

## 스텝 불연속 마이크로스트립 라인의 3차원 TLM 해석

김 태 원 \*

### Analysis of 3-Dimensional TLM for Step Discontinuity Microstrip Line

Tae-Won Kim \*

#### 요 약

마이크로스트립 라인은 마이크로웨이브와 밀리미터웨이브 집적회로에 있어서 가장 필수적인 소자 중의 하나이다. 그동안 여러 가지 주파수 영역 해석법에 의해 이러한 마이크로스트립 라인의 주파수 종속 특성이 해석되었다. 하지만 본 논문에서 제시된 3차원 TLM법은 마이크로스트립 라인의 주파수 영역 해를 얻기 위한 또 다른 독립적인 해석법이다. 이러한 TLM 알고리즘을 이용하여 해석된 구조는 스텝 불연속 마이크로스트립 라인이며 대칭압축노드가 사용되었다. 수치해석 과정을 거쳐 시간 영역 데이터를 푸리에 변환함으로써 스텝 불연속 마이크로스트립 라인의 주파수 종속 산란 파라미터가 계산되었다. 시간 영역 TLM 해석 결과로부터 이와 같은 수치해석법이 스텝 불연속 마이크로스트립 라인과 같이 복잡한 구조를 모델링하는데 있어 효율적인 방법임을 보였다.

#### Abstract

Microstrip line is one of the most essential elements of microwave and millimeter-wave integrated circuits. And then the frequency dependent characteristics of the microstrip line have previously been analyzed using several frequency domain approaches. But the 3-D TLM method presented in this paper is another independent approaches for obtaining frequency domain results for microstrip line. The structure analysed with this TLM algorithm is step discontinuity microstrip line and the symmetrical condensed node is used. After numerical analysis, the frequency dependent scattering parameters of a step discontinuity microstrip line have been calculated by Fourier transform of the time domain data. From the time domain TLM numerical results, this numerical analysis is shown to be an efficient method for modelling complicated structure as step discontinuity microstrip line.

---

\* 상지영서대학 전자과

## I. 서론

전송선로는 마이크로웨이브나 밀리미터웨이브 집적회로의 가장 필수적인 구성요소중의 한가지이다. 현재 급격하게 발달하고 있는 마이크로웨이브 관련 기술은 보다 높은 주파수 대역의 이용에 따라 더욱 정밀한 회로와 성분을 필요로 하며 이에 따른 시스템 성능의 특성을 개선시키거나 모델링하기 위한 노력이 가중되고 있다. 따라서 마이크로웨이브 전송선 구조에 대한 수치적 모델은 통신 시스템 회로의 컴퓨터 시뮬레이션을 위해 필요하며 제조 이전에 구조에 대한 정확한 특성을 찾아내기 위한 수치해석 방법을 필요로 한다. 그렇지만 마이크로웨이브나 밀리미터웨이브 영역에서 전자계의 영향은 훨씬 복잡하기 때문에 전자계해를 구하기는 쉽지 않다.

지난 수십 년 동안 마이크로웨이브나 밀리미터 전송선 구조에 3차원 풀웨이브 해석법을 적용하기 위한 노력이 시도되었으며 여기에는 퓨리에 변환법(1), 변분법(2), FEM법(3)~(4) 등이 있다. 이와 같은 필드 영역을 해석하기 위한 수치해석방법들은 해석 구조에 부과된 연속 방정식과 경계조건을 만족하는 맥스웰 방정식의 해를 찾아내는데 공통된 목적을 두고 있다. 또한 최근에는 FDTD법(5)이나 TLM법(6)~(7)과 같은 시간영역 해석법이 마이크로웨이브나 밀리미터웨이브 구조의 완전한 필드 특성을 설명하기 위한 매우 편리한 수치해석법으로 각광을 받고 있다. 이 중에서 P. B. Jones가 처음으로 제안한 대칭압축노드(8) TLM법은 공간상의 동일 지점에서 전계와 자계를 나타낼 수 있고 유전체와 도체의 접속에 따른 두 매질 사이의 경계가 일치할 뿐만 아니라 계산의 단순성을 제공하는 이점이 있다. 이것은 이전의 TLM법에서 사용되던 expanded 노드(9), FDTD법, 공간회로망법(10)보다 더욱 효율적인 요소를 갖고 있으며 또한 대부분의 수치해석법이 2차원적인 주파수 영역 해와 단순한 기하학적 구조를 갖는 적용에 제한을 갖게 되는데 반해 대칭압축노드를 갖는 3차원 TLM법을 적용하여 마이크로웨이브 전송선 구조를 해석하는 것은 복잡한 형태를 갖는 구조나 비균질 매질로 채워진 구조에도 쉽게 해석이 가능하며, 시간 영역

과 주파수 영역 상에서도 해를 구할 수 있어 전송선 구조의 전송 특성을 보다 명확히 해석할 수 있는 특징을 갖고 있다. 따라서 본 논문에서는 기하학적 구조의 변형에 따른 적용성이 뛰어난 TLM법을 이용하여 스텝 불연속 마이크로스트립 라인의 전파 전송 특성을 해석한다. 우선 스텝 불연속 마이크로스트립 라인 구조상에서 경계조건을 만족하는 맥스웰 방정식을 전송선 방정식으로 변환하고 비균질 매질에 따른 대칭압축노드 산란 행렬을 도출하여 마이크로스트립 라인상의 불연속 구간이 존재하게 됨에 따라 발생하는 전파의 전송과 반사 특성을 해석하여 TLM법을 이용한 수치해석의 단순성과 해의 우수성을 제시한다.

## II. 대칭압축노드의 전송선 방정식 유도

수치해석 대상을 대칭압축노드를 이용하여 TLM 모델링하기 위해서는 우선 해석 영역 전체를 사각형 셀로 분할하며 각각의 셀은 TEM 전송선의 집합으로 표현된다. 그림 1은 12개의 전송선 라인이  $\Delta/2$ 의 길이를 갖고 모두 동일한 특성 임피던스를 갖는 대칭압축노드이다. 이와 같은 대칭압축노드는 2개의 인접한 노드 사이의 중간지점에서 링크 라인에 입사되거나 반사되는 전압과 전류의 합과 차로써 표현된다. 즉 전송선 라인에 입사되는 12개의 임펄스는 2개의 반사되는 펄스로 산란되며 산란되거나 입사되는 임펄스는 번호가 부여된 각각의 포트에 나타나게 된다. 이와 같은 대칭압축노드로부터 산란되는 행렬을 정의하면(8)

$$V' = SV' \dots\dots\dots (1)$$

여기서 산란행렬 S는 m개의 행과 n개의 열에서  $S_{mn}$ 의 요소를 갖는  $12 \times 12$  행렬로 구성된다.

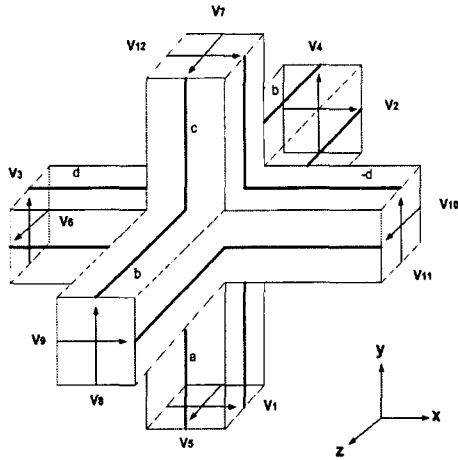


그림 1. 대칭압축노드  
Fig. 1. Symmetrical Condensed Node

〈그림 1〉의 구조에서 1의 크기를 갖는 전압 펄스  $V_1^i$  이 포트 1에 입사된다고 가정하면, 접합쪽으로 진행하는 이 펄스는  $E_x$ 와  $H_z$  필드 량과 관계성을 갖게 된다. 이와 같은 2개의 필드 사이의 커플링을 포함하는 맥스웰 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = \epsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} \dots\dots\dots (2)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial y} - \frac{\partial E_x}{\partial z} = \mu \frac{\partial H_z}{\partial t} \dots\dots\dots (3)$$

따라서 이와 같은 맥스웰 방정식에서 포트 1에 입사된 펄스는 포트 1, 2, 9, 12번으로 산란되며  $E_x$ 와  $H_z$ 의 필드는 y 방향의 포트 12번과 관련되고,  $E_x$ 와  $H_y$ 는 z 방향의 포트 2와 9번에 관계된다. 따라서 위의 2개의 맥스웰 방정식과 대칭압축노드로 정의된 전송선 방정식의 관계를 유도하기 위해 그림 1의 대칭압축노드를 〈그림 2〉와 같이 3차원 공간상의 크기

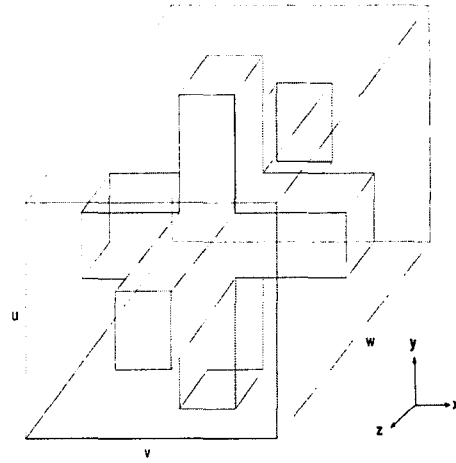


그림 2. 대칭압축노드의 공간표현  
Fig. 2. Representation of space by symmetrical condensed node

u, v, w를 갖는 블록으로 정의하고, 전송선 1, 2, 9, 12와 관련된 전체 커패시턴스를  $C_x$ 를 정의하면 다음과 같다.

$$C_x = \epsilon \frac{wv}{u} \dots\dots\dots (4)$$

또한 이러한 전송선 라인과 관련된 필드는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$E_x = \frac{V_x}{u} \dots\dots\dots (5)$$

$$H_y = \frac{I_z}{v} \dots\dots\dots (6)$$

$$H_z = \frac{-I_y}{w} \dots\dots\dots (7)$$

여기서  $V_x$ 는 x방향의 전송선을 가로지르는 전압이고,  $I_y$ 와  $I_z$ 는 y와 z 방향의 전송선을 순환하는 전류이다.  $I_1, I_2, I_9, I_{12}$ 가 포트 1, 2, 9, 12번에 유입되는 전류라고 한다면 식 (2)의 맥스웰 방정식은 다음과 같은 전송선 방정식으로 변환된다.

$$I_{12} + I_1 + I_9 + I_2 = C_x \frac{\partial V_x}{\partial t} \dots\dots\dots (8)$$

(2) 식은 4개의 포트에 유입되는 전류의 손실이 단지 전송선의 커패시턴스에 걸리는 전압의 변화에만 기인하는 것을 의미하고, 또한 노드에서의 전류의 손실은 없어야 한다. 또한 1, 3, 11, 12번 전송선과 관련된 인덕턴스를  $L_z$  라 하면

$$L_z = \mu \frac{uw}{w} \dots\dots\dots (9)$$

이고, 이러한 전송선 라인과 관련된 필드는 다음과 같다.

$$E_x = \frac{V_x}{u} \dots\dots\dots (10)$$

$$E_y = \frac{V_y}{v} \dots\dots\dots (11)$$

$$H_z = \frac{I_z}{w} \dots\dots\dots (12)$$

$V_1, V_3, V_{11}, V_{12}$ 가 포트 1, 3, 11, 12번을 통과하는 전압이라 한다면 (3) 식은 다음과 같이 변환된다.

$$V_3 + V_{12} - V_{11} - V_1 = L_z \frac{\partial I_A}{\partial t} \dots\dots\dots (13)$$

따라서 한 개의 노드상에서 대칭압축노드를 이용하여 완전한 행렬식을 구성하기 위해서는 나머지 맥스웰 방정식에 대한 전송선 방정식 변환이 필요하며 이에 대한 과정은 위와 동일한 과정을 반복함으로써 구할 수 있다[11].

### III. 매질에 따른 산란행렬의 도출

마이크로스트립 라인과 같이 구조내에 유전체나 마그네틱 매질, 손실 특성을 포함하는 경우, 대칭압축노드에 스텐브 라인을 추가하여 매질의 특성을 나타낸다. 즉 그림 3 과 같이 기본적인 1~12번 포트이외에 6개의 포트가 추가 된다. 즉 그림 3에서 13, 14, 15번 포트는  $E_x, E_y,$

$E_z$  스텐브를 의미하며 또한 16, 17, 18번 포트는  $H_x, H_y, H_z$  스텐브를 의미한다.

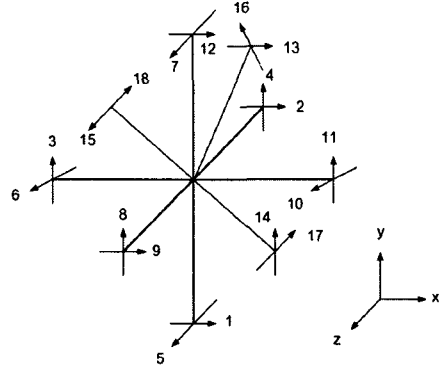


그림 3. 스텐브를 갖는 대칭압축노드  
Fig. 3. Symmetrical condensed node with stubs

여기서 E 필드 스텐브 포트는 개방회로이며 노드에 커패시턴스항을 추가하며, H 필드 스텐브 포트는 단락회로 이고 노드에 인덕턴스항을 추가한다. 따라서 스텐브를 갖 는 대칭압축노드의 산란 행렬은 균질 매질에 적용했던 원 리를 확장 적용함으로써 구할 수 있다. 만약 13번 포트에 전압 펄스가 인가된다면  $E_x$  필드에만 결합되며, 1, 2, 9, 12번 포트로 산란된다. 이 때의 크기를 e로 하고 산란되 어 되돌아오는 크기를 h로 정의한다. 또한 1, 2, 9, 12번 으로 입사된 펄스는 13번 포트와 결합되며 이에 대한 크 기를 g로 정의하면 모든 변수는 13번 포트상에 있는  $E_x$  의 어드미턴스  $Y_x$  와 관계된다. 또한 3, 4, 8, 11, 14번 에 입사된 펄스는  $Y_y$  와 관련된 변수이고, 5, 6, 7, 10, 15번은  $Y_z$  와 관련된다. 유사한 과정을 16, 17, 18번 포트상의 인덕턴스 스텐브 라인에 적용하면 스텐브를 갖는 대칭압축노드 상에서 전압의 입사와 산란에 관련된 산란행 렬을 다음과 같이 도출할 수 있다. 따라서 식 1의 미지의 커플링 계수에 대한 산란행렬 S는 전체  $18 \times 18$  크기를 갖는 행렬식으로 구성된다.

표 1. 대칭압축노드의 산란 행렬

Table 1. Scattering matrix for symmetrical condensed node

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1	$a_{yx}$	$b_{yx}$	$d_{yx}$	0	0	0	0	0	$b_{yx}$	0	$-d_{yx}$	$c_{yx}$	$g_x$	0	0	0	0	$-i_{yx}$
2	$b_{zx}$	$a_{zx}$	0	0	0	$d_{zx}$	0	0	$c_{zx}$	$-d_{zx}$	0	$b_{zx}$	$g_x$	0	0	0	$-i_{zx}$	0
3	$d_{xy}$	0	$a_{xy}$	$b_{xy}$	0	0	0	$b_{xy}$	0	0	$c_{xy}$	$-d_{xy}$	0	$g_z$	0	0	0	$-i_{xy}$
4	0	0	$b_{zy}$	$a_{zy}$	$d_{zy}$	0	$-d_{zy}$	$c_{zy}$	0	0	$b_{zy}$	0	0	$g_y$	0	$i_{zy}$	0	0
5	0	0	0	$d_{yz}$	$a_{yz}$	$b_{yz}$	$c_{yz}$	$-d_{yz}$	0	$b_{yz}$	0	0	0	0	$g_z$	$-i_{yz}$	0	0
6	0	$d_{xz}$	0	0	$b_{xz}$	$a_{xz}$	$b_{xz}$	0	$-d_{xz}$	$c_{xz}$	0	0	0	0	$g_z$	0	$i_{xz}$	0
7	0	0	0	$d_{yz}$	$c_{yz}$	$b_{yz}$	$a_{yz}$	$d_{yz}$	0	$b_{yz}$	0	0	0	0	$g_z$	$i_{yz}$	0	0
8	0	0	$b_{zy}$	$c_{zy}$	$d_{zy}$	0	$d_{zy}$	$a_{zy}$	0	0	$b_{zy}$	0	0	$g_y$	0	$i_{zy}$	0	0
9	$b_{zx}$		0	0	0	$-d_{zx}$	0	0	$a_{zx}$	$d_{zx}$	0	$b_{zx}$	$g_z$	0	0	0	$i_{zx}$	0
10	0	$d_{xz}$	0	0	$b_{xz}$	$c_{xz}$	$b_{xz}$	0	$d_{xz}$	$a_{xz}$	0	0	0	0	$g_z$	0	$-i_{xz}$	0
11	$d_{xy}$	0	$c_{xy}$	$b_{xy}$	0	0	0	$b_{xy}$	0	0	$a_{xy}$	$d_{xy}$	0	$g_y$	0	0	0	$i_{xy}$
12	$c_{yx}$	$b_{yx}$	$d_{yx}$	0	0	0	0	$b_{yx}$	0	$d_{yx}$	$a_{yx}$	$g_x$	0	0	0	0	0	$i_{yx}$
13	$e_{yx}$	$e_{zx}$	0	0	0	0	0	0	$e_{zx}$	0	0	$e_{yx}$	$h_x$	0	0	0	0	0
14	0	0	$e_{xy}$	$e_{zy}$	0	0	0	$e_{zy}$	0	0	$e_{xy}$	0	0	$h_y$	0	0	0	0
15	0	0	0	0	$e_{yz}$	$e_{xz}$	$e_{yz}$	0	0	$e_{xz}$	0	0	0	0	$h_z$	0	0	0
16	0	0	0	$f_x$	$-f_x$	0	$f_x$	$-f_x$	0	0	0	0	0	0	0	0	$j_x$	0
17	0	$-f_y$	0	0	0	$f_y$	0	0	$f_y$	$-f_y$	0	0	0	0	0	0	$j_y$	0
18	$f_z$	0	$-f_z$	0	0	0	0	0	0	$f_z$	$-f_z$	0	0	0	0	0	0	$j_z$

〈표 1〉에서 산란계수들의 크기 값은 각 산란 파라미터의 계방정식을 풀면 구해질 수 있다. 따라서 최종적인 필드값은 시간에 따른 연속적인 임펄스의 입사와 반사되는 전압에 의해 라인 전압으로부터 계산할 수 있으며 링크 라인은 자유공간의 특성 임피던스를 유지하고, 스텐브 라인은 전송선의 크기에 의존한 특성 임피던스를 갖는다. 따라서 산란과정이 일어난 후 최종적으로 발생하는 필드 값은 다음과 같이 전압 필드의 크기에 의해 결정된다.

$$E_x = 2(V^i_1 + V^i_2 + V^i_9 + V^i_{12} + Y_x V^i_{13}) / u(4 + Y_x) \dots\dots\dots (14)$$

$$E_y = 2(V^i_3 + V^i_4 + V^i_8 + V^i_{11} + Y_y V^i_{14}) / v(4 + Y_y) \dots\dots\dots (15)$$

$$E_z = 2(V^i_5 + V^i_6 + V^i_7 + V^i_{10} + Y_z V^i_{15})$$

$$/ w(4 + Y_z) \dots\dots\dots (16)$$

$$H_x = 2(V^i_4 - V^i_5 + V^i_7 - V^i_8 - V^i_{16}) / Z_0 u(4 + Z_x) \dots\dots\dots (17)$$

$$H_y = 2(-V^i_2 + V^i_6 + V^i_9 - V^i_{10} - V^i_{17}) / Z_0 v(4 + Z_y) \dots\dots\dots (18)$$

$$H_z = 2(-V^i_3 + V^i_1 + V^i_{11} - V^i_{12} - V^i_{18}) / Z_0 w(4 + Z_z) \dots\dots\dots (19)$$

또한 마이크로스트립 선로의 불연속에 따른 산란 파라미터를 구하는 과정은 입력 포트에서 입사와 반사에 따른 필드 값과 출력 포트에 전송된 필드 값을 필요로 하며 전체 필드 값으로부터 출력 쪽으로 전송된 필드 값을 제외하

고 반사되어 되돌아온 필드를 계산함으로써 구해질 수 있다. 따라서 산란 파라미터를 구하는 식은 다음과 같다 [12].

$$S_{11} = \frac{V_{tot} - V_{\in c}}{V_{\in c}} \dots\dots\dots (20)$$

$$S_{21} = \frac{V_{trans}}{V_{\in c}} \dots\dots\dots (21)$$

### IV. 수치해석 및 결과 고찰

본 논문에서는 대칭압축노드를 이용한 TLM 해석을 위해 불연속 구조를 갖는 마이크로스트립 선로의 특성을 해석하였다. 마이크로스트립 선로를 해석하는데 있어서 도체의 두께는 0으로 하였으며, 입사 필드 값은  $TE_{10}$  모드로 여기시켰다.  $TE_{10}$  모드 전송에 있어서 전계의  $E_x$  와  $E_z$  성분은 0이기 때문에 대칭압축노드의 6, 10, 2, 9 번 노드는 항상 0이 된다. 따라서 0이 아닌 입력 전압값은 8개의 값에 존재하게 되며, 또한 y방향에 따른 전계  $E_y$ 는 변화하지 않기 때문에 대칭압축노드의 y방향 전압을 나타내는 가지에만 입력 전압을 여기시켰다. 그림 4는 스텝 불연속 구조를 갖는 마이크로스트립 선로이다.

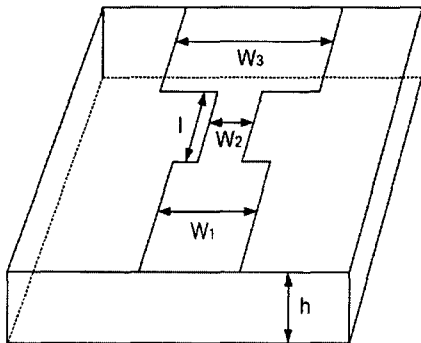


그림 4. 스텝 불연속 마이크로스트립 선로  
Fig. 4. Microstrip line of step discontinuity

〈그림 4〉에 나타난 마이크로스트립 선로를 대칭압축노드를 이용하여  $180\Delta x \times 30\Delta y \times 600\Delta z$ 의 TLM 셀로 분할하였으며 각 셀의 길이는  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.02mm$ 이다. 전체 반복의 수는 4100회, 기판의 유전율은  $\epsilon_r = 9.6$ ,  $h = 2mm$  이다. 〈그림 5〉는 전압을 인가한 후 마이크로스트립 선로의 z방향으로 진행되는 전파의  $E_y$  성분을 시간영역상에서 추출해 낸 그림이다.

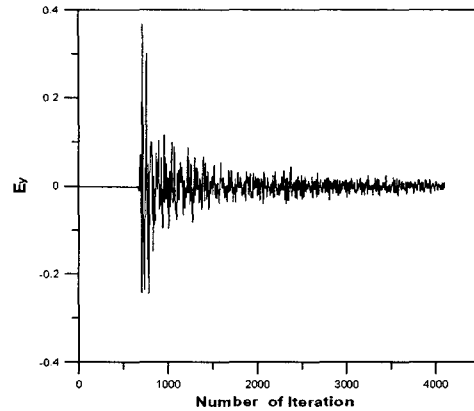
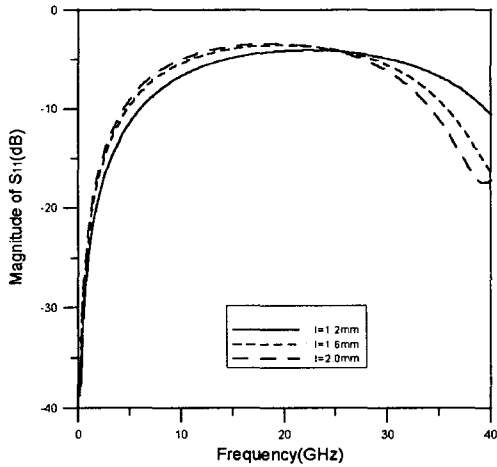


그림 5. 스텝 불연속 마이크로스트립 선로의  $E_y$  필드 변화  
Fig. 5. Variation of  $E_y$  field in Microstrip line step discontinuity

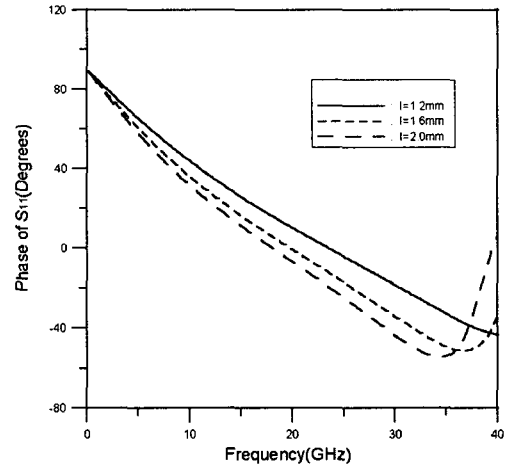
초기상태에서 일정한 반복까지  $E_y$  성분의 크기가 0인 것은 전파가 실제로 불연속 스텝 마이크로스트립 선로의 구조상에 도달하기전의 상태이며 약 500회 반복이후  $E_y$  필드성분의 급격한 변화 현상을 볼 수 있으며 2000회 반복이후에는 실제적으로  $E_y$  성분이 거의 0에 근사한 필드 특성을 보이고 있다. 또한 그림 6과 그림 7은 마이크로스트립 라인의 폭을 각각  $W_1 = 1.6mm$ ,  $W_2 = 0.8mm$ ,  $W_3 = 2.2mm$ 로 고정시킨 상태에서 길이의 변화에 따라 산란 파라미터  $S_{11}$  과  $S_{21}$  을 나타낸 그림이다. 그림에 나타난 것처럼 길이 l이 짧아질수록 두 개의 불연속 지점이 만나는 지점에서 주파수 전 영역에 걸쳐 보다 낮은 반사계수 값이 나타나고 있으며 이는 관내 파장이 1/2이하로 되는 불연속 지점에서 보다 강력한 필드의 상호작용이 일어나는 현상으로 고찰된다. 따라서 그림 4에서 길이 l이 관내 파장보다 훨씬 짧은 길이를 갖게 될 경우 인접한 불연속 구간의 상호 커플링 현상이 극심해져 출력단으로 전송되는 필드 값이 훨씬 줄어들 것으로 예측된다.

그림 8과 그림 9는 마이크로스트립 라인의 길이를 6mm, 2mm, 6mm로 고정시킨 상태에서  $W_1$ ,  $W_2$ ,  $W_3$ 의 폭을 각각 0.2mm씩 증가시키며 산란 파라미터  $S_{11}$ 과  $S_{21}$ 을 구한 그림이다. 길이의 변화에 비해 상대적으로 선로 폭의 변화에 따른 반사계수의 변

화는 미미하며이는 불연속 구간이 존재한다 하더라도 마이크로스트립 라인을 따라 진행하는 관내 파장의 길이가 충분히 유지되고 또한 불연속 구간에서 상호 커플링 현상이 줄어들게 되어 상대적으로 전송되는 필드의 비율이 높아짐에 따른 현상으로 고찰된다.



(a)



(b)

그림 6. 길이의 변화에 따른 스텝 불연속 마이크로스트립 선로의  $S_{11}$

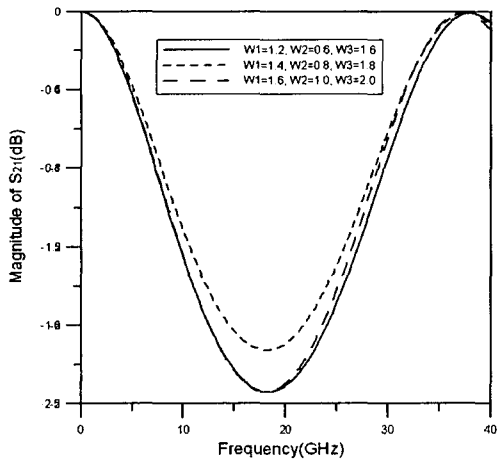
(a) 크기

(b) 위상

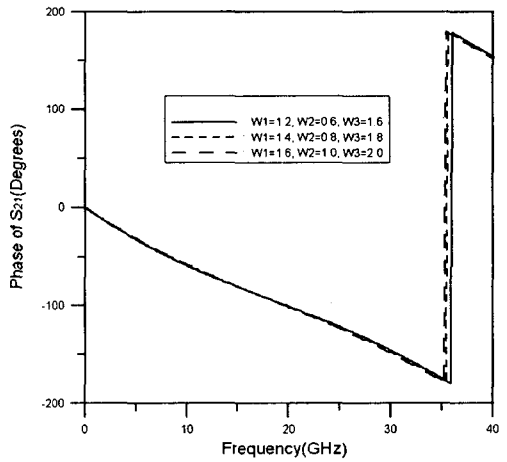
Fig. 6.  $S_{11}$  of microstrip line step discontinuity versus variation of length

(a) Magnitude

(b) Phase



(a)



(b)

그림 9. 폭의 변화에 따른 스텝 불연속 마이크로스트립 선로의  $S_{21}$

(a) 크기

(b) 위상

Fig. 9.  $S_{21}$  of microstrip line step discontinuity versus variation of width

(a) Magnitude

(b) Phase

## V. 결론

본 논문에서는 기하학적 구조의 변형에 따른 수치해석 적용성이 용이한 대칭압축노드 TLM법을 이용하여 스텝 불연속 구조를 갖는 마이크로스트립 라인의 특성을 해석하였다. 스텝 불연속 마이크로스트립 라인을 해석하는데 있어서는  $x$ ,  $y$ ,  $z$  방향에 따라 크기가 동일한 3차원 대칭압축노드를 이용하였고 해석 구조의 경계조건을 만족하는 맥스웰 방정식을 전송선 방정식으로 변환하고 또한 유전체를 포함하는 비균질 매질에 따른 산란 행렬의 도출과 이와 같은 산란 행렬로부터 해석구조의 이산화, 대칭압축노드의 입사 필드 결정, 불연속 마이크로스트립 구조를 따라 산란과 반사의 반복되는 과정을 거쳐 최종적으로 입사 기준면으로 되돌아오는 반사파를 검출하고 또한 출력 기준면으로 전송된 투과파의 성분을 이용하여 산란 파라미터  $S_{11}$  과  $S_{21}$  을 구하였다. 본 논문에서 제시된 결과는 기존의 이론적 해석결과와 잘 일치함을 확인하였으며 그동안 2차원 해석법에 한정된 기존의 논문과 달리 해석 구조를 3차원 영역으로 확대하여 수치해를 관측할 수 있으므로 보다 명확한 물리적인 특성을 이해하는데 도움이 되리라 생각한다. 향후 연구과제로는 대부분의 수치해석법이 갖게 되는 공통점으로 개방된 경계를 갖는 구조에 있어 경계조건 적용시 대용량의 메모리를 발생하게 되는 단점에 따라 효율적인 경계 설정으로 인한 계산 시간 단축에 관한 연구도 수행되어야 할 것이다. 이상에서와 같이 대칭압축노드 TLM법은 해석이 난이한 구조를 갖는 마이크로웨이브 소자에 있어 손쉽게 해석할 수 있는 알고리즘을 제공하며 또한 구조의 물리적 변화에 따른 각각의 파라미터를 동일한 프로그램 상에서 쉽게 구할 수 있는 장점을 갖고 있다. 따라서 본 논문의 결과는 제조 이전에 마이크로웨이브 소자를 설계하고 특성을 관찰하는데 있어 보다 효율적으로 해석할 수 있는 이론적 근거가 될 것이다.

## 참고문헌

- [1] A. El-Sherbiny, "Exact Analysis of Shielded Microstrip Lines and Bilateral Finlines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-29, pp. 669-675, July, 1981.
- [2] K. J. Webb and R. J. Mittra, "Solution of Fin Line Step-Discontinuity Problem Using the Generalized Variational Technique," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-33, pp. 1004 - 1010, Oct. 1988.
- [3] Z. J. Csendes and P. Silvester, "Numerical Solution of Dielectric Loaded Waveguides : I - Finite Element Analysis," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-18, pp. 1124-1131, Dec. 1970.
- [4] R. W. Jackson, "Full-Wave, Finite Element Analysis of Irregular Microstrip Discontinuities," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-37, pp. 81- 89, Jan. 1989.
- [5] X. Zhang, J. Fang, K. K. Mei and Y. Liu, "Calculations of the Dispersive Characteristics of Microstrips by the Time Domain Finite Difference Method," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 36, pp. 263-267, Feb. 1988.
- [6] Zhizhang Chen, Michel M. Ney and Wolfgang J. R. Hoefer, "A New Finite Difference Time domain formulation and Its Equivalence with the TLM Symmetrical Condensed Node," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 39, no. 12, pp. 2160-2169, Dec. 1991.



- [7] J. S. Nielsen and W. J. R. Hoefler, "Modification of the Condensed 3-D TLM Node to Improve Modelling of Conductor Edges," IEEE Microwave and Guided Wave Letters., vol. 2, no. 3, pp. 105-107, March. 1992.
- [8] P. B. Johns, "A Symmetrical Condensed Node for the TLM Method," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 35, no. 4, pp. 370-377, April. 1987.
- [9] S. Akhtarzad and P. B. Johns, "Solution of Maxwell's Equations in Three Space Dimensions and Time by the T. L. M. Method of Numerical Analysis," Proc. IEE, vol. 122, no. 12, pp. 1344-1348, Dec. 1975.
- [10] N. Yoshida and I. Fukai "Transient Analysis of a Stripline having a Corner in Three-Dimensional Space," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 32, pp.491-498, May. 1984.
- [11] 김태원, "3차원 대칭압축노드 TLM법을 이용한 마이크로웨이브 전송선의 수치해석," 중앙대학교 박사학위논문, 1997. 6.
- [12] Eswarappa, George I. Costache and Wolfgang J. R. Hoefler, "Transmission Line Matrix Modeling of Dispersive Wide-Band Absorbing Boundaries with Time Domain Diakoptics for S-Parameter Extraction," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 38, no. 4, pp.379-385, April. 1990.

## 저자 소개

김 태 원

1986. 2 청주대학교 전자공학과  
(공학사)

1991. 2 중앙대학교 대학원 전  
자공학과(공학석사)

1997. 8 중앙대학교 대학원 전  
자공학과(공학박사)

1997. 9 ~ 현재 상지영서대학전  
자과 조교수