

碩士學位論文

二重偏波 給電시스템用 다이플렉서 設計

濟州大學校 大學院



通信工學科
제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

朴 宰 信

1996 年 12 月

二重偏波 給電시스템用 다이플렉서 設計

指導教授 梁 斗 榮

朴 宰 信

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함


1996年 12月

朴 宰 信의 工學 碩士學位 論文을 認准함




제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY


審査委員長

金 興 洙 

委員

林 載 允 

委員

梁 斗 榮 

濟州大學校 大學院

1996年 12月

**Design of Diplexer for a Dual Polarizing
Feed System**

Jae-shin Park

(Supervised by professor Doo-yeong Yang)

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING



DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING
GRADUATE SCHOOL
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

1996. 12

목 차

Abstract	1
I. 서론	2
II. 송·수신 여파기 설계이론	5
1. 삼입손실법에 의한 여파기 설계	5
2. 계단임피던스 합성	5
3. E면 여파기 실현방법	9
4. 임피던스 변환기 설계	12
III. 모드정합법에 의한 주름형 여파기 합성과 T접합부 해석	14
1. 주름형 여파기 합성	15
2. E면 분기 T 접합면 해석	18
3. H면 분기 T 접합면 해석	22
IV. 다이플렉서 설계이론과 모드정합회로 설계이론	26
1. 다이플렉서 설계이론	26
2. 모드정합회로 설계이론	27
V. 설계 및 계산결과 고찰	29
1. 여파기 설계 및 T접합부 해석	29

2. T 접합형 다이플렉서 설계	39
3. 모드정합회로 설계	41
VI. 결론	43
참고문헌	44
부 록A	47
부 록B	48



Abstract

We analyze T-junction using TE_{mn}^x mode theory and design a diplexer with the results in this thesis. A diplexer is constructed by T-junction combined transmitting filter with receiving filter. These filters are designed by the insertion loss method. Applying TE_{mn}^x mode theory to this thesis, we exactly analyze T-junction type branched circuit that transmitting filter is combined with receiving filter. Matching elements are designed to reduce mismatching conditions on the discontinuity imposed by T-junction, so that a diplexer is optimized and has the best property.

An optimum diplexer has characteristics that reflected power is about -20dB in the receiving passband from 3.625 GHz to 4.125 GHz and the transmitting passband from 5.85 GHz to 6.425 GHz and that transmitted power is approximately less than -70dB in the stopband.

I. 서론

위성통신을 수행하기 위한 지구국 안테나의 급전장치에는 송·수신여파기가 결합된 다이플렉서(diplexer), 편파의 방향을 만드는 편파기(polarizer), 2개의 편파를 합성 또는 분리하는 직교모드변환기(OMT)등으로 구성된다. 여기서 다이플렉서는 송신신호와 수신신호를 각각 분리시키기 위해 송신여파기와 수신여파기를 결합시켜 구성하고 있다. 다이플렉서는 단지 송·수신신호를 분리하여 주는 기능만 갖고 있어 안테나 급전장치를 구성할 때 편파기와 더불어 수평편파 수신신호와 수직편파 수신신호를 분리하고 수평편파와 수직편파의 송신신호를 합성하기 위해서는 직교모드변환기를 설계하여야 한다.

다이플렉서의 형태는 송·수신여파기의 결합형태에 따라 분배기형과 T 접합 분기형으로 나눌 수 있다. Bornemann(1990)은 송·수신여파기를 분배기형으로 구성하여 다이플렉서를 설계하였고, Arndt(1988)는 여파기를 H면 T 접합형으로 결합하여 TE_{mn}^x 모드 정합법을 이용하여 설계하였다. 그 중 T 접합 분기형은 모양이 간결하여 제작이 쉬운 잇점이 있다. 이러한 이유로 다이플렉서를 설계할 때 주로 송·수신용 여파기를 T 접합 분기회로로 구성하는 방법을 많이 사용한다. T 접합 분기회로는 직교모드 변환기, 다중화 장치 등에 주로 사용되는 회로 소자로써 서로 다른 도파관을 상호 연결시키는 접합소자로서 주 도파관의 전계면에서 도파관을 분기시켰을 경우 E면 T 접합소자, 자계면에서 분기시켰을 경우를 H면 T 접합소자라 한다. 송·수신 신호를 분리하거나 합성시킬 때 주 도파관에서 분기 회로를 구성하여 접합면을 만들면 분기면에서 불연속 특성을 갖게된다. 불연속 특성은 도파관의 두께와 접합부위 그리고 분기면에서 결합되는 개구면의 형태에 따

라 서로 다른 결과값이 도출된다. 이러한 현상 때문에 정밀도가 요구되는 마이크로파 소자의 설계에 있어서는 동조나사(tuning screws)들을 만들어 이들을 조정하여 특성을 찾아내는 시행오차(trial- and-error)법을 사용하고 있다. 그리고 T 접합면에 대한 등가회로를 구성하여 각각의 계수값들을 계산하는 방법을 많이 사용하고 있다.(Sieverding and Arndt, 1992)

다이플렉서 설계시 반드시 고려하여야 하는 회로중 하나는 마이크로파 여파기이다. 마이크로파 여파기는 도파관, 마이크로스트립 선로, 유전체 공진기 등을 사용하여 다양한 구조로 구성시킬 수 있다.(Matthaei 등, 1980) 그중 도파관 여파기는 도파관 내부에 유전체판 및 도체봉을 삽입하여 구성하거나 도파관 벽면을 주름형태(corrugate)로 깎아서 설계하고 제작한다. 전자의 경우 충격이나 물리적인 힘에 의해 특성이 달라질 수 있고 장기간 사용할 때 보정해 주어야 하는 단점이 있다. 주름형 도파관 여파기의 경우 도파관 자체로 구성되어 있기 때문에 견고하고 영구 보존적이라는 장점은 있지만 도파관 불연속면에 대하여 정확한 해석을 해야만한다.

본 논문에서는 송·수신 여파기를 결합시켜 다이플렉서 설계시 형성되는 T 접합면에 TE_{mn}^x 모드 이론을 적용하여 E면 및 H면 T 접합부의 전자계 특성을 해석한다. 그리고 E면 및 H면 T 접합회로를 구성하여 수직편파 수신신호와 수평편파 수신신호를 동시에 분리하고 수직편파 송신신호와 수평편파 송신신호를 합성시킬 수 있도록 설계한다. 또한 유도성 창(inductive iris)을 T 접합 분기회로와 송수신 여파기 사이에 정합소자를 삽입시켜 최적화된 다이플렉서를 설계한다. 본 논문은 I 장에서 본 연구의 필요성과 연구의 방향을 제시하고, II 장에서는 마이크로파 여파기와 임피던스 변환기의 설계 이론을 제시한다. III 장에서는 TE_{mn}^x 모드이론을 이용하여 여파기와 T 접합부를 해석하며, IV 장에서는 III 장에서 해석

한 여파기와 T 접합 분기회로를 이용한 다이플렉서 설계이론과 모드정합회로 설계이론을 제시한다. V 장에서는 다이플렉서를 설계하고, 마지막으로 VI 장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 송·수신 여파기 설계이론

1. 삽입손실법에 의한 여파기 설계

삽입손실법에 의한 여파기응답은 입사전력과 부하에 전송된 전력의 비로 얻어진다.

$$P_{LR} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (1)$$

여기서 P_{LR} 은 전력손실비이고, $\Gamma(\omega)$ 는 전력반사계수이다. $|\Gamma(\omega)|^2$ 은 ω 의 우대칭 함수이므로 ω^2 의 다항식으로 표현한 후 식(1)에 대입하면

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (2)$$

이 된다. 여기서 M 과 N 은 ω^2 의 실수다항식이며 M 은 짝수차항, N 은 홀수차항을 갖는다. 물리적으로 실현가능한 여파기의 전력손실비는 식 (2)와 같은 형태이어야 한다.

2. 계단 임피던스 합성

E면 대역통과 여파기를 설계하기 위하여 등파상 프로토타입 저역 여파기의 분

포정수형 제단 임피던스를 구하는 합성법을 제시하고 이 임피던스값들을 구한다.

Fig. 2는 Fig. 1과 같은 반파장 여파기에 대하여 체비셰프 등파상 응답에서의 삽입손실을 나타낸다.

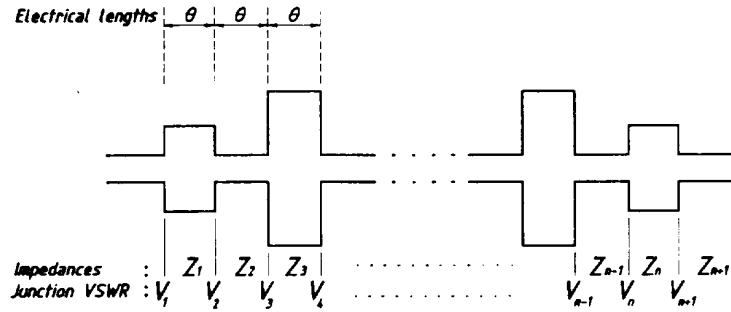
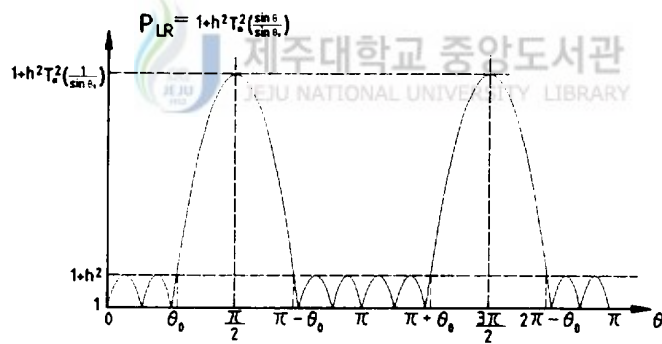


Fig. 1. The half-wave filter



$$\text{최대 감쇄} : L = 10 \log_{10} \left[1 + h^2 T_n^2 \left(\frac{1}{\sin \theta_0} \right) \right] = 10 \log_{10} \left[\frac{(R+1)^2}{4R} \right]$$

$$\text{대역폭} : BW = \frac{4\theta_0}{\pi}$$

$$\text{리플 VSWR} : s = 1 + 2h^2 + 2\sqrt{h^2 + h^4}$$

Fig. 2. Low-pass filter characteristic($n=5$)

식 (2)의 결과 수식으로부터 등파상 응답특성을 나타내는 삽입손실은 다음 식으로 표현된다.(Levy, 1967)

$$P_{LR} = 1 + h^2 T_n^2 \left[\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right] \quad (3)$$

여기서 대역통과 여파기의 차단주파수 f_1 과 f_2 에서의 관내파장을 각각 λ_{g1} , λ_{g2} , 중심주파수 f_0 에서의 관내파장을 λ_{g0} 라 하면 θ 는 $\pi\lambda_{g0}/\lambda_g$ 로 전송선로의 전기적인 길이를 나타낸다. 또한 $\pi-\theta_0$ 와 $\pi+\theta_0$ 는 각각 분포정수 반파장 저역통과 원형여파기의 차단주파수 f_1 및 f_2 에 해당된다. 그리고 T_n 은 n 차 체비셰프 함수이고, h^2 은 리플의 크기이다. 이 삽입손실식으로부터 전력반사계수는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$|\Gamma|^2 = \frac{P_{LR} - 1}{P_{LR}} = \frac{h^2 T_n^2 \left[\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right]}{1 + h^2 T_n^2 \left[\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right]} \quad (4)$$

$\coth \theta$ 를 p 로 놓고 식 (4)를 p 의 함수로 표현한 후 반사계수와 정규화 입력 임피던스와의 관계식에 의해 저역여파기의 정규화 입력임피던스를 구할 수 있다.

임피던스 Z 와 전기적 길이 θ 를 갖는 균일한 전송행렬을 구한 후 전송행렬을 길이가 같은 n 개의 소자로 직렬 연결했을 때 p 에 대한 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{1}{(p^2-1)^{n/2}} \prod_{r=1}^n \begin{bmatrix} p & Z_r \\ \frac{1}{Z_r} & p \end{bmatrix} = \frac{1}{(p^2-1)^{n/2}} \begin{bmatrix} A(p) & B(p) \\ C(p) & D(p) \end{bmatrix} \quad (5)$$

또한 직렬접속된 전송선의 입력 임피던스는 다음과 같다.

$$Z(p) = \frac{A(p)+B(p)}{C(p)+D(p)} \quad (6)$$

여기서 A(p)와 D(p)는 n이 짝수이면 짝수 다항식, n이 홀수이면 홀수 다항식이 된다. 또한 B(p)와 C(p)는 그 반대이다. 식 (5)의 행렬 $\begin{bmatrix} A(p) & B(p) \\ C(p) & D(p) \end{bmatrix}$ 에

$\begin{bmatrix} p & -Z_r \\ -1/Z_r & p \end{bmatrix}^{-1}$ 을 연속적으로 곱하면 전체는 n개의 연속되는 행렬로 나뉘어지게 되며, 각각의 연산과정에서 4개의 모든 행렬성분은 (p^2-1) 로 나누어져야 한다. Z_r 은 다음과 같이 두 방법으로 표현된다. Fig. 1에서 첫째단의 임피던스 Z_1

은



$$Z_1 = \frac{A(p)\text{의계수의합}}{C(p)\text{의계수의합}} = \frac{B(p)\text{의계수의합}}{D(p)\text{의계수의합}} \quad (7)$$

이 된다. 식 (7)의 두 표현 방법에 따라 결과의 정확도를 확인할 수 있다. 저역역파기에서 임피던스는 다음의 관계를 만족한다.

$$Z_r, Z_{n-r-1} = \begin{cases} 1 & (n\text{이 홀수인 경우}) \\ s & (n\text{이 짝수인 경우}) \end{cases} \quad (8)$$

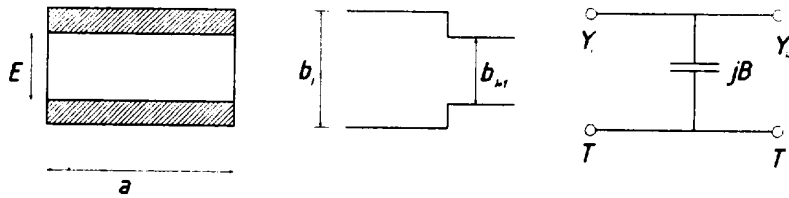
여기서 s 는 리플 정재파비이고 식 (3)의 h 와의 관계는 다음과 같다.

$$h = \frac{s-1}{2\sqrt{s}}, \quad s = 1 + 2h^2 + 2\sqrt{h^2 + h^4} \quad (9)$$

n 이 짝수이면 Fig. 1에 나타낸 것처럼 출력단 임피던스는 s 와 같고, 홀수이면 1이 된다.

3. E면 여파기 실현방법

주름형 E면 대역통과 여파기는 앞에서 계산한 계단 임피던스값을 구형도파관의 E면에 불연속을 만들어 구현시킨 여파기를 말한다. 본 논문에서 설계하고자 하는 계단형 대역통과 여파기는 반파장 여파기이다. 반파장 여파기는 각 단의 중심주파수에서 반파장 길이(180°)를 갖는 무손실의 균일한 전송선로를 이용하여 직렬 결합시킨 직렬접속 여파기이다.(Young, 1963) 설계과정은 앞에서 다룬 임피던스 합성법을 이용하여 원하는 통과대역과 저지대역을 갖는 여파기가 되도록 단수, 정재파비, 정규화 대역폭을 적절히 조절하여 계단 임피던스값을 계산한다. 다음 단계는 도파관의 E면 또는 H면에 불연속을 만들어 계단 임피던스값이 실현되도록 각 단의 단면의 높이 b 와 길이 L 을 계산하여 물리적인 길이를 산출한다. Fig. 3은 계단 임피던스를 구형도파관으로 구현하기 위한 것이다.



(a) Cross sectional view (b) Side view (c) Equivalent circuit

Fig. 3. Equivalent circuit for change in height of rectangular waveguide

구형도파관의 장축을 a , 단축을 b 라 하면 폭 a 는 일정하고 높이 b 가 서로 다를 때 두개의 구형도파관의 접합면에서 나타나는 임피던스의 비는 다음관계로 주어진다.(Young, 1960)

$$\frac{Z_i}{Z_{i+1}} = \frac{b_i}{b_{i+1}} \quad (10)$$

식 (10)은 임의의 i 와 $i+1$ 번째 임피던스비를 폭의 비로 나타낸 것이다.

불연속면에서 생기는 반사계수로 표현된 직렬공진기 여파기를 이에 상응하는 등가회로로 나타내면 회로상에서의 서셉턴스 B_i 는

$$B_i = \frac{1}{\sqrt{1 - |\Gamma_i|^2}} [(1 + h_i)|\Gamma_i| + h_i - 1] \quad (11)$$

이다. 여기서 h_i 는 계단 임피던스 Z_{i-1} 과 Z_i 의 비이다.

각단의 전기적인 길이(ϕ_i)는 식(11)을 이용하여 다음과 같이 계산된다.

$$\phi_i = \pi + \phi_i^2 + \phi_{i+1}^1 \quad (12)$$

$$\text{여기서 } \phi_i^1 = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{B_i^2 + h_i^2 - 1}{2B_i} \right)$$

$$\phi_i^2 = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{B_i^2 + 1 - h_i^2}{2h_i B_i} \right) \text{ 이다.}$$

다단으로 구성된 임피던스 특성값을 각단의 전송선 이론에 대입하여 전체회로의 합성식을 유도하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^n \begin{bmatrix} \cos \phi_i & jZ_i \sin \phi_i \\ \frac{j \sin \phi_i}{Z_i} & \cos \phi_i \end{bmatrix} \quad (13)$$

여기서 Z_i 는 i 번째단의 계단임피던스 값을 나타내며 ϕ_i 는 전기적 길이를 의미한다. 식 (13)을 산란행렬로 변환하면 반사계수(S_{11})와 전송계수(S_{21})를 얻을 수 있다.

$$S_{11} = \frac{A+B-(C+D)}{A+B+C+D} \quad (14)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A+B+C+D} \quad (15)$$

4. 임피던스 변환기 설계

서로 다른 이중면을 갖는 구형도파관을 정합시키기 위해 일반적으로 $\lambda/4$ 임피던스 변환기가 사용된다. $\lambda/4$ 임피던스 변환기는 주어진 대역폭내에서 임피던스 크기를 변화시킬 뿐 아니라 대역통과 여파기 역할을 한다. 협대역 임피던스 정합에 있어서는 1단 임피던스 변환기로도 충분하지만 원하는 주파수 대역에 걸쳐 최적화된 정합특성을 얻기 위해서는 다단 임피던스 변환기가 필요하다.

임피던스 변환기에서 각 단의 장축 a 는 다음 식에 의해 구해진다.

$$a_{i+1} = a_i \left(\frac{a_{out}}{a_{inp}} \right)^{\frac{1}{N}} \quad (16)$$

여기서 N 은 단수이며 a_{inp} 과 a_{out} 는 정합시키고자 하는 두 개의 구형도파관 장축의 길이이다.



임피던스 변환기의 정합함수가 버터로스(Butterworth)함수인 경우 도파관의 단축길이 b 는 다음 식과 같이 계산할 수 있다.(Uher 등, 1993)

$$b_{i+1} = b_i \frac{Z_{i+1}}{L_{i+1} K_c} \quad (17)$$

$$Z_{i+1} = \exp(\gamma G_{i+1}), \quad \gamma = (\Gamma)^{-1} \log(R_a) \quad (18)$$

$$\Gamma = \sum_{i=2}^{N+1} G_i = \sum_{i=2}^{N+1} 2 \sin\left(\pi \frac{2i-3}{2(N+1)}\right) \quad (19)$$

$$R_a = X_c^{N+1} \frac{\lambda_g^{(out)} b_{out} a_{out}}{\lambda_g^{(inp)} b_{inp} a_{inp}} \quad (20)$$

$$X_c = -0.5\delta^2 - 2\delta + 2.5, \quad \delta = \left(\frac{a_{out}}{a_{inp}} \right)^{\frac{1}{N+1}} \quad (21)$$

$$L_{i+1} = \frac{\lambda_{g(i+1)}}{\lambda_{g(i)}}, \quad K_c = \delta R_a \quad (22)$$

여기서 λ_g 는 각 단의 관내 파장이며 각 단의 길이는 $\lambda_g/4$ 이다.

III . 모드정합법에 의한 주름형 여파기 합성과

T 접합부 해석

앞에서 다룬 여파기 설계 이론으로 여파기를 설계할 경우 구형도파관에 불연속면이 존재하므로 기본모드의 파만 입사되더라도 도파관내에는 기본모드와 더불어 고차모드가 발생한다. 따라서 불연속 경계면에서 발생하는 고차모드를 고려하기 위해 정확한 모드이론식에 의한 불연속 특성을 해석하여야 한다.

모드정합법을 사용하여 구형도파관 불연속 경계면을 해석하는 방법은 두가지가 있다. 전파가 z방향으로 진행할 경우 첫째 방법은 수정된 TE_{mn} 모드 정합법으로 불연속 경계면에 단일모드 구형도파관 성분을 적용하는 것이다. 둘째 방법은 $TE_{mn}-TM_{mn}$ 모드 정합법으로 직교편파를 분리하여 구할 수 있는 문제, 혹은 이중면 불연속 다음에 또다른 불연속이 존재하는 경우와 같은 E_x 를 제외한 나머지 전자파만으로 해석할 수 없는 경우에 적용된다. 이와같은 경우 전자계 성분은 전체 벡터포텐셜 F와 자계 벡터포텐셜 A에 의해 유도된다.(Bornemann and Vahldieck, 1990)

일반적인 모드 정합이론인 $TE_{mn}-TM_{mn}$ 모드 정합법은 극히 작은 E_x 성분을 계산하기 위해 불연속 경계면 양쪽에 많은 수의 모드를 필요로 하게 된다. 이러한 이유로 $TE_{mn}-TM_{mn}$ 모드 정합법은 TE_{mn} 모드 정합법보다 큰 행렬이 필요하므로 수렴속도가 늦다. 따라서 이중면 불연속 경계면을 해석하는 경우에는 TE_{mn} 모드 정합법으로도 충분하다.

1. 주름형 여파기 합성

Fig. 4는 도파관의 이중면 계단 불연속을 나타낸 것이다. I 영역과 II 영역 사이의 불연속 면에서 전자계 성분은 다음 행렬관계식을 만족한다.

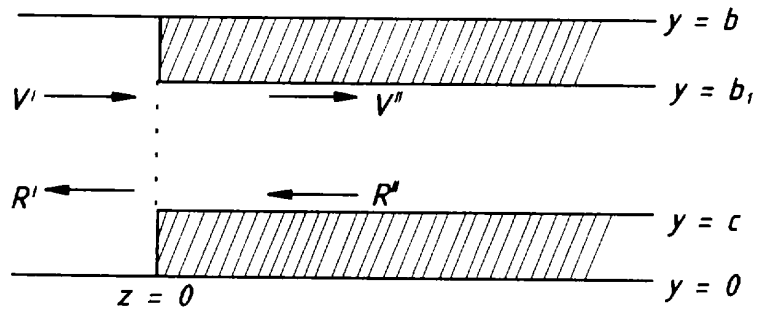


Fig. 4. 1step E-H plane discontinuity of a rectangular waveguide

$$E_y : V^I + R^I = L_E (V^{II} + R^{II}) \quad (23)$$

$$H_x : L_{H_x} (V^I - R^I) = (V^{II} - R^{II}) \quad (24)$$

$$H_y : L_{H_y} (V^I - R^I) = (V^{II} - R^{II}) \quad (25)$$

전자계 성분으로부터 행렬 $[L_E]$, $[L_{H_x}]$, $[L_{H_y}]$ 는 모드 정합계수로 다음과 같이 구해진다.

$$[L_E]_{pq} = \frac{4}{\sqrt{F^I F^{II}}} \sqrt{\frac{k_{zq}^{II} \{k_o^2 - (k_{xp}^I)^2\}}{k_{zp}^I \{k_o^2 - (k_{xq}^{II})^2\}}} \int \int_{F^{II}} T_p^I T_q^{II} dF \quad (26)$$

$$[L_H]_{qp} = \frac{4}{\sqrt{F^I F^{II}}} \sqrt{\frac{k_{zq}^{II} \{k_o^2 - (k_{xp}^I)^2\}}{k_{zp}^I \{k_o^2 - (k_{xq}^{II})^2\}}} \int \int_{F^{II}} T_p^I T_q^{II} dF \quad (27)$$

$$[L_H]_{qp} = \frac{4}{\sqrt{F^I F^{II}}} \sqrt{\frac{k_{zq}^{II} \{k_o^2 - (k_{xq}^{II})^2\}}{k_{zp}^I \{k_o^2 - (k_{xp}^I)^2\}}} \frac{k_{xp}^I k_{yp}^I}{k_{xq}^{II} k_{yq}^{II}} \int \int_{F^{II}} T_{py}^I T_{qy}^{II} dF \quad (28)$$

여기서 p, q는 각 영역의 모드를 나타내는 m, n값의 조합이다.

주파수가 높고 3차원 구조를 갖는 도파관 회로에서는 회로정수의 계산이 매우 복잡할 뿐 아니라 오차가 크기 때문에 산란계수를 이용하는 것이 편리하다.

Fig. 4에서 Z=0인 불연속면의 산란행렬은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} R^I \\ V^{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^I \\ R^{II} \end{bmatrix} \quad (29)$$

여기서 행렬 [S]는 식(23) ~ 식(25)를 이용하여 구할 수 있다.

TE_{mn}^x 모드 정합법은 H_y 성분을 무시하고 E_y , H_x 성분만의 정합으로 해석하여도 대부분의 경우에 좋은 결과를 나타내지만 공진이 일어날 수 있는 아이리스 형태의 도파관에서는 나쁜 결과를 초래하므로 H_y 성분을 고려한 수정된 TE_{mn}^x 모드 정합 절차를 적용해야 한다.

이중면 불연속의 산란행렬을 모드 정합계수로 나타내면 다음과 같다.

$$S_{11} = [L_E L_H + U]^{-1} [L_E L_H - U]$$

$$S_{12} = 2[L_E L_H + U]^{-1} L_E$$

$$S_{21} = L_H \{ U - [L_E L_H + U]^{-1} [L_E L_H - U] \} = L_H [U - S_{11}] \quad (30)$$

$$S_{22} = U - 2L_H [L_E L_H + U]^{-1} L_E = U - L_H S_{12}$$

여기서 U 는 단위행렬이다.

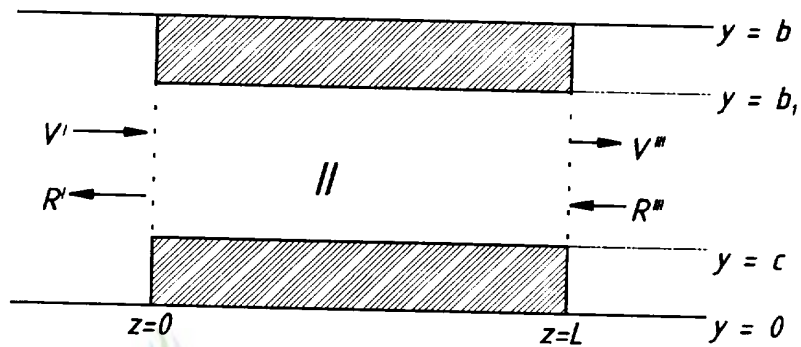


Fig. 5. 2step E-H plane discontinuity of a rectangular waveguide

Fig. 5는 2단의 이중면 계단 불연속을 나타낸 것으로 산란행렬은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} R^I \\ V^{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^I \\ R^{II} \end{bmatrix} \quad (31)$$

행렬 $[S']$ 의 각 소자는 행렬 $[S]$ 의 소자로 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}
 S_{11}' &= S_{22}' = S_{11} + S_{12}D[U - S_{22}DS_{22}D]^{-1}S_{22}DS_{21} \\
 S_{21}' &= S_{12}' = S_{12}D[U - S_{22}DS_{22}D]^{-1}S_{21}
 \end{aligned}
 \tag{32}$$

다단으로 연결된 계단 임피던스를 갖는 주름형 E면 여파기는 식(32)를 반복적으로 적용하여 n단까지 계산함으로써 회로의 전체 산란 파라미터 특성을 얻을 수 있다.

2. E면 분기 T 접합면 해석

Fig. 6은 주도파관의 E면에 분기회로를 구성하여 전력분배 및 전력합성을 유도하기 위한 E면 T 접합분기회로이다.

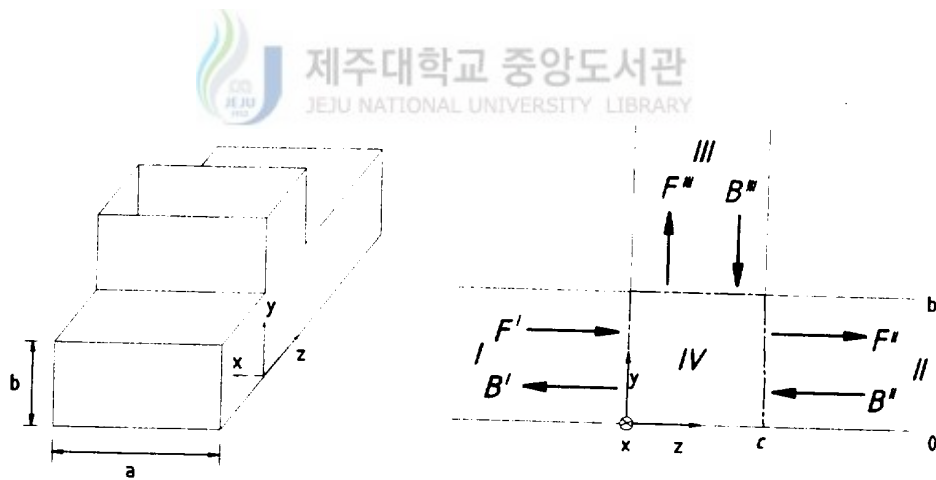


Fig. 6. E-plane T-junction in rectangular waveguide(left): coordinate system and wave amplitude(right)

영역 I, II, III는 직각좌표계로 구성된 입출력 단자이고 영역 IV는 T 접합회로의 공통분기부이다. 각 영역에서 형성되는 도파관 내부의 전자계 특성식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \nabla \times \vec{A}_h \\ \vec{H} &= \frac{j}{\omega\mu_0} \nabla \times \nabla \times \vec{A}_h\end{aligned}\quad (33)$$

여기서 \vec{A}_h 는 자계 벡터 포텐셜이다.

구형도파관의 기본모드인 TE_{10} 모드가 입사되면 Fig. 6과 같은 회로에서는 E_x 성분은 E_y, E_z 성분에 비해 매우 작은 값을 갖게 되므로 TE_{mn}^x 모드 정합법을 적용하면 쉽게 도파관내부의 전자계 특성식을 유도할 수 있다. 이는 기존의 $TE_{mn} - TM_{mn}$ 모드 정합법보다 행렬의 수를 줄여 계산속도를 빠르게 하면서도 정확한 해석을 할 수 있는 장점이 있다.

x성분의 벡터포텐셜을 이용하여 각 경계면의 전위함수를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}A_{hx}^I &= \sum_m \sum_n G_{mn}^I \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} (F_{mn}^I e^{-jk_z^I z} - B_{mn}^I e^{jk_z^I z}) \\ G_{mn}^I &= 2 \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{ab k_z^I \left[k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 \right]}} \quad , \quad k_z^I = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \\ A_{hx}^{II} &= \sum_p \sum_q G_{pq}^{II} \sin\left(\frac{p\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{q\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0q}}} (F_{pq}^{II} e^{-jk_z^{II}(z-c)} - B_{pq}^{II} e^{jk_z^{II}(z-c)})\end{aligned}\quad (34)$$

$$G_{pq}^{\text{II}} = 2\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{ab k_z^{\text{II}} \left[k_0^2 - \left(\frac{p\pi}{a}\right)^2 \right]}}, \quad k_z^{\text{II}} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{p\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{q\pi}{b}\right)^2} \quad (35)$$

$$A_{hx}^{\text{III}} = \sum_k \sum_l G_{kl}^{\text{III}} \sin\left(\frac{k\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{l\pi}{c} z\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0l}}} \left(F_{kl}^{\text{III}} e^{-jk_z^{\text{III}}(y-b)} - B_{kl}^{\text{III}} e^{jk_z^{\text{III}}(y-b)} \right)$$

$$G_{kl}^{\text{III}} = 2\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{ac k_y^{\text{III}} \left[k_0^2 - \left(\frac{k\pi}{a}\right)^2 \right]}}, \quad k_y^{\text{III}} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{k\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{l\pi}{c}\right)^2} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} A_{hx}^{\text{I}} = & \sum_m \sum_n C_{mn}^{\text{I}} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \cos\{k_z^{\text{I}}(z-c)\} \\ & + \sum_p \sum_q C_{pq}^{\text{II}} \sin\left(\frac{p\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{q\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0q}}} \cos(k_z^{\text{II}} z) \\ & + \sum_k \sum_l C_{kl}^{\text{III}} \sin\left(\frac{k\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{l\pi}{c} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0l}}} \cos(k_y^{\text{III}} y) \end{aligned} \quad (37)$$

영역 IV에서 전위함수는 영역 I, II, III의 전자계가 공존하는 영역이므로, 세 개의 단락회로 도파관에 대응하는 함수의 중첩으로 계산한다. 그리고 식(37)에서의 계수 C는 식(34)~식(36)을 식(33)에 대입하여 전자계식을 유도한 후 각 경계면 ($z = 0$, $z = c$, $y = b$)에서 전계의 정합조건을 적용하면 다음과 같이 구해진다.

$$C_{mn}^{\text{I}} = \frac{-jG_{mn}^{\text{I}}}{\sin(k_z^{\text{I}} c)} (F_{mn}^{\text{I}} + B_{mn}^{\text{I}}) \quad (38)$$

$$C_{pq}^{\text{II}} = \frac{jG_{pq}^{\text{II}}}{\sin(k_z^{\text{II}} c)} (F_{pq}^{\text{II}} + B_{pq}^{\text{II}}) \quad (39)$$

$$C_{kl}^{\text{III}} = \frac{j G_{kl}^{\text{III}}}{\sin(k_y^{\text{III}} b)} (F_{kl}^{\text{III}} + B_{kl}^{\text{III}}) \quad (40)$$

식(38)~식(40)을 식(37)에 대입한 후 마찬가지로 방법으로 자계의 정합조건을 적용하면 각 경계면에서의 진행파와 반사파간의 관계식을 구할 수 있고, 이를 산란행렬로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} B^I \\ F^{II} \\ F^{III} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^I \\ B^{II} \\ B^{III} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(I-D_T) & -D_S & -L^I \\ D_S & (I-D_T) & -L^{II} \\ -L^{III} & -L^{IV} & (I-D_C) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -(I-D_T) & D_S & L^I \\ D_S & (I+D_T) & L^{II} \\ L^{III} & L^{IV} & (I+D_C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^I \\ B^{II} \\ B^{III} \end{bmatrix} \quad (41)$$

여기서 각각의 결합계수들은 다음과 같다.

$$L^I = \frac{4j}{a \sin(k_y^{\text{III}} b)} \sqrt{\frac{k_z^I \left[k_0^2 - \left(\frac{k\pi}{a} \right)^2 \right]}{bck_y^{\text{III}} \left[k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 \right]}} \times \int_0^a \int_0^b \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{k\pi}{a} x\right) \frac{\cos(k_y^{\text{III}} y)}{\sqrt{1+\delta_{0l}}} \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} dy dx \quad (42)$$

$$L^{II} = (-1)^l L^I \quad (43)$$

$$L^{III} = \frac{-4j(-1)^n}{a \sin(k_z^I c)} \sqrt{\frac{k_y^{\text{III}} \left[k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 \right]}{bck_z^I \left[k_0^2 - \left(\frac{k\pi}{a} \right)^2 \right]}} \times$$

$$\int_0^a \int_0^c \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{k\pi}{a}x\right) \frac{\cos\{k'_z(z-c)\}}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} \frac{\cos\left(\frac{l\pi}{c}z\right)}{\sqrt{1+\delta_{0l}}} dzdx \quad (44)$$

$$L^{IV} = \frac{4j(-1)^n}{a \sin(k'_z c)} \sqrt{\frac{k_y^{III} \left[k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 \right]}{bc k_z^I \left[k_0^2 - \left(\frac{k\pi}{a} \right)^2 \right]}} \times$$

$$\int_0^a \int_0^c \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{k\pi}{a}x\right) \frac{\cos(k'_z z)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} \frac{\cos\left(\frac{l\pi}{c}z\right)}{\sqrt{1+\delta_{0l}}} dzdx \quad (45)$$

$$D_T = \text{Diag} \left\{ \frac{j}{\tan(k'_z c)} \right\} \quad (46)$$

$$D_S = \text{Diag} \left\{ \frac{j}{\sin(k'_z c)} \right\} \quad (47)$$

$$D_C = \text{Diag} \{ j \cot(k_y^{III} b) \} \quad (48)$$

3. H 면 분기 T 접합면 해석

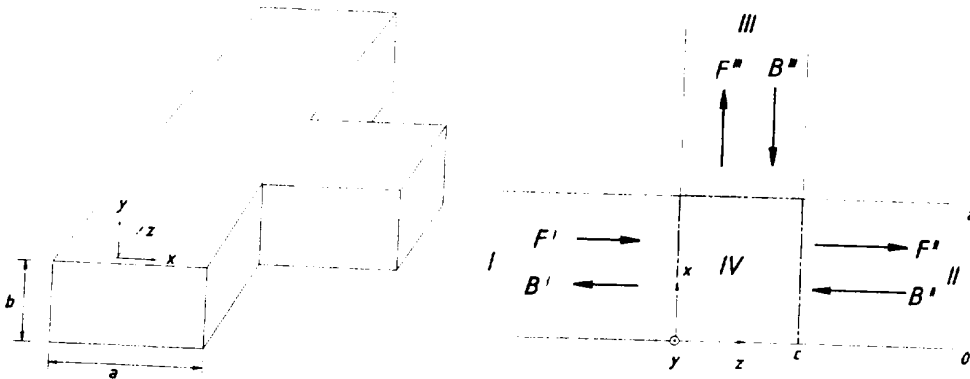


Fig. 7. H-plane T-junction in rectangular waveguide(left):
coordinate system and wave amplitude(right)

Fig. 7은 H면 분기회로로서 Fig. 6에서의 E면 T 접합에 대한 좌표를 $y = x$, $x = -y$, $b = a$ 로 대치한 그림이다.

E면 T 접합에 대한 해석과 마찬가지로 방법으로 좌표축을 변환하여 동일 단계를 적용하면 내부 전자계를 해석할 수 있다. 따라서 x면에 따라 달라지는 각 경계면의 전위함수식은 다음과 같이 유도된다.

$$A_{hx}^I = \sum_m \sum_n G_{mn}^I \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} (F_{mn}^I e^{-jk_z^I z} - B_{mn}^I e^{jk_z^I z})$$

$$G_{mn}^I = 2\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{ab k_z^I}}, \quad k_z^I = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (49)$$

$$A_{hx}^{II} = \sum_p \sum_q G_{pq}^{II} \sin\left(\frac{p\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{q\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0q}}} (F_{pq}^{II} e^{-jk_z^{II}(z-c)} - B_{pq}^{II} e^{jk_z^{II}(z-c)})$$

$$G_{pq}^{II} = 2\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{ab k_z^{II}}}, \quad k_z^{II} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{p\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{q\pi}{b}\right)^2} \quad (50)$$

$$A_{hx}^{III} = \sum_k \sum_l G_{kl}^{III} \sin\left(\frac{k\pi}{c} z\right) \frac{\cos\left(\frac{l\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0l}}} (F_{kl}^{III} e^{-jk_x^{III}(x-a)} - B_{kl}^{III} e^{jk_x^{III}(x-a)})$$

$$G_{kl}^{III} = 2\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{bc k_x^{III}}}, \quad k_x^{III} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{k\pi}{c}\right)^2 - \left(\frac{l\pi}{b}\right)^2} \quad (51)$$

$$A_{hx}^I = \sum_m \sum_n C_{mn}^I \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \cos\{k_z^I(z-c)\}$$

$$+ \sum_p \sum_q C_{pq}^{II} \sin\left(\frac{p\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{q\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0q}}} \cos(k_z^{II} z)$$

$$+ \sum_k \sum_l C_{kl}^{III} \sin\left(\frac{k\pi}{c} z\right) \frac{\cos\left(\frac{l\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_{0l}}} \cos(k_x^{III} x) \quad (52)$$

E면 T 접합에 대한 해석법과 마찬가지로 방법으로 각각의 전자계성분을 구한후 각 경계면에서의 전자계 경계조건을 적용하여 산란행렬을 구하면 E면 T 접합에 대한 산란행렬과 같은 식을 유도할 수 있다. 그리고 여기에 적용되는 각각의 결합 계수는 다음과 같다.

$$L^I = \frac{4j \frac{k\pi}{bc}}{k_x^{III} \sin(k_x^{III} a)} \sqrt{\frac{k_z^I}{ack_x^{III}}} \times \int_0^b \int_0^a \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin(k_x^{III} x) \frac{\cos\left(-\frac{l\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_{0l}}} \frac{\cos\left(\frac{k\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} dx dy \quad (53)$$

$$L^{II} = (-1)^k L^I \quad (54)$$

$$L^{III} = \frac{-4j \frac{m\pi}{ab} (-1)^m}{k_z^I \sin(k_z^I c)} \sqrt{\frac{k_x^{III}}{ack_z^I}} \times \int_0^b \int_0^c \sin\left(\frac{k\pi}{c} z\right) \sin(k_z^I (z-c)) \frac{\cos\left(-\frac{l\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_{0l}}} \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} dz dy \quad (55)$$

$$L^{IV} = \frac{4j \frac{m\pi}{a} (-1)^m}{k_z^I \sin(k_z^I c)} \sqrt{\frac{k_x^{III}}{ack_z^I}} \times \int_0^b \int_0^c \sin\left(\frac{k\pi}{c} z\right) \sin(k_z^I z) \frac{\cos\left(-\frac{l\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_{0l}}} \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} dz dy \quad (56)$$

$$D_T = \text{Diag} \left\{ \frac{j}{\tan(k_z^I c)} \right\} \quad (57)$$

$$D_S = \text{Diag} \left\{ \frac{j}{\sin(k_z^I c)} \right\} \quad (58)$$

$$D_C = \text{Diag} \{ j \cot(k_x^{III} a) \} \quad (59)$$



IV. 다이플렉서 설계이론과 모드정합회로 설계이론

1. 다이플렉서 설계이론

4단자망 회로(2 포트)인 여파기와 6단자망 회로(3 포트)인 T 접합회로간의 기본적인 연결관계는 Fig. 8과 같다. 여기서는 산란행렬 S_{ij} 를 갖는 4단자망 회로의 출력부가 산란행렬 S_{Lmn} 을 갖는 6단자망 회로의 입력부에 연결되어졌다.



Fig. 8. Scattering matrix combination of a two-port and a three-port

4단자망 회로 출력부에서의 입사파와 반사파는 6단자망 회로 입력부에서의 반사파와 입사파로 볼 수 있으므로 전체 6단자망 회로의 산란행렬 S_{Tmn} 을 구하면

다음과 같다.

$$S_{T11} = S_{11} + S_{12}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L11}S_{21} \quad (60)$$

$$S_{T12} = S_{12}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L12} \quad (61)$$

$$S_{T13} = S_{12}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L13} \quad (62)$$

$$S_{T21} = S_{L21}\{S_{21} + S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L11}S_{21}\} \quad (63)$$

$$S_{T22} = S_{L22} + S_{L21}S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L12} \quad (64)$$

$$S_{T23} = S_{L23} + S_{L21}S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L13} \quad (65)$$

$$S_{T31} = S_{L31}\{S_{21} + S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L11}S_{21}\} \quad (66)$$

$$S_{T32} = S_{L32} + S_{L31}S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L12} \quad (67)$$

$$S_{T33} = S_{L33} + S_{L31}S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L13} \quad (68)$$

여기서의 모든 산란행렬 값들은 TE_{mn}^x 모드 정합법에 의해 산출된 값들이다.

2. 모드정합회로 설계이론

통과대역내의 부정합 조건을 제거하기 위한 과정으로, 다이플렉서의 양쪽 분기점에 모드정합회로를 삽입하여 전체 다이플렉서를 최적화 시켜야 한다. 송신 주파수 대역과 수신 주파수 대역에서 반사되는 전력량을 조절하기 위해 정합회로는

Fig. 9와 같은 유도성 창을 사용했다.

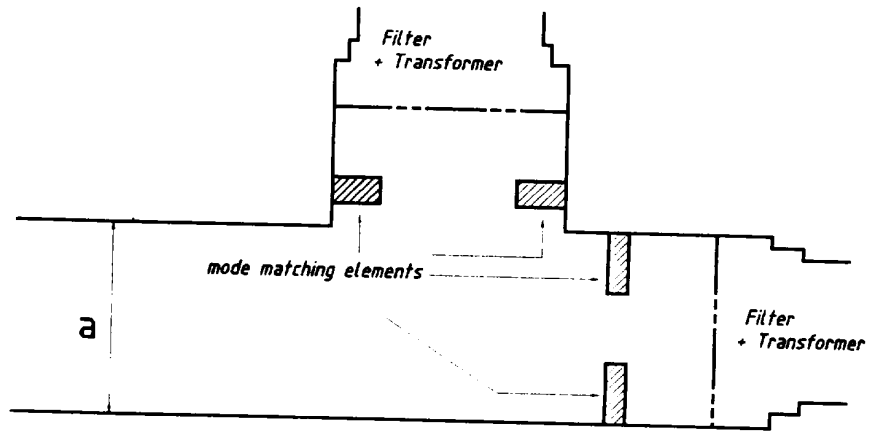


Fig. 9. Mode matching elements

최적화 계수는 T 접합 분기회로에서 정합회로까지의 거리, 정합회로의 두께, 그리고 정합회로에서 여파기까지의 거리를 적절히 조절하여, 다음과 같은 함수가 최소가 되도록 설계한다.(Dittloff and Arndt, 1989)

$$F(y) = \sum_{n=1}^M \left\{ \frac{a_{,n}}{20 \log(|S_{11}(y, f_n)|)} \right\}^2 \approx \min \quad (69)$$

여기서 M 은 통과대역에서의 최대 주파수 샘플링, f_n 은 주파수 샘플링, $a_{,n}$ 은 요구되는 반사손실, 그리고 y 는 정합회로 최적화 계수이다.

V. 설계 및 계산결과 고찰

1. 여파기 설계 및 T 접합부 해석

Fig. 10은 III장에서 다룬 여파기 설계이론을 토대로 설계된 도파관 여파기의 단면도이다.

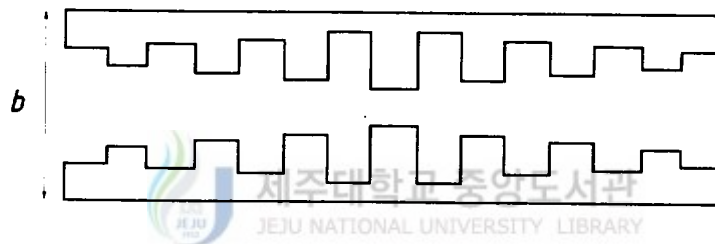


Fig. 10. Cross sectional view of corrugated waveguide filter

Table 1은 도파관 여파기 설계에 사용된 광대역 대역통과 여파기 설계제원이다. 도파관의 단수는 15단으로 하고, 정재파비 1.0001, 정규화 대역폭 0.75, 설계 중심주파수는 수신대역인 경우 3.75 GHz, 송신대역인 경우 6.1GHz 일 때 산출한 데이터이다.

Table 1. Designed values of bandpass waveguide filters

section	receiving bandpass filter		transmitting bandpass filter	
	width (Wi) (mm)	length (li) (mm)	width (Wi) (mm)	length (li) (mm)
1	8.0	12.3	5.7	10.2
2	6.0	11.6	4.9	9.8
3	13.0	12.2	8.0	10.3
4	3.5	11.8	3.1	9.8
5	19.4	12.0	11.8	10.1
6	2.8	11.9	2.4	10.0
7	21.8	12.0	13.4	10.0
8	2.60	12.0	2.3	10.0
9	21.8	12.0	13.4	10.0
10	2.8	11.9	2.4	10.0
11	19.4	12.0	11.8	10.1
12	3.5	11.8	3.1	9.8
13	13.0	12.2	8.0	10.3
14	6.0	11.6	4.9	9.8
15	8.0	12.3	5.7	10.2

Fig. 11과 Fig. 12는 회로망 합성법에 의한 이상적인 경우로 수신 통과대역 3.625GHz ~ 4.125GHz과 송신 통과대역 5.85GHz ~ 6.425GHz 내에 반사계수가 -40dB 이하로 양호한 필터특성을 나타내고 있다.

Fig. 13과 Fig. 14는 TE_{mn}^x 모드 정합법을 이용하여 고차모드를 5차까지 고려한 송수신 여파기의 이득 특성을 나타낸 것이다. 고차모드를 고려하므로써 통과 대역 및 저지 대역 특성이 실제 필터 특성과 유사해진다.

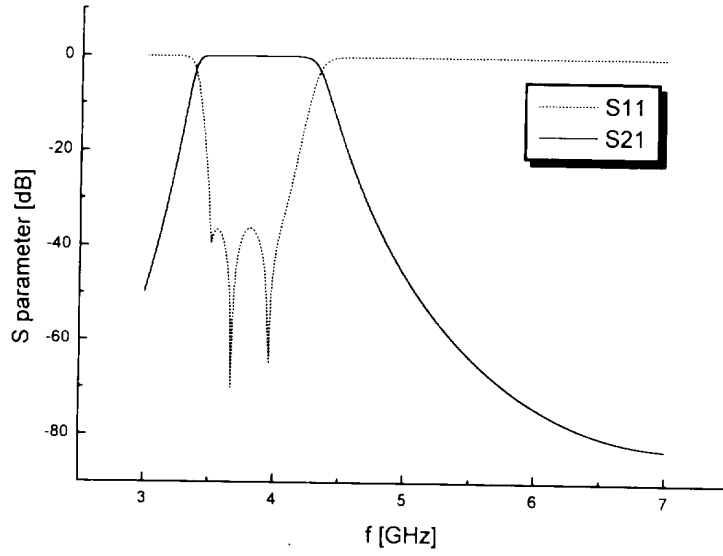


Fig. 11. Characteristic of receiving frequency bandpass waveguide filter calculated with network synthesis

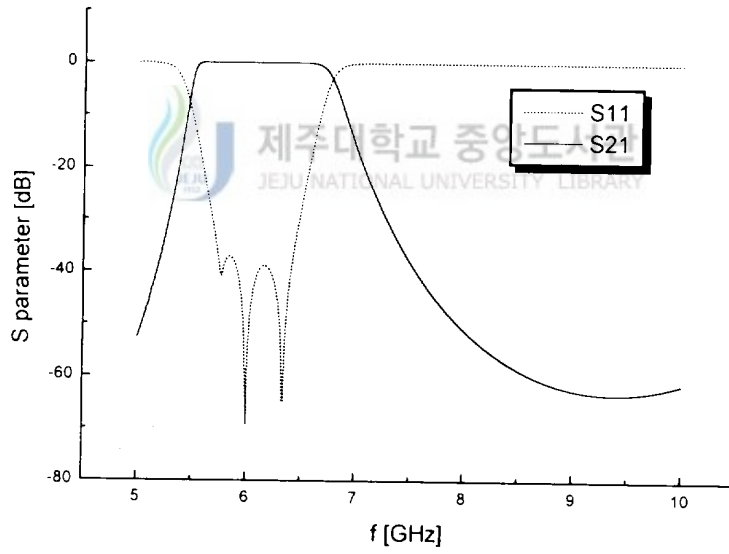


Fig. 12. Characteristic of transmitting frequency bandpass waveguide filter calculated with network synthesis

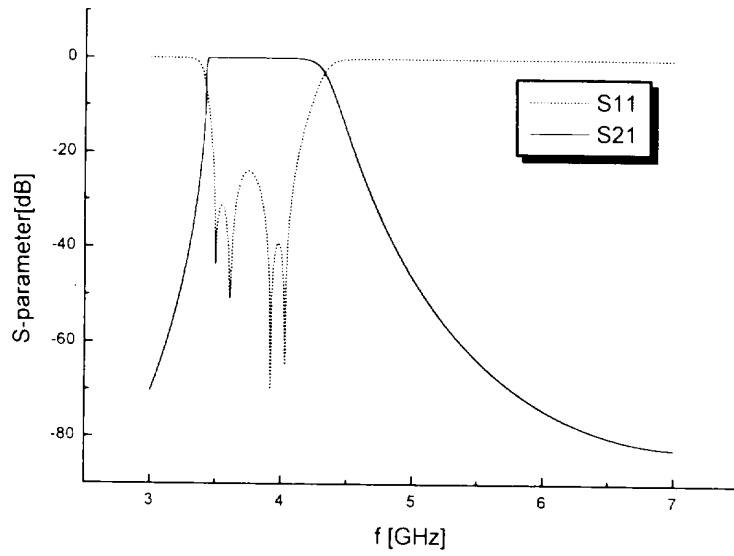


Fig. 13. Characteristic of receiving frequency bandpass waveguide filter using a TE_{mn}^x mode approach

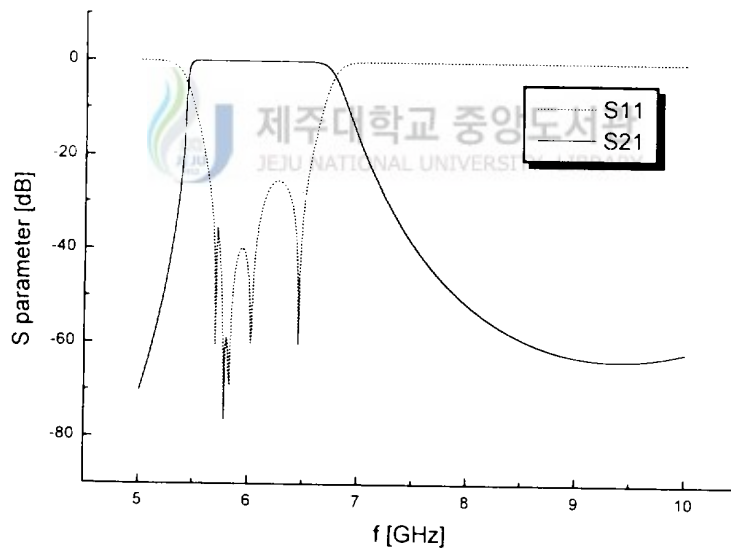


Fig. 14. Characteristic of transmitting frequency bandpass waveguide filter using a TE_{mn}^x mode approach

Table 2는 상용화되어 있는 GTE사 E면 계단형 대역통과 여파기의 치수이다. Fig. 15는 GTE사 여파기의 폭과 길이를 III장에서 제시한 TE_{mn}^x 모드정합법을 이용해 컴퓨터 시뮬레이션으로 구한 반사계수 S_{11} 과 전송계수 S_{21} 값을 나타낸 그래프이다.

Fig. 13과 Fig. 15를 서로 비교하여 보면 본 논문에서 설계한 수신 대역통과 여파기는 수신대역인 3.625 GHz ~ 4.125 GHz에서 반사계수가 -20dB이하이고, GTE사 E면 계단형 대역통과 여파기는 반사계수가 같은대역에서 -15dB이하로 나타났다. 전체길이도 본 논문에서 설계한 수신 대역통과 여파기는 15단에 179.6mm, GTE사 E면 계단형 대역통과 여파기는 25단에 329.33mm가 된다. 따라서 현재 상용화되고 있는 GTE사의 E면 계단형 대역통과 여파기보다 본 논문에서 설계한 여파기는 더 좋은 특성을 갖으면서도 길이가 짧고 단수가 적어 제작이 용이하다.

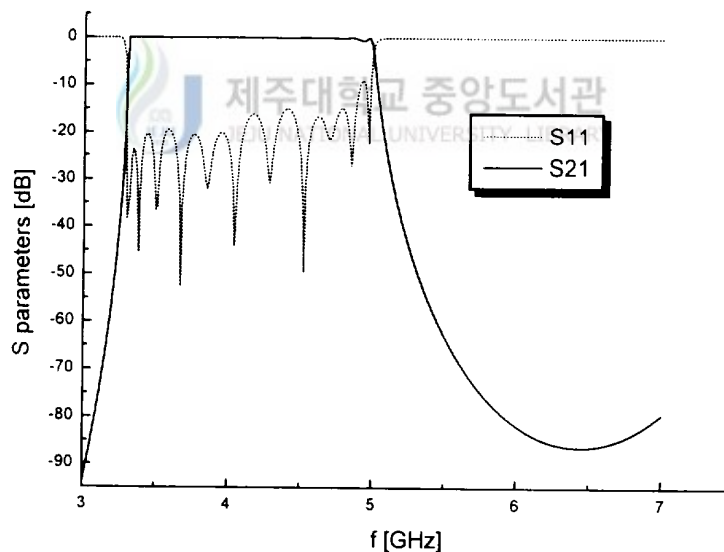


Fig. 15. Characteristics of scattering parameter results by GTE's filter

Table 3은 앞에서 다룬 여파기 설계 이론과 임피던스 변환기 설계 이론을 토대로 나온 송수신 여파기의 설계 제원이다. 임피던스 변환기는 수신 여파기 입력부에는 3단, 출력부에는 3단으로 설계 하였다. 그리고 송신 여파기 입력부에는 3단으로 설계할 경우 폭의 변화가 너무 급격하여 고차모드가 발생할 우려가 있으므로 다단인 5단으로 설계하였고, 출력부에는 3단으로 설계하였다. Fig. 16와 17은 TE_{mn}^x 모드 정합법을 사용하여 Table 3의 설계 제원을 토대로 설계된 송수신 여파기의 이득 특성이다. 송·수신 대역에서 -15dB이하의 양호한 특성을 보이고 있다.

Fig. 18은 공통도파관과 분기도파관을 C밴드용 송·수신 규격도파관인 WR229와 WR137 도파관으로 설계한 E면 분기회로의 특성 그래프이다. 공통도파관에서 전력이 입사될 경우 분기도파관으로 전달되는 전력(S_{31})은 수신 주파수 대역에서 약 0.65 ~ 0.55(-3.47 ~ -5.19 dB)정도로 나타나고 있다. 이것은 T 접합면을 구성할 경우 분기부의 개구면에 의해 생기는 고차모드의 발생 때문이다.

Fig. 19는 WR229 도파관과 WR137 도파관으로 설계한 H면 분기회로의 특성 곡선이다. E면 분기회로와 마찬가지로 T 접합면의 불연속 특성이 나타나고 있다.

Table 2. Demension of GTE's filter

section	width(mm)	length(mm)
1	17.1958	15.621
2	13.0556	11.811
3	21.2344	16.3322
4	10.7442	10.2362
5	24.5872	16.2814
6	9.7028	9.5504
7	26.0604	16.1798
8	9.3726	9.2964
9	26.6192	16.5862
10	9.2456	9.1948
11	26.8732	16.5862
12	9.1948	9.1694
13	26.924	16.1036
14	9.1948	9.1694
15	26.8732	16.5862
16	9.2456	9.1948
17	26.6192	16.5862
18	9.3726	9.2964
19	26.0604	16.1798
20	9.7028	9.5504
21	24.5872	16.2814
22	10.7442	10.2362
23	21.2344	16.3322
24	13.0556	11.811
25	17.1958	15.621

Table 3. Designed values of bandpass filters with transformers

section	receiving filter			transmitting filter		
	$a_i(\text{mm})$	$b_i(\text{mm})$	$l_i(\text{mm})$	$a_i(\text{mm})$	$b_i(\text{mm})$	$l_i(\text{mm})$
1	58.2	29.1	---	58.2	29.1	---
2	54.1	24.4	29.3	51.0	26.9	14.2
3	50.4	17.2	33.7	44.7	22.5	14.8
4	46.9	11.5	38.7	39.2	17.4	16.2
5	43.7	8.0	12.3	34.4	13.0	18.0
6	43.7	6.0	11.6	30.1	9.4	19.7
7	43.7	13.0	12.2	26.4	5.7	10.2
8	43.7	3.5	11.8	26.4	4.9	9.8
9	43.7	19.4	12.0	26.4	8.0	10.3
10	43.7	2.8	11.9	26.4	3.1	9.8
11	43.7	21.8	12.0	26.4	11.8	10.1
12	43.7	2.6	12.0	26.4	2.4	10.0
13	43.7	21.8	12.0	26.4	13.4	10.0
14	43.7	2.8	11.9	26.4	2.3	10.0
15	43.7	19.4	12.0	26.4	13.4	10.0
16	43.7	3.5	11.8	26.4	2.4	10.0
17	43.7	13.0	12.2	26.4	11.8	10.1
18	43.7	6.0	11.6	26.4	3.1	9.8
19	43.7	8.0	12.3	26.4	8.0	10.3
20	46.9	11.5	38.7	26.4	4.9	9.8
21	50.4	17.2	33.7	26.4	5.7	10.2
22	54.1	24.4	29.3	28.3	8.2	25.1
23	58.2	29.1	---	30.3	11.5	21.4
24				32.5	15.0	18.3
25				34.8	17.4	---

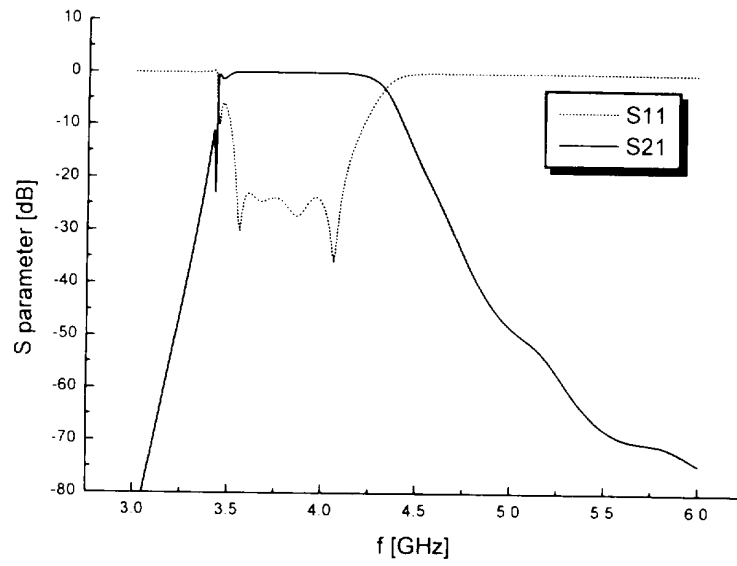


Fig. 16. Characteristic of receiving bandpass filter based on Table 2 using a TE_{mn}^x mode approach

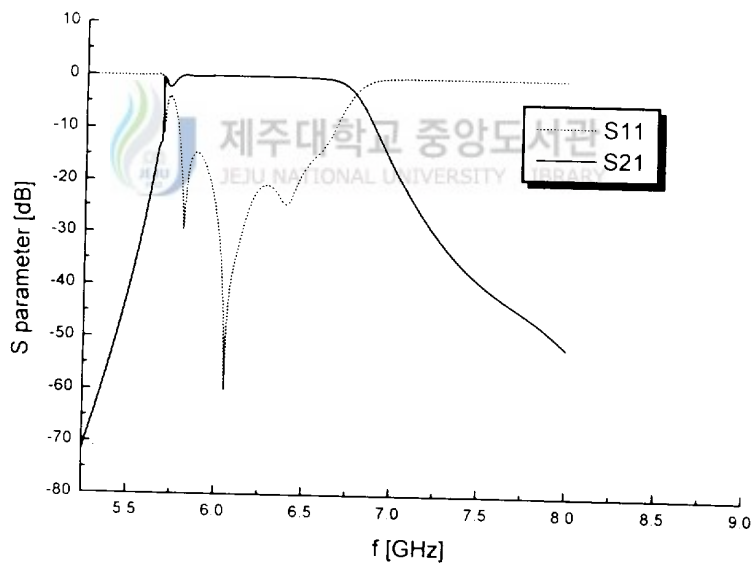
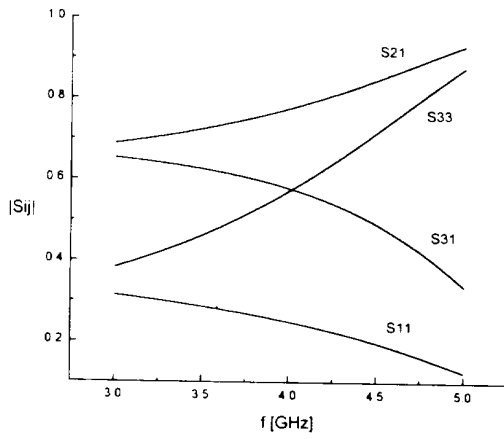
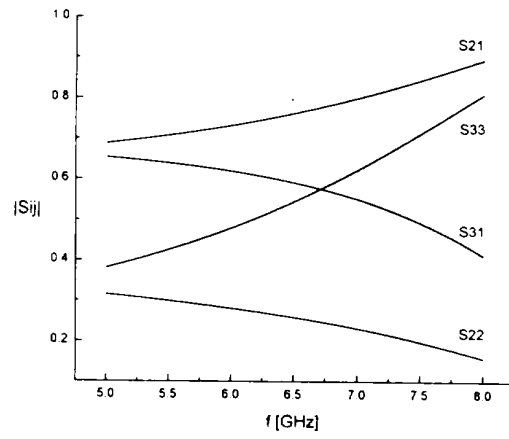


Fig. 17. Characteristic of transmitting bandpass filter based on Table 2 using a TE_{mn}^x mode approach

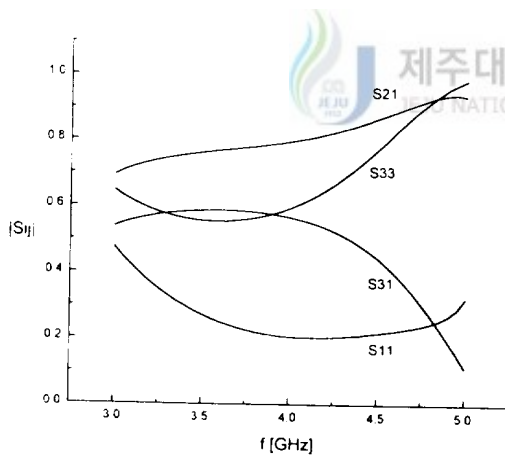


(a) WR229

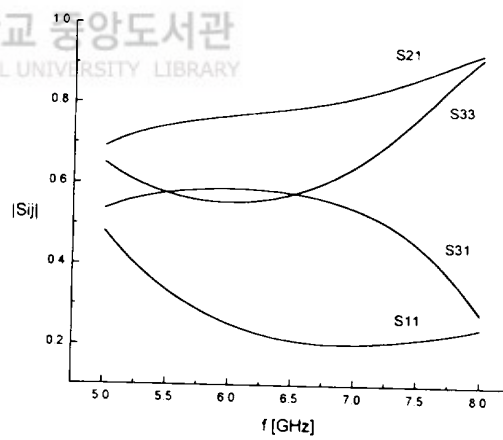


(b) WR137

Fig. 18. Scattering parameters of E-plane T-junction



(a) WR229



(b) WR137

Fig. 19. Scattering parameters of H-plane T-junction

2. T 접합형 다이플렉서 설계

기존의 다이플렉서는 수신신호와 송신신호를 분리해주는 분기 여파기회로의 역할만 하였지만, 본 논문에서 설계한 다이플렉서는 송신신호와 수신신호 분리는 물론 편파신호를 분리 또는 합성하여주는 직교모드변환기의 역할도 할 수 있도록 Fig. 20과 같이 설계하였다.

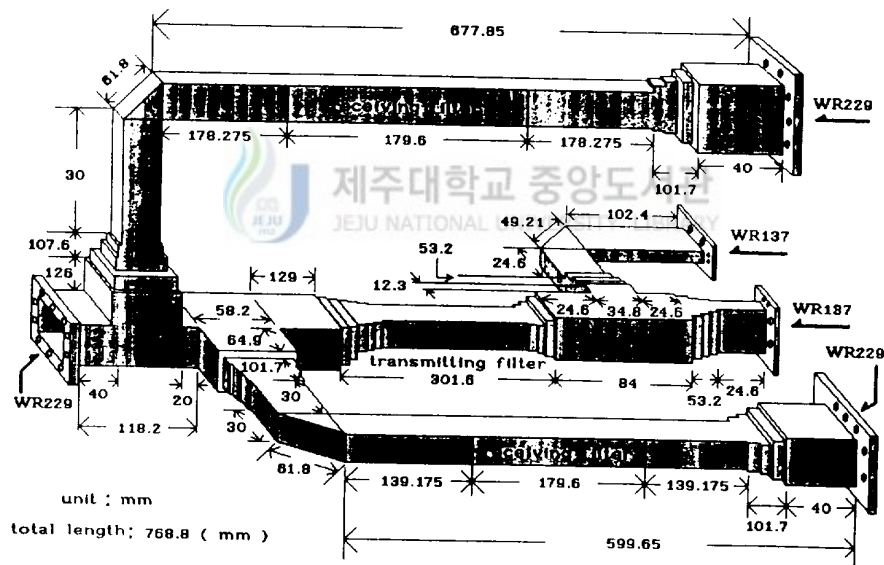


Fig. 20. Diplexer for a dual polarizing feed system

수신용 대역통과 여파기와 송신용 대역통과 여파기가 각각 수신단과 송신단에 구성되어 있다. 공통도파관에서 입사되는 파는 첫 번째 단에서 분기되는 수신단 E면과 H면 분기회로에서 수평편파와 수직편파로 나누어지게 된다. 그리고 송신단에서 수직편파와 수평편파를 보내면 수신단 분기회로에서는 차단되고 공통도파관으로 전송하게 된다.

Fig. 21은 송신용 여파기와 수신용 여파기를 H면 T 접합회로로 구성할 경우의 특성 곡선이다. 통과대역과 저지대역을 형성하고 있지만, 수신대역에서 반사계수가 약 10dB정도 증가하고 약 4.3GHz에서 전송계수가 약 -20dB까지 떨어진다. 이것은 T 접합 불연속면에서 고차모드가 발생되어 부정합조건을 야기시키기 때문이다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위해 전자계 모드 이론에 입각한 모드정합회로를 설계하여 T 접합 불연속면에서 야기되는 고차모드의 발생을 줄여야 한다.

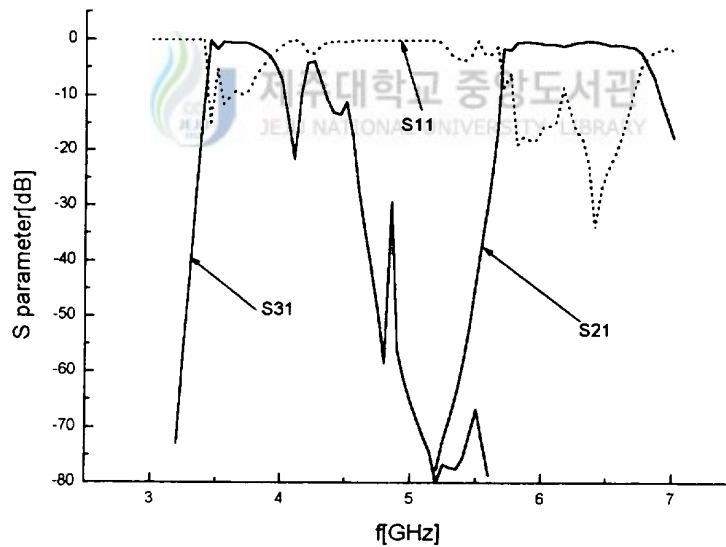


Fig. 21. Typical H-plane diplexer response

3. 모드정합회로 설계

Fig. 22는 모드정합회로 설계이론에 의해 최적화로 설계된 유도성 창의 위치와 크기를 나타낸 그림이다.

Fig. 23은 Fig. 22의 모드정합회로를 삽입할 때 H면 다이플렉서의 특성곡선이다. 수신대역과 송신대역에서 원래 여파기 특성과 유사한 특성을 보이고 있다. 이는 모드정합회로를 구성함으로써 T 접합 불연속면에서 생기는 부정합조건을 제거시켰기 때문이다.

Fig. 24는 부록 B의 Fig. B3 회로를 E면 분기부와 수신 여파기사이에 삽입할 경우의 특성그래프이다. H면 다이플렉서의 특성과 거의 유사한 특성을 보인다.

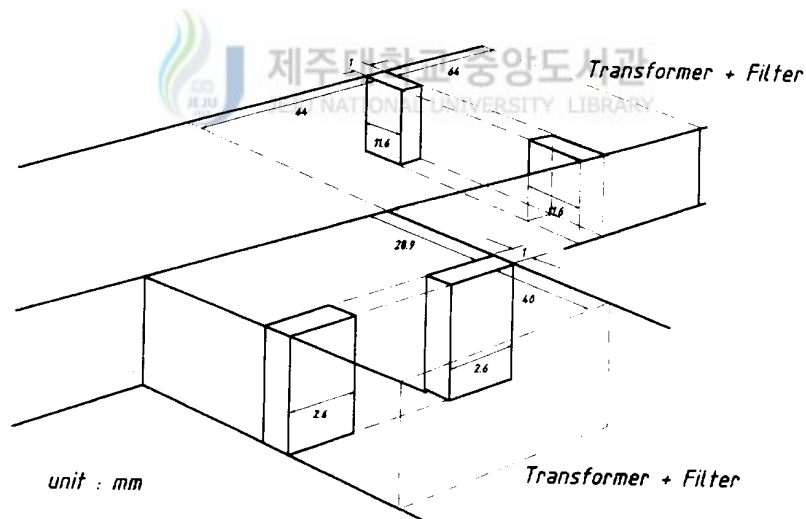


Fig. 22. Designed mode matching elements(H-plane)

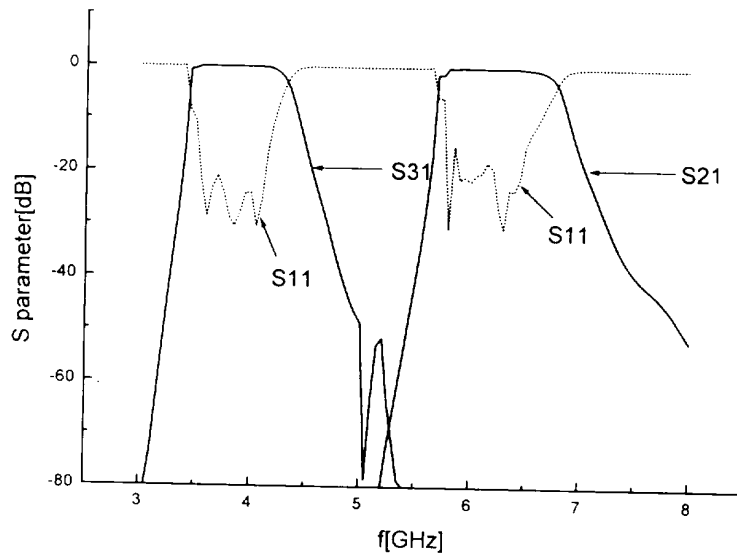


Fig. 23. Response of diplexer with additional mode matching elements(H-plane)

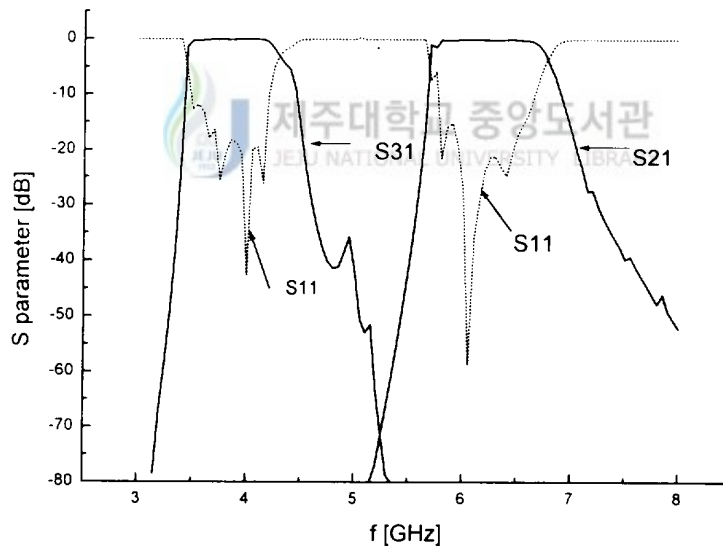


Fig. 24. Response of diplexer with additional mode matching elements(E-plane)

VI. 결론

본 논문에서는 회로망 합성법에 의해 수신용 여파기와 송신용 여파기를 설계하였고, 모드 이론식을 적용하여 T 접합부를 해석하였다. 또한 이를 이용하여 C 밴드용 다이플렉서를 설계하고 그 특성을 분석하였다. 그 결과 회로망 합성법으로 설계한 수신대역 여파기는 수신대역인 3.5 ~ 4.2 GHz 에서는 통과대역을 형성하고, 저지대역에서는 전송계수가 -70dB 이하의 특성을 나타내었다. 그리고 송신대역 여파기는 송신대역인 5.8 ~ 6.5 GHz 에서도 마찬가지로의 결과를 얻었다. 그리고 T 접합부의 부정합 조건을 해소하기 위하여 최적화된 유도성 창을 E면과 H면의 송·수신 여파기와 T 접합면 사이에 정합소자를 삽입함으로써 통과대역에서 반사계수가 -20dB, 저지대역에서는 전송계수가 -70dB이하인 양호한 특성의 다이플렉서를 설계할 수 있었다. 따라서 송·수신 신호를 분리할 수 있었고, E면 분기회로에서는 수평편파 수신신호와 H면 분기회로에서는 수직편파 수신신호를 각각 분리할 수 있었다. 이로써 다이플렉서와 직교모드변환기가 함께 설계된 이중편파 급전시스템용 다이플렉서를 설계할 수 있었다.

본 연구의 결과는 위성지구국용 송수신 여파기 및 다이플렉서, 레이다용 송수신 여파기, 이동통신 기지국용 송수신 여파기, 직교모드변환기, 전력 분배기, 다중화 장치등 정밀도가 요구되는 마이크로파 소자의 설계에 응용될 수 있다.

참고문헌

- Arndt, F., I. Ahrens and U. Papziner, 1987, Optimized E-plane T-junction Series Power Divide, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, pp. 1052~1059.
- Arndt, F., J. Dittloff, 1988, Computer-aided Design of Slit-coupled H-plane T-junction Diplexers with E-plane Metal-insert Filters, *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, pp. 1103~1106.
- Bornemann, J., 1990, Design of Millimeter-wave Diplexers With Optimized H-plane Transformer Sections, *Can. J. Elect. & Comp. Eng.*, vol. 15 pp. 5~8.
- Bornemann, J., R. Vahldieck, 1990, Characterization of a Class of Waveguide Discontinuities Using a Modified TE_{mn}^x Mode Approach, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, pp. 1816 ~ 1822.
- Collin, R. E. 1992, Foundations For Microwave Engineering, McGraw-Hill.
- Dttloff, J. and F. Arndt, 1989, Rigorous Field Theory Design of Millimeter-Wave E-plane Intergrated Circuit Multiplexers, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, pp. 340~350.

-
- Itoh, T. 1989, Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures, John Wiley & Sons.
 - Levy, R., 1967, Theory of Direc-coupled Filters, *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-15, pp. 340~347.
 - Marcuvitz, N. 1951, Waveguide Handbook, McGraw-Hill, New York.
 - Matthaei, G. L., L. Young, and Jones, E.M.T., 1980, Microwave Filters Impedance Matching Networks and Coupling Structures, Artech House.
 - Patzlet, H. and F. Arndt, 1982, Double-plane Steps in Rectangular Waveguides and Their Application for Transformers, Irises, and Filters, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 771 ~ 776.
 - Rhodes, J. D. and R. Levy, 1979, Design of General Manifold Multiplexers, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-27, pp. 111~123.
 - Sharp, E. D., 1967, An Exact Calculation for a T-junction of Rectangular Waveguides Having Arbitrary Cross Sections, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-15, pp. 109~116.
 - Sieverding, T., F. Arndt, 1992, Field Theoretic CAD of Open or Aperture Matched T-junction Coupled Rectangular Waveguide Structures, *IEEE Trans. Microwave Theory*

- Tech.*, vol. MTT-40, pp. 353~362.
- Uher, J., F. Arndt, J. Bornemann, 1988, Computer-Aided Design and Improved Performance of Tunable Ferrite-Loaded E-plane Integrated Circuit Filters for Millimeter-Wave Applications, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, pp. 1841 ~ 1849.
- Uher, J., J. Bornemann and U. Rosenberg, 1993, Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD, Artech House.
- Young, L., 1963, Direct-coupled Cavity Filter for Wide and Narrow Bandwidths, *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-11, pp. 162~179.
- Young, L., 1960, Optimum Quarter-wave Transformers, *IRE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-8, pp. 478~482.



부록 A

F^I, F^{II} 는 도파관 각영역의 단면적

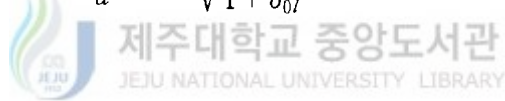
$$F^I = ab \quad F^{II} = ab_1 \quad (\text{A1})$$

$$T_{\rho}^I = T_{mn}^I = \sin \frac{m\pi}{a} x \frac{\cos \frac{n\pi}{b} y}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \quad (\text{A2})$$

$$T_{\rho}^{II} = T_{kl}^{II} = \sin \frac{k\pi}{a} x \frac{\cos \frac{l\pi}{b_1} (y-c)}{\sqrt{1 + \delta_{0l}}} \quad (\text{A3})$$

$$T_{\rho\nu}^I = T_{mny}^I = \cos \frac{m\pi}{a} x \frac{\sin \frac{n\pi}{b} y}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \quad (\text{A4})$$

$$T_{\rho\nu}^{II} = T_{kly}^{II} = \cos \frac{k\pi}{a} x \frac{\sin \frac{l\pi}{b_1} (y-c)}{\sqrt{1 + \delta_{0l}}} \quad (\text{A5})$$



여기서 δ_{0i} 는 Kronecker 델타함수로서 다음과 같은 성질을 갖는다.

$$\delta_{0i} = \begin{cases} 1 & i=0 \\ 0 & i \neq 0 \end{cases} \quad i = n, l \quad (\text{A6})$$

부록 B

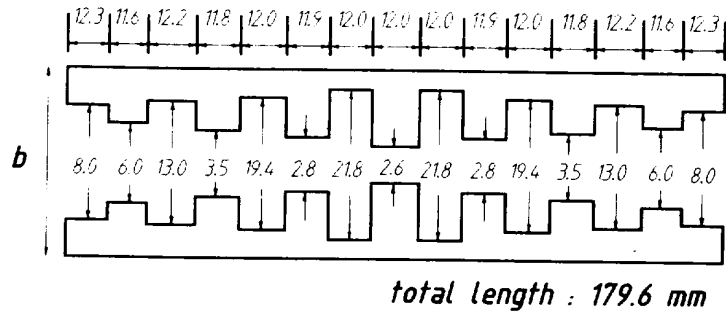


Fig. B1 Dimensions of the designed receiving bandpass filter

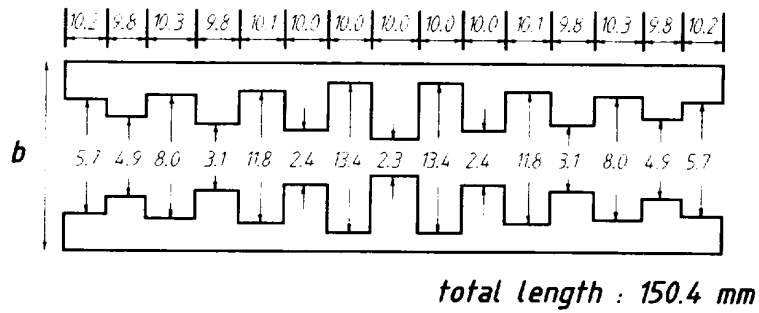
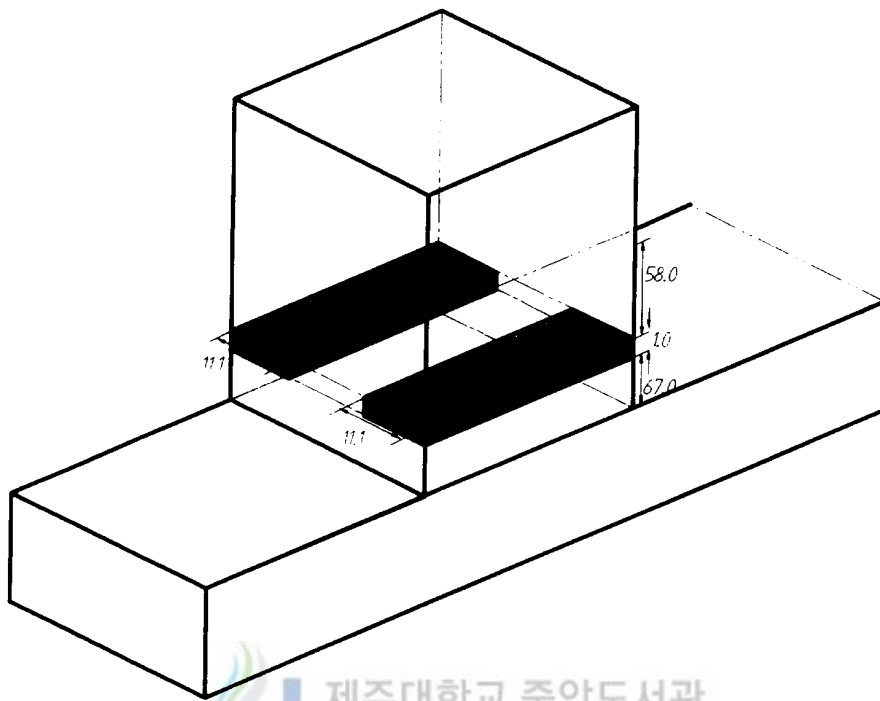


Fig. B2 Dimensions of the designed transmitting bandpass filter



 제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

Fig. B3 Designed mode matching elements(E-plane)

본 논문과 관련된 저자의 발표논문

1. 학술대회 논문집

- 1). 박재신, 장재성, 윤찬의, 양두영, “ 구형도파관과 원형도파관의 도파관 테이퍼 설계 ”, 한국통신학회 하계 종합학술발표 논문집, pp. 632~635, 1995.
- 2). 박재신, 장재성, 윤찬의, 양두영, “ 선-원편파 상호 선택 변환 편파기 해석 및 설계 ”, 대한전자공학회 추계 종합학술발표 논문집, pp. 277~281, 1995.
- 3). 박재신, 서수덕, 김재홍, 강부식, 양두영, “ E 면 계단형 도파관 대역통과 여파기 설계 ”, 한국통신학회 대한전자공학회 제주지부 합동학술발표 논문집, pp. 18~22, 1996.



감사의 글

본 논문이 결실을 맺기까지 세심한 배려와 지도를 해주신 지도교수 양 두영 교수님께 진심으로 감사드리고, 여러모로 도움을 주시고 논문의 내용을 더욱 충실히 다지도록 많은 조언을 주신 이 용학 교수님, 문 건 교수님, 김 홍수 교수님, 임 재 윤 교수님께 감사드립니다. 그리고 대학시절 부터 항상 형님처럼 보살펴 주신 강 진식 교수님께 감사드립니다.

선배로써 많은 조언을 준 이 기태 선배님, 강 부식 선배님, 홍 성욱 선배님 그리고 이 권익 선배님께 감사드립니다. 항상 곁에서 힘이 되어주신 고 경생 선생님께 감사드리며, 동기중 유일하게 학교를 5년간 같이 다닌 정주에게 감사드립니다. 같은 연구실에서 함께 밤늦게까지 남아 많은 도움을 준 수덕, 후배 승엽과 선배 경표형 그리고 논문 완성에 도움을 준 후배 호진과 성익에게도 감사드립니다.

지금은 고인이 되셨지만 하늘에서도 항상 저를 지켜봐주시는故 장 재성 교수님께 이 논문을 바칩니다.

끝으로 저의 모든 뒷바라지를 해주신 부모님과 할머니, 큰형님, 큰형수님, 작은형님, 사촌누나 그리고 조금있으면 태어날 조카와 함께 이 논문이 완성된 기쁨을 나누고 싶습니다.