

論文95-32A-6-4

Ku-대역 위성중계기용 도파관 Manifold 멀티플렉서 설계 (Implementation of Waveguide Manifold Multiplexer for Ku-band Satellite Transponder)

鄭根旭*, 李宰鉉*

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

요약

본 논문에서는 Ku-대역 위성중계기의 출력단 멀티플렉서용으로 2 개의 협대역 채널을 결합시키는 저손실 E-면 T-접합 구조의 매니폴드(manifold) 멀티플렉서를 설계, 제작하였다. 본 논문에서 제작한 E-면 T-접합 구조의 매니폴드 멀티플렉서는 2개의 채널여파기, T-접합 및 채널여파기와 매니폴드를 연결하는 반파장 도파관과 매니폴드 도파관으로 구성된다.^{[1]-[4]} 채널여파기는 이중모드 구조로 설계되었으며 인접 채널간의 간섭을 최대한 억제하도록 대역의 차단특성이 우수한 타원형(Elliptic) 여파기 함수를 이용하였다.^{[5]-[13]} E-면 T-접합 구조를 갖는 멀티플렉서의 특성은 채널여파기와 T-접합 사이의 전송선 길이와 T-접합에서 단락면까지의 전송선 길이에 좌우되므로 이들 소자에 적절한 해석 및 최적화 과정이 필요하다. 여기서는 CAD를 이용하여 채널여파기와 T-접합 및 매니폴드 도파관 전송선에 대한 모델링을 실시하여 최적화시켰으며, 최적화된 결과값으로서 도파관 매니폴드 멀티플렉서를 구현할 수 있었다. 성능추정결과, 멀티플렉서의 특성이 모델링을 통해서 살펴본 결과와 잘 일치함을 알 수 있었다.

Abstract

We implement the E-plane T-junction manifold multiplexer having low insertion loss for output multiplexer of Ku-band satellite transponder. Manifold multiplexer implemented here is composed of 2 channel filters, T-junctions, half-wave waveguide connecting channel filters and manifold, and manifold itself.^{[1]-[4]} Considering the mass and volume of the satellite transponder, the channel filters are designed to dual-mode.^{[5]-[13]} And Elliptic filter function is used, which has good characteristics of suppressing the interference between 2 channels.

Since the performance of manifold multiplexer depends on the manifold waveguide transmission line length, it's necessary proper analysis. In this paper, we do optimization process of T-junction and other elements by using CAD and implement the manifold multiplexer. An experiment shows that characteristic response of multiplexer matches well its modeling result.

* 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

그림 1과 같은 위성중계기에서 고효율 증폭기(TWTA)를 통해서 증폭된 각 채널 신호는 신호간의 간섭과 손실을 최대한 억제된 상태로 지상으로 송출되어야 한다. 이를 만족시키기 위해서는 중계기의 출력단 부분에 위치하는 멀티플렉서, 저역통과여파기 등과 같은 부품은 저삽입손실 특성을 갖도록 설계되어야 한다. 일반적으로 위성중계기의 입력단 역다중화기(demultiplexer)는 손실특성이 좋지는 않으나 구현이 간편한 스큐레이터(circulator)를 이용하여 구성하고, 출력단에 위치하는 멀티플렉서는 구현은 어려우나 저삽입손실 특성을 갖는 매니폴드 형태로 구성한다.

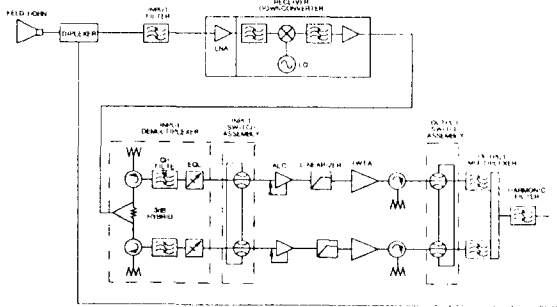


그림 1. 위성중계기의 구성도

Fig. 1. Block diagram of satellite transponder.

본 논문에서는 채널 중심주파수가 12.470 GHz, 12.510 GHz이고 대역폭 36 MHz, 채널간 보호대역이 4 MHz인 2 채널 중계기를 가상하여 중계기 출력단 멀티플렉서를 매니폴드형 멀티플렉서로 구현하였다. 멀티플렉서를 구성하는 채널여파기는 중계기의 무게와 부피를 고려하여 4극(pole) TE_{113} 이중모드(dual-mode) 여파기로 설계되었으며, 보호대역이 4 MHz로 매우 협소하기 때문에 대역의 차단특성이 우수한 타원형 여파기 함수를 채택하였다. 본 논문에서 구현한 매니폴드 멀티플렉서는 E-면 T-접합 구조로 설계되었다.^{1) 4)} 기존에 발표된 매니폴드 형태의 멀티플렉서로는 인덕티브(inductive) post 구조로 설계된 셰비체프(Chebyshev)형 광대역 여파기 2개가 결합된 contiguous 매니폴드 다이플렉서가 있다. 이것은 여파기와 매니폴드 사이의 결합을 공진슬롯으로서 조절할 수 있다.¹⁴⁾ 그러나, 본 논문에서 설계된 채널여파기에서는 모드 상호간의 결합이 끝이 둥근 슬롯모양의 아이리스(iris)로서 조절된다. 이때, 매니폴드 멀티

플렉서로 구현하기 위해서 매니폴드에 붙는 채널여파기의 슬롯 아이리스의 크기를 조절하게 되는 경우, 여파기 본래의 특성이 왜곡되게 되고 멀티플렉서의 구현이 어렵게 된다. 그러므로, 이중모드 구조의 협대역 채널여파기를 이용한 멀티플렉서 구현은 공진 슬롯 대신 채널여파기와 매니폴드 사이에 반파장 도파관을 삽입하여 도파관 길이를 적당히 조절함으로써 매니폴드와 여파기 사이의 결합량을 조절하는 것이 편리하다.

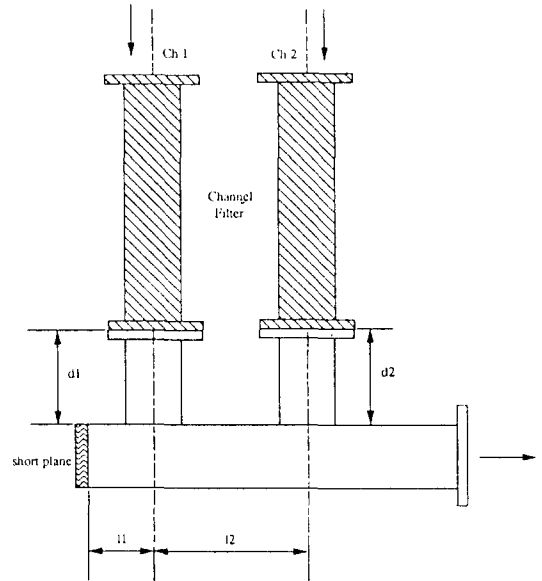


그림 2. 도파관 매니폴드 멀티플렉서의 구조

Fig. 2. Configuration of waveguide manifold multiplexer.

E-면 T-접합 구조의 도파관 매니폴드 멀티플렉서는 그림 2와 같이 2개의 채널여파기, T-접합, 단락면, 채널여파기와 매니폴드를 잇는 반파장 도파관 및 매니폴드 본체로 구성된다. 각 채널과 T-접합 사이의 도파관 전송선 길이(d_1), 1번 T-접합에서부터 단락면 사이의 전송선 길이(l_1)와 1번 T-접합과 2번 T-접합 사이의 전송선 길이(l_2)는 이론상으로는 각 채널의 반파장 길이($\lambda g/2$)로 한다. 그러나, 각 여파기의 결합계수가 다르고 서로 다른 2개의 채널 주파수 대역을 동시에 만족시키기 위해서는 각 전송선 길이의 적절한 조정이 필요하다. 이에 각 소자를 HP사의 MDS(Microwave Design System)라는 CAD를 이용하여 모델링하였으며 최적화된 값을 이용하여 매니폴드 멀티플렉서를 구현하였다. 2 장에서는 채널여파기 설계 및 매니폴드 멀티플렉서의 모델링에 대해서 설명하였고, 3 장에서

는 제작 및 성능측정된 결과를 소개하였다.

II. 설계 방법 및 모델링

1. 이중모드 채널여파기 설계

그림 3과 같은 4-극 이중모드 채널여파기의 저역통과 전달함수 $t(s)$ 를 수식으로 표현하면 식 (1)과 같다.
[5] [17]

$$|t(s)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_{2n}^2(s)} \quad (1)$$

$$C_{2n}(s) = P_n(s^2)/E_{m-1}(s^2)$$

여기서 ε 는 상수, $s(j\omega, \omega$: 각 주파수)는 복소 주파수, $2n$ 은 여파기의 차수를 나타내며, $P_n(s^2)$ 과 $E_{m-1}(s^2)$ 는 s 에 대한 짝수 다항식으로 다음과 같이 정의할 수 있다.

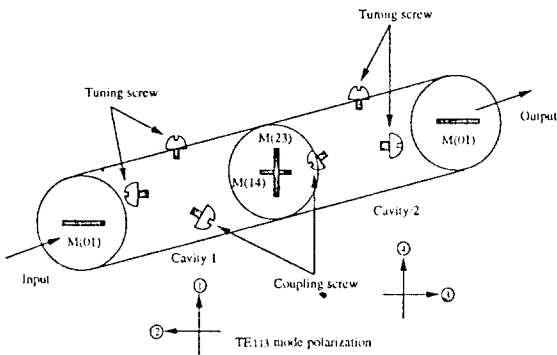


그림 3. 이중모드 채널여파기의 구조
Fig. 3. Configuration of dual-mode channel filter.

$$P_n(s^2) = \prod_{k=1}^n (s^2 - p_k^2)$$

$$E_{m-1}(s^2) = \prod_{k=1}^{m-1} (s^2 - z_k^2) \quad (2)$$

여기서 p_k 는 감쇠 극점(attenuation pole)을, z_k 는 전달 영점(transmission zero)을 의미한다. $(m-1) < n$ 인 경우 $2(m-1)$ 은 영점의 전체 개수를 의미한다.

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

$$t(s) = \frac{Im[D_n(s)D_n^*(-s)]}{[D_n(s)D_n^*(s)]} \quad (3)$$

식 (1)과 (3)을 비교하면

$$D_n(s)D_n^*(s) = \sqrt{E_{m-1}^2(s^2) + \varepsilon^2 P_n^2(s^2)}$$

으로 되고 이 다항식의 근은 수치해석을 이용하여 구한다. 근 중에서 Hurwitz 다항식 조건을 만족하는 근, 즉 복소평면의 좌측에만 위치하는 근만을 선택하면 그림 4와 같다.

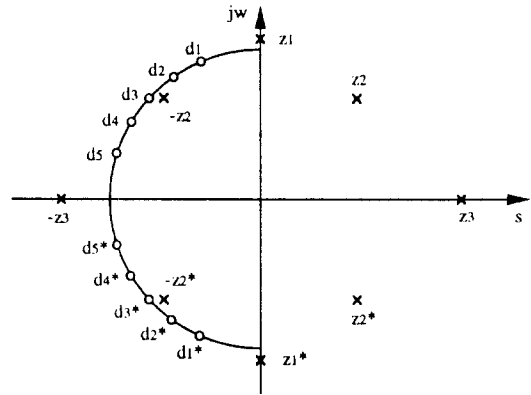


그림 4. $t(s)$ 의 특이점
Fig. 4. Singularities of $t(s)$.

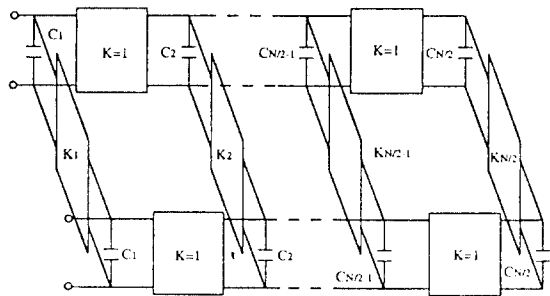


그림 5. 대칭적 교차결합 배열
Fig. 5. Symmetrical cross-coupled array.

계산된 근들로 $D_n(s)$ 를 다시 표시하면

$$D_n(s) = \prod_{i=1}^n (s - d_i)$$

$$d_i = d_i \quad (i: \text{홀수})$$

$$= d_i^* \quad (i: \text{짝수})$$

으로 되며, 다항식 $D_n(s)$ 는 후에 회로망 합성에 사용된다.

복소평면에서 특이점(singularities) d_i 와 z_i 의 위

치를 알면 전달함수 $K(s)$ 의 특성(위상, 군지연, 진폭특성)을 결정할 수 있다. 전달 영점 z_i 는 허수축을 중심으로 대칭으로 존재하기 때문에 prototype의 군지연 특성에 영향을 주지 못한다. 그러나, 위에서 언급한 과정에 의하면 z_i 의 위치에 관계없이 최적의 equiripple 응답특성을 갖도록 d_i 를 배열할 수 있다. 따라서 군지연특성에 영향을 주는 것은 d_i 의 위치가 된다.

대칭성을 갖는 교차결합 배열로 부터 합성과정을 시작한다.

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

$$K(s) = \frac{Y_e - Y_o}{(1 + Y_e)(1 + Y_o)} \quad (4)$$

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 6과 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

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

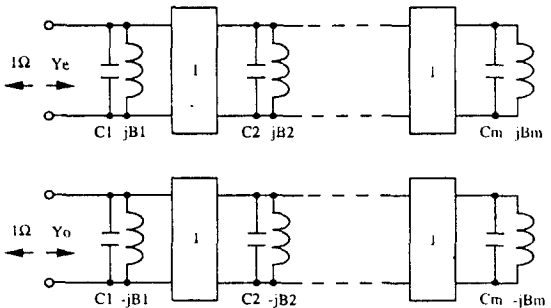


그림 6. 짝수모드와 홀수모드 회로
Fig. 6. Even and odd mode circuits.

이다. Y_e 는 차수 차이가 1인 두 다항식의 비로

$$\frac{(Y_0 + Y_2s^2 + Y_4s^4 + \dots)}{(Y_1s + Y_3s^3 + \dots)}$$

이다. 따라서

$$Y_e(\text{numerator}) = R_e[D_n(s)] = E_1 + jO_2$$

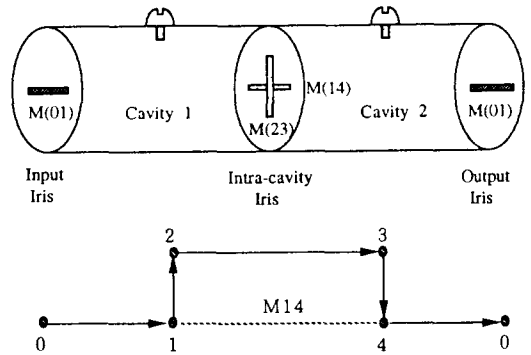
$$Y_e(\text{denominator}) = Im[D_n(s)] = O_1 + jE_2$$

이므로

$$Y_e = \frac{E_1 + jO_2}{O_1 + jE_2} \quad n \text{ even}$$

$$Y_e = \frac{O_1 + jE_2}{E_1 + jO_2} \quad n \text{ odd}$$

로 된다. 계산된 짝수모드 어드미턴스 $Y_e(s)$ 로부터 회로를 합성하여 결합계수를 구한다. 4극 이중모드 여파기의 구조와 결합행렬 및 신호의 흐름도를 그림 7에 나타내었다.



(a) 신호의 흐름도
(a) Signal flow

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

(b) 결합 행렬
(b) Coupling matrix

그림 7. 4극 이중모드 여파기의 결합구조
Fig. 7. Coupling mechanism of 4-pole dual mode filter.

여파기의 삽입손실은 가능한 한 작은 것이 좋기 때문에 무부하 $Q(Q_0)$ 값이 큰 공진기와 공진 모드를 선택한다. 그리고, 공진기의 직경을 선택할 때 공진 모드 외의 다른 모드가 생기지 않도록 공진기의 직경을 신

중히 선택해야한다. 일반적으로 TE_{11p} 의 경우 p 값이 클 수록, 그리고, 공진기의 직경이 클수록 Q_u 의 값이 크다.

여파기가 입력단, 출력단에 구형(rectangular) 도파관과 연결되는 경우의 결합을 고려하면 외부 $Q(Q_e)$ 값은 식 (5)와 같다.

$$Q_e = \frac{f_0}{R \Delta f} = \frac{3ab L^3 \lambda_{g0} D^2}{16\pi q^2 b^2 \lambda_0^2} \quad (5)$$

- 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 q 와 정규화 리액턴스(X/Z_0)는

$$q = \sqrt{\frac{3ab L^3 \lambda_{g0} D^2}{16\pi b^2 \lambda_0^2 Q_e}} \quad (6)$$

$$X/Z_0 = \frac{1.451D}{\lambda_0 D^2 \sqrt{Q_e / bab \lambda_{g0} \lambda_{g0}} - 1.701 \lambda_{g0}} \quad (7)$$

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

i 번째와 j 번째 공진기 사이에 위치하는 십자형 아이리스의 결합계수 m_{ij} 와 자기분극도 q 를 수식으로 표현하면 식 (8)과 같다. 여기서 m_{ij} 는 대역통과여파기의 결합계수, M_{ij} 는 회로망 합성으로 구한 저역통과여파기의 결합계수를 의미한다.^{[5][19]}

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

$$q = \frac{m_{ij} L^3 (3D^2)}{4p^2 \lambda_0^2} \quad (8)$$

그리고, 정규화 리액턴스 성분은^[6]

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{4\pi q}{0.955 (3r^2) \lambda_{g0}} \quad (9)$$

와 같으며, r 은 공진기의 반지름을 의미한다.

공진기의 길이는 대역통과여파기의 공진주파수에 의해 결정된다. 공진주파수에서 공진기의 전기적 길이는

공진기 내부 모드에 따른 관내파장의 1/2 ($L_c \cong \lambda_{g0}/2$)와 같다. 그러나, 이와 같은 경우는 공진기의 양쪽면에 막혀있다고 가정했을 때이므로 실제로는 공진기 양쪽면에 아이리스가 있기 때문에 아이리스에 의해서 발생되는 늘어난 공진기 길이를 보상해주어야한다. 보상을 고려한 공진기 길이 L_c 는

$$L_c = \frac{\lambda_{g0}}{2} \left\{ p - \frac{1}{2\pi} \left(\tan^{-1} \frac{2X_{i-1,i}}{Z_0} + \tan^{-1} \frac{2X_{i,i+1}}{Z_0} \right) \right\} \quad (10)$$

로 계산할 수 있다.

여파기의 입출력 슬롯 아이리스와 공진기 사이에 위치하는 십자형 아이리스의 크기는 각각 식 (6)과 (8)의 자기분극도값 q 값을 Cohn의 실험값과 대비하여 구한다.^[6] McDonald^[10]는 Cohn의 실험값을 수식으로 표현하였는데 그림 8과 같이 끝이 둥근 슬롯 모양 아이리스의 자기 분극도와 아이리스의 크기에 관한 관계식을 식 (11)에 나타내었다.

$$q/l^3 = \frac{0.187 + 0.052 \alpha(1-\alpha)}{\ln(1+2.12/\alpha)} \quad (11)$$

여기서 $\alpha = w/l$ (l : 아이리스 길이, w : 아이리스 폭) 이다. 그리고, 아이리스의 이론적인 전송손실값은

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

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

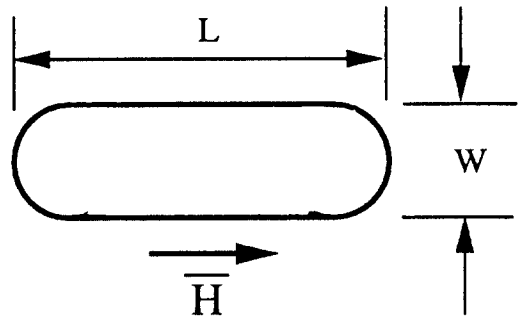


그림 8. 끝이 둥근 슬롯 모양 아이리스와 자기 분극도 방향

Fig. 8. Aperture shape of rounded end slot iris.

2. 매니폴드 멀티플렉서의 모델링

그림 2의 매니폴드 멀티플렉서는 여파기, T-접합 및 몇 개의 도파관으로 구성된다. 구성 부품들의 산란계수를 결정하기 위해서 각 부품을 모델링할 수 있으며 전체 부품을 결합한 후의 모델링 과정을 거쳐 3단(port)

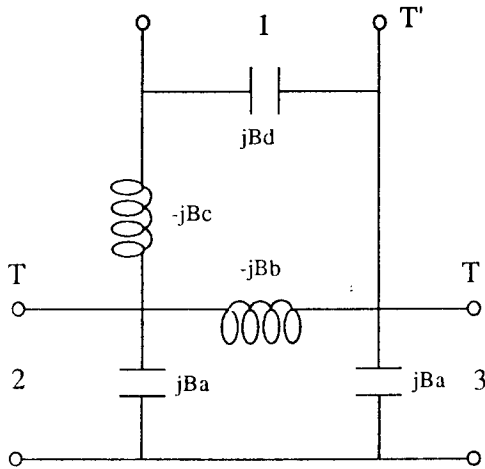


그림 9. E-면 T-접합의 등가회로

Fig. 9. E-plane T-junction equivalent circuit.

멀티플렉서의 특성을 살펴볼 수 있다. 매니폴드 멀티플렉서의 특성이 각 채널과 T-접합 사이의 전송선 길이(dk), 1번 T-접합에서부터 단락면 사이의 전송선 길이(l_1)와 1번 T-접합과 2번 T-접합 사이의 전송선 길이(l_2)에 따라 민감하게 변하므로 이들 길이를 임의로 선정해서는 원하는 특성을 얻기가 불가능하다. 따라서, 도파관 전송선 및 T-접합에 대한 모델링으로 최적화된 값을 구해야한다.

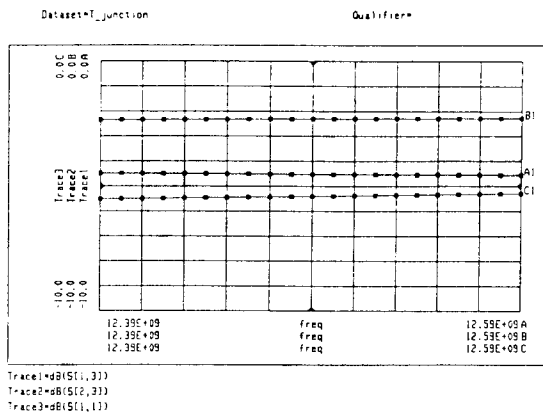
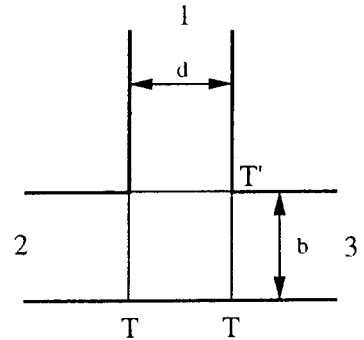


그림 10. 시뮬레이션된 T-접합의 산란계수

Fig. 10. Simulated S-parameters of T-junction.

E-면 T-접합에 대한 모델링 기법은 FEM이나 mode-matching법 등이 이미 소개되어있다.^[15] 여기서는 Marcuvitz의 등가회로를 HP사의 MDS라는 CAD를 이용하여 모델링하였다. 그림 9에는 등가모델을, 그리고, 모델링된 등가회로에 대해서 계산된 3단 산란계수를 그림 10에 나타내었다.



3단 T-접합에 도파관 전송선이 그림 11과 같이 접속되어 2단 망(network)을 구성하는 경우, 2단 망의 응답특성이 최상이 되도록하는 단락된 한 쪽의 전송선의 길이(d)는 T-접합의 입구에서 각 전송선의 끝부분까지의 위상차가 120° 가 되도록 설계되어야한다.^[15] T-접합의 입구에서부터 전송선 끝부분까지의 최소한의 거리는 T-접합에 의해서 야기되는 고차모드를 피할 수 있도록 유지되어야하는데 고차모드를 억제시키는 전송선의 최소 길이는 $0.17\lambda_g$ 는 되어함이 실험적으로 밝혀졌다.^[16] 다른 한편으로 그 길이가 길어지면 고려해야 할 모드의 수가 증가하므로 전송선의 길이는 적당히 최적화되어야 할 것이다. d 가 $(0.6 \sim 0.8)\lambda_g$ 일 때, 가장 우수한 응답특성이 나타남을 알아내었다.^[15]

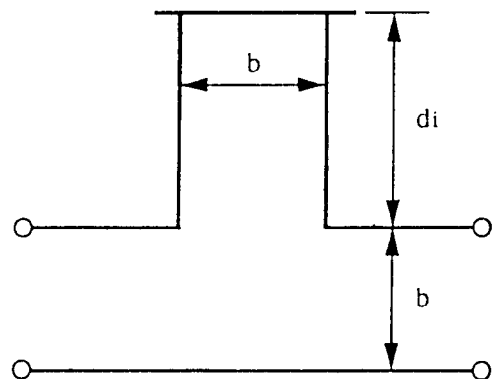


그림 11. 단락된 전송선 길이가 포함된 T-접합
Fig. 11. Side-arm shorted T-junction.

2-채널 멀티플렉서의 모델링 구조를 그림 12에 나타내었다.^{[13][14]} 1번 T-접합과 매니폴드의 단락면 사이

의 거리 (l_1), T-접합사이의 거리 (l_2)와 여파기의 출력 단에서부터 T-접합까지의 거리 (d_k)를 임의로 설정해서 는 도파관 매니폴드 멀티플렉서를 구현하기가 어려우 며 요구조건에 맞는 멀티플렉서의 설계하기 위해서 최 적화 과정을 거쳐야한다. 여기서는 오류 함수가 최소가 되도록 공동단(common port)의 반사손실이 요구조건 을 만족시키도록 하였다. 공동단의 반사손실이 식 (13)의 조건을 만족하면 멀티플렉서의 출력단의 반사 손실값을 계산하여 요구 반사손실값과 비교한다. ¹¹⁶⁾

$$20 \log |S_{n-1, n+1}| \text{ [dB]} \leq R_i \text{ (} \leq 0 \text{)} \quad (13)$$

여기서 n 은 채널수, R_i 는 i 번 채널의 반사손실을 의 미한다.

$$D_i = D_i(l_k, d_k | k=1, 2) \quad (14)$$

오류함수는

$$\overline{ER} = \sqrt{\sum_1^n d_i^2} \quad (15)$$

$$d_i = \begin{cases} D_i - R_i, & D_i - R_i > 0 \\ 0, & D_i - R_i \leq 0 \end{cases}$$

와 같이 정의된다. l_k, d_k 등을 가변시켜 오류함수가 최 소화되도록 조정한다. 오류함수는 T-접합과 단락면 사 이의 거리 (l_k)가 멀티플렉서의 중심채널 주파수에서의 반파장 길이 $\lambda_g/2$ (λ_g : 관내파장) 간격으로 주기적 으로 변할 때마다 그에 따라서 반복된다. 또한, 채널여 파기의 출력단과 T-접합 사이의 거리 (d_k)에 대해서도 $\lambda_g/2$ 간격으로 주기적으로 변한다.

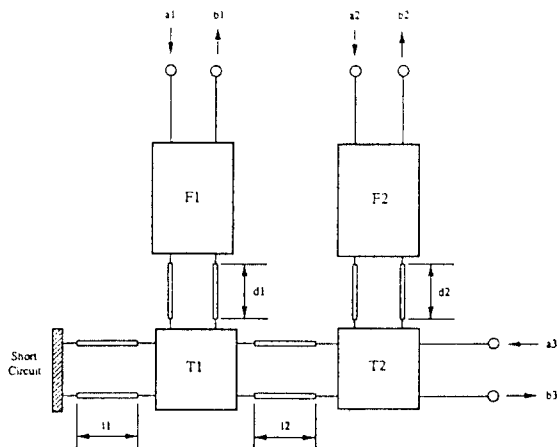


그림 12. 2-채널 멀티플렉서의 모델링 구조
Fig. 12. 2-channel multiplexer modeling con-
figuration.

CAD를 이용하여 멀티플렉서의 특성을 조절하는 방 법은 아래 순서대로 실시하였다. 이 때, 매니폴드의 도 파관에 대한 tuning은 고려하지 않는다.

- ① 제작된 채널여파기의 진폭특성을 저장한다.
- ② l_k 와 d_k 에 설계 초기값을 입력하고 멀티플렉서의 진폭특성을 살펴보고, 식 (15)의 오류함수를 계 산한다. 이 때, d_k 와 l_k 의 초기값은 $\lambda_g/2$ 로, l_2 는 2 개의 채널여파기와 매니폴드와의 체결을 용이하게 하기 위해서 $3(\lambda_g/2)$ 로 정한다.
- ③ 오류함수가 주어진 조건을 만족시키지 못하면 l_1 과 l_2 를 설계초기값으로 맞추어놓고 채널여파기 와 T-접합 사이의 거리 d_k 를 조절하면서 각 채 널의 진폭특성이 원래의 채널여파기 특성을 유지 하도록한다.
- ④ d_k 가 길정이 되면 l_k 의 길이를 조절하여 채널의 삽입손실을 줄여준다.

III. 제작 및 성능측정

본 논문의 채널여파기는 12 GHz 대역에서 36 MHz 대역폭을 갖는 4극 도파관 대역통과여파기이다. 위성체의 무게와 부피를 줄이기 위해서 원통형도파관 을 이용하여 이중모드 구조로 제작되었으며, 여파기의 삽입손실을 줄이기위해서 Q값이 높은 TE₁₁₃ 모드를 이용하였다. 또한, 채널간의 보호대역이 4 MHz로 매우 협소하기 때문에 채널여파기는 대역의 차단특성이 우 수한 타원형 여파기 함수로 설계되었다. 여기서 보호대 역이 4 MHz로 좁은 이유는 한정된 주파수 자원하에 서 주파수를 보다 효율적으로 사용하기 위해서이다.

표 1. 멀티플렉서의 설계 사양
Table 1. Multiplexer specifications.

항 목	채널 1	채널 2
중심주파수	12.470GHz	12.510GHz
대역폭	36 MHz	
보호대역	4 MHz	
삽입손실	1.5 dB	
반사손실	15 dB	
진폭특성	$f_c \pm 18$ MHz	2.9 dB
군지연특성	$f_c \pm 18$ MHz	40 nsec
차단특성	$f_c \pm 22$ MHz	7 dB
	$f_c \pm 40$ MHz	26 dB

멀티플렉서의 설계사양을 표 1에 소개하였다. 채널

여파기 설계시, 통과대역의 리플은 0.0346 dB(20 dB 반사손실), 저지대역점을 $f_c \pm 30.5 \text{ MHz}$ (f_c : 중심주파수)로 하였다. 각 채널의 동작 통과대역은 채널 1번이 12.452 ~ 12.488 GHz, 채널 2번이 12.492 ~ 12.528 GHz이다. 채널 통과대역 끝 부분 ($f_c \pm 18 \text{ MHz}$)에서의 진폭특성을 2.9 dB로 하는 이유는 옆 채널간의 보호대역이 4 MHz밖에 되지 않은 상황에서 인접 채널간의 간섭을 최대한 억제하기 위해서는 어쩔 수 없이 통과대역 끝 부분의 진폭특성을 희생해야 하기 때문이다. 하지만 전체 중계기 채널 특성에 아무런 지장이 없다.

4극 채널여파기의 전달함수 $K(s)$ 를 구하면 식 (16)과 같다.

$$|K(s)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \frac{(s^2 + z_1^2)(s^2 + z_2^2)}{(s^2 + p_1^2)^2}} = \frac{|P(s)|^2}{\epsilon^2 |Q(s)|^2} \quad (16)$$

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

$$\begin{aligned} z_1 &= 0.412252, \quad z_2 = 0.935846, \quad p_1 = 1.8 \\ Q(s) &= s^4 + 2.175406s^3 + 3.412203s^2 + 3.06414s + 1.672500 \\ P(s) &= s^2 + 3.2400 \\ \epsilon &= 1.945453 \\ R &= 1.087703 \\ M &= \begin{bmatrix} 0 & 0.874474 & 0 & 0.236347 \\ 0.874474 & 0 & 0.802393 & 0 \\ 0 & 0.802393 & 0 & 0.874474 \\ 0.236347 & 0 & 0.874474 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

2) 2번 채널여파기

$$\begin{aligned} z_1 &= 0.422618, \quad z_2 = 0.939693, \quad p_1 = 1.801844 \\ Q(s) &= s^4 + 2.11061866s^3 + 3.28898447s^2 + 2.90609453s \\ &\quad + 1.56052541 \\ P(s) &= s^2 + 3.2466418 \\ \epsilon &= 2.091187 \\ R &= 1.055039 \\ M &= \begin{bmatrix} 0 & 0.864339 & 0 & 0.226567 \\ 0.864339 & 0 & 0.793606 & 0 \\ 0 & 0.793606 & 0 & 0.864339 \\ 0.226567 & 0 & 0.864339 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

채널여파기와 매니폴드 등은 알루미늄합금(Al 6061)으로 제작되었다. 최적화된 채널여파기의 공진기와 아이리스의 크기 및 매니폴드의 도파관 전송선 길이를 표 2와 표 3에 각각 나타내었다. 공진기의 직경은 모드차트^[12]를 이용하여 25.91 mm로 결정하였으며 공진기의 길이(L)는 실제 공진주파수를 측정된 결과, 이론식^[13]으로 계산된 값에서 부터 약 0.15 mm 씩 줄였다. Iris의 폭은 1.19 mm로 동일하였고, 두께는 입출력 아이리스는 0.3 mm로, 공진기 사이에 위치하는 십자형 아이리스는 0.2 mm로 하였으며, 아이리스의 길이는 아이리스 전송손실값을 직접 측정한 데이터를 이용하여 결정되었다.^[13] 조정나사는 이중모드를 조정하기 위해서 1개의 공진기에 2개의 주파수 조절나사(tuning screw)와 1개의 결합 조절나사(coupling screw)를 그림 3의 형태로 두었다. 2개의 주파수 조절나사는 상호 수직하게 위치하도록 하였고, 결합량 조절나사는 2개의 모드의 결합량을 동시에 조절할 수 있도록 주파수 조절나사로 부터 135° 인 곳에 두었다.

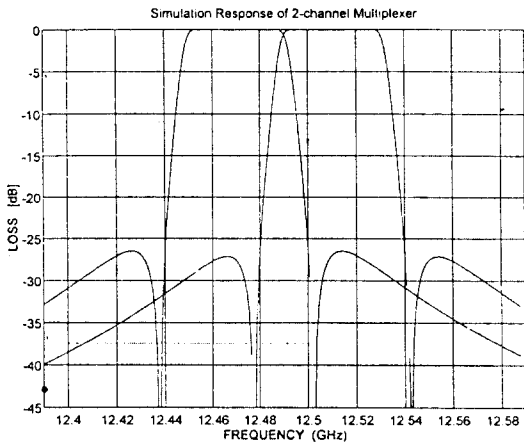
표 2. 채널여파기의 공진기 및 아이리스 크기
Table 2. Cavity & iris size of channel filter.
(단위 : mm)

항 목	채널 1	채널 2
1. 공진기 직경 (D)	25.91	25.91
공진기 길이 (L)	42.37	42.18
2. Iris 길이 (두께)		
1) 입출력 iris (I_1)	9.65 (0.3 t)	9.50 (0.3 t)
2) 십자형 iris (intra-cavity iris)		
- 세로 길이 (I_2)	4.00 (0.2 t)	3.78 (0.2 t)
- 가로 길이 (I_3)	6.00	5.90

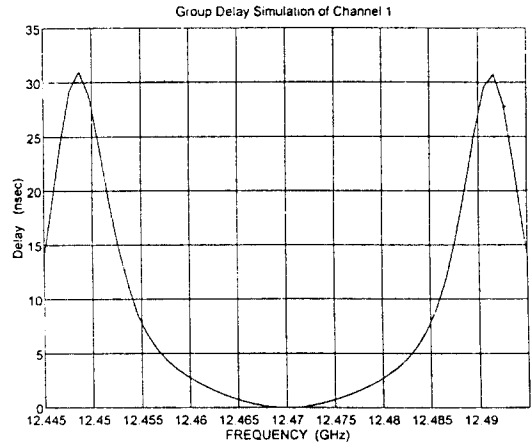
표 3. 최적화된 매니폴드 멀티플렉서의 도파관 길이

Table 3. Optimized waveguide length of manifold multiplexer.
(단위 : mm)

항 목	설계초기값	최적값
1. 채널여파기 출력단과 T-접합 사이의 거리 (d_k)		
- d_1	15.52 (0.5 λ_g)	21.52 (0.69 λ_g)
- d_2	15.52 (0.5 λ_g)	23.83 (0.76 λ_g)
2. 1번 T-접합과 단락면 사이의 거리 (l_1)	15.52 (0.5 λ_g)	15.52 (0.5 λ_g)
3. 1번과 2번 T-접합 사이의 거리 (l_2)	46.29 (1.5 λ_g)	43.49 (1.41 λ_g)



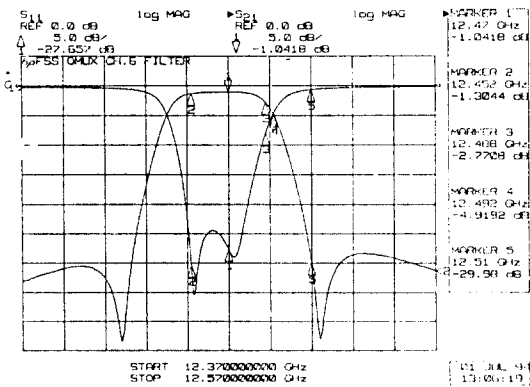
(a)



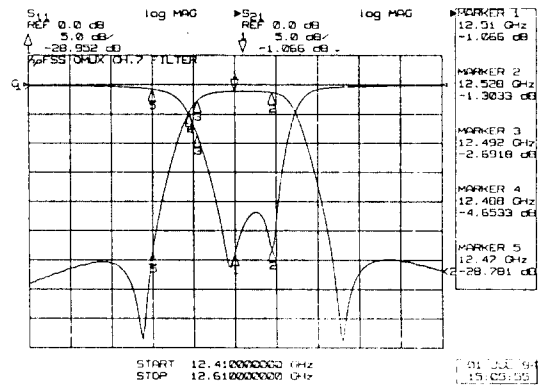
(b)

그림 13. 매니폴드 멀티플렉서의 시뮬레이션 응답특성
(a) 삽입손실특성
(b) 군지연 특성

Fig. 13. Simulated manifold multiplexer response.
(a) Insertion loss response
(b) Group delay response



(a)



(b)

그림 14. 채널여파기 자체만의 성능측정결과
Fig. 14. Measured response of channel filters only.

- (a) 1번 채널여파기
- (b) 2번 채널여파기
- (a) 1st channel filter
- (b) 2nd channel filter

매니폴드 멀티플렉서의 삽입손실과 군지연에 대한 시뮬레이션 특성을 그림 13에 나타내었다. 멀티플렉서에 결합하기 전의 채널여파기 자체만의 특성을 그림

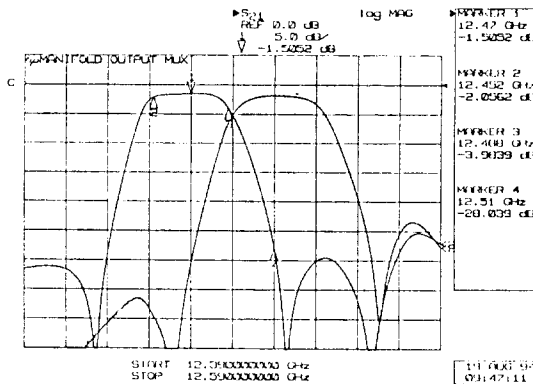
14에, 그리고, 매니폴드로 결합된 멀티플렉서의 성능 측정 결과를 그림 15에 각각 나타내었다.

매니폴드에 결합되기 전의 채널여파기의 측정에서는

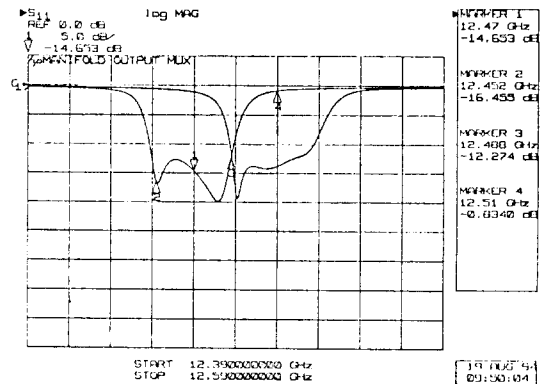
1번 채널과 2번 채널 사이의 대역의 차단특성을 예리하게 하는 방향으로 tuning한 결과, 보호대역에 인접해 있는 각 채널여파기의 통과대역 끝점($f_c \pm 22$ MHz)에서의 반사손실값이 좋지 못하였다. 그러나, 채널여파기 자체만의 삽입손실 측정을 살펴보면 중심에서의 삽입손실값 -1.0 dB, 통과대역 끝점에서의 진폭특성 2.5 dB로 설계사양을 만족함을 보여주었다.

채널여파기를 매니폴드와 결합한 후의 각 채널의 특성변화는 주로 채널 1번의 특성은 주로 2번 채널여파

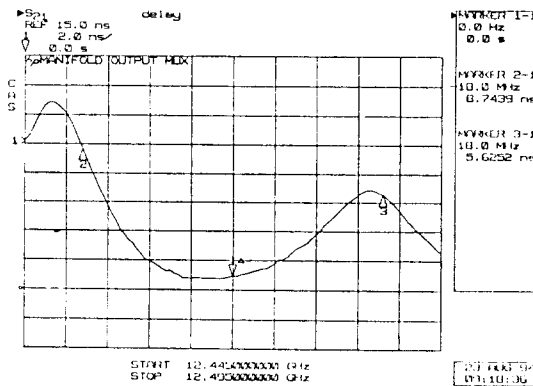
기 출력단과 T-접합 사이의 도파관 전송선 길이(d_2)의 경로변화에 민감한 반응을 나타내는 것으로 확인되었으며, 반대로 채널 2번 신호의 특성은 d_1 의 변화량에 많은 영향을 받음을 알 수 있었다. 그리고, d_1 과 d_2 의 길이 변화로 전체적인 채널여파기의 진폭특성이 갖추어진 후, 각 채널의 삽입손실은 각 T-접합으로 부터 단락면까지의 전송선 길이(l_1, l_2)가 변함으로써 조절이 가능함을 알 수 있었다. 이는 최적화 모델링과 같은 결과임을 확인할 수 있었다. 이 때, d_1 과 d_2 는 각각



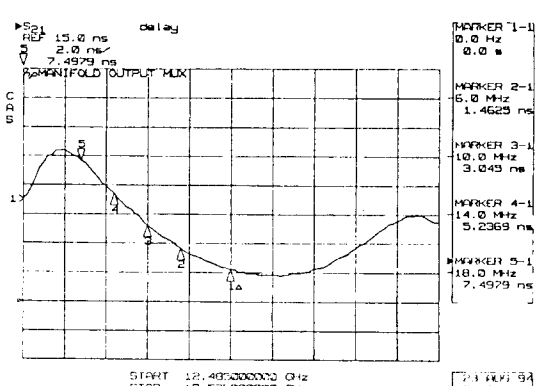
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 15. 매니폴드 멀티플렉서의 성능측정결과

- (a) 삽입손실특성
- (b) 반사손실특성
- (c) 채널 1의 군지연 특성
- (d) 채널 2의 군지연 특성

Fig. 15. Measured response of manifold multiplexer.

- (a) Insertion loss characteristics
- (b) Return loss characteristics
- (c) Group delay of Channel 1
- (d) Group delay of Channel 2

21.52 (0.69 λ_g), 23.53 (0.76 λ_g)로서 d_k 가 (0.6 ~ 0.8) λ_g 일 때가 최상의 선택¹⁵⁾이라는 사실에 부합함을 보여주었다.

멀티플렉서로 구성된 후에 측정된 각 채널의 특성을 표 4에 나타내었다. 삽입손실과 반사손실이 설계요구 값과 각각 0.3 dB, 2 dB 정도의 오차를 보이는 것을 제외한 나머지 요구 사항(진폭특성, 군지연특성, 대역외 차단특성)은 대체로 만족하는 것으로 나타났다. 그리고, 멀티플렉서로 구성하기 전과 후의 삽입손실과 반사손실 특성이 나빠진 것은 T-접합부분에서 직접 반사되는 신호때문일 것이다.

표 4. 멀티플렉서의 성능측정 결과

Table 4. Test result of multiplexer.

항 목	선계사양	채널 1	채널 2
삽입손실 [dB]	-1.5	-1.5	-1.8
반사손실 [dB]	-15	-13	-13
진폭특성 $f_c \pm 18$ MHz [dB]	2.9	2.5	2.5
군지연특성 $f_c \pm 18$ MHz (nsec)	40	5.6	7.5
차단특성 $f_c \pm 22$ MHz [dB]	7	5	5
	$f_c \pm 40$ MHz [dB]	26	26.5

VI. 결 론

본 논문에서는 위성중계기의 출력단 멀티플렉서용으로 삽입손실 특성이 우수한 매니폴드 도파관 멀티플렉서를 설계, 제작하였다. 위성중계기의 고출력 증폭기를 통해서 증폭된 각 채널 신호는 신호간의 간섭과 손실을 최대한 억제된 상태로 지상으로 송출되어야한다. 이를 만족시키기 위해서는 출력단 멀티플렉서는 저삽입손실 특성을 갖는 매니폴드 형태의 도파관 멀티플렉서로 제작되어야하고 현재 대부분의 위성 중계기는 모두 이러한 매니폴드 멀티플렉서를 채택하고 있다.

본 논문에서, 매니폴드 멀티플렉서를 구성하는 채널 여파기는 중계기의 무게와 부피를 고려하여 4극 이중 모드 여파기로 설계되었으며, 보호대역이 4. MHz로 매우 협소하기 때문에 대역외 차단특성이 우수한 타원형 여파기합수를 채택하였다. E-면, T-접합 구조의 멀티플렉서의 구성은 CAD를 이용한 모델링을 통해서 매니폴드 도파관 길이를 최적화시켰다. 실험결과, 멀티플렉서의 성능 특성이 일부 항목이 설계사양에 약간 못미치는 것을 제외하고는 대체적으로 모델링을 통해서 얻은 결과와 잘 일치함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] J. Uher, J. Bornermann, and, Uwe Ros-

enburg, Waveguide components for antenna feed systems : theory and CAD. Atech House, pp. 264-278, 1993.

[2] R.G. Egri, A.E. Williams, and, A.E. Atia, "A contiguous-band multiplexer design", IEEE MTT-S Digest, pp. 86-88, 1983.

[3] S.C. Holme, "A 12 GHz 12 channel contiguous multiplexer for satellite applications", IEEE MTT-S Digest, pp. 295-296, 1984.

[4] R. Tong, J. Dorey, P.Mabson, W.C. Tang, E. Klein-Lebbink, and, C.M. Kudsia, "An 11 GHz contiguous band output multiplexer network for INTELSAT VI spacecraft", IEEE MTT-S Digest, pp. 405-407, 1982.

[5] A.E. Atia, and A.E. Williams, "New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders", COMSAT Tech. Review, pp. 21-43, Fall, 1971.

[6] 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.

[7] R.J. Cameron, "Computer Aided Design of Advanced Microwave Filters", Proceedings of International Symposium SPACECAD (ESA SP-146, November 1979) pp. 357-362.

[8] 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

[9] 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

[10] 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.
- [11] N. Marcuvitz, Waveguide Handbook, New York : McGraw-Hill, pp. 326-333, 1951.
- [12] T.S.Saad, Microwave Engineers' Handbook Vol 1, Massachusetts : Artech House, pp. 182, 1971.
- [13] 정근욱, 이재현, 박광량, 김재명, "Iris 전송손실 측정값을 이용한 도파관 이중모드 채널 여파기의 성능개선", 춘계 마이크로파 및 전파전자학술발표회, vol. 17, No.1, 1994
- [14] 박주래, 임정수, 한석태, 박동철, "Contiguous 대역을 갖는 도파관 manifold 다이플렉서에 관한 연구", 전자공학회지, 제 30권, A편 제5호, pp. 36-43, 1993년 5월
- [15] X.P. Liang, K.A. Zaki, and A.E. Atia, "A rigorous three plane mode-matching technique for characterizing waveguide T-junctions, and its application in multiplexer design", IEEE Trans. on Microwave Theory and Technology, vol. MTT-39, pp. 2138-2147, 1991.
- [16] X.P. Liang, K.A. Zaki, and A.E. Atia, "Channel expansion and tolerance analysis of waveguide manifold multiplexers", IEEE Trans. on Microwave Theory and Technology, vol. MTT-40, pp. 1591-1594, 1992.

 저 자 소 개



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