

廣帶域 마이크로스트립 Y型 써어클레이터 (Broadband Microstrip Y-Junction Circulator)

金 鳳 烈* 金 容 勳**

(Kim, Bong Ryul and Kim, Yong Hoon)

要 約

非可逆性 素子인 廣帶域 마이크로스트립 Y型 써어클레이터는 Bosma의 Green函數를 適用하여 Rosenbaum이 解析하여 散亂行列로 실제적 理論值인 挿入損失, 아이솔레이션을 求하였다. 重要한 設計 變數로는 傳送線과 接合角인 Ψ 이고 이를 알맞게 選擇하여 廣帶域 整合을 이루었다. 또한 Y型 써어클레이터의 入力임피던스를 求하였다. 製作時 實際半徑은 理論值보다 7.5% 적은것을 要하며 5-11GHz에서 V.S.W.R.은 1.5以下였고 最大 挿入損失은 0.5dB, 아이솔레이션은 15dB 以上이었다.

Abstract

Broadband operation of Y-junction microstrip circulator with nonreciprocal device is predicted by Rosenbaum using Bosma's Green function analysis. The analysis has been modified to enable the scattering matrix and therefore the circulator bandwidth, to be found. The width of the coupling transmission lines is found to be a significant design parameter Ψ .

A comparison of experimental and theoretical results for the 3-port junction shows that wide lines and a smaller 7.5% than usual disk radius can be used to obtain broadband operation.

Circulator operates in the frequency band 5-11 GHz. The obtained maximum insertion loss is 0.5dB and the isolation is more than 15dB.

1. 序 論

高周波 帶域에서 페라이트를 包含한 磁性材料가 移相器, 아이솔레이터, 써어클레이터, 調和 發振器 等에서 磁氣的 特徵 때문에 그 用途가 廣範圍하게 利用되고 있다. 그 中에서도 써어클레이터는 그 素子의 特異性때문에 많은 사람들의 關心이 되어 오던중 1954年 Carlin¹⁾이 散亂行列을 適用하여 얻은 理論을 根據로 3-포트 써어클레이터에 對한 可能性을 提示하였다. Fowler²⁾가 對稱 3-포트 써어클레이터를 解析하여 이후로 써어클레이터에 對한 많은 理論이 提起되었고, Auld³⁾는 導波管을 利用하여, Milano, Davis, Saunderson⁴⁾는 스트립라인으로 또한 Konishi⁵⁾가 集中 素子로 構

成함으로써 써어클레이터가 훨씬 簡素化 되었다. 最近에는 마이크로波 集積回路(MIC)가 점차 널리 實用化 되어 마이크로스트립線路上에 比可逆性 素子인 페라이트를 挿入하여 마이크로스트립 써어클레이터를 構成하게 되었다. 本 論文은 比可逆性 3-포트 接合器를 Carlin¹⁾의 散亂行列을 導入하여 證明하고 Bosma⁶⁾의 理論을 根據로 圓形 對稱 3-포트 써어클레이터의 境界值를 Green函數로 된 Rosenbaum⁷⁾의 理論을 引用하여 Y型 써어클레이터를 設計하고 또한 周波數의 帶域幅 擴張을 위하여 廣帶域임피던스 整合^{8),9)}을 통해 設計製作하여 實驗의으로 이를 檢討 하였다.

2. 散亂行列 解析

可逆, 比可逆 回路 素子들은 散亂行列의 概念을 導入함으로써 接合器를 實現시킬 수 있다. 無損失이고 整合된 比可逆 3-포트 接合器는 유니타리(unitary)가

*正會員, **準會員, 延世大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Eng., Yonsei Univ.,
接受日字 1976年 2月 27日

되어 增幅이 1인 行列式을 갖는다. 比可逆인 경우 $S_{ij} \neq S_{ji}$ 가 되어 行列은

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

이 된다.

式(1)은 反時計 方向으로 回轉하는 써어클레이터이다. 여기서 써어클레이터는 다만 整合을 假定한 無損失 接合器이므로 接合雙 사이에서 에너지의 100%를 모두 傳達하도록 實際로 接合할 수 있는 것은 아니다. 왜냐하면 實質의 理論值인 式(2)~(4)의 內部損失이 存在하고 接合比가 100%보다 적기 때문이다.

$$\begin{cases} \text{反射損失} = 20 \log_{10} |\alpha| & (2) \\ \text{아이슬레이션} = 20 \log_{10} |\beta| & (3) \\ \text{挿入損失} = 20 \log_{10} |\gamma| & (4) \end{cases}$$

散亂行列 素子는 $\alpha = S_{11}, S_{22}, S_{33}$ $\beta = S_{13}, S_{21}, S_{32}$ $\gamma = S_{12}, S_{23}, S_{31}$ 이다. 그림 1에 써어클레이터가 圖示되어 있다. 一般의 平板 回路의 精確한 境界值를 設定하기는

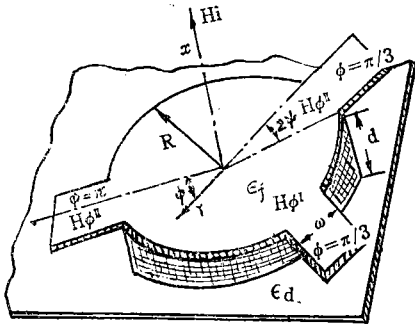


그림 1. 3-포트 마이크로스트립 써어클레이터
Fig. 1. 3-Port microstrip circulator geometry

많은 難點이 있어 다음의 假定을 한다. 3-포트 接合器에 있어서 스트립線路의 電磁界 세기가 導體의 幅에 對해서는 變하지 않고 이 導體의 바깥에서는 零이 되며, 圓板의 가상자리에 프린징(fringing)界를 無視한다면 連結部分을 除外하고는 放射電流가 圓板의 가상자리로부터 흐를수 없다. 이러한 假定은 磁界 $H_\phi(R, \phi)$ 에 境界條件을 設定할 수 있다⁶⁾.

$$H_\phi(R, \phi) = \begin{cases} H_\phi^I - \frac{\pi}{3} - \psi < \phi < -\frac{\pi}{3} + \psi \\ H_\phi^II - \frac{\pi}{3} - \psi < \phi < \frac{\pi}{3} + \psi \\ H_\phi^III - \pi - \psi < \phi < \pi + \psi \\ 0 & \text{接合 以外の 部分} \end{cases} \quad (5)$$

入力傳送은 R와 比較하여 너무 크지 않은 接合線幅 $w = 2R \sin \psi$ 을 취하여야 한다. 接合幅이 큰 w는 스트립線路에서 프린징界의 影響을 받는다. 이 理論에서 接合角 ψ 는 重要한 設計 變數로 나타나고 있다. 電界

$E_r(r, \phi)$ 는 齊次 Helmholtz 方程式을 滿足하므로 Maxwell 方程式에서 磁界를 求할수 있다.

$$H_\phi(r, \phi) = j \left[\frac{\partial E_r}{\partial r} + j \frac{\kappa}{\mu} \frac{1}{r} \frac{\partial E_r}{\partial \phi} \right] / \omega \mu_0 \mu_{eff} \quad (6)$$

$$H_r(r, \phi) = -j \left[\frac{1}{r} \frac{\partial E_r}{\partial \phi} - j \frac{\kappa}{\mu} \frac{\partial E_r}{\partial r} \right] / \omega \mu_0 \mu_{eff} \quad (7)$$

페라이트 實效 透磁率 $\mu_{eff} = (\mu^2 - \kappa^2) / \mu$ 이고 μ, κ 는 Polder 텐서¹⁰⁾이다. 電界와 磁界에 다음의 積分 方程式을 適用한다.

$$E_a(r, \phi) = \int_{-\pi}^{\pi} G(r, \phi; R, \phi') H_\phi(R, \phi') d\phi' \quad (8)$$

이 Green 函數로 各 포트에서 電磁界를 求하여 아래의 關係式에서 散亂行列을 求할 수 있다.

$$\alpha = \frac{E_a^I - ZH_\phi^I}{E_a^I + ZH_\phi^I} \quad (9)$$

$$\beta = \frac{E_a^II}{E_{zi}^II} \quad (10)$$

$$\gamma = \frac{E_a^III}{E_{zi}^III} \quad (11)$$

E_a^I, E_a^II, E_a^III 는 各 포트에서 電界의 세기이고 E_{zi} 는 電界의 入射강도이다. 위의 結果 散亂行列의 素子들은 Rosenbaum⁷⁾에 의하면 級數項으로 나타나고 있다

$$\alpha = 1 + \frac{\pi Z_d (C_1^2 - C_2 C_3)}{j Z_{eff} (C_1^3 + C_2^3 + C_3^3 - 3 C_1 C_2 C_3)} \quad (12)$$

$$\beta = \frac{\pi Z_d (C_2^2 - C_1 C_3)}{j Z_{eff} (C_1^3 + C_2^3 + C_3^3 - 3 C_1 C_2 C_3)} \quad (13)$$

$$\gamma = \frac{\pi Z_d (C_3^2 - C_1 C_2)}{j Z_{eff} (C_1^3 + C_2^3 + C_3^3 - 3 C_1 C_2 C_3)} \quad (14)$$

여기서 $Z_d = 120 \pi / \sqrt{\epsilon_d}$ 이고 $Z_{eff} = (\mu_0 \mu_{eff} / \epsilon_0 \epsilon_f)^{1/2}$ 이며 ϵ_d, ϵ_f 는 誘電體 基板 및 페라이트의 比誘電率이다. 또한 C_1, C_2, C_3 는

$$C_1 = \frac{\Psi J_0(kR)}{2J_0'(x)} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\sin^2 n \Psi}{n^2 \Psi} \right) \cdot \frac{J_n'(x) J_n(x)}{\{J_n'(x)\}^2 - (n \frac{\kappa}{\mu} kR)^2 \{J_n(x)\}^2} - \frac{\pi Z_d}{j 2 Z_{eff}} \quad (15)$$

$$C_2 = \frac{\Psi J_0(kR)}{2J_0'(x)} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\sin^2 n \Psi}{n^2 \Psi} \right) \cdot \frac{J_n'(x) J_n(x) \cos\left(\frac{2n\pi}{3}\right) - \left(jn \frac{\kappa}{\mu} kR\right) \{J_n(x)\}^2 \sin \frac{2n\pi}{3}}{\{J_n'(x)\}^2 - (n \frac{\kappa}{\mu} kR)^2 \{J_n(x)\}^2} \quad (16)$$

$$C_3 = \frac{\Psi J_0(kR)}{2J_0'(x)} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\sin^2 n \Psi}{n^2 \Psi} \right) \cdot$$

$$\frac{J_n'(x)J_n(x)\cos\left(\frac{2n\pi}{3}\right) + (jn\frac{\kappa}{\mu}kR)\{J_n(x)\}^2 \sin\frac{2n\pi}{3}}{\{J_n'(x)\}^2 - (n\frac{\kappa}{\mu}kR)^2\{J_n(x)\}^2} \quad (17)$$

이고 여기서 $J_n(x)$ 는 n order의 第1種 Bessel 函數, $J_n'(x)$ 는 $J_n(x)$ 의 角에 대한 導函數, $x=kR$ 이다.

3. Green 函數와 入力임피던스

Helmholtz 方程式의 一般解는 $E_{zn}(r, \phi) = a_n J_n(kr) e^{jn\phi}$ 이므로 式(6)의 $H_{\phi n}$ 을 求할 수 있다.

$$H_{\phi n}(r, \phi) = j \frac{a_n}{Z_{eff}} \left[J_n'(kr) - \frac{\kappa}{\mu} \frac{n J_n(kr)}{kr} \right] e^{jn\phi} \quad (18)$$

여기서 $Z_{eff} = (\mu_0 \mu_{eff} / \epsilon_0 \epsilon_f)^{1/2}$ 圓板 가상자리에서 $H_{\phi n}(R, \phi) = A_n e^{jn\phi}$ 이고 式(8)에서 Green 函數를 求하면

$$G(r, \phi; R, \phi') = -\frac{jZ_{eff}J_0(kr)}{2\pi J_0'(x)} + \frac{Z_{eff}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\frac{\kappa}{\mu} \frac{n J_n(x)}{x} \sin n(\phi - \phi') - jJ_n'(x) \cos n(\phi - \phi')}{\{J_n'(x)\}^2 - \frac{\kappa}{\mu} \left[\frac{n J_n(x)}{x} \right]^2} J_n(kr) \quad (19)$$

이 Green 函數는 圓板에서 電磁界에 對한 傳達函數로써 說明이 될 수 있다.

級數項으로 주어진 磁電界로부터 入力임피던스 $Z_{in} = (E_z/H_\phi)$ 을 求할 수 있다.

$$Z_{in} = -Z_d - \left(\frac{j2Z_{eff}}{\pi} \right) \left(\frac{C_1^3 + C_2^3 + C_3^3 - 3C_1 C_2 C_3}{C_1^2 - C_2 C_3} \right) \quad (20)$$

式(20)은 無限級數項으로 나타나 있어 n 을 無限히 考慮하면 計算上 難易하고 整合部分에서 插入損失이 增加하여 適合하지 않다. 그래서 Bosma⁹⁾는 $n=1$, Lax¹⁰⁾는 $n=4$ 까지 Davis와 Cohen⁸⁾은 $n=6$ 까지 생각하였다 實質的 循環은 實驗으로 부터 1次 共振에서 이루어지며 2次, 3次項은 1次項보다 훨씬 적어 1次項만 考慮한다. 이때도 誤差가 있지만 단지 數%에 상당할 뿐이다⁶⁾. 入力임피던스는 周波數에 따라 抵抗, 리액턴스 成分이 變하는데 리액턴스는 誘導性과 容量性을 갖이고 있어 等價回路로 나타내면 R-L-C 共振器를 이룬다 廣帶域인 共振器가 帶域 中心에서 共振을 要求한다면 $\alpha = \beta = 0, \gamma = 1$ 이고 整合部分에서 入力임피던스가 整合이 되어야 한다. 帶域 中心에서 정규화된 임피던스는 式(20)에서

$$\bar{Z}_{in} = 2 / \left\{ 1 + \left(\frac{\Psi_c}{\Psi} \right)^2 \right\} \quad (21)$$

$$\Psi_c = \frac{\pi}{\sqrt{3}(1.84)} \frac{Z_d}{Z_{eff}} \left[\frac{\kappa}{\mu} \right]$$

接合角 Ψ_c 값이 $\Psi = \Psi_c$ 이면 $Z_{in} = 1$ 이 되어 좋은 整合을 보여주며 $\Psi \ll \Psi_c$ 이면 $Z_{in} = 0$, $\Psi_c = 0$ 이면 $Z_{in} = 2$ 가 된다. $\Psi \neq \Psi_c$ 인 때는 整合이 안된 경우 이므로 整合器를 使用하여 整合할 수 있다. 以上과 같이 좋은 씨어클레이션을 얻으려면 알맞은 接合角 Ψ 를 擇하여 滿足한 結果를 얻을 수 있다. 이것은 그림 2, 3에서 接合角 Ψ 를 擇할 수 있다.

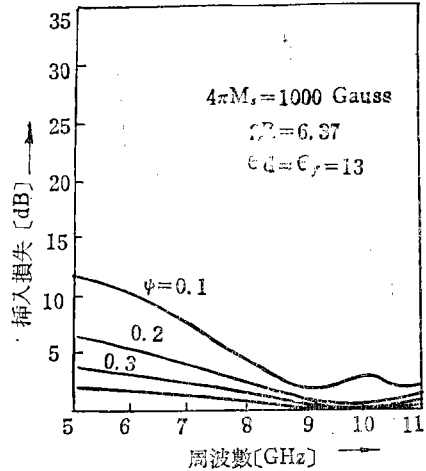


그림 2. 여러接合角에 따른 插入損失
Fig. 2. Insertion loss for various coupling angles

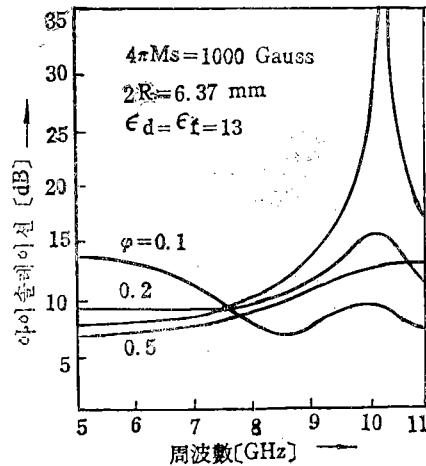


그림 3. 여러接合角에 따른 아이슬레이션
Fig. 3. Isolation for various coupling angles

4. 씨어클레이터의 廣帶域設計

1. 設計變數의 考察

接合器가 理想的인 싸어클레이션을 얻으려면 接合部의 임피던스 整合($\beta=0$)으로 두가지 循環條件을 갖는다.

$$P = -K(3L^2 - K^2)/(L^2 + K^2) \quad (22)$$

$$Z_{eff}/Z_d = \pi(L^2 + K^2)/2L(3K^2 - L^2) \quad (23)$$

$$P = R_s(C_1), \pi Z_d/2Z_{eff} = I_m(C_1)$$

$$K = R_s(C_2), L = I_m(C_2)$$

設計時 必要한 값을 얻기 위하여 첫번째 循環條件인 式(22)를 여러가지 共振 모드와 接合角 Ψ 에 따른 變化를 그림 4에 圖示하였다. 모드 2, 3은 모드 1 보다 큰 半徑을 要求하므로 싸어클레이터를 製作하는데 適合하지 않다. 共振 모드에서 x 가 위로 향한 값을 갖는 것은 時計方向으로, 아래로 향한 값을 갖는 것은 反時計方向으로 回轉하는 모드이다. 모드 1*는 작은 κ/μ 값에 對하여 큰 x 값을 갖게 되고 κ/μ 가 0.75를 除外하고는 Z_{eff}/Z_d 값이 實際 使用하기에는 큰 값이기 때문에 適合하지 않다. A, B, C 點은 $\kappa/\mu=0$ 인 可逆性 接合이 되기 때문에 싸어클레이터를 나타내지 못한다. 모드 1*의 $x=1.84$ 값은 싸어클레이터 設計에 適合한 값이나 프린징界에 의하여 實際 製作半徑은 7.5% 적다는 것을 Masse¹¹⁾는 實驗으로 發見하였다. 그림 5에서 얇게 接合된 $\Psi=0.2$ 는 不連續的이고 Ψ 가 0.4 이상 인때 모든 曲線은 $\kappa/\mu=0.5$ 를 基準으로 增加하다가 減少하게 된다.

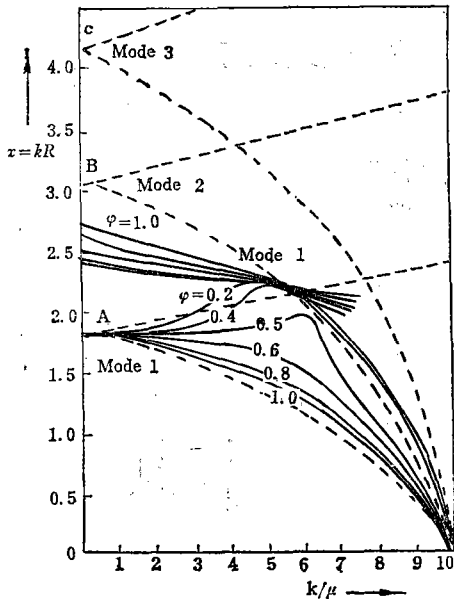


그림 4. 接合角 Ψ 에 따른 첫번째 循環條件과 여러가지 共振모드의 x 값

Fig. 4. The first circulation condition for Various coupling angles and resonance mode

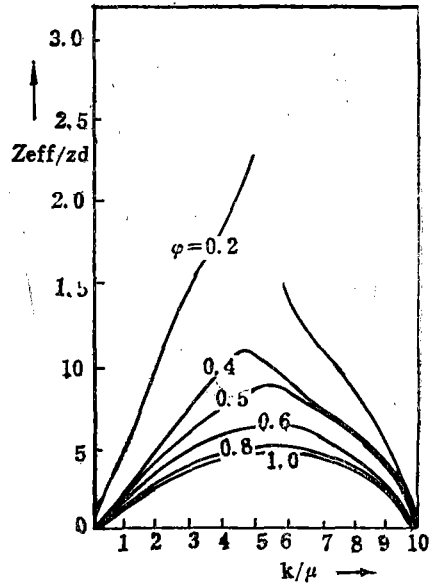


그림 5. 接合角 Ψ 에 따른 두번째 循環條件의 임피던스비 Z_{eff}/Z_d

Fig. 5. Normalized impedance ratio of the second circulation condition for various coupling angles.

理想的인 싸어클레이터를 製作하는데 이 두가지 條件을 滿足하여야 하는것은 必須條件인 것이다.

2. 廣帶域 整合

廣帶域 整合¹²⁾은 다음과 같은 段階에 의하여 얻을수 있다. 첫째, 싸어클레이터가 要하는 周波數 帶域에 適合한 페라이트를 選擇하고 바이어스磁界는 飽和磁化값인 $4\pi M_s$ 와 같게 놓는다. 둘째, 임피던스의 完全한 整合을 위하여 循環條件에서 알맞은 接合角 Ψ 와 페라이트의 半徑을 擇한다. 셋째, 임피던스 整合을 위하여 各포트에 半波長 整合器를 使用하고 薄板 導體와 基板의 두께는 周波數 特性을 考慮하여야 한다. 페라이트가 磁化 됐을때 임피던스비는

$$\frac{Z_{eff}}{Z_d} = \left(\frac{\epsilon_d}{\epsilon_f}\right)^{\frac{1}{2}} \left[1 - \left(\frac{\kappa}{\mu}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}} \quad (24)$$

이고 이때 Polder 텐서 素子인 μ, κ 는¹³⁾

$$\mu = 1, \kappa = -\omega_m/\omega$$

$$\omega_m = 2\pi\gamma(4\pi M_s) \text{ 磁化 周波數}$$

$$\gamma = 2.8 \text{ MHz/Oe. 回轉比}$$

그림 6에서 $\Psi=0.2$ 일때 式(24)의 曲線은 κ/μ 가 0.5 부근에서 하나의 交點만 갖게된다. 이때 싸어클레이터는 周波數가 극히 제한된 곳에서만 動作하게 되고 이러한 것은 半波長 整合器를 使用해도 단지 25% 정도 의 擴張에 그치고 만다. $\Psi=0.5$ 인 境遇, κ/μ 가 0.5

보다 클 때는 式(24)曲線과 같이 陰의 기울기를 갖으며 두 曲線이 거의 겹쳐진다. 이러한 것은 어느 限定된 周波數帶에서만 作用하는 것이 아니라 κ/μ 가 0.55에

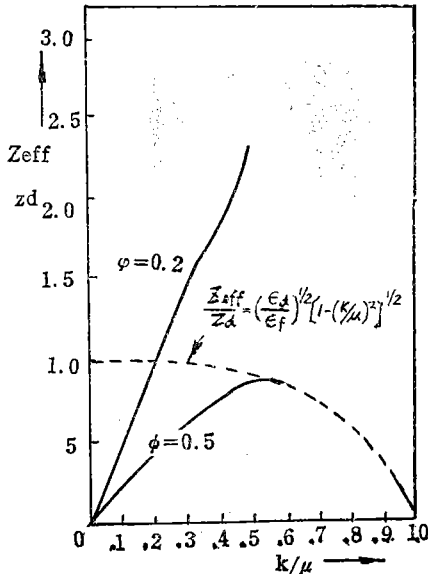


그림 6. 두번째 循環條件과 임피던스비와 式(24)와의 關係
 Fig. 6. Comparison of impedance ratio from the second circulation condition and from Eq. (24)

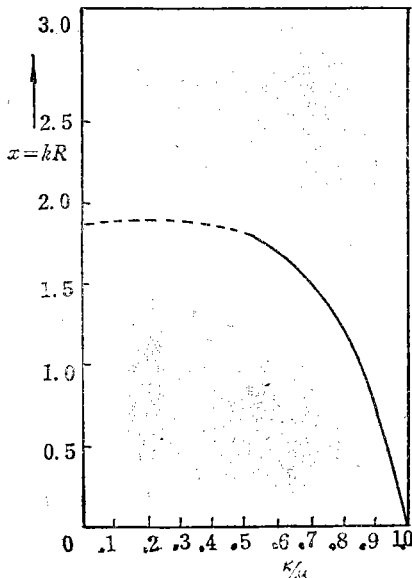


그림 7. 그림6의 κ/μ 값에 대한 첫번째 循環條件의 x 값
 Fig. 7. The first circulation condition as a function of κ/μ in Fig.6

서 1.0까지 連續的으로 作用한다는 것을 보여주고 있다.

그림6의 κ/μ 값을 첫번째 循環條件에 代入한 x 값을 그림7에 圖示하였다. $x=kR$ 은 零에서 1.84까지 使用되며 κ/μ 는 0.55부터 1.0까지이다. x 값이 零일때 放射 傳播常數 $k=(\omega/c)(\mu_{eff}\epsilon_f)^{1/2}$ 값이 零이 되어 결국 $\mu_{eff}=0$ 인 $\mu^2=\kappa^2$ 값을 意味하므로 써어플레이터를 나 타내지 않는다. 어떻게든 적은 界의 損失 때문에 實際로 $\kappa/\mu=1$ 이 될수는 없다. 廣帶域 써어플레이터는 이와 같은 理論에 의하여 이루어 질 수 있다.

5. 實驗 및 結果

써어플레이터 製作을 위해 마그네슘 페라이트와 로스 탄젠트 $\tan\delta$ 가 1/10000 이하인 Titanate 基板을 擇하였다. 實際의 써어플레이터 設計치수가 [표-1]에 提 示되어 있다.

<표-1>

써어플레이터 變數	設計 值
페라이트 基板	TT1-390*
fo	D-13*
2R	9.375GHz
ψ	6.37mm
d	0.55rad
H _{applied}	0.534mm
w	2150Gauss
$\lambda_g/4$	3.319mm
50[Ω] 線幅	8mm
全體實物크기	0.915mm
	24mm

* TRANS-TECH, INC

스트립線路의 幅 w 와 接合角 ψ , 50 [ohm] 接合等을 精 確히 하기 위하여 photo masking을 利用 하였다. 傳送 線路의 두께는 導傳 率이 우수한 銀으로 mask를 使用하여 眞空擴散 方法에 의 해 蒸着시켜 薄板의 두께를 [μ] 單位로 하였다. 동축선과는 데이퍼된 3個의 線 形 半波長整合器에 의하여 整合을 시켰고 코액터와 接하는 스트립線路는 Young¹⁴⁾의 프로그램에 의해 特性임피던스를 50[ohm]으로 하였다. MIC 製作時 다른 回路 素子들과 직접 連結을 위하여 50[ohm] 傳送線路를 유지하여야 하므로 半波長 整合器가 끝나는 點에서 그림 8에서와 같이 圓의 接線을 따라 50[ohm] 傳送線路를 構成하였다. 이것은 電磁界가 不連續이 되지 않고 좀더 圓만한 傳播를 위해서이다. 50[ohm] 線路와 코액터와의 接觸은 內部 線幅이 0.9mm인 마이크로스트립用 OSM N-型으로 連結 하였고 接觸 部分은 導電性接着劑로 附着시켰다. 위와같은 設計에 의하여 製作된 써어플레이터의 實驗 特性이 그림9에 나타나 있다. 5-11 GHz에서 特性曲線은 圓만한 線形을 이루고 있고 아이스클레이션은 15dB 이상, V.S.W.R.은 1.5이하였다. 사진[1]에 써어플레

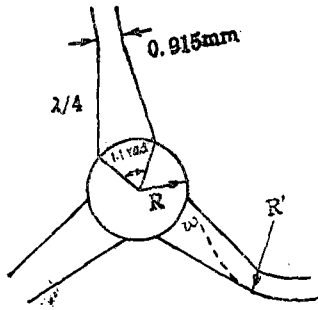


그림 8. 써어클레이터의 실제 치수
Fig. 8. Dimensions of circulator

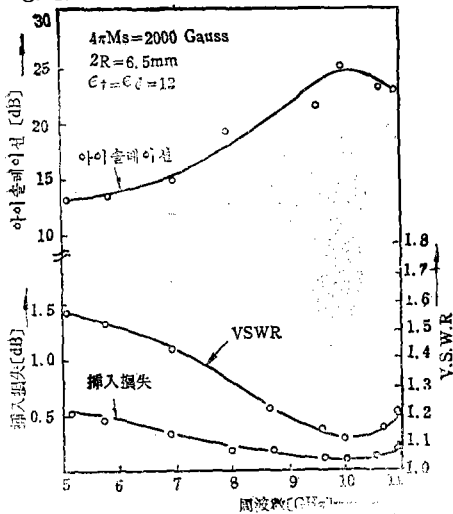


그림 9. 마이크로스트립 써어클레이터의 특성곡선
Fig. 9. Characteristic curves of microstrip circulator

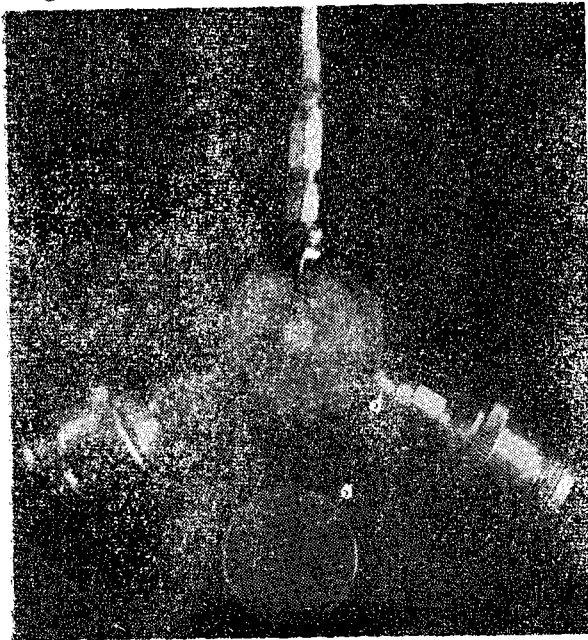


사진 1 마이크로스트립 써어클레이터의 實物

이터의 實物을 提示하였다.

6. 結 論

Green函數를 利用하여 導體 圓板의 圓周에 對한 電磁界의 境界值 問題를 解析하는 方法은 써어클레이터를 設計하는데 有用한 理論임을 實驗으로 보였다.

5~11GHz의 廣帶域 動作은 接合角 φ의 選擇이 임피던스比整合에 잘 부합됨을 나타냈다. 또한 線形 테이퍼된 半波長 整合器를 利用하여 帶域幅이 擴張됨을 보여 주었다. 페라이트가 完全 磁化되었을 때 10GHz 부근에서 插入損失은 0.1dB 이하였다. 이것은 높은 周波數에서 飽和磁化 값이 되었을 때 插入損失은 거의 無視할 수 있음을 보여 준다. 本 論文에서는 大出力에 對한 特性을 測定하지 못하였으나 Lax¹⁰⁾와 A.Lagrange¹⁵⁾에 의하면 平均 5-30watt, 最高 200kw 정도까지 使用 할 수 있다. 끝으로 이 論文이 MIC 製作에 여러모로 도움을 줄 것으로 기대한다.

參 考 文 獻

1. H.J.Carlin, "Principles of Gyrotor Networks" Proc. Sym. on Mod. Advances in Microwave Tech., Polytechnic Institute of Brooklyn, pp. 175, Nov., 1954.
2. H.Fowler, "Reciprocity and the Scattering Matrix of Ferrite Devices", Sym. on Microwave Properties and Application of Ferrites, Harvard University. April, 1956.
3. B.A.Auld, "The Synthesis of Symmetrical Wave guide Circulators", IRE Trans. Vol. MTT-7, pp. 238-246, April, 1959.
4. V.Milano, L.Davis & J.Saunders, "A Strip-line L-band Compact Circulator", Proc. IRE, Vol. 18, pp. 115, 1960; "A Y-Junction Strip-line Circulator", IRE Trans. Vol. MTT-8, pp. 346, 1960.
5. Y.Konishi, "Lumped Element Y-Circulator", IEEE Trans. Vol. MTT-13, pp. 852-864, Nov. 1956.
6. H.Bosma, "On Stripline Y-Circulation at VHF.," IEEE Trans. Vol. MTT-12, pp. 61-72, Jan., 1964.
7. Y.S.Wu & F.J.Rosenbaum "Wide-Band Operation of Microstrip Circulators" IEEE Trans. Vol. MTT -22, No. 10, pp. 849-856, Oct. 1974.
8. J.B.Davis & P.Cohen, "Theoretical Design of Symmetrical Junction Stripline Circulator". IEEE

- Trans. Vol. MTT-11, pp.506-512, Nov.,1963.
9. J.W. Simon, "Broadband Strip-Transmission Line Y-Junction Circulators", IEEE Trans. Vol. MTT-13, pp.335-345, May, 1965.
 10. B.Lax & J.Button, "Microwave Ferrite & Ferri magnetics", McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, 1962.
 11. J. Massé, "Broadband Microstrip Junction Circulators", Proc. IEEE(Lett.), Vol. 56, pp.352-353, Mar., 1968.
 12. E.Schwartz, "Broadband Matching of Resonant Circuits & Circulators", IEEE Trans. Vol. MTT-16, pp. 158-165, Mar., 1968.
 13. J. Massé, "Microstrip Propagation on Magnetic Substrates", Part II; Experiment. IEEE Trans. Vol. MTT-20, pp.309-313, May, 1972.
 14. 楊仁應, 洪玩意 "X-帶域 마이크로스트립 方向性 結合器의 設計", 電子工學會誌, 第12卷, 第4號, pp. 122-129, 8月, 1975.
 15. Alain Lagrange, "X-Band High-Peak-Power Junction Circulator: Influence of the Static Magnetic Field", IEEE Trans. Vol.MAG-9, pp.531-534, Sep., 1973.