

論文93-30A-7-3

## 구형 도파관으로 차폐된 코플래너 도파관 해석

## (Analysis of the Coplanar Waveguide Shielded by Rectangular Waveguide)

黃正變\*, 李相高\*\*

(Jung Sub Hwang and Sang Seul Lee)

## 要約

포인트매칭법을 이용하여 구형 도파관으로 외부가 차폐된 코플래너 도파관의 특성을 해석하였다. 포텐셜함수의 특정해는 경계조건식을 이용하여 포인트매칭법으로 구하였다. 선로의 커패시턴스는 중앙부의 단위 길이당 총 전하를 계산하여 구하였다. 유효 유전상수와 선로의 특성임피던스는 선로의 커패시턴스로부터 구해진다.

## Abstract

By using the point matching method, the coplanar waveguide shielded by the rectangular waveguide has been analyzed. The particular potential solution of C.P.W has been obtained from the boundary condition by using the point matching method. The line capacitance has been obtained from the total charge of the center conductor per length. The effective dielectric constant and the line impedance have been obtained from the line capacitance of C.P.W.

## 1. 서론

마이크로파용 집적회로를 제작할 때 IC 집적회로에 전송선을 직접 연결해야 하는 문제에 종종 봉착한다. 이러한 문제는 코플래너 도파관을 이용하여 가장 쉽게 해결될 수 있다. 코플래너 도파관은 중앙 스트립과 스톱(slot)의 넓이를 변경시켜 원하는 임피던스를 쉽게 얻을 수 있기 때문이다. 코플래너 도파관에 관한 연구는 마이크로스트립 분야와 더불어 1960년대부터 현재까지 많은 연구가 진행되고 있다. 특히 고

주파의 사용과 장비의 소형화가 필요한 현 시점에서 더 활발하게 연구되고 있다. 1980년대초부터 Harrington과 Ioth는 주파수 영역에서 모먼트법을 이용하여, 마이크로스트립 유형의 특성을 해석하였으나, 높은 주파수에서는 유사 TEM에 의한 해석 결과에 다소의 오차가 있음을 발견하였다.<sup>[1] [2]</sup> Y. C. Shin은 유사 TEM모드에 의한 해석에서 전송스트립의 넓이가 매우 좁을 경우, 20GHz까지는 유효 유전상수의 오차가 1% 정도임을 발견하였다.<sup>[3]</sup> 따라서 이제까지는 균용을 제외한 상용장비의 설계에서 유사 TEM모드로서 등각사상법(conformal mapping method)을 널리 사용해왔다. 하지만 등각사상법은 다층 유전체 등 복잡한 구조를 해석하는 데는 제한성이 있다.

이 연구는 유사 TEM모드에서 포인트매칭법을 적

\*準會員, \*\*正會員, 漢陽大學校 電子通信工學科  
(Dept. of Elec. Comm. Eng., Hanyang Univ.)

接受日字: 1993年 3月 22日

용하여 그림 1.과 같이 구형 도파관으로 차폐시킨 단층 유전체위에 전송스트립을 위치시키고, 그 좌우에 접지 스트립을 배열한 코플래너 도파관을 해석한다. 해석방법은 경계조건식을 이용하여 포인트매칭법으로 포텐셜함수의 특정해를 구하는 것이다. 선로의 커패시턴스는 가우스법칙을 적용하여 중앙 스트립의 단위 길이당 총 전하량을 계산하여 구한다. 선로의 커패시턴스로 부터 유효 유전상수와 선로임피던스도 구해질 수 있다. 또한 구형 도파관 상단의 차폐효과를 고찰하기 위하여 상단의 높이를 변화시키면서 코플래너 도파관의 특성을 해석한다.

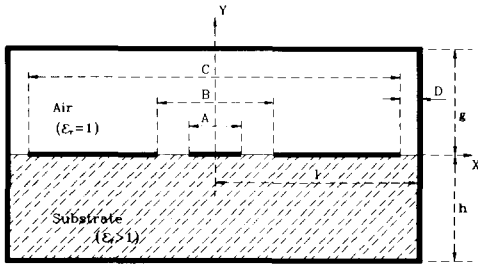


그림 1. 코플래너 도파관의 단면도  
Fig. 1. Cross Section of Shielded Coplanar Waveguide.

II. 이론적 해석

1. 포텐셜함수

그림 1.과 같은 코플래너 도파관 내부에서 다음의 맥스웰 방정식이 만족된다.

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

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

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

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

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

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

$$-j\beta H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = -j\omega\mu E_y \tag{2d}$$

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

식 (2)에서 TEM파만 생각하면 다음의 라플라스방정식을 만족한다.

$$\vec{\nabla}_i^2 \vec{E}(x,y) = 0 \tag{3a}$$

$$\vec{\nabla}_i^2 \vec{H}(x,y) = 0 \tag{3b}$$

여기서  $\vec{\nabla}_i^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$ 이다. 상기 식은 도체판 사이에 존재하는 정 전자계에 대한 라플라스 방정식과 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 (3)은 다음 식으로 변환된다.

$$\vec{\nabla}_i^2 \phi_i(x,y) = 0 \quad i = 1,2 \tag{4}$$

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

$$\phi(x,y) = 0 \quad \begin{matrix} |x| < A/2 \\ y = g, -h \end{matrix} \tag{5a}$$

$$\phi(x,0^+) = \phi(x,0^-) \tag{5b}$$

$$\vec{D}(x,0^+) = \vec{D}(x,0^-) \tag{5c}$$

$$\epsilon_0 \left. \frac{\partial \phi}{\partial y} \right|_{y=0^+} = \epsilon_1 \left. \frac{\partial \phi}{\partial y} \right|_{y=0^-} \tag{5d}$$

$$A/2 \leq |x| \leq B/2, C/2 \leq |x| \leq l$$

$$\epsilon_0 \left. \frac{\partial \phi}{\partial y} \right|_{y=0^+} - \epsilon_1 \left. \frac{\partial \phi}{\partial y} \right|_{y=0^-} = -\rho(x,y) \tag{5e}$$

$$|x| \leq A/2, B/2 \leq |x| \leq C/2$$

여기서  $\vec{D}$ 는 전속밀도이다.

표면전하는 스트립위에서만 존재하므로, 포텐셜함수  $\phi(x,y)$ 는  $y=0$  점에서 불연속이다. 따라서 포텐셜

함수는 그림 1.의 영역 1.과 영역 2.로 구분하여 해를 구해야 한다. 식 (5a)를 이용하여 포텐셜함수를 구하면 다음과 같다.

$$\phi_1(x, y) = \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos(k_i x) \sinh[k_i(g-y)] \quad (6a)$$

$$\phi_2(x, y) = \sum_{i=1}^{\infty} b_i \cos(k_i x) \sinh[k_i(y+h)] \quad (6b)$$

여기서  $k_i = \frac{(2i-1)\pi}{2l}$ ,  $l = \frac{C}{2} + D$  이고,  $a_i, b_i$  는 미지의 상수이다. 첨자 1, 2는 자유 공간 영역과 유전체 영역을 각각 나타낸다. 식(6a, b)에 식(5b)을 적용하여 다음 식을 얻는다.

$$\phi_2(x, y) = \sum_{i=1}^{\infty} a_i \frac{\sinh(k_i g)}{\sinh(k_i h)} \cos(k_i x) \sinh[k_i(y+h)] \quad (6c)$$

식 (6a, c)에 식 (5d)를 적용하면

$$\sum_{i=1}^{\infty} \epsilon_0 a_i k_i \cos(k_i x) \left[ \cosh(k_i g) + \epsilon_r \frac{\sinh(k_i g)}{\sinh(k_i h)} \cosh(k_i h) \right] = 0 \quad (7)$$

$$A/2 \leq |x| \leq B/2, C/2 \leq |x| \leq l$$

이고, 중앙 스트립에서는

$$\sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos(k_i x) \sinh(k_i g) = \begin{cases} 1 & |x| \leq A/2 \\ 0 & B/2 \leq |x| \leq C/2 \end{cases} \quad (8)$$

이다. 여기서 Rowe & Lao 해석법<sup>[7]</sup>과 동일하게 중앙 스트립위의 포텐셜함수를 1로 하고, 외부 접지 스트립 위의 포텐셜함수를 영(0)으로 가정한다. 따라서 총 전하량은 선로의 커패시턴스로 된다.

자유 공간과 유전체층의 경계를 N개의 구간으로 분할하면 각 구간 중심의 x 좌표는

$$x_j = j \frac{1}{N+1} \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (9)$$

이고, 식 (7)과 식 (8)의 무한합을 N개의 항의 합으로 근사화하면, 식 (7)과 식 (8)은 아래와 같이 N개의 연립방정식으로 된다.

$$\sum_{i=1}^N m_{ij} a_i = d_j \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (10)$$

여기서

$$m_{ij} = \begin{cases} \epsilon_0 k_i \cos(k_i x_j) \left[ \cosh(k_i g) + \epsilon_r \frac{\sinh(k_i g)}{\sinh(k_i h)} \cosh(k_i h) \right] & (A/2 \leq |x_j| \leq B/2, C/2 \leq |x_j| \leq l) \\ \cos(k_i x_j) \sinh(k_i g) & (|x_j| \leq A/2, B/2 \leq |x_j| \leq C/2) \end{cases} \quad (11)$$

$$d_j = \begin{cases} 1, & |x_j| \leq A/2 \\ 0, & |x_j| \geq A/2 \end{cases} \quad (12)$$

이다.

2. 선로의 커패시턴스

선로의 단위 길이당 커패시턴스는 중앙 스트립의 단위 길이당 총 전하량과 같으므로, 단위 길이당 선로 커패시턴스는 중앙 스트립을 둘러싸는 임의의 폐곡면에 대한 전속 밀도의 가우시안 적분으로 구할 수 있다. 즉

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho$$

$$= -\vec{\nabla} \cdot \epsilon \vec{\nabla} \phi \quad (13)$$

$$C_0 = Q$$

$$= \int \rho \, dx dy \quad (14)$$

$$= -\epsilon_0 \int_s \epsilon_r \vec{\nabla} \phi \cdot \vec{ds}$$

이다. 여기서 적분면 s는 그림 2.와 같이 선택하여 적분을 용이하게 한다.

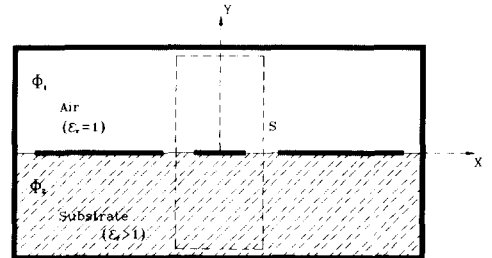


그림 2. 가우시안 적분면

Fig. 2. Gaussian integral surface.

선로 커패시턴스를 구하기 위해 식(2)와 (5)를 식 (14)에 대입하면, 영역 1.에서는

$$C_1 = \sum_{i=1}^N \left\{ -2 \int_0^b a_i \sin(k_i x) \sinh(k_i y) dy \Big|_{x=-a}^{a+b} - \int_{-a}^{a+b} a_i \cos(k_i x) \cosh[k_i(g-y)] dx \Big|_{y=-b}^b \right\} \quad (15a)$$

$$= -\sum_{i=1}^N a_i \frac{\sinh(k_i g)}{\sinh(k_i h)} \sin \left[ k_i \left( \frac{A+B}{4} \right) \right] \cosh(k_i h)$$

이고, 영역 2.에서는

$$C_2 = \sum_{i=1}^N \left\{ -2 \int_0^b \frac{\sinh(k_i g)}{\sinh(k_i h)} \sin(k_i x) \sinh[k_i(y+h)] dy \Big|_{x=-a}^{a+b} \right.$$

$$\begin{aligned}
 & - \int_{-\frac{a+b}{4}}^{\frac{a+b}{4}} a_i \frac{\sinh(k_i g)}{\sinh(k_i h)} \cos(k_i x) \cosh[k_i(y+h)] dy \Big|_{y=h} \Big\} \\
 & = -a_i \frac{\sinh(k_i g)}{\sinh(k_i h)} \sin \left[ k_i \left( \frac{A+B}{4} \right) \right] \cosh(k_i h) \quad (15b)
 \end{aligned}$$

이다. 따라서 선로 커패시턴스  $C_0$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 C_0 &= C_1 + C_2 \quad (16) \\
 &= -2\epsilon_0 \sum_{i=1}^N a_i \sin \left[ k_i \left( \frac{A+B}{4} \right) \right] \sinh(k_i g) \left[ \coth(k_i g) + \epsilon_i \coth(k_i h) \right]
 \end{aligned}$$

특성임피던스와 유효 유전상수는 선로 커패시턴스에 의하여 다음과 같이 계산된다.

$$Z_0 = \frac{1}{v \sqrt{C_{0,1} C_{0,2}}} \quad (17a)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{C_{0,1}}{C_{0,2}} \quad (17b)$$

여기서  $v = 3 \times 10^8$  m/s이며,  $C_{0,1}$ 은 영역 1.이 자유공간( $\epsilon = 1$ )일 때의 커패시턴스이며,  $C_{0,2}$ 는 영역 1이 유전체( $\epsilon = 3.52$ )로 채워졌을 때의 커패시턴스이다.

### III. 상단이 제거된 C.P.W.

#### 1. 포텐셜함수

상단이 제거된 C.P.W.는 그림 1.에서 전송스트립과 접지스트립을 그대로 유지하고 상단의 도체판을 무한히 멀리 이동한 상태와 같다. 따라서 II의 경우에서 경계조건만 다르므로 영역 1, 2에서의 포텐셜함수는 다음과 같다.

$$\phi_1(x, y) = \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos(k_i x) e^{-k_i y} \quad (18a)$$

$$\phi_2(x, y) = \sum_{i=1}^{\infty} b_i \cos(k_i x) \sinh[k_i(y+h)] \quad (18b)$$

여기서  $k_i = \frac{(2i-1)\pi}{2l}$ ,  $l = \frac{C}{2} + D$ 이다. 유전체면에서 포텐셜함수는 연속이므로 식(18a, b)에 식(5b)을 적용하면 다음 식으로 변환된다.

$$\phi_2(x, y) = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{a_i}{\sinh(k_i h)} \cos(k_i x) \sinh[k_i(y+h)] \quad (19)$$

$$\begin{aligned}
 a_i \text{를 구하기 위하여 식(18a, b)에 식(6)을 적용하면} \\
 \sum_{i=1}^{\infty} \epsilon_i a_i k_i \cos(k_i x) \left[ 1 + \epsilon_i \coth(k_i y) \right] = 0 \quad (20) \\
 A/2 \leq |x| \leq B/2, C/2 \leq |x| \leq l
 \end{aligned}$$

이고, 스트립위의 포텐셜함수를 II와 동일하게 정의하면

$$\sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos(k_i x) \sinh(k_i g) = \begin{cases} 1 & |x| \leq A/2 \\ 0 & B/2 \leq |x| \leq C/2 \end{cases} \quad (21)$$

이다. 식 (20)과 (21)에서 다음과 같이  $a_i$ 를 구할 수 있는 연립방정식을 얻는다.

$$\sum_{i=1}^N m_{ij} a_i = d_j, \quad j=1, 2, \dots, N \quad (22)$$

여기서

$$m_{ij} = \begin{cases} \epsilon_i k_i \cos(k_i x_j) \left[ 1 + \epsilon_i \coth(k_i h) \right] & (A/2 \leq |x_j| \leq B/2, C/2 \leq |x_j| \leq l) \\ \cos(k_i x_j), & (|x_j| \leq A/2, B/2 \leq |x_j| \leq C/2) \end{cases} \quad (23)$$

$$d_j = \begin{cases} 1, & |x_j| \leq A/2 \\ 0, & |x_j| \leq A/2 \end{cases} \quad (24)$$

이다.

### IV. 결과 및 고찰

$N$ 이 100 이상이면 포텐셜함수의 계수  $a_i$ 는 충분히 수렴하므로 식 (8)에서  $i$ 는 100 까지 계산하였다.

그림 3.은  $g/h=1$ ,  $B/C=2.0$ 으로 고정하고  $B/A$ 를 1.5, 2.0, 3.0, 4.0인 경우에 대해서  $A/h$ 를 증가시키면서 구한 특성임피던스를 나타낸다.  $B/A$ 를 증가시키면 특성임피던스는 증가하나,  $B/A=3.0$  이상에서는 특성임피던스가 거의 일정하고, 감쇄특성도 동일하다.

그림 4.는 그림 3.과 동일한 계수에서 구한 유효 유전상수를 나타낸다.  $A/h$ 를 증가시켜도 코플래너 도파관의 유효 유전상수는 마이크로스트립의 유효 유전상수인  $\frac{\epsilon_r + 1}{2}$ 과 일치하며 거의 일정하다.

그림 5.는 구형 도파관의 상단을 제거한 경우이며, 나머지 계수는 그림 3.과 동일하다.  $B/A$ 의 비율을 증가시킬때 특성임피던스의 특성은 그림 3.과 동일하나, 특성임피던스는 50%증가한다.

그림 6.은 그림 5.와 동일한 계수에서 구한 유효 유전상수를 나타낸다.  $A/h$ 의 비율을 증가시키기에 따라 유효 유전상수는 상대 유전상수( $\epsilon_r$ )에 수렴한다.

그림 7.은 구형 도파관 상단의 차폐효과를 고찰하기 위하여  $g$ 와  $h$ 의 비율을 증가시키면서 구한 특성임피던스를 나타낸다.  $g$ 와  $h$ 의 비가 4 이 상이면 특성임피던스는 구형 도파관 상단의 영향을 받지않는다. 그

러나 그림 8.에서  $g/h$ 의 증가에따라 유효 유전상수의 수렴속도가 매우 느림을 알 수 있다. 따라서 특성 임피던스에 무관하게 관내파장이 일정한 코플래너 도파관을 설계하려면 그림 3., 4.의 결과를 이용할 수 있다. 외부로부터 들어오는 파를 막아주는 차폐효과를 가지면서 상단이 개방된것과 동일한 특성임피던스를 가진 코플래너 도파관을 설계하려면 그림 7., 8.의 결과를 이용할 수 있다.

그림 9.는 변분법<sup>[4]</sup>을 이용하여 구한 유효 유전상수와 비교한 것으로 두 값이 거의 일치하고 있다.

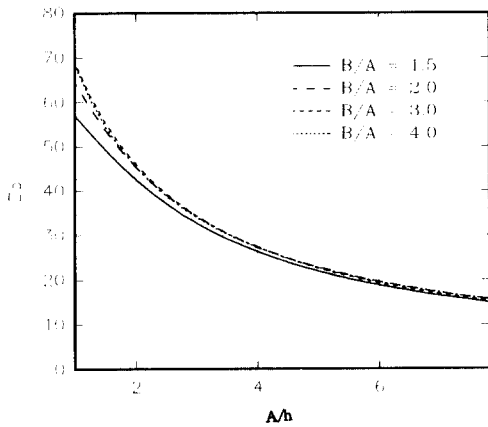


그림 3. 특성 임피던스 ( $h=1.5 \times 10^{-3}m, g/h=1, \epsilon_r=3.52, C/B=2.0$ )

Fig. 3. Characteristic Impedance.

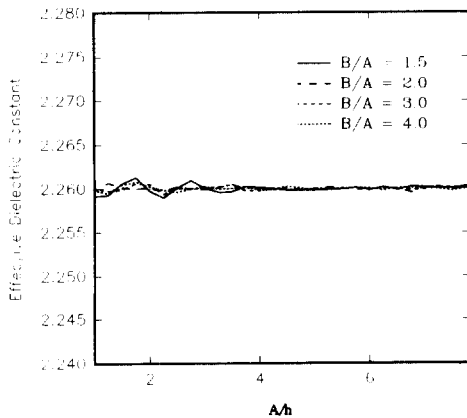


그림 4. 유효 유전상수 ( $h=1.5 \times 10^{-3}m, g/h=1, \epsilon_r=3.52, C/B=2.0$ )

Fig. 4. Effective Dielectric Constant.

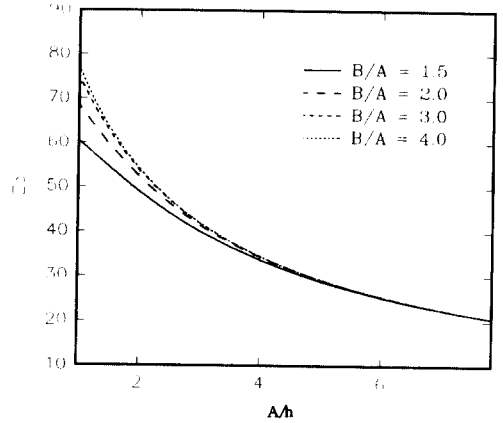


그림 5. 특성 임피던스 ( $h=1.5 \times 10^{-3}m, g=\infty, \epsilon_r=3.52, C/B=2.0$ )

Fig. 5. Characteristic Impedance.

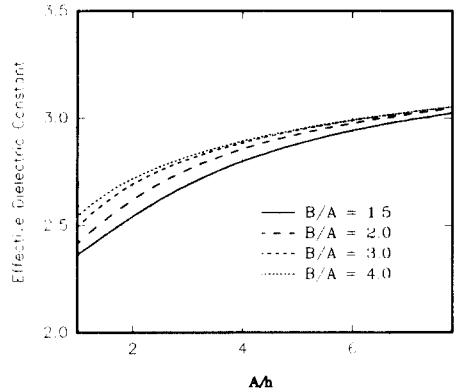


그림 6. 유효 유전상수 ( $h=1.5 \times 10^{-3}m, g=\infty, \epsilon_r=3.52, C/B=2.0$ )

Fig. 6. Effective Dielectric Constant.

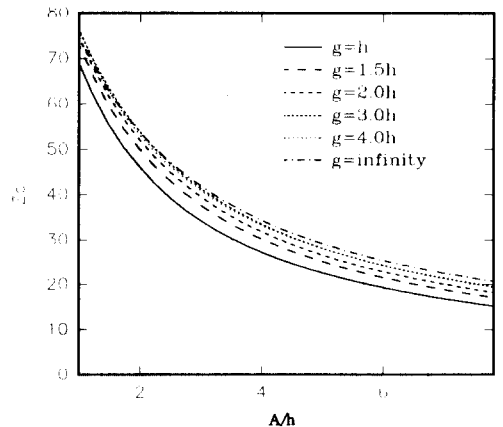


그림 7. 특성 임피던스 ( $h=1.5 \times 10^{-3}m, \epsilon_r=3.52, C/B=2.0$ )

Fig. 7. Characteristic Impedance.

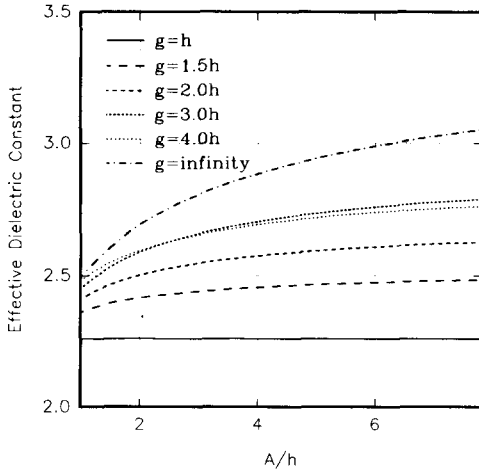


그림 8. 유효 유전상수 ( $h=1.5 \times 10^{-3}m$ ,  $\epsilon_r=3.52$ ,  $C/B=2.0$ )

Fig. 8. Effective Dielectric Constant.

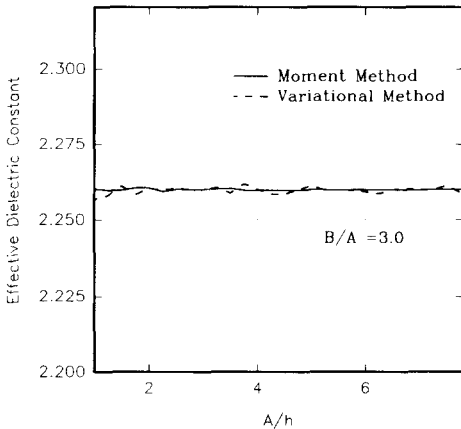


그림 9. 유효 유전상수 ( $h=1.5 \times 10^{-3}m$ ,  $g/h=1$ ,  $\epsilon_r=3.52$ ,  $C/B=2.0$ )

Fig. 9. Effective Dielectric Constant.

V. 결론

포인트매칭법(pointing matching method)을 이용하여 구형 도파관으로 차폐된 코플래너 도파관의 특성을 해석하였다.

$g$ 와  $h$ 의 비를 1로 고정하고,  $A/h$ 의 비를 증가시킬 때 특성임피던스의 감쇄특성은 동일하나, 상단이 개방된 경우의 특성임피던스가 50% 높아진다. 유효 유

전상수는 상단이 차폐된( $g/h=1$ )경우,  $A/h$ 를 증가시켜도 이에 무관하게 마이크로스트립의 유효 유전상수인  $\frac{\epsilon_r+1}{2}$ 을 유지한다. 상단이 개방된 경우는  $A/h$ 를 증가시키면 상대 유전상수( $\epsilon_r$ )에 수렴하고,  $g/h=4$ 이상이면 특성임피던스에 대한 상단의 차폐효과는 거의 없어진다.

이 연구의 결과를 이용하여  $B/A$ 와  $A/h$ 를 조정하여 원하는 코플래너 도파관을 쉽게 설계할 수 있다. 또한 다층 유전체 등 타구조에 대하여도 이 연구의 방법을 이용하여 포텐셜의 특정해를 구함으로써 쉽게 해석 될 수 있을 것이다. 마이크로스트립의 구조로 변경한 예에 대하여 특성임피던스와 유효 유전상수를 계산하였다. 그 결과는 변분법에 의한 Yamashita의 결과<sup>[12]</sup>와 잘 일치한다.

參考文獻

- [1] Tatsuo Itoh, "Analysis of Microstrip Resonator," *IEEE Trans.*, MTT-22, pp. 946-952, Nov. 1974.
- [2] Roger F. Harrington, "Analysis of Microstrip by Numerical Techniques," Naval Research Lab. U.S.A., 1988.
- [3] Y.C. Shin & T. Itoh, "Analysis of Conductor-backed Coplanar Waveguides," *Electron Letter*, Vol. 18, pp. 538-540, Jun. 1982.
- [4] Brian C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, ArtechHouse., 1991.
- [5] Robert E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, 1992.
- [6] Robert E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, IEEE Press., 1991.
- [7] D.A. Rowe & B.Y. Lao, "Numerical Analysis of Shielded Coplanar Waveguide," *IEEE Trans.* MTT-31, pp. 911-915, Nov. 1983.
- [8] Tatsuo Itoh, *Numerical Techniques for Microwave Passive Structures*, John Wiley & Sons., 1980.
- [9] Pintzos, Sotirios, "Full-Wave Spectral-Domain Analysis of Coplanar Strip," *IEEE Trans.*, MTT-39, pp. 239-246, Feb. 1991.
- [10] Roger F. Harrington, *Time Harmonic*

- Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill, 1961.
- [11] Eikichi Yamashita and R. Mittra. "Variational Method for the Analysis of Microstrip Lines." *IEEE Trans.*, MTT-16, pp. 251-256, Apr. 1968.
- [12] Eikichi Yamashita. "Variational Method for the Analysis of Microstrip-like Transmission Line." *IEEE Trans.*, MTT-16, pp. 529-535, Aug. 1968.
- [13] Jung Sub Hwang. "A Discontinuity Study in Shielded Coplanar Line." M. S. E.E. Thesis, Naval Postgraduate School, Ca., Dec. 1990.
- [14] 황 정섭, 이 상설. "변분법을 이용한 코플래너 도파관 특성 해석." 전자공학회논문 심사본, 1993.

---

 著 者 紹 介
 

---



黃 正 燮(準會員)

1958年 2月 5日生. 1980年 2月 해군사관학교 전기과 졸업(이학사). 1987年 2月 한양대학교 전자통신과 졸업 (공학사). 1990年 12月 Naval Postgraduate School Monterey California, USA (MSEE). 1992年 3月 ~현재 한양대학교 박사과정 재학중. 주관심분야는 마이크로스트립 및 전자파 이론 EMI/EMC 등임.

李 相 高(正會員) 第 28卷 第 10號 A編 參照

현재 한양대학교 전자통신공학과 교수