

論 文

마이크로 스트립 線路의 分散特性 計算을 위한  
Planar Waveguide 모델

準會員 柳 熙 雋\* 正會員 高 城 璿\*\* 正會員 尹 賢 普\*\*\*

A Planar Waveguide Model for Calculating  
Microstrip Dispersion Characteristics

Hee Jun YU\*, Seong Seon KO\*\*, and Hyun Bo YOON\*\*\* *Regular Members*

**要 約** 마이크로 스트립 線路에서 周波數의 函數인 實効誘電率에 따른 分散特性을 計算하기 위하여 Planar Waveguide 모델이 提示되었으며 各 파라미터 變化에 의한 結果를 比較하였다. 多様な 比誘電率과 스트립幅 / 基板 두께 ( $W/h$ ) 는  $0.9 \leq W/h \leq 2$  의 比를 使用하여 比較하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 結果, 各各의 境遇에 對해 Planar Waveguide 모델을 利用한 定規化 位相速度가 이미 發表된 바 있는 다른 方法보다 周波數가 增加함에 따라  $1/\sqrt{\epsilon_r}$  의 값에 가장 接近하였다.

**ABSTRACT** A planar waveguide model is presented for calculating dispersion characteristics with the frequency dependent effective dielectric constant in microstrip lines and results are compared by the variation of each parameter. It is compared to use a wide range of relative dielectric constants and the strip width/substrate height,  $W/h$  ratios,  $0.9 \leq W/h \leq 2$ . As the result of a computer simulation, the normalized phase velocity using a planar waveguide model for each case is more closely approached to  $1/\sqrt{\epsilon_r}$  as the increasing of the frequency than the other method that has already been presented.

1. 緒 論

마이크로 스트립 線路는 필터, 임피던스 變換器, 電力 分配器 等に 많이 利用되고 있으며 이 境遇에 周波數에 따른 傳送特性 問題가 重要하게 된다. 따라서 周波數에 關係되는 特性인 線路의 分散特性에 關聯되는 研究로는 Eigen Value 問題로 다른 境遇<sup>(1)</sup>가 있고 스트립幅 / 基板 두께의

比  $W/h$  와 廣範圍한 誘電率에 對한 스트립 線路의 周波數에 따른 實効誘電率의 變化를 나타낸 式<sup>(2)</sup>과 線路의 比誘電率과 周波數에 따른 定規化 位相速度의 變化로 分散特性을 比較한 것<sup>(3)</sup> 등이 있다. 스트립 線路에 對한 問題를 다루기 위한 Planar Waveguide 모델은 周波數에 依存한 實効幅과 實効誘電率의 Planar Waveguide 모델을 提示한 것<sup>(4)</sup>과 周波數에 의한 Planar Waveguide 모델의 實効幅을 定義한 式에 對한 修正을 提議한 것<sup>(5)</sup>, 또 링 共振에서 灣曲效果 補整의 改善方法으로 이 모델을 使用한 것<sup>(6)</sup> 等이다.

本 論文은 스트립 線路의 分散特性을 Planar

\*,\*\*,\*\*\* 東國大學校 工科大學 電子工學科  
Dept. of Electronic Engineering, Dongguk  
University, Seoul, 100 Korea.  
論文番號 : 85 - 40 (接受 1985. 12. 23)

Waveguide 모델을 利用하여 周波數 變化에 따른 實効幅과 實効誘電率을 求한 후 Planar Waveguide의 定規化 位相速度 變化特性에 適用시켜 分散特性을 求한 結果를 Wheeler의 靜的 近似<sup>(3)(7)</sup> Hammerstad<sup>(7), (8)</sup> Schneider<sup>(3)</sup> 및 Chudobiak<sup>(2)</sup> 등의 定規化 位相速度 變化特性 結果와 比較하였다. Planar Waveguide 모델을 利用한 結果가 周波數가 增加할수록 어느 方法에 의한 것보다 定規化 位相速度가 比誘電率의 自乘根에 逆比例하는 값에 가장 接近하는 結果를 얻었다.

## 2. 마이크로 스트립 線路에 對한 Planar Waveguide 모델의 分散 方程式

스트립 線路를 導波管 모델로 解析하려는 것은 모델의 파라미터 등을 알고 있을 境遇 導波管에 對한 界의 分布의 簡略性때문에 많은 마이크로 스트립의 不連續과 接合裝置 등의 問題를 解析하는데 適用할 수가 있다.<sup>(4), (5)</sup>

그림 1은 마이크로 스트립의 動特性 解析을 위한 Planar Waveguide 모델로서  $W_{eff}(f)$ 와  $h$ 를 平行平板 導波管의 幅과 두께이며 上下板은 無限의 導電性을 가지며 側面은 磁氣壁이다. 마이크로 管內的 誘電體는 實効誘電率이  $\epsilon_{eff}(f)$ 로 示되어 있다.<sup>(7), (9)</sup>

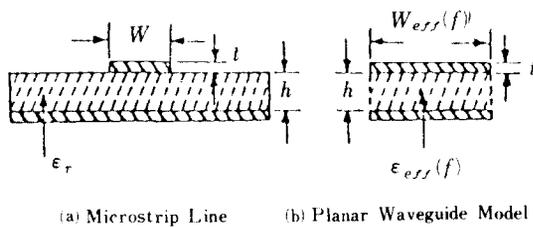


그림 1 마이크로 스트립 線路에 對한 Planar Waveguide 모델  
Planar Waveguide Model for Microstrip Line.

마이크로 스트립 線路의 分散特性은 線路波長  $\lambda_l$ 과 自由空間 波長  $\lambda_0$ 의 比로 나타내며, 이것은 周波數의 函數인 定規化 位相速度  $\bar{V}_p$ 에 의해 特性지어진다. 이 境遇 마이크로 스트립 線路의 定規化 位相速度는 周波數의 增加에 따라 單調롭게 減少하는 것이 特徵이다.<sup>(3), (7), (9), (10)</sup> 定規化 位相速度 ( $\bar{V}_p$ )와 周波數에 따른 定規化 位相

速度의 變化 ( $\frac{\partial \bar{V}_p}{\partial f}$ )는 周波數  $f$ 가 零일 境遇  $V_p|_{f=0} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$ 와  $\frac{\partial \bar{V}_p}{\partial f} = 0$ 인 것과 周波數  $f$ 가 無限大에 가까워질 境遇  $\bar{V}_p|_{f \rightarrow \infty} \approx \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ 와  $\frac{\partial \bar{V}_p}{\partial f} = 0$ 인

$$\bar{V}_p = \lambda_l / \lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_{eff}}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff} f_n^2 + \epsilon_r}} \quad (1)$$

이다. 여기서 定規化 周波數  $f_n = f/f_c = \frac{4h\sqrt{\epsilon_r-1}}{\lambda_0}$ 이고, TE<sub>1</sub> 表面波의 遮斷 周波數  $f_c = \frac{C_0}{4h\sqrt{\epsilon_r-1}}$ 이다.

마이크로 스트립 線路의 實効誘電率에 關하여 Wheeler는 좁은 幅의 스트립 ( $W/h < 2$ )인 境遇<sup>(7), (11), (12)</sup>

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi}}{\ln \frac{8h}{W}} \right\} \quad (2)$$

로 周波數에 無關한  $W/h$ 의 函數인 형태로 다루었고 스트립 線路의 特性 임피던스 역시  $W/h$ 에 의해 決定된다.

$$Z_0 = \frac{60}{\left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right)^{1/2}} \left| \ln \left(\frac{8h}{W}\right) + \frac{1}{8} \left(\frac{W}{2h}\right)^2 - \frac{1}{2} \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right\} \right| \quad (3)$$

이다.

Hammerstad는 스트립 幅/基板 두께의 比에 따

높은 周波數에서 實際幅과 一致하는 마이크로 스트립 線路의 幅을 使用하였다.

周波數가 無限大로 높아짐에 따라 定規化 位相速度는 스트립 基板의 比誘電率의 自乘根에 逆比例<sup>(3), (7)</sup>하게 되고 比誘電率이  $\epsilon_r = 1$  인 眞空中에서 周波數가 無限大로 높아짐에 따라 位相速度는 光速에 接近하여 가게 된다.

### 3. 컴퓨터 시뮬레이션

마이크로 스트립 線路의 分散特性을 式(11)을 利用하여 實効誘電率과 周波數 別로 計算하며 그

結果를 그림 2 ~ 5에 Wheeler, Hammerstad, Schneider 및 Chudobiak 等の 結果와 比較 圖示하였다.

그림 2는 마이크로 스트립 線路의 스트립 幅과 基板 厚가 다르나 그 比  $W/h$  가 0.959로 같은 境遇 Planar Waveguide 모델을 利用한 것과 Wheeler 等 各各의 境遇 實効誘電率에 따른 定規化 位相速度의 周波數 別 分散效果를 比較한 것이다. 여기서  $h$ 와  $W$ 값이 1 [mm]보다 작거나 클때 두 境遇 모두 比誘電率이 커짐에 따라 定規化 位相速度는 느려지며, 또 周波數의 增加에 따라  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 接近한다. 또 比誘電率이 커

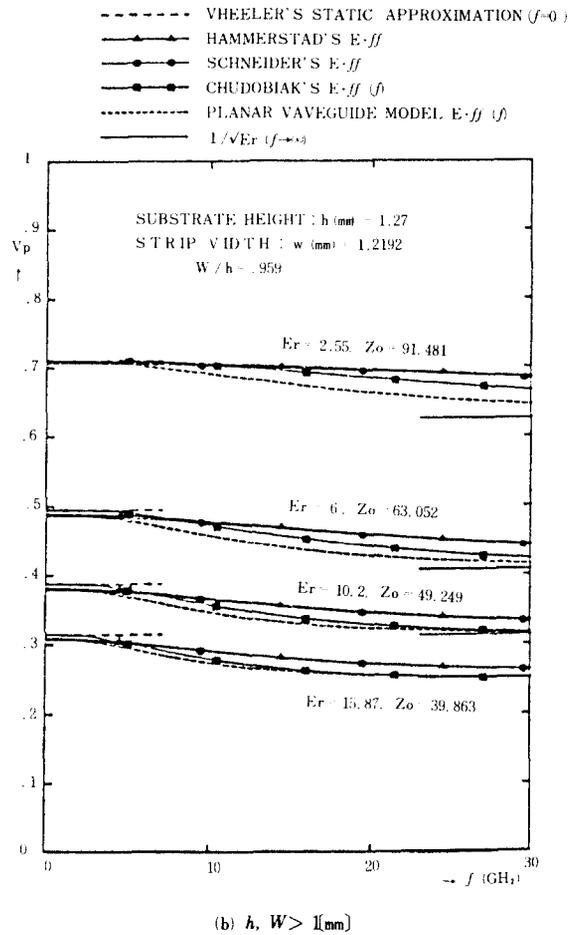
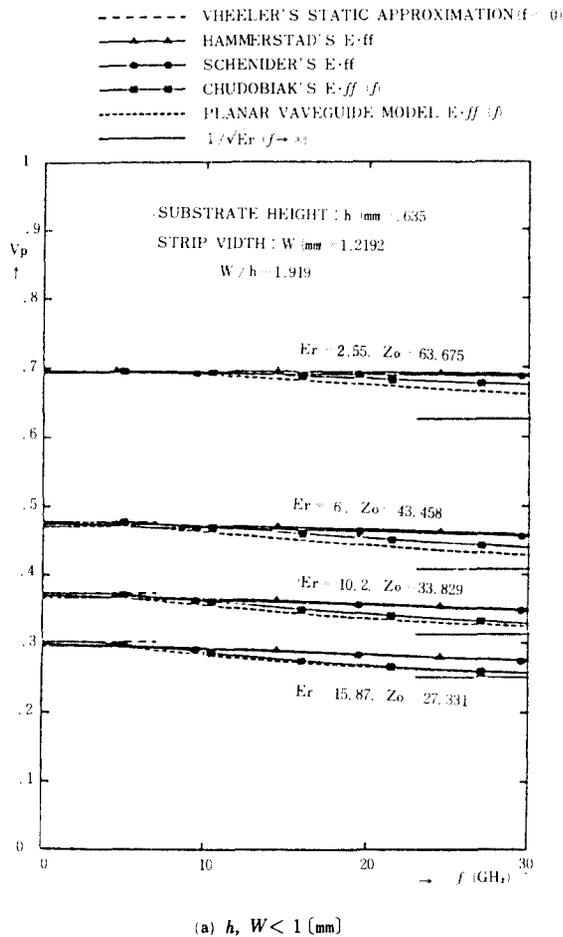


그림 2 同一한  $W/h$  比에 따른 周波數 對 定規化 位相速度,  $W/h = 0.959$   
Normalized phase velocity VS. frequency with the same  $W/h$  ratio,  $W/h = 0.959$ .

라 實効誘電率과 特性 임피던스를<sup>(7), (8)</sup>  $W/h \leq 1$ 인 境遇

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] \quad (4)$$

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left( 8 \frac{h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) \quad (5)$$

와  $W/h \geq 1$ 인 境遇

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (6)$$

$$Z_o = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{eff}}}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W}{h} + 1.444 \right)} \quad (7)$$

로 나타내었다. 여기서 스트립 두께  $t$ 는 無視한 것이다.

Schneider는 實効誘電率을<sup>(3)</sup>

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{10h}{W}}} \quad (8)$$

로 나타냈다.

Chudobiak은 廣範圍한 比誘電率 ( $2 \leq \epsilon_r \leq 10$ )과  $W/h$  비 ( $0.9 \leq \frac{W}{h} \leq 13$ )에 對한 스트립 線路의 實効誘電率을 周波數의 函數로<sup>(2)</sup>

$$\epsilon_{eff}(f) = 3 \times 10^{-6} (\epsilon_r + 1) (\epsilon_r - 1) h \frac{100}{\{Z_o \frac{W}{h}\}^{1/2} (f - f_o) + \epsilon_{eff}(0)} \quad (9)$$

인 實驗式을 誘導했으며, 여기서 스트립 두께  $t$ 는 無視하며  $f_o$ 는 分散이 無視되는 點을 周波數

$$f_o = \frac{6}{(\epsilon_r - 1)^{1/4}} \sqrt{\frac{Z_o}{h} \frac{2.54}{100}} \quad \text{이다.}$$

周波數가  $f > f_o$ 일때 式(9)의 右邊 마지막 項의  $\epsilon_{eff}(0)$ 는 Wheeler의 實効誘電率 式(2)가 使用되며  $f < f_o$ 일때 式(9)는  $\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r$ 가 된다. 式(9)에서 特性 임피던스를 式(3)의 Wheeler의 特性 임피던스를 使用한 것이다.

마이크로 스트립 線路의 幅은 Planar Waveguide 모형을 利用한 境遇 周波數 別 實効幅의 變化가 周波數의 增加에 따라 높은 周波數에서 그림 1의 實際幅  $W$ 에 一致한다는 結果<sup>(4)</sup>로부터,  $\epsilon_{eff}(0)$ 을 求하고 周波數의 函數인 定規化 位相速度의 變化로 나타내는 마이크로 스트립 線路의 分散特性을 求하기 위하여 周波數 函數인 Planar Waveguide 모형을의 實効誘電率<sup>(7), (9)</sup>

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r \frac{\epsilon_r + \epsilon_{eff}(0)}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (10)$$

을 式(1)에 代入하면 Planar Waveguide 모형을 利用한 周波數 別 定規化 位相速度의 變化로 나타내는 分散 方程式

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_{eff}(f)}} \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}(f)} f_n^2 + \sqrt{\epsilon_r}}{f_n^2 + 1} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \left\{ \epsilon_r \frac{\epsilon_r + \epsilon_{eff}(0)}{1 + G(f/f_p)^2} \right\}}} \frac{f_n^2 \sqrt{\epsilon_r} \frac{\epsilon_r + \epsilon_{eff}(0)}{1 + G(f/f_p)^2} + \sqrt{\epsilon_r}}{f_n^2 + 1} \quad (11)$$

을 얻을 수 있으며 이 式(11)으로써 Planar Waveguide 모형을 使用한 스트립 線路의 分散特性을 計算할 수 있다. 여기서  $G = \left| \frac{Z_o - 5}{60} \right|^{1/2} +$

$$0.004 Z_o \text{이고, } f_p [\text{GHz}] = 15.66 \frac{Z_o}{h} \frac{2.54}{100} \text{이다}$$

그러므로 式(10)의  $\epsilon_{eff}(0)$ 와  $Z_o$ 는  $W/h$  비의 範圍에 따라 式(4)부터 (7)까지의 Hammerstad의 實効誘電率 및 特性 임피던스를 使用하였고, 幅은 Planar Waveguide 모형을의 周波數 別 實効幅이

짐에 따라 特性 임피던스 역시 작아진다. 그리고 各 境遇에 對해 Planar Waveguide 모델을 利用할 境遇의 定規化 位相速度가 周波數가 增加함에 따라  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 가장 接近함을 알 수 있다.  $h$ 와  $W$ 값이 1 [mm]보다 클 境遇는 1 [mm]보다 작은 境遇와 比較할 때 定規化 位相速度의 周波數別 變化 特性은 同一한 比誘電率일 지라도 급속히 減少하며  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 接近한다. 그러나 特性 임피던스는 같은 값을 갖는다. 또한 스트립 幅 및 基板 두께가 작을 때 보다 Planar Waveguide 모델을 使用할 境遇의 定規化 位相速度가 周波數의 增加에 따라 더욱  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 接近하고 있음을 알 수 있다.

그림 3, 4, 5는 마이크로 스트립線路의 스트립 幅 / 基板 두께( $W/h$ )가  $1.25 \leq W/h \leq 1.919$ 의 比를 使用할 境遇 各 境遇에 對해 實効誘電率과 周波數에 따른 定規化 位相速度의 變化인 分散特性을 比較한 것이다. 이들 그림에서는 그림 2의  $W/h$ 比가 1 [mm]보다 작거나 큰 境遇와 같이 比誘電率이 커짐에 따라 定規化 位相速度가 느려지고, 또 周波數의 增加에 따라 減少하며  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 接近한다. 또 比誘電率이 커짐에 따라 特性 임피던스 역시 작아졌고 Planar Waveguide 모델을 利用할 境遇의 定規化 位相速度가 周波數의 增加에 따라 역시  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 가장 接近되고 있음을 나타낸다.  $W/h$  比가

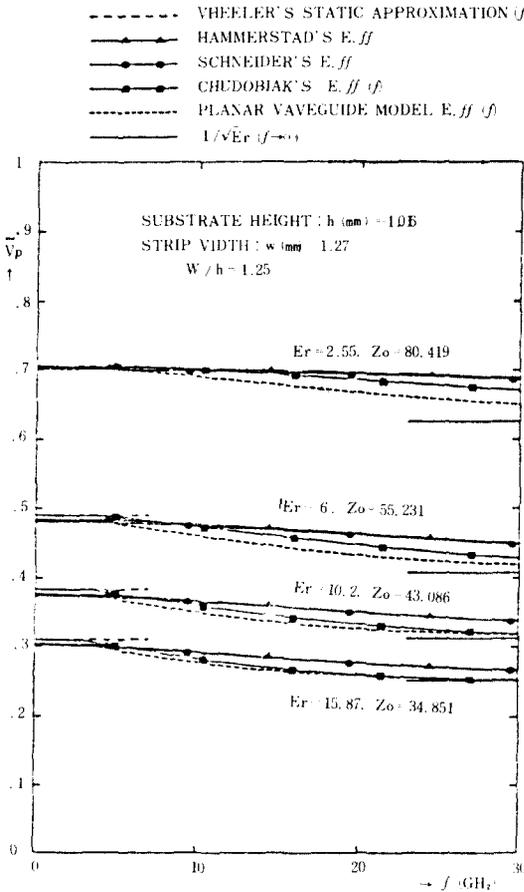


그림 3 周波數 對 定規化 位相速度,  $W/h=1.25$   
Normalized phase velocity VS. frequency,  
 $W/h=1.25$ .

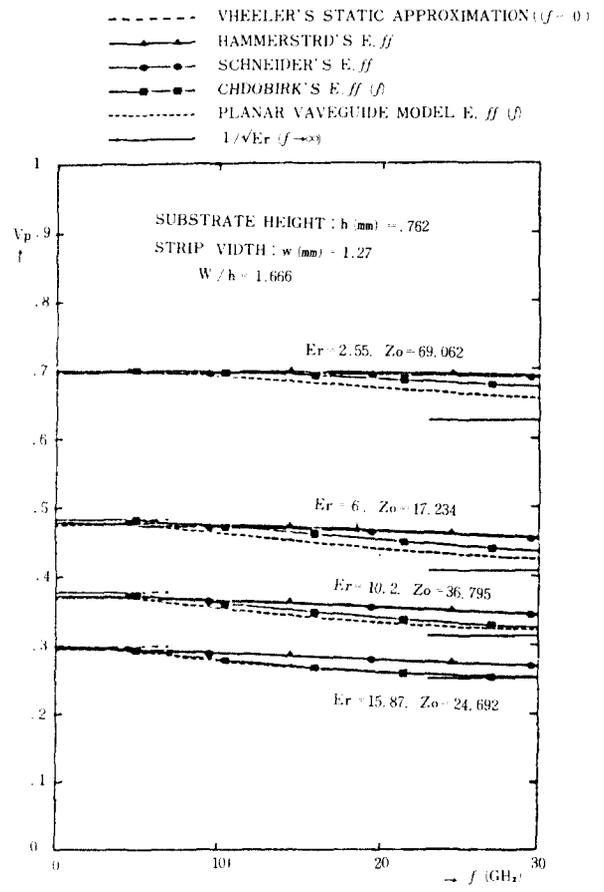


그림 4 周波數 對 定規化 位相速度,  $W/h=1.666$   
Normalized phase velocity VS. frequency,  
 $W/h=1.666$ .

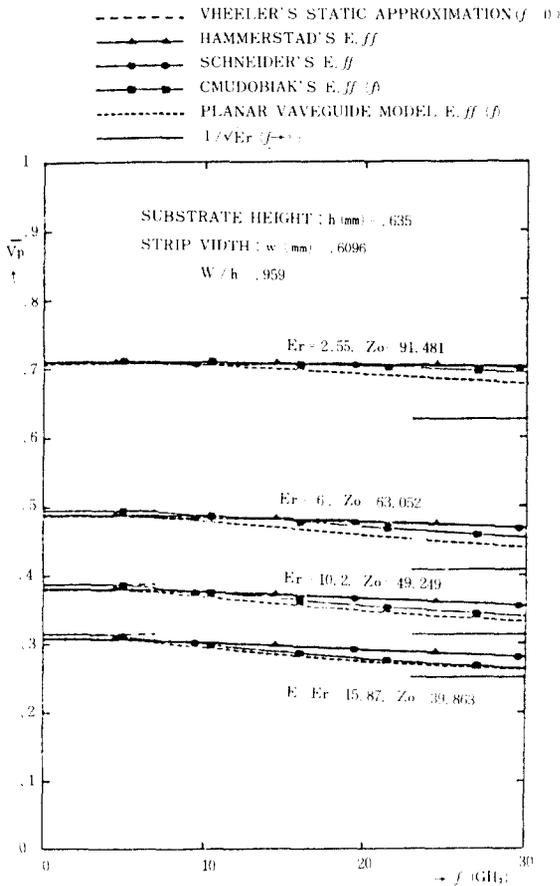


그림 5 周波數 對 定規化 位相速度,  $W/h=1.919$   
 Normalized phase velocity VS. frequency,  
 $W/h=1.919$ .

커짐에 따라 동일한 비誘電率과의 比較에서 特性 임피던스가 작아짐을 알 수 있다.

本 論文에서 周波數 別 分散特性을 比較하기 위하여  $W/h$  比는  $0.9 \leq W/h \leq 2$  의 範圍와 周波數는 零에서 30[GHz] 까지 다루었다. 利用된 誘電體 基板은 比誘電率이 2.55이며 X 밴드에서 損失率이 0.0018이고 구리가 蒸着된 250LX 形態의 테프론 比誘電率이  $6 \pm 0.5$  이고 X 밴드에서 損失率이 0.002 인 Epsilon 6, 比誘電率이 10.2 인 0.25이며 X 밴드에서 損失率이 0.002 이고 超高周波 集積回路化(MIC's)에 많이 쓰이는 알루미늄이 蒸着된 Epsilon 10 및 比誘電率이 15.87 인 마그네슘-티탄 등이 使用되었다.

#### 4. 結果의 檢討

그림 2 에서 마이크로 스트립 線路의 周波數와 實効誘電率에 따른 定規化 位相速度의 變化를 比較할 境遇 스트립 幅과 基板 두께는 다르나 對比  $W/h$  가 0.959로 同一한 境遇에 比誘電率이 2.55에서 15.87로 커짐에 따라 定規化 位相速度는 周波數가 零일때 0.71에서 0.31로 내려지며, 또 周波數가 30[GHz] 일때는 0.71~0.64 에서 0.31~0.25로 나타나므로써 周波數의 增加에 따라 單調롭게 減少하며  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 接近한다. 또 比誘電率이 커짐에 따라 特性 임피던스 역시 91.481( $\Omega$ )에서 39.863( $\Omega$ )으로 작아진다. Planar Waveguide 모델을 利用할 境遇의 定規化 位相速度는 30[GHz] 일때  $W/h$  比와 比誘電率에 따라 0.67~0.64에서 0.26~0.25로써  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 0.62에서 0.25의 값에 0.05~0.02와 0.01~0만 큼의 差를 두고 가장 接近함을 알 수 있고 比誘電率이 큰 15.87일 境遇  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값과 ChuDobiak의 結果와 거의 一致한다. 스트립 幅과 基板 두께가 1[mm] 보다 클때, 同一한 比誘電率에서 定規化 位相速度는 周波數가 增加함에 따라 5[GHz] 근처부터 急速히 減少하며  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 接近한다. 또 스트립 幅과 基板 두께가 다른 境遇라도  $W/h$  比가 같을 때 同一한 比誘電率에서 스트립 線路의 特性 임피던스는 서로 같다.

그림 3, 4, 5 는 마이크로 스트립 線路의 周波數와 實効誘電率에 따른 定規化 位相速度의 周波數 別 分散特性을 比較한 것으로  $W/h$  比가 各各 1.25, 1.666 및 1.919 일 때 比誘電率이 2.55에서 15.87로 커짐에 따라 定規化 位相速度는 周波數가 零일때 0.70~0.69에서 0.31~0.29로 내려지며, 또 周波數가 30[GHz] 일때는 0.70~0.65에서 0.31~0.25로 나타나므로써 周波數의 增加에 따라 單調롭게 減少하며  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 接近한다. 또 比誘電率이 커짐에 따라 特性 임피던스는 80.419~63.675( $\Omega$ )에서 34.851~27.331( $\Omega$ )으로 작아진다. 그리고 Planar Waveguide 모델을 利用할 境遇의 定規化 位相速度는 30[GHz] 일때 0.65에서 0.25로서  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 0.62에서 0.25의 값에 0.03과 0의 差를 두고 가장

接近함을 알 수 있으며 역시 比誘電率이 15.87로 클 境遇  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값과 Chudobiak의 結果와 거의 一致함을 얻을 수 있었다. 그림 2~5로부터  $W/h$ 比가 0.959에서 1.919까지 커짐에 따라 同一한 比誘電率을 가진 스트립 線路의 特性 임피던스는 91.481~39.863( $\Omega$ )에서 63.675~27.331( $\Omega$ )으로 작아진다.

### 5. 結 論

周波數의 變化에 따른 定規化 位相速度의 變化로 나타내는 마이크로 스트립 線路의 分散特性을 Planar Waveguide 모델을 利用하여 스트립 幅과 基板 두께, 또 이들의 比  $W/h$ 를 파라미터로 하여 周波數와 實効誘電率에 따른 特性을 比較하여 얻은 結果는 다음과 같다.

- 1) 스트립 幅과 基板 두께가 1(mm)보다 클 境遇, 同一한 比誘電率의 스트립 線路를 比較할 때 定規化 位相速度는 스트립 幅과 基板 두께가 1(mm)보다 작은 境遇에 比하여 5(GHz) 근처부터 급속히 減少하여 周波數의 增加에 따라  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 接近하고,
- 2) 스트립 幅과 基板 두께의 比가  $W/h = 0.959$ 와  $1.25 \leq W/h \leq 1.919$ 일 境遇, 比誘電率이 커지고 또 周波數가 增加함에 따라 定規化 位相速度는  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 0.05~0의 差異는 있으나 거의 接近한 結果를 얻었다.

즉 Planar Waveguide 모델을 利用한 境遇가 周波數 別 分散特性이  $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 가장 接近하였으며 物質의 比誘電率이 클 境遇 Chudobiak의 周波數函數인 實効誘電率을 使用한 것과

거의 一致함을 알 수 있었다.

### 參 考 文 獻

- (1) Van De Capelle. A.R. and Luy Paert. P.J., "Fundamental and higher order modes in open microstrip lines," *Electron. Lett.*, pp. 345-346, Sept. 1973.
- (2) W. J. Chudobiak, O. P. Jain, and V. Makios, "Dispersion in microstrip," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech. (Corresp.)*, vol. MTT-19, pp. 783-784, Sept. 1971.
- (3) Martin V. Schneider, "Microstrip dispersion", *Proc. IEEE*, vol. 60, pp. 144-146, Jan. 1972.
- (4) G. Kompa and R. Mehran, "Planar waveguide model for calculating microstrip components", *Electron. Lett.*, vol. 11, pp. 459-460, Sept. 1975.
- (5) R. P. Owens, "Predicted frequency dependent of microstrip characteristic impedance using the planar-waveguide model", *Electron. Lett.*, vol. 12, pp. 269-270, May 1976.
- (6) R. P. Owens, "Curvature effects in microstrip ring resonators", *Electron. Lett.*, vol. 12, pp. 356-357, July 1976.
- (7) K. C. Gupta and Ramesh Garg and I. J. Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Washington: Artech House, Inc. 1979.
- (8) I. J. Bahl and D. K. Trivedi, "A designer's guide to microstrip lines", *Microwaves*, vol. 16, pp. 174-182, May 1977.
- (9) T. C. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*, New York; John Wiley & Sons, 1981.
- (10) E. J. Denlinger, "A frequency dependent solution for microstrip transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-19, pp. 30-39, Jan 1971.
- (11) H. A. Wheeler, "Transmission-line properties of parallel wide strips by a conformal mapping approximation", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-12, pp. 280-289, May 1964.
- (12) H. A. Wheeler, "Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-13, pp. 172-185, March 1965.



柳 熙 僑(Hee Jun YU) 準會員  
1962年 1月23日生  
1984年 2月: 東國大學校工科學電子工學科 卒業  
1986年現在: 東國大學校大學院電子工學科 碩士課程  
1984年~現在: 東國大學校工科學電子工學科 助教



高 城 璣(Seong Seon KO) 正會員  
1957年 2月20日生  
1980年 2月: 東國大學校工科學電子工學科 卒業  
1985年 2月: 東國大學校大學院電子工學科 卒業(工學碩士)  
1986年現在: 東國大學校大學院電子工學科 博士課程  
1983年~現在: 東國大學校工科學電子工學科 助教



尹賢普(Hyun Bo YOON) 正會員  
1942年1月5日生  
1964年2月：韓國航空大學電子工學科卒  
1982年2月：仁荷大學校大學院博士課程  
修了(工學博士)  
1964年3月～1968年10月：空軍通信將校  
1968年12月～1979年2月：韓國航空大學  
副教授  
1979年3月～現在：東國大學校工科學  
電子工學科 教授