

X-帶域 마이크로 스트립 方向性 結合器의 設計

(Design of X band Microstrip Directional Couplers)

楊 仁 應* · 洪 玩 蕙**

(Young, In Eung and Hong, Woan Hue)

要 約

本 論文은 對稱 8端子 回路網理論을 根據로 分布定數 回路에 대한 매트릭스식에 의해서 結合器의 結合度와 特性임피던스간의 關係式을 얻어내었고 마이크로스트립 傳送綫路에 대한 靜電氣學의 接近方式에 의해 等角寫象法의 適用方式을 밝히고 境界值條件을 滿足시키는 特性임피던스식과 誘電體 境界面上에서의 位相速度와 偶數 모드 및 奇數모드 時의 有效誘電率의 關係에 의해서 結合係數의 長이를 決定하는 式을 誘導하였다. 結果式을 利用하여 願하는 方向性 結合器의 칫수를 컴퓨터 프로그램에 의하여 設計하였으며 設計한 結合器의 칫수에 따라 兩面 誘電體基板 Custom High K 707L-2.5을 使用하여 7개의 結合器를 製作하였다. 이 製作된 結合器는 實驗에 의해서 理論値와 比較 考察하였으며 10dB에서 20dB까지의 要求되는 結合器는 比較的 좋은 結果를 얻었다.

Abstract

A significant new technique in the development of micro-wave circuits is the process of utilization of coupled lines in the transverse electro-magnetic field. The bases for this technique are the application of even-and odd-mode characteristic impedances of the transmission line.

This article describes the properties of directional couplers and explains a procedure used to design microstrip directional couplers with the aid of the computer. The article also describes the experimental results obtained from seven microstrip couplers, which were built to verify the computer program and the approximate solutions.

It can be seen that in cases at X-band where couplings of 10 to 20dB are required, the computer program and approximate solutions will produce good results.

I. 序 論

近來에 마이크로파 回路構成은 점차 集積化가 要求되고 있어, 마이크로파帶域에서 損失이 적은 誘電物質의 平板을 利用한 스트립라인, 마이크로스트립라인이 實用化되어 가고 있다. 이에 지난 수년동안 마이크로스트립라인에 대한 特性은 대단한 關心속에서 研究되어 왔으며, 均一傳送綫路에 있어 1960年代를 前後하여 Assadourian과 Rimai¹⁾가 自由空間內에서 等角寫想法에 의한 理論을 確立시켰고, Yamashita와 Mittra²⁾는

變分法的으로, Stinehelfer³⁾는 Relaxation方法을 利用 解析하였다. 한편 結合 傳送綫路에 대해서는 1970年代를 前後하여 Bryant와 Weiss⁴⁾가 Green함수와 積分方程式을 利用하여 解析하였고, Bergand⁵⁾는 Fourier에 級數展開에 의해서, Kowalski⁶⁾는 變分法的으로, Pregla⁷⁾는 等角寫想法에 의해 解析하였다. 이같은 理論値는 大개 두께 t를 무시하여 算出하였거나, 혹은 t를 假定하였다 하여도 無限數列에 의해 表示되기 때문에, Computer에 의한 設計에 있어서는 精密性과 아울러 經濟性, 迅速性을 要한다는 점을 감안할때, 실제 結合器의 設計方式으로는 예로가 많았을 뿐만아니라 適用方式에도 難觀이 많았다. 本 論文에서는 이같은 隘路점을 示정하기 위하여 II章에서 Reed와 Wheeler⁸⁾의 對稱 8短

* 正會員, ** 準會員, 延世大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Yonsei University
接受日字: 1975年 5月 1日

子 回路網理論을 실제 結合器에 適用解析하였고, Ⅲ章에서는 Schwarzmann⁹⁾의 두께 t 를 주어 算出한 特性 임피던스 結果式을 靜電氣學的 接近方式을 이용한 等角寫想法의 適用方式을 밝혀 확인 인용하였다. Ⅳ章에서 回路設計上 必要한 實用性 및 迅速, 定確性을 밝히기 爲히 Computer를 利用 設計하여, Ⅴ章에서 理論值와 比較考察하므로, 實際 製作上의 問題點을 감안하여 대략 어느 程度의 結合領域에서 實用可能한가의 여부를 判別하였다.

Ⅱ. 對稱 8端子 回路網에 의한 結合器 解析

對稱回路網의 解析問題는 偶數와 奇數모드의 概念을 利用하여 簡單化한다⁸⁾.

一例로 그림 1과 같이 中心線에 對해 對稱面을 갖는 對稱 8端子 回路網을 生覺하자. 端子 1과 2에 各各 同位相, 振幅이 $1/2$ 인 두信號를 걸어주면 對稱的으로 電壓最大値가 對稱線上的 모든點에 發生할 것이다. 對稱面上에 임피던스 $Z=\infty$, 即 接合部는 電界分布의 影響이 없다면 面上에서 開放回路가 된다. 다시말해 그림 1-a와 같이 磁氣壁이 對稱面上에 存在하는 것과 同一하다.

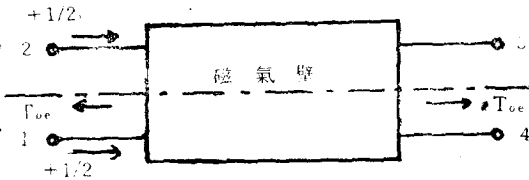


그림 1-a. 偶數모드 勵起狀態
Fig. 1-a. Even mode excitation

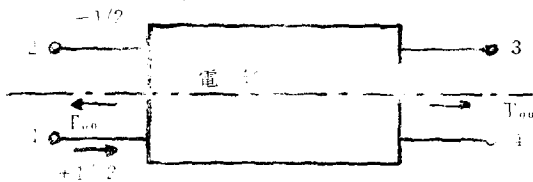


그림 1-b. 奇數모드 勵起狀態
Fig. 1-b. Odd mode excitation.

마찬가지로 $1/2$ 振幅의 逆位相인 두信號를 各各 端子 1과 2에 걸어주면 對稱線상에 電壓最小値가 發生한다.

對稱面上에서 임피던스 $Z=0$, 即 接合部는 電界分布의 影響이 없다면 그림 1-b와 같이 短絡回路로 된다.

다시말해 電氣壁이 對稱面上에 存在하게 된다. 8端子 回路網에 있어서 이들 두 動作方法은 各各 偶數모드와 奇數모드라 불리운다. 重疊에 의해서 두 모드의 電界分布의 疊은 端子 1에 크기 1인 信號를 주어지는 것에 對應한다. 各 端子에서의 結果信號의 크기는 偶數모드와 奇數모드에서 얻어진 값들을 重疊한 값으로 주어진다. 偶

數모드에 있어서 反射係數는 Γ_{oe} , 傳達係數는 T_{oe} 로써 결정되며 奇數모드에 있어서도 反射係數는 Γ_{oo} , 傳達係數는 T_{oo} 로써 決定된다. 네개의 端子에 나타나는 信號의 크기 b_1, b_2, b_3, b_4 는 式 (1)과 같이 주어진다.

$$\begin{cases} b_1 = 1/2(\Gamma_{oe} + \Gamma_{oo}) \\ b_2 = 1/2(\Gamma_{oe} - \Gamma_{oo}) \\ b_3 = 1/2(T_{oe} - T_{oo}) \\ b_4 = 1/2(T_{oe} + T_{oo}) \end{cases} \quad (1)$$

反射 및 傳達係數는 回路의 傳達매트릭스로부터 誘導할수 있다.

一般的인 回路에 있어서

$$\begin{pmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix} \quad (2)$$

그때 反射係數와 傳達係數 Γ, T 및 結合負荷에 依한 入力임피던스 Z_{in} 은 入力 및 出力端의 特性임피던스 Z_0 에 依해서 아래와 같이 얻어진다.

$$\Gamma = \frac{A + (B/Z_0) - CZ_0 - D}{A + (B/Z_0) + CZ_0 + D} \quad (3)$$

$$T = \frac{2}{A + (B/Z_0) + CZ_0 + D} \quad (4)$$

$$Z_{in} = \frac{A + (B/Z_0)}{C + (D/Z_0)} \quad (5)$$

電氣의 길이 θ 에 對해 均一한 間隔을 갖는 두개의 同一한 線路 1-4와 2-3을 갖는 그림 2와 같은 方向性 結合器에 대해 生覺하자. 線路는 特性임피던스 Z_0 인 入力와 出力線路에 依해서 終端된다. 結合器에 偶數와 奇數모드의 概念을 利用하자.

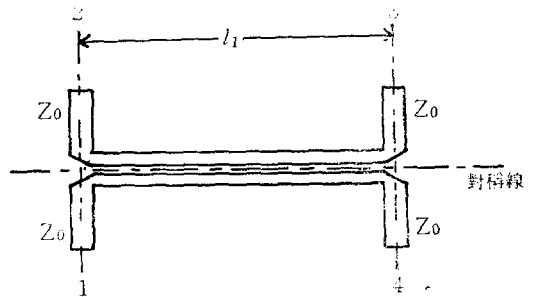


그림 2. 方向性 結合器
Fig. 2. Directional coupler

V_1 과 I_1 는 端子 1의 入力電壓 電流이고 V_4, I_4 는 端子 4의 出力電壓 電流이다. 添字 e 와 o 는 各各 偶數와 奇數모드의 勵起狀態를 나타낸다. 이때 偶數모드의 傳達매트릭스 方程式은

$$\begin{pmatrix} V_{1e} \\ I_{1e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_e & jZ_{0e}\sin\theta_e \\ (j/Z_{0e})\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{4e} \\ I_{4e} \end{pmatrix} \quad (6)$$

奇數모드의 傳達매트릭스 方程式은

$$\begin{pmatrix} V_{1o} \\ I_{1o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_o & jZ_{0o}\sin\theta_o \\ (j/Z_{0o})\sin\theta_o & \cos\theta_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{4o} \\ I_{4o} \end{pmatrix} \quad (7)$$

여기서 偶數모드와 奇數모드의 電氣的 長이는 같다.

$$\theta_e = \theta_o = \theta = \frac{2\pi l_1}{\lambda} \quad (8)$$

여기서 l_1 은 結合線路의 長이

$$Z_o = (Z_{oe} \cdot Z_{oo})^{1/2} \quad (9)$$

式 (9)를 滿足할때 方程式 (1)~(5)를 使用하여 式 (6), (7)을 造作하게 되면 아래와 같은 結果를 얻는다.

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= 0 \\ b_2 = \Gamma_{oe} &= \frac{j[(Z_{oe}/Z_{oo})^{1/2}]}{2\cos\theta + j[(Z_{oe}/Z_{oo})^{1/2}] - \frac{(Z_{oo}/Z_{oe})^{1/2}\sin\theta}{+(Z_{oo}/Z_{oe})^{1/2}\sin\theta}} \\ b_3 &= 0 \\ b_4 = T_{oe} &= \frac{2}{2\cos\theta + j[(Z_{oe}/Z_{oo})^{1/2}] + \frac{(Z_{oo}/Z_{oe})^{1/2}\sin\theta}{+(Z_{oo}/Z_{oe})^{1/2}\sin\theta}} \end{aligned} \right\} (10)$$

윗 式은 端子 1에 單位入力を 주었을때 네分枝에 나타나는 信號의 크기를 表示한다. 식 (10)은 結合器가 完全 整合狀態와 隔離狀態를 보여준다. 그리고 b_2 와 b_4 의 出力波 사이의 位相差는 모든 周波數에 대해 90° 이다. 端子 2의 結合은 $\sin\theta=1$, 即 線路의 長이가 $1/4$ 波長의 奇數倍일때 最大로 되며 最大電壓結合度, k 는 아래와 같이 주어진다.

$$k = \frac{Z_{oe}/Z_{oo} - 1}{Z_{oe}/Z_{oo} + 1} \quad (11)$$

또한 線路의 長이가 $1/2$ 波長의 整數倍일때는 結合은 0이 된다. 要求되는 結合度와 結合器의 終端인피던스 Z_o 가 決定되면 式 (9)와 (11)에 依해 Z_{oe} 와 Z_{oo} 의 要求值가 求해진다.

$$Z_{oe} = Z_o \left(\frac{1+k}{1-k} \right)^{1/2} \quad (12)$$

$$Z_{oo} = Z_o \left(\frac{1-k}{1+k} \right)^{1/2} \quad (13)$$

III. 마이크로스트립 傳送線路의 線路特性

III-1. 마이크로스트립 傳送線路의 領域的 解

마이크로스트립 線路의 特性인피던스를 實用的으로 算出하기 위한 領域的인 方法은 Schwarzmann⁹⁾이 最初로 시도하였으며 본절에서는 Schwarzmann의 結果式을 算出하기 위한 摘用方式을 밝혀 確認 引用하기로 한다.

그림 3은 誘電體로 隔離된 均一한 平行스트립 線路의 斷面과 結合스트립 線路의 斷面을 나타낸다. 基本的인 寸수는 스트립의 幅 w , 誘電體板의 두께 h , 스트립 두께 t , 스트립과 스트립사이의 間隔 S , 比誘電常數 ϵ_r 로 構成한다. 스트립은 有限한 두께 t 를 갖는 完全導體이며 誘電體는 均質의 等方性 無損失이라고 假

定한다. 接地스트립은 無限平面으로 生覺한다. 均一線路의 境遇 問題의 解는 그림 3-a에 보여지는 基本的인 要素에 對한 解를 얻는것으로 還元시킬수 있다.

即, 電氣分布에 따라서 스트립의 下部面과 接地平面

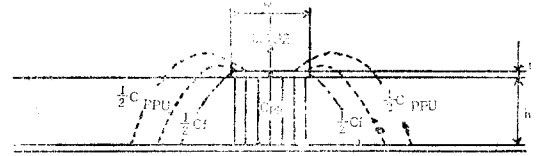


그림 3-a. 均一線路의 假想形態

Fig. 3-a. Assumed model for isolated conductor

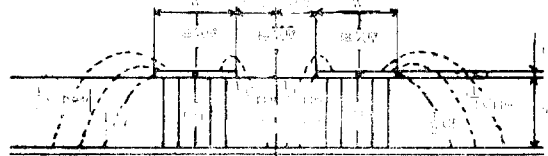


그림 3-b. 偶數모드의 假想形態

Fig. 3-b. Assumed model for even-mode

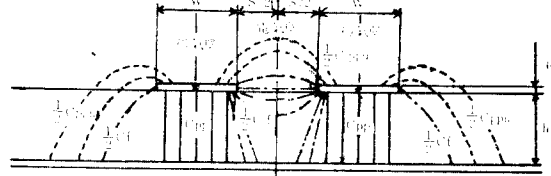


그림 3-c. 奇數모드의 假想形態

Fig. 3-c. Assumed model for odd-mode

사이의 容量 C_{pp} , 스트립의 側面과 接地 平面사이의 容量 C_f , 스트립의 上部面과 接地 平面사이의 容量 C_{ppu} 에 대한 各各의 領域的인 解를 얻는 것으로 壓縮시킬수 있다. 反面 結合 스트립의 境遇는 그림 3-b, c에서 보듯이 中心에 磁氣壁이나 電氣壁을 挿入함으로써 좀더 簡單히 되어 아래와 같이 偶數모드인 境遇와 奇數모드인 境遇로 나누어 生覺하게 된다. 偶數모드인 境遇 基本要素를 除外한 部分은 非結合線路로 解析이 可能하며 基本要素인 境遇 中心의 磁氣壁에 依해 制限되어 스트립의 下部面과 接地 平面間의 容量은 역시 均一線路의 境遇와 같이 C_{pp} 이나 스트립의 側面과 接地平面間의 容量은 C_f' . 스트립의 上部面과 接地平面間의 容量 C_{ppu}' 을 算出하므로 總 容量을 알수 있다. 反面 奇數모드인 境遇는 電氣壁에 依한 影響으로 스트립의 上部面과 側面의 容量은 變化를 갖게되어 各各 C_{ppu}' , C_f' 으로 定義하여 算出하게 된다. 各各의 領域에 對한 解析은 平板境界 容量 C_{pp} , C_{ppu} , C_{ppu}' , C_{ppu}'' 인 境遇 Schwarz-Christoffel 變換을¹⁰⁾¹¹⁾, 周邊場 C_f , C_f' , C_f'' 인 境遇 $w \rightarrow 0$ 로 보니어 雙一次變換을¹²⁾¹³⁾ 利

用하여 算出하게 되며, 이에 의해 求한 近似的인 結果 式은⁹⁾ 아래와 같다.

$$C_{pp} = \frac{\epsilon_r}{C\eta} \frac{w}{h} \tag{14}$$

$$C_{ppu} = \frac{\epsilon_r}{C\eta} \frac{2}{3\sqrt{\epsilon_r w}} \left\{ \frac{w}{h} - \left(\frac{1}{(w/h)+1} \right)^2 \right\} \tag{15}$$

$$C_f = \frac{\epsilon_r}{C\eta} \frac{2 \cdot 7}{\log_e \frac{4h}{t}} \tag{16}$$

$$C'_f = \frac{\epsilon_r}{C\eta} \frac{2 \cdot 7}{\log_e \frac{4s}{\pi t}} \tag{17}$$

$$C_{ppu}' = \frac{\epsilon_r}{C\eta} \frac{8}{3\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{(s/w)+1} \tag{18}$$

$$C_{f''} = \frac{\epsilon_r}{C\eta} \left(\frac{1.35}{\log_e \frac{4h}{t}} + \frac{1.35}{\log_e \frac{4h}{t}} \cdot \frac{1}{(w/4s)+1} \right) \tag{19}$$

$$C_{ppu}'' = \frac{\epsilon_r}{C\eta} \left\{ \frac{1}{3\sqrt{\epsilon_r}} \frac{w}{h} + \frac{1}{3\sqrt{\epsilon_r}} \frac{w}{h} \frac{1}{(w/4s)+1} - \frac{2}{3\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ \frac{1}{(w/h)+1} \right\}^2 \right\} \tag{20}$$

$$C_0 = C_{pp} + C_{ppu} + C_f \tag{21}$$

$$C_{0e} = C_{pp} + \frac{1}{2} C_{ppu} + \frac{1}{2} C_f + \frac{1}{2} C_{ppu}' + \frac{1}{2} C_{f''} \tag{22}$$

$$C_{00} = C_{pp} + C_{ppu} + \frac{1}{2} C_f + \frac{1}{2} C_{ppu}' + \frac{1}{2} C_{f''} \tag{23}$$

$$Z_0 = f(C_0) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{C_0 / \frac{\epsilon_r}{C\eta}} \tag{24}$$

$$Z_{0e} = f(C_{0e}) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{C_{0e} / \frac{\epsilon_r}{C\eta}} \tag{25}$$

$$Z_{00} = f(C_{00}) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{C_{00} / \frac{\epsilon_r}{C\eta}} \tag{26}$$

- 단 ϵ_r : 比誘電常數
- w : 스트립의 폭
- s : 스트립과 스트립사이의 間隔
- η : 自由空間의 임피던스
- h : 誘電體板의 두께
- t : 스트립의 두께
- C : 眞空에서의 光速

III-2. 有効誘電常數 및 管內波長

電界의 一部가 空氣中에 있고 나머지 電界가 誘電體 内部에 存在하는 마이크로스트립 傳送線路에 있어서의 傳播速度는 簡單한 常數가 아니다. 共振部分의 長이를 決定하게 될 線路를 따른 管內波長을 求하기 위해서는 異種物質에 對한 傳播速度의 式이 自由空間의 값으로 定해져야 한다. 線路의 傳播速度 V 는 自由空間의 速度 C 에 對한 空氣와 誘電體間의 效果로 決定되는 倣인자 K 의 項으로 表示된다⁴⁾.

$$V = CK \tag{27}$$

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + l^2(\epsilon_r - 1)}} \tag{28}$$

이 方程式에서 K 에 對한 因子 l 는

$$l = \frac{\text{均質의 誘電體 임피던스}}{\text{마이크로스트립 임피던스}} \tag{29}$$

式 (29)의 結果에 의해 非結合 線路인 境遇 l_0 로 代置되고 結合線路인 境遇 偶數모드에 對해 l_{0e} , 奇數모드에 對해 l_{00} 로 代置된다.

$$l_0 = \frac{1}{1 + \frac{C_{ppu}}{C_0} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \right)} \tag{30}$$

$$l_{0e} = \frac{1}{1 + \frac{(C_{ppu}' + C_{ppu}'') \left(1 - \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \right)}{2C_{0e}}} \tag{31}$$

$$l_{00} = \frac{1}{1 + \frac{(C_{ppu} + C_{ppu}') \left(1 - \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \right)}{2C_{00}}} \tag{32}$$

그때의 位相常數는

$$\beta = \frac{\omega}{CK} \tag{33}$$

여기서 $\omega = 2\pi f$, f 는 周波數

線路의 管內波長은

$$\lambda_c = \frac{2\pi CK}{\omega} \tag{34}$$

IV. 콤퓨터 補助 設計方式

I과 II에서 敘述한 理論은 마이크로스트립 方向性 結合器의 設計에 使用된다.

첫째, 要求되는 結合度 k 와 結合器의 임피던스 Z_0 가 決定되어야 한다. 式 (12)와 (13)은 偶數와 奇數모드의 特性임피던스 Z_{0e} 와 Z_{00} 에 對한 要求值를 주어진다.

둘째, 式 (25)와 (26)을 容量成分으로 代置시키기 위해 線路의 폭 w 와 線路사이의 間隔 S 에 對해서 풀면 $Z_{0e} = f(C_{0e})$ 에 의해서 S 는 항상 w 로 代置할 수가 있다. $Z_{00} = f(C_{00})$ 에 의해서 w 와 S 의 두가지 變數를 決定지어 줄수 있다.

셋째, 結合領域의 長이는 式 (28), (32), (34)에 의해 求해지며 특히 結合領域의 長이 $\frac{1}{4}\lambda_c$ 는 結合度에 따르게 된다. 奇數모드의 結合을 選擇한 境遇 한 線路에 에너지가 傳送되었을때 平行히 놓인 다른 線路에 結合되어 逆으로 傳達된다. 奇數모드는 에너지가 同一方向으로 結合되는 偶數모드 보다도 密하게 結合되어 있다.

콤퓨터 設計는 敘述한 方法에 基礎하여 使用된다. 要求되는 入力 데이터는 아래와 같고 프로그램한 流通度는 그림 4에 나타낸바와 같다.

- 1) 誘電體板의 두께 h (單位 mm)

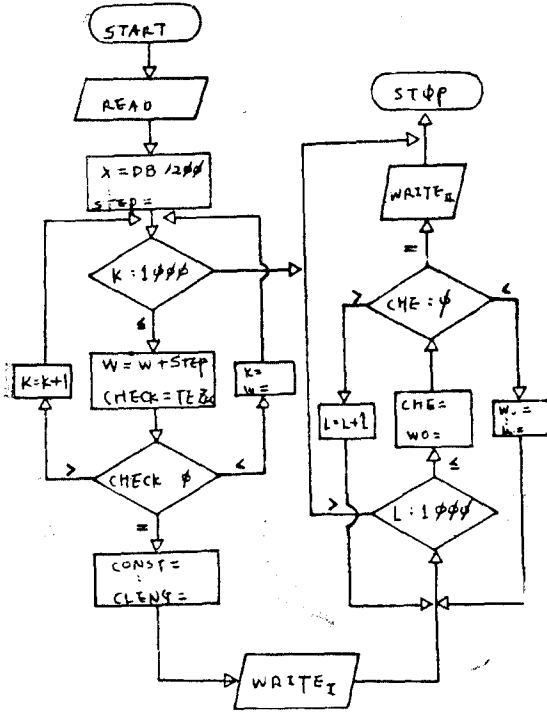


그림 4. 프로그램 流通圖
Fig. 4. Flow chart

- 2) 誘電體板의 比誘電常數 ϵ_r
- 3) 스트립線路의 두께 t (單位 mms)
- 4) 要求되는 結合度 k (單位 dB)
- 5) 動作中心 周波數 f (單位 Hz)
- 6) 整合部의 임피던스 Z_0 (單位 Ohms)

V. 實驗 및 結果考察

V-1. 製作

周波數 9GHz에서 結合度가 -3dB~-30dB까지의

몇몇 50Ω 結合器를 Silicon Base Custom High K707L 을 使用 아래와 같은 데이터에 대해 計算한다. Custom High K 707L은 比誘電率 2.5 誘電體의 두께 1.5875 mms, 스트립線路의 두께 0.0381mms이다. 製作하고

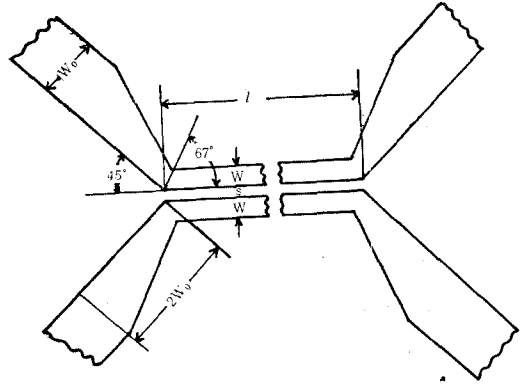


그림 5. 結合器의 構造
Fig. 5. Construction of microstrip couplers

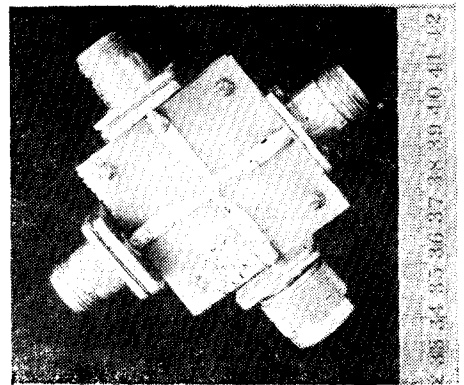


그림 6. 3dB 結合器
Fig. 6. 3dB directional coupler

表 1. 結合器의 計算值 및 側定值

計算된 結合度 k (dB)	計算된 폭 $w_1=w_2=w$ (mm)	計算된 間隔 S (mm)	計算된 길이 l (mm)	計算된 임피던스		側定된 폭 w_1 (mm)	側定된 폭 w_2 (mm)	側定된 間隔 S (mm)
				Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)			
-25	4.561	4.899	5.489	52.895	47.263	4.55	4.50	5.01
-20	4.462	1.445	5.523	55.277	45.226	4.45	4.40	1.50
-15	4.288	0.176	5.533	59.845	41.774	4.25	4.27	0.40
-12	3.975	0.073	5.508	64.631	38.680	3.90	3.95	0.30
-10	3.684	0.055	5.487	69.371	36.037	3.60	3.65	0.27
-6	2.878	0.040	5.427	86.739	28.821	2.85	2.84	0.25
-3	1.978	0.034	5.370	120.913	20.675	2.00	1.95	0.23

$Z_0=50\Omega$ 에 대한 $w_0=4.8\text{mm}$, 測定의 精密度 $\frac{1}{100}$ mm

자하는 結合器에 對한 콤퓨타 計算치수는 表 1에 나와 있으며 또한 製作된 結合器의 測定 치수도 함께 表示했다.

製作한 結合器의 모양은 그림 5와 같고 結合線路의 表 1. 特性圖表에 使用된 曲線例

기 호	설 명
---X---X---	단자 1대 4실험치
---○---○---	단자 1대 2실험치
---□---□---	단자 1대 3실험치
---·---·---	V.S.W.R 및 ρ 측정치
.....X.....X.....	단자 1대 4이론치
.....○.....○.....	단자 1대 2이론치

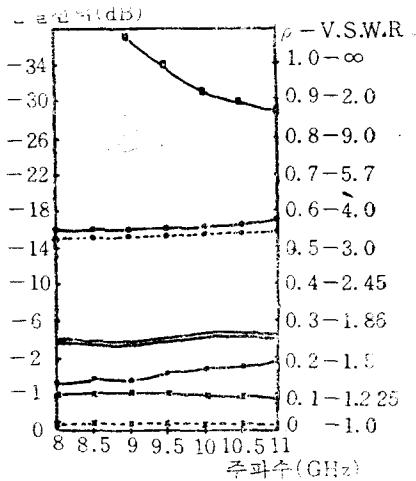


그림 8. 6dB結合器의 特性
Fig. 8. The characteristic of the 6dB coupler.

폭 w 와 非結合線路의 特性 임피던스 Z_0 를 갖는 w_0 와 의 임피던스 整合을 위해 그림과 같은 $2w_0$ 길이의 變換器를 使用했으며¹³⁾, 비개의 分枝에는 同軸線 콘넥터를 使用하여 實驗하였다. 콘넥터 接合部는 스트립이 同軸線의 中心에 오게끔 하여 整合시켰다¹⁴⁾. 完成된 方向性 結合器中 3dB結合器가 그림 6에 나와 있다.

V-II. 結果考察 및 結論

端子 1의 5mW 入力信號에 對한 傳送은 端子 2,3,4에서 反射는 端子 1의 電壓定在波比로 測定하였다. 各測定에는 2개의 端子만을 使用하였으며 나머지 두 端子는 50 Ω 負荷에 依해서 終端시켰다. 端子番號는 그림 2에 의한다 고로 端子 1 入力에 對해서 端子 2는 結合

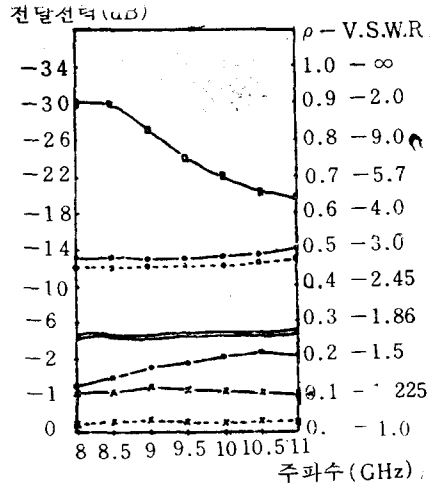


그림 7. 3dB結合器의 特性 주파수(GHz)
Fig. 7. The characteristic of the 3dB coupler.

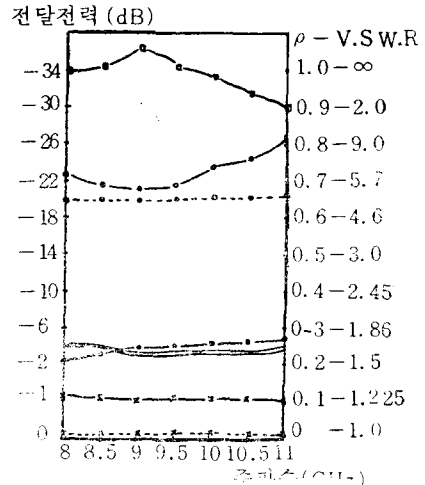


그림 9. 10dB結合器의 特性
Fig. 9. The characteristic of the 10dB coupler.

端子이며 端子 3은 隔離된 端子이다. 結果는 그림 7에서 13에 그려졌으며 周波數에 對한 各 結合器의 反射係數는 모든 境遇에 거의 비슷하다. 또한 端子 1에 對한 端子 2,3,4의 周波數 應答에 對한 理論值 및 實驗值에 있어서도 端子 1과 端子 3은 理論的으로 完全히 隔離되어 있기 때문에 理論值曲線은 ∞ 이어야 한다.

實際에 있어서는 若干의 結合은 갖으며 대개 15dB 以下の 값을 갖는다. 端子 1에서 端子 4에의 傳送損失은 若干있었으며 이는 Custom High K 707L의 選擇에 依한 問題로써 h 가 너무 두꺼웠고 ϵ_r 이 너무 적었기에 基因한듯 하며, 또한 同軸線 콘넥터의 特性이 問題시 되는듯 싶다. 端子 1대 端子 2의 結合은 그림에 주어

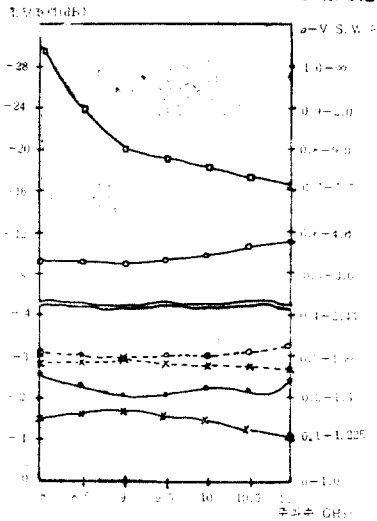


그림 10. 12dB結合器의 特性
Fig. 10. The characteristic of the 12dB coupler.

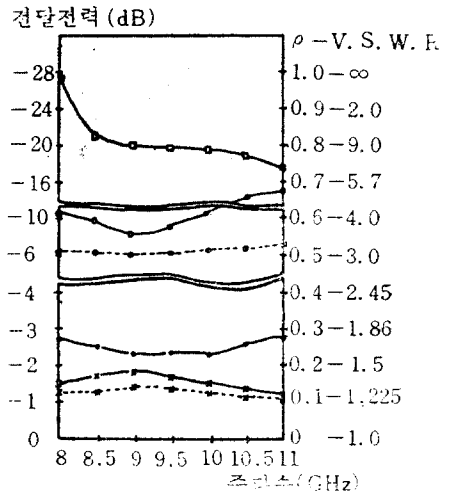


그림 11. 15dB結合器의 特性
Fig. 11 The characteristic of the 15dB coupler.

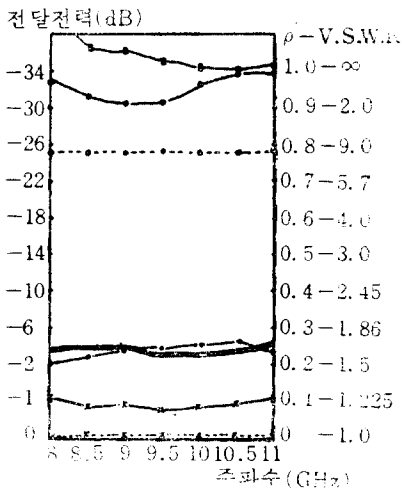


그림 12. 20dB結合器의 特性
Fig. 12. The characteristic of the 20dB coupler.

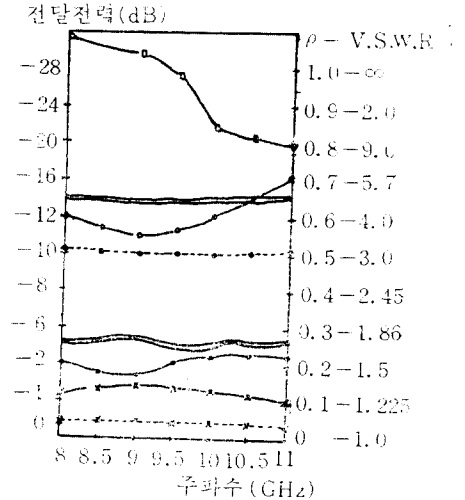


그림 13. 25dB結合器의 特性
Fig. 13. The characteristic of the 25dB coupler.

것듯이 -3dB, -6dB, -25dB 結合器를 除外하고는 理論値와 實驗値는 거의 一致하고 있다 最大 結合이 일어나는 것은 9GHz 近方에서 이루어졌으며 結合이 0 되는 地點은 18GHz이기 때문에 測定할수 없었다. -3dB, -6dB 結合器의 境遇 結合은 理論値에 비해 너무 작는데 이는 實際의인 線路間의 間隔이 計算値보다도 훨씬 크기 때문인것 같으며 이 原因은 腐蝕하는 동안의 蝕판 侵蝕의 結果로 因한 것 같다. 擴大하여 -25dB의 境遇 理論値와 實驗値와의 差異는 理論이 近似式임에 따른 結果로 生覺된다. 實際 -10~20dB 結合器에 있어서도 傳送電力의 約 15~20%의 放射現狀을 보이고 있었으나 이는 콘넥터 整合部分의 不完全 및 콘

넥터의 特性等을 考慮해볼때 거의 豫測할수 있었던 現狀이며 이의 主要原因은 9GHz에서 整合部分 스트립의 폭 w_0 가 $1/4\lambda_0$ 에 가까우기 때문에 일어나는 전반적인 現狀으로 類推된다.

以上の 結果로 보아 -10~20dB 結合器가 要求되는 境遇 콤퓨터 프로그램에 依한 設計 및 近似解 方式은 有用하나 그 以上, 以下에 있어서는 製作上의 隘路가 있어 檢討되지 못했다. 마이크로스트립 方向性 結合器는 各種 마이크로스트립 通信 裝備가 輕量 小型化를 目的으로한 集積化가 必要한 狀態에서 좀더 높은 比誘電常數를 갖는 誘電體板을 利用한다면 좋은 結果를 얻을수 있을 것이다. 특히 Computer를 利用한 設計에

있어서는 定確한 精밀성을 要求할 뿐만 아니라 經濟性 및 迅速性を 要한다는 점에 비추어 볼때 本 論文에서 시도한 設計 方式은 製作上의 隘路點만 극복된다면 結合度가 큰 方向性 結合器가 要求될 시에도 대단히 有用함을 확인할 수 있었다.

參 考 文 獻

1. F. Assadourian and E. Rimai: "Simplified Theory of Micro-strip Transmission System." Proc. IRE, pp. 1651—1657, December, 1952.
2. E. Yamashita and R. Mittra: "Variational Method for the Analysis of Microstrip Lines." IEEE-MTT, pp. 251—255, April 1968.
3. H. E. Stinehelfer: "An Accurate Calculation of Uniform Microstrip Transmission Lines." IEEE-MTT, pp. 439—444, July 1968.
4. T. G. Brynat and J. A. Weiss "Parameters of Microstrip Transmission Lines and of Coupled Pairs of Microstrip Lines." IEEE-MTT, pp. 1021—1027, December 1968.
5. H. G. Bergandt, etc.: "Calculation of the Even and Odd Mode Capacitance Parameter for Coupled Microstrips." AEU 26, Electronics and Communications, pp. 153—158, April 1972.
6. G. Kowalski, etc. "Calculation of the Distributed Capacitances of Coupled Microstrips Using a Variational Integral." AEU 27. Electronics and Communications, pp. 51—52, 1973.
7. R. Pregla: "Calculation of the Distributed Capacitances and Phase Velocities in Coupled Microstrip Lines by Conformal Mapping Techniques." AEU 26. Electronics and Communications, pp. 470—474, 1972.
8. J. Reed and G. J. Wheeler: "A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks." IRE Trans. pp. 246—252, October 1956.
9. L. S. Napoli and J. J. Hughes: "Characteristics of Coupled Microstrip Lines." RCA Review. pp. 479—498, September 1970.
10. T. Watanabe: "Microstrip Circuit Element." Electronics and Communications in Japan. pp. 1354—1359, November 1969.
11. P. F. Byrd and M. D. Friedman: "Handbook of Elliptic Integrals for Engineers and Scientists," 2nd Ed., Springer-Verlag, Berlin 1971.
12. F. P. Greenleaf: "Introduction to complex Variables." W. B. Saunders Company, 1972.
13. A. Schwarzmann: "Microstrip Plus Equations Adds up to Fast Designs." Electronics, pp. 109—112, October 2, 1977. "Approximate Solutions for a Coupled Pair of Micro-strip Lines in Microwave Integrated Circuits." Microwave Journal, pp. 79—82, May 1969.
14. R. E. Collin: "Field Theory of Guided Waves." Chapter 4, McGRAW-HILL Book Company, 1960.