

변분법을 이용한 차폐된 코플래너 도파관 해석

(Analysis of the Shielded Coplanar Waveguide by Using the Variational Method)

黃正變*, 李相高*

(Jung Sub Hwang and Sang Seul Lee)

要約

변분법을 이용하여 2개의 도체판으로 상하단이 차폐된 코플래너 도파관(coplanar waveguide)의 특성을 해석하였다. 포텐셜 함수의 해는 전자파 관계식에 경계조건을 적용하여 구하였다. 유효 유전상수(effective dielectric constant)와 특성 임피던스는 포텐셜 함수의 특정해와 가정된 전하 분포의 기저 함수를 이용하여 변분법으로 구하였다. 평행 도체판의 영향을 고찰하기 위하여 상단의 도체판이 있는 경우와 없는 경우를 해석하여 비교하였다.

Abstract

By the variational method, the coplanar waveguide(C.P.W.) shielded by two conducting plates has been analyzed. The particular potential solution has been obtained for the boundary conditions in C.P.W. The characteristic impedance and the effective dielectric constant in C.P.W. have been obtained by the variational method using the potential function and the assumed basis function for charge distributions. To consider the effect of the conducting plate in C.P.W., two cases, with and without the top plate, have been analyzed and compared respectively.

1. 서론

최근 마이크로스트립보다 코플래너 도파관(coplanar wave guide)이 마이크로파나 밀리미터파를 위한 전송선에 더 많이 사용되는 경향이 있다. 이러한 경향

은 회로를 제작할 때, 마이크로스트립은 접지선이나 병렬선(shunt)을 접지면에 접속하기 위하여 서브스트레이트에 구멍을 뚫어서 접속해야하는 번거로움이 있다. 또한 높은 특성 임피던스를 얻기 위해 스트립의 폭을 극단적으로 작게 하거나, 서브스트레이트의 높이를 변화시켜야 하는 제한성이 있다. 그러나 코플래너 도파관은 접지선이나 병렬선을 동일한 평면위에 있는 접지면에 쉽게 접지시킬 수 있으며, 특성 임피던스도 스트립의 폭과 슬롯(slot)넓이의 비를 조정하여 쉽게 원하는 값을 얻을 수 있다.

*正會員, 漢陽大學校, 電子通信科
(Dept. of Elec. Communication Eng.,
Hanyang Univ.)
接受日字 : 1992年 5月 17日

이제까지 마이크로스트립 유형의 전송선에 대한 특성을 해석하기 위하여 여러가지 수치해석기법이 연구되어 왔다. 특히 유사 TEM파에 대하여는 등각사상(conformal mapping)을 이용한 해석법이 널리 사용되고 있다.^[1] 하지만 구조가 복잡한 모델에 적용하는 데에는 어려움이 있다.^[12]

이 연구는 유사 TEM에서 변분법을 적용하여 그림 1.과 같이 유전체 위에 전송스트립을 위치시키고 그 좌우에 접지 스트립을 배열시킨 평행 도체판으로 차폐된 코플래너 도파관을 해석한다. 해석방법은 변분법으로 포텐셜 함수와 전하 분포에 대한 기저함수를 이용하여 커패시턴스를 구하는 것이다. 유효 유전상수(ϵ_{eff})와 특성 임피던스는 커패시턴스로 부터 구해진다. 또한 상단 도체판의 영향을 고찰하기 위하여 상단 도체판의 높이를 변화시키면서 코플래너 도파관의 특성을 해석한다.

II. 평행 도체판으로 차폐된 C.P.W.

1. 기본 이론

그림 1.의 전송선 회로는 스트립과 그 주변의 접지판사이에, 단위 길이당 커패시턴스 C를 가진다. 그림 1.의 구조에서 유전체층을 공기로 대체하면 단위 길이당의 커패시턴스 C는 C_0 로 바뀐다. 유전체가 존재할 때의 커패시턴스 C는 C_0 보다 크다.

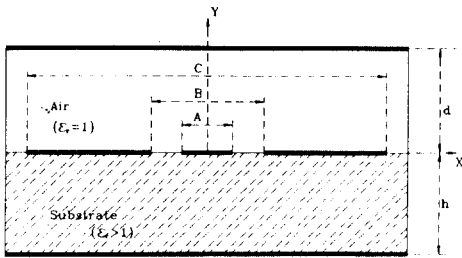


그림 1. 차폐된 C.P.W의 단면도
Fig. 1. Cross section of shielded coplanar waveguide.

C와 C_0 사이의 관계를 알기 위해서, 포텐셜 함수(potential function)와 소스 함수(source function)를 ω 에 대해서 멱급수(power series)로 전개하면

$$\begin{aligned} A &= A_0 + \omega A^1 + \omega^2 A^2 + \dots \\ \Phi &= \Phi^0 + \omega \Phi^1 + \omega^2 \Phi^2 + \dots \\ J &= J^0 + \omega J^1 + \omega^2 J^2 + \dots \\ \rho &= \rho^0 + \omega \rho^1 + \omega^2 \rho^2 + \dots \end{aligned}$$

이 된다. 저주파수로 근사한 해를 구하기 위해서 전자기 성분별로 영(0)차 항으로 나타내면 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) A_v^0 = -\mu_0 J_v^0 \tag{1a}$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) A_v^0 = 0 \tag{1b}$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) A_z^0 = -\mu_0 J_z^0 \tag{1c}$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) \phi^0 = -\frac{\rho^0}{\epsilon} \tag{1d}$$

여기서 A_v^0, A_y^0, A_z^0 는 자계 벡터 포텐셜의 x,y 및 z 성분, J_v^0, J_y^0 는 전류밀도의 x,y 성분, ϕ^0 는 스케일러 포텐셜, ρ^0 는 전하밀도, ϵ 은 유전율을 나타낸다. 전류분포를 확인하기 위해서, 로렌츠 조건식과 전류와 전하의 연속 방정식으로부터 다음 식을 얻는다.^[2]

$$\frac{\partial A_v^0}{\partial x} + \frac{\partial A_x^0}{\partial y} = 0 \tag{2a}$$

$$\beta A_z = \omega \epsilon \phi^0 \tag{2b}$$

$$\frac{\partial J_v^0}{\partial x} = 0 \tag{2c}$$

$$\beta J_z = \omega \rho^0 \tag{2d}$$

여기서 β, ω 는 각각 전파상수와 각주파수를 나타낸다. 식 (2c)의 J_v^0 는 스트립 위에서만 정의되는 상수이다. 식 (2)의 경계조건을 적용하면 스트립의 가장자리에서 영(0)이므로 J_v^0 는 상수값을 가진다. 따라서 $J_v^0 = 0$ 가정하면 A_v^0 와 ϕ^0 성분들만으로 해를 구해야 한다. 전송선의 총 전하량을 구하기 위해서, 식(2d)의 양변을 스트립의 영역에서 적분하면 $\beta I_z = \omega Q$ 이 된다. 여기서 I_z 는 z방향의 총 전류이고 Q 는 z축 방향의 단위 길이당 총 전하이다. TEM파로만 생각하면 z축 방향의 전계는 영(0)이므로 다음 식이 성립한다.

$$E_z^0 = -j\omega A_z^0 - \frac{\partial \phi^0}{\partial z} = -j\omega A_z^0 + j\beta \phi^0 = 0 \tag{3}$$

$$\omega A_z^0 = \beta V$$

여기서 V는 스트립위에서의 포텐셜 ϕ^0 이다. 스트립의 단위 길이당 인덕턴스와 커패시턴스는 다음 식으로 정의된다.^[13]

$$I^0 L = A_z^0 \tag{4a}$$

$$C = \frac{Q^0}{V} \tag{4b}$$

식(4)에서 Q' 를 제거하기 위해서 전류의 연속방정식과 식(3)을 이용하면

$$\beta I_z^0 L = \omega CV \tag{5a}$$

$$\omega LI_z^0 = \beta V \tag{5b}$$

이며, 식(4)와(5)로부터 Q' 를 소거하면 $Z = V/I_z = \omega L/\beta = \sqrt{L/C}$ 이 된다. 여기서 Z 는 임피던스이다. 인덕턴스 L 은 공기로 채워진 경우와 동일하므로 인덕턴스 L 을 이용하여 다음 식을 얻는다. ^[4]

$$L = \frac{\mu_0 \epsilon_0}{C_0}$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} = k_0 \sqrt{\frac{C}{C_0}} = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}$$

$$\epsilon_{eff} = \sqrt{\frac{C}{C_0}} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_x} \right)^2 \tag{6}$$

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = Z_0 \sqrt{\frac{C_0}{C}} \tag{7}$$

$$Z_0 = \frac{1}{C_0 v_0}$$

여기서 C_0 , v_0 는 유전체층이 공기로 대체된 경우의 커패시턴스와 광속도를 나타낸다.

2. 포텐셜 방정식

그림 1.에 대한 포텐셜 함수는 다음의 푸아송 방정식을 만족한다.

$$\nabla^2 \phi(x, y) = -\frac{\rho(x, y)}{\epsilon_0} \tag{8}$$

스트립의 두께를 무시하면 전하 밀도 분포는 다음 식과 같다.

$$\rho(x, y) = f(x)\delta(y) \tag{9}$$

여기서 $\delta(\cdot)$ 는 Dirac 델타함수이고, $f(x)$ 는 스트립 위의 전하 분포이다. 식 (8)을 변수 x 에 대해 후리에 변환하면 다음과 같다.

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \beta^2 \right] \tilde{\phi}(\beta, y) = -\frac{1}{\epsilon_0} \hat{f}(\beta) \delta(y) \tag{10}$$

여기서

$$\tilde{\phi}(\beta, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi(x, y) e^{j\beta x} dx, \quad \hat{f}(\beta) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{j\beta x} dx$$

이다. 그림 1.의 경계조건은 다음과 같이 정의된다.

$$\tilde{\phi}(\beta, d) = 0 \tag{11a}$$

$$\tilde{\phi}(\beta, -h) = 0 \tag{11b}$$

$$\tilde{\phi}(\beta, 0^+) = \tilde{\phi}(\beta, 0^-) \quad A/2 < x < B/2, C/2 < x \tag{11c}$$

$$\left. \frac{\partial \tilde{\phi}(\beta, y)}{\partial y} \right|_{y=0^+} - \epsilon_r \left. \frac{\partial \tilde{\phi}(\beta, y)}{\partial y} \right|_{y=0^-} = -\frac{1}{\epsilon_0} \hat{f}(\beta) \tag{11d}$$

$$0 < x < \frac{A}{2}, \frac{B}{2} < x < \frac{C}{2}$$

식 (11a, b)를 이용하여 포텐셜 방정식의 해를 구하면 다음과 같다.

$$\tilde{\phi}_1(\beta, y) = A_1 \sinh \beta(y - d) \tag{12a}$$

$$\tilde{\phi}_2(\beta, y) = A_2 \sinh \beta(y + h) \tag{12b}$$

여기서 첨자 1, 2는 각각 공기 영역과 유전체 영역을 나타낸다. (11c, d)를 이용하여 식 (12)의 A_1 과 A_2 를 구하면 다음 식이 된다.

$$\tilde{\phi}_1(\beta, y) = -\frac{\hat{f}(\beta)}{\epsilon_0 \beta} \left[\cosh \beta d + \frac{\epsilon_r \sinh \beta d}{\sinh \beta d} \cosh \beta h \right]^{-1} \sinh \beta(y - d) \tag{13a}$$

$$\tilde{\phi}_2(\beta, y) = -\frac{\hat{f}(\beta)}{\epsilon_0 \beta} \left[\cosh \beta d + \frac{\epsilon_r \sinh \beta d}{\sinh \beta d} \cosh \beta h \right]^{-1} \frac{\sinh \beta d}{\sinh \beta h} \sinh \beta(y + h) \tag{13b}$$

$y=0$ 에서 포텐셜 분포는 다음 식으로 간단히 한다.

$$\tilde{\phi}(\beta) = \frac{1}{\epsilon_0} \tilde{f}(\beta) \tilde{F}(\beta) \tag{14}$$

여기서

$$\tilde{F}(\beta) = \frac{1}{\beta [\coth \beta d + \epsilon_r \coth \beta h]} \tag{15}$$

이다.

3. 회로 커패시턴스

식 (8)의 푸아송 방정식의 해는 그린함수(Green's function)를 이용하면 다음 식으로 표현된다. ^[3]

$$V = \phi(x, y) = \oint_s G(x, y | x', y') \rho(x', y') dx' dy' \tag{16}$$

여기서 s 는 스트립의 표면, $G(x, y | x', y')$ 는 그린함수, $\rho(x', y')$ 는 스트립 위의 전하 밀도이다. 식 (16)의 양변에 $f(x, y)$ 를 곱하고 s 에 대해서 적분하면 다음 식이 구해진다.

$$V = \oint_s f(x, y) dx dy$$

$$= VQ^0$$

$$= \oint_s \oint_s G(x, y | x', y') \rho(x', y') f(x, y) dx' dy' dx dy \tag{17}$$

여기서 Q^0 는 s위의 총 전하이다. 커패시턴스 C를 구하기 위하여 식 (5)와 식(17)을 이용하여 다음 식을 얻는다.

$$\frac{1}{C} = \frac{\iint_{S'} G(x, y|x', y') \rho(x', y') f(x, y) dx' dy' dx dy}{\left[\iint_{S'} f(x, y) dx dy \right]^2}$$

$$C = \frac{Q^0{}^2}{\iint_{S'} f(x, y) \phi(x, y) dx dy} \quad (18)$$

(18)을 후리에 변환하면

$$C = \frac{2\pi Q^0{}^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}(\beta) \tilde{\phi}(\beta) d\beta}$$

이다. 변분법을 적용할 수 있도록 위의 식을 변환하면

$$C = \frac{\pi \epsilon_0 Q^0{}^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{(\tilde{f}(\beta))^2}{[1 + \epsilon_r \coth(\beta h)] \beta} d\beta} \quad (19)$$

이고,

$$\tilde{f}(\beta) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{i\beta x} dx \quad (20)$$

이다. $f(x)$ 는 x축에 대하여 대칭이고, 2개의 접지 스트리프면의 전하는 가운데 스트리프의 전하에 대해서 반대극을 가지며 매우 작으며 일정한 것으로 가정한다. $f(x)$ 를 영역별로 나타내면

$$f(x) = \begin{cases} |x| & -A/2 \leq x \leq A/2 \\ -M & B/2 \leq |x| \leq B/2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

이고, $f(x)$ 를 후리에 변환하면

$$\tilde{f}(\beta) = K \left\{ \frac{2 \sin\left(\beta \frac{A}{2}\right)}{\beta \frac{A}{2}} - \left[\frac{2 \sin\left(\beta \frac{A}{4}\right)}{\beta \frac{A}{4}} \right]^2 \right\} + \frac{2M}{\beta} \left[\sin\left(\beta \frac{B}{2}\right) - \sin\left(\beta \frac{C}{2}\right) \right] \quad (22)$$

이다. 여기서 $K=A/2+M(B-C)$ 이다. 식(19)에서 변분 계수는 $\tilde{f}(\beta)$ 의 M 이며, M 의 값을 변화시켜 커패시턴스가 C 의 값이 극대가 되는 점을 찾는다. 여기에서 $f(x)$ 를 식 (21)로 가정할 경우, 중앙의 스트리프와 바깥 접지 스트리프의 전하가 50:1의 값을 가질 때 극대의 커패시턴스를 갖는다. 이 값이 원래의 전하분

포에 가장 근접되는 커패시턴스이다. 유효 유전상수는 커패시턴스를 식 (6)에 대입하여 구한다. 여기서 C_0 는 $\epsilon_r=1$ 일 때의 값이다. 또한 전하 분포를 다르게 하여 구하더라도 중앙 스트리프와 접지 스트리프의 전하 비만 다르고 해는 동일하다.

III. 상단이 제거된 C.P.W.

그림 1에서 전송스트리프와 접지 스트리프를 그대로 유지하고 상단의 평행 도체판을 제거한 경우도 II절과 같은 방법으로 해석할 수 있다. 다만 상단의 평행 도체판이 y축 방향으로 무한히 멀어진 상태이므로 포텐셜 함수는 다음 식으로 주어진다.

$$\tilde{\phi}_1(\beta, y) = A_1 e^{-\beta y} \quad (23a)$$

$$\tilde{\phi}_2(\beta, y) = A_2 \sinh \beta(y+h) \quad (23b)$$

식(11)의 경계조건에 의해서 A_1 과 A_2 를 구하고 식 (23)에 대입하면

$$\tilde{\phi}_1(\beta, y) = -\frac{\tilde{\rho}(\beta)}{\epsilon_0(\beta)} \left[1 + \frac{\epsilon_r \cosh \beta h}{\sinh \beta h} \right]^{-1} e^{-\beta y} \quad (24a)$$

$$\tilde{\phi}_2(\beta, y) = -\frac{\tilde{\rho}(\beta)}{\epsilon_0(\beta)} \left[1 + \frac{\epsilon_r \cosh \beta h}{\sinh \beta h} \right]^{-1} \sinh \beta h \sinh \beta(y+h) \quad (24b)$$

이다. 식(14)와 비교할때 $\tilde{f}(\beta)$ 는

$$\tilde{F}(\beta) = \frac{1}{\beta [1 + \epsilon_r \coth \beta h]}$$

로 된다.

IV. 결과 및 고찰

그림 2.는 $d/h=1$, $C/B=2.0$ 으로 하고 B/A 를 1.5, 2.0, 3.0, 4.0로 할때 A/h 에 따른 전송선의 특성 임피던스의 변화를 나타낸다. B/A 를 증가시키면 특성 임피던스의 크기는 증가하나, 감소특성은 동일하다.

그림 3.은 그림 2.의 경우에 대한 유효 유전상수를 나타낸다. A/h 를 증가시켜도 코플래너 도파관의 유효 유전상수는 좌우 스트리프를 제거하여 마이크로스트리프 구조로 변환 할 경우의 유효 유전상수 근사치인 $(\epsilon_r+1)/2$ 와 잘 일치한다.

그림 4.는 상단의 평행 도체판이 제거된 경우($d=\infty$)이다. B/A 를 증가시키면 특성 임피던스는 증가하고, 감소특성도 그림 2.와 같으나, 그림2.에 비하여 특성 임피던스가 평균적으로 정도 커진다.

그림 5.는 그림 4.에 대한 유효 유전상수를 나타낸

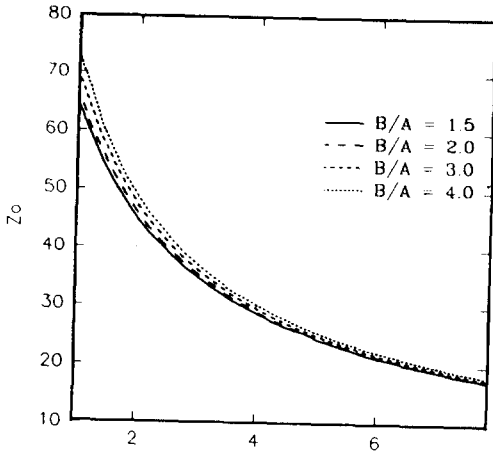


그림 2. 상단 덮개가 있는 코플레이너 도파관 특성 임피던스

($h=1.5 \times 10^3$ m, $d/h=1$, $\epsilon_r=3.52$, $C/B=2.0$)

Fig. 2. Characteristic impedance of coplanar waveguide with top cover plate.

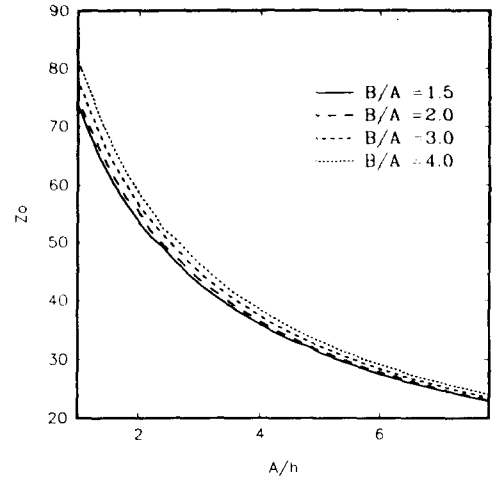


그림 4. 상단 덮개가 없는 경우의, 코플레이너 도파관 특성임피던스

($h=1.5 \times 10^3$ m, $d=\infty$, $\epsilon_r=3.52$, $C/B=2.0$)

Fig. 4. Characteristic impedance of coplanar waveguide without top cover plate.

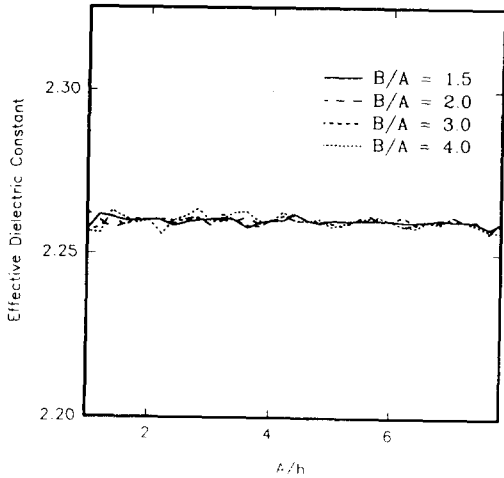


그림 3. 상단 덮개가 있는 코플레이너 도파관 유효 유전체 상수

($h=1.5 \times 10^3$ m, $d/h=1$, $\epsilon_r=3.52$, $C/B=2.0$)

Fig. 3. Effective dielectric constant of coplanar waveguide with top cover plate.

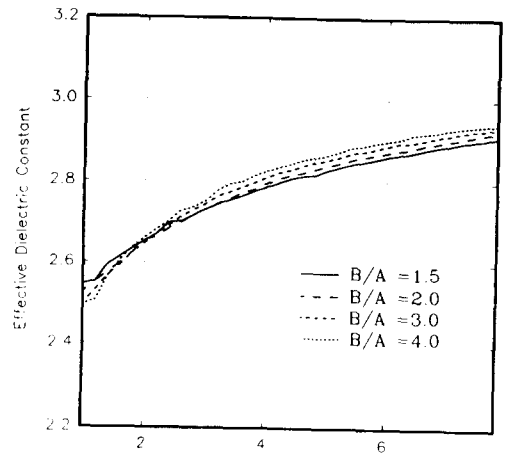


그림 5. 상단 덮개가 없는 경우의, 코플레이너 도파관에서 유전체의 유효 유전상수

($h=1.5 \times 10^3$ m, $d/h=1$, $\epsilon_r=3.52$, $C/B=2.0$)

Fig. 5. Effective dielectric constant of coplanar waveguide without top cover plate.

다. A/h 를 증가시키기에 따라 유효 유전상수는 상대유전율(ϵ_r)에 수렴한다.

그림 6.은 상단 도체판의 영향을 고찰하기 위하여 d/h 를 증가시키면서 구한 특성 임피던스를 나타낸다.

d/h 가 4이상이면 상단 도체판이 특성 임피던스에 미치는 효과가 거의 없음을 알 수 있다. 따라서 외부로부터 들어오는 파를 막아주는 차폐효과를 가지면서

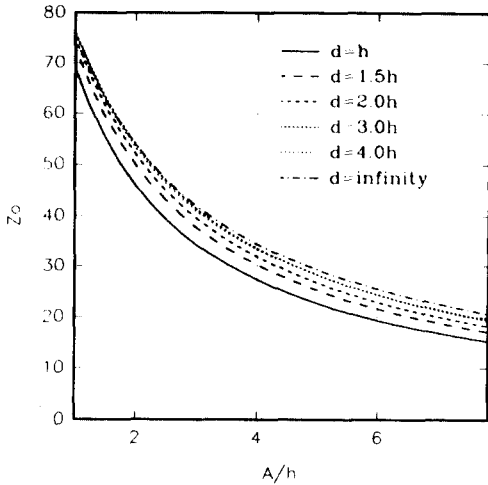


그림 6. 상단의 덮개의 높이를 증가시키면서 구한 특성임피던스 ($h=1.5 \times 10^{-3}m, d=\infty, \epsilon_r=3.52, C/B=2.0$)

Fig. 6. Characteristic impedance of coplanar waveguide as the function of height in top cover plate.

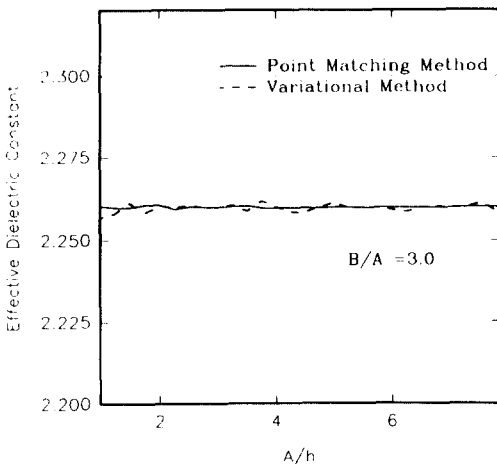


그림 7. 구형 도파관과 평행판으로 차폐된 경우의 코플래너 도파관 특성 임피던스 ($h=1.5 \times 10^{-3}m, \epsilon_r=3.52, C/B=2.0$)

Fig. 7. Two characteristic impedances of the coplanar waveguides shielded with the rectangular waveguide and parallel plates.

상단의 도체판이 없는 경우와 동일한 특성을 가진 코플래너 도파관을 설계하려면 그림 5., 6.의 결과를

이용할 수 있다. 또한 특성 임피던스에 무관하게 관내파장이 일정한 코플래너 도파관을 설계하려면 그림 2., 3.의 결과를 이용할 수 있다.

그림 7.은 포인트매칭법^[10]을 이용하여 구형 도파관으로 외부를 차폐한 코플래너 도파관에 대해서 구한 유효 유전상수와 그림3.의 결과를 비교한 것으로 거의 비슷한 결과를 보인다.

V. 결론

변분법을 이용하여 상하단이 차폐된 경우와 상단이 개방된 경우에 대한 코플래너 도파관의 특성을 각각 해석하였다. 상단 평행판의 개방과 차폐($d/h=1$)에 무관하게 스트립 선폭에 증가에 따른 특성 임피던스의 감소특성은 동일하나 그 크기는 개방한 경우가 약 5 Ω 정도 크다는 것을 확인하였다. 상단이 차폐된 ($d/h=1$)경우의 유효 유전상수는 A/h 와 무관하게 접지 스트립을 제거하여 마이크로스트립 구조로 변환할 경우의 유전상수 근사치인 $(\epsilon_r+1)/2$ 를 유지한다. 상단 도체판이 개방된 경우는 A/h 를 증가시키면 유효유전상수는 상대 유전율(ϵ_r)에 수렴한다. $d/h=4$ 이상이면 상단 도체판이 전송선의 특성임피던스에 미치는 효과는 거의 소멸된다.

본 연구의 결과를 이용하여 B/A 와 A/h 를 조정하여 원하는 코플래너 도파관을 쉽게 설계할 수 있다. 또한 다층 유전체 등 복잡한 구조도 이 방법을 이용하여 포텐셜의 특징해를 구함으로써 해석할 수 있을 것이다. 실제로 마이크로스트립 구조로 변경하여 특성 임피던스와 유효 유전상수를 구했으며, Yamashita의 결과와 일치하였다.^[11] 이 연구의 정확성을 확인하기 위하여 등각사상을 이용하여 해석한 결과와 비교하였으며 두 결과가 잘 일치하였다.^[12]

參考文獻

- [1] Brian C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, Artech House., 1991.
- [2] Robert E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, IEEE Press, 1991.
- [3] Robert E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, 1992.
- [4] Tatsuo Itoh, "Analysis of Microstrip Resonator," *IEEE Trans.*, MTT-22, pp. 946-952, Nov. 1974.

- [5] Pintzos, Sotirios, "Full-Wave Spectral-Domain Analysis of Coplanar Strip." *IEEE Trans.*, MTT-39, pp. 239-246, Feb. 1991.
- [6] Roger F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill, 1961.
- [7] E. Yamashita and R. Mittra, "Variational Method for the Analysis of Microstrip Lines." *IEEE Trans.*, MTT-16, pp. 251-286, Apr. 1968.
- [8] Tatsuo Itoh, *Numerical Techniques for Microwave Passive Structures*, John Wiley & Sons, 1980.
- [9] Jung Sub Hwang, "A Discontinuity Study in Shielded Coplanar Line." *M. S. E. E. Thesis*, Naval Postgraduate School, Ca., U.S.A, Dec. 1990.
- [10] 황 정섭, 이 상철, "구형도파관으로 차폐된 코플래너 도파관 해석," 전자공학회, 1993. 7월.
- [11] Eikichi Yamashita, "Variational Method for the Analysis of Microstrip-like Transmission Line." *IEEE Trans.*, MTT-16, pp. 529-535, Aug. 1968.
- [12] Giovanni Ghione and Carlo U. Naldi, "Coplanar Waveguide for MMIC Applications: Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite-Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling." *IEEE Trans.*, MTT-35, no. 3, pp. 529-535, Mar. 1987.
- [13] D. A. Rowe & B. Y. Lao, "Numerical Analysis of Shielded Coplanar Waveguide", *IEEE Trans.* MTT-31, 1983.
- [14] Terry Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*, John Wiley & Sons, 1991 2nd.

 著 者 紹 介

黃 正 燮(學生會員) 第 30 卷 A編 第 7號 參照
 현재 한양대학교 전자통신공학과
 박사과정 재학중

李 相 高(正會員) 第 30 卷 A編 第 7號 參照
 현재 한양대학교 전자통신과 교수