

論 文

MIC Magic - Tee에 의한 X - Band Balanced Mixer

正會員 姜 永 採*

X-Band Balanced Mixer by MIC Magic-Tee

Young Chea KANG*, *Regular Member*

要 約 本論文은 X-Band 마이크로波周波領域에서 MIC平面magic-tee를 利用하여 平衡mixer를 구현하는 方法을 題示한다.

이 magic-tee는 일찌기 Ronde에 의하여 마이크로스트립과 슬롯線路로서 실현할 수 있음이 題示되었으며 또한 이 magic-tee가 rat-race나 hybridring보다 좋은 特性을 가지고 있음이 確認되었다.

本研究에서는 3rd order (E-arm)와 2nd order (H-arm)의 Chebyshev整合回路를 設計한 MIC magic-tee와 2개의 對稱特性을 갖는 Schottkey barrier 다이오드로 平衡mixer를 製作한 結果 VSWR < 1.2 및 conversion loss ≃ 6dB程度의 廣帶域mixer가 됨을 確認하였다.

ABSTRACT This paper proposes the method of the balanced-mixer realization in the X-Band frequency range by the MIC coplanar magic-tee. This magic-tee is composed with microstrip and slot, as suggested by Ronde. The characteristics of balancing and isolation in this magic-tee is more preferable to those of the rat-race or hybrid ring in the wide frequency range. So, experimentally in this paper the characteristics of the MIC balanced-mixer are obtained with the VSWR less than 1.2 (in Local and Signal Arms) and the Conversion Loss, 6 dB in that frequency range, when the mixer is designed in the 3rd order (in E-arm) and 2nd order (in H-arm) Chebyshev matching networks, and with two symmetrical Schottkey Barrier Diodes.

1. 序 論

마이크로波回路는 최근 20年사이에 MIC (Micro-wave Integrated Circuit)回路를 中心으로 하여 많은 發展을 하였으며 특히 研究方向은 모든 回路를 MIC化하는 傾向이다^{(1),(2)}.

이것은 많은 電子素子가 半導체로 바뀌어짐에 따라서 microwave回路에서도 hybrid IC로써 構成하기 위한 것이다. 따라서 通信機器 및 Radar 등에 적합한 microstrip을 利用하는 mixer로서는 single-ended mixer, ring-hybrid mixer 등이 사용되는데 이것을 利用하는 것은 이것의 特性보

다는 製作이 容易하기 때문이다⁽⁵⁾.

이들 mixer는 周波數特性에서 볼 때 廣帶域이 不可能하며 또한 image-frequency를 처리하는데 여러 가지 問題點이 있다.

廣帶域mixer로는 종래에 使用하는 도파관형의 magic-tee를 使用하여 平衡-mixer를 構成함으로써 가장 特性이 좋은 回路를 얻는다.

그러나 이 magic-tee는 立体的構造를 가지고 있으므로 한 平面에 이것을 構成하기는 대단히 어렵다.

따라서 本研究에서는 Ronde等에 의하여 構成한 magic-tee를 利用하여 廣帶域 MIC mixer를 構成하였다. 이 magic-tee는 周波數 特性이 octave-band程度의 廣帶域이며 isolation特性이 대단히 좋기 때문에 平衡mixer로서는 現在까지는 알려진 回路중에서 가장 적합하다^{(4),(6)}.

* 仁川大學電子工學科

Dept. of Electronic Engineering, Incheon College, Incheon, 160 Korea

論文番號 : 82 - 11 (接受 1982. 6. 9)

2. Schottky barrier diode의 conductance 및 diode의 mixing特性

mixer회로는 回路素子の 非線型性特性을 利用하므로 어떤 素子라도 이 特性을 가지고 있으면 利用할 수 있다. 그러나 특히 非線型性이 좋고 安定性이 좋은 대표적인 素子가 Schottky barrier diode이다.

이 diode는 半導體에 金屬을 接合시킨 일종의 hybrid junction diode로써 작은 信號電壓에서 動作이 可能하기 때문에 마이크로波回路에서 檢波 및 mixer로서 널리 利用된다. 이 diode의 바이어스 電壓 및 電流特性은¹¹⁾

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right] \quad (1)$$

이며 여기서 $I_s = A_R T^2 \exp(-\Phi_B N/kT)$ A_R 은 Richardson常數이고 $\Phi_B N$ 은 接合部에서의 potential barrier이다.

式(1)에서 電壓 V 는 動作點에서 bias電壓 V_0 와 RF電壓 $V_1 \cos \omega_1 t$ 의 합이 되게 인가할 때 ($V_1 \ll V_0$), 動作點에서 diode conductance는 $g(t) \equiv d_i/d_v | V_0$ 로 定義되기 때문에

$$g(t) = I_{DC} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(\alpha V_1)}{I_0(\alpha V_1)} \omega \sin \omega_1 t \right] \quad (2)$$

이다. 여기서 $I_{DC} = \alpha I_s I_0(\alpha V_1) \exp(\alpha V_0)$ $I_n(X)$ 는 modified Bessel函數이며 $\alpha = e/kT$ 이다.

式(2)는 一般적으로

$$g(t) = g_{m0} + \sum_{n=1}^{\infty} g_m \cos n\omega_1 t \quad (3)$$

가 된다. 따라서 RF信號 $V_1 \cos \omega_1 t$ 가 인가될 때 n 次harmonics에 對한 conductance는

$$g_m = 2 I_{DC} I_n(\alpha V_1) / I_0(\alpha V_1) \text{ 이 된다.}$$

그림 1과 같은 single-ended mixer에서 그 動作과 出力 i-f signal과 image信號와의 關係를 알아보고자 한다.

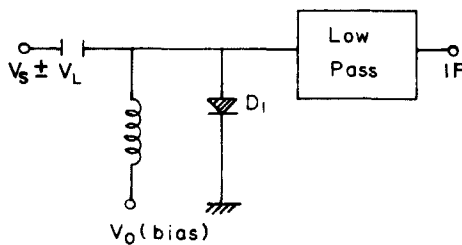


그림 1 Single-ended 混合器
Single-ended mixer.

지금 diode에 인가되는 電壓은

$$V = V_0 + V_1 \cos \omega_1 t + V_s \cos \omega_s t \quad (4)$$

여기서 $V_s \cos \omega_s t$ 는 信號電壓이며 $V_1 \cos \omega_1 t$ 는 局部發振電壓이다.

式(4)를 (1)에 代入하여 電流 i 를 개략적으로 Taylor展開하면

$$i = V_s \cos \omega_s t \frac{d_i}{d_v} \Big|_{v=V_0+V_1 \cos \omega_1 t} + \frac{1}{2} V_s^2 \cos^2 \omega_s t \frac{d_i^2}{d_v^2} \Big|_{v=V_0+V_1 \cos \omega_1 t} + \dots$$

여기서 信號電壓크기 V_s 가 대단히 작기 때문에 2次項以上은 1次項에 비하여 無視하면

$$i \approx g(t) V_s \cos \omega_s t \quad (5)$$

가 된다. 式(3)을 (5)에 代入하면

$$i = g_{m0} V_s \cos \omega_s t + \sum_{n=1}^{\infty} g_m V_s \cos n\omega_1 t \cos \omega_s t \quad (6)$$

가 된다.

式(6)에서 나타나는 周波數는 ω_s , $n\omega_1 \pm \omega_s$ 가 되며 여기서 要求되는 周波數를 擇하면 single-ended mixer가 된다.

그러나 이들 스펙트럼에서 ω_L 과 ω_s 는 가까운 周波數를 택함으로써 IF周波數 $|\omega_L - \omega_s|$ 의 값은 낮은 周波數가 된다. 따라서 局部發振周波數와 信號周波數는 상당히 밀접되어 있다.

또한 $n\omega_1 + \omega_s$ 에서 $n > 2$ 의 경우는 이미 대단히 높은 周波數이다. 그러나 특히 $n=2$ 일 때 $2\omega_L - \omega_s$ 는 局部發振信號周波數근방에 있다.

이 周波數가 image周波數이며 이 周波數에 해당하는 電壓이 mixer회路的 impedance matching問題에 影響을 미치게 된다. 따라서 이 成分을 i-f 成分, 局部發振成分 및 信號에 비하여 훨씬 작게 하여 回路에 影響이 나타나지 않게 해야 한다.

式(6)에서 i-f 成分에 대한 image成分比를 r 이라 하면 式(6)에 의하여 $r = I_2(\alpha V_1) / I_1(\alpha V_1)$ 이 된다. 즉 i-f 成分에 대하여 image成分의 modified Bessel函數의 값에 따라서 定해진다. 따라서 이 r 값을 可能한 限 줄이기 위하여 αV_1 값을 작게 擇해야 한다. $\alpha V_1 < 0.1$ 인 경우에 $r < 0.01$ 이 되며 이 領域에서는 image成分은 i-f 成分에 비하여 대단히 작은 값이 됨을 알 수 있다. 따라서 r 값을 줄여서 image成分이 나타나지 않게 하기 위하여 局部發振電壓의 振幅을 줄여야 한다.¹²⁾

3. MIC Magic-Tee 平衡mixer理論 및 그 回路構成

平衡mixer를 構成하는 方法은 3-dB coupler 혹은 hybrid ring에 의한 方法이 있으나 여기서는

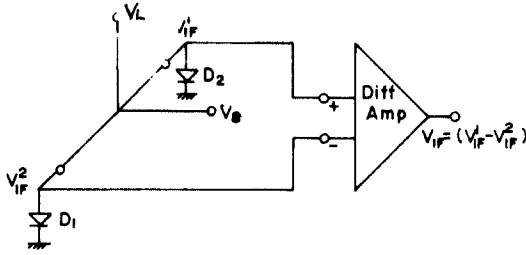


그림 2 Hybrid-tee에 의한 평형 mixer
Balanced mixer by hybrid-tee.

周波數特性이 가장 넓은 magic-tee에 의한 方法을 利用하기로 한다. 그림 2와 같은 回路를 構成하면 그림에서 局部發振信號는 D_1, D_2 에 同位相으로 傳達되고 信號電壓은 D_1, D_2 에 180° 逆位相을 가지고 양쪽으로 傳達된다. V_L 과 V_S 를 바꾸어도 가능하다. 이 때 diode D_1, D_2 에 흐르는 各電流 i_1 및 i_2 는 式 (6)에 의하여

$$i_1 = g_{m0} V_S + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{g_m V_S}{2} [\cos(n\omega_L + \omega_S)t + \cos(n\omega_L - \omega_S)t] \quad (7-a)$$

$$i_2 = -g_{m0} V_S - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{g_m V_S}{2} [\cos(n\omega_L + \omega_S)t + \cos(n\omega_L - \omega_S)t] \quad (7-b)$$

가 된다. 이 電流가 차동증폭기를 거친 후에 IF 出力端에 나타나는 電流 i 는

$$i = i_1 - i_2 = 2g_{m0} V_S + \sum_{n=1}^{\infty} g_m V_S [\cos(n\omega_1 + \omega_S)t + \cos(n\omega_1 - \omega_S)t] \quad (8)$$

이다.

만일 차동증폭기 및 IF 端에 低域通過 filter를 거치게 되면 式 (8)에서 가장 낮은 周波數에 해당하는 信號만 通過하게 되므로 要求하는 中間周波數成分

$$i_{IF} = g_m V_S \cos(\omega_L - \omega_S)t \quad (9)$$

를 얻을 수 있다.

그림 2와 같은 回路를 한 平面 PCB 回路로 만들기 위하여 Ronde^{(4), (8), (9)}에 의하여 構成한 magic-tee 回路를 利用하고자 한다. 이 magic 回路를 利用하여 平衡 mixer를 그림 3과 같은 MIC 回路를 構成할 수 있는데 여기서 실선으로 그려진 部分은 microstrip 回路이며 點線으로 된 部分은 뒷면의 slot 線路이다.

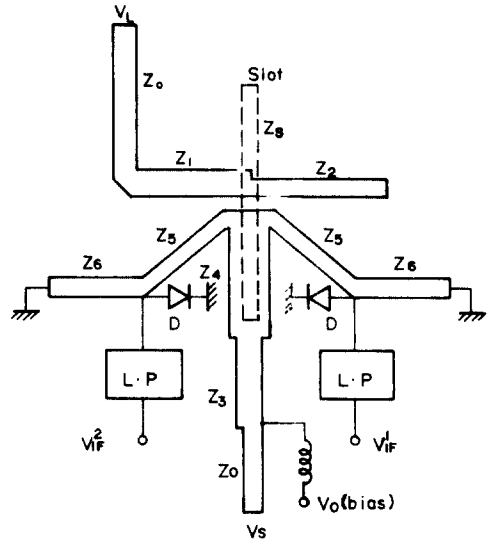
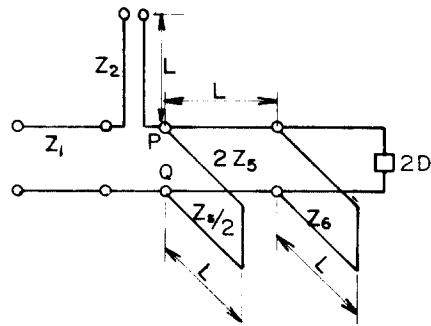


그림 3 MIC magic-tee에 의한 mixer의 구조
mixer structure by MIC magic-tee.

microstrip과 slot 사이의 結合問題는 S. B Cohn⁽²⁾ 등에 의하여 解決되어 있으며 E-arm과 H-arm의 isolation은 Ronde에 의하여 30dB以上이 된다는 것이 밝혀졌다.

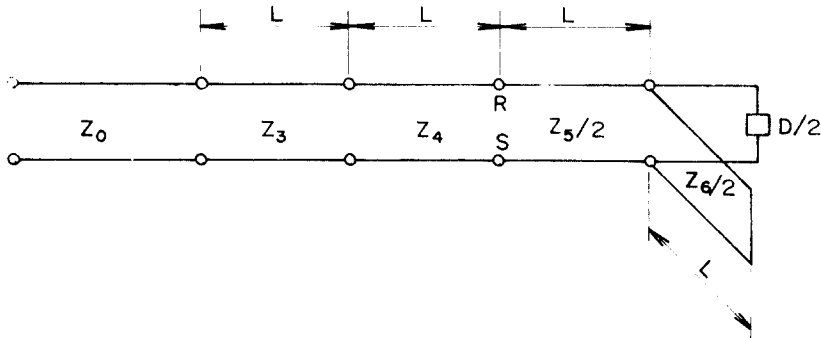
그림 3에서 局部發振電壓 V_L 과 信號電壓 V_S 가 인가되는 部分을 magic-tee의 E-, H-arm이라 할 수 있으며 이들은 모두 50Ω 의 特性 임피던스로 給電되어 있다. E-arm에서 볼 때 Z_0 (50Ω)으로 給電되며 길이가 $\lambda/4$ 이며 Z_5, Z_4 stub로 다이오우드 임피던스를 整合시킨 回路가 slot-strip gap에서 直列로 coupling되기 때문에 그림 4(a)와 같은 等價回路를 構成할 수 있다. 같은 方法으로 H-arm에서는 Z_5, Z_6 및 다이오우드의 回路는 Z_4 strip의 끝 部分에서 並列로 連結되기 때문에 그림 4(b)와 같은 等價回路가 構成된다. 이 때 microstrip과 slot와의 結合係數는 比誘電率이 대략 10以上이 될 때 그 두께가 microstrip幅과 비슷할 경우 거의 1이 된다는 것이 알려져 있다^{(8), (9)}.

따라서 E-arm이 microstrip이 slot에서 結合될



$L : \lambda/4$ from carrier freq.

(a) E-arm



(b) H-arm

그림 4 E, H arm의 동가회로
Equivalent circuit in E, H arms.

때 結合에서 일어날 수 있는 等價 transformer 를 等價回路에서 省略할 수 있다.

따라서 MIC magic-tee에 의한 廣帶域平衡mixer 를 設計하는 問題는 다이오우드회로의 $\lambda/4$ -transformer Z_5 와 stub Z_6 이 廣帶域에서 50Ω 군방에 유지시키는 問題와 E, H arm의 임피던스 整合問題에 歸着된다.

4. 整合回路設計方法 및 製作한 平衡 mixer 特性

4-1 整合回路設計方法

本研究에서는 美國 Hewlett Pockard社 製品인 5082-2208 schottkey barrier diode를 가지고 設計하였으며 또 마이크로波誘電체기판으로서는美

國 3M社의 Epsilam-10기판 (比誘電率 Z-方向 : 10.5 xy-方向 : 13)을 使用하였다.

一般的으로 다이오우드는 RF信號에 대하여 그 特性이 複素임피던스를 가지고 있으며 여기서 使用한 다이오우드의 임피던스特性은 표 1과 같다.

표 1에서 보는 바와 같이 X-Band (8~12GHz) 사이에서 다이오우드 자체의 RF임피던스의 크기가 변화한다. 이것은 그림 3에서 $\lambda/4$ -stub Z_6 과 transformer Z_5 로서 廣帶域으로 하기 위하여 길이를 中心周波數 10GHz에서 $\lambda/4$ 로 할 때 特性 임피던스 Z_5 와 Z_6 로서 決定하여야 한다.

一般的으로 이 다이오우드는 X-Band用이므로 이 廣帶域特性에서 50Ω 에 임피던스 整合하기

표 1 (bias DC 電流150MA)* HP社提供data

frequency (GHz)	50Ω-normalized impedance	frequency (GHz)	50Ω-normalized impedance
7.0	0.6+j1.8	10.0	1.7+j0.1
7.5	0.8+j1.5	10.5	1.5-j0.5
8.0	1.0+j1.3	11.0	1.4-j0.2
8.5	1.4+j1.1	11.5	1.3-j0.3
9.0	1.5+j1.0	12.0	1.2-j0.5
9.5	1.6+j0.6	12.5	1.1-j0.6

위한 stub 및 transformer의 特性임피던스는 製作會社에서 提供하기 때문에 그 값을 바로 使用하였다. 이 값은 $Z_5 = 41\Omega$, $Z_6 = 23\Omega$ 로 할 때 HP 5082-2208은 $150\mu A$ 의 $VSWR < 1.2$ (8~12 GHz)가 됨을 確認하였다.

이들 값으로 Z_5, Z_6 을 택한 후에 그림 4의 等價回路에서 보면 E-arm에서 P, Q點의 오른쪽 다이오우드回路는 直列이므로 거의 100Ω 이고 H-arm에서 R, S點의 오른쪽 다이오우드回路는 똑같은 回路이며 並列이므로 거의 25Ω 으로 보이게 된다. 따라서 이들 等價回路로 고쳐 그리면 그림 5의 (a), (b)와 같은 等價回路를 얻을 수 있다.

따라서 局部發振 및 信號電壓이 인가되는 部分에서 임피던스整合問題는 그림 5와 같은 等價回路의 Z_1, Z_2, Z_3 및 Z_4 를 결정하는 問題가 된다. H-arm에서 $\lambda/4$ -transformer로서 2-sections로 쉽게 設計되지만 E-arm에서 $\lambda/4$ -transformer와 open, short stubs로서 2:1 임피던스整合回路를 構成하여야 한다.

E-arm에서 3rd order chebyshev特性으로 임피던스整合시키는 方法은 Lawghlin⁽⁶⁾에 의하여 提示되어 있다.

本研究에서는 E-arm을 3rd order chebyshev 特性을 택하고 H-arm을 2nd order chebyshev로 택할 때 다음과 같은 特性임피던스를 얻는다^{(3),(6)}.

$$E\text{-arm} : Z_1 = 70.7\Omega, Z_2 = 92.4\Omega, Z_3(\text{slot}) = 100\Omega$$

$$H\text{-arm} : Z_3 = 30.2\Omega, Z_4 = 40.5\Omega$$

여기서 strip 및 slot의 임피던스 및 有效波長은 다음과 같은 關係式⁽⁷⁾을 利用하여 얻을 수 있다.

strip의 特性임피던스 및 有效波長은 比誘電率 ϵ_r 의 기관두께와 마이크로스트립의 幅을 각각

h, W 라 할 때 特性임피던스 Z 가 주어지면⁽⁷⁾

$$\frac{W}{h} = 8 \frac{\left\{ \left[\exp\left(\frac{Z}{42.4} \sqrt{\epsilon_r + 1}\right) - 1 \right]^{7+4\epsilon_r} \right.}{\exp\left(\frac{Z}{42.4} \sqrt{\epsilon_r + 1}\right) - 1} + \frac{1+1/\epsilon_r}{0.81} \left. \right\}^{1/2} \quad (10)$$

이 때 $\epsilon_r = 1$ 일 때 特性임피던스 Z_0 는

$$Z_0 = 30 \ln \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{8h}{W} \right) \left(\frac{8h}{W} + \sqrt{\left(\frac{8h}{W} \right)^2 + \pi^2} \right) \right\} \quad (11)$$

가 된다.

따라서 마이크로스트립에서 有效波長을 λ' 라 하면

$$\lambda' = \frac{Z}{Z_0} \lambda_0 \quad (12)$$

가 되며 여기서 λ_0 는 자유공간의 波長이다. slot의 特性임피던스 및 有效波長은 W/d 에 따라서 다르게 나타난다⁽⁸⁾.

$$0.02 \leq \frac{W}{d} < 0.2 \text{ 일 때}$$

$$\frac{\lambda'}{\lambda_0} = 0.923 - 0.448 \log \epsilon_r + 0.2W/d - (0.29W/d + 0.047) \log \left(\frac{d}{\lambda} \times 10^2 \right)$$

$$Z = 72.62 - 35.19 \log \epsilon_r$$

$$+ 50 \frac{(W/d - 0.02)(W/d - 0.1)}{W/d}$$

$$+ \log(W/d \times 10^2) (44.28 - 19.58 \log \epsilon_r)$$

$$- [0.32 \log \epsilon_r - 0.11 + W/d(1.07 \log \epsilon_r$$

$$+ 1.44)] (11.4 - 6.07 \log \epsilon_r - d/\lambda \times 10^2)^2$$

$$0.2 \leq W/d \leq 1.0 \text{ 일 때}$$

$$\frac{\lambda'}{\lambda} = 0.987 - 0.483 \log \epsilon_r + W/d(0.111 - 0.0022 \epsilon_r)$$

$$- (0.121 + 0.094W/d - 0.0032 \epsilon_r) \log(d\lambda \times 10^2)$$

$$Z = 113.19 - 53.55 \log \epsilon_r + 1.25W/d(114.59$$

$$- 51.88 \log \epsilon_r) + 20(W/d - 0.2)(1 - W/d)$$

$$- [0.15 + 0.23 \log \epsilon_r + W/d(-0.79 + 2.07 \log$$

$$\epsilon_r) \cdot [10.25 - 5 \log \epsilon_r + W/d(2.1 - 1.42 \log$$

$$\epsilon_r) - d/\lambda \times 10^2]^2 \quad (13)$$

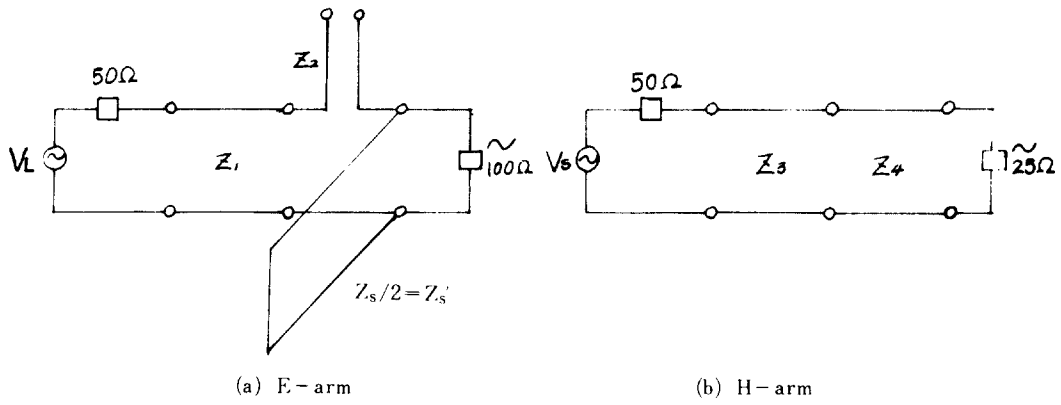


그림 5 diode 정합시 E, H arm의 동가회로
Equivalent circuit with the impedance matched diodes.

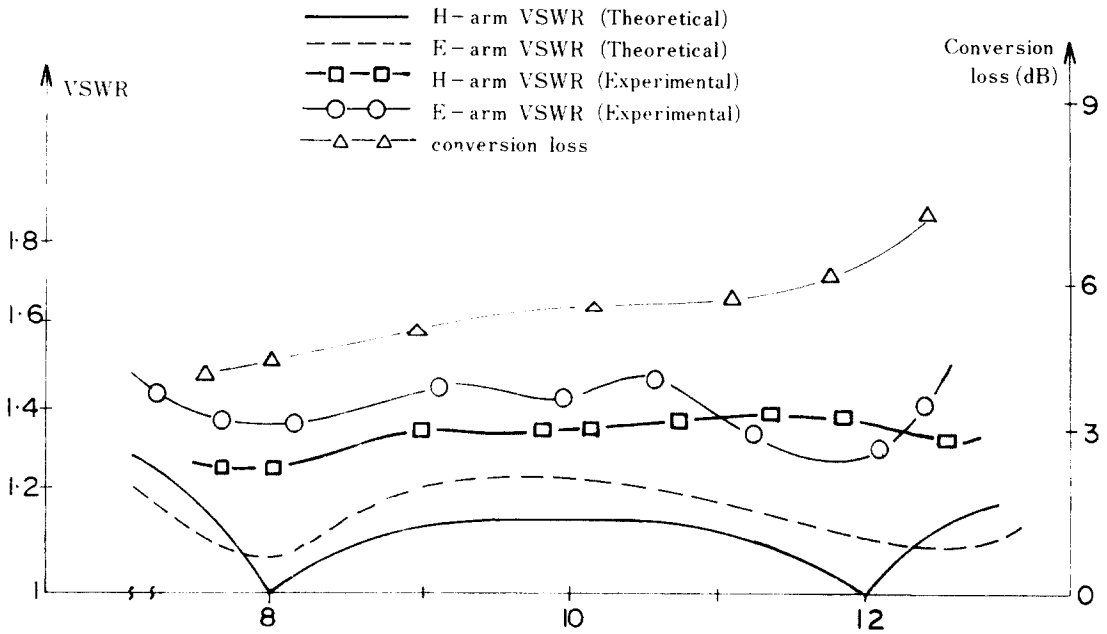


그림 6 제작한 MIC 평형 mixer의 특성
Characteristics of MIC balanced mixer.

4-2 製作한 平衡mixer의 特性

앞에서 Laughlin의 廣帶域balun方法에 의하여 3rd order로 設計한 값과 2nd order chebyshev matching회로값을 式(10), (11), (12) 및 (13)에 의하여 $\epsilon - 10$ 기판으로 製作하였다. 다이오우드에서 나오는 信號를 抵域通過 filter를 거치는 대신 RF choke (1mH)를 거쳐서 뽑았다(같은 효과를 얻으면서 實驗을 간편히 하기 위하여).

mixer에서 나온 信號를 차동증폭기에 인가하는 대신 測定을 간편히 하기 위하여 oscilloscope channel 1, 2에서 차동으로 動作시켜서 IF信號를 測定하였다.

각 arm의 $VSWR < 1.2$ 가 되게 整合회로를 設計하였을 때 그것의 特性은 그림 6과 같은 特性을 얻을 수 있었다. 여기서 E, H-arm에서 $VSWR$ 實驗的으로 X-Band에서 1.4이하의 값을 얻었으며 이 값은 實際로 mixer로서 充分한 特性이 된다. 또한 信號에 대한 IF의 conversion loss는 약 6dB程度로 약간 나쁜 特性을 얻었다. 이것은 다이오우드 자체의 特性에 起因되는 것으로 간주된다. 本實驗에서 局部發振 1mW 信號는 10⁻⁴W程度의 작은 값을 택하였으며 image를 거의 없애기 위하여 局部發振대 信號를 1000:1程度 택하였으며 IF周波數는 100MHz로 택하여 測定하였다.

5. 結 論

現在까지 많이 使用하고 있는 方法의 平衡 mixer를 空平面的 MIC로 바꿀 때 slot line을 利用한 magic-tee를 使用하여 구현할 수 있음을 X-Band에서 確認하였다. 誘電率이 큰 基板을 使用하여 平面型平衡 mixer를 理論值에 맞추어 設計製作한 結果 E, H arm에서 一般的인 許容範圍 $VSWR < 1.4$ 程度의 값을 얻었으며 특히 信號電力이 1⁻⁴W程度에서 雜音이 거의 없는 좋은 IF波形을 얻었다.

이와 같은 方式의 平衡mixer는 UHF以上の microwave領域에서 널리 利用될 수 있으나 周波數가 낮을 때는 microstrip과 slot線路사이의 結合

이 어려워지기 때문에 상당히 큰 問題가 있다. 本研究에서는 microwave周波數領域에서는 廣帶域特性을 갖는 平衡mixer를 구현할 수 있음을 確認하였다.

参 考 文 献

- (1) M. J. Howes and D. V. Morgan, "Microwave Devices", New York: John Wiley and Sons, 1976.
- (2) K. C. Gupta, "Microwave Integrated Circuits" New York: John Wiley and Sons Inc, 1974.
- (3) G. L. Mathaei, I. Yong and E. M. Jones, "Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures", New York: McGraw Hill, 1964.
- (4) I. S. Chang and J. H. Kim, "A Study on the New Microstrip Magic-Tee", 大韓電子工學會誌, 第17卷3號, 1980
- (5) Harlan Howe, Jr., "Stripline Circuit Design", Artech House Inc., 1974.
- (6) G. J. Laughlin, "A New Impedance Matched Wide Band Bolun and Magic Tee", IEEE Tran. MTT vol. MTT-24, no. 3, Mar. 1976.
- (7) I. J. Bahl and O. K. Trivedi "Designers Guide to Microstrip Line", Microwave, May 1977.
- (8) F. C. de Ronde, "A New Class of Microstrip Directional Coupler", IEEE G MTT International Microwave Symposium Digest, 1970.
- (9) K. K. Clarke, "Communication Circuit: Analysis and Design", Addison-Wesley, 1971.
- (10) R. Garg and K. C. Gupta, "Expressions for wave Length and impedance of a Slotline", IEEE MTT, Aug. 1976.
- (11) H. A. Watson, "Microwave Semiconductor Devices and Their Circuit Applications", New York: McGraw-Hill Inc., 1969.
- (12) S. B. Chon, "Slotline on a Dielectric Substrate", IEEE Trans, MTT., vol. MTT-17, no. 10, 1969.



姜永探 (Young Chea KANG) 正會員
 1948年 8月 14日生
 1972年 2月: 光云工科大学電子工學科卒業
 1979年 2月: 明知大學大學院電子工學科修了(工學碩士)
 1982年 2月: 明知大學大學院電子工學科博士課程修了
 1980年 3月~現在: 仁川大學電子工學科長