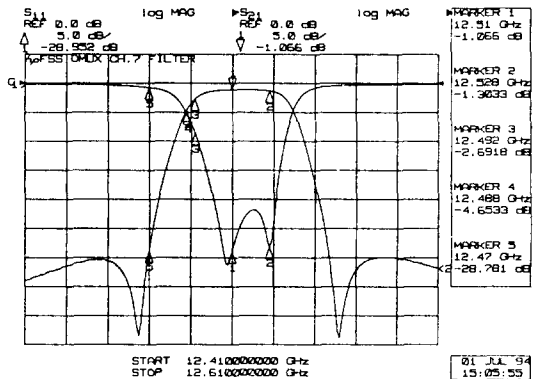


(c) 군지연 특성
(c) Group delay response

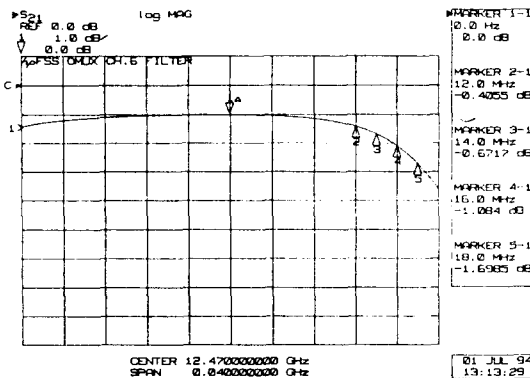
그림 12. 측정된 1번 채널여파기의 응답특성
Fig. 12. Measured response of channel 1 filter.



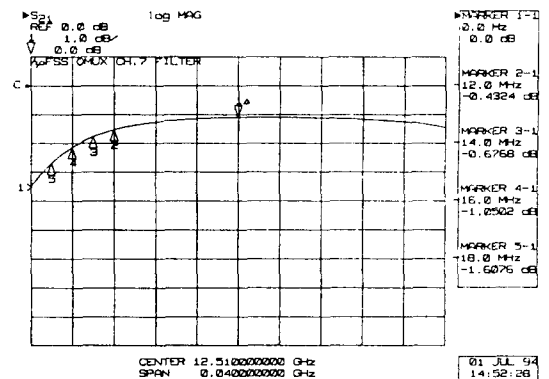
(a) 진폭특성
(a) Magnitude response



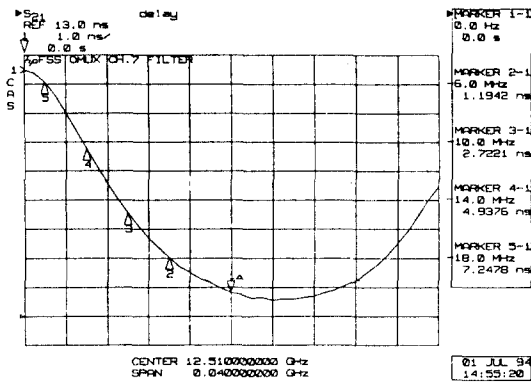
(a) 진폭특성
(a) Magnitude response



(b) 삽입손실특성 (통과대역)
(b) Insertion loss (passband)



(b) 삽입손실특성 (통과대역)
(b) Insertion loss (passband)



(c) 군지연 특성
(c) Group delay response

그림 13. 측정된 2번 채널여파기의 응답특성
Fig. 13. Measured response of channel 2 filter.

채널여파기의 진폭과 군지연특성을 시뮬레이션한 결과를 그림 10에 나타내었다. 이론값으로만 제작된 채널 여파기의 진폭특성을 그림 11에 나타내었으며, 아이리스의 전송손실 측정 데이터를 이용하여 성능개선된 각 채널여파기의 진폭특성 및 군지연특성을 각각 그림 12과 그림 13에 나타내었다. 그리고, 성능측정 결과를 요구사항과 함께 표 5에 분석하였다.

표 5. 성능측정 결과
Table 5. Measured result.

항 목	요구사항	1번여파기	2번여파기
삽입손실	1.0dB	1.1dB	1.1dB
반사손실	20dB	20dB	20dB
진폭특성 $f_c \pm 18$ MHz	2.9dB	1.7dB	1.6dB
군지연특성 $f_c \pm 18$ MHz	40nsec	6.8nsec	7.2nsec
대역의 차단특성	$f_c \pm 22$ MHz	7dB	3.8dB
	$f_c \pm 40$ MHz	25dB	29dB

성능측정결과, 인접채널 부근의 반사손실특성과 대역 외($f_c \pm 22$ MHz) 차단특성이 요구 사항에 미치지 못하는 것을 제외한 나머지 특성은 설계사양을 만족시키는 것으로 확인되었다. 인접채널 부근의 반사손실이 나쁜 이유는 인접 채널과의 보호대역이 4 MHz에 불과하여 2개의 채널이 만나는 부분의 차단특성을 개선시키기 위해서는 이곳에서의 반사손실 특성이 나빠지는 현상을 피할 수가 없었기 때문이었다. 이러한 문제는 여파기 차수를 증가시키면 해결될 것으로 여겨진다. 그리고, 아이리스의 두께가 늘어날 수록 여파기의 삽입손실은 늘어나므로 아이리스의 두께를 조절하면 원하는

삽입손실 특성을 얻을 수 있을 것으로 사료된다. 그리고, 공진기와 아이리스에 온도균을 한다면 삽입손실을 더 많이 줄일 수 있을 것이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 아이리스의 전송손실 측정 데이터를 이용하여 위성중계기의 채널여파기로 사용이 가능한 4-극 TE113 이중모드 채널여파기를 구현하였다. 위성중계기의 한정된 주파수대역을 보다 효율적으로 사용하기 위해서는 채널간의 보호대역을 줄여야하는데, 이를 실현시키기 위해서는 대역의 차단특성이 우수한 채널여파기의 제작이 뒤따라야한다. 또한, 위성체의 무게와 부피는 발사비용과 직결되므로 이를 줄이기 위해서 본 논문에서 제작된 채널여파기는 단일 공진기에서 2개의 서로 다른 수직한 공진모드가 생기는 이중모드 여파기로 설계되었다.

공진기는 원통형으로, 그리고, 여파기의 삽입손실을 줄이기 위해서 무부하 Q값이 큰 TE113 모드를 채택하였다. 이중모드를 제어하고 여파기의 대역폭과 대역 외 차단특성을 조절하도록 공진기 사이에 위치하는 아이리스는 십자형으로 설계되었고, 입출력단에 위치하면서 여파기의 반사손실양을 조절하는 입출력 아이리스는 슬롯형으로 만들어졌다. 아이리스의 크기를 결정하기 위해서 기존의 논문은 Bethe의 이론과 Cohn의 실험값을 이용하였다. 그러나, 슬롯모양 아이리스의 경우, 아이리스의 길이가 λ/π 보다 길어지면 이론값과 측정값 사이에 많은 오차가 생겨 여파기의 특성에 많은 변화를 가져온다. 이에, 본 논문에서는 측정된 아이리스의 전송손실 그래프를 제시하였으며, 이를 이용하여 제작한 채널여파기의 특성이 설계사양과 잘 일치함을 보였다. 그리고, 이론값만으로 제작된 여파기의 특성을 함께 제시하여 아이리스 전송손실 그래프를 이용하여 구현한 여파기의 특성이 많이 개선되었음을 보여주었다. 앞으로 아이리스의 두께 변화에 대한 분석과 아울러 아이리스 전송손실 측정값으로부터 구한 보정값을 수식적으로 해석할 수 있는 연구가 뒤따라야하겠

참 고 문 헌

[1] 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.

- [2] R.J. Cameron, and J.D. Rhodes, "Asymmetric Realizations for Dual-mode Bandpass Filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technology*, vol. MTT-29, pp. 51-58, 1980.
- [3] A.E.Atia, and A.E.Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technology*, vol. MTT-20, pp. 258-265, 1972.
- [4] T.S.Saad, *Microwave Engineers' Handbook* Vol 1, Massachusetts : Artech House, pp. 182, 1971.
- [5] 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.
- [6] H.A. Bethe, "Theory of diffraction by small holes", *Phys. Rev.* vol. 66, pp. 163-182, 1944.
- [7] S.B. Cohn, "Determination of aperture parameters by electrolytic-tank measurements", *Proc. IRE*, vol. 39, pp. 1416-1421, 1951.
- [8] S.B. Cohn, "Direct-coupled resonator filters", *Proc. IRE*, vol. 45, pp. 187-196, 1957.
- [9] 고영복, 강원준, 한수용, 박종화, 김춘길, 나국환, "인공위성 탑재용 이중모드 도파관 필터 설계 및 제작에 관한 연구", *전자공학회지*, 제 30 권, A편 제 10호, pp. 1-11, 1993년 10월
- [10] 정근욱, 이재현, 박광량, 김재명, "Iris 전송손실 측정값을 이용한 도파관 이중모드 채널 여파기의 성능개선", *춘계 마이크로파 및 전파전파 학술발표회*, vol. 17, No.1, 1994
- [11] R.J. Cameron, "Computer Aided Design of Advanced Microwave Filters", *Proceedings of International Symposium SPA-CECAD(ESA SP-146, November 1979)* pp 357-362.
- [12] D.V. Morgan, and M.J. Howes, *Microwave Solid-state Component and Subsystem Design*, University of Leeds Printing Service, Chap. 4, pp. 64-70, 1983.
- [13] J. Helszajn, *Synthesis of Lumped Element, Distributed and Planar Filters*, UK : McGraw-Hill, pp. 29-47, 1990.
- [14] J.D. Rhodes, and I.H. Zabalawi, "Synthesis of symmetrical dual mode in-line prototype networks", *Circuit Theory and Applications*, vol. 8, pp. 145-160, 1980.
- [15] J.D. Rhodes, *Theory of Electrical Filters*, John-Wiley, pp. 127-133, 1976.
- [16] R.F. Harrington, *Time-harmonic electromagnetic fields*, New York : McGraw-Hill, pp. 257, 1961.
- [17] McDonald, "Simple approximations for the longitudinal magnetic polarizabilities of some small apertures", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technology*, vol. MTT-36, pp. 1141- 1144, 1988.
- [18] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, New York : McGraw-Hill, pp. 326-333, 1951.
- [19] R.F. Harrington, *Time-harmonic electromagnetic fields*, New York: McGraw-Hill, pp. 214, 1961.

저자 소개



鄭根旭(正會員)

생년월일 1966년 10월 30일생.
1990년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1992년 2월 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1992년 2월~

현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연구단 연구원. 주관심분야는 초고주파 수동소자 설계, 위성통신시스템 등임.

李宰鉉(正會員) 제 31권 A편 제 8호 참조.

현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연구단 선임연구원.