

# 마이크로스트립 링 공진기를 이용한 마이크로파 周波數 辨別器에 관한 研究

## (A Study on the Microwave Discriminator Using Microstrip Ring Resonator)

尹 相 元\* 朴 麒 洙\*\*

(Yun, Sang-Won and Park, Kee-Soo)

要 約

本 論文에서는 마이크로스트립 링 공진기를 사용하여 마이크로파 帶域에서 周波數 辨別器를 실현 할 수 있음을 보였다.

임피던스 次元을 갖는 Green 함수를 이용하여 解釋하였으며, S-band(中心周波數 50 = 3GHz)에서 최대 45 MHz의 周波數 辨別特性을 실험으로 확인하였다.

Abstract

In this paper, it is shown that a microwave frequency discriminator can be realized by use of a simple ring resonator. Its characteristics have been analyzed by employing Green's function and verified experimentally.

The maximum frequency bandwidth obtained from the experiments is 45 MHz at S-band(center frequency 50 = 3GHz).

1. 序 論

마이크로파 FM의 受信이나 마이크로파 發振器의 AFC 등에 사용되고 있는 周波數 辨別器를 마이크로 스트립 回路로써 구성하는 방식에는 delay-line을 이용한 Time-delay방식<sup>(1)</sup>과 공진기를 이용한 Balanced-slope 방식<sup>(2)</sup>, 그밖에 廣帶域用인 Bridge 방식<sup>(3)</sup>의 辨別器가 있다.

本 論文에서는 두 개의 모드가 縮退되어 있는 간단한 링 공진器상에 notch를 파서 perturbation을 줌으로써 縮退된 두 모드를 분리시킬 수 있으며, 이 분리된 모드에 의하여 復同調 回路 특성을 얻고, 이로부터 Balanced-slope 방식으로 周波數 辨別 특성을 얻어낼 수 있음을 보인다.

링 공진器 回路의 解釋에는 임피던스 次元을 갖는 Green 함수를 이용한다.<sup>(4)</sup>

2. 링 공진器의 電磁界 分布

그림 1과 같은 링 공진器에서  $b-a > d$ 일 때 電界는  $E_z$  성분만 존재하여 Helmholtz 方程式은

$$\nabla^2 E_z + k^2 E_z = 0 \dots\dots\dots (1)$$

가 된다.<sup>(5)</sup> 여기서  $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$  이다.

기판의 두께 d가 공振波長  $\lambda_0$ 에 비해 작으면  $E_z$ 는 좌표  $r, \varphi$ 의 함수로 표시할 수 있다. 따라서, (1)을 變數分離法으로 풀어  $E_z(r, \varphi)$ 를 구하면,

$$E_z(r, \varphi) = \sum_m [A_m J_m(kr) + B_m Y_m(kr)] [C_m \cos m\varphi + D_m \sin m\varphi] \dots\dots\dots (2)$$

가 된다. 단  $J_m(kr)$ 은 m次의 제 1종 Bessel 함수이고,  $Y_m(kr)$ 은 m次의 제 2종 Bessel 함수이다.  $A_m, B_m, C_m, D_m$ 은 상수이다.

磁界는 Maxwell 方程式을 이용하면,

\* 正會員, \*\* 正會員, 서울大學校 電子工學科 (Dept. of Electronics Engineering, Seoul National Univ.)

接授日字 : 1979年 11月 9日

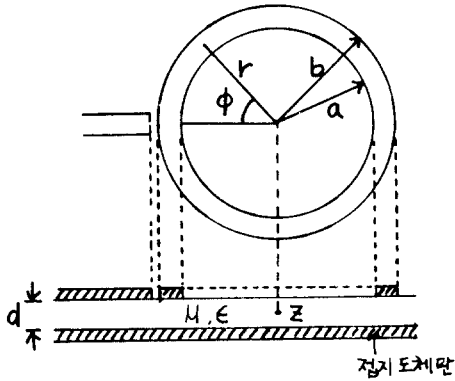


그림 1. 링 共振器의 構造  
Fig. 1. The structure of ring resonator.

$$H_r(r, \varphi) = \sum_m \frac{m}{j\omega\mu} [A_m J_m(kr) + B_m Y_m(kr)] [-D_m \cos m\varphi - C_m \sin m\varphi] \dots (3)$$

$$H_\varphi(r, \varphi) = \sum_m \frac{k}{j\omega\mu} [A_m J'_m(kr) + B_m Y'_m(kr)] [C_m \cos m\varphi + D_m \sin m\varphi] \dots (4)$$

가 된다.

따라서, (2), (3), (4)로부터 링 共振器 내의 電界 및 磁界가 좌표에 대해 각각 두 모드(sine모드, cosine 모드)로 구성되어 있음을 알 수 있다.

edge field의 영향을 Wheeler의 有効誘電率  $\epsilon_{eff}$ 로 대체하면,  $r = a$ ,  $r = b$ 에 磁氣壁(magnetic wall)을 가정할 수 있으므로<sup>16)</sup>, 境界條件은,

$$H_\varphi(r=a) = 0, \quad H_\varphi(r=b) = 0$$

가 되고, (4)로부터

$$A_m J'_m(ka) + B_m Y'_m(ka) = 0 \dots (5)$$

$$A_m J'_m(kb) + B_m Y'_m(kb) = 0$$

가 만족되어야 함을 알 수 있다.

또  $A_m, B_m$ 이 0이 아닌 解를 갖기 위해서는(5)로부터

$$J'_m(ka) Y'_m(kb) - J'_m(kb) Y'_m(ka) = 0 \dots (6)$$

가 되어야 한다. (6)에서,  $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$  ( $\epsilon = \epsilon_{eff} \epsilon_0$ )이므로 共振周波數  $f_0$ 를 결정할 수 있다.

### 3. 링 共振器의 回路 解釋

일반적인 平面回路 理論에 의하여 等價回路를 구하기 위해 그림 2와 같은 開放境界 平面回路網을 생각한다.

그림 2와 같은 n-port 回路내에서 Maxwell 方程式이 성립하므로, 이로 부터

$$\nabla_T^2 E_z + k^2 E_z = j\omega\mu J \dots (7)$$

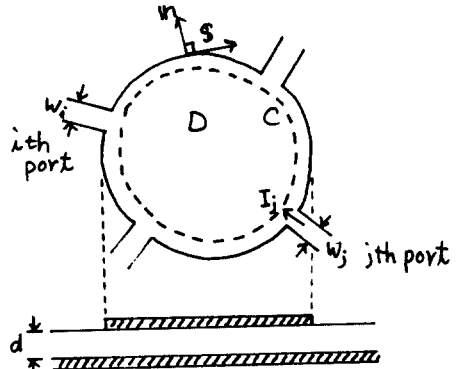


그림 2. n-port 개방 境界 평면회로  
Fig. 2. Open boundary n-port planar circuit.

를 얻을 수 있다. 단  $\nabla_T^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$  이고,  $J$ 는  $D$  내의 가상적인 電流源이다. 境界條件은 폐곡선  $C$ 에서

$$\frac{\partial E_z}{\partial n} = 0 \dots (8)$$

이다. 기판의 두께를  $d$ 라 하면  $E_z = \frac{V_z}{d}$ 이므로, (7), (8)은

$$\nabla_T^2 V_z + k^2 V_z = j\omega\mu d J \dots (9)$$

$$\frac{\partial V_z}{\partial n} = 0 \dots (10)$$

로 된다. (9)의 一般解를 Green 함수  $G(x, y | x_0, y_0)$ 를 이용하여 표시하면,

$$V_z(x, y) = \iint_D G(x, y | x_0, y_0) J(x_0, y_0) dx_0 dy_0 \dots (11)$$

가 된다.<sup>14)</sup> 그러나, 電流는 외부에서 유입되므로 2次元 Gauss의 定理를 이용하면 (11)은

$$V_z(S) = -\int_C G(S | S_0) J(S_0) dS_0 \dots (12)$$

로 고쳐 쓸 수 있다.  $J(S_0)$ 는 폐곡선  $C$ 를 통하여  $D$  내로 흘러 들어오는 電流이다.

그림 2에서 폭이  $W_i$ 인 임의의  $i$ 번째 port에 걸리는 電壓  $V_z(S)$ 의 평균값을  $V_i$ 라 하면,  $V_i$ 는

$$V_i = \frac{1}{W_i} \int_{W_i} V(S) dS \dots (13)$$

가 되어 (12)는

$$V_i = \frac{-1}{W_i} \int_{W_i} \left[ \sum_j \int_{W_j} G(S | S_0) J(S_0) dS_0 \right] dS \dots (14)$$

가 된다.  $W_i, W_j$ 가 共振波長  $\lambda_0$ 에 비해 작아 Green 함수값이  $W_i, W_j$ 에서 거의 일정하다고 가정하면, (14)는

$$V_i = \sum_j \frac{I_j}{W_i W_j} \int_{W_i} \int_{W_j} G(S | S_0) dS_0 dS \dots (15)$$

로 된다. 여기서  $I_j = -\int_{W_j} J(S_0) dS_0$ 이다.

그러므로, (15)로부터

$$Z_{ij} = \frac{I_i}{V_j} = \frac{1}{W_i W_j} \int_{W_i} \int_{W_j} G(S_i S_0) dS_0 dS \dots\dots(16)$$

가 된다.

위의 理論을 이용하여 그림 3과 같은 2-port 링

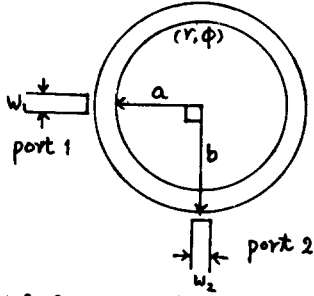


그림 3. 2-port 링 공진기 회로  
Fig. 3. 2-port ring resonator circuit.

공진기 회로의 임피던스 행렬을 전개한다.

$$V_1^2 V_2 + k^2 V_2^2 = -j\omega\mu dJ \dots\dots(9)$$

이므로

$$V_1^2 G + k^2 G = -j\omega\mu d \delta(r-r_0) \delta(\varphi-\varphi_0) \dots\dots(17)$$

에서 Green 함수는

$$G(r, \varphi | r_0, \varphi_0) = j\omega\mu d \sum_m \frac{\varphi_{mn}(r, \varphi) \varphi_{mn}(r_0, \varphi_0)}{r_{mn}^2 - k^2} \dots\dots(18)$$

이다.  $\varphi_{mn}$ 은 고유함수이며

$$\varphi_{mn}(r, \varphi) = K_{mn} [j_m(k_{mn} r) Y_m(k_{mn} a) - Y_m(k_{mn} r) J'_m(k_{mn} a)] \times \cos m(\varphi - \varphi_0) \dots\dots(19)$$

가 된다. (7) 단  $K_{mn}$ 은 상수이며

$$K_{mn} = \frac{\sqrt{\pi \epsilon m}}{2} \left\{ \frac{J'_m(k_{mn} a)}{J'_m(k_{mn} b)} \right\} b^2 \left[ 1 - \left( \frac{m}{k_{mn} b} \right)^2 \right] - a^2 \left[ 1 - \left( \frac{m}{k_{mn} a} \right)^2 \right] \right\}^{-1/2}$$

$$\epsilon_m = \begin{cases} 1 & m = 0, \\ 2 & m \neq 0, \end{cases} \quad \begin{cases} m = 0, 1, 2, \dots \\ n = 1, 2, 3, \dots \end{cases}$$

이고  $k_{mn}$ 은 (6)의 n번째 解이다.

기본 모드(m=1, n=1)만이 共振된다고 가정하면 Green 함수  $G_D(r, \varphi | r_0, \varphi_0)$ 는

$$G_D(r, \varphi | r_0, \varphi_0) = \frac{j\omega\mu d k_{11}^2}{k_{11}^2 - k^2} [J_1(k_{11} r) Y'_1(k_{11} a) - Y_1(k_{11} r) J'_1(k_{11} a)] \times [J_1(k_{11} r_0) Y'_1(k_{11} a) - Y_1(k_{11} r_0) J'_1(k_{11} a)] \cos(\varphi - \varphi_0) \dots\dots(20)$$

가 된다.

따라서,  $W_1 = W_2 = W$ 일 때 (16)에 의한 임피던스 행렬의 각 성분은

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{j\omega\mu d k_{11}^2 P^2(b)}{k_{11}^2 - k^2}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = 0 \dots\dots(21)$$

로 구해지며,  $P(r) = J_1(k_{11} r) Y'_1(k_{11} a) - Y_1(k_{11} r) J'_1(k_{11} a)$ 이다.

그러므로, 그림 3과 같은 2-port 링 공진기의 임피던스 행렬 [Z]는

$$[Z] = \begin{bmatrix} jX & 0 \\ 0 & jX \end{bmatrix} \dots\dots(22)$$

가 된다. 여기서  $X = \frac{\omega\mu d k_{11}^2 P^2(b)}{k_{11}^2 - k^2}$ 이다.

(22)로부터 어드미턴스 행렬 [Y]는

$$[Y] = [Z]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{jX} & 0 \\ 0 & \frac{1}{jX} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} j b_{11} & 0 \\ 0 & j b_{11} \end{bmatrix} \dots\dots(23)$$

이다.  $b_{11} = -\frac{1}{X}$ 이다.

(22)나 (23)에서 그림 3의 port 1, 2가 결합되지 않음을 알 수 있다.

그러면, 그림 4와 같이 링 안쪽의 원주상에서 각  $\varphi$  되는 지점에 면적이  $\Delta S$ 인 notch를 판 경우를 생각해 본다.

notch에 의해 靜電에너지만 감소된다고 가정하면,

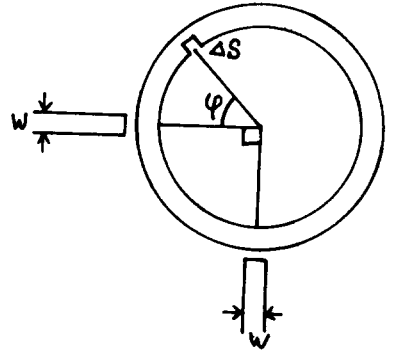


그림 4. Notch를 판 2-port 링 공진기 회로

Fig. 4. 2-port ring resonator circuit with notch.

等價的으로 서셉턴스  $jb'(b' < 0)$ 이 그 지점에 負荷로 연결되었다고 생각할 수 있다. (4) 즉 3-port 회로가 된다. 여기서 port 1, 2사이의 임피던스 행렬 [Z']을 구하면\*

$$[Z'] = \begin{bmatrix} \frac{1}{jb_{11}} \left( 1 - \frac{b' \cos \varphi}{b_{11} + b'} \right) - \frac{b' \cos \varphi \sin \varphi}{jb_{11} (b_{11} + b')} \\ - \frac{b' \cos \varphi \sin \varphi}{jb_{11} (b_{11} + b')} & \frac{1}{jb_{11}} \left( 1 - \frac{b' \sin^2 \varphi}{b_{11} + b'} \right) \end{bmatrix} \dots\dots(24)$$

가 된다. 따라서, (24)에서 port 1, 2가 결합됨을 알 수 있으며  $\varphi = \frac{\pi}{4}$ 로 했을 때, 기본 모드에 그림 4의

2-port 링 共振器의 등가회로 및 회로 정수는 그림 5와 같다.

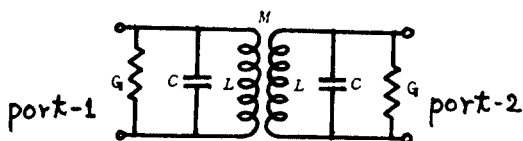


그림 5. 그림 4의 등가회로  
Fig. 5. The equivalent circuit of fig. 4.

$$K = \frac{M}{L} = \frac{\Delta S k_{11}^2 P^2(b)}{2}$$

$$C = \frac{\epsilon}{dk_{11}^2 P^2(b)} - \frac{\epsilon \Delta S}{2d}$$

$$L = \frac{\mu dk_{11}^2 P^2(b)}{(1-k^2) k_{11}^2}$$

$$R = \frac{1}{G} = \frac{dQ_0 k_{11}^2 P^2(b)}{\omega_0 \epsilon}$$

4. 平衡 周波數 辨別 特性의 유도

그림 6과 같이  $\varphi = \frac{\pi}{4}$  지점에서 notch를 파고 port-2를 a 지점으로 옮겼을 때 port-1, 2 사이의 임피던스 行列  $[Z_1]$ 은

$$[Z_1] = \begin{bmatrix} \frac{1}{jb_{11}} \left(1 - \frac{b'/2}{b_{11}+b}\right) & -\frac{1}{j\sqrt{2}b_{11}} \left(1 - \frac{b'}{b_{11}+b}\right) \\ -\frac{1}{j\sqrt{2}b_{11}} \left(1 - \frac{b'}{b_{11}+b}\right) & \frac{1}{jb_{11}} \left(1 - \frac{b'}{b_{11}+b}\right) \end{bmatrix} \dots (25)$$

로 되며\*, port-2를 a' 지점으로 옮겼을 때 port-1, 2 사이의 임피던스 行列  $[Z_2]$ 를 구하면,

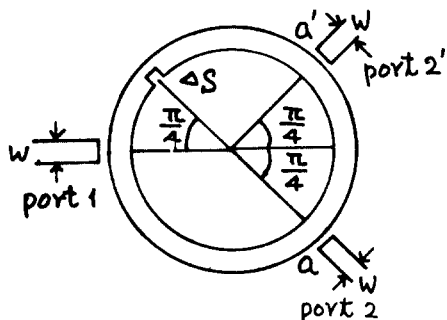


그림 6. 주파수 변별기 회로  
Fig. 6. The frequency discriminating circuit.

$$[Z_2] = \begin{bmatrix} \frac{1}{jb_{11}} \left(1 - \frac{b'/2}{b_{11}+b}\right) & -\frac{1}{j\sqrt{2}b_{11}} \\ -\frac{1}{j\sqrt{2}b_{11}} & \frac{1}{jb_{11}} \end{bmatrix} \dots (26)$$

로 된다.

따라서, (25), (26)으로 부터 port 1 ~ port 2, 2'의 등가회로를 그리면 그림 7과 같다.

그러므로 그림 6의 a, a'에 다이오드를 연결하여 出力  $e_0$ 를 얻으면 그림 7에서

$$|e_0| = A \left[ \frac{1}{\sqrt{1+Q_{ext}^2 \left(\frac{\omega-\omega_1}{\omega_1}\right)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1+Q_{ext}^2 \left(\frac{\omega-\omega_2}{\omega_2}\right)^2}} \right] \dots (27)$$

이 된다. 여기서  $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ ,  $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$ ,  $Q_{ext} \cong \omega C_0 Z_0$ , A는 상수이다. (27)로 부터 그림 8과 같은 周波數 辨別 特性을 얻는다.

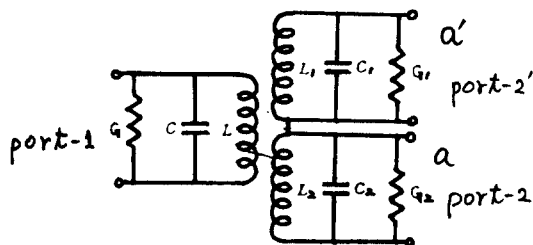


그림 7. 그림 6의 등가회로  
Fig. 7. The equivalent circuit of fig. 6.

$$L = L_1 = L_2$$

$$C_1 = C - \frac{\epsilon \Delta S}{2d}$$

$$C_2 = C + \frac{\epsilon \Delta S}{2d}$$

$$G = G_1 = G_2$$

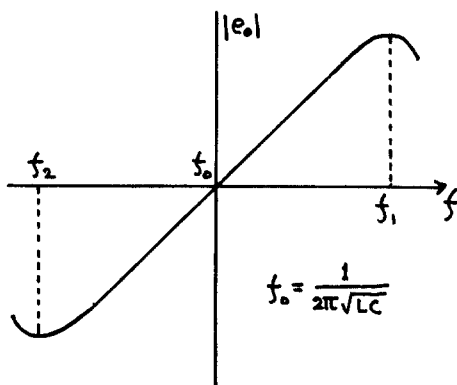


그림 8.  $e_0$ 의 주파수 특성  
Fig. 8. The freq. characteristic of  $e_0$ .

5. 設計 및 實驗

$a \approx b$ 인 폭이 좁은 링인 경우에 (b)은  

$$[(kR)^2 - m^2][J_{m-1}(kR)Y_m(kR) - Y_{m-1}(kR)J_m(kR)] = 0 \dots\dots\dots(28)$$

로 근사된다.<sup>(8)</sup> 여기서  $R = \frac{a+b}{2}$ 이다.  
 따라서, (28)에서  $kR = m$ 이 성립되어야 하므로,  $m = 1$  (기본 모드)일 때 설계하였다.

中心周波數  $f_0 = 3$  GHz로 하고 링의 폭  $b-a = 1.4$  mm로 했을 때 링 공진기 회로의 치수는 다음과 같다.

- $R = 0.9$  cm
- $a = 0.83$  cm,  $b = 0.97$  cm
- $W = 1.4$  mm ( $50\Omega$ )

notch의面積  $\Delta S = 0.3$  mm<sup>2</sup>로 하여 그림 9의 실험 장치로 透過特性 및 周波數 辨別特性을 측정하였다. 그림 10은 그림 4의 링 공진기 회로의 透過特性이며, 그림 11은 그림 6의 周波數 辨別特性이다. 실험에 사용된 기판은 比誘電率  $\epsilon_r$ 이 4인 epoxy fiber glass이다.

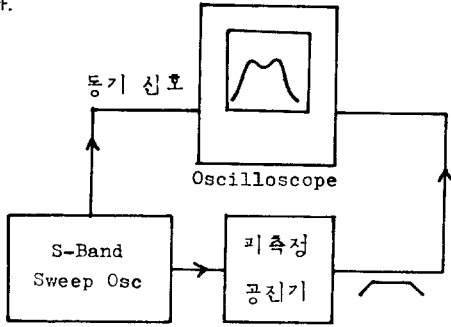


그림 9.(a) 투과특성 측정장치도  
 Fig. 9.(a) The system for measuring transmission characteristics.

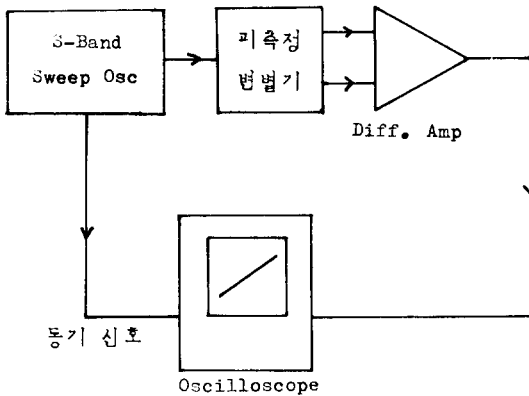


그림 9.(b) 주파수 변별 특성 측정장치도  
 Fig. 9.(b) The system for measuring frequency discriminating characteristics.

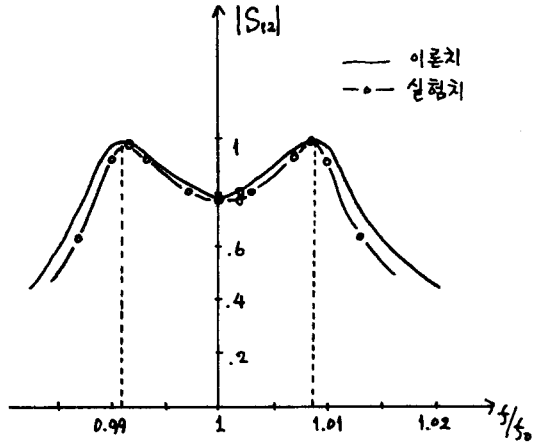


그림 10.(a) 투과 특성  
 Fig. 10.(a) The transmission characteristics.

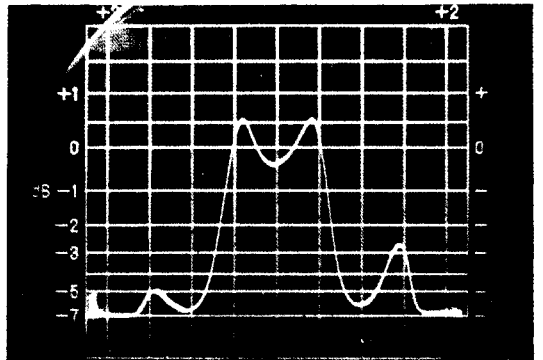


그림 10.(b) 투과특성의 display  
 Fig. 10.(b) The display of transmission characteristics.

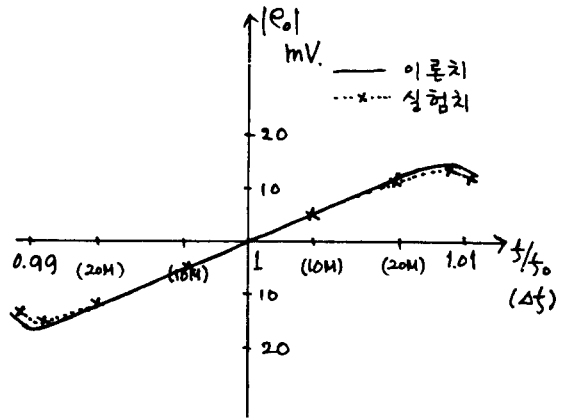


그림 11.(a) 주파수 변별 특성  
 Fig. 11.(a) The frequency discriminating characteristics.

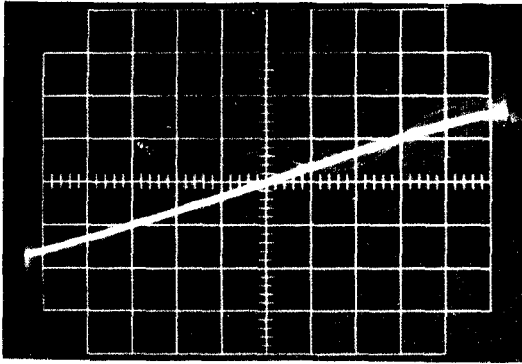


그림 11.(b) 주파수 변별특성의 display  
Fig. 11.(b) The display of frequency discriminating.

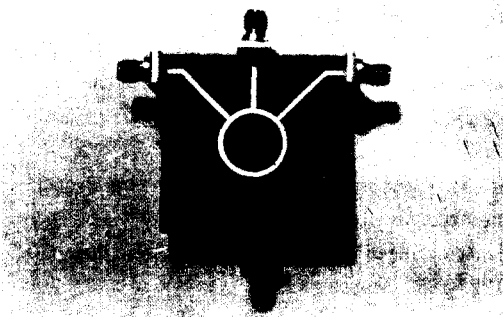


그림 12. 주파수 변별기  
Fig. 12. The microstrip frequency discriminator.

6. 結 論

간단한 마이크로스트립 링 공진기를 사용하여 마이크로파 周波數 辨別器를 실현할 수 있음을 알았다.

제작한 주파수 변별기로 S-band (中心 周波數 3 GHz)에서 帶域幅 45MHz를 얻었으며, 이는 Granziano가 YIG 공진器를 사용했을 때 (fractional bandwidth: 1/100) 보다 손쉽고, 조금 넓은 帶域幅 (fractional bandwidth: 3/200) 을 얻었다.

附 錄

그림 A와 같이 port-1 (給電線)으로 부터 각φ되는 지점에 port-2를 두었을 때 notch를 負荷 서셉턴스 jb'(b' < 0)이 연결된 port-3로 생각한다면, 이 平面 回路網의 임피던스 行列 [Z]는

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \end{bmatrix}$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \dots\dots (A-1)$$

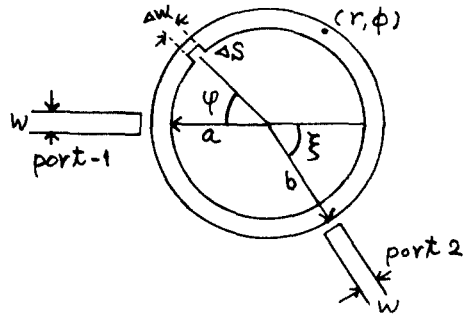


그림 A. Notch를 판 2-port 링 공진기 회로  
Fig. A. 2-port ring resonator circuit with notch.

로 놓을 수 있다. (16)에 의해 임피던스 行列의 각 성분을 구하면,

$$Z_{11} = \frac{1}{W^2} \int_{-\frac{w}{2b}}^{\frac{w}{2b}} \int_{-\frac{w}{2b}}^{\frac{w}{2b}} \frac{j\omega\mu dk_{11}^2 P^2(b)}{k_{11}^2 - k^2} \cos(\varphi - \varphi_0) b^2 d\varphi d\varphi_0$$

$$= \frac{j\omega\mu dk_{11}^2 P^2(b)}{k_{11}^2 - k^2} \frac{\sin^2(\frac{w}{2b})}{(\frac{w}{2b})^2} \cong \frac{j\omega\mu dk_{11}^2 P^2(b)}{k_{11}^2 - k^2}$$

..... (A-2)

$$Z_{22} = Z_{33} = Z_{11} \dots\dots\dots (A-3)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{W^2} \int_{-\frac{w}{2b}}^{\frac{w}{2b}} \int_{\pi-\xi}^{\pi+\xi+\frac{w}{2b}} \frac{j\omega\mu dk_{11}^2 P^2(b)}{k_{11}^2 - k^2} \cos(\varphi - \varphi_0) b^2 d\varphi d\varphi_0$$

$$\cong \frac{j\omega\mu dk_{11}^2 P^2(b)}{k_{11}^2 - k^2} \cos(\pi + \xi) \dots\dots (A-4)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = \frac{1}{W\Delta w} \int_{-\frac{w}{2b}}^{\frac{w}{2b}} \int_{\varphi-\frac{\Delta w}{2b}}^{\varphi+\frac{\Delta w}{2b}} \frac{j\omega\mu dk_{11}^2 P^2(b)}{k_{11}^2 - k^2} \cos(\varphi - \varphi_0) b^2 d\varphi d\varphi_0$$

$$\cong \frac{j\omega\mu dk_{11}^2 P^2(b)}{k_{11}^2 - k^2} \cos\varphi \dots\dots (A-5)$$

$$Z_{23} = Z_{32} = \frac{1}{W\Delta w} \int_{-\frac{w}{2b}}^{\frac{w}{2b}} \int_{\pi-\xi-\frac{w}{2b}}^{\pi+\xi-\varphi+\frac{w}{2b}} \frac{j\omega\mu dk_{11}^2 P^2(b)}{k_{11}^2 - k^2} \cos(\varphi - \varphi_0) b^2 d\varphi d\varphi_0$$

$$\cong \frac{j\omega\mu dk_{11}^2 P^2(b)}{k_{11}^2 - k^2} \cos(\pi + \xi - \varphi) \dots\dots\dots (A-6)$$

그런데, port-3에서  $Z_{33} = \frac{V_3}{I_3}$  ( $Z_{33} = \frac{1}{jb}$ )인 관계

를 고려하면, port-1, 2 사이의 임피던스 行列 [Z']을 구할 수 있다.

$$[Z'] = \begin{bmatrix} \frac{Z'_{11}}{Z'_{21}} & \frac{Z'_{12}}{Z'_{22}} \end{bmatrix} \dots \dots (A-7)$$

가 되며, (A-1)에서  $Z'_{11} = Z_{11} + \frac{Z_{13}^2}{Z_3 - Z_{33}}$ ,  $Z'_{12} = Z'_{21} = Z_{21} + \frac{Z_{13}Z_{23}}{Z_3 - Z_{33}}$ ,  $Z'_{22} = Z_{22} + \frac{Z_{23}^2}{Z_3 - Z_{33}}$  이다.

이상의 식들로부터  $\varphi = \frac{\pi}{4}$ ,  $\xi = \frac{\pi}{2}$  (그림 4) 일 때의 임피던스 行列  $[Z_A]$  는

$$[Z_A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{jb_{11}} \left(1 - \frac{b'/2}{b_{11}+b'}\right) & -\frac{b'/2}{jb_{11}(b_{11}+b')} \\ -\frac{b'/2}{jb_{11}(b_{11}+b')} & \frac{1}{jb_{11}} \left(1 - \frac{b'/2}{b_{11}+b'}\right) \end{bmatrix} \dots (A-8)$$

가 되고  $\varphi = \xi = \frac{\pi}{4}$  (그림 6) 일 때의 임피던스 行列

$[Z_B]$  는

$$[Z_B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{jb_{11}} \left(1 - \frac{b'/2}{b_{11}+b'}\right) & -\frac{1}{j\sqrt{2}b_{11}} \left(1 - \frac{b'}{b_{11}+b'}\right) \\ -\frac{1}{j\sqrt{2}b_{11}} \left(1 - \frac{b'}{b_{11}+b'}\right) & \frac{1}{jb_{11}} \left(1 - \frac{b'}{b_{11}+b'}\right) \end{bmatrix} \dots (A-9)$$

이며  $\varphi = -\xi = \frac{\pi}{4}$  (그림 6) 일 때 임피던스 行列  $[Z_C]$  는,

$$[Z_C] = \begin{bmatrix} \frac{1}{jb_{11}} \left(1 - \frac{b'/2}{b_{11}+b'}\right) & -\frac{1}{j\sqrt{2}b_{11}} \\ -\frac{1}{j\sqrt{2}b_{11}} & \frac{1}{jb_{11}} \end{bmatrix} \dots (A-10)$$

이 된다.

參 考 文 獻

1. M.D. Bonfeld, M.J. Bonomi and E.G. Jaasma, "An Integrated Microwave FM Discriminator" IEEE Int. Microwave Symposium 139-146, 1968.

參 考 文 獻

1. M.D. Bonfeld, M.J. Bonomi and E.G. Jaasma, "An Integrated Microwave FM Discriminator"; IEEE Int. Microwave Symposium 139-146, 1968.
2. A.X. Granziano, "Integrated Ku-band Microwave Discriminator using a High-Q YIG Reference Cavity in Microstrip", IEEE Proc Microelecncs Symp. Microwave Microelecncs B 7.1~B 7.3 1969.
3. 張益洙, 朴麟洙, "마이크로스트립 線路 廣帶域 마이크로波 周波數 辨別器에 관한 研究", 電子工學會誌 第16卷, 第3號 49-56, 1979年 7月.
4. 三好旦六, 大越孝敬, "마이크로波 平面回路의 解釋의 取扱", 信學會 論文誌(B) Vol. 55-B, No. 8, 441-448, 1972年 8月.
5. I. Wolff and N. Knoppik, "Microstrip Ring Resonator and Dispersion Measurement on Microstriplines", Electron Lett. 779-781, July, 1971.
6. H.A. Wheeler, "Transmission-line Properties of Parallel Strip Separated by a Dielectric Sheet", IEEE Trans. MTT. Vol. -13, 172-185, March, 1965.
7. E. Argence and T. Kahan, "Theory of Waveguides and Cavity Resonators", New York, Hart Publishing Co. 300, 1968.
8. Y.S. Wu and F.J. Rosenbaum, "Mode Chart for Microstrip Ring Resonator", IEEE Trans. MTT Vol. -21, 487-489, July, 1973.