

마이크로스트립 線路 廣帶域 마이크로波 周波數 弁別器에 관한 研究

(A Study on the Wide-Band Microstripline Microwave Frequency Discriminator)

張 益 洙* 朴 麒 洙**

(Chang, Ik Soo and Park, Ki Soo)

要 約

VHF帶에서 많이 이용되는 傳送線路에 의한 廣帶域 周波數 辨別器를 마이크로파에서 마이크로 스트립에 의하여 具現할 수 있는 새로운 마이크로파 周波數 辨別器의 理論을 제시하고 그것을 S-Band에서 實現하였다.

실험적으로 搬送周波數 3GHz에서 辨別帶域幅이 600MHz 까지 대단히 線形성이 좋으며 VSWR < 1.2로서 만족할 만한 임피던스 整合된 辨別器가 됨을 확인하였다.

Abstract

A new microwave frequency discriminator in MIC is described which was developed using realization theory appropriate to a transmission line frequency discriminator designed to be used in the VHF range. It is experimentally verified that the discriminator is linear in a 600 MHz bandwidth and has VSWR less than 1.2 in that range in agreement with the theoretical model.

1. 序 論

마이크로파 周波數 辨別器는 導波管 共振器를 주로 이용해 왔으며, 이 때 共振器의 Q가 수 1000~10000 정도로 크기 때문에 廣帶域 周波數 辨別器를 實現하기는 거의 불가능하다. 또한 마이크로파 회로는 현재 대부분 MIC化 하고 있음에 따라 周波數 辨別器를 많은 사람들이 마이크로스트립에 의하여 實現하였다. [1, 2, 3]

그러나 이들 [1], [2], [3] 등에서 구현방법은 모두 임피던스 非整合상태로 辨別器회로를 구성하였기 때문에 辨別帶域幅이 좁다.

1964年 C. W. Lee 에 의하여 VHF帶에서 廣帶域 線路辨別器가 소개되었으며 이것이 현재까지 알려진 周波數 辨別器로서는 辨別帶域幅이 가장 넓으며 周波數에 따른 線形성이 대단히 좋다. [4]

本文論에서는 이 線路周波數 辨別器의 理論에 따라서 마이크로파 帶域에서 마이크로스트립에 의하여 廣帶域 周波數 辨別器를 實現하는 理論을 제시하고 S-band에서 그것을 具現하여 특성을 조사한다.

2. 마이크로 스트립 周波數 辨別器의 構成

廣帶域 周波數 辨別器는 그림 1과 같은 부리지(br-idge)회로를 이용한다. 그림에서 Z_{sh} , Z_{op} 는 각각 特性 임피던스가 Z_0 이며 길이가 $(2n+1)\lambda/8$ 인 短絡 및 開放 傳送線路의 임피던스이고, 저항 R은 rZ_0 가 되는 集中素子이다. 또한 다이오드 D_1 , D_2 에서는 傳送線路에서는 두 定在波를 檢波하여 그 차이가 出力 V_o 로 나타나게 한다.

여기서 다이오드회로 R, C가 負荷효과로 나타나지

* 正會員, 서강대학교전자과
 ** 正會員, 서울대학교電子科
 (Dept. of Electronics Eng.,
 So-gang Univ. and Seoul Univ.)
 接受日字: 1979年 6月 5日

않게 하기 위하여 입력임피던스가 傳送線路의 特性 임피던스보다 훨씬 크게하면 출력전압 V_o 는 [4]

$$V_o = \eta V \left(\frac{1}{\sqrt{1+r^2 \cot^2 \theta}} - \frac{1}{\sqrt{1+r^2 \tan^2 \theta}} \right) \dots (1)$$

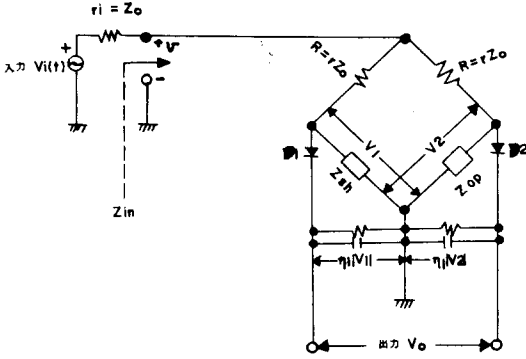


그림 1. 廣帶域 線路周波數 辨別器 회로
Fig. 1. Circuit of wideband transmission line frequency discriminator.

이다. 여기서 V 는 부리지회로에 인가된 FM신호전압의 振幅이며, r 는 부리지의 集中素子 R 와 傳送線의 特性 임피던스 Z_0 와 의 比, η 는 다이오드 D_1, D_2 의 定在波電壓에 대한 感度이며 θ 는 傳送線 長이에 대한 電氣角 $\omega\sqrt{LC}(2n+1)\lambda/8$ 에 해당한다.

이 때 부리지회로를 들여다 본 임피던스 Z_{in} 는 다이오드회로 R, C 의 임피던스가 대단히 크다는 가정에서

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(r^2+1) - jr \cot^2 \theta}{2r - jr \cot^2 \theta} \dots (2)$$

가 된다. 식(2)에서 $r=1$ 로 택할 때 $Z_{in}=Z_0$ 가 되며 이와 같은 조건에서는 모든 주파수에 대하여 辨別器 부리지회로를 임피던스 整合시킬 수 있다.

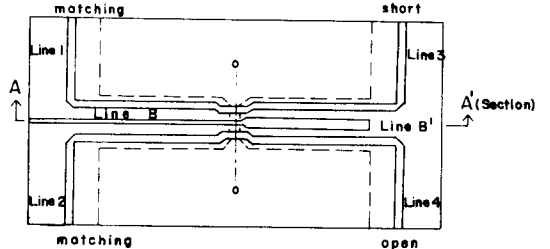
따라서 傳送線의 特性의 임피던스를 信號電源의 내부 임피던스와 같게 하면, 周波數에 무관하게 FM신호전압 V 는 일정한 값으로 부리지에 인가된다. 이 때 식(1)를 다시 쓰면

$$V_o = \eta V (|\sin \theta| - |\cos \theta|) \dots (3)$$

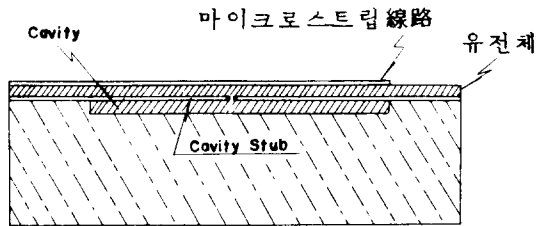
이 된다. 식(3)의 特性을 sine 曲線을 따라 움직이며 $0 < \theta < \pi/2$ 사에서 대단히 좋은 曲線이 된다. 실제로 傳送線의 長이가 $\lambda/8$ 로 택할 때 중심주파수에 대하여 40% 정도까지 대단히 線形性이 좋다는 것이 알려져 있다.[4]

앞의 일반적인 線路周波數 辨別器의 理論에 따라서 그림 2 (a), (b)와 같이 구성할 수 있다. 여기서 line

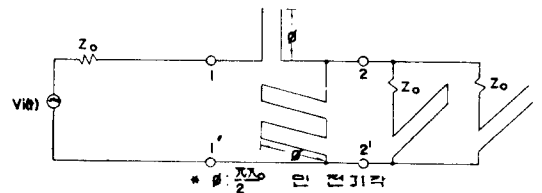
1과 line 2는 마이크로스트립의 特性 임피던스로 임피던스 整合시킨 線路로서 부리지의 集中素子 R 이 되게 하고, line 3과 line 4는 短絡 및 開放線路의 임피던스 Z_{sh}, Z_{op} 에 해당되게 한다. 따라서 line 1, 2, 3 및 4는 그림 1의 부리지회로가 되게 하여야 한다. 이 4개 線路에 信號를 인가시키기 위하여 그림 2(a)에서 보는 바와 같이 OO' 에서 마이크로스트립의 ground面에 gap를 만들자. 또한 그림 2(b)에서와 같이 이 회로의 마운트에 케비티를 만들어 마이크로스트립의 ground面이 케비티에 의하여 스트립線路가 되게 하자. 이 케비티의 스트립線路는 OO' 에서부터 양쪽으로 $\lambda/4$ -短絡線路가 되게 하자. 또한 그림 2(a)의 line B는 級電線路이며 line B'은 $\lambda/4$ -開放 마이크로스트립이다. 이 $\lambda/4$ -開放 마이크로스트립에 의하여 OO' 의 gap에서 생기는 電場은 odd-mode로 gap의 양단 edge에 인가된다. 물론 $\lambda/4$



(a) 평면도



(b) 측면도



(c) 等價回路

그림 2. 마이크로스트립 광대역 주파수 辨別器의 構造 및 等價回路
Fig. 2. Structure and equivalent circuit of microstrip wide-band frequency discriminator.

되지 않는 주파수에서는 even-mode도 발생하지만 이들에 의하여 생기는 靜電容量은 수 GHz까지는 무시될 수 있다.^[5]

OO'의 gap에서 靜電容量을 무시하고 odd-mode場이 주라고 생각하면 line 1과 line 3, line 2와 line 4, line B와 line B'은 각각 직렬로 된다. 또한 마이크로스트립 ground面이 케비티에서 마운트와 스트립線路가 되기 때문에 gap의 odd-mode場에 의하여 $\frac{\lambda}{4}$ -短絡線路로서 두개의 直列로 구성된다. 만일 케비티 스트립線路의 폭이 파장보다 훨씬 적을 때 gap에서 폭을 따라서 균일한 전장이 인가 된다고 생각할 수 있기 때문에^[9] line 1-3, line 2-4 및 line B-B'의 直列의 3개 變은 서로 並列로 된다. 이 때 gap에서 각 靜電容量을 무시하고^[5] 級電線의 特性 임피던스를 Z_0 로 할 때 等價回路는 그림 2(c)와 같이 된다.

等價回路 그림 2(c)에서 단자 2 2'점이 그림 2(a) 및 (b)에서 gap의 케비티 스트립의 edge에 해당시키면 2는 右側 2'는 左側 edge가 되며, 단자 1 1'에서 1은 마이크로스트립 line B와 B'의 중점 OO'가 된다. 또한 line B'의 $\frac{\lambda}{4}$ -開放線路 스텐브 및 케비티 스트립 $\frac{\lambda}{4}$ -短絡線路 스텐브의 電氣角을 \varnothing 라 하였다. 이 等價回路의 右側은 임피던스 整合된 line 1 (Z_0 로 표시)과 $(2n+1)\lambda/8$ 의 短絡線路 line 3, 임피던스 整合된 line 2 (Z_0 로 표시)와 $(2n+1)\lambda/8$ 의 開放線路 line 4로 구성된 부리지회로가 된다. 단자 1 1'와 2 2' 사이의 2단자 회로망이 부리지회로에 信號電力을 인가 시키기 위한 結合回路가 된다. 앞의 식(2)에 의하여 부리지회로의 입력임피던스는 부리지의 모든 마이크로 스트립의 特性 임피던스를 Z_0 로 할때 주파수에 무관하게 Z_0 로 裝荷되어 있는 것과 같이 된다.

이 부리지회로와 電源部 사이에 結合回路가 있기 때문에 이 結合回路의 周波數 特性이 넓은 帶域幅을 가져야 한다. 이 結合回路는 주파수에 관계된 특성을 갖고 있다. 이 結合回路는 line B'과 케비티 스트립으로 두개의 回路素子로 구성되어 있으므로 2nd order 대역통과 여파특성을 갖게 할 수 있으며 이 대역통과 여파기의 통과대역폭이 가능한한 넓어야 한다.

3. 結合回路의 帶域通過 濾波特性

그림 2(c)의 等價回路에서 부리지회로를 그것의 入力임피던스 Z_0 로 두고 結合回路만을 해석하기 위하여 그림 3과 같은 回路網을 생각하자. 여기서 Z_1 은 特性 임피던스 Z_{01} 인 $\frac{\lambda}{4}$ -開放線路 스텐브 line B의 임피던스 즉 $Z_1 = -jZ_{01} \cot \varnothing$ 이며 Y_2 는 特性 어드미턴

스 Y_{02} 인 $\frac{\lambda}{4}$ -短絡線路 스텐브인 케비티 스트립線路의 임피던스 즉 $Y_2 = -jY_{02} \cot \varnothing$ 이며 여기서 $\varnothing = \frac{f}{2f_0}$ 로서 중심주파수 f_0 를 중심으로한 주파수에 따른 각 스텐브의 길에 대한 電氣角이다.

그림 3에서 단자 1 1'를 들여다 본 入力 임피던스를

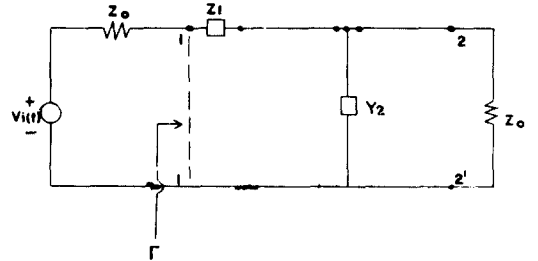


그림 3. 마이크로스트립 辨別器 等價回路
Fig. 3. The equivalent circuit of the microstrip discriminator.

Z_{in1} 이라 하면

$$Z_{in1} = Z_0 \left(z_1 + \frac{1}{1 + y_2} \right) \dots \dots \dots (4)$$

가 되며 $z_1 = Z_1/Z_0$, $y_2 = Y_2/Y_0$ 로서 正規化한 각 스텐브의 임피던스 및 어드미턴스이다. 또한 단자 1 1'에서 級電部의 임피던스 Z_0 에 대한 反射係數 Γ 는 $\Gamma = (Z_{in} - Z_0)/(Z_{in} + Z_0)$ 에 의하여

$$\Gamma = \frac{-yz \cot^2 \varnothing - j(z \cot \varnothing - y \cot \varnothing)}{(2 - yz \cot^2 \varnothing) - j(z \cot \varnothing + y \cot \varnothing)} \dots \dots \dots (5)$$

이다. 여기서 z, y 는 각 스텐브의 特性 임피던스 및 어드미턴스를 Z_0 로 正規化한 값 즉 $z = Z_{01}/Z_0$, $y = Y_{02}/Z_0$ 이다.

結合回路網에서는 電力損失이 없으며 또한 $\Gamma = S_{11}$ 에 해당하므로 port 1에서 port 2로 傳達係數 S_{21} 을 구하면

$$|S_{21}|^2 = 1 - |\Gamma|^2 = \frac{1}{1 + \frac{1}{4} [z^2 y^2 \cot^4 \varnothing + (z^2 + y^2) \cot^2 \varnothing - 2zy \cot^2 \varnothing]} \dots \dots \dots (6)$$

을 얻을 수 있다.

이 結合回路에서 $|S_{21}|$ 의 값은 넓은 周波數帶域에서 1에 가까운 값을 가져야 하며, FM信號는 位相特性이 주파수에 대하여 線形的인 것이 요구되기^[6] 때문에 식(6)이 Butterworth形이 되는 것이 유리하다. 따라서 식(6)에서 $z = y$ 일때 이 조건을 만족하기 때문에 이때의 電力傳達係數는

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{z \cot \theta}{\sqrt{2}}\right)^4} \dots\dots\dots(7)$$

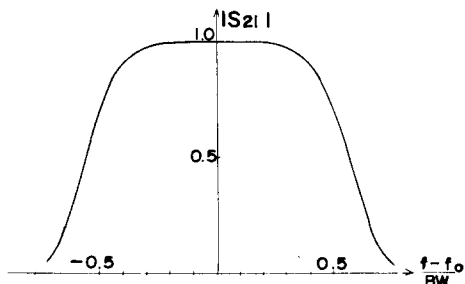
이 된다. 여기서 차주파수를 $f_0 \pm BW/2$ 로 놓으면

$$Z_{01} = \frac{\sqrt{2} Z_0}{\tan\left(\frac{\pi BW}{4f_0}\right)} \dots\dots\dots(8)$$

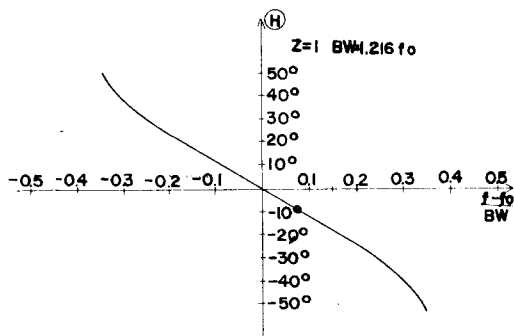
$$Y_{02} = \frac{\sqrt{2}}{Z_0 \tan\left(\frac{\pi BW}{4f_0}\right)}$$

을 얻는다.

식(7) 및 (8)에 의하여 주파수에 대한 $|S_{21}(j\omega)|$ 를 보면 그림 4-(a)와 같다. 여기서 $|f - f_0|/BW$ 가 0.2이내의 주파수영역에서는 결합회로의 port 1과 port 2 사이의 전압진폭변화는 0.3%보다 작은 변화량을 갖는 것을 식(7), (8)에 의하여 얻을 수 있다. 만일 FM 신호



(a) 주파수에 대한 진폭특성



(b) 주파수에 대한 위상특성

그림 4. 결합회로의 주파수에 대한 전달특성

Fig. 4. Transfer characteristics of the coupling network versus frequency.

號의 스펙트럼이 이 범위내에 있다면 振幅에 의한 歪曲은 무시된다. $z = y$ 인 Butterworth 特性의 結合回路일때 그림 3에서 V_i 에 대한 port 2의 辨別器 부리지에 인가된 전압 V_2 의 位相差 Θ 는

$$\Theta = \tan^{-1} \left\{ \frac{-z \tan\left(\frac{\pi \xi}{2f_0}\right)}{1 - \frac{z^2}{2} \tan^2\left(\frac{\pi \xi}{2f_0}\right)} \right\} \dots\dots\dots(9)$$

가 된다. 이 結合회로의 지연시간 T_d 는 角周波數 W 에 대한 位相差 Θ 는 변화량이므로

$$T_d = \frac{d\Theta}{d\omega} = \frac{z}{4f_0} \left\{ 1 + \frac{2+z^2}{2} \tan^2\left(\frac{\pi \xi}{2f_0}\right) \right\} \dots\dots\dots(10)$$

이고 여기서 ξ 는 $(f - f_0)$ 로서 中心周波數에 대한 周波數 偏移量을 나타낸다.

식(9)를 $|f - f_0|/BW$ 에 대한 特性은 그림 4-(b)와 같이 나타난다. 따라서 FM 信號가 이 結合回路에 의하여 非線形 位相特性에 의하여 位相歪曲이 생긴다.

4. 마이크로스트립線路辨別器의 特性

FM 스펙트럼이 앞의 그림 4에서 보는 바와 같이 $\frac{|f - f_0|}{BW} < 0.2$ 이내에 있을 때 진폭에 대한 歪曲特性은 무시될 수 있으나 位相角에 의한 歪曲은 조사하여야 한다.

그림 2(c)에서 $V_i(t)$ 가 單一周波數 FM波(monotonic frequency modulated wave)이고 結合回路가 2nd order butterworth 特性을 갖는다고 가정할때 어떤 고조파(harmonics)가 발생하는가를 quasi-stationary 방법으로 해석하자.

만일 입력신호가

$$V_i(t) = \exp \left\{ j \left(\omega_0 t + \int_0^t S(\tau) d\tau \right) \right\} \dots\dots(11)$$

라 하자. 여기서 ω_0 는 搬送波 角周波數이고 $S(t) = \Delta \omega \sin pt$ 의 단일주파수신호이며 $\Delta \omega$ 는 最大 角周波數 偏移이다.

이때 瞬時角周波數는

$$\omega_i(t) = \omega_c + \Delta \omega \sin pt \dots\dots\dots(12)$$

가 된다. 이 $V_i(t)$ 에 의한 結合회로의 출력 $V_2(t)$ 는 식(7), (9) 및 (11)에 의하여

$$V_2(\omega_c(t)) = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{z^4}{4} \cot^4 \theta(t)}} \exp j \left\{ \omega_c t + \int_0^t S(\tau) d\tau + \tan^{-1} \left[\frac{z \cot \theta(t)}{1 - \frac{z^2}{2} \cot^2 \theta(t)} \right] \right\} \dots\dots\dots (13)$$

이며 여기서

$$\left. \begin{aligned} \theta(t) &= \frac{\pi \omega_c(t)}{2 \omega_c} \\ \cot \theta(t) &= - \tan \frac{\pi}{2 \omega_c} S(t) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (14)$$

가 된다. FM 信號의 스펙트럼이 $\frac{|f - f_0|}{BW} < 0.2$ 내에 있다는 가정에 의하여 식(13) 및 (14)는

$$V_2(\omega_c(t)) = \frac{1}{2} \exp j \left\{ \omega_c t + \int S(\tau) d\tau - \tan^{-1} \left[\frac{z \tan \left(\frac{\pi \Delta \omega}{2 \omega_c} \sin pt \right)}{1 - \frac{z^2}{2} \tan^2 \left(\frac{\pi \Delta \omega}{2 \omega_c} \sin pt \right)} \right] \right\} \dots\dots\dots (15)$$

가 된다. 식(15)의 뒷부분에서 高周波 성분이 나타난다. 이 高周波 성분을 찾기 위하여 뒷부분을 F(t)라 두면

$$\frac{dF(t)}{dt} = \frac{\pi P \Delta \omega}{2 \omega_c} \left\{ \frac{z^2}{2} - \frac{2 + z^2}{2} \sec^2 \left(\frac{\pi \Delta \omega}{2 \omega_c} \sin pt \right) \right\} \cos pt \dots\dots\dots (16)$$

이 된다. 식(16)에서 $Se(t) = \sec^2 \left(\frac{\pi \Delta \omega}{2 \omega_c} \sin pt \right)$ 를 Bessel 함수의 급수로 전개시켜 보면

$$\begin{aligned} Se(t) &= \left\{ \frac{1}{\cos \left(\frac{\pi \Delta \omega}{2 \omega_c} \sin pt \right)} \right\}^2 \\ &= \frac{1}{J_0^2(x)} \left\{ \frac{1}{1 + \frac{2}{J_0^2(x)} \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(x) \cos 2k pt} \right\}^2 \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

가 되며 여기서 $x = \pi \Delta \omega / 2 \omega_c$ 이다. 일반적으로 FM의 最大 周波數 偏移는 搬送周波數보다 훨씬 작으므로 $\pi \Delta \omega / 2 \omega_c \ll 1$ 이 된다. 따라서 $J_0(x)$ 와 $\cos(x \sin pt)$ 는 모두 1에 가까운 값을 갖고 있으므로 식(17)은

$$Se(t) = \frac{1}{J_0^2(x)} \left\{ 1 - \frac{4}{J_0^2(x)} \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(x) \cos 2k pt \right\} \dots\dots (18)$$

가 된다.

따라서 식(16), (17) 및 (18)을 (15)에 대입하여 $V_2(\omega_c(t))$ 의 角周波數 $\omega_0(t)$ 를 구하면

$$\begin{aligned} \omega_0(t) &= \omega_c + \Delta \omega \sin pt - x p \left(\frac{z^2}{2} - \frac{z^2(z^2 + 2)}{2 J_0^2(x)} \right. \\ &+ z(z^2 + 2) \cos pt + \frac{XPZ(z^2 + 2)}{J_0^3(x)} \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ J_{2k}(x) + 2 \right. \\ &\left. \left. + J_{2k}(x) \right\} \cos(2k + 1) pt \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

를 얻는다.

식(19)에서 보는 것과 같이 奇數位의 高周波 성분이 나타난다. $x \ll 1$ 일때 $k (\geq 1)$ 가 커지면 $J_k(x)$ 는 대단히 빨리 0에 접근하므로 식(19)에서 제 3 高周波 성분이 位相歪曲에 主要因이 된다. 따라서 歪曲率 D는 제 3 고조파 성분으로 정의할 수 있다. 즉 일반적으로 $\omega_c \gg p$ 이므로 이때 D는

$$D = \frac{\pi p z (z^2 + 2)}{2 \omega_c J_0^3(x)} (J_2(x) + J_4(x)) \dots\dots\dots (20)$$

로 표시된다.

$Z = 1$ 로 택할 때 FM 신호스펙트럼이 $\frac{|f - f_0|}{B \omega} < 0.2$ 에 있다면 $D = 0.56 P / \omega_c$ 가 되며 이 結合回路에 의한 歪曲率을 0.1% 이내에 있게 하자면 $\frac{P}{\omega_c} < \frac{1}{560}$ 이 되어야 한다.

5. 마이크로스트립線路 辨別器의 設計 및 特性實驗

다음과 같은 특성을 갖는 마이크로스트립 周波數 辨別器를 설계하자.

- 中心周波數 (FM 搬送波) : 3GHz
- 辨別周波數 帶域幅 : 中心周波數의 40%
- 帶域幅내에서 허용歪曲 : 0.1% 以內

표 1과 같은 특성을 갖는 誘電體 基板을 이용하면 Wheeler 의 마이크로스트립에 관한 관계식을 이용하고, 관계식(8)을 이용하여 $z = 1$ 에 대한 실제 치수를 구하면 표 2와 같다.

표 1. Teflon fiber glass 의 特性 메이타*

比誘電率	: 2.4 ~ 2.6 (245 at 3 GHz)
誘電體損失	: 0.0015 ~ 0.002
사용온도	: -40°C ~ 200°C
誘電體 두께	: 0.25 mm ± 0.01 mm
동판 두께	: 0.025 mm ~ 0.03 mm

* Dupont(美)社 제품

표 2. 辨別器回路的 실제치수

50 Ω 마이크로 스트립의 폭	: 0.71 mm
25 Ω 케비티 스트립의 폭	: 5.3 mm
케비티의 길이	: 0.76 mm
케비티의 길이	: 34.0 mm
$\lambda/4$ - 開放스터브길이	: 17.0 mm
부리지 회로코너의 원호반경	: 6.0 mm

여기서 辨別器의 검파회로 부분이 負荷效果로 나타나는 것을 막기 위하여 그림 5와 같은 회로를 이용하였다. 다이오드회로의 임피던스 Z_i 가 S-Band에서 대략 마이크로스트립의 특성 임피던스에 비하여 훨씬 크게 (100 배이상) 하였다.

위의 데이터에 의하여 실제제작한 마이크로 스트립線路 辨別器는 그림 6과 같으며, 그림 7과 같은 測定 시스템 의하여 임피던스 整合 및 주파수 변별 특성을 측정하였다.

周波數 2 - 4 GHz 사이의 VS WR 특성은 그림 8

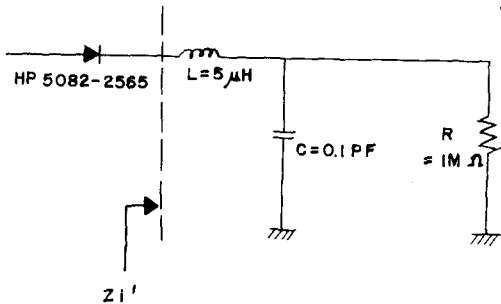


그림 5. 검파회로
Fig. 5. Detecting circuit.

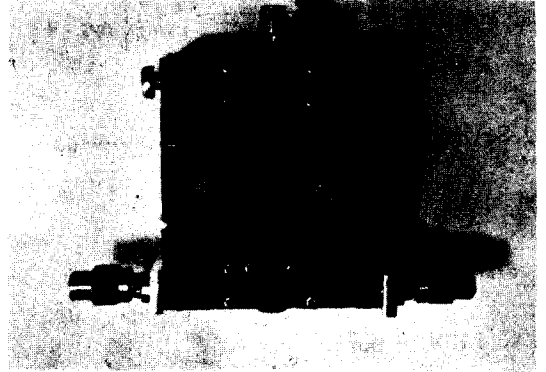


그림 6. 마이크로스트립 선로 주파수 변별기
Fig. 6. Microstripline frequency discriminator

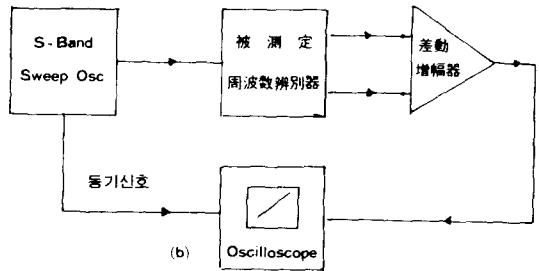
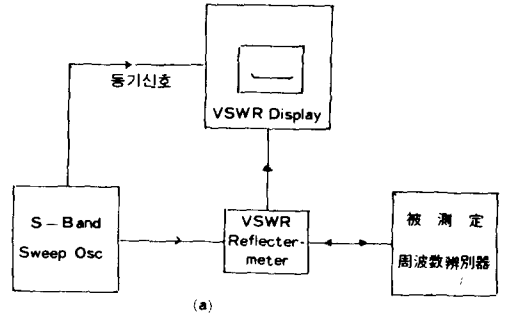


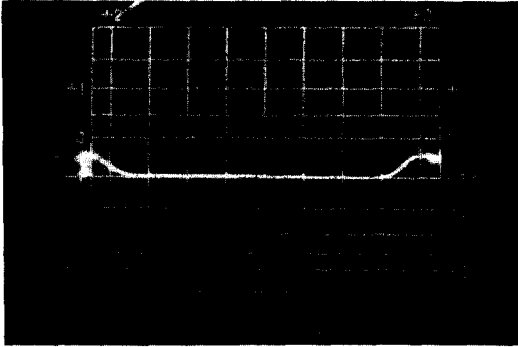
그림 7. (a) VS WR 測定 시스템 (b) 辨別測定 시스템
Fig. 7. (a) VS WR measuring system

(b) Discrimination measuring system
과 같으며 그림 (a)에서는 측정에 사용한 reflection meter가 VS WR이 1.2 이하에서는 검파가 불가능하기 때문에 평편하게 나타났다. 그림 (b)는 slotted-section에 의하여 좀더 자세한 측정치이며, 중심주파수 3GHz의 40% 帶域幅에서는 VS WR < 1.2로

서 요구되는 특성을 얻을 수 있다.

그림 7 (b)에 의하여 周波數 辨別特性을 測定하였다. 실제 측정에서 差動增幅器 대신에 oscilloscope의 channel 1과 channel 2를 차동으로 동작시켰

(a)



(b)

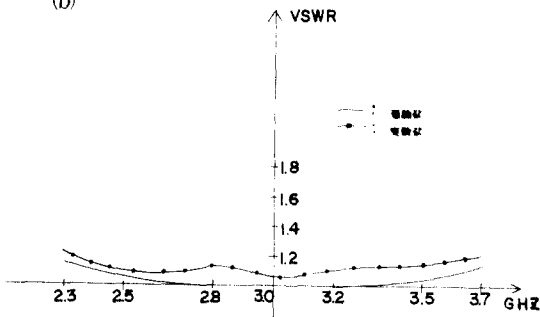


그림 8.(a) VSWR의 display

(b) VSWR의 측정값과 이론값

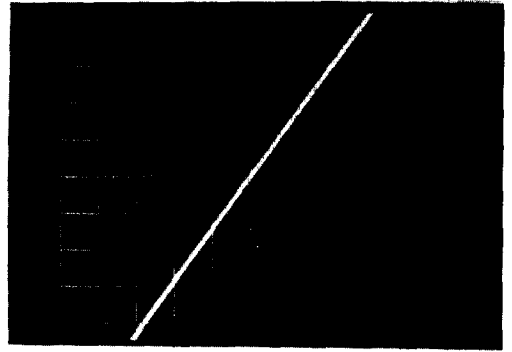
Fig.8.(a) Display of VSWR

(b) Theoretical and measured values of VSWR

다. 帶域幅 200 MHz까지는 내부 FM 변조를 사용하였으며 400 MHz 帶域幅은 start-stop 으로 sweep시켰다.

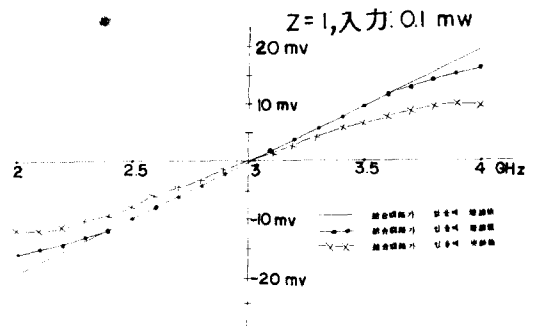
이 辨別器의 入力는 0.1 mW로 일정하게 인가시켰으며 대역폭 400 MHz에 대한 周波數 辨別特性은 그림 9 (a)와 같다. 그 이상의 帶域幅에서는 소인발진기의 出力이 주파수에 대하여 일정하지 않기 때문에 주파수를 한점씩 바꿔가면서 측정하였다.

이때의 辨別 靜特性은 그림 9 (b)와 같다.



(a) 辨別器의 動特性

(Dynamic characteristics of discriminator)



(b) 辨別器의 靜特性

(Static characteristics of discriminator)

그림 9. 辨別器의 特性

Fig.9. Characteristic of discriminator

周波數 2.7 GHz ~ 3.3 GHz까지는 좋은 線形性을 얻었다.

6. 結 論

傳送線型 FM 辨別器의 부리지회로를 마이크로스트립으로 구현하여 廣帶域 마이크로波 周波數辨別器가 가능하다는 것을 알았다. 이 辨別器에서 부리지회로와 級電線 사이의 結合回路를 Butterworth 濾波特性을 갖게할때 中心 周波數에 대한 40% 帶域幅까지는 이 회로에 의한 歪曲은 무시됨을 알았다.

本 論文에서 設計製作한 辨別器의 帶域幅은 3GHz 中心周波數에서 600 MHz를 얻었으며, 이것은 M. D. Bonfeld가 6 GHz에서 시간 지연방식으로 얻은 10 MHz, Granziano가 YIG 共振器를 써서 10 GHz에서 100 MHz의 帶域幅에 比하여 훨씬 넓은 廣帶域을 얻었다.

參 考 文 獻

1. M. D. Bonfeld, M. J. Bonimin and E. G. Jaesma, "An Integrated Microwave FM Discriminator" IEEE Int. Microwave Symposium 1968, 139-146.
2. Granziano, A. X., "Integrated Ku-Band Microwave Discriminator Using a High-Q YIG Reference Cavity in Microstrip" IEEE Proc., Microelectronics Symp. Microwave (1969) B 7. 1-B 7. 3.
3. Lenzig, M. "L-band High Band-Rate DC PSK Detector/AFC Discriminator in Microstrip". IEEE-GMTT Int. Microwave Symp. (1972) 201-203.
4. C. W. Lee. "An Analysis of a Super Wide-Band FM Line Discriminator," IEEE Proc. Vol. 52 1034-1038. Sept. 1964.
5. H. M. Altschuler, A. A. Oliner, "Discontinuities in the Center of Symmetric Strip Transmission Line," IRE Trans. on MTT.
6. P. F. Panter, "Modulation, Noise, and Spectral Analysis" McGraw-Hill Book Co., 1965.
7. H. S. Wheeler, "Transmission-line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet," "IEEE Trans. Vol MTT-13 173-185, March 1965.
8. G. J. Laughlin, "A New Impedance-Matched Wide-Band Balun and Magic Tee," IEEE Trans. Vol. MTT-24, No. 3, March 1976.

