

Branch-Line 하이브리드 3dB 結合器를 利用한 마이크로波 傳送線路 周波數 辨別器에 關한 研究

(A Study on the Microwave Transmission Line Frequency Discriminator Using Branch-Line Hybrid 3dB Coupler)

曹 洪 九*, 李 忠 雄**

(Hong Goo Cho and Choong Woong Lee)

要 約

Branch-line 하이브리드 3dB 結合器에 $\lambda/2$ -短絡線路 스텐브와 $\lambda/4$ -開放線路 스텐브를 連結하여 入力 임피던스 整合을 시키면서 스텐브의 定在波를 利用하는 새로운 形態의 마이크로波帶 線路 周波數 辨別器의 理論을 提示하고 그것을 C-band에서 實現하였다.

實驗的으로 中心周波數 4.94GHz에서 辨別帶域幅이 400MHz까지 線形성이 좋으며 return loss > 15dB로서 사용할 수 있는 임피던스 整合特性을 가지는 辨別器를 얻을 수 있음을 確認하였다.

Abstract

A new microwave transmission line frequency discriminator in MIC is described, which is composed of a branch-line hybrid 3dB coupler, a $\lambda/2$ -short stub and a $\lambda/4$ -open stub.

It is experimentally verified that the discriminator is linear in a 400 MHz bandwidth at center frequency 4.94 GHz and has return loss more than 15dB in that range.

I. 序 論

마이크로波帶 以上에서의 FM 復調回路로서는 超多重電話 혹은 텔레비전 信號 등을 直接 FM 復調 하는 것으로는 거의 實用化되어 있지 않고 주로 AFC用 辨別器, FM 雜音測定 등의 간단한 周波數 辨別器로 使用되고 있으나 通信시스템에서 局部發振器와 中間周波數 部分을 줄일 수 있는 마이크로波 信號의 直接 變復調方式¹⁾이 試圖되고 있으므로 마이크로波帶의 FM

復調回路에 대한 關心이 많아질 것으로 豫想된다.

마이크로波 周波數 辨別器로서는 導波管 共振器를 주로 利用해 왔으나 現在는 마이크로波 回路의 대부분이 MIC化 하고 있음에 따라 마이크로스트립으로 많이 實現되고 있다.

90° 3dB-bridge를 利用하여 마이크로스트립으로 1.38GHz에서 50MHz의 辨別帶域幅을 갖는 FM 直接 辨別器가 實現되었으나 2個의 3dB-bridge와 2個의 LPF를 사용하므로 辨別帶域幅이 4% 以下の 狹帶域 이면서도 構造가 복잡하고 回路가 차지하는 面積이 크다.¹⁾

1964年 C. W. Lee에 의해서 VHF帶에서 廣帶域의 線路 周波數 辨別器²⁾가 紹介되었으며 이 理論에서 提示된 브리지回路를 1979년에 S-band에서 마이크로스트립으로 近似的으로 具現하여 廣帶域周波數 辨別器를

*正會員, 國民大學校 電子工學科
(Dept. of Electron. Eng., Kook Min Univ.)

**正會員, 서울大學校 電子工學科
(Dept. of Electron. Eng., Seoul National Univ.)

接受日字: 1985年 5月 28日

實現하므로써 마이크로 波帶에서 MIC化에 적합한 線路 周波數 辨別器가 可能함을 보였다.^[1]

本 論文에서는 브리지회로를 사용하지 않고 branch-line 하이브리드 3dB 結合器에 開放線路 스테브와 短絡線路 스테브를 연결하여 入力 임피던스를 整合시키면서 스테브에 생기는 定在波를 이용하므로써 8%程度의 辨別帶域幅을 가지는 간단한 線路 周波數 辨別器를 實現하는 理論을 提示하고 마이크로스트립으로 C-band에서 길이가 $\lambda/4$ 인 開放線路 스테브와 $\lambda/2$ 인 短絡線路 스테브를 연결시켜서 周波數 辨別器를 具現하여 그 特性을 調査한다.

II. Branch-Line 하이브리드 3dB 結合器

Branch-line 하이브리드 3dB 結合器에 그림 1 과 같이 port 1 에 source 임피던스가 Z_0 인 2 Volt의 電源이 連結되고 port 2 와 port 3 에는 임의의 負荷임피던스 Z_L 로 終端되고 port 4 는 reference 임피던스 Z_0 로 終端된 境遇를 생각하면 對稱의 4-port 回路網이 되므로 從來의 解析方法을 이용하여 그림 2 와 같은 even과 odd 勵起의 重疊으로 생각할 수 있다.

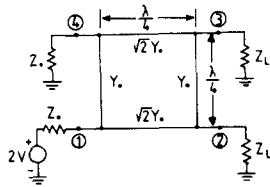


그림 1. 終端된 branch-line 하이브리드 結合器
Fig. 1. Terminated branch-line hybrid coupler.

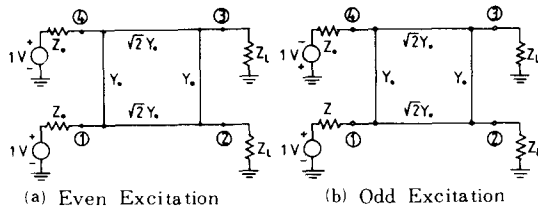


그림 2. Branch-line 하이브리드 結合器의 even-odd 勵起모델
Fig. 2. Even-odd excitation models for the branch-line hybrid coupler.

따라서 4-port 回路網을 그림 3 과 같은 2-port 回路網으로 간단히 하여 解析할 수 있으며 이 때의 V_{1e} , V_{1o} , I_{1e} , I_{1o} , V_{2e} , V_{2o} , I_{2e} 와 I_{2o} 사이의 關係式은

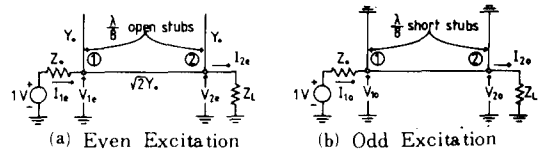


그림 3. Even-odd 勵起모델의 2-port 等價回路
Fig. 3. Equivalent 2-port circuits for even-odd excitation models.

ABCD 매트릭스를 이용하여 구할 수 있다.

Port 1 에 병렬로 연결된 스테브와 port 1 과 2 사이의 傳送線路 그리고 port 2 에 병렬로 연결된 스테브의 ABCD 매트릭스를 차례대로 곱하여 정리한 V와 I의 關係式은

$$V_{1e} = + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{2e} + j \frac{1}{\sqrt{2}} I_{2e}$$

$$I_{1e} = j \frac{Y_0}{\sqrt{2}} V_{2e} + \frac{1}{\sqrt{2}} I_{2e}$$

가 된다.

또한 port 2 는 負荷임피던스 Z_L 로 終端되고 port 1 은 内部 임피던스 Z_0 인 1 volt 電源이 連結되어 있으므로 端子電圧, 電流사이에는 $V_{2e} = I_{2e} Z_L$, $V_{2o} = I_{2o} Z_L$, $V_{1e} + I_{1e} Z_0 = 1$, $V_{1o} + I_{1o} Z_0 = 1$ 인 關係式이 성립해야 하므로 even과 odd 勵起 모델에서의 電圧, 電流를 Z_L 과 Z_0 의 함수로 구할 수 있으므로 그림 1의 4-port 回路網에서 各 port의 電圧, 電流는

- (a) $V_1 = V_{1e} + V_{1o} = 1$
- (b) $V_2 = V_{2e} + V_{2o} = -j \frac{\sqrt{2} Z_L}{Z_L + Z_0}$
- (c) $V_3 = V_{2e} - V_{2o} = - \frac{\sqrt{2} Z_L}{Z_L + Z_0}$
- (d) $V_4 = V_{1e} - V_{1o} = j \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ (1)
- (e) $I_1 = I_{1e} + I_{1o} = \frac{1}{Z_0}$
- (f) $I_2 = I_{2e} + I_{2o} = -j \frac{\sqrt{2}}{Z_L + Z_0}$
- (g) $I_3 = I_{2e} - I_{2o} = - \frac{\sqrt{2}}{Z_L + Z_0}$
- (h) $I_4 = I_{1e} - I_{1o} = -j \frac{Z_L - Z_0}{Z_0(Z_L + Z_0)}$

가 된다.

식(1)의 (a)와 (e)에서 port 1 으로부터 branch-line 하이브리드 3dB 結合器를 들여다 본 入力임피던스 Z_{in} , $= Z_0$ 가 되어 Z_L 의 값에 관계없이 整合이 됨을 알 수 있으며 식(1)의 (b)와 (c), (f)와 (g)에서 port 2 와 port 3 에서의 電圧과 電流는 각각 90°의 位相差를 가지면서 크기는 같음을 알 수 있고 (d)와 (h)에서 port

4의 終端임피던스 Z_L 에 傳達되는 電力은 $Z_L = Z_0$ 이면 零이 되어 port 1과 port 4가 isolation되는 것은 이미 잘 알고 있는 事實이며 Z_L 이 零, 無限大 혹은 임의의 리액턴스 成分만을 가지는 負荷라면 入射電力과 同一한 크기의 電力이 終端임피던스 Z_0 에 傳達됨을 알 수 있다.

따라서 port 2와 port 3에 中心周波數에서 入力임피던스가 同一한 開放線路 스테르브와 短絡線路 스테르브를 連結하면 入力임피던스 整合을 이루면서 각 스테르브에 생기는 定在波를 利用하여 線路 辨別器를 構成 할 수 있음을 알 수 있다.

III. 線路辨別器의 構成

II章의 解析結果에 따라서 例를 들어 中心周波數에서 $Z_L = 0$ 인 경우 $\lambda/4$ -開放線路 스테르브와 $\lambda/2$ -短絡線路 스테르브를 利用할 수 있고 各 스테르브의 終端에서 $\lambda/8$ 되는 位置에 다이오드 檢波回路를 連結하기로 한다. 이 때에 port 1에서 檢波다이오드의 位置까지 位相遲延이 中心周波數에서 같도록 하기 위해 그림 4와 같이 port 2에 $\lambda/2$ -短絡線路 스테르브, port 3에 $\lambda/4$ -開放線路 스테르브를 連結하여 線路辨別器를 構成한다. 여기서 branch-line 하이브리드 3dB 結合器 回路를 N_c , port 2와 port 3에 連結된 스테르브 回路를 N_L , N_c 에 N_L 이 連結된 回路網을 N 이라고 한다.

Branch-line 하이브리드 3dB 結合器의 特性은 10% 程度의 帶域幅 內에서는 port 2와 port 3에 結合되는 電力이 각각 약 3dB 떨어지며 그 결함오차는 0.25dB 이상 벗어나지 않으므로 두 port에 인가되는 電力의 差異는 3% 以下가 되어 같은 크기의 電圧이 port 2와 port 3에 連結된 스테르브에 인가된다고 볼 수 있다.

스테르브에 入射되는 電圧波의 振幅을 V 라 하면 短絡線路 스테르브와 開放線路 스테르브에 생기는 定在波電圧 V_{sc} 와 V_{oc} 는

$$\begin{aligned} (a) \quad V_{sc} &= -j2V \sin \phi \\ (b) \quad V_{oc} &= 2V \cos \phi \end{aligned} \quad (2)$$

가 되며 檢波다이오드가 自乘檢波를 한다면 다이오드 回路에서 스테르브에 생기는 定在波 振幅의 自乘에 비례하는 電圧이 나타나며 두 電圧의 差異가 辨別器의 出力電圧 V_0 로 나타나게 하면

$$\begin{aligned} V_0 &= \eta |2V|^2 (\cos^2 \phi - \sin^2 \phi) \\ &= \eta |2V|^2 \cos 2\phi \end{aligned} \quad (3)$$

가 된다.

여기서 η 는 다이오드 回路의 定在波電圧에 대한 感度이며 ϕ 는 스테르브의 終端에서 檢波回路까지 傳送線路의 長이에 대한 電氣角 $\omega \sqrt{LC} \lambda/8$ 에 해당된다.

식(3)에서 周波數가 變動함에 따라 中心周波數 부근

에서 線形性이 좋은 辨別特性을 나타냄을 알 수 있다.

周波數의 變動에 따른 辨別器의 入力임피던스의 變化를 구하기 위하여서는, 그림 3의 even 및 odd勵起 모델에서 port 1과 port 2 사이의 傳送線路와 竝列로 연결된 短絡 및 開放線路 스테르브 중에서 線路의 長이가 가장 짧은 것이 $\lambda/8$ 이며 이것을 기준으로 수식을 展開하는 것이 편리하므로 이 때의 電氣角을 θ 로 두면 $\theta = \pi/4t_0$ 가 되며 $t = \tan \theta$ 로 두기로 한다.

우선 branch-line 하이브리드 3dB 結合器의 scattering matrix를 구하기 위하여 그림 4에서 port 2, 3, 4가 Z_0 로 終端되고, 内部임피던스가 Z_0 인 電源에서 1 volt의 電壓이 port 1에 入사되는 경우를 생각한다. 이 때에 port 1에서의 反射係數와 port 2, 3, 4로 전달되는 각각의 透過係數는 대칭인 4-port 回路網의 解析法에 의하여 入力이 각각 1/2 Volt인 even 및 odd 모델의 2-port 等價回路에서 ABCD matrix를 구하여 유도할 수 있다.

그림 3에서 port 2에 연결된 Z_L 을 Z_0 로 바꾼 회로에서 入力側인 port 1과 出力側인 port 2 사이의 ADCD matrix는, 回路를 3개 부분 즉 port 1의 竝列스테르브, port 1과 2 사이의 傳送線路 그리고 port 2의 竝列스테르브로 나누어 각 부분의 ABCD matrix를 t 의 함수로 표시하여 차례대로 곱하여 구하면

$$\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} = \frac{1}{1+t^2} \begin{bmatrix} 1-t^2-\sqrt{2}t^2 & j\sqrt{2}Z_0t \\ j\frac{2t}{Z_0}(1-t^2+\sqrt{2}t-\frac{t^2}{\sqrt{2}}) & 1-t^2-\sqrt{2}t^2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} = \frac{1}{1+t^2} \begin{bmatrix} 1-t^2+\sqrt{2}t & j\sqrt{2}Z_0t \\ j\frac{2}{Z_0}(\sqrt{2}t-\frac{1}{\sqrt{2}t}-\frac{1-t^2}{t}) & 1-t^2+\sqrt{2}t \end{bmatrix} \quad (5)$$

가 된다.

負荷가 整合되었을 때의 入力側의 反射係數 Γ 와 電源側과 負荷가 整合되었을 때에 入力側에서 出力側으로의 透過係數 T 는 ABCD matrix와의 관계식⁽⁴⁾에서 구할 수 있으므로 even 및 odd 모델의 2-port 等價回路에서 反射係數 및 透過係數는 식(4)와 (5)를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Gamma_e = \frac{A_e + B_e/Z_0 - C_e Z_0 - D_e}{A_e + B_e/Z_0 + C_e Z_0 + D_e} \quad (6)$$

$$T_e = \frac{2}{A_e + B_e/Z_0 + C_e Z_0 + D_e} \quad (7)$$

$$\Gamma_o = \frac{A_o + B_o/Z_0 - C_o Z_0 - D_o}{A_o + B_o/Z_0 + C_o Z_0 + D_o} \quad (8)$$

$$T_o = \frac{2}{A_o + B_o/Z_0 + C_o Z_0 + D_o} \quad (9)$$

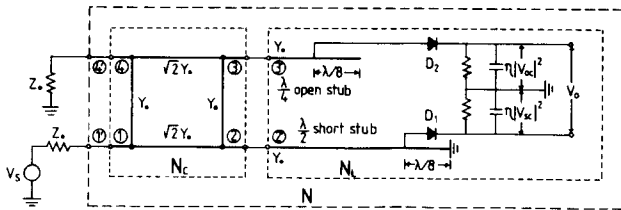


그림 4. 線路 周波數 辨別器 回路
Fig. 4. Circuit of line frequency discriminator.

이제 重疊의 原理에 의하여 even과 odd모델을 합치면 branch-line 하이브리드 3dB 結合器에서 port 1에서의 入射波 $a_1 = 1$, 反射波 $b_1 = 1/2(\Gamma_e + \Gamma_o)$ 이며 나머지 port에서는 $a_2 = a_3 = a_4 = 0$, $b_2 = 1/2(\Gamma_e + \Gamma_o)$, $b_3 = 1/2(\Gamma_e - \Gamma_o)$, $b_4 = 1/2(\Gamma_e - \Gamma_o)$ 가 되므로 回路의 대칭성과 可逆性을 이용하면 그림 4에서 branch-line 하이브리드 3dB 結合器 回路網 N_c 의 scattering matrix는 다음과 같이 주어진다.

$$b_1 = S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 1/2(\Gamma_e + \Gamma_o) \quad (10)$$

$$b_2 = S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = 1/2(\Gamma_e + \Gamma_o) \quad (11)$$

$$b_3 = S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = 1/2(\Gamma_e - \Gamma_o) \quad (12)$$

$$b_4 = S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = 1/2(\Gamma_e - \Gamma_o) \quad (13)$$

한편 結合器回路 N_c 의 port 2와 port 3에 연결된 스테르브 回路網 N_L 의 scattering matrix S_L 은

$$S_L = \begin{bmatrix} S_2 & 0 \\ 0 & S_3 \end{bmatrix} \quad (14)$$

와 같은 形態로 表示되며 檢波回路의 負荷效果를 無視할 수 있다면 S_2 와 S_3 는 $\lambda/2$ -短絡線路 스테르브와 $\lambda/4$ -開放線路 스테르브의 入力反射係數이므로 $S_2 = (j \tan 4\theta - 1)/(j \tan 4\theta + 1)$, $S_3 = (-j \cot 2\theta - 1)/(-j \cot 2\theta + 1)$ 가 되며 이것을 $t = \tan \theta$ 의 함수로 정리하면 S_2 와 S_3 는 다음과 같이 表示된다.

$$S_2 = -1 + \frac{32t^2(1-t^2)^2}{(1+t^2)^4} + j \frac{8t(1-t^2)[(1-t^2)^2 - 4t^2]}{(1+t^2)^4} \quad (15)$$

$$S_3 = -1 + \frac{2(1-t^2)^2}{(1+t^2)^2} - j \frac{4t(1-t^2)}{(1+t^2)^2} \quad (16)$$

그러면 branch-line 하이브리드 3dB 結合器回路 N_c 에 스테르브回路 N_L 이 連結된 cascade-load 回路網 N 의 scattering matrix S' 는 整理된 公式를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.⁵⁾

$$S' = \begin{bmatrix} S_{11}' & S_{14}' \\ S_{41}' & S_{44}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{14} \\ S_{41} & S_{44} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{12} & S_{13} \\ S_{42} & S_{43} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_2 & 0 \\ 0 & S_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_{22} & S_{23} \\ S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_2 & 0 \\ 0 & S_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S_{21} & S_{24} \\ S_{31} & S_{34} \end{bmatrix} \quad (17)$$

식 (10)~(13)을 식 (17)에 대입하여 整理하면 port 1에서의 入力反射係數 S_{11}' 는

$$S_{11}' = b_1 + \frac{b_2^2 S_2 + b_3^2 S_3 - (b_1 b_2^2 - 2b_2 b_3 b_4 + b_1 b_3^2) S_2 S_3}{1 - (S_2 + S_3) b_1 + (b_1^2 - b_2^2) S_2 S_3} \quad (18)$$

가 된다.

中心周波數에서 $Z_L = \infty$ 혹은 $Z_L = jX$ 인 스테르브 回路網에 대해서도 스테르브의 入力反射係數 S_2 와 S_3 를 구한 후에 식 (18)에 대입하여 port 1에서의 入力反射係數를 구할 수가 있으며 몇 가지 경우의 整合度를 比較하기 위하여 周波數에 따른 S_{11}' 를 定在波比와의 관계식 $VSWR = 1 + |S_{11}'|/(1 - |S_{11}'|)$ 을 이용하여 VSWR로 換算하여 圖示하면 그림 5와 같다.

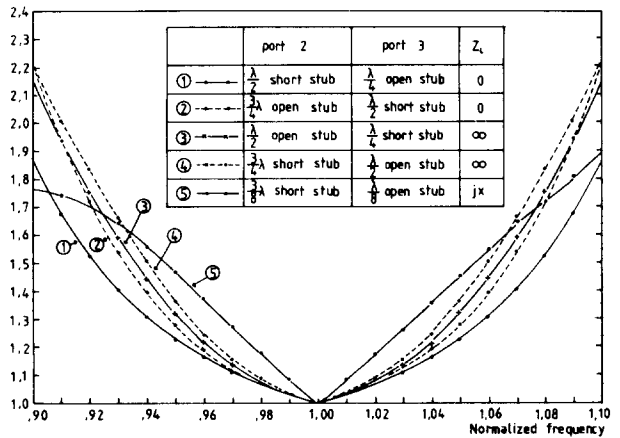


그림 5. VSWR의 理論值
Fig. 5. Theoretical values of VSWR.

그림 5에서 $Z_L = 0$ 이고 port 2에 $\lambda/2$ -短絡線路 스테르브, port 3에 $\lambda/4$ 開放線路 스테르브를 連結할 때 整合特性이 가장 좋음을 알 수 있다.

IV. 線路辨別器의 製作 및 特性實驗

特性임피던스 Z_0 를 50ohm으로 한 中心周波數 4.94 GHz에서의 branch-line 하이브리드 3dB 結合器와 $\lambda/2$ -短絡線路 스테르브 및 $\lambda/4$ -開放線路 스테르브를 比誘電率 $\epsilon_r = 2.45$, 誘電體 두께 $h = 0.762$ mm, 基板上의 導體 두께 $t = 0.036$ mm인 copper clad teflon 基板으로 製作하였다. 이 때에 각 部分의 線路의 幅 및 長이를 구하기 위하여 Wheeler가 提示한 마이크로스트립의 特性임피던스 및 有效誘電率에 관한 式을 이용하였다.⁶⁾

여기서 辨別器의 檢波回路 部分이 負荷效果로 나타나는 것을 막기 위하여 檢波다이오드로 사용한 Hewlett Packard의 zero bias schottky detector diode

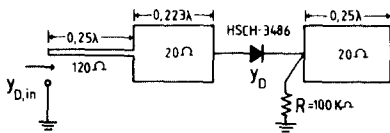


그림 6. 檢波回路
Fig. 6. Detecting circuit.

HSCH-3486의 어드미턴스 데이터를 가지고 Smith chart를 이용하여 그림 6 과 같은 檢波回路를 設計하였다.

檢波回路의 正規化 入力어드미턴스 $y_{b, in}$ 이 中心周波數 부근에서 마이크로스트립 스티브의 正規化 特性어드미턴스 1mho에 比하여 충분히 작게 하기 위하여 120ohm인 높은 임피던스의 $\lambda/4$ -變成器 線路和 20 ohm인 낮은 임피던스의 線路를 사용하였으며 20ohm 線路의 長이는 中心周波數에서 入力어드미턴스가 實數가 되도록 正하였다.

中心周波數에서 다이오드의 等價어드미턴스는 $Y_b = 0.046 + j 0.43 \text{ mho}$ 이며 이 때에 檢波回路의 入力어드미턴스는 $y_{b, in} = 0.0012 + j 0 \text{ mho}$ 가 되어 負荷效果를 無視할 수 있다.

다이오드 다음에 連結된 特性임피던스 20ohm의 $\lambda/4$ -開放線路 스티브는 中心周波數 부근에서는 短絡의 役割을 하나 낮은 信號周波數에 대해서는 커패시터 役割을 하며 이 때의 커패시터 靜電容量은 $C = \epsilon A/d$ 인 관계식에서 대략 0.46 pF가 구해지므로 따라 集中素子 커패시터를 사용하지 않았다.

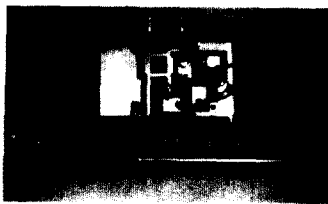


그림 7. Branch-line 하이브리드 3 dB 結合器를 이용한 線路 周波數 辨別器
Fig. 7. Line frequency discriminator using branch-line hybrid 3 dB coupler.

실제 製作한 branch-line 하이브리드 3dB 結合器 線路辨別器에서 port 4 에 連結되는 負荷저항인 50ohm의 터미네이션을 제외한 辨別回路의 모양은 그림 7 과 같으며 그림 8 과 같은 測定시스템에 의하여 임피던스 整合 및 周波數 辨別特性을 測定하였다.

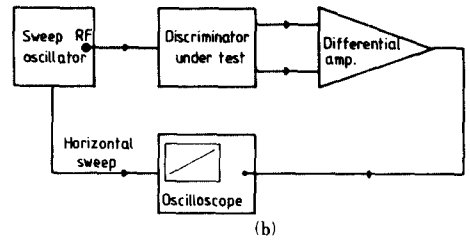
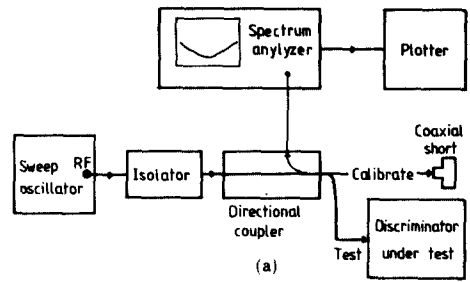


그림 8. (a) Return loss 測定시스템
(b) 辨別特性 測定시스템
Fig. 8. (a) Return loss measuring system.
(b) Discrimination measuring system.

$f_0 \pm 500\text{MHz}$ 사이의 return loss 特性은 그림 9와 같이 나타났으며 $4.94\text{GHz} \pm 4\%$ 의 帶域幅 内에서는 return loss가 15dB 以上으로서 $\text{VSWR} < 1.4$ 인 사용 가능한 特性을 얻을 수 있다.

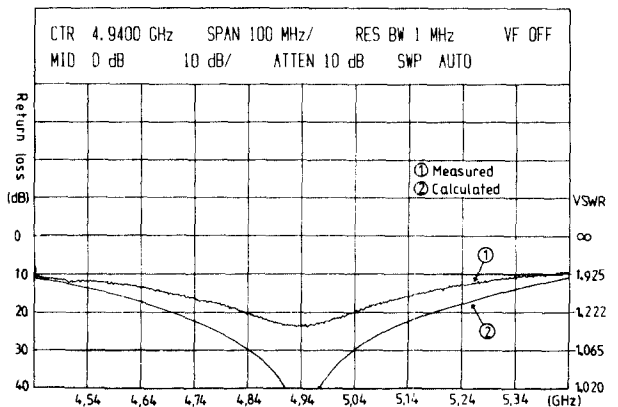


그림 9. Return loss의 측정치와 이론치
Fig. 9. Theoretical and measured values of return loss.

그림 8 (b)에 의하여 帶域幅 400MHz 까지 辨別器의 入力를 1.0mW로 일정하게 인가하며 周波數 辨別特性을 測定하였으며 그림 10과 같은 辨別器의 動特性을 얻

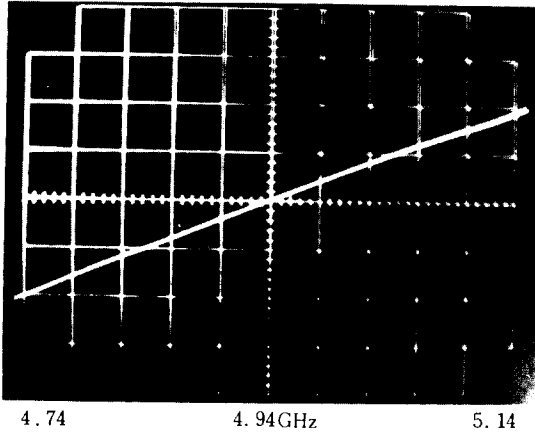


그림10. 周波數 辨別特性(入力 power : 1.0mw, 시스템 손실 : 0.16mw X축 : 40MHz/div, Y축 : 10mv/div)

Fig. 10. Characteristic of frequency discrimination.

었다. 여기서 線路 周波數 辨別器의 전체 시스템 손실은 0.16mW이었다.

V. 結 論

Branch-line 하이브리드 3dB 結合器에 $\lambda/2$ -短絡線路 스테브와 $\lambda/4$ -開放線路 스테브를 連結하여 임피던스 整合을 시키면서 스테브에 생기는 定在波를 이용하여 마이크로波帶 線路 周波數 辨別器의 具現이 可能함을 알았다.

本 論文에서 設計 製作한 辨別器의 帶域幅은 中心周波數 4.94GHz에서 400MHz를 얻었으며 return loss > 15dB인 整合特性을 가진다. 이것은 Zhuang Kuan-Jie [1]가 2 개의 하이브리드 브릿지와 2 개의 LPF를 사

용하여 1.38GHz에서 얻은 50MHz의 帶域幅에 비하면 比帶域幅이 약 2 배가 넓으며 構造가 簡單하여 製作이 容易하다.

T-junction effect를 고려하여 하이브리드 結合器를 設計하고 比誘電率이 높은 基板을 선택하여 製作한다면 入力整合特性을 보다 더 理論值에 가까이 개선할 수 있을 것으로 기대한다.

參 考 文 獻

- [1] Zhuang Kuan-Jie and Lin Fu-Hua, "Direct microwave modulation and demodulation," *IEEE MTT-S Digets*, pp. 547-549, 1983.
- [2] Choong Woong Lee, "An analysis of a super wide-band FM line discriminator," *Proc. IEEE*, vol. 52, no 9, pp. 1034-1038, Sep. 1964.
- [3] 張益深, 朴顯深, "마이크로스트립 線路 廣帶域 마이크로波 周波數 辨別器에 관한 研究", 대한 전자공학회誌, 第16卷 第3号, pp. 49-56, 7月 1979年.
- [4] J. Reed and G.J. Wheeler, "A method of analysis of symmetrical four-port networks," *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-4, no. 4, pp. 246-252, Oct. 1956.
- [5] Tri T. Ha, *Solid-State Microwave Amplifier Design*. Wiley New York, pp. 15-16, 1981.
- [6] Harold A. Wheeler, "Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-25, no. 8, pp. 631-647, Aug. 1977.