

# Multiport network model을 이용한 마이크로스트립 단일선로, 직각벤드 및 결합선로의 해석

(Analysis of microstrip single line, unmitered bend and coupled line using the multiport network model)

尹 榮\*, 全 中 昌\*, 朴 位 相\*

(Young Yun\*, Joong Chang Chun\*, Wee Sang Park\*)

## 요 약

마이크로스트립 단일선로, 직각벤드 및 결합선로의 산란행렬을 multiport network model을 이용하여 1~18GHz 범위에서 계산했다. 단일선로는 평면형 도파관 모델을 이용하여 해석했다. 직각벤드의 경우는 두개의 사각형 부분으로 나누어져 각 부분은 단일선로와 같은 방법으로 해석되며, 각 부분의 임피던스 행렬은 segmentation 방법을 이용하여 연결된다. 결합선로 사이의 전자계 결합의 해석에는 Green 함수를 이용하는 기존의 방법보다 계산시간이 적게 소요되는 새로운 방법이 이용되었다. 상기의 세가지 구조에 대한 수치해석 결과는 SuperCompact의 결과와 잘 일치하며, 이는 상기의 방법이 복잡한 단일 및 결합선로 불연속구조의 해석에 유용하게 사용될 수 있음을 보여준다.

## Abstract

The scattering parameters of a microstrip single line, a right-angle bend and a coupled line are calculated using the multiport network model for the frequency range from 1 to 18 GHz. The single line is analyzed using the planar waveguide model. The right-angle bend is broken into two rectangular segments, and each segment is analyzed in a similar fashion as the single line. Impedance matrices corresponding to the two segments are combined by the segmentation method. In the analysis of electromagnetic coupling of the coupled line, a new method is employed resulting in much less computation time than those previous methods involving Green's functions. A good agreement between the numerical results for the three structures and those from SuperCompact reveals the usefulness of the multiport network model in analyzing complicated microstrip single and coupled line discontinuities.

## I. 서 론

마이크로스트립 단일선로 및 결합선로는 모노리식 초고주파 집적회로(monolithic microwave inte-

grated circuit)에서 방향성 결합기(directional coupler), 여파기(filter), 그리고 다른 여러가지 수동소자에 널리 사용되고 있다. 이러한 수동소자들의 구조에는 단일선로의 불연속(single line discontinu-

\* 포항공과대학교 전자전기공학과, 전자파특화연구센터(Department of Electronic and Electrical Engineering, Microwave Application Research Center, Pohang University of Science and Technology)

ity) 및 결합선로의 불연속(coupled line discontinuity)이 대부분 포함되어 있다. 이러한 불연속 구조들은 회로의 동작에 큰 영향을 미치므로 그 특성이 잘 해석되어야 한다. 이러한 이유로 불연속 구조들의 해석을 위해서 이제까지 많은 노력이 기울여져 왔고 그 결과로 많은 부분들의 해석이 되어있다.

불연속 구조들을 해석하는데는 여러가지 수치해석적 방법이 있으나 본 논문에서는 2차원 소자(2-dimensional component)의 해석방법인 multiport network model[1, 2]과 segmentation 방법[3, 4, 5, 6]을 이용하여 마이크로스트립 단일선로 및 결합선로의 불연속구조를 해석한다.

다른 수치해석 방법과 비교하여 multiport network model 방법은 다음의 3가지 장점을 가지고 있다. 첫째는 다른 수치해석적 방법에 비해 짧은 계산시간을 요한다는 것이다. 유한차분 시간영역 방법(Finit-Difference Time-Domain Method)[7], 유한요소법(Finite Element Method)[8], 유한차분법(Finite Difference Method)[9]을 이용하여 불연속이 없는 마이크로스트립 균일선로를 해석하는 경우에는 2차원 해석이 가능하지만, 불연속구조를 해석하는 경우에는 크기가 파장에 비해 충분히 작은 3차원의 mesh가 필요하므로 계산되어야 할 행렬의 크기는 매우 커지며 긴 계산시간을 요하게 된다. Moment Method[10]를 이용하여 마이크로스트립 선로의 불연속구조를 해석할 경우에도 도체 patch면 위에서 2차원 해석을 하지만 모든 도체 patch면 위에서 파장보다 충분히 작은 mesh가 요구되므로 계산되어야 할 행렬의 크기가 매우 커진다. 위의 방법들과 비교하여 multiport network model 방법은 기본적으로 2차원 소자의 해석방법이며 불연속구조를 해석하는 경우에 산란계수(scattering parameter)가 계산될 port 부분, 불연속이 존재하는 부분, 그리고 coupling이 존재하는 부분에서만 subport가 필요하므로 계산하고자 하는 행렬의 크기가 다른 방법에 비해 훨씬 줄어든다. 둘째 장점은 planar-lumped 모델과 segmentation 방법을 이용하면 결합선로의 불연속구조의 해석에도 널리 이용되는 것이다. 여기에

대해서는 Gupta[11]가 제시한 방법이 있다. 그러나 이 방법은 비교적 해석이 복잡하고 긴 계산시간을 요한다는 단점이 있다. 세번째 장점은 multiport network model 방법을 이용하면 자기벽(magnetic wall)에서의 등가의 자기전류(magnetic current)를 이용하여 마이크로스트립 선로 불연속구조에 대한 radiation[1]을 고려할 수 있다는 점이다. 이와같은 이유로 multiport network model 방법은 마이크로스트립 선로 불연속구조 이외에도 마이크로스트립 패치 안테나(microstrip patch antenna) 해석에도 널리 이용되고 있다[2, 12].

본 논문에서는 마이크로스트립 단일선로, 결합선로, 직각밴드에 대하여 multiport network model과 segmentation 방법을 적용하여 산란계수를 구하고 이를 SuperCompact 시뮬레이션 결과와 비교하며, 결합선로의 해석에 있어서는 Gupta[11]가 제시한 방법의 단점, 즉, 긴 계산시간과 해석의 복잡성을 극복하기 위해서 새로운 방법을 제시한다. 그리고 복잡한 결합선로 불연속구조의 해석에 있어서 multiport network model의 유용성을 제시한다.

## II. Multiport network model 방법

### 2.1 개요

모든 소자는 각 차원의 크기를 파장의 크기와 비교하여 네 가지로 구분된다[3]. 첫째는 모든 차원의 크기를 파장의 크기와 비교하여 무시할 수 있는 영차원 소자(zero-dimensional component)이며 대표적으로는 집중소자(lumped component)가 있다. 둘째는 한 가지 차원은 파장의 크기와 비교하여 무시될 수 없으나 나머지 두 차원은 파장의 크기에 비하여 무시될 수 있는 소자인데 이를 1차원 소자(one-dimensional component)라고 부르며 여기에는 균일한 동축선로(coaxial line), 스트립 선로(stripline), 마이크로스트립 선로(microstrip line) 등이 포함된다. 셋째는 모든 차원이 파장의 크기에 비하여 무시될 수 없는 소자인데 이를 3차원 소자(three-dimensional component)라고 부르며 여기

에는 도파관(waveguide)등이 포함된다. 마지막으로 한 가지 차원은 파장의 크기에 비하여 무시될 수 있으나 나머지 두가지 차원은 파장의 크기에 비하여 무시될 수 없는 소자인데 이를 2차원 소자(two-dimensional component), 혹은 평면형 소자(planar component)라고 부르며 여기에는 여러가지의 마이크로스트립 및 스트립선로의 불연속 구조, 마이크로스트립 패치 안테나 등이 포함된다.

Multiport network model 방법은 2차원 소자의 해석에 이용되는 방법이며, 모든 마이크로스트립 선로 불연속구조는 2차원 소자이므로 이 방법을 적용하여 해석할 수 있다. 물론 1차원 소자의 경우도 2차원 소자의 특수한 경우이므로 multiport network model 방법을 이용하여 해석할 수 있다. 이와같이 multiport network model은 2차원 소자의 해석방법이므로 높이 방향으로 field의 변화가 없다고 가정하고 구하여진 사각형, 삼각형, 원형, 타원형, 부채꼴형, 환형 등의 기본적인 모양의 patch에 대한 임피던스 그린함수[3, 4, 13, 14, 15, 16]를 이용한다. 이 임피던스 그린함수로부터 subport의 임피던스 행렬이 구하여진다 [3, 4, 13, 14, 15, 16]. 임피던스 행렬은 double infinite series를 포함하고 있는데, 이는 mutiport network model 방법에 있어서 시간이 가장 많이 걸리는 부분이다. 그러나 double infinite series를 single series로 바꾸어서 빠른 계산을 하는데 이용되는 식이 대부분의 기본적 모양을 가진 patch에 대해 구해져 있다[13, 14, 15, 16]. 본 논문에서는 해석 구조상 사각형 모양의 patch에 대한 임피던스 행렬[13]을 이용하였다.

기본적인 모양을 벗어난 복잡한 모양의 불연속구조를 multiport network model을 이용하여 해석하고자 한다면 segmentation 방법[3, 4, 5, 6]과 결합하여 해석하면 된다. 불연속 구조를 해석하는 방법에는 segmentation 방법 이외에도 desegmentation 방법[17]이 있다.

## 2.2 평면형 도파관(planar waveguide) 모델을 이용한 유효폭의 계산

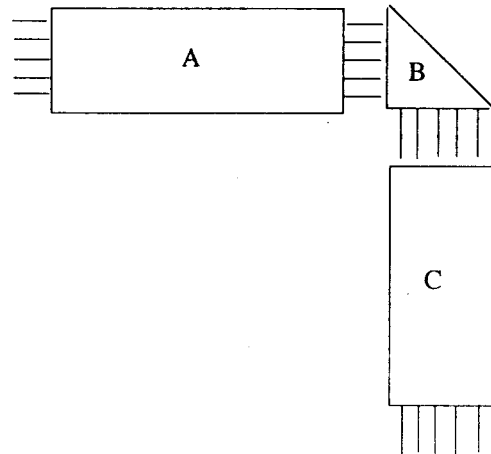
마이크로스트립 라인에서 선로 가장자리에서의 fringing field 때문에 유효폭은 실제 폭보다 커진다. 유효폭에 대한 식은 평면형 도파관 모델[18]을 이용한 식 (1)로 나타내어진다.

$$w_e(f) = \frac{120\pi h}{Z_0(f)\sqrt{\epsilon_{re}(f)}} \quad (1)$$

식 (1)에서  $h$ 는 기판의 높이,  $Z_0(f)$ 와  $\epsilon_{re}(f)$ 는 단 일선로에서의 주파수에 대한 분산(dispersion)을 반영하는 특성 임피던스와 유효유전율이다. 본 논문에서의 유효유전율과 특성임피던스의 dispersion model에 대한 식은 참고문헌 [19, 20]이 이용된다.

## 2.3 Segmentation 방법의 기본개념

Segmentation 방법의 기본개념은 다음과 같다. 복잡한 마이크로스트립 불연속 구조를 해석하려면 우선 임피던스 그린함수가 존재하는 단순한 모양의



[그림 1] 세개의 segment로 나누어진 마이크로스트립 사절벤드

[Fig. 1] Microstrip mitred bend divided into three segments

로 나눈 후에 이들의 임피던스 행렬과 연결부분에서의 전압, 전류 관계식을 이용하여 전체구조의 임피던스 행렬을 구하면 된다. 예를 들어 [그림 1]의 마이크로스트립 사절벤드(microstrip mitered bend)를 고려하자. 사각형 patch A, C, 그리고 삼각형 patch B에 대한 2차원 임피던스 그린함수와 임피던스 행렬은 이미 구해져 있으므로[13, 16] 세가지 patch에 대한 임피던스 행렬과 연결부분 A와 B사이, B와 C사이에서 전압, 전류 관계식을 이용하여 사절벤드의 임피던스 행렬을 구할 수 있다.

불연속 구조에서 coupling이 존재하면 이들 수식도 segmentation 방법을 이용하여 결합하면 된다. Segmentation 방법에 대한 수학적인 자세한 유도는 참고문헌[4]에 기술되어 있다.

## 2.4 결합선로 해석

### 2.4.1 기본개념

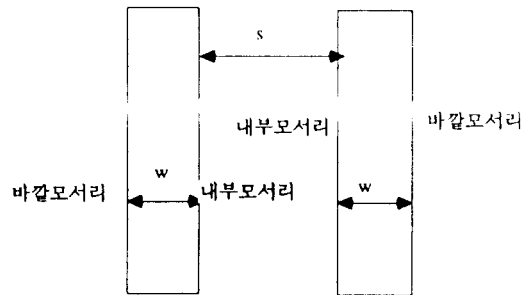
결합선로에서 선로 아래의 field와 외부 모서리에서의 fringing field는 평면형 도파관 모델로서 구현되며, 선로 사이의 전자계 결합과 내부 모서리에서의 fringing field는 집중회로(lumped network)로서 구현된다. 집중회로 부분의 패러미터는 마이크로스트립 결합선로의 우모드(even mode), 기모드(odd mode) 인덕턴스와 커패시턴스로서 구현된다. 평면형 도파관 부분과 집중회로 부분을 segmentation 방법으로서 연결하면 전체 결합선로의 임피던스 행렬이 구하여진다.

### 2.4.2 선로 사이의 전자계 결합 해석을 위한 새로운 방법

Multiport network model로 결합선로를 해석할 때 Gupta[11]는 선로 사이의 등가의 전자계 결합 커패시턴스를 구하기 위해서 Bryant, Weiss[21] 방법을 이용하였다. 그러나 이 방법은 Green 함수를 이용하므로 비교적 해석이 복잡하며 긴 계산시간을 요한다. 따라서 이 방법으로 multiport network model을 이용하여 결합선로를 해석하면 비교적 많은 계산시간을 요하게 된다. 그런데 균일한 결합선로의 해

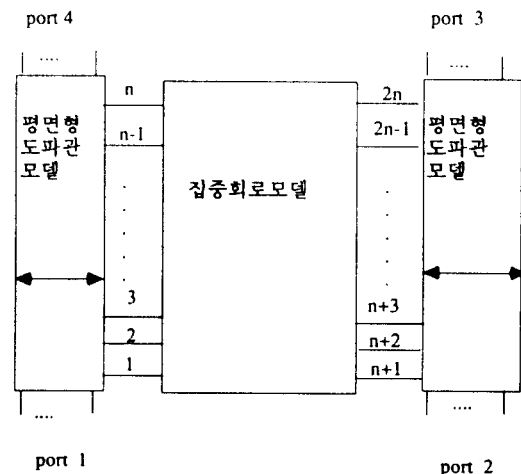
석은 multiport network model을 이용하여 여러가지 결합선로의 불연속을 해석할 때 중요한 부분이며, 여기에 소요되는 해석시간은 전체 해석시간의 많은 부분을 차지한다[11]. 본 논문에서는 이러한 난점을 개선시키기 위해 이미 기존에 closed-form으로 나와 있는 결합선로의 우모드, 기모드 커패시턴스[22]와 유효유전율[23]을 이용하여 해석하였다.

### 2.4.3 평면형 도파관 모델



[그림 2] 마이크로스트립 결합선로

[Fig. 2] Microstrip coupled line



[그림 3] 마이크로스트립 결합선로에 대한 planar-lumped model

[Fig. 3] Planar-lumped model for microstrip coupled line

[그림 2]와 [그림 3]은 마이크로스트립 결합선로와 등가의 planar-lumped 모델을 나타낸다. 두 개의 선로 아래의 field와 바깥 모서리(outer edge)에서의 fringing field는 등가의 평면형 도파관 모델[18]로 구현된다. 따라서 각 선로의 유효폭은 식 (2)로 나타내어진다.

$$w_e(f) = \frac{w_{em}(f) + w}{2} \quad (2)$$

식 (2)에서  $w$ 는 선로의 실제 폭이며  $w_{em}(f)$ 는 실제 폭  $w$ 를 가지는 마이크로스트립 단일선로의 유효폭이다.

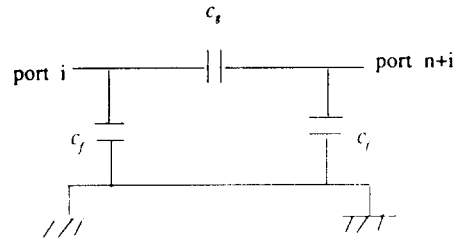
#### 2.4.4 집중회로 모델

[그림 2]와 [그림 3]에서 선로 사이에서의 전계결합(electric field coupling) 및 자계결합(magnetic field coupling), 내부 모서리(inner edge)에서의 fringing field는 집중회로(lumped network)로써 구현된다. 집중회로의 패러미터(parameter)는 마이크로스트립 결합선로의 우모드, 기모드 커패시턴스와 인덕턴스가 이용된다. [그림 3]에서 임의의 port  $i$ ,  $n+i$ 에 대한 미소길이의 전계결합 등가회로는 집중회로에서의 커패시턴스 소자로 구현되며, [그림 4]로 나타내어진다. [그림 4]에서  $c_f$ 와  $c_g$ 는 마이크로스트립 결합선로의 우모드, 기모드 커패시턴스로부터 구해지며 식 (3), (4)로 나타내어진다.

$$c_f = (c_e - \frac{\epsilon_0 \epsilon_{re}(f) w_e(f)}{h}) \Delta l \quad (3)$$

$$c_g = -c_{12} \Delta l = -\frac{c_e - c_0}{2} \Delta l \quad (4)$$

식 (3), (4)에서  $w_e(f)$ 와  $\epsilon_{re}(f)$ 는 [그림 3]의 planar-lumped 모델에서 평면형 도파관 부분의 유효폭과 유효유전율이며,  $c_e$ 와  $c_0$ 는 마이크로스트립 우모드, 기모드 커패시턴스이다.  $\Delta l$ 은 미소길이를 나타낸다.



[그림 4] 미소길이에 대한 등가의 전계결합 회로  
[Fig. 4] Equivalent electric field coupling network of infinitesimal length

두 개의 선로 사이의 자계결합은 집중회로에서의 상호인덕턴스 소자로 구현된다. [그림 3]에서 서로 인접한 두 개의 포트 2, 3,  $n+2$ ,  $n+3$ 을 고려하면 여기에 대한 자계결합 회로는 [그림 5]로 구현된다. [그림 5]에서  $L_p$ 와  $M$ 값은 마이크로스트립 결합선로의 인덕턴스 행렬로부터 계산되며 식 (5)~(8)로 나타내어진다.

$$L_p = \frac{L_{11} - (L_{11}^2 - L_{12}^2) / L_{22}}{1 - 2L_{11} / L_{22} + (L_{11}^2 - L_{12}^2) / L_{22}^2} \Delta l (\text{Henry}) \quad (5)$$

$$M = \frac{L_{12} \Delta l}{1 - 2L_{11} / L_{22} + (L_{11}^2 - L_{12}^2) / L_{22}^2} (\text{Henry}) \quad (6)$$

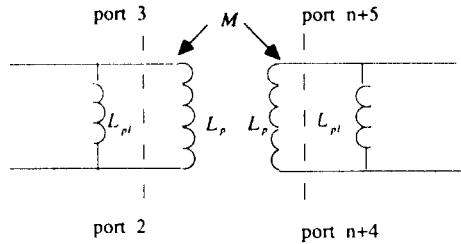
$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} = \mu_0 \epsilon_0 [c_0]^{-1} (\text{Henry} / m) \quad (7)$$

$$L_{22} = \frac{\mu_0 h}{w_e(f)} (\text{Henry} / m) \quad (8)$$

식 (7)에서  $[L]$ 은 마이크로스트립 결합선로의 인덕턴스 행렬이며,  $[c_0]$ 는 결합선로에서 유전체를 공기로 대체하여 구한 정전 커패시턴스이다. 식 (8)에서  $L_{22}$ 은 평면형 도파관 모델부분에서의 단위길이당 인덕턴스이다.

[그림 3]의 모든 port에 대해 위와 똑같은 전자계결합 등가회로를 구현하여 선로 사이의 전자계결합을 나타내는 임피던스 행렬을 구하면 된다. 평면형 도파관 모델 부분의 임피던스 행렬과 집중회로 부분의 임피던스 행렬을 segmentation 방법을 이용하여

연결하면 전체 결합선로의 임피던스 행렬이 구하여진다.

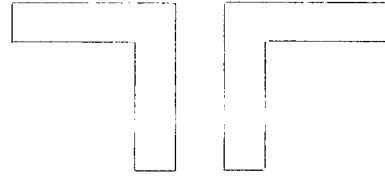


[그림 5] 미소길이에 대한 등가의 자기결합 회로  
[Fig. 5] Equivalent magnetic field coupling network of infinitesimal length

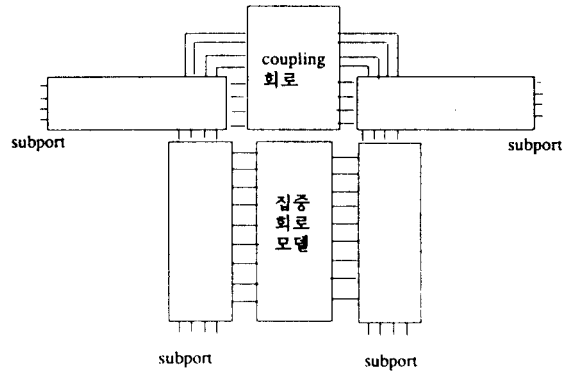
### III. 마이크로스트립 결합선로 불연속구조 해석에의 planar-lumped 모델의 응용

마이크로스트립 단일선로의 경우에는 불연속구조가 널리 해석이 되어있고 등가모델도 나와 있으나 마이크로스트립 결합선로 불연속구조의 경우는 open-end [24]만이 자세하게 해석되어 있고 대부분의 경우는 해석이 되어있지 않다. 본 논문의 planar-lumped 모델을 이용하면 여러가지 마이크로스트립 결합선로의 불연속구조를 빠르고 효율적으로 해석할 수 있다. [그림 6]의 마이크로스트립 결합선로의 불연속구조를 고려하자. [그림 7]은 [그림 6]의 결합선로 불연속 구조를 multiport network model과 segmentation 방법을 이용하여 해석하기 위해서 그린 함수가 존재하는 사각형 patch 부분, coupling 회로, planar-lumped 모델로 나눈 것을 보여준다. [그림 7]에서 아래부분의 두 개의 선로와 집중회로 모델 부분이 마이크로스트립 결합선로의 planar-lumped 모델에 해당된다. [그림 7]에서 불연속이 존재하는 모서리 사이의 coupling 회로 부분은 자기 벽에서의 등가의 자기전류를 이용한 coupling 수식 [2]을 사용하면 된다. 그리고 planar-lumped model, coupling 회로 및 윗부분의 두 개의 선로는 segmentation 방법을 이용하여 연결하면 된다. 이와같이

planar-lumped model은 여러가지 마이크로스트립 불연속 구조를 multiport network model 방법으로 해석하는데 유용하게 이용될 수 있다.



[그림 6] 마이크로스트립 결합선로 불연속 구조  
[Fig. 6] Equivalent magnetic field coupling network of infinitesimal length

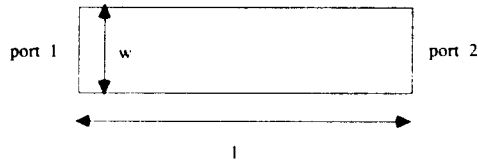


[그림 7] [그림 6]의 결합선로 불연속 구조에 대한 planar-lumped 모델의 적용  
[Fig. 7] The application of planar-lumped model for [Fig. 6]

### IV. 수치해석 결과

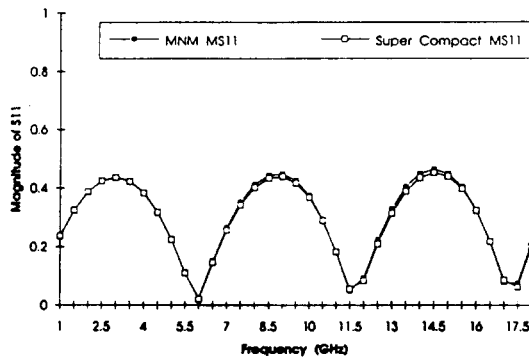
본 논문에서는 multiport network model의 유용성을 입증하기 위해서 마이크로스트립 단일선로, 직각벤드 및 결합선로에 대하여 SuperCompact 결과와 비교하여 오차를 계산하였고 해석시간을 제시하였다. 단일선로해석 프로그램은 FORTRAN 77을 이용하였으며, 그 결과를 1~18GHz까지 SuperCompact[25]와 비교하였다. 단일선로는 [그림 8]과 같으며  $S_{11}$ 의 크기와 위상은 [그림 9], [그림 10]과 같다. [그림 9]에서 보는 것과 같이  $S_{11}$ 의 크기는

SuperCompact을 기준으로 최고 3%의 오차를 보였다. 18GHz에서 파장이 16.7mm인 것과 해석하려는 선로의 폭이 0.185mm인것을 감안하면 port 1, port 2에서 subport가 1개이면 충분하였으며 SUN SPARK 10에서 0.5GHz단위로 1~18GHz까지 해석하는데 1초 미만의 시간이 소요되었다.



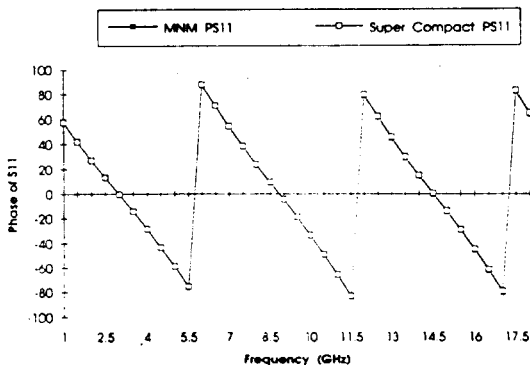
[그림 8] 마이크로스트립 단일선로

[Fig. 8] Microstrip single line



[그림 9] S<sub>11</sub> 크기 (단일선로)

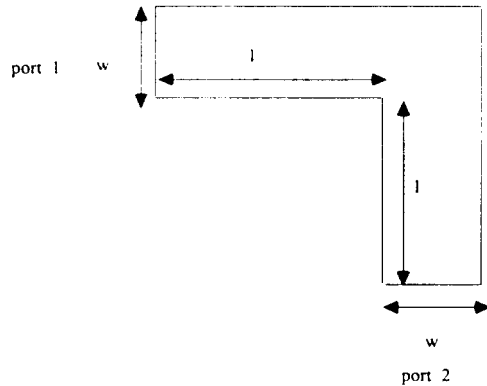
[Fig. 9] S<sub>11</sub> Magnitude (single line)



[그림 10] S<sub>11</sub> 위상 (단일선로)

[Fig. 10] S<sub>11</sub> Phase (single line)

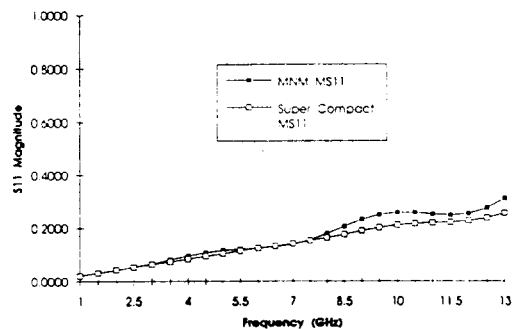
직각벤드의 해석 프로그램도 FORTRAN 77을 이용하였으며 그 결과를 1~13GHz까지 SuperCompact와 비교하였다. 직각벤드는 [그림 11]과 같으며 S<sub>11</sub>의 크기와 위상은 [그림 12], [그림 13]과 같다. [그림 12]에서 보는것과 같이 S<sub>11</sub>의 크기는 SuperCompact을 기준으로 최고 15%의 오차를 보였다. port 1과 port 2에서는 각기 1개의 subport와 불연속이 존재하는 사각형 patch의 연결부분에서는 5개의 subport가 요구되었으며 SUN SPARK 10에서 0.5GHz단위로 1~13GHz까지 해석하는데 8초 정도의 시간이 소요되었다.



[그림 11] 마이크로스트립 직각벤드

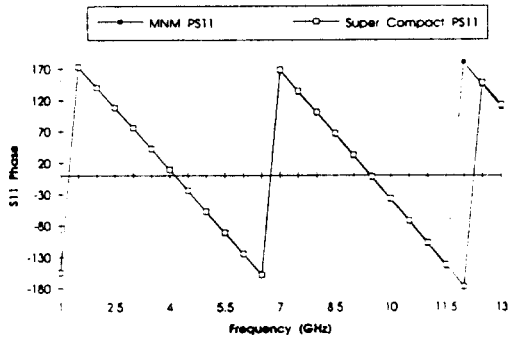
[Fig. 11] Microstrip unmitered bend

( $h = 0.635\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 10.8$ ,  $w = 0.56\text{mm}$ ,  $l = 10\text{mm}$ )



[그림 12] S<sub>11</sub> 크기 (직각벤드)

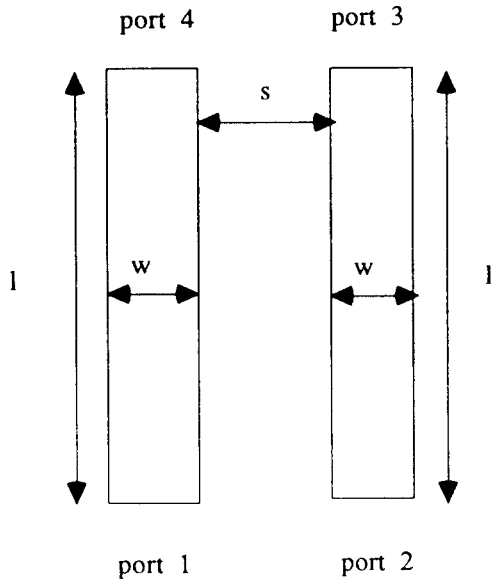
[Fig. 12] S<sub>11</sub> Magnitude (unmitered bend)



[그림 13]  $S_{11}$  위상 (직각벤드)

[Fig. 13]  $S_{11}$  Phase (unmitered bend)

결합선로의 해석 프로그램도 FORTRAN 77을 이용하였으며 그 결과를 1~12GHz까지 SuperCompact와 비교하였다. 결합선로는 [그림 14]와 같으며 선로 간의 coupling을 나타내는  $S_{12}$ 의 크기와 위상은 [그림 15], [그림 16]과 같다. [그림 15]에서 보는 바와 같이  $S_{12}$ 의 크기는 SuperCompact을 기준으로 최고 7%의 오차를 보였다. 이 경우에는 모든 port에서 각

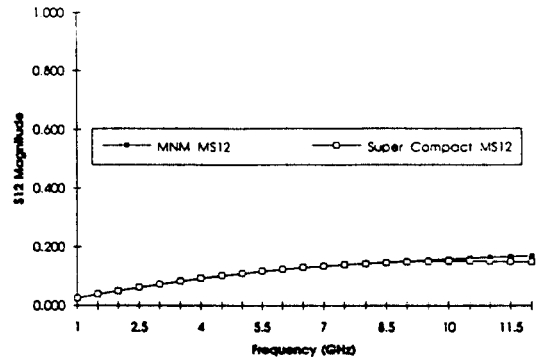


[그림 14] 마이크로스트립 결합선로

[Fig. 14] Microstrip coupled line

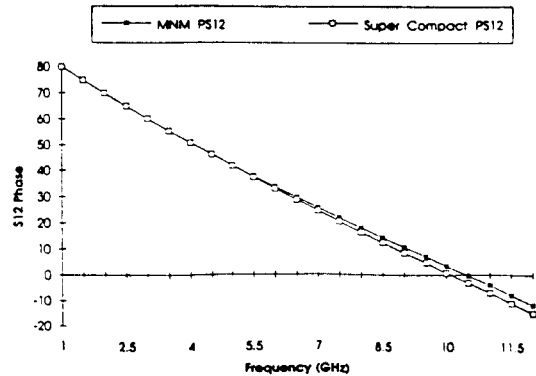
( $h=0.79\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.35$ ,  $w=1.35\text{mm}$ ,  $s=0.675\text{mm}$ ,  $l=5\text{mm}$ )

기 10개의 subport와 선로 사이에서는 20개의 subport가 요구되었으며 해석하는데 소요되는 시간은 6분 정도였다.



[그림 15]  $S_{12}$  크기 (결합선로)

[Fig. 15]  $S_{12}$  Magnitude (coupled line)



[그림 16]  $S_{12}$  위상 (결합선로)

[Fig. 16]  $S_{12}$  Phase (coupled line)

본 논문의 방법에 의한 결과와 SuperCompact의 결과가 비교적 높은 주파수인 10GHz 근처에서 3~15% 차이를 보인 현상의 원인들 중에 하나는 본 논문의 방법이 방사 손실을 포함시키지 않은 점이다. 이러한 방사 손실을 등가의 자기전류를 이용하여 적절히 해석할 수 있는 연구가 Gupta[1]에 의해 발표된 바가 있다. 또한 상기의 오차를 줄이는 다른 한가지의 일반적인 방법은 각 해석구조의 subport의 숫자를 더 늘이는 것이다. 이렇게 하면 계산시간이 subport의 숫자에 비례해서 늘어난다.



## V. 결 론

본 논문에서는 multiport network model 방법을 이용하여 마이크로스트립 단일선로, 직각벤드 및 결합선로를 해석하였다. SuperCompact의 결과와 비교하여 단일선로의 경우는 1~18GHz 범위에서 3% 이내의 오차를, 결합선로의 경우는 1~12GHz 범위에서 7% 이내의 오차를 보였으며 직각벤드의 경우는 1~13GHz 범위에서 15% 이내의 오차를 보였다. 상기의 해석들이 SuperCompact와 다소 차이를 보이는 이유는 고주파에서의 방사 손실을 고려하지 못했기 때문이다. 이 점을 고려하면 좀더 정확한 결과를 볼 수 있을 것이다.

본 논문에서 0.5GHz 단위로 1~18GHz까지 단일선로를 해석하는 경우에 1초 미만의 시간이 소요되었으며, 0.5GHz 단위로 1~13GHz까지 직각벤드를 해석하는 경우에는 8초 정도의 해석시간이 소요되었다. 결합선로의 경우는 기존 방법의 난점을 극복하기 위하여 closed-form의 우모드, 기모드 커패시턴스와 유효유전율을 이용하였는데, 이 경우 0.5GHz 단위로 1~12GHz까지 해석하는 경우에 6분 정도의 시간이 소요되었다. SuperCompact의 경우는 3가지 구조에 대해서 모두 closed-form의 수식을 이용하므로 그린함수를 이용하는 본 논문의 방법과 시간비교를 하는 것은 무의미하다. 따라서 다른 full-wave 수치해석 방법인 FDTD, FEM, Moment Method를 이용하여 마이크로스트립 불연속구조를 해석하는데 소요되는 시간을 고려하면 본 논문의 방법은 매우 짧은 시간에 정확한 해석을 한다고 볼 수 있다. 따라서 본 논문에서 해석에 소요되는 시간이나 SuperCompact와 비교한 오차를 고려하면 multiport network model 방법으로 여러가지의 단일선로 및 결합선로의 불연속구조를 해석하는 것은 다른 수치해석 방법에 비해 매우 빠르고 비교적 정확하다고 볼 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] Albert Sabban and Kuldip C. Gupta, "Characterization of Radiation Loss from Microstrip Discontinuities Using a Multiport Network Modeling Approach," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-39, No.4, pp.705-712, April 1991.
- [2] Abdelaziz Benalla and Kuldip C. Gupta, "Multiport Network Approach for Modeling the Mutual Coupling Effects in Microstrip Patch Antennas and Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-37, No.2, pp. 148-152, February 1989.
- [3] K. C. Gupta, Ramesh Carg, and Rakesh Chadha, *Computer-Aided Design of Microwave Circuits*, Artech House
- [4] Tatsuo Itoh, *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-wave Passive Structure*.
- [5] Rakesh Chadha and K. C. Gupta, "Segmentation Method Using Impedance Matrices for Analysis of Planar Microwave Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-29, pp.71-74, January 1981.
- [6] Roberto Sorrentino, "Planar Circuits, Waveguide Models, and Segmentation Method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-33, pp.1057-1066, October 1985.
- [7] John Moore and Hao Ling, "Characterization of a 90° Microstrip Bend with Arbitrary Miter via the Time-Domain Finite Difference Method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-38, No.4, pp.405-410, April 1990.
- [8] Zoltan J. Cendes and Jin-Fa Lee, "The Transfinite Element Method for Modeling MMIC Devices," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-36, No.12, pp. 1639-1649, Dec. 1988.

- [9] Steffen Haffa, Detlev Hollmann and Werner Wiesbeck, "The Finite Difference Method for S-Parameter Calculation of Arbitrary Three-Dimensional Structures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-40, No.8, pp. 1602-1610, August 1992.
- [10] A. Gopinath and B. Easter, "Moment Method of Calculating Discontinuity Inductance of Microstrip Right-Angled Bends," *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, pp.880-884, October 1974.
- [11] Albert Sabban and K. C. Gupta, "A Planar-Lumped Model for Coupled Microstrip Lines and Discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-40, No.2, pp.245-252, February 1992.
- [12] Abdelaziz Benalla and Kuldip C. Gupta, "Multiport Network Model and Transmission Characteristics of Two-Port Rectangular Microstrip Patch Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-36, No.10, pp.1337-1342, October 1988.
- [13] A. Benalla and K. C. Gupta, "Faster Computation of Z-matrices for Rectangular Segments in Planar Microwave Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-34, No.6, pp.733-736, June 1986.
- [14] Alhargan, F. A., and Sunil R. Judah, "Reduced form of the Green's functions for Disks and Annular Rings," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-39, No.3, pp.601-604, March 1991.
- [15] Alhargan, F. A., and Sunil R. Judah, "Frequency Response Characteristics of the Multiport Planar Elliptic Patch," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-40, No.40, pp.1726-1730, August 1992.
- [16] S. H. Lee, A. Benalla, and K. C. Gupta, "Faster Computation of Z-matrices for Triangular Segments in Planar Circuits," *Int'l. J. Millimeter-wave Computer-Aided Engineering*, Vol. 2, No.2, pp.98-107, April 1992.
- [17] P. C. Sharma and Kuldip C. Gupta, "Desegmentation Method for Analysis of Two-Dimensional Microwave Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-29, No.10, pp.1094-1098, October 1981.
- [18] G. Kompas and R. Mehran, "Planar Waveguide Model for Calculating Microstrip Components," *Electron. Lett.*, Vol. 11, pp.459-460, Sept. 1985.
- [19] Kirschning, M., and R. H. Jansen, "Accurate Model for Effective Dielectric Constant of Microstrip with Validity up to Millimeter-Wave Frequencies," *Electron. Lett.*, Vol. 18, pp.272-273, March 1982.
- [20] E. Hammerstad and O. Jensen, "Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.* (Washington, DC), 1980, pp.407-409.
- [21] J. A. Weiss, "Microwave propagation on coupled pairs of microstrip transmission lines," in *Advances in Microwaves*, Vol. 8, L. Young and H. Sobol, Eds. New York: Academic, 1974, pp.295-320.
- [22] T. C. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*
- [23] Manfred Kirschning and Rolf H. Jansen, "Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-32, No.1, pp.83-90, January 1984.
- [24] R. H. Jansen and N.H.L. Koster, "Accurate

results on the end effect of single and coupled microstrip lines for use in microwave circuit design,," *Arch. Elektr. Ubertr.*, Vol. 34,

pp.453-459, 1980.

[25] SuperCompact, Compact Software Inc., 483 McLean Blvd. & Corner of 18th Avenue.