

# 등각사상 법을 이용한 접지 면에 어퍼처를 갖는 차폐된 마이크로스트립 선로 해석

## Analysis of Shielded Microstrip Line with Ground Aperture using Conformal Mapping Method

천동완 · 이진택 · 김원기 · 신철재

Dong-Wan Chun · Jin-Taek Lee · Won-Ki Kim · Chull-Chai Shin

### 요 약

본 논문에서는 등각사상 법을 이용해 접지 면에 어퍼처를 갖는 차폐된 마이크로스트립 선로의 특성임피던스 및 유효 유전 상수 등을 계산하는 방법을 제안하였다. 이 방법은 닫힌 형태의 공식을 제시하기 때문에 따로 어떠한 수치해석 방법을 쓰지 않고도 선로 파라미터들을 계산할 수 있다는 장점이 있다. 먼저 신호가 마이크로스트립 모드(Quasi-TEM)로 진행된다고 가정하고 차폐된 선로를 세 부분으로 나누어 정전 용량을 계산하고 계산된 부분별 정전 용량들을 이용해 임피던스 및 유효 유전상수를 계산하였다. HFSS 시뮬레이션 결과, 계산 결과가 시뮬레이션 결과와 오차범위 5 % 이내로 거의 일치함을 알 수 있었다.

### Abstract

In this paper, we proposed the method of the characteristic impedance and effective dielectric constant calculations of the shielded microstrip line with ground aperture using conformal mapping method. This method has advantages that can calculate the transmission parameters without using any other numerical method because present the closed form equations. First of all, we supposed the signal propagate with the microstrip mode(Quasi-TEM) and calculated the capacitance divide by three sections and calculated the characteristic impedance and effective dielectric constant using calculated capacitances. From the HFSS simulation result, calculated result was very similar to the simulation result within the five percent error range.

Key words : Conformal Mapping, Ground Aperture

### I. 서 론

최근 들어 접지 면에 어퍼처를 적용한 여파기, 결합기, PBG 구조, DGS 등에 관한 연구가 활발히 진행 중이다. 여파기 및 결합기 구조의 경우 접지 면에 어퍼처를 적용함으로써 대역을 확장시키며, PBG 구조 및 DGS 같은 경우는 접지면 어퍼처를 디펙트로서 사용하게 된다. 이러한 접지 면에 어퍼처를 갖는 마이크로스트립 선로에 대한 해석이 많이 이루어져

왔다<sup>[1]~[4]</sup>. 그러나 여태까지는 주로 측정결과를 근거로 한 해석이나 SDM(Spectral domain method) 같은 수치 해석적 방법에 근거한 연구만 진행된 상태이다. 이러한 방법들은 정확한 계산이 가능하다는 장점은 있으나 닫힌 형태의 공식을 제공하지 않기 때문에 계산시간이 오래 걸리고 일일이 프로그래밍을 해야 한다는 단점이 있다. 본 논문에서는 등각사상 법을 이용해 접지 면에 어퍼처를 갖는 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스 및 유효 유전상수 등을 계

아주대학교 전자공학과(Department of Electrical and Computer Engineering, Ajou University)

· 논문 번호 : 20040625-083

· 수정완료일자 : 2004년 9월 16일

산하는 방법을 제시하였다. 이러한 방법은 닫힌 형태의 공식을 제시하기 때문에 따로 어떠한 수치 해석적 방법을 쓰지 않고도 선로 파라미터들을 계산할 수 있다는 장점이 있다. 대부분의 경우에 있어서 소자들은 유한한 크기를 가지며 차폐된 상태에서 제품화되기 때문에 본 논문에서는 마이크로스트립 선로의 기관의 크기가 유한하고 차폐되어 있다고 가정하고 등각사상을 적용하였다. 먼저 신호가 주로 마이크로스트립 모드로 진행한다고 가정하였으며, 스트립과 위쪽 차폐면 사이, 스트립과 접지면 사이, 스트립과 아래쪽 차폐면 사이의 세 부분으로 나누어 각각에 해당하는 정전 용량 계산 방법을 적용하였다. 즉 각각의 부분에서 Schwarz christoffel mapping 방식을 이용해 비 균일하게 배열되어 있는 도체부분들을 폭이 같고 평행하게 배열되도록 변환한 후 정전 용량을 계산하였다. 접지면 어퍼처에 의한 영향은 어퍼처의 폭이 어느 이상 증가하면 유출되는 전계의 양의 급격히 증가한다는 것을 근거로 정전 용량 계산에 적용하였다<sup>[2]</sup>. 기관이 유전체로 채워져 있을 때의 정전 용량 및 공기로 채워져 있을 때의 정전 용량을 각각 계산하여 특성 임피던스 및 유효 유전상수를 계산에 적용하였다.

## II. 구조 및 해석방법

접지면에 어퍼처가 존재할 경우 마이크로스트립 모드(Quasi-TEM)가 아닌 슬롯모드도 발생할 수 있다. 그러나 Rondes 결합기와 같이 선로 자체를 결합기로 이용하지 않는 이상 마이크로스트립 모드가 거의 지배적으로 작용하기 때문에 본 논문에서는 신호가 Quasi-TEM 모드로 진행한다고 가정한다<sup>[3]</sup>. 또한 도체 두께는 0이라 가정하고 공기와 유전체 사이의 경계면에는 완전 자계 벽(Perfect magnetic wall)이 존재한다고 가정한다. 그림 1(a)로부터 전체구조가  $y$ 축에 대해 대칭이기 때문에 우측부분만 고려하였다. 따라서  $w$ 는 신호선 폭의 반을 나타내며,  $s$ 는 어퍼처 폭의 반,  $b$ 는 윗부분 차폐면의 높이,  $h$ 는 기관 두께,  $t$ 는 아랫부분 차폐면의 높이,  $L$ 은 차폐면의 폭의 반을 나타낸다. 그리고 반으로 나눈 우측 부분을 다시 영역 (1), (2), (3)의 순서대로 나누어 표시하였다. 영역 (1)의 정전 용량은 신호선과 윗부분 차폐면 사이

의 정전 용량이며, 영역 (2)는 신호선과 접지면 사이의 정전 용량이다. 이 두 부분을 따로 나누어 정전 용량을 계산할 수 있는 이유는 공기와 유전체 사이에 자계 벽이 존재한다는 가정 때문이다<sup>[6]</sup>. 그림에서 영역 (3)은 기관을 공기로 대체했을 때 신호선 및 아래쪽 차폐면 사이의 영역이다. 영역 (3)을 이와 같이 가정한 이유는 유전체 및 접지 면에 의한 영향은 영역 (2)의 정전 용량 계산에서 이미 적용되었기 때문이다. 즉 영역 (2)의 정전 용량 계산에서 기관 및 아래쪽 차폐면 사이의 공기로 채워진 공간에 의한 영향은 유전상수를 증가유전상수  $\epsilon_r - 1$ 로 대체함으로써 적용할 수 있다. 따라서 영역 (3)의 정전 용량은 신호선과 차폐면 사이에 공기만 존재한다고 가정하였을 때의 정전 용량이다<sup>[7]</sup>.

그림 1(a)로부터 세 영역 모두 직사각형의 형태를 이룸을 알 수 있다. 따라서 다각형의 내부를 무한 평면으로 사상하는 Schwarz christoffel 사상을 이용하면 그림과 같이 비 균일하게 배열되어 있는 도체부분을 폭이 같고 평행하게 배열되도록 변환할 수 있으므로 정전 용량을 쉽게 계산할 수 있다. 각각의 영역

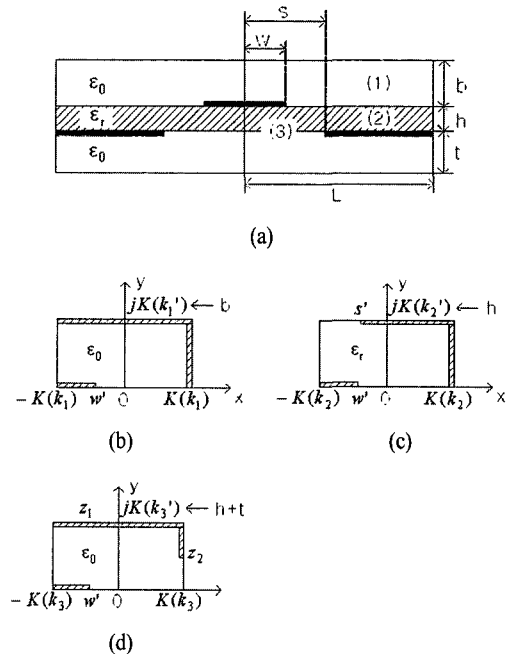


그림 1. 접지 면에 어퍼처를 갖는 차폐된 마이크로스트립 선로 구조  
Fig. 1. Shielded microstrip line structure with ground aperture.

들을 그림 1(b), (c), (d)와 같이 y축을 중심으로 z 도메인에 표시하였다. 여기서 빗금 친 부분이 신호선, 접지면, 차폐면을 나타낸다.  $K(k)$ 는 1종 완전타원 적분을 나타내며  $K'(k)$ 은 그것의 Complement이며  $k$ 는 상 계수를 나타낸다. 그리고  $K'(k) = K(k')$ ,  $k' = \sqrt{1-k^2}$ 의 관계를 갖는다. 구조변수를  $K(k)$  및  $K'(k)$ 로 나타낸 이유는 변환 및 역변환 과정에서 Jacobi 타원함수 및 타원적분을 적용해야 하는데, 이를 위해서는 정량적인 관계를 갖는  $K(k)$  및  $k$  값을 알아야 하기 때문이다. 각 영역들의 가로 대 세로의 비와  $K(k)$  대  $K'(k)$ 의 비가 같으면 두 스트립 사이의 거리와 길이의 상대적인 값인 정전 용량도 같게 된다. 이 비를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{L}{2b} = \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}, \quad \frac{L}{2h} = \frac{K(k_2)}{K'(k_2)},$$

$$\frac{L}{2(h+t)} = \frac{K(k_3)}{K'(k_3)} \quad (1)$$

이로부터 좌변의 값이 주어졌기 때문에 식 (2)를 이용해 각각의 영역에 해당하는  $k$  값을 계산할 수 있다<sup>[8]</sup>.

$$\frac{K(\alpha)}{K'(\alpha)} = \beta,$$

$$\alpha = \begin{cases} \frac{e^{\pi\beta} - 2}{e^{\pi\beta} + 2}, & 1 < \beta < \infty \\ \sqrt{1 - \left(\frac{e^{\pi/\beta} - 2}{e^{\pi/\beta} + 2}\right)^2}, & 0 < \beta < 1 \end{cases} \quad (2)$$

### 2-1 영역 (1)의 정전 용량 계산

그림 2에서 빗금 친 부분이 도체를 나타내며, 먼저 z 평면으로부터 v 평면에서 허수가 양의 값을 갖는 위쪽 반 평면으로 사상하였다. 영역들의 구조적 변수(가로 및 세로의 길이)를 1종 완전타원적분을 이용해 스케일링 하였기 때문에 그림에서 선로의 폭 w도 스케일링을 해주어야 한다. 따라서 w'을 계산하면 다음과 같다.

$$w' = \frac{2wK(k_1)}{L} \quad (3)$$

v 평면에서  $-1/k_1, -1, 1, 1/k_1$  은 z 평면에서 각각  $-K(k_1) + jK(k_1')$ ,  $-K(k_1)$ ,  $K(k_1)$ ,  $K(k_1) + jK(k_1')$ 과 대응하는 값이며 w'을 계산하면 다음과

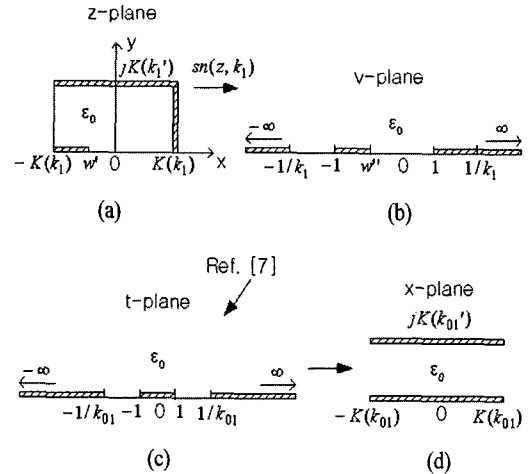


그림 2. 영역 (1)의 정전 용량 계산을 위한 사상과정  
Fig. 2. Mapping process for the capacitance calculation of area (1).

같다. 여기서  $sn(\cdot)$ 은 Jacobi 타원함수를 나타낸다.

$$w' = sn(-K(k_1) + w', k_1) \quad (4)$$

두 스트립의 폭이 같고 평행한 직사각형으로 사상하기 위해서는 직사각형의 네 꼭지점과 대응하는  $-1/k_01, -1, 1, 1/k_01$ 의 형태로 변환을 해주어야 한다. 본 논문에서는 C. H. Wu가 제시한 방법을 이용하였다<sup>[9]</sup>. 변환된 결과를 t 평면에 나타내었으며 이를 다시 1종 완전 타원적분을 이용해 직사각형으로 변환한 결과를 x 평면에 나타내었다. 이를 이용해 영역 (1)의 정전 용량을 계산하면 다음과 같다.

$$C_1 = 2\epsilon_0 \frac{K(k_01)}{K'(k_01)} \quad (5)$$

여기서  $k_01$ 은 다음과 같이 주어진다<sup>[9]</sup>.

$$k_01 = \frac{(w' + 1)/2 [1 + \alpha_0(3 - w')/2]}{(3 - w')/2 + \alpha_0 \left(\frac{w' + 1}{2}\right)^2} \quad (6)$$

$$\alpha_0 = \frac{(1 - w')(1/k_1 - 1) + (w' + 1)/2(1/k_1 - w')}{\left(\frac{w' + 1}{2}\right)^2 (2 - w' - 1/k_1)} - \frac{\sqrt{2(1 - w')(1/k_1 - 1)(1/k_1 + w')}}{\left(\frac{w' + 1}{2}\right)^2 (2 - w' - 1/k_1)} \quad (7)$$

### 2-2 영역 (2)의 정전 용량 계산

영역 (2)를 z 평면에 표시하면 그림 3(a)와 같다.

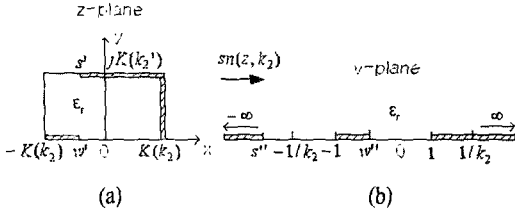


그림 3. 영역 (2)의 정전 용량 계산을 위한 사상  
Fig. 3. Mapping for the capacitance calculation of area (2).

여기서  $w', s'$ 은 스케일링된 선로 폭 및 어퍼처의 폭을 나타내며 다음과 같이 주어진다.

$$w' = \frac{2wK(k_2)}{L}, \quad s' = \frac{2sK(k_2)}{L} \quad (8)$$

또한  $v$  평면에서  $w'', s''$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} w'' &= \text{sn}(-K(k_2) + w', k_2), \\ s'' &= \text{sn}(-K(k_2) + s' + jK(k_2'), k_2) \end{aligned} \quad (9)$$

$v$  평면에서의 구조를 다시 두 스트립의 폭이 같고 평행한 직사각형으로 사상하는 방법은 영역 (1)에서 적용한 방법을 이용하였다. 따라서 영역 (2)의 정전 용량을 계산하면 식 (10), (11)과 같다. 여기서  $C_{2d}$ 는 유전체에 의한 정전 용량이며,  $C_{2a}$ 는 공기로만 채워져 있을 때의 정전 용량이다<sup>[9]</sup>.

$$C_{2d} = 2(\epsilon_r - 1)\epsilon_0 \frac{K(k_{02})}{K'(k_{02})} \quad (10)$$

$$C_{2a} = 2\epsilon_0 \frac{K(k_{02})}{K'(k_{02})} \quad (11)$$

여기서  $k_{02}$ 는 다음과 같이 주어진다<sup>[9]</sup>.

$$k_{02} = \frac{(w'' + 1)/2 [1 + \alpha_0(3 - w'')/2]}{(3 - w'')/2 + \alpha_0 \left( \frac{w'' + 1}{2} \right)^2} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= \frac{(w'' - 1)(1 + s'') - (w'' + 1)/2(s'' + w'')}{\left( \frac{w'' + 1}{2} \right)^2 (2 - w'' + s'')} \\ &\quad - \frac{\sqrt{2(w'' - 1)(1 + s'')(w'' - s'')}}{\left( \frac{w'' + 1}{2} \right)^2 (2 - w'' + s'')} \end{aligned} \quad (13)$$

### 2-3 영역 (3)의 정전 용량 계산

#### 2-3-1 $s/h \leq w/h$ 인 경우

어퍼처의 폭  $w$  대 기판두께  $h$ 의 비가 신호선의 폭

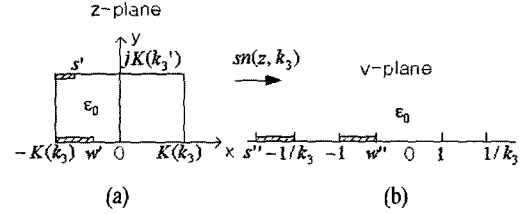


그림 4. 영역 (3)의 정전 용량 계산을 위한 사상  
( $s/h \leq w/h$ )  
Fig. 4. Mapping for the capacitance calculation of area (3) ( $s/h \leq w/h$ ).

$w$  대  $h$ 의 비보다 작을 때는 거의 모든 필드가 접지면으로 커플링되고 어퍼처를 통해 밑 부분 차폐 면으로 빠져나가는 양이 미비하기 때문에 그림에서 보는 바와 같이 밑 부분 차폐 면 중 어퍼처의 폭만큼만 커플링이 된다 가정할 수 있다<sup>[2]</sup>. 이를 그림 4(a)에 나타내었다. 여기서  $w', s'$ 은 스케일링된 선로 폭 및 어퍼처의 폭을 나타내며 다음과 같이 주어진다.

$$w' = \frac{2wK(k_3)}{L}, \quad s' = \frac{2sK(k_3)}{L} \quad (14)$$

따라서 이를 사상하면 그림 4(b)와 같은 결과를 얻을 수 있으며  $w'', s''$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} w'' &= \text{sn}(-K(k_3) + w', k_3), \\ s'' &= \text{sn}(-K(k_3) + s' + jK(k_3'), k_3) \end{aligned} \quad (15)$$

그림 4(b)는 유한한 접지면을 갖는 CPW의 반쪽 부분으로 생각할 수 있으며 이를 두 스트립의 폭이 같고 평행한 직사각형으로 사상하여 정전 용량을 계산하면 다음과 같다<sup>[10]</sup>.

$$C_3 = \epsilon_0 \frac{K(k_{031})}{K'(k_{031})} \quad (16)$$

여기서  $k_{031}$ 은 다음과 같이 주어진다<sup>[10]</sup>.

$$k_{031} = \sqrt{\frac{1 + w''}{1/k_3 + w''} \frac{1/k_3 + s''}{1 + s''}} \quad (17)$$

#### 2-3-2 $s/h > w/h$ 인 경우

어퍼처의 폭  $s$  대 기판두께  $h$ 의 비가 이 신호선의 폭  $w$  대  $h$ 의 비보다 클 경우에는 어퍼처를 통해 밑 부분 차폐 면으로 빠져나가는 필드의 양이 급격히 증가하기 때문에 그림에서 보는 바와 같이 밑 부분 차폐 면에 거의 모두 커플링이 된다 가정할 수 있다<sup>[2]</sup>.

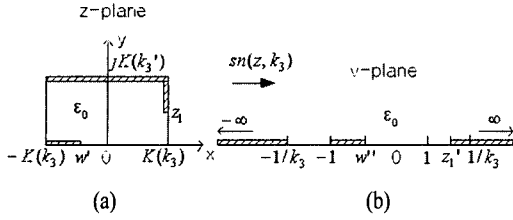


그림 5. 영역 (3)의 정전 용량 계산을 위한 사상  
( $s/h > w/h$ )

Fig. 5. Mapping for the capacitance calculation of area  
(3) ( $s/h > w/h$ ).

이를 그림 5(a)에 나타내었다. 여기서 기판 두께에 해당하는 차폐 면에 의한 영향은 영역 (2)에서 이미 고려하였기 때문에 제외시켜야 한다. 따라서  $z_1$  만큼 차폐 면을 제거시켰다.  $w'$ 은 2-3-1 항에서 구한 것과 같은 값이며  $z_1$ 은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$z_1 = \frac{2hK(k_3)}{L} \quad (18)$$

이를 사상하면 그림 5(b)와 같은 결과를 얻을 수 있으며  $w''$ 은 2-3-1에서 구한 것과 같은 값이며  $z_1'$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$z_1' = sn(K(k_3) + jz_1, k_3) \quad (19)$$

v 평면에서의 구조를 다시 두 스트립의 폭이 같고 평행한 직사각형으로 사상하는 방법은 영역 (1)에서 적용한 방법을 이용하였다. 따라서 영역 (3)의 정전 용량을 계산하면 다음과 같다.

$$C_3 = 2\epsilon_0 \frac{K(k_{032})}{K'(k_{032})} \quad (20)$$

여기서  $k_{032}$ 는 다음과 같이 주어진다<sup>[9]</sup>.

$$k_{032} = \frac{(w''+1)/2 \left[ 1 + \alpha_0 \left( z_1' + \frac{1-w''}{2} \right) \right]}{z_1' + \frac{1-w''}{2} + \alpha_0 \left( \frac{w''+1}{2} \right)^2} \quad (21)$$

$$\alpha_0 = \frac{(z_1'-1)(1/k_3-1)}{\left( \frac{w''+1}{2} \right)^2 (z_1'-w''-1/k_3+1)} - \frac{(w''+1)/2 (z_1'+1/k_3-w''-1)}{\left( \frac{w''+1}{2} \right)^2 (z_1'-w''-1/k_3+1)} - \frac{\sqrt{(z_1'^2-1)(1/k_3-1)(w''+1/k_3)}}{\left( \frac{w''+1}{2} \right)^2 (z_1'-w''-1/k_3+1)} \quad (22)$$

### III. 임피던스 및 유효 유전상수 계산

앞에서 언급한 바와 같이 본 논문에서는 신호가 quasi-TEM 모드로 진행한다 가정하였기 때문에 유효 유전상수 및 특성임피던스는 다음과 같이 주어진다<sup>[10]</sup>.

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{C_d}{C_a}, \quad Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{\epsilon_{r,eff}C_a}} \quad (23)$$

여기서  $C_d$ 는 접지 면에 어퍼처가 있는 마이크로스트립 전송선로의 단위길이 당 전체 정전 용량이며,  $C_a$ 는 유전체가 공기로 대체되었을 때의 정전 용량이고  $c$ 는 자유공간에서 전자파의 진행속도이다. 따라서  $C_d, C_a$ 를 계산하면  $\epsilon_{r,eff}$  및  $Z_0$ 를 계산할 수 있다. 기판이 유전체로 채워져 있을 때의 단위길이 당 전체 정전 용량 및 유전체를 공기로 대체했을 때의 정전 용량을 계산하면 다음과 같다.

$$C_d = 2(C_1 + C_{2d} + C_{2a} + C_3) \quad [F/m] \quad (24)$$

$$C_a = 2(C_1 + C_{2a} + C_3) \quad [F/m] \quad (25)$$

이로부터 유효 유전상수 및 특성임피던스를 다음과 같이 계산할 수 있다<sup>[10]</sup>.

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{C_d}{C_a} = \frac{C_1 + C_{2d} + C_{2a} + C_3}{C_1 + C_{2a} + C_3} = 1 + (\epsilon_r - 1) \frac{C_{2d}}{C_1 + C_{2a} + C_3} \quad (26)$$

$$Z_0 = \frac{1}{2c\sqrt{\epsilon_{eff}(C_1 + C_{2a} + C_3)}} \quad [\Omega] \quad (27)$$

또한  $\lambda_g/\lambda$ (Normalized guide wavelength)는 다음과 같이 주어진다.

$$\lambda_g/\lambda = \frac{c/\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (28)$$

### IV. 계산 및 시뮬레이션 결과 비교

먼저 구조변수들을  $w/h=1.2, L/h=b/h=t/h=10$ 으로 정하고 유전상수가 2.4, 3.8, 9.6일 때  $2s/h$ 를 0.2부터 9.8까지 변화시켜가며 계산하였으며, 계산결과의 신빙성을 확인하기 위해 Ansoft사의 HFSS 8.0을 이용하여 시뮬레이션한 결과와 비교하였다.

그림 6, 7에 특성임피던스 및  $\lambda_g/\lambda$ 를 본 논문

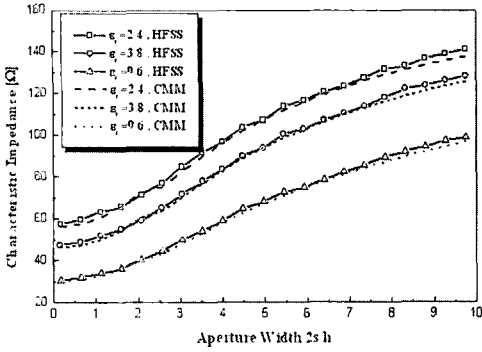


그림 6.  $2s/h$ 의 변화에 따른 특성임피던스  
Fig. 6. Characteristic impedance to the  $2s/h$  variation.

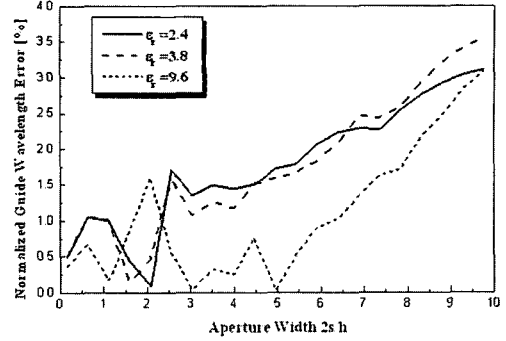


그림 9.  $2s/h$ 의 변화에 따른  $\lambda_g/\lambda$  오차  
Fig. 9.  $\lambda_g/\lambda$  error to the  $2s/h$  variation.

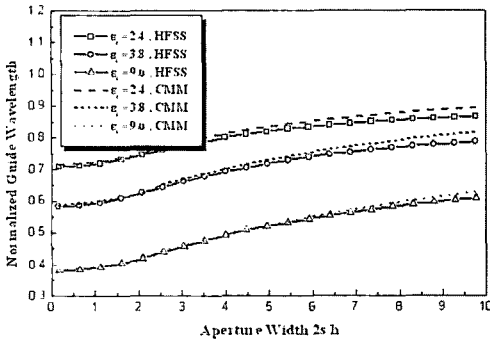


그림 7.  $2s/h$ 의 변화에 따른  $\lambda_g/\lambda$   
Fig. 7.  $\lambda_g/\lambda$  to the  $2s/h$  variation.

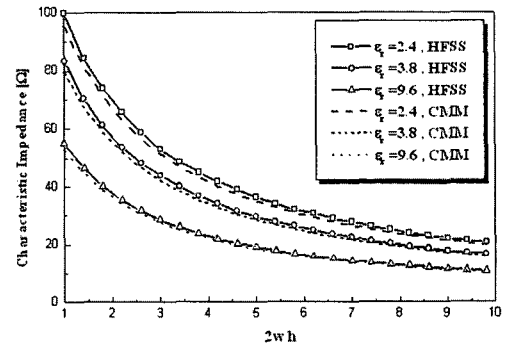


그림 10.  $2w/h$ 의 변화에 따른 특성임피던스  
Fig. 10. Characteristic impedance to the  $2w/h$  variation.

서 계산한 결과와 HFSS를 이용하여 시뮬레이션한 결과를 비교하여 나타내었으며, 그림 8, 9에 두 결과의 차이를 백분율로 계산하여 나타내었다. 그림으로부터 오차범위 4% 이내에서 두 결과가 거의 일치함을 알 수 있다.

다음으로  $s/h=1$ ,  $L/h=b/h=t/h=10$ 으로 정하고 비유전율이 2.4, 3.8, 9.6일 때  $2w/h$ 를 1부터 9.8까지 변화시켜 가며 특성임피던스 및  $\lambda_g/\lambda$ 를 계산한 결과와 시뮬레이션한 결과를 그림 10, 11에 비교하여 나타내었으며 그림 12, 13에 두 결과의 차이를 백

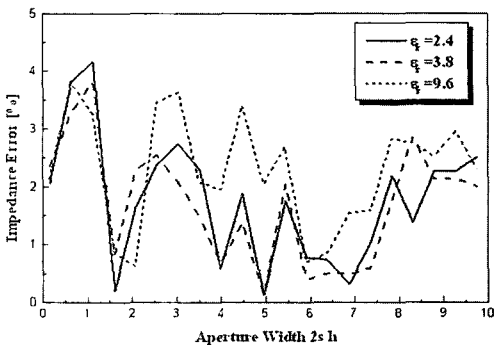


그림 8.  $2s/h$ 의 변화에 따른 임피던스 오차  
Fig. 8. Impedance error to the  $2s/h$  variation.

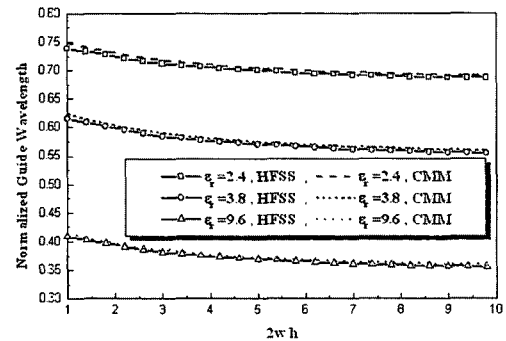


그림 11.  $2w/h$ 의 변화에 따른  $\lambda_g/\lambda$   
Fig. 11.  $\lambda_g/\lambda$  to the  $2w/h$  variation.

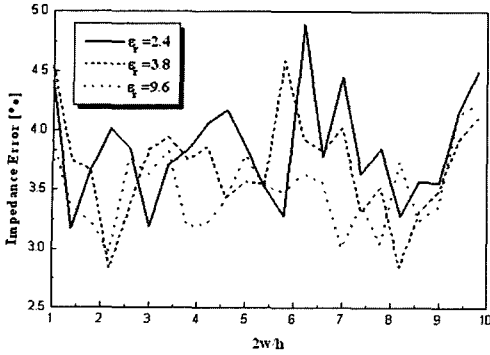


그림 12.  $2w/h$ 의 변화에 따른 임피던스 오차  
Fig. 12. Impedance error to the  $2w/h$  variation.

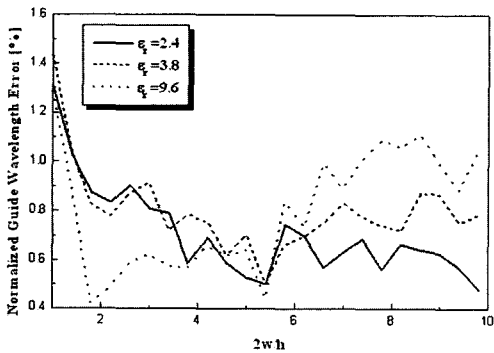


그림 13.  $2w/h$ 의 변화에 따른  $\lambda_g/\lambda$  오차  
Fig. 13.  $\lambda_g/\lambda$  error to the  $2w/h$  variation.

분율로 나타내었다. 그림으로부터 임피던스는 오차 범위의 5% 이내,  $\lambda_g/\lambda$ 는 오차범위의 1.6% 이내에서 시뮬레이션 결과와 거의 일치함을 알 수 있다.

### V. 결 론

본 논문에서는 등각사상 법을 이용해 접지 면에 어퍼처를 갖는 차폐된 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스 및 유효 유전상수 등을 계산하였다. 먼저 신호가 마이크로스트립 모드(Quasi-TEM)로 진행된다고 가정하고 차폐된 선로를 세 부분으로 나누어 각각의 부분을 Schwarz christoffel mapping 방식을 이용해 비균일하게 배열되어 있는 도체부분을 폭이 같고 평행하게 배열되도록 변환한 후 정전 용량을 계산하였다. 접지면 어퍼처의 폭이 어느 이상 증가하면 유출되는 전계의 양의 급격히 증가함을 알 수 있었으며 이를 정전 용량 계산에 적용하였다. 계산된

부분별 정전 용량들을 이용해 임피던스 및 유효 유전상수를 계산하였으며 HFSS 시뮬레이션 결과 계산 결과가 시뮬레이션 결과와 오차범위 5% 이내로 거의 일치하였으며 어퍼처의 폭이 커지거나 선로의 폭이 작아지면 오차가 증가함을 알 수 있었다. 결론적으로 본 논문에서 제시한 공식이 접지면 어퍼처를 적용한 응용소자의 해석에 도움을 줄 수 있을 것으로 사료된다.

### 참 고 문 헌

- [1] H. Ogawa, M. Aikawa, "Analysis of coupled microstrip-slot lines", *Trans. of the IECE Jap.*, vol. E 62, pp. 269-270, Apr. 1979.
- [2] R. K. Hoffmann, J. Siegl, "Microstrip-slot coupler design-part II: practical design aspects", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, no. 8, pp. 1211-1215, Aug. 1982.
- [3] T. Itoh, A. S. Hebert, "A generalized spectral domain analysis for coupled suspended microstrip-lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-26, no. 10, Oct. 1978.
- [4] T. Itoh, "Spectral domain immittance approach for dispersion characteristics of generalized printed transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, no. 7, Jul. 1980.
- [5] F. C. de Ronde, "A new class of microstrip directional couplers", *Proc. IEEE Int. Microwave Symp.*, pp. 184-186, 1970.
- [6] M. F. Wong, V. F. Hanna and O. Picon, "Analysis and design of slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 29, no. 8, pp. 2123-2129, Dec. 1991.
- [7] S. Gevorgian, L. J. Peter Linner and E. L. Kollberg, "CAD models for shielded multilayered CPW", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 4, pp. 772-779, Apr. 1995.
- [8] Cheng, K. K. M., "Analysis and synthesis of coplanar coupled lines on substrates of finite thickness", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*,

vol. 44, no. 4, Apr. 1996.

[9] C. H. Wu, S. Uysal, "A new systematic and efficient method of analysis for conductor-backed coplanar-waveguide directional couplers", *IEEE*

*Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 7, Jul. 1999.

[10] K. C. Gupta, R. Garg and I. J. Bahl, *Microstrip Lines and Slot-Lines*, Artech House, 1996.

### 천 동 완



1999년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)  
 2001년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2001년 3월~현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 초고주파 능동, 수동 소자 설계 및 해석

### 김 원 기



1995년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)  
 1997년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1997년 3월~현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정

1999년 3월~2004년 2월: 호서대학교 반도체 제조장비 국산화 연구센터 연구원  
 [주 관심분야] 초고주파 능동, 수동소자

### 이 진 택



1997년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)  
 2002년 8월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2002년 8월~현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 초고주파 능동, 수동 소자

### 신 철 재



1964년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1968년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1983년 3월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)

1967년~1970년: 동양공업전문대 조교수  
 1970년~1977년: 광운대학교 조교수  
 1986년~1987년: 미국 Florida 대학 객원교수  
 1977년~현재: 아주대학교 전자공학부 교수  
 [주 관심분야] 초고주파 회로설계 및 해석, 초고주파 통신 부품 개발, EMI/EMC, 전파전파 등