

論文

Planar Waveguide 모델을 利用한 마이크로 스트립線路의 하이브리드 모드 分散特性 計算

正會員 尹 賢 普* 正會員 高 城 璿** 準會員 白 樂 俊***

A Technique for Calculating the Hybrid Mode Dispersion Characteristics of Microstrip Lines using a Planar Waveguide Model

Hyun Bo YOON*, Sung Sun KO**, Nahk Jun PAIK*** *Regular Members*

要約 하이브리드 모드 마이크로 스트립 線路에서 周波數의 函數인 實効誘電率($\epsilon_{eff}(f)$) 및 實効幅($W_{eff}(f)$)에 따른 正規化 位相速度와 特性 임피던스의 分散特性을 計算하기 爲한 Planar Waveguide 모델이 提示되었으며, $\epsilon_{eff}(f)$ 와 $W_{eff}(f)$ 는 周波數에 따른 實驗關係式과 CAD를 目的으로 設定된 計算式을 利用하여 Planar Waveguide 모델 計算에 適用하였고, 多樣한 比誘電率과 스트립 幅 / 基板 두께 (W/h)는 $0.5 \leq W/h \leq 2.5$ 의 比를 使用하여, 그 結果를 靜的値, Spectral domain 解析 및 實驗關係 結果 등과 比較하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 結果, Planar Waveguide 모델을 利用할 境遇가 이미 發表된 바 있는 다른 方法보다 周波數가 增加함에 따라 周波數 別 正規化 位相速度는 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 가장 接近하였고 特性 임피던스는 더욱 增加하였다. 또한, CAD를 目的으로 設定된 $\epsilon_{eff}(f)$ 를 本 提案 모델에 適用한 境遇가 實驗關係式을 利用한 境遇보다 더 좋은 結果를 얻을 수 있었다.

ABSTRACT A planar waveguide model is presented for calculating dispersion characteristics of the normalized phase velocity and characteristic impedance with the frequency dependent effective dielectric constant ($\epsilon_{eff}(f)$) and effective width ($W_{eff}(f)$) in microstrip lines of the hybrid mode. $\epsilon_{eff}(f)$ and $W_{eff}(f)$ are applied to a planar waveguide model by using an empirical relations and formula designed for CAD purposes as a function of frequency. A wide range of relative dielectric constants and the strip width/substrate height (W/h ratios), $0.5 \leq W/h \leq 2.5$ are used. These results are compared with static value, spectral domain analysis, and empirical results. As the result of a computer simulation, in the case of using a planar waveguide model, the frequency dependent normalized phase velocity is more closely approached to $1/\sqrt{\epsilon_r}$ and characteristic impedance is more increased than the other method that has already been presented as the increasing of the frequency. And, the case of applying $\epsilon_{eff}(f)$ designed for the purpose of CAD to this proposed model is show in better result than the case of using a empirical relations.

* **,*** 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 : 87-05 (接受 1986. 11. 6)

1. 序 論

마이크로 스트립 線路의 non-TEM 하이브리드

모드를 해석할 경우 주파수에 따른 전송 특성 문제가 중요하게 되며, 하이브리드 모드 해석에 관한 분산 특성에 관련된 연구로는 spectral domain에서의 하이브리드 모드를 해석하는 Galerkin의 방법을 이용하여 개방 및遮蔽된 마이크로 스트립 선로의 주파수에 따른 정규화 위상 속도의 변화로 분산 특성을 비교한 경우⁽¹⁾⁽²⁾가 있고 개방 및遮蔽된 마이크로 스트립 선로의 주파수 함수인 특성 임피던스를 Spectral domain에서의 Galerkin의 방법을 적용시켜 하이브리드 모드의 해를 구하여 분산 특성을 비교한 것⁽³⁾⁽⁴⁾ 등이 있다. 마이크로 스트립 선로에 대하여 하이브리드 모드 문제를 다루기 위한 Planar Waveguide 모델은 주파수에 의존한 유효 폭과 유효 유전율의 Planar Waveguide 모델을提示한 것⁽⁵⁾과 주파수에 의존한 Planar Waveguide 모델의 유효 폭을 정의한 식에 대한修正을提議한 것⁽⁶⁾이 있고 주파수별 유효 유전율을 실험 관계식을 이용하여 Planar Waveguide 모델의 정규화 위상 속도로 분산 특성을 계산한 경우⁽⁷⁾ 등이다.

本論文은 주파수에 따른 유효 유전율 및 유효 폭을 CAD를 목적으로 설정된 계산식과 실험 관계식을 이용하여 구한 결과를 Planar Waveguide 모델의 $W_{eff}(f)$ 와 $\epsilon_{eff}(f)$ 에 적용하여 마이크로 스트립 선로의 해석을 위한 Planar Waveguide 모델을提示한 것으로 정규화 위상 속도 및 특성 임피던스의 분산 특성을 구한 결과를 Hammerstad의 정적 값을 이용한 것⁽⁷⁾⁽⁸⁾, Itoh & Mittra의

Spectral domain 해석 방법을 이용하여 정규화 위상 속도를 구한 것⁽¹⁾⁽²⁾과 Knorr & Tufekcioglu와 Stoiljkovic의 Spectral domain 해석 방법을 사용하여 특성 임피던스를 구한 것⁽³⁾⁽⁴⁾, Jansen & Kirschning의 CAD를 목적으로 설계된 식을 이용하여 특성 임피던스를 계산한 결과⁽⁹⁾와 비교하였다.

컴퓨터 시뮬레이션 결과, Planar Waveguide 모델을 이용한 결과가 주파수가 증가할수록 어느 다른 방법에 의한 것보다 정규화 위상 속도가 비유전율의 자승근에 역비례하는 값에 가장接近하였으며 특성 임피던스는 더욱 증가하는 결과를 얻었다. 또한 Kirschning & Jansen이提議한 CAD를 목적으로 설계된 주파수의 함수인 유효 유전율⁽¹⁰⁾을 Planar Waveguide 모델에適用한 결과가 실험 관계식을 이용하여 분산 특성을 계산한 결과보다 더 좋은 결과를 나타내었다.

2. Planar Waveguide 모델의 분산 특성方程式

스트립 선로를 도파관 모델로 해석하려는 것은 모델의 파라미터 등을 알고 있을 경우 도파관에 대한 계 분포의簡略性 때문에 高次 모드를 포함하는 마이크로 스트립 선로의不連續과 接合裝置 등의 문제점을 해석하는데適用시킬 수 있다⁽⁵⁾⁽⁶⁾.

그림 1은 개방 및遮蔽된 마이크로 스트립 선로

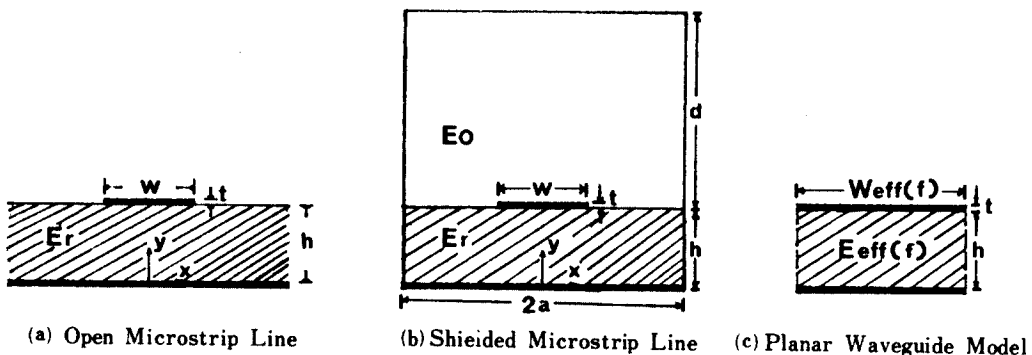


그림 1 마이크로 스트립 선로에 대한 Planar Waveguide 모델
Planar Waveguide Model for Microstrip Lines.

의 動特性 解析을 爲한 Planar Waveguide 모델로서 $W_{eff}(f)$ 와 h 는 平行 平板 導波管의 實効幅과 두께이며 上下板은 無限한 導電性을 가지며 側面은 磁氣壁이다. 그리고 管内는 $\epsilon_{eff}(f)$ 인 實効誘電體로 채워져 있다⁽¹⁾⁽¹²⁾.

마이크로 스트립 線路의 實効誘電率과 特性 임피던스를 스트립 幅 / 基板 두께의 比에 따라 Hammerstad⁽⁶⁾는 $W/h \leq 1$ 인 좁은 幅의 스트립인 境遇

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

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) \quad (2)$$

와 $W/h \geq 1$ 인 境遇

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (3)$$

$$Z_0 = \frac{120 \pi / \sqrt{\epsilon_{eff}}}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right)} \quad (4)$$

로 나타내었다. 여기서 스트립 두께 t 는 無視한 것이다.

마이크로 스트립 線路의 靜的 值를 利用한 分散特性은 周波數 函數인 正規化 位相速度 v_p 에 依하여 特性지어지며 이 境遇의 實驗關係式은

(7), (11), (12)

$$v_p = \lambda_1 / \lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_{eff}}} \frac{\sqrt{\epsilon_{eff} f_n^2 + \epsilon_r}}{f_n^2 + 1} \quad (5)$$

이다. 周波數가 零일 境遇 $v_p|_{f=0} = 1/\sqrt{\epsilon_{eff}}$ 가 最 낮은 次의 橫 電界 表面波 모드 의 遮斷 周波數 f_c 에서 $\partial^2 v_p / \partial f^2|_{f=f_c} = 0$, 周波數의 增加에 따라 單調롭게 減少하며 周波數가 無限大에 가까워질 境遇 $v_p|_{f \rightarrow \infty} \approx 1/\sqrt{\epsilon_r}$ 에 接近하는 것이 特徵이다. 여기서 正規化 周波數 $f_n = f/f_c =$

$4h\sqrt{\epsilon_r - 1}/\lambda_0$ 이고, TE_1 表面波의 遮斷 周波數 $f_c = C_0/4h\sqrt{\epsilon_r - 1}$ 이다.

높은 周波數에서 數值計算的으로 有用하며 正確한 값을 갖는 代數的인 特性 方程式을 產出해 내는 長點을 가진 Spectral domain에서의 하이브리드 모드를 解析하는 Galerkin의 方法을 利用한 마이크로 스트립 線路의 分散特性은 周波數에 따른 正規化 位相速度 및 特性 임피던스의 變化 特性에 依해 特性지어 진다. 마이크로 스트립 線路에서의 하이브리드-界 成分은

$$E_{zi} = j \frac{k_i^2 - \beta^2}{\beta} \psi_i^{(e)}(x, y) e^{-j\beta z} \quad (6a)$$

$$H_{zi} = j \frac{k_i^2 - \beta^2}{\beta} \psi_i^{(h)}(x, y) e^{-j\beta z} \quad (6b)$$

이다. 단 $i=1, 2$ 는 各各 基板과 空氣의 媒質을 나타내고 $k_1^2 = \epsilon_r k_0^2$, $k_2^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 = k_0^2$ 이며, $\psi_i^{(e)}$ 와 $\psi_i^{(h)}$ 는 各各 TM과 TE-에 關聯된 스칼라電位이다. Spectral domain에서의 境界條件 및 Galerkin의 節次를 適用하면 다음의 matrix 方程式을 얻는다.

$$\sum_{n=1}^M K_{mn}^{(1,1)} C_n + \sum_{n=1}^N K_{mn}^{(1,2)} d_n = 0 \quad m=1, 2, \dots, N \quad (7a)$$

$$\sum_{n=1}^M K_{mn}^{(2,1)} C_n + \sum_{n=1}^N K_{mn}^{(2,2)} d_n = 0 \quad m=1, 2, \dots, M \quad (7b)$$

단, 開放된 마이크로 스트립 線路의 境遇에는

$$K_{mn}^{(1,1)} = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{J}_{zm}(\alpha) G_{11}(\alpha, \beta) \hat{J}_{zn}(\alpha) d\alpha \quad (8a)$$

$$K_{mn}^{(1,2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{J}_{zm}(\alpha) G_{12}(\alpha, \beta) \hat{J}_{zn}(\alpha) d\alpha \quad (8b)$$

$$K_{mn}^{(2,1)} = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{J}_{zm}(\alpha) G_{21}(\alpha, \beta) \hat{J}_{zn}(\alpha) d\alpha \quad (8c)$$

$$K_{mn}^{(2,2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{J}_{zm}(\alpha) G_{22}(\alpha, \beta) \hat{J}_{zn}(\alpha) d\alpha \quad (8d)$$

이고 遮蔽된 마이크로 스트립의 境遇

$$K_{mn}^{(1,1)} = \sum_{i=1}^{\infty} \hat{J}_{zm}(\alpha_i) G_{11}(\alpha_i, \beta) \hat{J}_{zn}(\alpha_i) \quad (9a)$$

$$K_{mn}^{(1,2)} = \sum_{i=1}^{\infty} \hat{J}_{zm}(\alpha_i) G_{12}(\alpha_i, \beta) \hat{J}_{zn}(\alpha_i) \quad (9b)$$

$$K_{mn}^{(2,1)} = \sum_{i=1}^{\infty} \hat{J}_{zm}(\alpha_i) G_{21}(\alpha_i, \beta) \hat{J}_{zn}(\alpha_i) \quad (9c)$$

$$K_{mn}^{(2,2)} = \sum_{i=1}^{\infty} \hat{J}_{zm}(\alpha_i) G_{22}(\alpha_i, \beta) \hat{J}_{zn}(\alpha_i) \quad (9d)$$

이다. 여기서 基礎函數 J_z, J_x 의 選擇이 matrix의 크기를 決定하며 $N=1, M=0$ (零次), $N=M=1$ (一次) 및 $N=M=2$ (二次)이며, 基本모드인 $E_z \text{ even-Hz odd}$ 모드의 境遇에 $\alpha_i = (i-1/2) \cdot \pi/a$, $E_z \text{ odd-Hz even}$ 모드의 境遇는 $\alpha_i = i\pi/a$ 이다. 이로부터 求해지는 周波數에 依存한 實効誘電率

$$\epsilon_{eff}(f) = (\lambda/\lambda_i)^2 = (\beta/k_0)^2 \quad (10)$$

으로부터 正規化 位相速度는 實効誘電率의 自乘根에 逆比例시킴으로써 얻어진다⁽¹⁾⁽²⁾. 電力-電流 定義로부터 特性 임피던스는

$$Z_{01}(f) = 2P_{avg}/I_0^2 \quad (11)$$

이다. 여기서 開放 및 遮蔽된 마이크로 스트립線路의 特性 임피던스는 各各의 境遇에 對하여 求해진다⁽³⁾⁽⁴⁾. 단 P_{avg} 는 마이크로 스트립에 흐르는 全電力, I_{0z} 는 z 方向의 全電流이다.

Getsinger는 分散모델로써 實驗關係式인 周波數에 따른 實効誘電率⁽¹⁾⁽¹³⁾을

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (12)$$

로 나타내었다. 여기서 $f_p[\text{GHz}] = 0.398 Z_0/h[\text{mm}]$ 이고, G 는 Edwards & Owens의 修正式 $G = \left[\frac{Z_0 - 5}{60} \right]^{\frac{1}{2}} + 0.004 Z_0$ 가 利用된다.

또 Edwards & Owens는 사파이어 基板(10.73 $\leq \epsilon_r \leq 11.7$)에 適用되는 周波數에 따른 實効誘電率⁽¹¹⁾⁽¹⁴⁾은

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}{1 + P} \quad (13)$$

이며, 여기서 $P = (h/z_0)^{1.33} [0.43f^2 - 0.009f^3]$ 이고 $h[\text{mm}]$, $f[\text{GHz}]$ 이다.

Hammerstad & Jensen은 分散모델로써 Getsinger가 提示한 實効誘電率式(12)에 모든 形態의 基板에 適用되는 修正式⁽¹⁵⁾

$$G = \frac{\pi^2 \epsilon_r - 1}{12 \epsilon_{eff}(0)} \sqrt{\frac{2\pi Z_0}{\eta_0}} \quad (14)$$

로 나타내었다.

또한 Kirschning & Jensen은 마이크로 스트립線路에서 하이브리드 모드의 數值的인 解析과 相當한 正確性을 가진 CAD를 目的으로 設計된 分散모델式으로써 廣範圍한 W/h 比 ($0.1 \leq W/h \leq 100$)와 比誘電率 ($1 \leq \epsilon_r \leq 20$)에 對한 周波數의 函數인 實効誘電率⁽¹⁰⁾은

$$\epsilon_{eff}(f_n) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}{1 + P(f_n)} \quad (15)$$

이며, 여기서

$$P(f_n) = P_1 P_2 [(0.1844 + P_3 P_4) 10 f_n]^{1.5763}$$

$$P_1 = 0.27488 + [0.6315 + 0.525 / (1 + 0.157 f_n^{20})] u - 0.065683 \exp(-8.7513 u)$$

$$P_2 = 0.33622 [1 - \exp(-0.03442 \epsilon_r)]$$

$$P_3 = 0.0363 \exp(-4.6 u) \{1 - \exp[-(f_n/3.87)^{4.97}]\}$$

$$P_4 = 1 + 2.751 \{1 - \exp[-(\epsilon_r/15.916)^4]\} \quad (16)$$

이고, 正規化 幅 $u = W/h$, 正規化 周波數 $f_n = f \cdot h[\text{GHz} \cdot \text{mm}]$ 이다.

Owens는 마이크로 스트립線路의 分散모델로써 Planar Waveguide를 利用하여 實驗關係式인 周波數에 따른 特性 임피던스⁽⁶⁾⁽¹¹⁾를

$$Z_0(f) = 120 \pi h / W_{eff}(f) \sqrt{\epsilon_{eff}(f)} \quad (17)$$

로 分散特性을 計算하였다. 여기서 周波數의 函數인 實効幅은 Owens의 修正式인

$$W_{eff}(f) = W + \frac{W_{eff}(0) - W}{1 + (f/f_p)^2} \quad (18)$$

이고 $f_p = \frac{C}{2W_{eff}(0)\sqrt{\epsilon_{eff}(0)}}$ 이며

$W_{eff}(0) = h\eta_0 / Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}(0)}$ 이다.

또 Hammerstad & Jensen은 마이크로 스트립 線路의 CAD를 目的으로 設計된 正確한 分散 모델式으로써 平行平板 모델을 利用하여 周波數에 따른 特性 임피던스⁽¹⁵⁾를

$$Z_0(f) = Z_0 \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}(0)}{\epsilon_{eff}(f)}} \frac{\epsilon_{eff}(f) - 1}{\epsilon_{eff}(0) - 1} \quad (19)$$

로 나타내어 分散特性을 計算하였다.

또한 Jansen & Kirschning은 마이크로 스트립 線路의 하이브리드 모드 解析을 爲한 分散特性을 計算하기 爲하여 特性 임피던스에 關해 電力-電流 形態에 對한 CAD를 目的으로 設計된 正確한 分散 모델로써 周波數에 關聯된 特性 임피던스⁽⁹⁾를

$$Z_0(f_n) = Z_0(0) (R_{13}/R_{14})^{R_{17}} \quad (20)$$

로 나타내었다. 여기서

$$\begin{aligned} R_1 &= 0.03891 \epsilon_r^{1.4}, \quad R_2 = 0.267 u^{7.0}, \\ R_3 &= 4.766 \exp(-3.228 u^{0.641}), \\ R_4 &= 0.016 + (0.0514 \epsilon_r)^{4.524}, \quad R_5 = (f_n/28.843)^{12.0}, \\ R_6 &= 22.20 u^{1.92}, \\ R_7 &= 1.206 - 0.3144 \exp(-R_1) [1 - \exp(-R_2)], \\ R_8 &= 1 + 1.275 \{1 - \exp[-0.004625 R_3 \cdot \epsilon_r^{1.674} \\ &\quad (f_n/18.365)^{2.745}]\} \end{aligned}$$

$$R_9 = 5.086 R_4 \frac{R_5}{0.3838 + 0.386 R_4} \cdot \frac{\exp(-R_6)}{1 + 1.2992 R_5} \frac{(\epsilon_r - 1)^6}{1 + 10(\epsilon_r - 1)^6}$$

$$R_{10} = 0.00044 \epsilon_r^{2.136} + 0.0184,$$

$$R_{11} = (f_n/19.47)^6 / [1 + 0.0962 (f_n/19.47)^6]$$

$$R_{12} = 1 / (1 + 0.00245 u^2),$$

$$R_{13} = 0.9408 \epsilon_{eff}(f_n)^{R_8} - 0.9603$$

$$R_{14} = (0.9408 - R_9) \epsilon_{eff}(0)^{R_8} - 0.9603,$$

$$R_{15} = 0.707 R_{10} (f_n/12.3)^{1.097}$$

$$R_{16} = 1 + 0.0503 \epsilon_r^2 R_{11} \{1 - \exp[-(u/15)^6]\},$$

$$R_{17} = R_7 [1 - 1.1241 \frac{R_{12}}{R_{16}} \exp(-0.026 f_n^{1.15656} - R_{15})] \quad (21)$$

이며, 正規化 周波數 $f_n = f \cdot h$ [GHz · mm], 正規化 幅 $u = W/h$ 이고 $\epsilon_{eff}(f_n)$ 은 Kirschning & Jansen의 CAD를 爲한 式(15)가 利用된다.

여기서 提案하는 方法은 마이크로 스트립 線路의 하이브리드 모드 解析을 爲하여 周波數 函數인 實効誘電率 $\epsilon_{eff}(f)$ 를 Getsinger의 實驗關係式인 式(12) 및 Kirschning & Jansen의 CAD를 目的으로 設定된 計算式인 式(15), 또 周波數에 따른 實効幅 $W_{eff}(f)$ 를 Owens가 提議한 式(18)을 各各 Planar Waveguide 모델에 適用할 境遇 周波數에 따른 正規化 位相速度로 나타내는 分散 特性 方程式^{(5), (11)}

$$\lambda_{HEM} / \lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}(f)} \sqrt{1 - [f_c(m, 0) / f]^2}} \quad (22)$$

을 모델式으로 하여 Planar Waveguide 모델을 使用한 境遇의 正規化 位相速度에 對한 分散 特性을 計算하였다.

또한 特性 임피던스의 分散 方程式은 Owens에 依하여 提案된 實驗關係式인 式(17)과 Hammerstad & Jensen의 CAD를 爲한 式(19)에 Kirschning & Jansen의 $\epsilon_{eff}(f)$ 를 適用한 것을 모델式으로 하여 Planar Waveguide 모델을 使用

한 周波數 別 特性 임피던스의 變化로 分散特性을 求하였다.

여기서 式(22)의 高次 모드에 對한 遮斷 周波數

$$f_c(m, 0) = \frac{mc}{2\sqrt{\epsilon_{eff}(f)} W_{eff}(f)}$$

이며, $\epsilon_{eff}(0)$ 와 Z_0 는 W/h 比의 範圍에 따라 式(1)부터 (4)의 Hammerstad의 靜的値가 利用되었다.

3. 計算結果 및 檢討

마이크로 스트립 線路의 하이브리드 모드 解析에 關한 分散特性을 Planar Waveguide 모델의 正規化 位相速度 式(22)와 特性 임피던스 變化特性 式(17) 및 (19)를 利用하여 CAD를 目的으로 設計된 計算式과 實驗關係式이 使用된 實効誘電率과 實効幅을 周波數 別로 計算하며 그 結果를 그림 3~10과 表 2~3에 Hammerstad의 靜的値를 利用한 結果 및 Itoh & Mittra의 Spectral domain 解析方法을 利用한 結果와 Knorr Tufekcioglu와 Stoilkjovic의 Spectral domain 解析方法을 利用한 結果 및 Jansen & Kirschning의 CAD를 目的으로 設計된 計算式을 利用한 結果 등의 正規化 位相速度 및 特性 임피던스의 結果와 比較 圖示하였다.

표 1 周波數에 따른 實効誘電率의 比較, $\epsilon_r = 11.7$, $W/h = 2.11$
A comparison between the frequency dependent effective dielectric constants, $\epsilon_r = 11.7$, $W/h = 2.11$.

$\epsilon_r = 11.7$, $W(\text{mm}) = 1.34$, $h(\text{mm}) = 0.635$ $W/h = 2.11$		
$f(\text{GHz})$	0 (Static Value)	25
Kirschning & Jansen's	8.419	11.613
Itoh & Mittra's (open M/S)	8.419	11.199
Itoh & Mittra's (shield M/S)	8.419	10.411
Getsinger's	8.419	10.314
Hammerstad & Jensen's	8.419	10.286
Edwards & Owens'	8.419	9.843

그림 2와 表 1은 比誘電率이 11.7인 사파이어 基板의 스트립 幅과 基板 두께의 比 W/h 가 2.11인 境遇 CAD를 目的으로 設計된 Kirschning &

Jansen의 計算式을 利用한 結果와 Spectral domain 解析方法을 利用한 結果 및 實驗關係式을 利用한 結果 등 各各의 境遇에 對하여 周波數 別 實効誘電率의 變化를 比較한 것이다. 여기서 Kirschning & Jansen의 CAD를 目的으로 設計된 計算式을 利用한 結果가 周波數가 零일때 8.419이고 周波數가 25[GHz]일때 11.613으로써 實驗關係式을 利用할 境遇의 9.843~10.314 및 Spectral domain 解析方法을 利用할 境遇의 10.411~11.199와 周波數의 增加에 따라 크게 增加하며 1.77~0.414의 差를 두고 가장 좋은 周波數 別 變化特性을 나타내며 基板의 比誘電率인 11.7에 가장 接近함을 알 수 있다.

本 提案 모델의 分散特性 計算에서는 周波數에

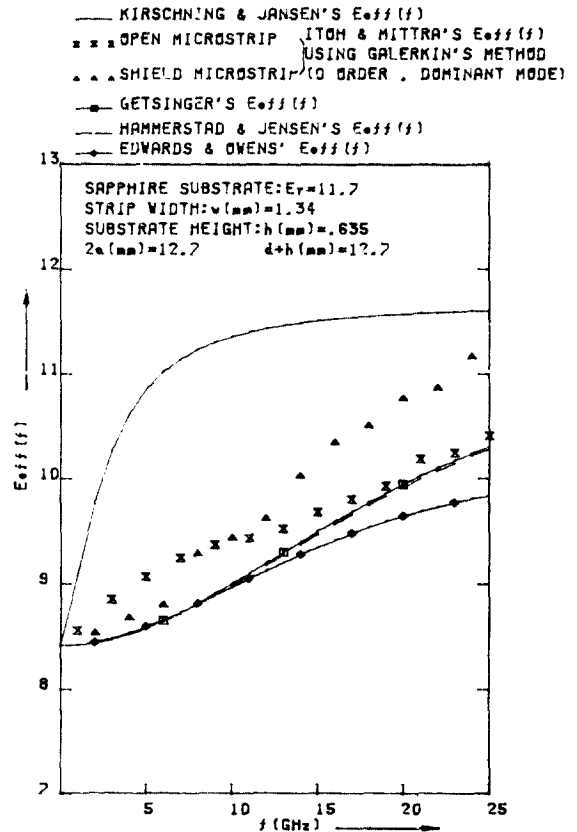


그림 2 周波數 對 實効誘電率
Effective dielectric constant v.s. frequency.

따라 보다 좋은 變化特性을 나타내는 CAD를 目的으로 設計된 Kirschning & Jansen의 實効誘電率을 Planar Waveguide 모델에 適用시켜 마이크로 스트립 線路의 하이브리드 모드 解析에 關한 周波數 別 正規化 位相速度 및 特性 임피던스의 分散特性을 計算하여 圖示하였고 다른 方法에 依한 結果와 比較하였다.

그림 3~6 과 表 2는 마이크로 스트립 線路에 스트립 幅 / 基板 두께 (W/h)가 $0.5 \leq W/h \leq 2.5$ 의 比와 比誘電率이 2.55에서 15.87의 것을 使用한 境遇 Hammerstad의 靜的 值를 利用한 結果 및 Spectral domain 解析方法을 利用한 Itoh & Mi-

tra의 結果와 Planar Waveguide 모델을 利用한 境遇에 CAD를 目的으로 設計된 計算式과 實驗關係式이 使用된 周波數 別 實効誘電率과 實効幅에 따른 正規化 位相速度의 分散效果를 比較한 것이다. 여기서 스트립 幅과 基板 두께의 比가 各各 0.5, 1, 1.5 및 2.5일 때 比誘電率 2.55에서 15.87로 커짐에 따라 正規化 位相速度는 周波數가 零일 때 0.718과 0.687에서 0.316과 0.292로 느려지고, 또 周波數가 25[GHz]일 때 0.698~0.633과 0.673~0.628에서 0.269~0.252와 0.262~0.251로 나타나므로써 周波數의 增加에 따라 급속히 減少하며 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 接近한

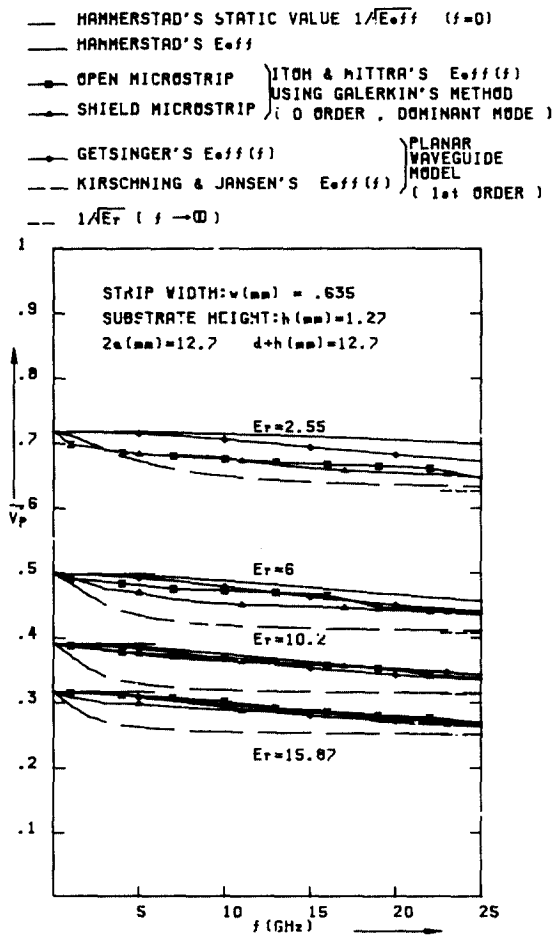


그림 3 周波數 對 正規化 位相速度 $W/h=0.5$
Normalized phase velocity v.s. frequency, $W/h=0.5$.

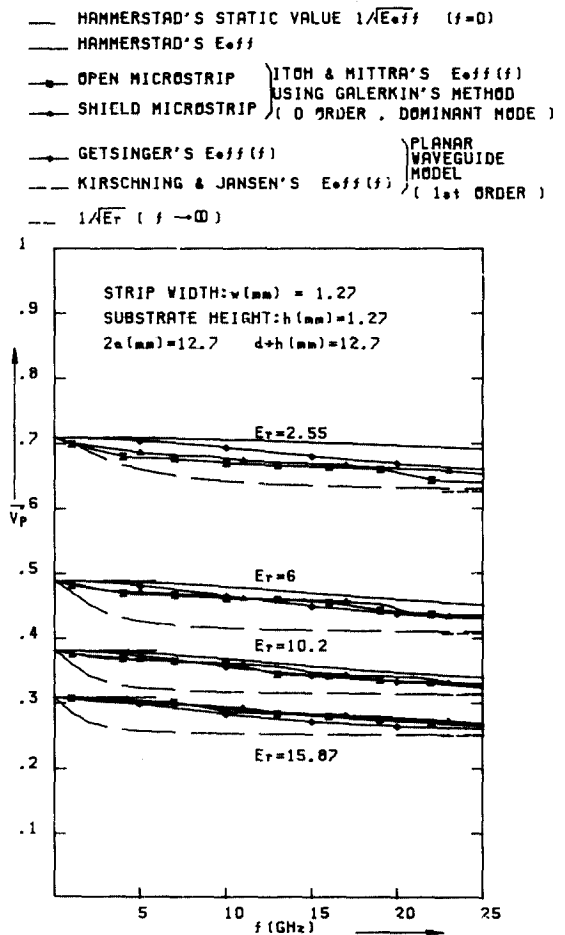


그림 4 周波數 對 正規化 位相速度, $W/h=1$
Normalized phase velocity v.s. frequency, $W/h=1$.

표 2 多樣한 方法에 依한 周波數에 따른 正規化 位相速度의 比較
A comparison between the frequency dependent normalized phase velocities by various methods.

ratio f (GHz)		W(mm)=0.635; W/h=0.5 h(mm)=1.27			W(mm)=1.27; W/h=1 h(mm)=1.27			W(mm)=1.905; W/h=1.5 h(mm)=1.27			W(mm)=3.175; W/h=2.5 h(mm)=1.27		
		0 (static)	25	∞ (1/ $\sqrt{\epsilon_r}$)	0 (static)	25	∞ (1/ $\sqrt{\epsilon_r}$)	0 (static)	25	∞ (1/ $\sqrt{\epsilon_r}$)	0 (static)	25	∞ (1/ $\sqrt{\epsilon_r}$)
Hammerstad's ϵ_{eff}	2.55	0.718	0.698	0.626	0.709	0.691	0.626	0.698	0.682	0.626	0.687	0.673	0.626
	6	0.498	0.456	0.408	0.488	0.450	0.403	0.477	0.444	0.408	0.465	0.438	0.408
	10.2	0.390	0.342	0.313	0.381	0.339	0.318	0.371	0.335	0.313	0.361	0.331	0.313
	15.87	0.316	0.269	0.251	0.309	0.267	0.251	0.300	0.264	0.251	0.292	0.262	0.251
Itoh & Mittra' ϵ_{eff} (f) (open M/S)	2.55	0.718	0.645	0.626	0.709	0.640	0.626	0.698	0.645	0.626	0.687	0.637	0.626
	6	0.498	0.437	0.408	0.488	0.435	0.408	0.477	0.432	0.408	0.465	0.422	0.408
	10.2	0.390	0.338	0.313	0.381	0.322	0.313	0.371	0.321	0.313	0.361	0.315	0.313
	15.87	0.316	0.268	0.251	0.309	0.265	0.251	0.300	0.257	0.251	0.292	0.256	0.251
Itoh & Mittra' ϵ_{eff} (f) (shield M/S)	2.55	0.718	0.647	0.626	0.709	0.652	0.626	0.698	0.642	0.626	0.687	0.647	0.626
	6	0.498	0.435	0.408	0.487	0.430	0.408	0.477	0.429	0.408	0.465	0.425	0.408
	10.27	0.390	0.341	0.313	0.381	0.329	0.313	0.371	0.321	0.313	0.361	0.321	0.313
	15.85	0.316	0.263	0.251	0.309	0.267	0.251	0.300	0.257	0.251	0.292	0.251	0.251
Planar W/G Getsinger's ϵ_{eff} (f)	2.55	0.718	0.672	0.626	0.709	0.660	0.626	0.698	0.652	0.626	0.687	0.643	0.626
	6	0.498	0.440	0.408	0.488	0.430	0.408	0.477	0.424	0.408	0.465	0.418	0.408
	10.27	0.390	0.334	0.313	0.381	0.327	0.313	0.371	0.323	0.313	0.361	0.319	0.313
	15.85	0.316	0.265	0.251	0.309	0.260	0.251	0.300	0.258	0.251	0.292	0.255	0.251
Planar W/G Kirschning & Jansen's ϵ_{eff} (f)	2.55	0.718	0.633	0.626	0.709	0.630	0.626	0.698	0.629	0.626	0.687	0.628	0.626
	6	0.498	0.411	0.408	0.488	0.410	0.408	0.477	0.409	0.408	0.465	0.409	0.408
	10.2	0.390	0.315	0.313	0.381	0.314	0.313	0.371	0.314	0.313	0.362	0.313	0.313
	15.87	0.316	0.252	0.251	0.309	0.252	0.251	0.300	0.251	0.251	0.292	0.251	0.251

의 實際幅에 接近함을 나타낸다. 그리고 周波數가 無限大로 높아짐에 따라 基板의 比誘電率의 自乘根에 逆比例하게 되는 正規化 位相速度는 比誘電率이 $\epsilon_r = 1$ 인 眞空中에서 光速에 接近하여 가게 된다.

그림 7~10과 表 3은 마이크로 스트립 線路의 基板의 比誘電率(ϵ_r)이 2.55에서 15.87의 것과 스트립의 實際幅이 0.635[mm]에서 3.175[mm]의 것을 使用할 境遇 Spectral domain 解析方法을 利用한 Knorr & Tufekcioglu와 Stoiljkovic의 結果 및 CAD를 目的으로 設計된 計算式을 使用한 Jansen & Kirschning의 結果와 Planar Waveguide 모델을 利用할 境遇에 CAD를 目的으로 設定된 計算式과 實驗關係式을 利用한 周波

數別 實効誘電率 및 實効幅에 따르는 特性 임피던스의 變化인 分散特性을 比較한 것이다. 여기서 基板의 比誘電率이 各各 2.55, 6, 10.2 및 15.87일 때 스트립의 實際幅이 0.635[mm]에서 3.175[mm]로 커짐에 따라 特性 임피던스는 周波數가 零일 때 119.8[Ω]과 52.8[Ω]에서 53.9[Ω]과 23[Ω]으로 작아지며, 또 周波數가 25[GHz]일 때 185~133[Ω]과 125.4~62.2[Ω]에서 72.3~57.8[Ω]과 35.4~26.6[Ω]으로 나타나므로써 周波數에 따라 크게 增加한다. 그리고 Planar Waveguide 모델을 利用한 것과 CAD를 目的으로 設計된 Jansen & Kirschning의 것을 利用할 境遇의 特性 임피던스는 比誘電率과 實際幅에 따라 周波數가 25[GHz]일 때 185~138.8[Ω]과

125.4~68.9[Ω]에서 73.3~68.5[Ω]과 35.4~27.7[Ω]으로써 周波數가 零일때의 特性 임피던스보다 크게 增加함을 알 수 있다. 그리고 比誘電率이 큰 15.87이며 實際幅이 3.175[mm]로 클 境遇 Planar Waveguide 모델을 이용한 것과 Jansen & Kirschning의 CAD를 目的으로 設定된 計算式을 이용한 境遇에 周波數가 25[GHz]일 때 35.4~27.7[Ω]으로써 Spectral domain 解析方法을 이용한 Knorr & Tufekcioglu 및 Stoiljkovic의 結果인 27.1~26.6[Ω]과 거의 一致함을 알 수 있다. 또한 Planar Waveguide 모델을 이용할 境遇 基板의 比誘電率이 작은 2.55이며 스트립의 實際幅이 좁은 0.635[mm]인 境遇에 CAD를 目的으로 設計된 Hammerstad & Jansen의 計算式을 이용한 結果가 周波數가 25[GHz]

일 때 168.5[Ω]으로써 Owens의 實驗關係式을 이용한 境遇의 138.8[Ω]과 比較할 때 더 좋은 結果를 얻었다.

즉 周波數에 따라 特性 임피던스가 增加한다는 것은 周波數에 따른 實効幅은 減少하여 스트립의 實際幅에 接近하며 實効誘電率은 크게 增加하여 基板의 比誘電率에 接近함을 나타낸다.

表 4 에는 Planar Waveguide 모델을 이용할 境遇 各 參數 變化에 依한 周波數 別 實効誘電率 및 實効幅에 따른 正規化 位相速度와 特性 임피던스의 分散特性을 나타내었다. 本 提案 모델에 適用한 實効誘電率으로써 Kirschning & Jansen의 CAD를 目的으로 設定된 計算式의 境遇 實際幅이 各 各 0.635, 1.27, 1.905 및 3.175[mm]일 때 比誘電率이 2.55에서 15.87로 커짐에 따라 周波

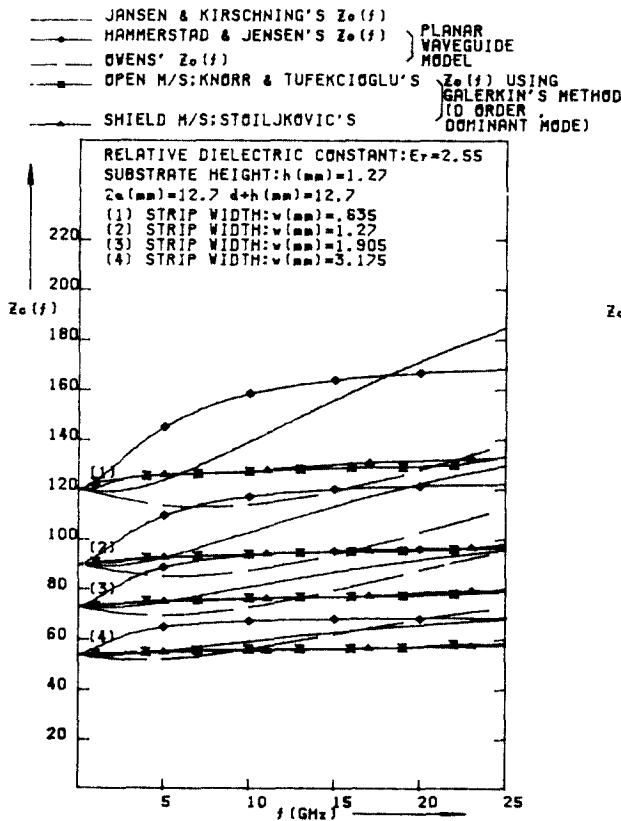


그림 7 周波數 對 特性 임피던스, $\epsilon_r = 2.55$
Characteristic impedance v.s. frequency, $\epsilon_r = 2.55$.

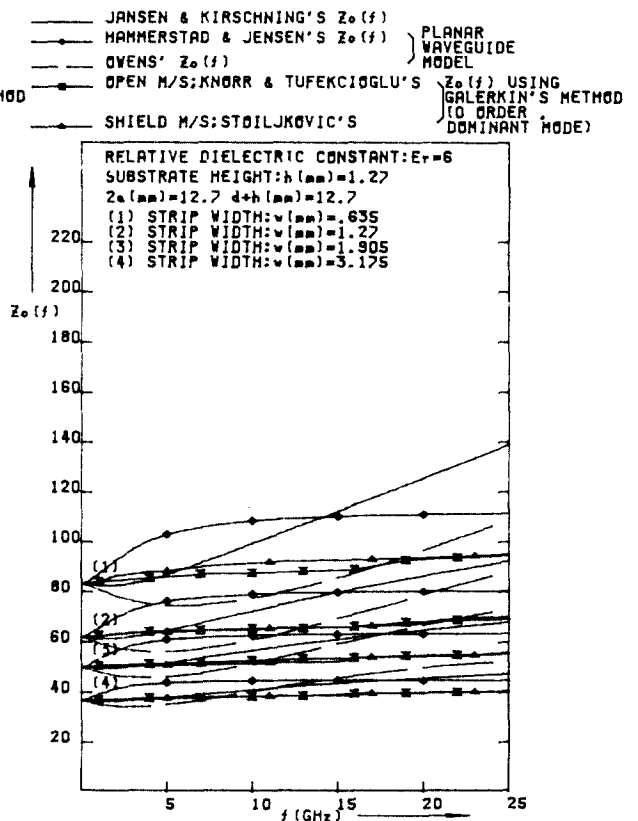


그림 8 周波數 對 特性 임피던스, $\epsilon_r = 6$
Characteristic impedance v.s. frequency, $\epsilon_r = 6$.

數가 零일때 1.938과 2.097에서 9.964와 11.522로 커지며, 또 周波數가 25[GHz]일때 2.497과 2.536에서 15.744와 15.843으로 나타나므로 周波數에 따라 크게 增加하며 基板의 比誘電率인 2.55에서 15.87에 接近함을 알 수 있다. 또한 Owens의 實驗關係式인 實効幅의 境遇 比誘電率이 各各 2.55, 6, 10.2 및 15.87일때 實際幅이 0.635[mm]에서 3.175[mm]로 커짐에 따라 周波數가 零일때 2.870[mm]에서 6.124[mm]로 커지며, 또 周波數가 25[GHz]일때 2.183[mm]와 1.315[mm]에서 4.101[mm]와 3.402[mm]로 나타나므로 周波數에 따라 減少하며 스트립의 實際幅인 0.635[mm]에서 3.175[mm]에 接近함을 나타낸다. 그리고 이러한 周波數別 實効誘電率 및 實効幅에 따른 Planar Waveguide 모델을 利用한 正規

化 位相速度의 境遇 實際幅이 各各 0.635, 1.27, 1.905 및 3.175[mm]일 때 比誘電率이 2.55에서 15.87로 커짐에 따라 周波數가 零일때 0.718과 0.687에서 0.316과 0.292로 느려지고, 또 周波數가 25[GHz]일때 0.633과 0.628에서 0.252와 0.251로 나타나므로 周波數가 增加함에 따라 급속히 減少하며 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 0.626에서 0.251의 값에 가장 接近함을 알 수 있다. 또 周波數別 實効誘電率 및 實効幅에 따른 Planar Waveguide 모델을 使用한 特性 임피던스의 境遇 比誘電率이 各各 2.55, 6, 10.2 및 15.87일 때 實際幅이 0.635[mm]에서 3.175[mm]로 커짐에 따라 周波數가 零일때 119.8[Ω]과 52.8[Ω]에서 53.9[Ω]과 23[Ω]으로 작아지며, 또 周波數가 25[GHz]일 때 168.5~138.8[Ω]과 91.8~68.9[Ω]에서

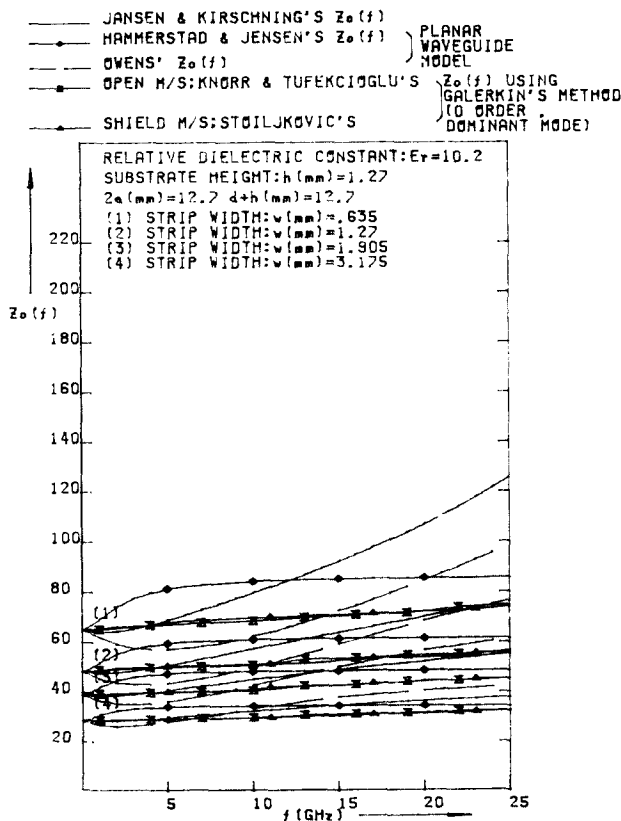


그림 9 周波數 對 特性임피던스, $\epsilon_r=10.2$
Characteristic impedance v.s. frequency, $\epsilon_r=10.2$.

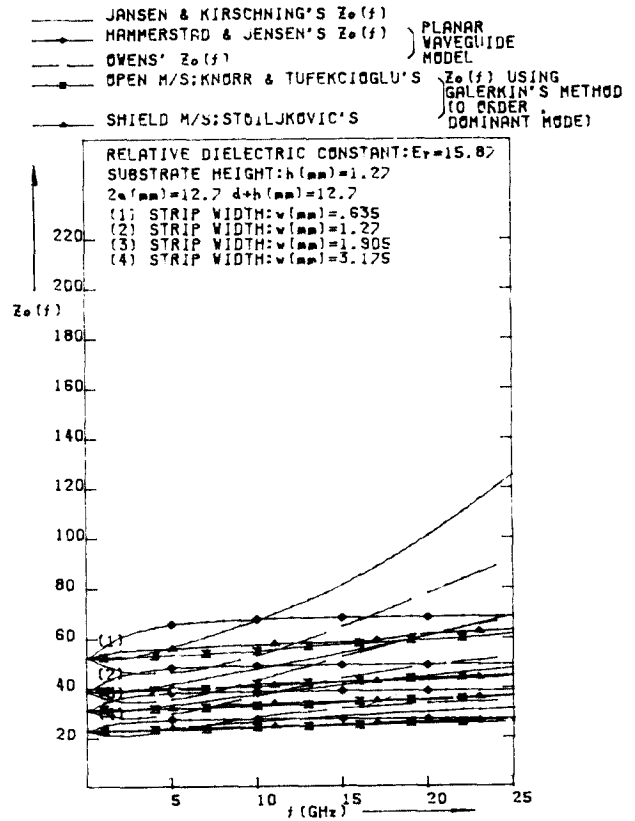


그림 10 周波數 對 特性임피던스, $\epsilon_r=15.87$
Characteristic impedance v.s. frequency, $\epsilon_r=15.87$.

표 3 多樣한 方法에 依한 周波數別 特性임피던스의 比較
A comparison between the frequency dependent characteristic impedances by various methods.

$\begin{matrix} \epsilon_r \\ f(\text{GHz}) \\ W(\text{mm}) \\ Z_0(f) (\Omega) \end{matrix}$		2.55		6		10.2		15.87	
		0 (static)	25	0 (static)	25	0 (static)	25	0 (static)	25
Jansen & Kirschning's	0.635	119.8	185	83.2	139.4	65.1	125.7	52.8	125.4
	1.27	89.8	129	61.8	92.7	48.3	77	39.1	69.7
	1.905	72.9	96.2	49.9	68.2	38.9	55.8	31.5	48.6
	3.175	53.9	68.5	36.7	47.7	28.5	38.3	23	32.2
Planar W/G Hammerstad & Jensen's	0.635	119.8	168.5	83.2	111.5	65.1	85.8	52.8	68.9
	1.27	89.8	122.3	61.8	80.5	48.3	61.9	39.1	49.6
	1.905	72.9	96.7	49.9	63.4	38.9	48.7	31.5	39.1
	3.175	53.9	68.8	36.7	45	28.5	34.5	23	27.7
Planar W/G Owens'	0.635	119.8	138.8	83.2	109.4	65.1	98.6	52.8	91.8
	1.27	89.8	112.9	61.8	88.7	48.3	77.3	39.1	68.6
	1.905	72.9	96.1	49.9	73.6	38.9	61.9	31.5	53.1
	3.175	53.9	73.3	36.7	53.1	28.5	42.8	23	35.4
Knorr & Tufekcioglu' (open M/S)	0.635	119.8	133.4	83.2	94.8	65.1	75.3	52.8	62.2
	1.27	89.8	99.5	61.8	69.4	48.3	57.1	39.1	45.5
	1.905	72.9	79.6	49.9	55.8	38.9	45.5	31.5	37.1
	3.175	53.9	58.7	36.7	40.9	28.5	33.2	23	26.6
Stoiljkovic' (shield M/S)	0.635	119.8	133	83.2	95.2	65.1	74.5	52.8	63.5
	1.27	89.8	97.6	61.8	70.2	48.3	56	39.1	45.2
	1.905	72.9	79.9	49.9	56.1	38.9	45.5	31.5	37.1
	3.175	53.9	57.8	36.7	40.7	28.5	32.5	23	27.1

73.3~68.8[Ω]과 35.4~27.7[Ω]으로 나타나므로 周波數에 따라 크게 增加되고 있음을 나타낸다.

本 提案方法에 依한 計算結果의 檢討에서 周波數의 增加에 따라 正規化 位相速度가 어느 다른 方法의 結果보다 減少하며 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 에 가장 接近하고 特性임피던스가 크게 增加하는 結果를 얻은 것은 實効誘電率이 周波數의 增加에 따라 增加하여 結局에는 基板의 比誘電率에 接近하게 되고 또 實効幅은 周波數의 增加에 따라 減少하여 結局에는 스트립의 實際幅에 接近하게 된다는 事實^{(5), (6), (11)}과 一致되는 結果이다.

本 提案모델의 周波數別 正規化 位相速度 및 特性 임피던스의 分散特性을 比較하기 爲하여

W/h比는 $0.5 \leq W/h \leq 2.5$ 의 範圍와 周波數는 零에서 25[GHz]까지 다루었다. 또한 利用된 誘電體 基板은 比誘電率이 2.55이며 X밴드에서 損失率이 0.0018이고 구리가 蒸着된 250LX 形態의 테프론, 比誘電率이 6 ± 0.5 이고 X밴드에서 損失率이 0.002인 Epsilon 6, 比誘電率이 10.2 ± 0.25 이며 X밴드에서 損失率이 0.002이고 超高周波 集積回路化(MIC's)에 有用한 알루미늄의 蒸着된 Epsilon 10 및 比誘電率이 15.87인 마그네슘-티탄 등이 使用되었다.

4. 結 論

마이크로 스트립 線路의 하이브리드 모드 解析을

표 4 各 파라미터變化에 의한 Planar Waveguide 모델의 分散特性
Dispersion characteristics of a planar waveguide model by the variation of each parameter.

Planar W/G	ϵ_r	2.55		6		10.2		15.87	
		0 (static)	25	0 (static)	25	0 (static)	25	0 (static)	25
Kirschning & Jansen's $\epsilon_{eff}(f)$	0.635	1.938	2.497	4.025	5.919	6.566	10.104	9.964	15.744
	1.27	1.990	2.516	4.193	5.950	6.876	10.141	10.497	15.802
	1.905	2.033	2.527	4.333	5.965	7.133	10.159	10.913	15.823
	3.175	2.097	2.536	4.538	5.980	7.510	10.176	11.522	15.843
Owens' $W_{eff}(f)$ (mm)	0.635	2.870	2.183	2.870	1.798	2.870	1.528	2.870	1.315
	1.27	3.781	2.673	3.781	2.212	3.781	1.943	3.781	1.756
	1.905	4.602	3.133	4.602	2.665	4.602	2.424	4.602	2.268
	3.175	6.124	4.101	6.124	3.690	6.124	3.509	6.124	3.402
Kompa & Mehran' $v_p(f)$	0.635	0.718	0.633	0.498	0.411	0.390	0.315	0.316	0.252
	1.27	0.709	0.630	0.488	0.410	0.381	0.314	0.309	0.252
	1.905	0.698	0.629	0.471	0.409	0.371	0.314	0.300	0.251
	3.175	0.687	0.628	0.465	0.409	0.361	0.313	0.292	0.251
Owens' $Z_o(f)$ (Ω)	0.635	119.8	138.8	83.2	109.4	65.1	98.6	52.8	91.8
	1.27	89.8	112.9	61.8	88.7	48.3	77.3	39.1	68.6
	1.905	72.9	96.1	49.9	73.6	38.9	61.9	31.5	53.1
	3.175	53.9	73.3	36.7	53.1	28.5	42.8	23	35.4
Hammerstad & Jensen's $Z_o(f)$ (Ω)	0.635	119.8	168.5	83.2	111.5	65.1	85.8	52.8	68.9
	1.27	89.8	122.3	61.8	80.5	48.3	61.9	39.1	49.6
	1.905	72.9	96.7	49.9	63.4	38.9	48.7	31.5	39.1
	3.175	53.9	68.8	36.7	45	28.5	34.5	23	27.7

爲한 Planar Waveguide 모델을 利用한 提案된 모델식의 計算結果와 이미 發表된 計算結果와의 比較에서 얻은 結果는 다음과 같다.

- 1) 스트립 幅과 基板 두께의 比가 $0.5 \leq W/h \leq 2.5$ 이고 比誘電率이 2.55에서 15.87의 範圍일 때 周波數의 增加에 따른 本 提案모델의 正規化 位相速度는 다른 方法에 依한 結果보다 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 의 값에 거의 接近하였고,
- 2) 比誘電率이 各各 2.55, 6, 10.2 및 15.87 이고 實際幅이 0.635[mm]에서 3.175[mm]의 範圍에서 周波數의 增加에 따른 特性 임피던스는 周波數가 窄일때에 比하여 크게 增加하는 結果를 얻었다.
基板의 比誘電率 및 實際幅이 클 境遇 Kirschning & Jansen이 提案한 CAD를 目的으로 設定된 計算式을 本 모델에 適用한 結果는 Spectral domain 解析 方法을 利用한 結果와 그 分散特性이 거의 一致함을 確認하였고, 또한 $\epsilon_{eff}(f)$ 에 對해 Kirschning & Jansen의 提案을 採擇한 境遇가 實驗關係式을 採擇한 境遇보다 더 좋은 結果가 되는 것을 確認하였다.

參 考 文 獻

- (1) T. Itoh and R. Mittra, "Spectral-domain approach for calculating the dispersion characteristics of microstrip lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-21, pp. 496-499, July 1973.
- (2) T. Itoh and R. Mittra, "A technique for computing dis-

- persion characteristics of shielded microstrip lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-22, pp. 896-898, Oct. 1974.
- (3) J. B. Knorr and A. Tufekcioglu, "Spectral-domain calculation of microstrip characteristic impedance," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-23, no. 9, pp. 725-728, Sept. 1975.
- (4) V. Stojilkovic, "Spectral-domain calculation of characteristic impedance of shielded microstrip line," Electron. Lett., vol. 22, no. 2, pp. 96-97, Jan. 1986.
- (5) G. Kompf and R. Mehran, "Planar waveguide model for calculating microstrip components," Electron. Lett., vol. 11, pp. 459-460, Sept. 1975.
- (6) R. P. Owens, "Predicted frequency dependent of microstrip characteristic impedance using the planar waveguide model," Electron. Lett., vol. 12, pp. 269-270, May 1976.
- (7) 유희준, 고성선, 윤현보, "마이크로스트립선로의 분산특성 계산을 위한 planar waveguide 모델," 한국통신학회지, 제 10권, 제 6호, pp. 335-342, 12월 1985년.
- (8) I. J. Bahl and D. K. Trivedi, "A designer's guide to microstrip lines," Microwaves, vol. 16, pp. 174-182, May 1977.
- (9) R. H. Jansen and M. Kirschning, "Arguments and an accurate model for the power-current formulation of microstrip characteristic impedance," AEÜ, Band 37, pp. 108-112, 1983.
- (10) M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimetre wave frequencies," Electron. Lett., vol. 18, no. 6, pp. 272-273, March 1982.
- (11) K. C. Gupta, R. Garg, and I. J. Bahl, Microstrip Lines and Slotlines, Washington; Artech House, Inc. 1979.
- (12) T. C. Edwards, Foundations for Microstrip Circuit Design, New York; John Wiley & Sons, 1981.
- (13) W. J. Getsinger, "Microstrip dispersion model," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-21, no. 1, pp. 34-39, Jan. 1973.
- (14) T. C. Edwards and R. P. Owens, "2-18GHz Dispersion measurements on 10-100 ohm microstrip line on sapphire," IEEE Trans., vol. MTT-24, pp. 506-513, 1976.
- (15) E. Hammerstad and O. Jansen, "Accurate models for microstrip computer-aided design," IEEE MTT-S Digest, pp. 407-409, 1980.



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



高城璵(Sung Sun KO) 正會員
 1957年 2月 20日生
 1976年 3月~
 1980年 2月: 東國大學校工科學 電子
 工學科 卒業
 1983年 3月~
 1985年 2月: 東國大學校 大學院 電子工
 學科 卒業(工學碩士)
 1985年 3月~現在: 東國大學校大學院電
 子工學科 博士課程
 1983年 3月~1986年 8月: 東國大學校 工
 科學 電子工學科 助教
 1986年11月~現在: 韓國電氣研究所



白樂俊(Nahk Jun PAIK) 準會員
 1962年11月12日生
 1985年 2月: 東國大學校 工科學 電子
 工學科 卒業
 1985年 3月~現在: 東國大學校 大學院
 碩士課程
 1985年 9月~1986年 8月: 東國大學校工
 科學電子計算室 助教