濟州大學校 産業技術硏究所 論文集, 第8卷, 1號, pp.58~66, 1997. 6
Cheju National Univ. R.I.I.T. Jour., Vol.8, No.1, pp.58~66, 1997. 6

위성방송 중계기용 H면 다이플렉서 설계*

서 수 덕** · 양 두 영***

Design of H-plane Diplexer for Broadcasting Transponder of Satellite

Sue-Dug Seo** and Doo-Yeong Yang***

ABSTRACT

In this paper, we analyze H-plane T-junction using $TE_{mn}{}^{x}$ mode theory and design a diplexer for the broadcasting transponder of satellite. A diplexer is constructed by H-plane T-junction combined transmitting filter with receiving filter. These filters are designed by the insertion loss method. Matching elements are designed to reduce mismatching conditions on the discontinuity of 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 and the transmitting passband.

Key words : H-plane T-junction, Matching element, Optimum diplexer

Ⅰ. 서 론

위성통신을 수행하기 위한 급전장치에는 송·수신여파기가 결합된 다이플렉서, 편파의 방향을 만드는 편파기, 2개의 편파를 합성 또는 분리하는 직교모드변환기등으로 구성된다. 여기서 다이플렉서는 송신신호와 수신신호를 각각 분리시키기 위해 송신여파기와 수신여파기를 결합시킨 장치이다.[1]

다이플렉서의 형태는 송·수신여파기의 결합형태에 따라 분배기형과 T 접합 분기형으로 나눌 수 있다. Bornemann은 송·수신여파기를 분배기형으로 구성하여 다이플렉서를 설계하였고, Arndt는 여파기를 H면 T 접합형으로 결합하여 $TE_{mn}{}^{x}$ 모드 정합법을 이용하여 설계하였다.[2-5] 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

* 본 논문은 '96년도 정보통신연구단의 대학기초 연구지원사업에 의하여 연구되었음
** 제주대학교 대학원
Graduate School, Cheju Nat'l Univ.
*** 제주대학교 통신공학과
Dept. of Telecommunication Eng., Cheju Nat'l Univ.

사용한다.

도파관 분기회로와 송·수신 여파기만을 연결하면 부정합이 발생하여 이득특성이 나빠지므로 양호한 특성을 갖는 다이플렉서를 설계하기 위한 과정으로 분기회로와 여파기사이에 정합회로를 구성하여야 한다.[6]

본 연구에서는 $TE_{mn}{}^{x}$ 모드 이론을 적용하여 H면 T 접합부의 전자계 특성을 해석한다. 또한 용량성 창(capacitive iris)을 T 접합 분기회로와 송·수신 여파기 사이에 정합소자를 삽입시켜 최적화된 다이플렉서를 설계하고 이득특성을 고찰한다.

II. 모드정합법에 의한 도파관 H면 분기회로 및 계단 불연속면 해석 이론

2.1 도파관 H면 분기회로 해석

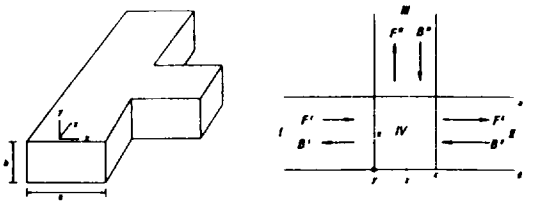

Fig. 1 H-plane T-junction in rectangular waveguide(left): coordinate system and wave amplitude(right)

그림 1은 주도파관의 H면에 분기회로를 구성하여 전력분배 및 전력합성을 유도하기 위한 H면 T 접합분기회로이다. 영역 Ⅰ, Ⅱ, Ⅲ는 직각좌표계로 구성된 입출력 단자이고 영역 Ⅳ는 T 접합회로의 공통분기부이다. 각 영역에서 형성되는 도파관 내부의 전자계 특성식은 다음과 같다.

$$\vec{E} = \nabla \times \overrightarrow{A_h}$$
$$\vec{H} = \frac{j}{\omega\mu_0} \nabla \times \nabla \times \overrightarrow{A_h} \qquad (1)$$

여기서 $\overrightarrow{A_h}$ 는 자계 벡터 포텐셜이다.

구형도파관의 기본모드인 TE_{10} 모드가 입사되면 그림 1과 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.

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

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

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

$$G_{pq}^{\mathrm{II}} = 2\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{ab\,k_z^{\mathrm{II}}}},\quad k_z^{\mathrm{II}} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{p\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{q\pi}{b}\right)^2} \qquad (3)$$

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

$$G_{kl}^{\mathrm{III}} = 2\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{bc\,k_x^{\mathrm{III}}}},\quad k_x^{\mathrm{III}} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{k\pi}{c}\right)^2 - \left(\frac{l\pi}{b}\right)^2} \qquad (4)$$

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

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

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

$$\delta_{0i}=\begin{cases}1 & i=0\\ 0 & i\neq 0\end{cases}\qquad i=n,l \qquad (5)$$

영역 Ⅳ에서 전위함수는 영역 Ⅰ, Ⅱ, Ⅲ의 전자계가 공존하는 영역이므로, 세 개의 단락회로 도파관에 대응하는 함수의 중첩으로 계산한다. 그리고 식(5)에서의 계수 C는 식(2)~식(4)을 식(1)에 대입하여 전자계식을 유도한 후 각 경계면 (z = 0, z = c, x = a)에서 전계의 정합조건을 적용하면 다음과 같이 구해진다.

$$C_{mn}^{I}=\frac{-jG_{mn}^{I}}{\sin(k_z^{I}c)}(F_{mn}^{I}+B_{mn}^{I}) \qquad (6)$$

$$C_{pq}^{II}=\frac{jG_{pq}^{II}}{\sin(k_z^{II}c)}(F_{pq}^{II}+B_{pq}^{II}) \qquad (7)$$

$$C_{kl}^{III}=\frac{jG_{kl}^{III}}{\sin(k_x^{III}a)}(F_{kl}^{III}+B_{kl}^{III}) \qquad (8)$$

식(6)~식(8)을 식(5)에 대입한 후 마찬가지 방법으로 자계의 정합조건을 적용하면 각 경계면에서의 진행파와 반사파간의 관계식을 구할 수 있고, 이를 산란행렬로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix}B^{I}\\F^{II}\\F^{III}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}S_{11}&S_{12}&S_{13}\\S_{21}&S_{22}&S_{23}\\S_{31}&S_{32}&S_{33}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}F^{I}\\B^{II}\\B^{III}\end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix}-(I-D_T)&-D_S&-L^{I}\\D_S&(I-D_T)&-L^{II}\\-L^{III}&-L^{IV}&(I-D_C)\end{bmatrix}^{-1}$$

$$\begin{bmatrix}-(I-D_T)&D_S&L^{I}\\D_S&(I+D_T)&L^{II}\\L^{III}&L^{IV}&(I+D_C)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}F^{I}\\B^{II}\\B^{III}\end{bmatrix} \qquad (9)$$

여기서 각각의 결합계수들은 다음과 같다.

$$L^{I}=\frac{4j\frac{k\pi}{bc}}{k_x^{III}\sin(k_x^{III}a)}\sqrt{\frac{k_z^{I}}{ack_x^{III}}}\int_0^b\int_0^a\sin(\frac{m\pi}{a}x)$$

$$\times\sin(k_x^{III}x)\frac{\cos(\frac{l\pi}{b}y)}{\sqrt{1+\delta_{0l}}}\frac{\cos(\frac{k\pi}{b}y)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}}dxdy \qquad (10)$$

$$L^{II}=(-1)^{k}L^{I} \qquad (11)$$

$$L^{III}=\frac{-4j\frac{m\pi}{ab}(-1)^{m}}{k_z^{I}\sin(k_z^{I}c)}\sqrt{\frac{k_x^{III}}{ack_z^{I}}}$$

$$\times\int_0^b\int_0^c\sin(\frac{k\pi}{c}z)\sin(k_z^{I}(z-c)) \qquad (12)$$

$$\times\frac{\cos(\frac{l\pi}{b}y)}{\sqrt{1+\delta_{0l}}}\frac{\cos(\frac{n\pi}{b}y)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}}dzdy$$

$$L^{IV}=\frac{4j\frac{m\pi}{a}(-1)^{m}}{k_z^{I}\sin(k_z^{I}c)}\sqrt{\frac{k_x^{III}}{ack_z^{I}}}$$

$$\times\int_0^b\int_0^c\sin(\frac{k\pi}{c}z)\sin(k_z^{I}z) \qquad (13)$$

$$\times\frac{\cos(\frac{l\pi}{b}y)}{\sqrt{1+\delta_{0l}}}\frac{\cos(\frac{n\pi}{b}y)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}}dzdy$$

$$D_T=\mathrm{Diag}\left\{\frac{j}{\tan(k_z^{I}c)}\right\} \qquad (14)$$

$$D_S=\mathrm{Diag}\left\{\frac{j}{\sin(k_z^{I}c)}\right\} \qquad (15)$$

$$D_C=\mathrm{Diag}\left\{j\cot(k_x^{III}a)\right\} \qquad (16)$$

2.2 도파관 계단 불연속면 해석

송 · 수신여파기와 정합회로는 도파관내에 불연속면으로 구성되므로 각 불연속 영역에서의 경계조건을 이용하여 전자계 성분 및 산란행렬식을 유도할 수 있다.

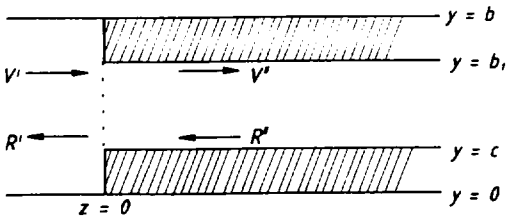

Fig. 2 1step E-H plane discontinuity of a rectangular waveguide

그림 2는 도파관의 이중면 계단 불연속을 나타낸 것이다. I 영역과 II 영역 사이의 불연속면에서 전자계 성분은 다음 행렬관계식을 만족한다.

$$E_y : V^I + R^I = L_E(V^{II} + R^{II}) \tag{17}$$

$$H_x : L_{H_x}(V^I - R^I) = (V^{II} - R^{II}) \tag{18}$$

$$H_y : L_{H_y}(V^I - R^I) = (V^{II} - R^{II}) \tag{19}$$

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

$$[L_E]_{pq} = \frac{4}{\sqrt{F^I F^{II}}}\sqrt{\frac{k_{zq}^{II}\{k_o^2-(k_{xp}^I)^2\}}{k_{zp}^I\{k_o^2-(k_{xq}^{II})^2\}}} \times \int\int_{F^{II}} T_p^I T_q^{II} dF \tag{20}$$

$$[L_{H_x}]_{qp} = \frac{4}{\sqrt{F^I F^{II}}}\sqrt{\frac{k_{zq}^{II}\{k_o^2-(k_{xp}^I)^2\}}{k_{zp}^I\{k_o^2-(k_{xq}^{II})^2\}}} \times \int\int_{F^{II}} T_p^I T_q^{II} dF \tag{21}$$

$$[L_{H_y}]_{qp} = \frac{4}{\sqrt{F^I F^{II}}}\sqrt{\frac{k_{zq}^{II}\{k_o^2-(k_{xq}^{II})^2\}}{k_{zp}^I\{k_o^2-(k_{xp}^I)^2\}}} \times \frac{k_{xp}^I k_{yp}^I}{k_{xq}^{II} k_{yq}^{II}} \int\int_{F^{II}} T_{py}^I T_{qy}^{II} dF \tag{22}$$

$$F^I = ab \quad F^{II} = ab_1 \tag{23}$$

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

$$T_p^I = T_{mn}^I = \sin\frac{m\pi}{a}x \frac{\cos\frac{n\pi}{b}y}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} \tag{24}$$

$$T_{py}^I = T_{mny}^I = \cos\frac{m\pi}{a}x \frac{\sin\frac{n\pi}{b}y}{\sqrt{1+\delta_{0n}}}$$

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

여기서 p, q는 각 영역의 모드를 나타내는 m, n값의 조합이다.

그림 2에서 Z=0인 불연속면의 산란행렬은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} R^I \\ V^{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^i & S_{12}^i \\ S_{21}^i & S_{22}^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^I \\ R^{II} \end{bmatrix} \tag{25}$$

$$\begin{aligned} S_{11}^i &= [L_E L_H + U]^{-1}[L_E L_H - U] \\ S_{12}^i &= 2[L_E L_H + U]^{-1} L_E \\ S_{21}^i &= L_H\{U - [L_E L_H + U]^{-1} \\ &\quad \times [L_E L_H - U]\} = L_H[U - S_{11}] \\ S_{22}^i &= U - 2L_H[L_E L_H + U]^{-1} L_E \\ &= U - L_H S_{12} \end{aligned} \tag{26}$$

여기서 U는 단위행렬이다.

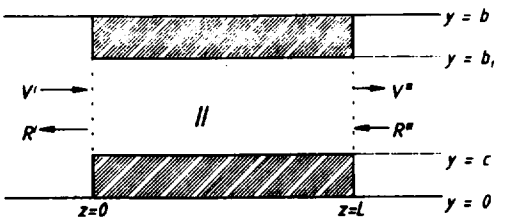

Fig. 3 2step E-H plane discontinuity of a rectangular waveguide

그림 3는 2단의 이중면 계단 불연속을 나타낸 것으로 산란행렬은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} R^{\mathrm{I}} \\ V^{\mathrm{III}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^{\mathrm{I}} \\ R^{\mathrm{III}} \end{bmatrix} \tag{27}$$

행렬 [S^{i}]의 각 소자는 행렬 [S]의 소자로 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} \\ &= S_{11}^{i} + S_{12}^{i} D[\, U - S_{22}^{i} D S_{22}^{i} D]^{-1} S_{22}^{i} D S_{21}^{i} \\ S_{21} &= S_{12} = S_{12}^{i} D[\, U - S_{22}^{i} D S_{22}^{i} D]^{-1} S_{21}^{i} \\ D &= \mathrm{Diag}\{\exp(j k_z^{II} L)\} \end{aligned} \tag{28}$$

식(28)을 이용하여 송·수신여파기 및 정합회로의 산란 파라미터 특성을 얻을 수 있다.

III. 다이플렉서 설계이론과 모드정합회로 설계이론

3.1 다이플렉서 설계이론

2 포트 회로인 여파기 및 정합회로와 3 포트 회로인 T 접합회로간의 기본적인 연결관계는 그림 4와 같다. 여기서는 산란행렬 S_{ij}를 갖는 2 포트 회로의 출력부가 산란행렬 S_{Lmn} 을 갖는 3 포트 회로의 입력부에 연결된 경우이다.

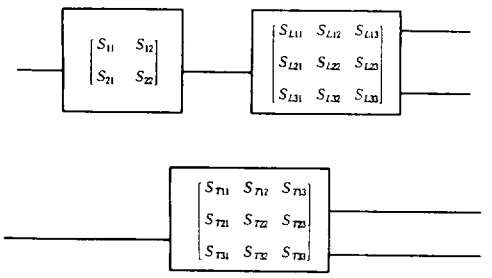

Fig. 4 Scattering matrix combination of a two-port and a three-port

2 포트 회로 출력부에서의 입사파와 반사파는 3 포트 회로 입력부에서의 반사파와 입사파로 볼 수 있으므로 전체 3 포트 회로의 산란행렬 S_{Tmn} 을 구하면 다음과 같다.

$$S_{T11} = S_{11} + S_{12}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1} S_{L11} S_{21} \tag{29}$$

$$S_{T12} = S_{12}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1} S_{L12} \tag{30}$$

$$S_{T13} = S_{12}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1} S_{L13} \tag{31}$$

$$S_{T21} = S_{L21}\{S_{21} + S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1} S_{L11} S_{21}\} \tag{32}$$

$$S_{T22} = S_{L22} + S_{L21}S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1} S_{L12} \tag{33}$$

$$S_{T23} = S_{L23} + S_{L21}S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1} S_{L13} \tag{34}$$

$$S_{T31} = S_{L31}\{S_{21} + S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1} S_{L11} S_{21}\} \tag{35}$$

$$S_{T32} = S_{L32} + S_{L31}S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1} S_{L12} \tag{36}$$

$$S_{T33} = S_{L33} + S_{L31}S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1} S_{L13} \tag{37}$$

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

3.2 모드정합회로 설계이론

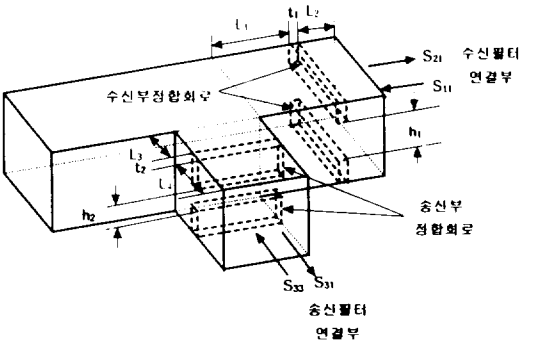

Fig. 5 Mode matching elements

통과대역내의 부정합 조건을 제거하기 위한 과정으로, 다이플렉서의 양쪽 분기점에 모드정합회로를 삽입하여 전체 다이플렉서를 최적화 시켜야 한다. 송신 주파수 대역과 수신 주파수 대역에서 반사되는 전력량을 조절하기위해 정합회로는 그림 5와 같은 용량성 창을 사용했다.

최적화 계수는 T 접합 분기회로에서 정합회로까지의 거리, 정합회로의 두께 및 높이 그리고 정합회로에서 여파기까지의 거리를 적절히 조절하여, 다음과 같은 함수가 최소가 되도록 설계한다.

$$F(y)=\sum_{n=1}^{M}\left\{\frac{a_m}{20\log(\,|\,S_{ii}(y,f_n)\,|\,)}\right\}^2 \fallingdotseq \min \tag{38}$$

$S_{ii}=S_{11}$: 송신 정합회로 설계시

$S_{ii}=S_{33}$: 수신 정합회로 설계시

여기서 M은 통과대역에서의 최대 주파수 샘플링, f_n은 주파수 샘플링, a_m는 요구되는 반사손실, 그리고 y는 정합회로 최적화 계수이다.

IV. 최적화 설계 및 결과

4.1 송·수신 여파기 및 H면 분기회로 특성

본 연구에서 설계하고자하는 다이플렉서는 112㎒의 대역폭을 가지며 송신대역이 12.751~12.863㎓, 수신대역이 13.017~13.129㎓인 위성방송 중계기용 H면 다이플렉서이다. 따라서 이 조건에 맞도록 삽입손실법[7~8]을 이용하여 송·수신여파기를 설계하였다. 송·수신 여파기의 설계 제원은 다음과 같다.

Table 1 Designed data of transmitting and receiving filter using insertion loss method

section	transmitting filter			receiving filter		
	a (cm)	b (cm)	length (cm)	a (cm)	b (cm)	length (cm)
1	1.47	1.48	1.00	1.46	1.50	0.95
2	1.36	1.38	1.18	1.35	1.44	1.14
3	1.27	1.13	0.77	1.25	1.22	0.73
4	1.18	0.39	1.20	1.15	0.39	1.18
5	1.18	0.23	1.07	1.15	0.22	1.06
6	1.18	0.85	1.13	1.15	0.84	1.12
7	1.18	0.11	1.11	1.15	0.11	1.10
8	1.18	1.29	1.12	1.15	1.29	1.11
9	1.18	0.09	1.12	1.15	0.09	1.10
10	1.18	1.46	1.12	1.15	1.46	1.11
11	1.18	0.08	1.12	1.15	0.08	1.10
12	1.18	1.51	1.12	1.15	1.51	1.11
13	1.18	0.08	1.12	1.15	0.08	1.10
14	1.18	1.46	1.12	1.15	1.46	1.11
15	1.18	0.09	1.12	1.15	0.09	1.10
16	1.18	1.29	1.12	1.15	1.29	1.11
17	1.18	0.11	1.11	1.15	0.11	1.10
18	1.18	0.85	1.13	1.15	0.84	1.12
19	1.18	0.23	1.07	1.15	0.22	1.06
20	1.18	0.39	1.20	1.15	0.39	1.18
21	1.27	1.13	0.77	1.25	1.22	0.73
22	1.36	1.38	1.18	1.35	1.44	1.14
23	1.47	1.48	1.00	1.46	1.50	0.95

그림 4는 $TE_{mn}{}^{x}$ 모드이론을 적용하여 고차

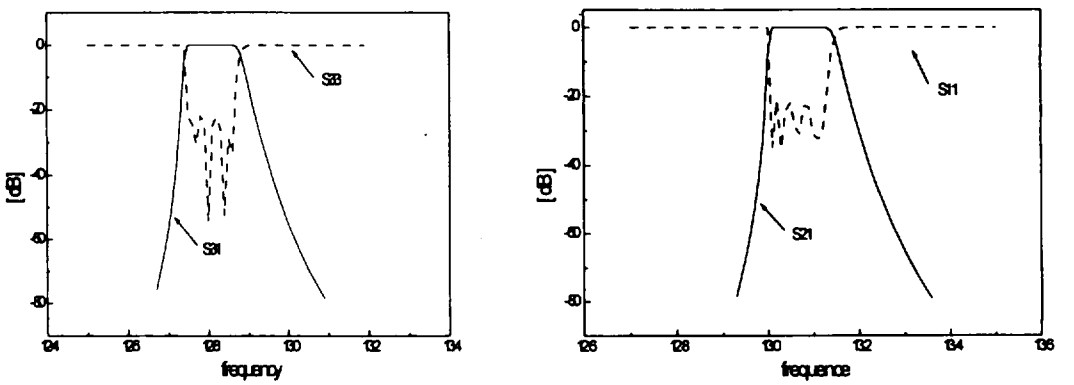

Fig. 6 Characteristics of receiving and transmitting waveguide filter using a $TE_{mn}{}^{x}$ mode approach

모드를 고려한 송·수신여파기의 이득특성을 나타낸것이다. 고차모드를 고려하므로써 통과 대역 및 저지 대역 특성이 실제 필터 특성과 유사해진다.

분기회로는 송·수신대역에서 가장 양호한 특성을 갖는 가로, 세로의 크기가 1.58㎝인 도파관 H면 분기회로를 이용하였다.

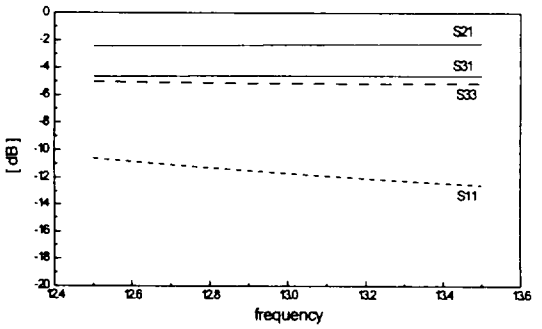

Fig. 7 Scattering parameters of H-plane T-junction

그림 7는 H면 T분기회로의 이득특성을 나타낸 것으로 S_{21}, S_{11}은 수신분기점 특성이고 S_{31}, S_{33}는 송신분기점 특성이다. 수신분기점 특성은 S_{21}과 S_{11}의 차가 크므로 양호한 특성을 나타내지만 송신분기점에서는 S_{31}과 S_{33}차가 거의 없으므로 송·수신 여파기를 연결하면 수신부 특성이 나빠진다. 따라서 송·수신 분기점에 용량성 창을 연결하여 최적화를 시켜야 한다.

4.2 수신부 정합회로 설계

그림 5에서 수신부 정합회로는 주로 송신부 특성에 영향을 미친다. 따라서 각 변수(L_1, t_1, L_2, h_1)를 미세조정하여 가장 양호한 송신부 특성을 갖도록 한다. 수신 정합회로의 각 변수 값들은 수신 여파기를 결합했을 때 송신부는 개방한 상태에서 식(38)의 $F(y)$ 값이 최소가 되도록 설정한다. F(y)값이 최소가 될 때 가장 양호한 송신부특성을 갖는다.

그림 8은 그림 5에서 수신 정합회로를 연결하지 않고 수신 여파기만 연결했을 때 개방된 송신부 이득특성을 나타낸것이다. 송신대역인 12.751~12.863㎓영역에서 매우 좋지않은 특성을 나타내고 있다.

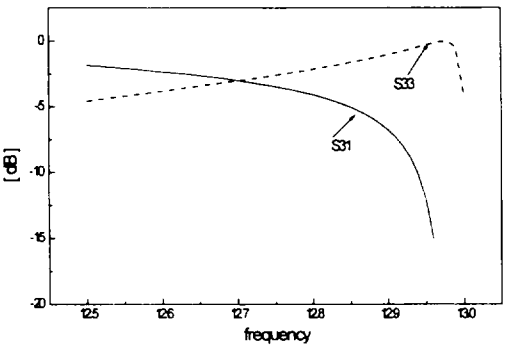

Fig. 8 Gain characteristics of T-junction transmitting port without matching element

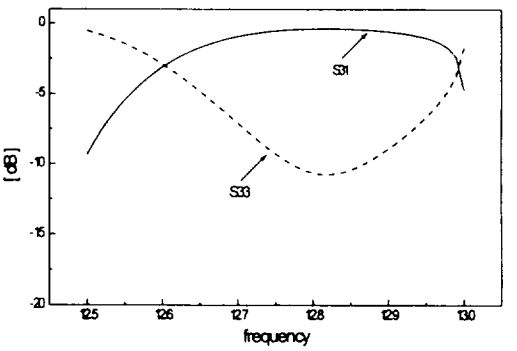

Fig. 9 Gain characteristics of T-junction transmitting port with capacitive iris

그림 9은 정합후 송신대역에서 가장 양호한 이득특성을 나타내고있다. 이때 각 정합회로 설계값들은 $L_1=1.6$㎝, $t_1=0.1$㎝, $L_2=1$㎝, $h_1=0.8$㎝ 이다.

4.3 송신부 정합회로 설계

수신부 정합회로 설계방법과 마찬가지로 송신부에는 정합회로와 송신 여파기를 연결하고 수신부를 개방하여 수신부 이득특성이 가장 좋

은 설계값을 찾는다.

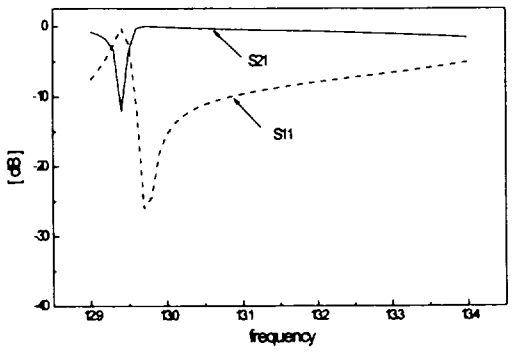

Fig. 10 Gain characteristics of T-junction receiving port without matching element

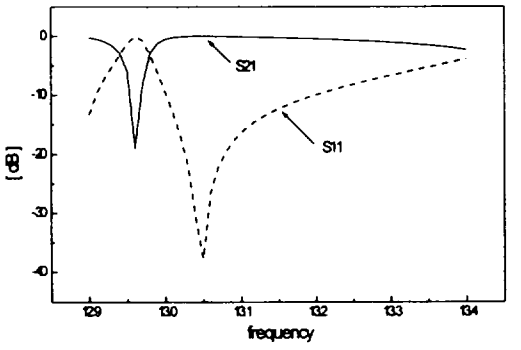

Fig. 11 Gain characteristics of T-junction receiving port with capacitive iris

그림 10은 송신 정합회로를 연결하지 않았을 때 수신부 이득특성을 나타낸 것이고 그림 11은 정합회로를 연결했을 때 이득특성을 나타낸 것이다. 수신대역인 13.017~13.129㎓영역에서 정합전보다 정합후 이득특성이 양호하게 나타나고 있다. 그림 5에서 정합됐을 때 송신 정합회로의 설계값은 $L_3=0$㎝, $t_2=0.1$㎝, $L_4=2.9$㎝, $h_2=0.45$㎝ 이다.

4.4 최적화된 다이플렉서 이득특성

그림 12는 정합회로를 제외한 H면 분기회로와 송·수신 여파기를 연결했을 때의 이득특성을 나타낸다. 통과대역과 저지대역형태는 형성하고 있지만 송신대역내에 전송되는 신호는 거의 없고 수신대역의 반사특성도 약 -10dB정도로 좋지않은 이득특성을 나타내고 있다.

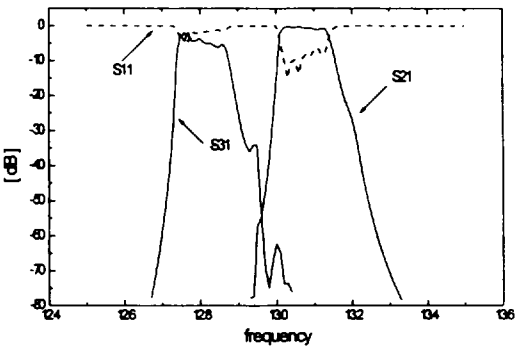

Fig. 12 Response of diplexer without matching element

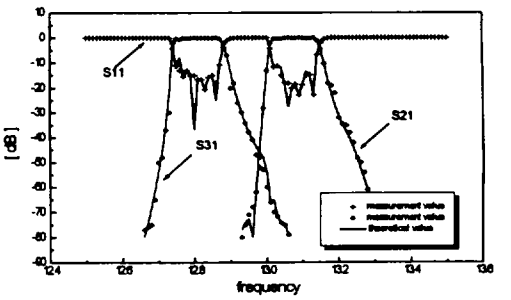

Fig. 13 Response of optimum diplexer with matching elements

그림 13은 설계된 정합회로를 분기회로와 송·수신 여파기 사이에 구성시켰을 때 최적화된 다이플렉서의 이득특성이다. 송·수신 대역내에 반사특성이 약 -20dB정도로 양호한 특성을 나타내고 있고 제작된 다이플렉서의 측정치와 잘 일치됨을 볼 수 있다.

V. 결 론

본 연구에서는 위성 중계용 다이플렉서를 설계하고 그 특성을 분석하였다. 설계된 다이플렉

서는 112㎒의 대역폭을 가지며 송신대역이 12.751~12.863㎓, 수신대역이 13.017~13.129㎓인 다이플렉서이다. 송·수신 신호를 분리하기위한 도파관 분리회로로 크기가 1.58㎝인 H면 분기회로를 사용하였고 도파관 송·수신 여파기는 삽입손실법으로 설계된 여파기를 이용하였다. 분기회로와 송·수신 여파기만을 연결했을 때 통과대역내에 부정합으로 인하여 이득특성이 나빠진다. 이러한 부정합 조건을 해소하기 위하여 송·수신 여파기와 T 접합면 사이에 정합소자로 용량성 창을 삽입하므로써 통과대역에서 반사손실 및 전송특성이 양호한 다이플렉서를 설계할 수 있었다. 정합회로 설계는 각 송·수신 분기점에서 정합회로까지 거리, 높이, 정합회로와 여파기사이의 거리를 가변시켜 통과대역내에 가장 양호한 특성을 가질 때 설계값을 얻었다. 그리고 제작된 다이플렉서의 측정치값은 이론값과 잘 일치 하였다.

본 연구의 결과는 도파관 E면 분기회로 이론을 첨가함으로써 수직, 수평편파를 분리시킬 수 있는 이중편파 급전장치인 직교모드변환기나 멀티플렉서와 같은 각종 다중화 장치설계에 응용될수 있을것으로 기대된다.

참고문헌

1) Takashi Kitsuregawa, 1989, *Advanced Technology in Satellite Communication Antennas*, Arthech House, pp. 81~90.
2) 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.
3) Arndt, F., J. Dittloff, 1988, Computer-aided Design of Slit-coupled H-plane T-junction Diplexers with E-plane Metal-insert Filters, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-36, pp. 1103~1106.
4) Bornemann, J., 1990, Design of Millimeter-wave Diplexers With Optimized H-plane Transformer Sections, Can. J. Elect. & Comp. Eng., vol. 15 pp. 5~8.
5) 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.
6) 박재신, 1996, 이중편파 급전시스팀용 다이플렉서 설계, 제주대학교 석사학위논문.
7) 박재신, 서수덕, 김재홍, 강부식, 양두영, 1996, E면 계단형 도파관 대역통과 여파기 설계, 한국통신학회 대한전자공학회 제주지부 합동학술발표 논문집, 제7집, pp. 18~22.
8) 서수덕, 박재신, 양두영, 1996, Ku 밴드 위성통신용 도파관 여파기 특성해석, 제주대학교 산업기술연구소 논문집 7권 2호, pp. 63~70.