

Binary power divider를 이용한 마이크로스트립 線路 廣帶域 마이크로波 周波數 弁別器에 관한 研究

(A Study on the Microstrip Line Wide-Band Microwave Frequency Discriminator Using Binary Power Divider)

曹 洪 九*, 李 忠 雄**

(Hong Goo Cho and Choong Woong Lee)

要 約

Binary power divider에 길이가 같은 開放線路 스텐브와 短絡線路 스텐브를 연결하여 入力 임피던스를 整合시키면서 스텐브에 생기는 定在波를 이용하는 새로운 形態의 마이크로波帶 廣帶域 線路 周波數 弁別器의 理論을 提示하고 그것을 S-band에서 마이크로스트립으로 具現하였다.

實驗적으로 中心周波數 3.2GHz에서 약 20%의 辯別帶域幅을 가지며 이 범위에서 return loss < 15dB (VSWR < 1.43)로서 사용할 수 있는 임피던스 整合特性을 얻었다.

Abstract

In this paper the design of a new microstrip wide-band microwave discriminator is presented which is composed of a binary power divider, an open stub and a shorted stub. The microstrip line frequency discriminator is designed at the center frequency of 3.2 GHz. Measured discriminating bandwidth is about 20% and return loss is 15 dB or more over that frequency range. Experimental results are in good agreement with the theory.

I. 序 論

마이크로波帶에서의 周波數 弁別器로서는 導波管 共振器를 주로 이용해 있으나 共振器의 Q가 수 1,000~10,000정도로 크기 때문에 廣帶域 周波數 弁別器를 實現하기는 거의 불가능하다. 3dB 하이브리드 素子를 사용하여 廣帶域의 周波數 弁別器가 實現되었으나^{1,2)} 2개의 하이브리드 素子로 構成되므로 構造가 複雜하다.

Branch-line 하이브리드, $\lambda/4$ 結合線路 結合器, 링 하이브리드 등의 3dB 結合器에 開放線路 스텐브와 短

絡線路 스텐브를 연결하여 마이크로스트립으로 構造가 간단한 線路 周波數 弁別器의 具現이 가능하나 5% 정도의 弁別帶域幅밖에 얻을 수 없다.^{3,4)}

VHF帶에서 소개된 廣帶域의 線路 周波數 弁別器⁵⁾의 브리지回路를 應用하여 S-band에서 마이크로 스트립으로 근사적으로 具現하여 20%의 弁別帶域幅을 얻었으나 給電線과 브리지回路 사이에 結合回路가 들어가야 하며 2重構造로 구성되므로 回路가 複雜하다.⁶⁾ 마이크로스트립과 슬롯線路를 이용하여 브리지回路를 實現하면⁷⁾ 50% 정도의 弁別帶域幅을 얻을 수 있으나 誘電體 基板의 양면을 사용해야 하는 短點이 있다.

本 論文에서는 binary power divider에 開放線路 스텐브와 短絡線路 스텐브를 연결하므로서 入力 임피던스를 整合시키면서 스텐브에 생기는 定在波를 이용하는, 構造가 간단하면서 20% 정도의 弁別帶域幅을 가지는

*正會員, 國民大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kook Min Univ.)
**正會員, 서울大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Seoul National Univ.)
接受日字: 1985年 1月 17日

線路 周波數 弁別器를 具現하는 理論을 제시하고 S-band 에서 마이크로스트립으로 實現하여 그 特性을 調査한다.

II. 線路 弁別器의 構成 및 解析

Binary power divider는 그림 1 에서 port 2 와 3 가 整合되어 있고 port 1 에서 信號가 인가되면 入力임피던스는 整合特性을 나타내며 電力은 兩分되어 port 2 와 3 으로 전달되고 internal termination Rx에서는 損失이 생기지 않는다. 한편 port 2 에서 信號가 인가되고 나머지 두 port 가 整合이 되어있으면 入射電力의 折半이 port 1 으로 전달되고 나머지 半은 Rx에서 소모되며 port 3 으로는 전달이 되지 않는다. 즉 port 2 와 3 는 서로 分離되어 있다.

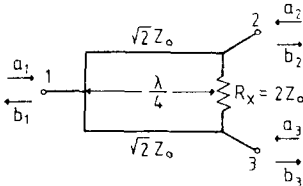


그림 1. Binary 電力分配器
Fig. 1. Binary power divider.

이러한 特性을 이용하여 binary power divider 의 port 2 와 3 에 그림 2 와 같이 特性임피던스가 Z0 이고 길이가 같은 開放線路 스테브와 短絡線路 스테브를 각각 연결하면 port 1 에서 入射된 信號는 位相과 振幅이 같은 두 信號로 나누어져 port 2 와 3 에 연결된 스테브에 인가되어 絡端까지 傳播된다. 開放線路 스테브와 短絡線路 스테브의 終端에서 反射係數는 각각 +1 과 -1 이므로 終端에서 全反射된 두 信號는 서로 逆位相이 되어 진행하면서 入射波와 작용하여 傳送線路에 定在波를 形成하면서 다시 port 2 와 3 으로 되돌아 오므로 internal termination Rx에서 反射電力이 소모되고 port 1 으로는 振幅이 같은 두 信號가 逆位相으로 作用

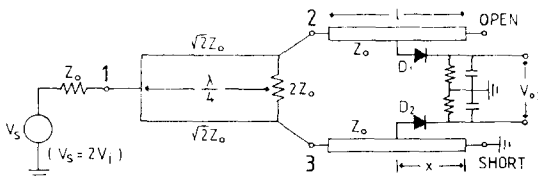


그림 2. Binary 電力分配器를 이용한 線路 周波數 弁別器 回路

Fig. 2. Circuit of line frequency discriminator using a binary power divider.

하므로 反射波가 傳達이 되지 않고 入力임피던스 整合이 이루어짐을 알 수 있다. 따라서 負荷效果를 무시할 수 있는 檢波回路를 스테브에 竝列로 연결하여 定在波의 振幅을 檢波한 후 두 電壓의 차이가 出力電壓이 되게 하여 線路 周波數 弁別器를 構成할 수 있다.

Binary power divider의 S-파라미터는 回路의 對稱性和 可逆性을 이용하면

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} \\ S_{12} & S_{23} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (1)$$

와 같이 표시된다. 周波數의 變動에 따른 S-파라미터를 구하기 위해 그림 1 에서 特性임피던스가 sqrt(2)Z0 이고 中心周波數에서 lambda/4인 傳送線路의 電氣角을 theta 라 하면 周波數와는 theta = pi*f/2f0인 관계식이 성립한다. 回路의 對稱性和 even 및 odd mode 解析法^[8]을 이용하여 binary power divider의 S-파라미터를 theta의 함수로 표시하면 다음과 같다.

$$S_{11} = -\frac{\cos \theta}{3\cos \theta + j2\sqrt{2} \sin \theta} \quad (2a)$$

$$S_{12} = \frac{2}{3\cos \theta + j2\sqrt{2} \sin \theta} \quad (2b)$$

$$S_{22} = -\frac{\cos^2 \theta}{3\cos^2 \theta - 8\sin^2 \theta + j8\sqrt{2} \cos \theta \sin \theta} \quad (2c)$$

$$S_{23} = \frac{2\cos^2 \theta + j2\sqrt{2} \cos \theta \sin \theta}{3\cos^2 \theta - 8\sin^2 \theta + j8\sqrt{2} \cos \theta \sin \theta} \quad (2d)$$

中心周波數 f0에서의 S-파라미터는 식(1)과(2)에서

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & -j \\ -j & 0 & 0 \\ -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

가 되어 binary power divider의 特性을 잘 나타낸다.

Binary power divider를 이용한 傳送線路 周波數 弁別器의 入力反射係數 S'11은 그림 2에서 port 1에 1V의 入射波가 인가될 때에 되돌아 오는 反射波와 같다. Port 2 와 3 에 연결된 두 스테브의 入力反射係數를 각각 S2, S3라 하면 binary power divider의 S-파라미터와는 다음과 같은 관계식이 성립한다.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ S_2 b_2 \\ S_3 b_3 \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서 b1을 구하면 弁別器의 入力反射係數 S'11가 되며 정리하면 다음과 같다.

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}^2 [(S_2 + S_3) - 2(S_{22} - S_{23})S_2 S_3]}{1 - S_{22}(S_2 + S_3) - S_2 S_3 (S_{22} - S_{23}^2)} \quad (5)$$

開放線路 스테브와 短絡線路 스테브의 入力反射係數 S2와 S3는, 檢波回路의 負荷效果를 무시할 수 있다면 스테브線路의 位相定數를 beta, 스테브의 길이를 l이라

하고 $\phi = \beta \ell$ 로 두면

$$S_2 = -e^{-j2\phi} \quad (6a)$$

$$S_3 = e^{-j2\phi} \quad (6b)$$

가 된다.

弁別器의 入力反射係數 S_{11} 는 스텐브의 길이 ℓ 에 따라서 달라지므로 몇 가지 경우에 대해서 周波數의 變動에 따른 S_{11} 를 식(2), (5) 및 (6)을 이용하여 구한 후에 定在波比와의 관계식 $VSWR = (1 + |S_{11}|) / (1 - |S_{11}|)$ 를 이용하여 VSWR로 환산하여 圖示하면 그림 3과 같다.

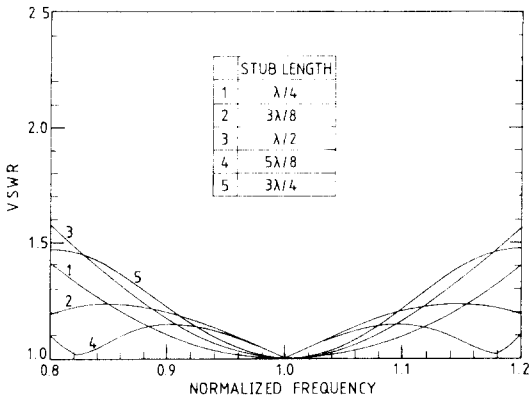


그림 3. 스텐브의 길이와 周波數 變化에 따른 線路 弁別器의 定在波比 理論值

Fig. 3. Theoretical VSWR for line discriminator versus normalized frequency with stub lengths as parameters.

그림 2에서 電源電壓 V_s 를 2V라 하면 port 1에서 入射되는 電壓은 1V가 되며 port 2와 3에 연결된 開放線路 스텐브와 短絡線路 스텐브에 入射되는 電壓은 각각 S_{21} , S_{31} 이 된다. 각 스텐브의 終端에서 x 만큼 떨어진 지점에서의 定在波 電壓을 각각 $V_{oc}(x)$, $V_{sc}(x)$ 라 하면

$$V_{oc}(x) = 2S_{21}e^{-j\phi} \cos \beta x \quad (7a)$$

$$V_{sc}(x) = j2S_{31}e^{-j\phi} \sin \beta x \quad (7b)$$

가 된다.

檢波다이오드가 自乘檢波를 한다면 다이오드回로를 통하여 定在波 振幅의 自乘에 비례하는 電壓이 나타나며, 두 電壓의 차이가 弁別器의 出力電壓 V_{o2} 가 되게 하면

$$\begin{aligned} V_{o2} &= \eta (|V_{sc}(x)|^2 - |V_{oc}(x)|^2) \\ &= -4\eta |S_{21}|^2 \cos 2\beta x \end{aligned} \quad (8)$$

가 된다. 여기서 η 는 다이오드回로의 定在波 電壓에 대한 感度이다. 식(8)에서 弁別器의 出力電壓 V_{o2} 가 中心周波數 f_0 에서 0V가 되어야 하며, 이때 檢波回로

의 位置 x 는 $x = (2n+1)\lambda_0/8$ ($n=0, 1, 2, \dots$)가 됨을 알 수 있다.

$n=0$ 일 때 弁別器의 出力電壓 V_{o2} 는 식(2)와 (8)에서 정리하면

$$V_{o2} = -\eta \frac{16 \cos \theta}{8 + \cos^2 \theta} \quad (9)$$

가 된다. 여기서 $\theta = \pi/2f_0$ 가 되므로 $\eta=1$ 로 가정했을 때의 周波數에 따른 弁別器의 出力電壓은 그림 4와 같다. n 이 증가할 수록 弁別器의 感度는 증가하나 弁別帶域幅은 좁아진다.⁹⁾

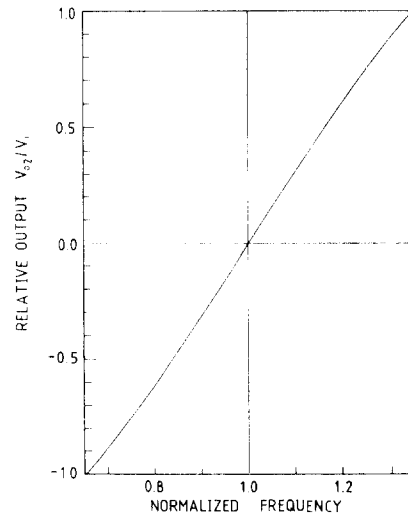


그림 4. 正規化 周波數에 대한 線路 弁別器의 出力電壓 相對值 ($n=0$)

Fig. 4. Relative output of line discriminator vs normalized frequency ($n=0$).

그림 3과 4에서 binary power divider를 이용하여 20% 정도의 弁別帶域幅을 가지는 線路 周波數 弁別器의 具現이 가능함을 알 수 있다.

III. 線路 弁別器의 具現 및 特性實驗

特性임피던스 Z_0 를 50Ω 로 하고 binary power divider의 port 2와 3에 연결되는 開放線路 스텐브와 短絡線路 스텐브의 길이가 $\lambda_0/4$ 인 線路 周波數 弁別器를 中心周波數 $f_0=3.2\text{GHz}$ 에서 設計하여 比誘電率 $\epsilon_r=2.45$, 誘電體 두께 $h=0.762\text{mm}$, 基板上的 導體 두께 $t=0.036\text{mm}$ 인 copper clad teflon 基板上에 마이크로스트립으로 製作하였다. 이 때에 각 傳送線路의 幅 및 길이는 wheeler¹⁰⁾가 提示한 마이크로스트립의 特性 임피던스 및 有效誘電率에 관한 식을 이용하여 구하였다. 開放線路 스텐브의 終端은 終端效果를 고려하여 마

이크로스트립 線路의 길이를 0.46h 短縮하였으며¹¹⁾ 短絡線路 스테브의 終端은 얇은 銅板을 誘電體 基板과는 직각으로 挿入하여 스테브의 끝부분과 接地面을 연결하였다. 이 때에 스테브와 연결되는 곳은 마이크로스트립의 幅과 같게 하고 接地面 쪽으로 갈수록 銅板의 幅을 넓어지게 하였다.

弁別器의 檢波回路 부분은 負荷效果로 나타나는 것을 막기 위하여 그림 5 와 같이 設計하였다. 125Ω인 높은 特性임피던스의 λ/4-變成器 線路에, 矩形의 스테브에 比하여 넓은 周波數에 걸쳐서 入力리액턴스의 크기가 작은 radial stub^{12, 13)}를 연결하여, 다이오드 (HSCH-3486)의 等價 임피던스와는 거의 무관하게 檢波回路의 入力임피던스 $Z_{in, D}$ 가 스테브線路의 特性임피던스 Z_0 에 比하여 충분히 크게 하였다. 이 때에 radial stub의 角度는 180°, 半徑 $r_L=9.8mm$ 로 하였다.

다이오드 다음에 연결된 180° radial stub는 中心周波數 部分에서는 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 $C=\epsilon A/h$ 인 근사식에서 대략 4.3pF가 되므로 따로 集中素子 커패시터를 사용하지 않았다.

실제로 具現한 마이크로스트립 線路 周波數 弁別器는 그림 6 과 같다. 이 때에 사용된 誘電體 基板의 크기는 70×40mm이다.

$f_0 \pm 500MHz$ 에서의 弁別器의 return loss 特性은 그림 7 과 같이 나타났다. 入力임피던스 整合이 가장 잘 되는 점은 中心周波數에서 2% 移動하여 3.135GHz에서 나타났다.

$f_0 \pm 325MHz$ 사이의 弁別器의 動特性은 그림 8 과 같으며 이 때의 入射電力은 10.0mW이다.

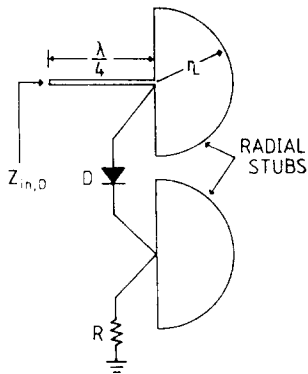


그림 5. 線路 弁別器의 檢波回路
Fig. 5. Detecting circuit of line discriminator.

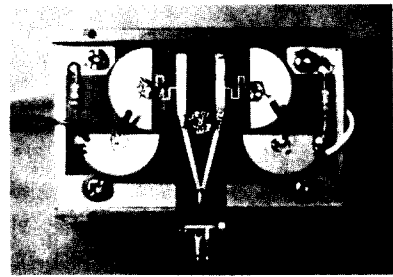


그림 6. Binary power divider를 이용한 線路 周波數 弁別器
Fig. 6. Line frequency discriminator using a binary power divider.

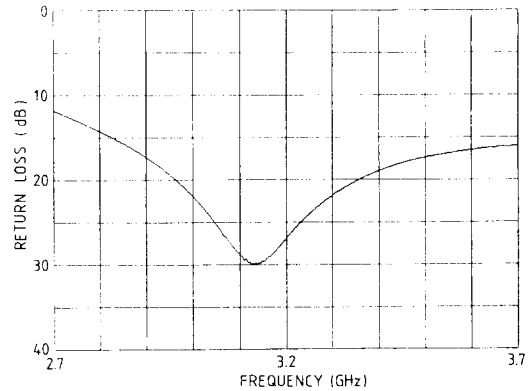


그림 7. 線路 弁別器의 return loss 測定值
Fig. 7. Measured return loss of line discriminator.

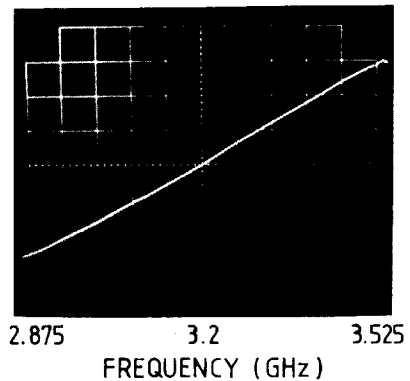


그림 8. 線路 弁別器의 動特性
($P_{in} : 10mW$, X축 : 65MHz/div., Y축 : 20mV/div.)
Fig. 8. Dynamic characteristics of line discriminator.

IV. 結 論

開放線로 스티브와 短絡線로 스티브의 定在波를 이용하는 線路 周波數 弁別器를 具現하기 위하여 binary power divider를 사용하면 마이크로波帶에서 廣帶域의 弁別帶域幅(20%)을 얻을 수 있음을 알았다.

Binary power divider를 이용한 線路 周波數 弁別器는 3dB 結合器를 이용하는 線路 弁別器보다 回路가 차지하는 面積이 작으면서 廣帶域의 弁別特性을 가진다.

本 論文에서 設計 製作한 마이크로스트립 線路 弁別器는 中心周波數 3.2GHz에서 약 20%의 弁別帶域幅을 가지며, 이 범위에 걸쳐서 return loss >15dB (VSWR < 1.43)인 入力임피던스 整合特性을 얻었다. 이것은 근사적으로 理論値와 일치한다.

參 考 文 獻

- [1] M.L. Sisodia and O.P. Gandhi, "Octave bandwidth L- and S-band stripline discriminators," *IEEE Trans. Microwave Tech. (Corresp.)*, vol. MTT-15, pp. 271-272, Apr. 1967.
- [2] Ulrich H. Gysel and John P. Watjen, "Wide-band frequency discriminator with high linearity," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 373-376, 1977.
- [3] 曹洪九, 李忠雄, "Branch-line 하이브리드 3dB 結合器를 이용한 마이크로波 傳送線路 周波數 弁別器에 관한 研究," 大韓電子工學會誌, 第22卷 第6號, pp. 97-102, 11月 1985年.
- [4] 조흥구, 이충용, "3dB 방향성 결합기를 이용한 마이크로파 전송선로 주파수 변별기에 관한 연구," 대한전자공학회 하계종합학술대회 논문집, vol. 8, no. 1, pp. 453-455, 1985년.
- [5] Choong Woong Lee, "An analysis of a super wide-band FM line discriminator," *Proc. IEEE*, vol. 52, no. 9, pp. 1034-1038, Sep. 1964.
- [6] 張益洙, 朴顯洙, "마이크로스트립線路 廣帶域 마이크로波 周波數 弁別器에 관한 研究," 大韓電子工學會誌, 第16卷 第3號, pp. 49~56, 7月 1979年.
- [7] 曹洪九, 李忠雄, "마이크로스트립-슬롯트 線路 廣帶域 마이크로波 周波數 弁別器에 관한 研究," 大韓電子工學會誌, 第23卷 第1號, pp. 36~41, 1月 1986年.
- [8] 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.
- [9] C.W. Lee and W.Y. Seo, "Super wide-band FM line discriminator," *Proc. IEEE*, vol. 51, pp. 1675-1676, Nov. 1963.
- [10] 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.
- [11] T.C. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*, John Wiley & Sons, pp. 102-104, 1981.
- [12] B.A. Syrett, "A broad-band element for microstrip bias or tuning circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, no. 8, pp. 925-927, Aug. 1980.
- [13] Franco Giannini, Robert Sorrentino and Jan Vrba, "Planar circuit analysis of microstrip radial stub," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, no. 12, pp. 1652-1655, Dec. 1984.