

개선된 Three Plane Mode Matching Method를 이용한 계단형 T-접합의 해석과 응용

정회원 손영일*, 김상태*, 황충선*, 백락준**, 신철재*

Analysis of Stepped T-Junction using Improved Three Plane Mode Matching Method and Its Application

Young-Il Son*, Sang-Tae Kim*, Chung-Seon Hwang*, Rack-Jun Peak**,
Chull-Chai Shin* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 도파관 T-접합을 해석하기 위해서 모드매칭법과 일반산란행렬법을 조합하여 Three Plane Mode Matching Method에 적용하였다. Liang이 제안한 방법에서는 아홉번의 계산으로 전체 산란행렬을 구했으나 본 논문에서는 해석시 단락면의 위치에 따른 세 번만의 계산을 통해서 전체 산란행렬을 구할 수 있었고 입사 시에도 여러 모드를 고려하였다. 이러한 해석 방법을 통해서 불연속으로 이루어진 여러 가지 도파관 구조를 보다 편리하고 정확하게 해석할 수 있으며 이를 입증하기 위하여 T-접합의 구조를 계단형으로 설계하여 측정된 결과 입력단에서는 반사를 줄일 수 있었으며 또한 보다 넓은 대역에서 사용할 수 있었다. 계산된 결과는 FEM을 이용한 상용 소프트웨어인 HFSS(High Frequency Structure Simulator)에 의한 결과와 잘 일치함을 보였다. 그리고 계단의 수, 높이, 길이 및 위치에 대한 특성을 고찰하였다.

ABSTRACT

In this paper, we applied mode matching and generalized scattering matrix methods to three plane mode matching method for analyzing T-junctions. We calculated all scattering matrix elements by only three times and considered several incident modes. By proposed analysis method, we could analyze various waveguide discontinuity structures more conveniently and accurately. Using the stepped T-junction, we would be able to reduce the reflection coefficient at an input port and use it over wider band. Simulated and HFSS data of T-junctions are compared, showing good agreement for scattering matrix elements. Considering step numbers, height, length and position, we extracted for optimum dimensions and equivalent circuit parameters.

1. 서 론

도파관 T-접합은 3개의 도파관이 접합된 형태로 서 다이플렉서나 멀티플렉서 등의 시스템에 필수적인 부품이다. 이상적인 도파관 T-접합은 입력 단에서의 낮은 반사계수와 두 개의 출력 단에서의 같은 전력 분배를 만족해야 한다^[1]. 그러나 일반적인 T-

접합은 광대역에서 이런 특성을 만족하지 못하기 때문에 넓은 주파수 대역에서 사용하기 위해서는 적절한 구조의 변화가 필요하다. 지금까지 T-접합을 해석하기 위해서 FEM(Finite Element Method), BE M(Boundary Element Method), PRCM (Port Reflection Coefficient Method)^[2] 등의 여러 가지 수치 해석방법이 사용되었지만, 이런 방법들은 상당한 계

* 이주대학교 전자공학과 초고주파 통신 연구실
논문번호: 98353-0811, 접수일자: 1998년 8월 11일

** 에이스 테크놀러지

산 시간을 요구하므로 편리성과 효율성 면에서 등가회로^[1,3]에 근거한 근사화된 값들을 사용해 왔다. 하지만 그 정확성이 떨어진다는 단점을 가지고 있다^[4].

X.-P. Liang^[1]과 H.-W. Yao^[4]는 하나의 기준 포트만을 사용했으므로 전체의 산란계수를 얻기 위해서는 각 기준포트와 단락위치에 따라서 9번의 측정이 필요하였고 하나의 입사 모드만을 고려하였다. 본 논문에서는 모드매칭법과 기본 모드뿐만 아니라 고차 모드의 영향을 모두 포함하는 일반산란행렬법^[5,6]을 조합하여 Three Plane Mode Matching Method^[1]에 적용하여 T-접합을 해석함으로써 단락 위치에 따른 세 번만의 측정을 통해서 전체 산란계수를 추출할 수 있었고 해석시 여러 개의 입사모드를 고려하여 보다 정확한 해석이 되도록 하였다. 또한 이를 입증하기 위하여 구조를 계단형으로 하였으며 계단의 수, 높이, 길이 및 위치에 대한 최적의 값을 얻었다.

계산된 결과는 FEM을 이용한 상용 소프트웨어인 HFSS(High Frequency Structure Simulator)를 통하여 타당성을 입증하였다.

II. 도파관 불연속에서의 산란행렬 계산

1. 도파관 불연속과 일반산란행렬

기본 모드뿐만 아니라 고차 모드의 영향을 모두 포함하는 일반산란행렬법을 이용하면 도파관 불연속 문제를 보다 정확하게 해석할 수 있다. $z=0$ 에서 결합된 두 개의 구형도파관을 그림 1에 나타내었다. 도파관 A는 $-\infty < z < 0$, 도파관 B는 $0 < z < \infty$ 의 영역을 각각 나타내며 각각의 영역에는 무한개의 모드들이 존재한다고 가정할 수 있다. 이 때 전체 전계와 자계는 유한개의 모드들의 합으로 표현할 수 있고 해석시, 모드의 수를 많이 포함할수록 더 정확한 해석이 된다.

그림 1의 영역 A와 영역 B에서 z 방향으로 수직인 전계와 자계의 성분은 다음 식으로 표시된다.

A 영역

$$\vec{E}_i^A(x, y, z) = \sum_{i=1}^{N_A} (A_i^+ e^{-\gamma_i^A z} + A_i^- e^{\gamma_i^A z}) \vec{e}_i^A(x, y) \quad (1)$$

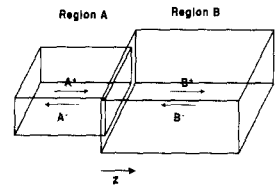
$$\vec{H}_i^A(x, y, z) = \sum_{i=1}^{N_A} (A_i^+ e^{-\gamma_i^A z} - A_i^- e^{\gamma_i^A z}) \vec{h}_i^A(x, y)$$

B 영역

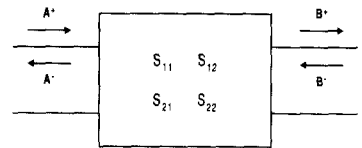
$$\vec{E}_i^B(x, y, z) = \sum_{j=1}^{N_B} (B_j^+ e^{-\gamma_j^B z} + B_j^- e^{\gamma_j^B z}) \vec{e}_j^B(x, y) \quad (2)$$

$$\vec{H}_i^B(x, y, z) = \sum_{j=1}^{N_B} (B_j^+ e^{-\gamma_j^B z} - B_j^- e^{\gamma_j^B z}) \vec{h}_j^B(x, y)$$

여기서, $(\vec{e}_i^A, \vec{h}_i^A)$ 와 $(\vec{e}_j^B, \vec{h}_j^B)$ 는 각각 A 영역에서 i 번째, B 영역에서 j 번째 정상모드를 나타내고 γ_i^A, γ_j^B 는 각각 A 영역에서 i 번째, B 영역에서 j 번째 정상모드의 전파상수를 나타낸다. 그리고 N_A 와 N_B 는 각각 A 영역과 B 영역에서의 모드수이다.



(a)



(b)

그림 1. (a) 일반적인 도파관 불연속 구조
(b) 등가 산란행렬 회로망

모드의 직교성 원리와 경계조건을 적용하면 경계면에서 산란계수를 계산할 수 있는데, 그 과정은 다음과 같다. 식 (1)과 (2)는 $z=0$ 인 경계면에서 식 (3)과 (4)의 경계조건을 만족해야 하므로 식 (5)와 (6)과 같은 관계가 성립한다.

$$E_i^A - E_i^B = 0 \quad (3)$$

$$\vec{H}_i^A - \vec{H}_i^B = \begin{cases} \vec{J}_s & \text{도체표면} \\ 0 & \text{그 외} \end{cases} \quad (4)$$

$$\sum_{i=1}^{N_A} (A_i^+ + A_i^-) \vec{e}_i^A(x, y) = \sum_{j=1}^{N_B} (B_j^+ + B_j^-) \vec{e}_j^B(x, y) \quad (5)$$

$$\sum_{i=1}^{N_A} (A_i^+ - A_i^-) \vec{h}_i^A(x, y) = \sum_{j=1}^{N_B} (B_j^+ - B_j^-) \vec{h}_j^B(x, y) \quad (6)$$

식 (4)의 \vec{J}_s 를 제거하기 위해서 식 (5)에 단면적이 큰 영역의 자계인 $\vec{h}_j^B(x, y)$ 를 외적을 취하고 식 (6)에 단면적이 작은 영역의 전계인 $\vec{e}_i^A(x, y)$ 를

외적을 취한 다음 정리하면 다음의 행렬식을 얻을 수 있다.

$$[M](A^+ + A^-) = [D_1](B^+ + B^-) \quad (7)$$

$$[D_2](A^+ - A^-) = [M]^T(B^+ - B^-) \quad (8)$$

여기서 A^+ 와 A^- 는 크기가 N_a 인 벡터이며 B^+ 와 B^- 는 크기가 N_b 인 벡터이고, $[M]$ 은 크기가 $N_b \times N_a$ 인 행렬이며 T 는 전치행렬을 나타낸다. $[D_1]$, $[D_2]$ 는 각각 크기가 $N_b \times N_b$, $N_a \times N_a$ 인 대각행렬이며 각 행렬들의 요소들은 다음과 같다.

$$D_1(j, j) = \langle \vec{e}_{ij}^B, \vec{h}_{ij}^B \rangle \quad (9)$$

$$D_2(i, i) = \langle \vec{e}_{ii}^A, \vec{h}_{ii}^A \rangle \quad (10)$$

$$M(i, j) = \langle \vec{e}_{ij}^A, \vec{h}_{ij}^B \rangle \quad (11)$$

$$\langle \vec{e}_{ik}^A, \vec{h}_{ik}^B \rangle = \int \vec{e}_{ik}^A \times \vec{h}_{ik}^B \cdot d\vec{s} \quad (12)$$

$$= \begin{cases} \delta(k-k') & A=B \\ f(k, k') & A \neq B \end{cases}$$

여기서 A, B 는 각 도파관의 영역이다.

식 (7)과 (8)을 정리하면 다음과 같다. 먼저 식 (5)에 $\vec{h}_{ij}^B(x, y)$ 를 식 (6)에 $\vec{e}_{ii}^A(x, y)$ 를 곱해서 외적을 취하면 식 (13)과 (14)가 된다. 식 (13)과 식 (14)를 전개하여 행렬의 형태로 고치면 식 (7)과 식 (8)이 되고 $[M]$ 과 $[D]$ 행렬은

$$[M] = \begin{bmatrix} TE \times TE & TM \times TE \\ TE \times TM & TM \times TM \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$[D] = \begin{bmatrix} TE \times TE & 0 \\ 0 & TM \times TM \end{bmatrix} \quad (16)$$

과 같은 구성을 가진다.

그럼 1의 도파관 불연속은 다음의 일반화된 산란 행렬로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} A^- \\ B^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_{11}] & [S_{12}] \\ [S_{21}] & [S_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^+ \\ B^- \end{bmatrix} \quad (17)$$

그럼 1과 같은 구조에서 위와 같은 방법으로 계산을 하면, A 영역의 단면이 B 영역의 단면보다 클 때는

$$\begin{aligned} [S_{11}] &= ([P][Q] + [I])^{-1}([P][Q] - [I]) \\ [S_{12}] &= 2([P][Q] + [I])^{-1}[P] \\ [S_{21}] &= [Q]([I] - [S_{11}]) \\ [S_{22}] &= [I] - [Q][S_{12}] \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 $[P] = [D_2]^{-1}[M]$, $[Q] = [D_1]^{-1}[M]^T$ 이며 $[I]$ 는 단위행렬이다.

B 영역이 A 영역보다 클 때는

$$\begin{aligned} [S_{11}] &= ([R][T] + [I])^{-1}([I] - [R][T]) \\ [S_{12}] &= 2([R][T] + [I])^{-1}[R] \\ [S_{21}] &= [T]([I] + [S_{11}]) \\ [S_{22}] &= [T][S_{12}] - [I] \end{aligned} \quad (19)$$

과 같은 관계를 유도할 수 있고, 여기서 $[R] = [D_2]^{-1}[M]^T$, $[T] = [D_1]^{-1}[M]$ 이다.

위 식들에서처럼 커플링 행렬이 수식적인 형태로 나타나므로 다른 방법들에 비해 계산 시간을 상당히 줄일 수 있는 장점이 있고 서로 다른 불연속이 있을 때 $[D_1]$, $[D_2]$ 와 $[M]$ 행렬만 구하면 각 불연속의 산란행렬들을 각각 구할 수 있다. 그리고 이 산란행렬들을 결합함으로써 전체 구조의 산란행렬을 구할 수 있다.

2. 연속적인 불연속 구조의 계산을 위한 알고리즘

산란행렬 $[S^{(1)}]$ 과 $[S^{(2)}]$ 인 2개의 불연속이 길이 L 인 도파관으로 연결되어 있을 때, 전체의 일반산란행렬 $[S']$ 는 아래의 (20)식과 같이 나타낼 수 있다.

여기서 $[S_L]$ 은 대각행렬이며 불연속 사이의 도파관 부분을 나타내고, 그 원소는 $S_L(i, i) = \exp(-\gamma_i L)$ 이다. 여기서 γ_i 는 이 도파관의 i 번째 모드의 전파상수를 나타낸다.

$$\sum_{i=1}^N (A_i^+ + A_i^-) \langle \vec{e}_i^A(x, y), \vec{h}_i^B(x, y) \rangle = (B_i^+ + B_i^-) \langle \vec{e}_i^B(x, y), \vec{h}_i^B(x, y) \rangle \quad (13)$$

$$(A_i^+ - A_i^-) \langle \vec{e}_i^A(x, y), \vec{h}_i^A(x, y) \rangle = \sum_{j=1}^N (B_j^+ - B_j^-) \langle \vec{e}_j^A(x, y), \vec{h}_j^B(x, y) \rangle \quad (14)$$

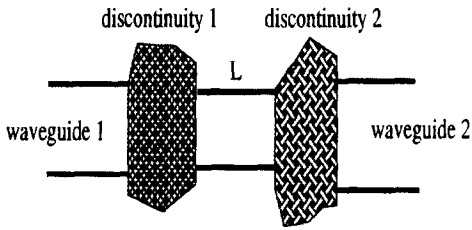


그림 2. 두 개의 도파관 불연속 결합

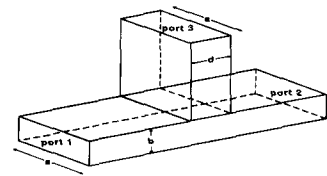
III. Three Plane Mode Matching Method

그림 3(a)의 T-접합에서 Three plane mode matching method는 그림 4에서처럼 불연속 지점으로부터 일정거리가 떨어진 포트 3에 단락회로를 위치시키고 해석한다. 이 때 그림 3(b)의 영역 3과 영역 4가 그림 4의 영역 B로 합쳐지게 된다. 이 새로운 영역 B는 $(a \times b_m)$ 의 단면적과 길이가 b_3 인 도파관이 되고 영역 A와 C의 도파관과 연결된다. 따라서 3-포트 회로망이 2-포트 회로망이 되고, 2-포트 회로망의 산란행렬은 일반산란행렬법으로 구할 수 있다. 이 때 그림 5와 같이 포트 3의 단락회로를 서로 다른 세 지점에 위치시키고, 동일한 과정을 통해 구해진 3개의 2-포트 회로망의 산란행렬로부터 3-포트 회로망의 산란행렬을 추출할 수 있게 된다. 그림 4에서 가장 적합한 최소 l_m 의 길이는 $0.6 \sim 0.8 \lambda_g$ 이고 세 개의 단락회로간의 위상차는 $\pm 120^\circ$ 가 가장 적당하다^(1,4).

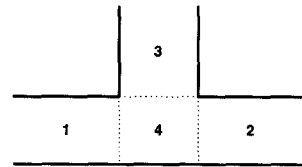
Three plane mode matching method를 좀 더 자세히 설명하면 다음과 같다;

- a) 그림 4에서처럼 포트 3에서 길이 l_m , ($m=1,2,3$) 에 단락회로를 연결한다. 이 때 이 포트에서의 반사계수는 $e^{j\theta_m}$ 이며, 여기서 $\theta_m = -2\beta_1 l_m + \pi$ 이고 β_1 은 영역 B의 도파관에서 기본모드의 전파상수이다. 만약 $l_1 = 0.7 \lambda_g$ 라면 $l_2 \approx 1.03 \lambda_g$, $l_3 \approx 1.36 \lambda_g$ 이다.

- b) 각 l_m 의 세 위치에 따라서 식 (21)에 정의된 세 개의 2-포트 회로망의 산란행렬 $[S_m^{II}]$, $m=1,2,3$ 을 모드매칭법에 의해서 계산한다.



(a)



(b)

그림 3. (a) 전계면 T-접합 (b) T-접합의 단면도

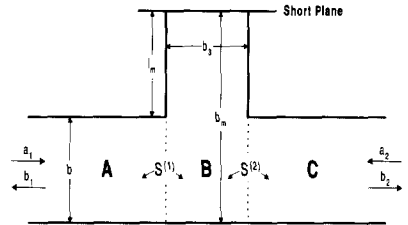


그림 4. 포트 3이 단락된 T-접합

$$[S_m^{II}] = \begin{bmatrix} S_{11m}^{II} & S_{12m}^{II} \\ S_{21m}^{II} & S_{22m}^{II} \end{bmatrix} \quad m=1,2,3 \quad (21)$$

- c) 그림 5에서 단락회로의 각각 다른 세 위치에 따른 세 개의 2-포트 회로망의 산란행렬을 각각 구하고 이 산란행렬로부터 3-포트 회로망의 산란행렬을 계산한다. 3-포트 회로망의

$$\begin{aligned} [S_{11}^I] &= [S_{11}^{(1)}] + [S_{12}^{(1)}]([I] - [S_L][S_{11}^{(2)}][S_L][S_{22}^{(1)}])^{-1}[S_L][S_{11}^{(2)}][S_L][S_{21}^{(1)}] \\ [S_{12}^I] &= [S_{12}^{(1)}]([I] - [S_L][S_{11}^{(2)}][S_L][S_{22}^{(1)}])^{-1}[S_L][S_{12}^{(2)}] \\ [S_{21}^I] &= [S_{21}^{(2)}]([I] - [S_L][S_{22}^{(1)}][S_L][S_{11}^{(2)}])^{-1}[S_L][S_{21}^{(1)}] \\ [S_{22}^I] &= [S_{22}^{(2)}] + [S_{21}^{(2)}]([I] - [S_L][S_{11}^{(1)}][S_L][S_{22}^{(2)}])^{-1}[S_L][S_{22}^{(1)}][S_L][S_{12}^{(2)}] \end{aligned} \quad (20)$$

산란행렬은 다음과 같이 정의한다.

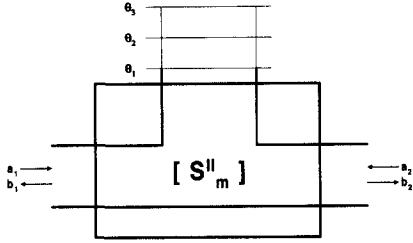


그림 5. 3개의 단락면

이 때 세 개의 2-포트 회로망 산란행렬 $[S_m^{II}]$ 와 3-포트 회로망의 산란행렬 $[S]$ 의 관계는 그림 6의 포트 3이 단락된 회로의 신호 흐름도로부터 쉽게 유도할 수 있다^[7,8].

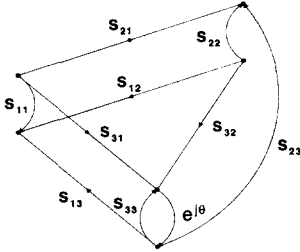


그림 6. 포트 3이 단락된 회로망의 신호 흐름도

$$S_{11_m}^{II} = S_{11} + \frac{S_{13}S_{31}e^{j\theta_m}}{1 - S_{33}e^{j\theta_m}}, \quad m=1, 2, 3 \quad (22)$$

$$S_{12_m}^{II} = S_{12} + \frac{S_{13}S_{32}e^{j\theta_m}}{1 - S_{33}e^{j\theta_m}}, \quad m=1, 2, 3 \quad (23)$$

$$S_{21_m}^{II} = S_{21} + \frac{S_{23}S_{31}e^{j\theta_m}}{1 - S_{33}e^{j\theta_m}}, \quad m=1, 2, 3 \quad (24)$$

$$S_{22_m}^{II} = S_{22} + \frac{S_{23}S_{32}e^{j\theta_m}}{1 - S_{33}e^{j\theta_m}}, \quad m=1, 2, 3 \quad (25)$$

여기서 θ_m 은 m 번째 단락의 위상이다.

식 (22)에서 각각 $m=1, 2, 3$ 인 세 식으로부터 세 개의 변수 S_{33} , $S_{31}S_{13}$, S_{11} 을 식 (26)과 같이 구할 수 있다.

$$S_{33} = \frac{(e^{j\theta_3} - e^{j\theta_1})(S_{11_2}^{II} - S_{11_1}^{II}) - (e^{j\theta_2} - e^{j\theta_1})(S_{11_3}^{II} - S_{11_1}^{II})}{e^{j\theta_2}(e^{j\theta_3} - e^{j\theta_1})(S_{11_2}^{II} - S_{11_1}^{II}) - e^{j\theta_3}(e^{j\theta_1} - e^{j\theta_2})(S_{11_3}^{II} - S_{11_1}^{II})}$$

$$S_{13}S_{31} = \frac{(S_{11_2}^{II} - S_{11_1}^{II})(1 - e^{j\theta_3}S_{33})(1 - e^{j\theta_1}S_{33})}{e^{j\theta_2} - e^{j\theta_1}}$$

$$S_{11} = S_{11_1}^{II} - \frac{S_{13}S_{31}e^{j\theta_1}}{1 - e^{j\theta_1}S_{33}} \quad (26)$$

마찬가지로 식 (23), 식 (24)와 식 (25)로부터 $S_{13}S_{32}$, $S_{23}S_{31}$, $S_{23}S_{32}$ 와 S_{12} , S_{21} , S_{22} 도 구할 수 있다.

IV. T-접합의 산란계수 측정 및 결과분석

1. 일반적인 전계면 T-접합

그림 7은 포트 3이 단락된 T-접합의 등가 산란계수 회로망이며, $S^{(1)}$ 은 그림 4의 영역 A와 영역 B 사이 불연속의 산란계수를 나타내고 $S^{(2)}$ 은 영역 B와 영역 C 사이 불연속의 산란계수를 나타내고 있다. $S^{(1)}$ 과 $S^{(2)}$ 그리고 b_3 를 포함하는 부분의 산란계수를 구한 후 식 (20)을 이용하여 전체 구조의 산란계수를 구할 수 있다.

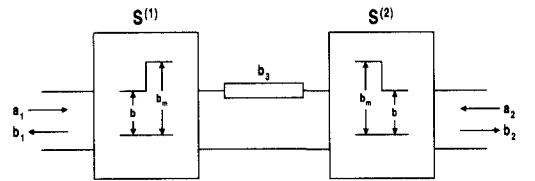
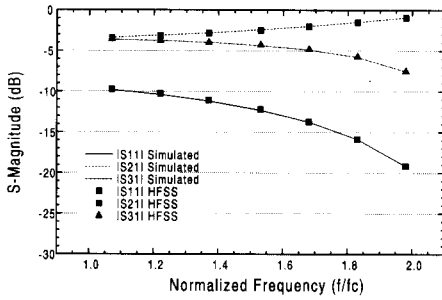
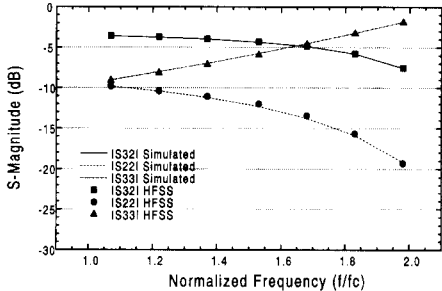


그림 7. 포트 3이 단락된 일반적인 T-접합의 등가 산란계수 회로망

일반적인 전계면 T-접합에서 계산된 산란계수의 크기와 위상을 그림 8과 그림 9에 각각 보이고 있다. 그림에서 가로축은 주파수를 차단주파수인 $f_c = 6.557 \text{ GHz}$ 로 정규화한 것이다. 이상적인 T-접합은 가능한 넓은 주파수 대역에서 반사손실이 작고 투과계수들간에는 동일한 전력분배가 이루어져야 한다^[3]. 그러나 일반적인 전계면 T-접합은 입사 포트에서 반사계수가 매우 크고, 주파수가 높아질수록 투과계수들 간에도 차가 커져서 최대 7dB의 차이를 보일뿐만 아니라 각각의 투과계수에서도 그 변화가 매우 크다. 계산되어진 결과와 HFSS로 모의 실험한 결과는 잘 일치함을 보인다.

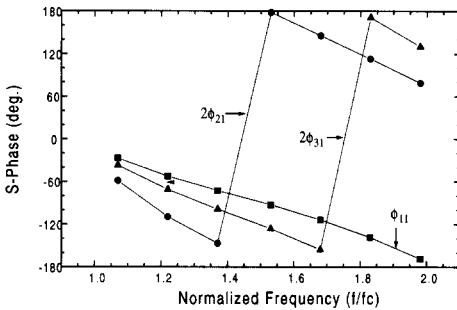


(a)

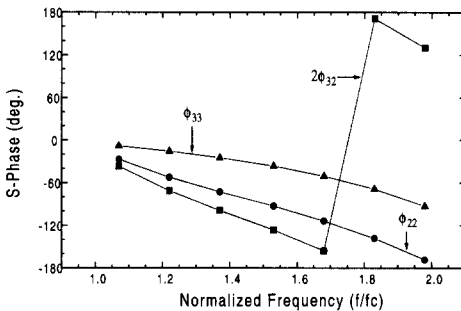


(b)

그림 8. (a) 산란계수 S_{11} , S_{21} , S_{31} 의 크기
(b) 산란계수 S_{32} , S_{22} , S_{33} 의 크기



(a)



(b)

그림 9. (a) 산란계수 S_{11} , S_{21} , S_{31} 의 위상
(b) 산란계수 S_{32} , S_{22} , S_{33} 의 위상

2. 계단형 T-접합

그림 10(a)는 계단형 T-접합의 단면도를 보이고 있는데 이것은 입력, 출력 또는 양쪽에서 도파관의 높이를 조절함으로써 보통의 T-접합보다 정합이 용이하다. 이 구조도 Three plane mode matching method로 해석을 하면 그림 10(a)에서처럼 각각의 크기가 $a \times b_1$ 인 도파관 A, $a \times b_m$ 인 도파관 B, 그리고 $a \times b_2$ 인 도파관 C의 연속된 세 개의 도파관 불연속 문제로 간단히 해석할 수 있다. 그림 10(b)는 도파관 A와 도파관 B 사이 불연속의 산란계수와 도파관 B와 도파관 C 사이 불연속의 산란계수 그리고 도파관 B의 산란계수로부터 전체 구조의 산란계수를 구하는 등가산란계수 회로망이다. 설계변수 b_2 , b_3 의 변화과정을 통해서 계단형 T-접합이 가장 좋은 특성을 가질 때의 산란계수의 크기와 위상을 각각 그림 11과 그림 12에 나타내었다. X-밴드에서 $f/f_c = 1.6$ 이하인 약 3.6GHz의 대역폭에서 반사계수가 -20dB 이하이고 9GHz에서 -26dB의 최소값을 가졌다. 그리고 투과계수간의 차가 최대 3dB로 일반적인 T-접합의 경우보다 매우 감소하였음을 관찰할 수 있다.

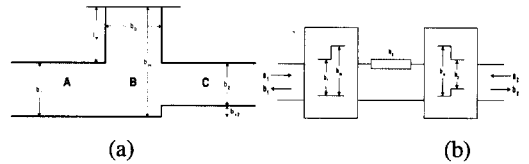
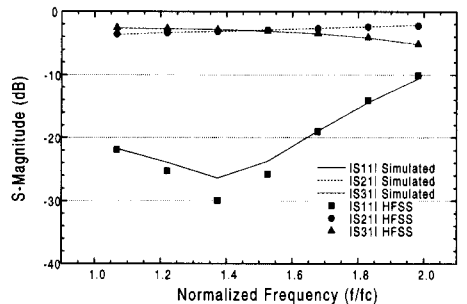


그림 10. (a) 포트 3이 단락된 계단형 T-접합의 단면도
(b) 포트 3이 단락된 계단형 T-접합의 등가 산란계수 회로망



(a)

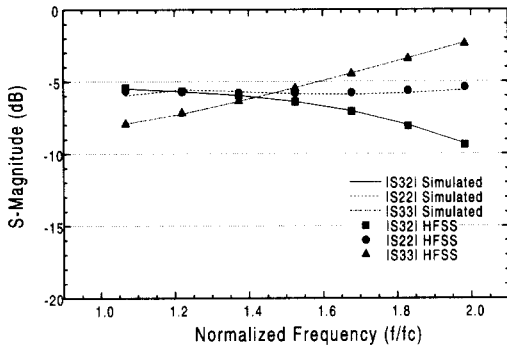
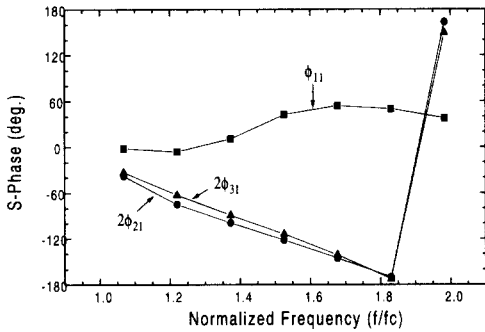
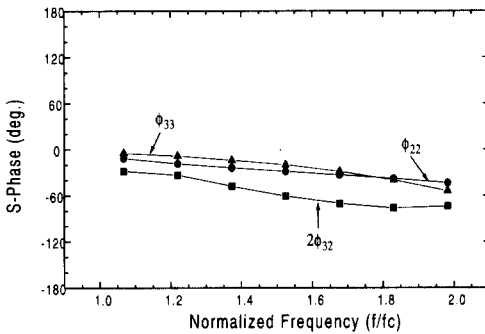


그림 11. (a) 계단형 T-접합의 산란계수 S_{11} , S_{21} , S_{31} 의 크기
(b) 계단형 T-접합의 산란계수 S_{22} , S_{22} , S_{33} 의 크기



(a)



(b)

그림 12. (a) 계단형 T-접합의 산란계수 S_{11} , S_{21} , S_{31} 의 위상
(b) 계단형 T-접합의 산란계수 S_{22} , S_{22} , S_{33} 의 위상
($a=0.9''$ $b_1=0.4''$ $b_2=0.21''$
 $b_2=0.19''$ $b_3=0.27''$)

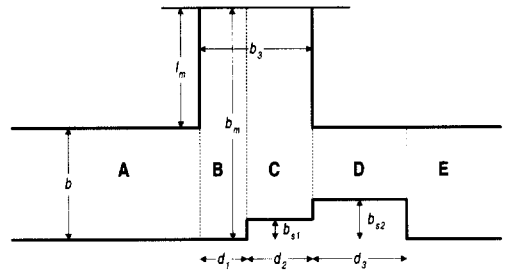


그림 13. 포트 3이 단락된 이중 계단형 T-접합

그림 13은 이중 계단형 T-접합의 단면도를 나타내는데 계단을 2개로 하여 5개의 설계변수로 정합을 더 용이하게 하였다. 위와 같은 방법으로 해석을 하면 그림 13에서처럼 각각의 크기가 $a \times b$ 인 도파관 A, $a \times b_m$ 인 도파관 B, $a \times (b_m - b_{s1})$ 인 도파관 C, $a \times (b - b_{s2})$ 인 도파관 D, 그리고 $a \times b$ 인 도파관 E의 연속된 5개의 간단한 도파관 불연속 문제로 해석할 수 있다.

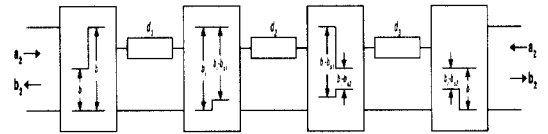
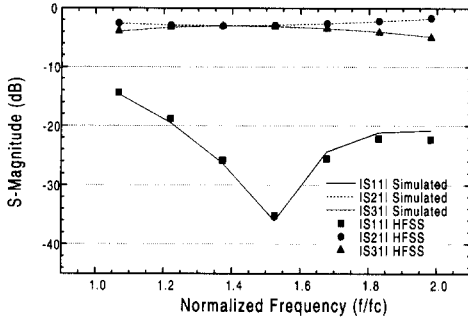


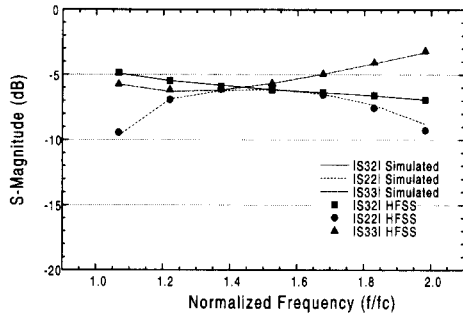
그림 14. 포트 3이 단락된 이중 계단형 T-접합의 등가 산란계수 회로망

그림 14는 각 불연속의 산란계수와 도파관 B, 도파관 C, 도파관 D의 산란계수로부터 전체 구조의 산란계수를 구하는 등가산란계수 회로망이다. 그림 14에서 전체 구조의 산란계수를 구할 때, 먼저 도파관 A와 도파관 B 사이 불연속의 산란계수와 도파관 B와 도파관 C 사이 불연속의 산란계수 그리고 도파관 B의 산란계수로부터 도파관 A, B, C의 산란계수를 구하고 도파관 C와 도파관 D 사이 불연속의 산란계수와 도파관 C의 산란계수를 구해서 도파관 A, B, C, D의 산란계수를 구한다. 그리고 같은 방법으로 도파관 A, B, C, D, E의 전체 산란계수를 구한다. 도파관 A와 도파관 B 사이의 불연속 지점으로부터 첫 번째 계단까지의 거리인 d_1 의 변화에 따라 반사계수와 투과계수가 가장 큰 변화를 보였다. 설계시에는 설계변수 중 그 영향이 가장 큰 것부터 고려하는 것이 가장 설계가 용이하다. 각 설계변수의 변화과정을 통해서 가장 특성이 우수한 연속적인 계단형 T-접합의 산란계수 크기와 위상을

그림 15과 그림 16에 나타내었다.



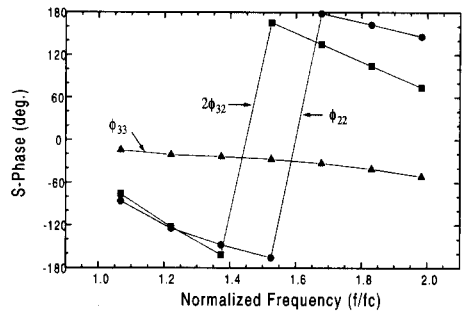
(a)



(b)

그림 15. (a) 이중 계단형 T-접합의 산란계수 S_{11} , S_{21} , S_{31} 의 크기
 (b) 이중 계단형 T-접합의 산란계수 S_{32} , S_{22} , S_{33} 의 크기
 ($a=0.9''$ $b=0.4''$ $b_{s1}=0.09''$ $b_{s2}=0.11''$
 $d_1=0.2''$ $d_2=0.04''$ $d_3=0.27''$)

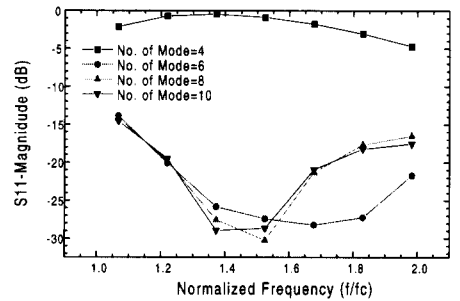
그림 15를 살펴보면 X-밴드에서 $f/f_c = 1.2$ 이상인 약 5.2GHz의 매우 넓은 대역폭에서 반사계수가 -20dB 이하였고 10GHz에서 -36dB의 최소값을 보였다. 투과계수간의 특성은 최대 3dB 차로 한 개의 계단으로 설계하였을 때와 유사하였다.



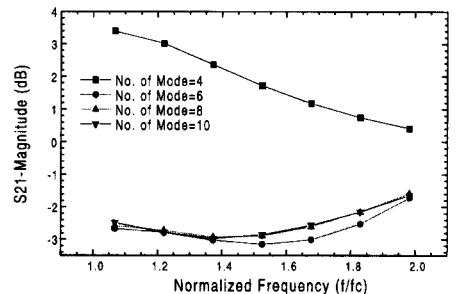
(b)

그림 16..(a) 이중 계단형 T-접합의 산란계수 S_{11} , S_{21} , S_{31} 의 위상
 (b) 이중 계단형 T-접합의 산란계수 S_{32} , S_{22} , S_{33} 의 위상
 ($a=0.9''$ $b=0.4''$ $b_{s1}=0.09''$
 $b_{s2}=0.11''$ $d_1=0.2''$ $d_2=0.04''$
 $d_3=0.27''$)

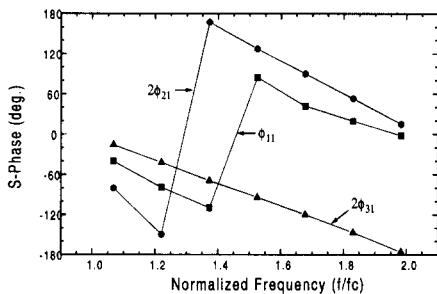
그림 17과 18은 모드매칭법으로 해석할 때 중요한 변수의 하나인 모드수에 따른 산란계수 크기와 위상의 수렴정도를 보이고 있다. 일반적으로 모드수가 많아지면 해석이 정확하지만 행렬이 커지게 되므로 해석에 걸리는 시간이나 메모리 문제 등이 발생하게 되므로 효율적인 계산을 위해서는 적당한 모드수를 결정해야한다.



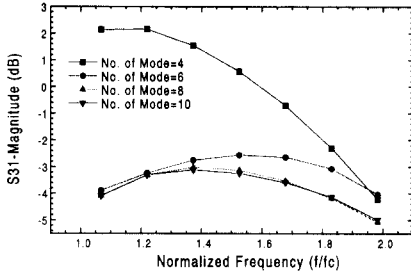
(a)



(b)



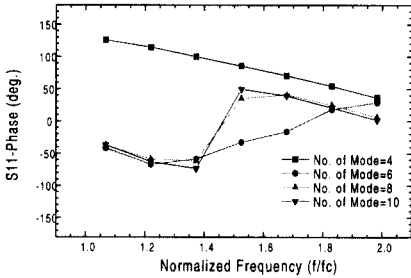
(a)



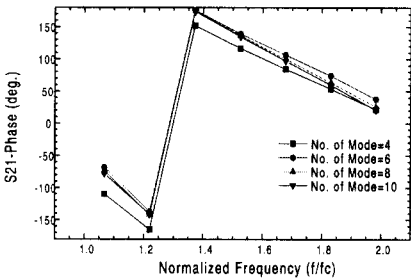
(c)

그림 17. 모드수에 따른 산란계수 크기의 수렴 (a) S_{11} (b) S_{21} (c) S_{31}

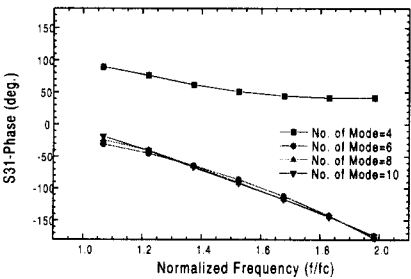
그림에서 모드수가 8 이상이면 산란계수의 크기와 위상이 거의 수렴함을 볼 수 있다. 따라서 모드수를 8 이상으로 하면 정확한 계산이 가능하다.



(a)



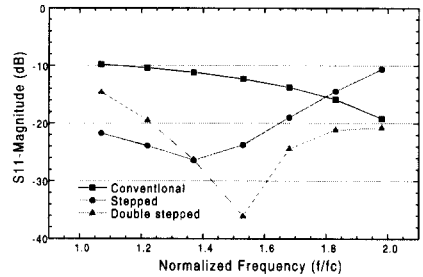
(b)



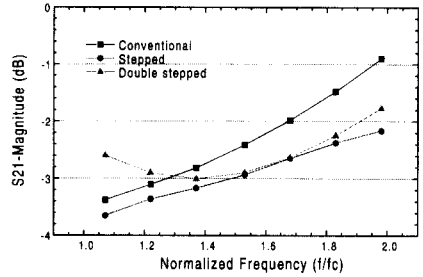
(c)

그림 18. 모드수에 따른 산란계수 위상의 수렴 (a) S_{11} (b) S_{21} (c) S_{31}

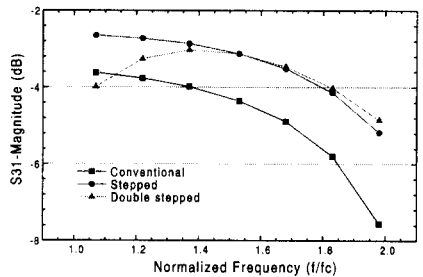
그림 19는 세 가지 경우의 T-접합의 중요한 특성인 S_{11} , S_{21} , S_{31} 을 각각 비교하고 있다. S_{11} 을 살펴보면 X-밴드에서 기존의 T-접합이 -20dB 이상이었던데 비해서 계단형과 이중 계단형 T-접합의 경우 상당히 넓은 대역에서 -20dB 이하의 값을 가졌음을 알 수 있고 투과계수중의 하나인 S_{21} 은 기존의 T-접합이 2.5dB 정도의 변화를 보였던 반면 계단형 T-접합은 1.5dB, 이중 계단형 T-접합은 1.2dB 정도의 변화를 보였다.



(a)



(b)



(c)

그림 19. T-접합의 산란계수 비교 (a) S_{11} (b) S_{21} (c) S_{31}

그리고 S_{31} 의 경우는 기존의 T-접합은 4dB 정도의 변화를 보였고 계단형과 이중 계단형의 경우는 2.2dB 정도의 변화를 보였다. 또한 투과계수들 (S_{21} , S_{31}) 간에도 기존의 T-접합은 최대 7dB 정도

의 차가 있었지만 계단형과 이중 계단형 T-접합의 경우는 3dB 정도의 차가 있었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 모드매칭법과 일반산란행렬법을 Three Plane Mode Matching Method에 적용하여 여러 가지 T-접합을 해석하였다. 해석시 단락면의 위치에 따른 세 번만의 계산을 통해서 전체 산란행렬을 구할 수 있었고 입사시에도 여러 모드를 고려하였다. 이러한 해석 방법을 통해서 불연속으로 이루어진 여러 가지 도파관 구조를 보다 편리하고 정확하게 해석할 수 있었다. 또한 T-접합의 구조를 계단형으로 만들어 입력단에서 반사계수를 줄일 수 있도록 하였으며 보다 넓은 대역에서 사용할 수 있도록 하였다. 계산된 결과는 FEM을 이용한 상용 소프트웨어인 HFSS(High Frequency Structure Simulator)를 통하여 그 타당성을 입증하였다. 그리고 계단의 수, 높이, 길이 및 위치에 대한 산란계수 특성을 고찰하였다. 기존의 T-접합은 X-밴드에 $f/f_c=1$ ($f_c=6.557\text{GHz}$)인 차단주파수부터 $f/f_c=2$ 인 주파수 대역에서 반사계수가 -20dB 이상이고 투과계수간에 최대 7dB 가량 차이가 나는 반면 계단형 T-접합은 $f/f_c=1.6$ 이하에서 반사계수가 -20dB 이하이고 투과계수간에 최대 3dB 가량 차이가 났다. 그리고 이중 계단형 T-접합의 경우는 $f/f_c=1.2$ 이상의 매우 넓은 대역에서 -20dB 이하의 반사계수를 보였고 투과계수간에는 최대 3dB 가량의 차이를 가졌다. 이처럼 계단형 T-접합과 연속적인 계단형 T-접합은 기존의 T-접합에 비하여 매우 넓은 대역에서 낮은 반사계수와 유사한 투과계수의 특성을 가졌음을 확인하였고 가장 최적의 수치를 제시하였다. 그리고 대칭적인 T-접합과 비대칭적인 T-접합의 등가회로의 각 변수값들을 추출하였다. 이 변수값들은 다이플렉서 같은 3-포트 회로의 설계시 필터와의 임피던스 정합등에도 유용하게 쓰일 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] 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. Microwave Theory Tech.*, vol.39, no. 12, pp. 2138-2147, Dec. 1991.

[2] Zhewang Ma, and Eikichi Yamashita, "Port reflection coefficient method for solving multi-port microwave network problems", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 2, pp.331-337, Feb. 1995.

[3] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, McGraw-Hill, N. Y., 1951.

[4] H.-W. Yao, A. E. Abdelmonem, J.-F. Liang, X.-P. Liang, K. A. Zaki, and Alain Martin, "Wide-band waveguide and ridge waveguide T-junctions for diplexer applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, no.12, pp. 2166-2173, Dec. 1993.

[5] J. Uher, J. Bornemann, and U. Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems : Theory and CAD*, Artech House, 1993.

[6] Tatsuo Itoh, *Numerical Techniques and Millimeter-Wave Passive Structures*, Wiley, 1988.

[7] S. B. Goldberg, M. B. Steer, and P. D. Franson, "Accurate experimental characterization of three-ports", *IEEE MTT-S Dig.*, pp. 241-244, 1991.

[8] Marat Davidovitz, "Reconstruction of the S-matrix for a 3-port using measurements at only two ports", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 5, no. 10, pp. 349-350, Oct. 1995.

[9] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison Wesley, 1990.

손 영 일(Young-Il Son)

정희원



1996년 2월: 아주대학교 전파공학과 졸업
 1998년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학석사)
 1998년 1월~현재: 대우전자부품(주) 연구소

<주관심 분야> 초고주파통신 부품설계, 수치해석

김 상 태(Sang-Tae Kim)

정희원

1985년 2월: 아주대학교 전자공학 과 졸업(공학사)



1984년 12월~1985년 8월 : 대우중
공업(주)연구소

1987년 8월: 아주대학교 전자공학
과 공학석사

1991년 2월: 해군장교 전역

1997년 2월: 아주대학교 전자공학과

박사과정수료

1991년 3월 ~ 현재 :한국생산 기술연구원 산업기
술정책연구소 선임연구원

<주관심 분야> 위성통신, 이동통신, 전자파 응용 등

황 충 선(Chung-Seon Hwang) 정회원



1982년 2월: 아주대학교 전자공학과
졸업

1984년 2월: 아주대학교 전자공학과
공학석사

1994년 2월: 아주대학교 전자공학과
박사과정 수료

1983년 12월 ~1995년 8월: LG전자 책임연구원

1995년 9월 :삼성전자기업통신 개발팀 수석연구원

1997년 9월 ~ :DXO텔레콤 주식회사 대표이사

백 락 준(Rack-Jun Peak) 정회원

신 철 재(Chull-Chai Shin) 정회원

1964년: 연세대학교 전자공학과 졸업

1968년: 연세대학교 전자공학과 공학석사

1983년: 연세대학교 전자공학과 공학박사

1967년~1970년: 동양공업전문대 조교수

1970년 1977년: 광운대학교 조교수

1986년~1987년: 미국 Florida대학 객원교수

1977년~현재: 아주대학교 교수

<주관심 분야> Microwave system, Microwave
component 설계, EMI & EMC,
Antenna 설계-측정