

論文94-31A-2-7

## 차폐된 서스펜디드 셉스트레이트 스트립 전송선 해석

## (Analysis of the Shielded Suspended Substrate Strip Transmission Line)

黃正變\*, 白京勳\*\*, 李相高\*\*\*

(Jung Sub Hwang, Kyung Hoon Baek and Sang Seul Lee)

## 要約

유사 TEM 모드에 대해서 포인트 매칭법과 변분법을 적용하여 차폐된 서스펜디드 셉스트레이트 스트립 전송선(SSSL)의 특성을 해석한다. 이 해의 정확성을 확인하기 위해서 동일한 크기에서 실험으로 구한 해와 비교분석한다. 또한 SSSL의 공기영역과 유전체의 높이를 변화시키면서 특성 임피던스와 유효 유전상수의 변화를 고찰한다.

## Abstract

The characteristics of the shielded suspended substrate strip transmission line(SSSL) are analyzed by the point matching method and the variational method in Quasi-TEM mode. The accuracy of this solution is confirmed by analyzing and comparing this solution with the empirical solution obtained from the same dimension. The characteristic impedance and the effective dielectric constant are also studied by increasing the air-layer height of SSSL.

## 1. 서론

그 동안 스트립의 특성을 해석하는 기법은 대개 스트립의 크기에 따라 변하는 특성을 근사적으로 해석하는 방법에 의존하였다. 하지만 이러한 접근법은 심각한 오차를 내포하고 있으며 더우기 밀리미터파같이 매우 높은 주파수에 대해서는 스트립의 치수가 매우 작아져서 큰 문제로 대두된다.<sup>1, 2)</sup> 최근 마이크로파

대역의 집적회로를 설계할 때 서스펜디드 셉스트레이트 스트립선 (Suspended Substrate Strip Line : SSSL)의 활용이 증대됨에 따라 그의 특성은 부품소자 설계자들의 관심사가 되고 있다. 초기에는 전파상수, 전자계분포, 특성 임피던스등 스트립유형의 주요 파라미터들을 실험에 의해서 구하였다.<sup>3) 4)</sup> 한편 이러한 파라미터들을 이론적으로 해석할 수 있는 방법을 알아내기 위해서 여러 사람들이 시도하였다. Saad는 현선(Fin-line)에 대해서 전송선 행렬과 유한 요소법(Finite Element Method : FEM)을 적용하였다.<sup>5)</sup> 하지만 컴퓨터 처리 시간이 매우 길고 해가 부정확하며 복잡한 방정식이 필요하다. 이러한 단점을 보완하기 위해서 Sharma와 Hoefler는 특정 유전율에서 갭(Gap)의 폭이 매우 작은 경우에 대해서 실험적

\* 學生會員, \*\*\* 正會員, 漢陽大學校 電子通信科  
(Dept. of Elec. Comm. Eng., Hanyang Univ.)

\*\* 正會員, 韓瑞大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Hanseo Univ.)

接受日字 : 1993年 10月 23日

으로 해석하고, 얻어진 결과를 수치해석기법을 적용하여 해석적 방정식으로 근사화하였다. 이 방정식은 실제로 회선의 설계에 이용되고 있으며 높은 정확도를 갖는다. 한편 서스펜디드 셉스트레이트 스트립에 대해서는 Shu<sup>[5]</sup>가 실험적으로 해를 구하고, 이를 해석적 방정식으로 근사화하였다.

이 연구에서는 구형도파관으로 차폐된 서스펜디드 셉스트레이트 스트립 전송선의 특성을 유사 TEM (Quasi TEM)모드로 근사화하여 포인트 매칭법 (Point matching method)과 변분법(Variational method)으로 해석한다. 이 방법의 정확성을 확인하기 위해서 Shu<sup>[5]</sup>의 결과와 비교분석한다. 서스펜디드 셉스트레이트 스트립의 공기영역에 의한 영향을 고찰하기 위해서 유전체 영역을 일정하게 하고, 하단 영역의 공기층 높이를 변화시키면서 서스펜디드 셉스트레이트 스트립의 특성 임피던스와 유효 유전상수의 변화를 계산한다. 또한 유전체의 영향을 고찰하기 위해서 구형도파관의 크기를 일정하게 하고 유전체 영역의 두께를 변화시키면서 특성 임피던스와 유효 유전상수의 변화를 계산한다.

II. 이론적 해석

그림1.과 같이 구형 도파관으로 차폐된 서스펜디드 셉스트레이트 스트립 전송선의 특성을 유사 TEM모드로 근사화하여 포인트 매칭법으로 해석한다.

1)포텐셜함수

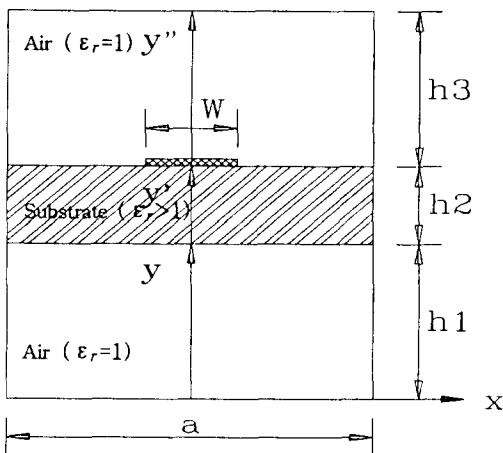


그림 1. 차폐된 서스펜디드 셉스트레이트 스트립의 구조

Fig 1. Cross section of the shielded SSSL waveguide.

그림 1.과 같이 구형도파관으로 차폐된 서스펜디드 셉스트레이트 전송선은 다음의 맥스웰방정식을 만족한다.

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H} \tag{1-1a}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = j\omega\epsilon \vec{E} \tag{1-1b}$$

여기서  $\vec{E}$ 는 전계벡터,  $\vec{H}$ 는 자계벡터,  $\omega$ 는 각주파수,  $\mu$ 는 투자율,  $\epsilon$ 는 유전율이다. 식(1-1)을 벡터 성분별로 구분하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial E_x}{\partial y} + j\beta E_y = -j\omega\mu H_x \tag{1-2a}$$

$$-j\beta E_x - \frac{\partial E_x}{\partial x} = -j\omega\mu H_x \tag{1-2b}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial y} + j\beta H_y = j\omega\epsilon E_x \tag{1-2c}$$

$$-j\beta H_x - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\epsilon E_x \tag{1-2d}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\epsilon E_z \tag{1-2e}$$

TEM파에 대하여 식(1-2)는 다음의 라플라스방정식을 만족한다.

$$\nabla_i^2 \vec{E}(x,y) = 0 \tag{1-3a}$$

$$\nabla_i^2 \vec{H}(x,y) = 0 \tag{1-3b}$$

여기서  $\nabla_i^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$ 이다. 식(1-3)은 도체판 사이에 존재하는 정전자 계와 유사하다. 따라서 전계를 스케일러 포텐셜함수  $\phi$ 로 나타내면 다음과 같다

$$\vec{E}(x,y) = -\vec{\nabla}_i \phi(x,y)$$

여기서  $\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = 0$ 를 이용하면 식(1-3)은 다음 식으로 변환된다.

$$\nabla_i^2 \phi_i(x,y) = 0 \quad i = 1,2 \tag{1-4}$$

식(1-4)의 해를 구하기 위해서 그림 1.에 대한 경계조건을 다음과 같이 정의 한다.

$$\phi_1|_{y=h_1} = \phi_2|_{y'=0} \tag{1-5a}$$

$$\phi_2|_{y'=h_1} = \phi_3|_{y'=0} \tag{1-5b}$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial \phi_1}{\partial y} \Big|_{y=h_2} = \epsilon \frac{\partial \phi_2}{\partial y'} \Big|_{y'=0} \quad (1-5c)$$

$$\epsilon \frac{\partial \phi_2}{\partial y'} \Big|_{y=h_2} = \epsilon_0 \frac{\partial \phi_3}{\partial y''} \Big|_{y''=0} \quad (1-5d)$$

그림 1.에서 각 영역의 포텐셜 방정식은 다음과 같  
이 주어진다.

$$\phi_1 = \sum_n A_n \sinh(k_n y) \cos(k_n x) \quad (1-6a)$$

$$\phi_2 = \sum_n [B_n \sinh(k_n y') + C_n \cosh(k_n y')] \cos(k_n x) \quad (1-6b)$$

$$\phi_3 = \sum_n D_n \sinh(k_n (y'' - h_1)) \cos(k_n x) \quad (1-6c)$$

여기서  $k_n = \frac{(2n-1)\pi}{a}$ 이며  $A_n, B_n, C_n, D_n$ 은 미지  
의 상수이다.

식(1-6)의 상수항을 구하기 위해서 식(1-5)의 경계  
조건식을 적용하고 미지 상수항을  $B_n$ 의 항으로 통일  
한다. 그림 1.의 영역1과 영역2에 경계조건식(1-5a)  
를 적용하면

$$\sum_n A_n \sinh(k_n h_1) \cos(k_n x) = \sum_n C_n \cos(k_n x)$$

이므로,  $C_n = A_n \sinh(k_n h_1)$ 이고

$$\phi_1 = \sum_n \left( C_n \frac{1}{\sinh(k_n h_1)} \right) \sinh(k_n y) \cos(k_n x) \quad (1-7)$$

로 된다. 영역2와 영역3에 식 (1-5b)를 적용하면

$$\begin{aligned} [B_n \sinh(k_n h_2) + C_n \cosh(k_n h_2)] \cos(k_n x) \\ = -D_n \sinh(k_n h_1) \cos(k_n x) \end{aligned}$$

이므로

$$D_n = \frac{-1}{\sinh(k_n h_1)} [B_n \sinh(k_n h_2) + C_n \cosh(k_n h_2)]$$

이고,

$$\begin{aligned} \phi_3 = \sum_n \frac{-1}{\sinh(k_n h_1)} [B_n \sinh(k_n h_2) + C_n \cosh(k_n h_2)] \\ \times [\sinh(k_n (y'' - h_1)) \cos(k_n x)] \quad (1-8) \end{aligned}$$

이다. 식(1-5c)를 식(1-7)과 식(1-8)에 적용하면

$$\begin{aligned} C_n \frac{1}{\sinh(k_n h_1)} k_n \cosh(k_n h_1) \cos(k_n x) \Big|_{y=h_1} \\ = \epsilon_r B_n K_n \cos(k_n x) \end{aligned}$$

이므로,  $C_n = \tanh(k_n h_1) B_n \epsilon_r$ 이고,

$$\phi_1 = \sum_n \frac{\epsilon_r \tanh(k_n h_1)}{\sinh(k_n h_1)} B_n \sinh(k_n y) \cos(k_n x) \quad (1-9)$$

이 된다. 또한 포텐셜함수  $\phi_2, \phi_3$ 는 다음 식으로 변  
환된다.

$$\begin{aligned} \phi_2 = \sum_n [B_n \sinh(k_n y') + B_n \epsilon_r \tanh(k_n h_1) \\ \times \cosh(k_n y')] \cos(k_n x) \quad (1-10a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \phi_3 = \sum_n \frac{-B_n}{\sinh(k_n h_1)} (\sinh(k_n h_2) + \epsilon_r \tanh(k_n h_1) \\ \times \cosh(k_n h_2)) \sinh(k_n (y'' - h_1)) \cos(k_n x) \quad (1-10b) \end{aligned}$$

영역 2와 영역3의 경계면에 있는 스트립위의 총전  
하 분포를 구하기 위해 서 스트립위의 포텐셜을 1로  
하고 스트립위부의 유전체 경계면에서 전속밀도는 연  
속인 것으로 가정한다. 전송 스트립위부의 유전체와  
공기의 경계면에 경계조 건을 적용하면 식(1-5d),  
(1-8), (1-10)으로부터 다음 관계식을 얻는다.

$|x| > \frac{\omega}{2}$  에서

$$\begin{aligned} \sum_n B_n \epsilon_0 k_n [\epsilon_r [\cosh(k_n h_2) + \epsilon_r \tanh(k_n h_1) \sinh(k_n h_2)] \\ + \sinh(k_n h_2) + \epsilon_r \tanh(k_n h_1) \cosh(k_n h_1) \coth(k_n h_2)] \\ \times \cos(k_n x) = 0 \quad (1-11) \end{aligned}$$

$|x| \leq \frac{\omega}{2}$  에서

$$\begin{aligned} -\sum_n B_n [\sinh(k_n h_2) + \epsilon_r \tanh(k_n h_1) \cosh(k_n h_2)] \\ \cos(k_n x) = 1 \quad (1-12) \end{aligned}$$

스트립위의 포텐셜이 1 이므로 선로의 단위길이당 총  
전하량은 선로의 커패시턴 스로 된다. 자유공간과 유  
전체층의 경계를 N개의 구간으로 분할하면 각 구간  
의 중심좌표는

$$x_j = j \frac{a}{N+1} \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (1-13)$$

이고 식(1-11)과 식(1-12)의 무한합을 N개의 항의  
합으로 근사화하면 아래와 같이 N개의 연립 방정식  
을 얻는다. <sup>7), (9)</sup>

$$\sum_{i=0}^N m_{ji} B_i = d_j \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (1-14)$$

$$m_{ji} = \begin{cases} \text{식(1-11)} / B_n & |x| > \frac{w}{2} \\ \text{식(1-12)} / B_n & |x| \leq \frac{w}{2} \end{cases} \quad (1-15)$$

$$d_i = \begin{cases} 0 & |x_i| > \frac{w}{2} \\ 1 & |x_i| \leq \frac{w}{2} \end{cases} \quad (1-16)$$

여기서  $K_i = K_n$ ,  $B_i = B_n$  이다.

2) 선로의 커패시턴스

선로의 단위길이당 커패시턴스는 중앙스트립의 단위길이당 총 전하량과 같으므로 단위길이당 선로 커패시턴스와 중앙스트립을 둘러싸는 임의의 폐곡면에 대한 전속밀도의 가우시안 적분으로 구할 수 있다. 즉,

$$\begin{aligned} \vec{\nabla} \cdot \vec{D} &= \rho \\ &= -\vec{\nabla} \cdot \epsilon \vec{\nabla} \phi \end{aligned} \quad (1-17)$$

$$\begin{aligned} C_0 &= Q \\ &= \int_s \rho dx dy \\ &= -\epsilon_0 \int_s \epsilon_r \vec{\nabla} \phi \cdot d\vec{s} \end{aligned} \quad (1-18)$$

이다. 여기서 적분면  $s$ 는 그림 2.와 같이 선택하여 적분을 용이하게 한다.<sup>9)</sup>

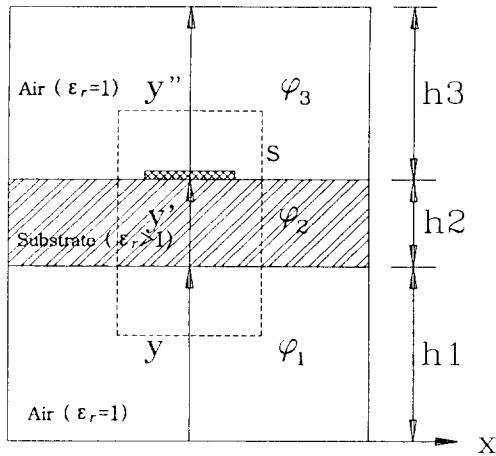


그림 2. 가우시안 적분면  
Fig. 2. Gaussian integral surfaces.

각 영역의 포텐셜 방정식을 식(1-18)에 대입하면 단위길이당 커패시턴스는 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} C &= 2\epsilon_0 \sum_n B_n \sinh(k_n h_2) \left[ \epsilon_r^2 \tanh(k_n h_1) + \epsilon_r \coth(k_n h_2) \right. \\ &\quad \left. + \coth(k_n h_1) [1 + \epsilon_r \tanh(k_n h_1) \coth(k_n h_2)] \right] \\ &\quad \times \sin\left(k_n \frac{a}{2}\right) \end{aligned}$$

IV. 결과 및 고찰

이 연구에서 고찰한 차폐된 서스펜디드 셉스트레이트 스트립의 크기는 다음 표와 같다.

표 1. 서스펜디드 셉스트레이트 스트립의 크기  
Table 1. Dimensions of SSSL.

구분	크기 (mm)
w	5.080
h3	5.080
h2	2.540
h1	2.540
a	22.860

그림 3.은 표 1.의 구조에서  $\epsilon_r=2.2$  일 때 포인트 매칭법과 변분법<sup>[16]</sup>으로 구한 해와 실험으로 구한 해<sup>5)</sup>를 비교한 것으로  $w/a$ 가 증가함에 따라  $\epsilon_{eff}$ 는 감소한다. 세가지 경우의 오차는 평균 1% 이하이며 포인트 매칭법 및 변분법으로 구한 해가 상대적으로 작다.

그림 4.는 그림 3.과 동일한 크기에서 구한 특성 임피던스로서  $w/a$ 가 증가함에 따라 특성 임피던스는 감소한다. 세 경우의 오차는 평균 1%이하이며 포인트 매칭법으로 구한 해가 상대적으로 작다. 따라서  $w/a=0.45$ 이하에서는 유사 TEM모드로 근사화하여 포인트 매칭법 및 변분법을 적용하여 SSSL을 설계해

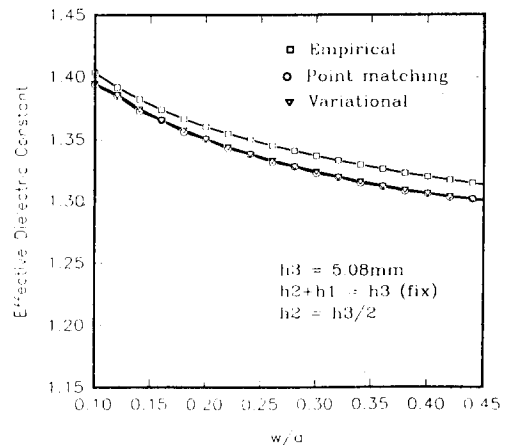


그림 3. 유효 유전상수  
Fig. 3. Effective dielectric constant.

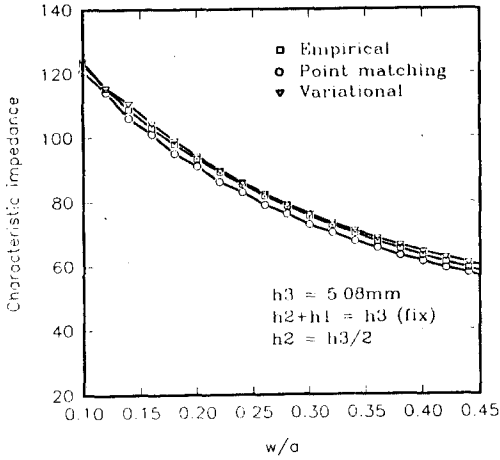


그림 4. 특성임피던스  
Fig. 4. Characteristic impedance.

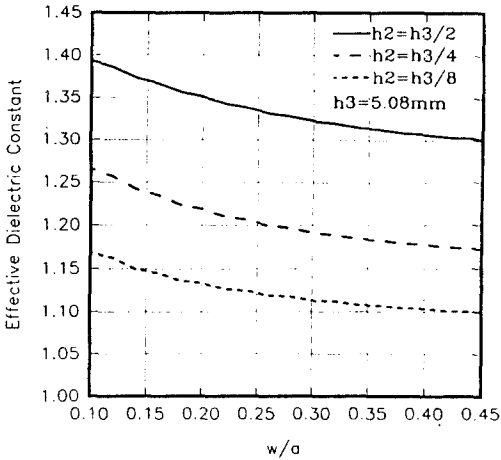


그림 5. 유효 유전 상수  
Fig. 5. Effective dielectric constant.

도 무방하다. 하지만  $w/a=0.45$  이상에서 포인트 매칭 법 및 변분법으로 구한 해와 실험으로 구한 해를 비교하면, 유효 유전상수는 6%이하, 특성 임피던스는 2%이하의 오차가 발생한다. 따라서  $w/a=0.45$  이상에서는 이 연구의 방법을 적용하기가 어렵다.

그림 5.는 표1.의 크기에서  $a$ 와  $h_1+h_2+h_3$ 의 합을 일정하게하고, 유전체층의 두께는 감소시키고, 상대적으로 하단의 공기층의 높이를 증가시키면서 포인트 매칭법을 적용하여 구한 유효 유전상수이다. 유전체층의 두께가 작아 질수록 유효 유전상수는 감소하나  $w/a$ 의 증가에 따른 감소 특성은 동일하다.

그림 6.은 그림 5.와 동일한 크기에서 포인트 매칭 법을 적용하여 구한 특성 임피던스이다. 유전체층의 높이가 클수록 특성 임피던스는 작아지나  $w/a$ 의 증가에 따른 감소 특성은 동일하다.

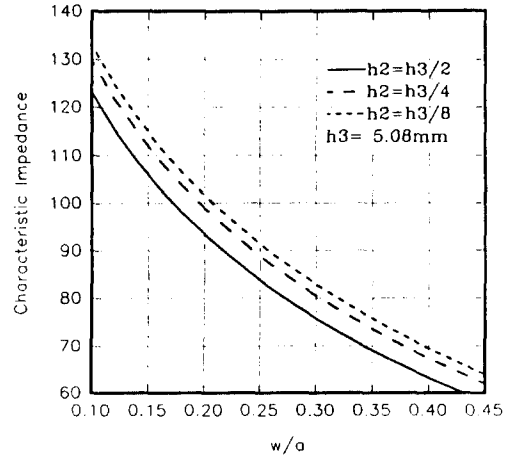


그림 6. 특성임피던스  
Fig. 6. Characteristic impedance.

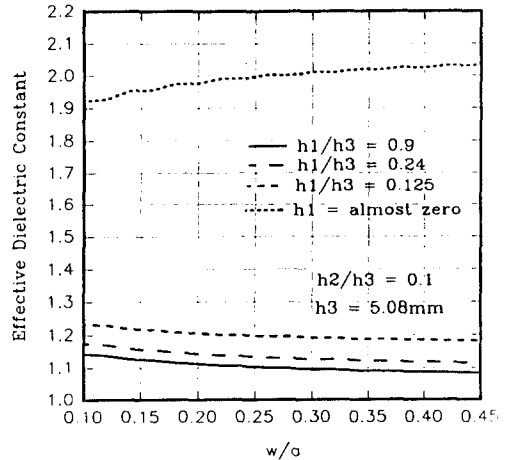


그림 7. 유효 유전 상수  
Fig. 7. Effective dielectric constant.

그림 7.은  $h_3$ 와  $h_2$ 를 일정하게 하고 하단의 공기층  $h_1$ 의 높이를 감소시키면서 포인트 매칭법을 적용하여 구한 유효 유전상수이다.  $h_1$ 을 감소시키면 유효 유전상수는 상대적으로 증가한다.  $h_1$ 을 거의 영으로 하여 마이크로 스트립으로 변환한 경우는  $w/a$ 를 증가시키에 따라 유효 유전상수가 2.2에 수렴한다. 이

는 상단이 개방된 접지벽스에 삽입된 마이크로 스트립의 특성과 동일하다. 또한 상단이 개방되지 않더라도 상단 공기층의 높이가 유전체 높이의 5배 이상일 경우는 상단의 차폐효과가 없다. 따라서 이 경우도  $h3/h2=10$ 이므로 상단의 차폐효과가 없는 것이 당연하다.

그림 8.은 그림7.과 동일한 크기에서 포인트 매칭법을 적용하여 구한 특성 임피던스이다. 하단의 공기층의 높이를 감소시키면 특성 임피던스는 감소하며  $w/a$ 의 증가에 따른 감소 특성은 동일하다. 그림7.과 그림8.의 결과는 기본 마이크로스트립 유형 전송선의 특성과 유사하며, 이러한 결과를 이용하여 원하는 특성을 가진 전송선을 쉽게 설계할 수 있다.

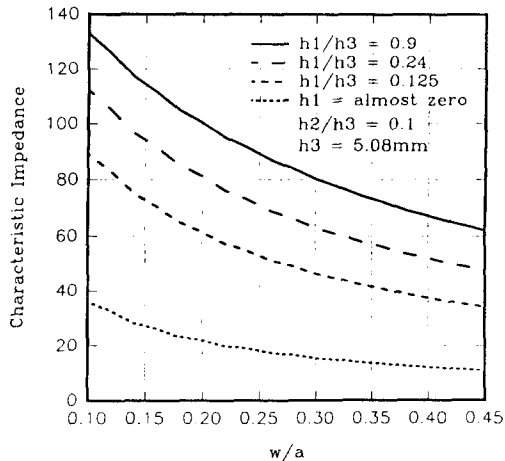


그림 8. 특성 임피던스

Fig. 8. Characteristic impedance.

### III. 결론

유사 TEM모드로 근사화하고 포인트 매칭법 및 변분법을 적용하여 차폐된 서스펜디드 셉스트레이트 스트립의 전송선을 설계하였다. Shu<sup>[5]</sup>의 실험으로 구한 결과와 비교할때  $w/a=0.45$  이하에서 1%의 오차를 가진다.

서스펜디드 셉스트레이트 스트립 전송선에서 외부의 도파관의 크기를 고정하고 셉스트레이트 유전체의 두께를 증가시킬 때 유효 유전상수는 증가하나 특성 임피던스는 상대적으로 감소한다. 따라서 서스펜디드 셉스트레이트 스트립의 전송선을 설계할 경우  $w/a=0.45$  이하에서는 유사 TEM모드로 근사하여 포인트 매칭법 및 변분법으로 구한 결과들을 이용할 수 있다. 또한

원하는 특성 임피던스와 유효 유전상수는 유전체의 높이를 변화시키거나 하단부의 공기층의 높이를 변화시켜서 쉽게 조절할 수 있다.

$w/a=0.45$ 이상에서 포인트 매칭법 및 변분법으로 구한 해들과 실험으로 구한 해를 비교할때 유효 유전상수는 6%이하, 특성 임피던스는 2%이하의 오차가 발생한다. 또한 주파수가 매우 높을 경우 이 방법으로 구한 해는 큰 오차를 가지므로 유사 TEM모드보다 하이브리드모드를 이용하여 해석해야 한다. 그러나 대부분의 서스펜디드 셉스트레이트 스트립 전송선은  $w/a$ 가 0.45이하에서 설계되므로 이 연구의 결과는 실용성을 갖는다.

### 參考文獻

- [1] M. V. Schneider, "Microstrip lines for microwave integrated circuits." Bell-S., vol. 48, pp. 1421, 1969.
- [2] P. J. Meier, "Integrated finline millimeter components." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-22, pp. 1209-1216, Dec. 1974
- [3] A. M. K. Saad and B. Begemanm, "Electrical performance of finlines of various configurations." *Microwave, Optics, Acoustics*, vol. 1, no. 2, pp. 81-88, Jan. 1977.
- [4] J. Seigal, "Phasekontante and Wellenwiderstand einer Schlitzleitung mit Metallisierungsdicke." *Frequensy*, vol. 31, pp. 216-220, 1977
- [5] Y. Shu, Y. Qi, Y. Wang, "Analysis Equations for Suspended Substrate Microstrip Line and Broadside-Coupled Stripline." *IEEE MTT-S. Dig.*, pp. 693-696., 1987.
- [6] A. M. K. Saad and K. Schuneumann, "A simple method for analyzing fin line structures." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-26, pp. 1002-2007, Dec. 1978.
- [7] 황 정섭, 이 상철, "포인트매칭법을 이용한 C.P.W의 특성해석", 전자공학회, 1993, 7.
- [8] Y. Shu, Y. Wang, K. Gu, "Synthesis Equations for Suspended Substrate Microstrip Line and Broadside-Coupled

- Strip Line." *IEEE MTT-S., Dig.*, pp. 331-344., 1988.
- [9] A. K. Sharma, G. I. Costache and W. J. R. Hofer, "Cutoff in finlines evaluated with the spectral domain technique and the finite element method." *IEEE MTT-S., Dig.*, pp. 308-311., 1981.
- [10] 황 정섭, 이 상설, "변분법을 이용한 평행판으로 차폐된 C.P.W.의 특성해석," 전자공학회, 1993.12.
- [11] Brian C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, Artech House, 1991.
- [12] Robert E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill inc., 1992.
- [13] Robert E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, IEEE Press., 1991.
- [14] Roger F. Harrington, *Time harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw- Hill Book Company, 1961.
- [15] Terry Edwards, *Foundations for Microstrip circuit design*, John Wily & Sons 2nd. ed., 1991.
- [16] Eikichi Yamashita, "Variational Method for the Analysis of Microstrip- like Transmission Line". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-16, pp. 529-535, Aug. 1968.
- [17] Tatsuo Itoh, "Analysis of Microstrip Resonator". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-22, pp. 946-952, Nov. 1974.
- [18] Pintzos, Sotirios, "Full-Wave Spectral-Domain Analysis of Coplanar Strip". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-39, 1991
- [19] E. Yamshita amd R. Mittra, "Variational Method for the Analysis of Microstrip Lines." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-16, pp. 251-256, Apr. 1968.
- [20] Tasuo Itoh, *Numerical Techniques for Microwave Passive Structures*, John Wily & Sons, 1980.
- [21] Jung Sub. Hwang, "A Discontinuity Study in Shielded Coplanar Line." M. S.E.E Thesis, Naval Postgraduate School, Ca., Dec 1990.

---

 著 者 紹 介
 

---

黃 正 燮(學生會員) 第 30卷 A編 第 12號 參照  
 현재 한양대학교 전자통신과 박사  
 과정 재학중

李 相 高(正會員) 第 30卷 A編 第 12號 參照  
 현재 한양대학교 전자통신과 교수



白 京 勳(正會員)  
 1960年 8月 29日生. 1987年 2月  
 제주대학교 통신공학과 졸업(공학  
 사). 1989年 2月 한양대학교 대학  
 원 전자통신공학과 졸업(공학석  
 사). 1992年 2月 한양대학교 대학  
 원 전자통신공학과 졸업(공학박  
 사). 1992年 3月 ~ 현재 한서대학교 전자공학과 조  
 교수. 주관심 분야는 안테나공학, 마이크로파공학 및  
 EMI-EMC 등임.