

論 文

# 마이크로파帶 高出力 트랜지스터 增幅器의 設計와 試作

## (Design and Fabrication of S-band Ultra High Power Transistorized Amplifier)

沈 載 哲\* · 金 鍾 鍊\*\*

(Shim, Jae chul and Kim, Johng Ryun)

### 要 約

주로 TWT로 사용되어 오던 2GHz 대高出力增幅器를 近來 開發되어 市販되기 始作한 microwave bipolar transistor를 使用하여 設計 製作하였다. 特히 高出力을 얻을 目的으로 balanced amplifier로 構成하였으며 microstripline을 使用해서 우수한 impedance 整合效果를 얻었다. RF出力의 divider 및 combiner로서는 製作上의 便宜를 勘案해서 stripline directional coupler方式을 採擇했으며 이것은 quadrature hybrid coupler로서 좋은 動作特性을 보였다.

直接 實用化를 勘案해서 設計, 試作된 本 마이크로파 트랜지스터 增幅器는 測定結果 RF出力 14watt, 利得 14dB, 周波數帶域幅 180MHz, 效率 40%의 優秀한 綜合特性을 얻었다.

### Abstract

Conventionally, a TWT has been used for high power amplification in the microwave frequency range. However, an ultra-high-power amplifier in the 2GHz range has successfully been designed and fabricated employing high power transistors developed recently and available commercially.

In the design of the amplifier, a balanced-pair configuration is adopted in order to obtain very high microwave power, and a good impedance matching is achieved by making use of microstrip-line techniques.

For the RF power divider as well as combiner, an approach of stripline directional coupler is adopted because of its easiness in fabrication. The coupler so designed and fabricated indicates a satisfactory performance as a quadrature hybrid coupler.

Measurements on the amplifier developed for an immediate commercial application also exhibit excellent overall performance characteristics RF power output, 14 watts, gain 14dB, frequency bandwidth, 160MHz, efficiency 40%.

### 1. 序 論

최초의 마이크로파帶 트랜지스터인 L band用 트랜지스터가 처음 선을 보인 것은 1965년도이였으나 마이크로파帶 진공관式 信號發生裝置를 半導體素子로 대체하기 위한 트랜지스터가 본격적으로 研究, 開發되기

시작한 것은 1968년 Bell研究所의 Engelbrecht와 Kurakawa의 balanced transistor amplifier<sup>1)</sup>가 마이크로웨이브 통신 기기에 採擇된 以後부터이다. 특히 종전의 TWT는 전력消耗가 많고 수명이 길지 않아 定期的으로 交替해야 하는 短點이 있으므로 이를 半導體素子로 代替하려는 추세에 발맞추어 여러 製造會社에서 경쟁적으로 이러한 高出力 GHz대 트랜지스터 部品 開發에 힘을 기울여 왔다. 그 결과 整合回路를 內藏하는

\*,\*\*正會員 韓國通信技術研究所  
接受日字: 1977年 9月 12日

multiple-base transistor 기술, bellilium oxide 등 낮은 熱抵抗 材料의 사용, emitter-ballasting 기술<sup>2)</sup> 등이 開發되어 high power bipolar transistor는 현재 pulse 出力이 2GHz에서 40watt, 3GHz에서 10watt까지, CW 出力인 경우 2GHz에서 20watt, 3GHz에서 5watt의 出力을 내는 素子가 RCA, MSC, CTC, TRW, NEC 등의 會社에 의해 生産, 販賣되고 있으며 앞으로 더욱 높은 出力을 갖고 設計가 容易한 제품이 나올 것으로 豫想된다. 그러나 GHz帶에서는 部品의 크기가 周波數가 높아질에 따라 크게 影響을 받으며 package의 inductance, junction의 接合容量에 의해 reactance가 커져 動作特性이 현저하게 低下되므로 現在 GaAs FET인 경우는 Ku band까지 동작하는 素子가 開發되었으나 大出力用 bipolar 트랜지스터는 熱放散문제 때문에 junction 등의 크기에 제한이 있으므로 最高動作周波數가 약 3GHz 정도에 머물고 있는 실정이다<sup>3)</sup>.

그러므로 C band用 高出力 信號發生裝置를 全 半導體로 製作하기 위해서는 S band에서 high power bipolar transistor로서 高出力을 낸 다음 이를 varactor multiplier로서 주파수를 2~3배하는 方法을 쓰게 된다. Gunn diode, Impatt diode, GaAs FEF 등으로 직접 發振, 增幅하는 方法도 있으나 위에서 말한 周波數배배방법이 가장 높은 出力과 높은 效率를 얻을 수 있으므로 現在 Collius 등 microwave system 제조회사에서는 이 方法을 많이 採擇하고 있다<sup>4)</sup>.

本 研究에서는 CTC會社의 트랜지스터를 使用하여 2GHz帶 高出力增幅器를 設計製作하였는데 amp形態로서 balanced type을 採擇한 것은 single ended type에 비해 다음과 같은 長點이 있음을 勘案한 것이다.

- 1) 入出力段의 impedance整合이 容易하다.
- 2) 周波數 平坦特性, intermodulation, phase linearity特性이 우수하다.
- 3) DC bias를 變化시킴으로써 impedance整合을 維持한 채 出力 level을 調節할 수 있다.
- 4) 個個의 트랜지스터 最大出力보다 높은 出力을 낼 수 있다.
- 5) 信賴度가 改善된다. 즉 트랜지스터가 한개 不動작이 되더라도 出力은 그 level 이 약 6dB 떨어질 뿐이다.

## 2. Balanced Amplifier

balanced type增幅器는 그림-1과 같이 driver amp, power divider, pair amp, power combiner로 構成된다.

첫 段은 driver amp로서 入力信號를 다음 段인 pair

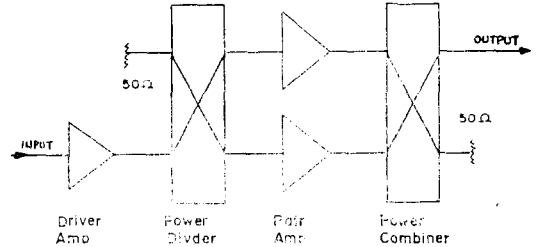


그림 1 Balanced amplifier의 構成圖

Fig. 1. Block diagram of balanced amplifier.

amp의 drive level의 約 2배까지 增幅하고 이 信號는 quadrature directional coupler인 power divider를 거치면서 90°의 相對의인 位相差를 갖는 두 信號로 兩分되어 pair amp의 入力側에 各各 引加된다. 이 때 power amp의 入力 impedance가 power divider의 特性 impedance와 다를 경우 power가 反射되는데 두 pair amp의 mismatch 정도가 同一한 條件下에서는 이들은 모두 power divider의 null port쪽으로 합쳐져 나와 termination resistor에 흡수되므로 driver의 出力側에서 본 負荷는 항상 整合되어 있는 狀態가 된다. pair amp에 引加된 두 信號는 特性이 同一한 두 amp를 거치면서 相對의 位相差 90°을 維持한 채 各各 增幅되고 다음 段인 power combiner로 들어가게 된다. 여기서 power combiner는 divider를 逆方向으로 動作시킨 것으로서 pair amp에서 增幅된 두 出力은 power combiner의 出力側에서 同相으로 합쳐져서 나오게 되므로 트랜지스터 1個의 최대出力의 約 2배에 달하는 最終出力을 얻게 된다.

## 3. Single Stage Amplifier

balanced amplifier를 構成하는 各 amp段의 設計要點은 入出力 impedance整合과 C級動作을 시키기 위한 bias回路의 構成에 있다.

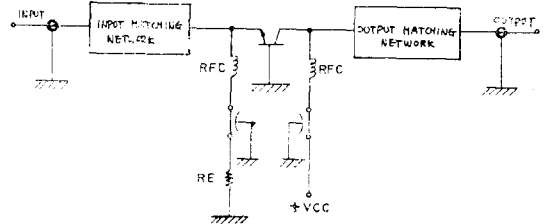


그림 2 Single stage amplifier의 構成圖

Fig. 2. Diagram of single stage amplifier.

대부분의 GHz帶 高出力 트랜지스터는 package의 inductance를 줄이고 熱放散이 容易하도록 base자체가 ground결 heat sink역활을 하게 되어 있으므로 amp形態는 대개 common-base형태가 되고 그림-2에서와 같이 emitter抵抗으로 自己 bias가 걸리도록 하여 電源

使用効率が 높은 C級動作을 시킨다. 그리고 RF power가 새어 나가거나 bias회로에 의해 入出力 impedance가 變하는 것을 방지하기 위해 bias회로 양끝에 RF choke를 넣어 DC회로와 RF회로를 구분해야 한다.

一般的으로 製造會社側에서 提供되는 data는 common-base型으로 하였을 경우의 周波數에 따른 트랜지스터의 入出力 impedance  $Z_{in}$ 과 最大出力이 나오는 負荷의 impedance  $Z_{c1}$ 이며 impedance整合問題는 이  $Z_{in}$ 을 傳送線의 特性 impedance  $Z_0$ 에 傳送線의  $Z_0$ 를  $Z_{c1}$ 로 變換하는 問題로 귀착된다.

複素數 impedance  $Z_L = R_L + jX_L$ 을 純抵抗性 impedance  $Z_0$ 에 整合시키는 데는 여러가지 方法이 많이 있으나 여기서는 distributed element인 傳送線으로서  $Z_L$ 을  $Z_0$ 에 整合시키는 方法에 對해 檢討한다.

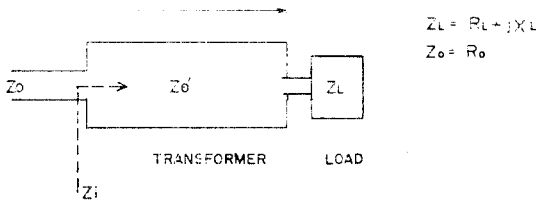


그림 3 Stepped transmission line transformer  
Fig. 3. Stepped transmission line transformer.

그림 3에서

$$Z_i = Z_0' \left[ \frac{(R_L + jX_L) + jZ_0' \tan \beta l}{Z_0' + j(R_L + jX_L) \tan \beta l} \right] \dots \dots (1)$$

impedance整合이 이루어지기 위해서는  $Z_i$ 가  $Z_0$ 와 같아야 하므로 그 條件을 (1)式에 넣고 풀면 transformer用 傳送線의 特性 impedance  $Z_0'$ 와 길이  $l$ 을 구할 수 있다. 이처럼 式을 利用하는 方法이외에 Smith chart를 利用하여  $Z_0'$ 와  $l$ 을 구하는 方法이 있다<sup>5)</sup>.

그러나 트랜지스터의 parameter  $Z_{in}$ ,  $Z_{c1}$ 이 周波數뿐

만 아니라 入出力 level, 전원전압, bias, 溫度等에 따라 相當히 變化하므로 넓은 周波數帶域에 걸쳐 動作하는 增幅器의 設計는 물론 한 周波數에 對해서도 正確한 設計란 거의 不可能하다.

그러므로 本 研究에서 amp設計는 會社側에서 提供한 資料 즉 어떤 特정한 test회로로서 特정한 電源電壓, 入出力 level에서 測定한  $Z_{in}$ ,  $Z_{c1}$ 값으로 우선 設計值를 求하고 이를 基點으로 하여 수次に 걸친 trial-and-error方式을 거치면서 원하는 amp特性을 얻는 이른바 自己發見的 接近方法(Heuristic Approach Method)을 使用하였다.

廣帶域增幅器가 되려면 broadband matching을 시켜야 하지만 回路가 復雜해지면 그만큼 損失이 많아지게 되고 10%以下의 帶域幅에 對해서는 앞에서 言及한 stepped transmission line transformer에 의한 方法으로도 充分하므로 이 方法을 採擇하였는데 트랜지스터의 動作特性이 周波數가 올라 갈수록 低劣하게 되는 것을 利用하여 願하는 帶域幅器內 周波數中 가장 높은 주파수에 對해 設計하고 相當히 tuning함으로써 相當히 平坦한 周波數特性을 얻을 수 있었다. 그리고 設計와 어긋난 特性의 補正과 DC電壓이 다른 段으로 넘어가는 것을 防止하기 위해 入出力側에 tuning겸 blocking用 capacitor를 連結하였는데 이 때문에 약간 變형된 整合方法을 썼다.

이제 CTC會社의 3003트랜지스터로서 driver amp를 設計하는 過程을 보인다.

中心周波數를 2.1GHz라고 하고 周波數帶域幅을 140 MHz로 잡으면 設計周波數는 2.17GHz이므로 CTC3003 data sheet에서  $Z_{in}$ ,  $Z_{c1}$ 의 값을 읽으면

$$Z_{in} = 4 + j13.5 \text{ ohms}$$

$$Z_{c1} = 6 + j3.0 \text{ ohms}$$

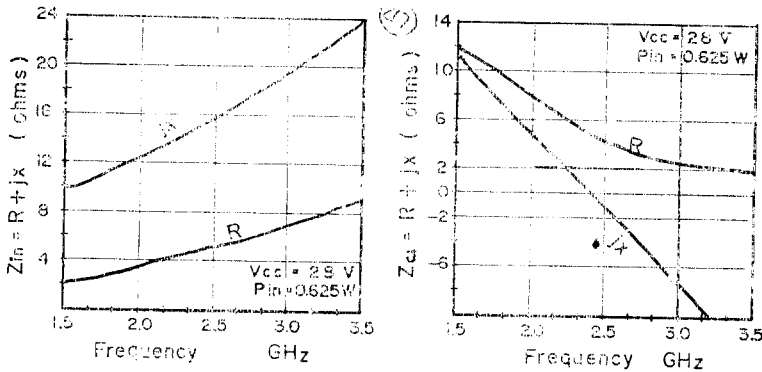


그림 4 CTC 3003의  $Z_{in}$ ,  $Z_{c1}$   
Fig. 4.  $Z_{in}$  and  $Z_{c1}$  of CTC 3003.

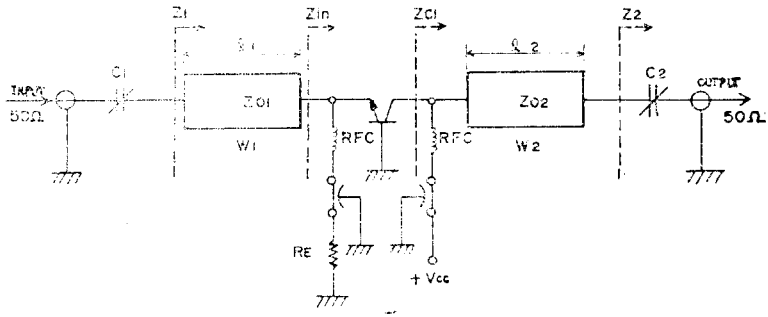


그림 5 傳送線에 의한 整合回路를 사용한 single stage amplifier  
 Fig. 5. Single stage amplifier using transmission line transformer.

먼저 入力側 transformer用 傳送線의 特性 impedance는 tuning capacitor를 考慮하여 다음과 같이 定한다. 즉  $l_1$ 의 長이 波長의  $1/4$ 이고  $Z_{in}$ 의 虛數分이 없다고 가정하고 Chebyshev transformer의 impedance를 求하는 式을 써서  $\sqrt{4 \times 50} = 14.1$  ohms을 求한 다음, 후에 부착할 tuning capacitor의 可變범위를 고려

하여 이 보다 약간 큰 값으로 잡는데 본 實驗에서는 16, 18, 20, 22 ohms 등으로 실험한 結果 20 ohms인 경우가 가장 바람직한 特性을 보였다.

다음은 이러한 特性 impedance로 갖는 microstrip transmission line을 設計하는데 이에 對해서는 Wheeler, Schneider, Presser 등에 의해 많은 研究가 되어

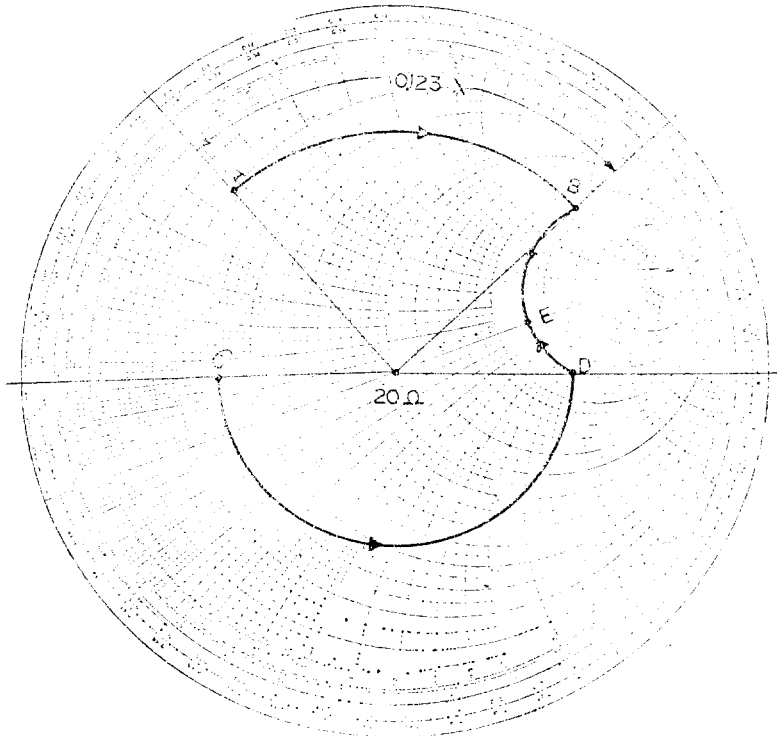


그림 6  $Z_{in}'$ ,  $Z_{C1}$ 와  $Z_0$ 를 整合시키는 過程  
 Fig. 6. Matching process of  $Z_{in}'$  and  $Z_{C1}$  to  $Z_0$ .

있으나 여기서는 Schneider에 의해 誘導된 式(2)~(4)을 利用하였다<sup>6)</sup>.

$$\frac{W}{H} = 2 \left[ \frac{d_k - 1}{\pi} - \frac{\ln(2d_k - 1)}{\pi} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\pi\epsilon_r} \left( (\ln(d_k - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r}) \right) \right] \dots (2)$$

여기서  $d_k = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10}{W/H} \right)^{-1/2} \dots (3)$$

$$\lambda_m = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \dots (4)$$

여기서  $\lambda_0$ 는 自由空間에서의 波長,  $W$ 는 microstripline의 幅,  $H$ 는 substrate의 두께,  $\epsilon_r$ 은 substrate의 誘電率을 가르킨다. 유전율 2.1 두께 0.51mm의 tetlon sheet를 사용한 結果  $W_1 = 5.37\text{mm}$ 를 얻었다.

다음은 傳送線의 길이  $l_1$ 을 구하기 위해  $Z_{in}$ 을  $Z_0$ 인 20ohms으로 normalize하여 smith chart에 表示하던 그림 6의 A點이 된다. 그림 5에서  $Z_1$ 은  $Z_{in}$ 을 傳送線을 따라 generator쪽으로 reference plane을  $l_1$ 만큼 移動시켜 본 값이므로 Smith chart에서  $Z_1$ 을 求하기 위해서는 A點을 時計方向으로 回轉시켜  $r = 2.5$ (즉 50 ohms)인 circle과 만나는 點 B를 찾아내고 이를 읽으면  $Z_1' = 2.5 + j3.3$ 이 된다. 이때  $l_1$ 은 A點에서 B點까지의 electrical length를 읽어 式(4)에서 求한 波長과 곱하면 된다.

계산 結果  $l_1 = 12.9\text{mm}$ 를 얻었다.

$Z_1'$ 를 demormalize하면

$$Z_1 = 50 + j66\text{ohms}$$

허수項 j66 ohms을 series capacitor  $C_1$ 을 連結하여 없앤다고 하면

$$C_1 = 1.14 \text{ pF}$$

로서 本 實驗에서 使用한 Johanson capacitor의 tuning range 0.4~2.5 pF의 中間值가 되었다.

出力側에도 以上과 같은 方法을 適用하면 되는데 단  $Z_0$ 를  $Z_{c1}$ 로 變換하는 것보다  $Z_{c1}$ 을  $Z_0$ 로 變換하는 것이 便利하므로  $Z_{c1}$ 點을 load方向(反時計方向)으로 回轉시켜  $Z_{01}$ 의 circle과 만나도록 하는 것이 多를 뿐이다(그림-6의 C,D點).

이와같은 方法으로 driver amp, pair amp 各段의 入出力側의 設計置 즉 microstripline의 幅, 길이, capacitor의 값을 각각 求하였다.

기타 amp設計에 參考가 될 만한 資料를 자료(7)~(9)에 보인다.

### 4. 3dB Directional Coupler

power divider, combiner로 쓰인 3dB quadrature

directional coupler의 設計要領을 보인다. coupled transmission line의 even, odd mode impedance  $Z_{oe}$ ,  $Z_{oo}$ 와 voltage coupling ratio  $C_0$ 와의 關係式은 다음과 같다<sup>10)</sup>.

$$Z_{oe} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C_0}{1-C_0}} \dots (5)$$

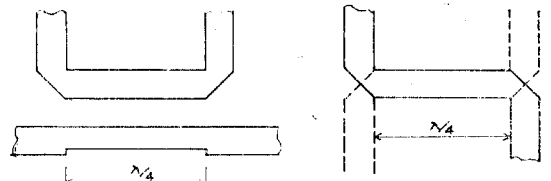
$$Z_{oo} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C_0}{1+C_0}} \dots (6)$$

$$\text{여기서 } Z_0 = \sqrt{Z_{oe} Z_{oo}} \dots (7)$$

또 dB로 表示한 coupling은

$$C(\text{dB}) = -20 \log_{10} C_0 \dots (8)$$

但  $C_0$ 는 그림-7에서와 같이 coupling region의 길이 가  $\lambda/4$ 의 홀수배가 되는 周波數에서 定義된 값이다.



a) Side-Coupling      b) Broadside-Coupling

그림 7 Quarter-wave coupled line directional coupler의 形態

Fig. 7. Configuration of quarter-wave coupled line directional coupler.

이때 coupl port와 thru port로 나오는 信號를  $b_3$ 과  $b_4$ 고 하면<sup>11)</sup>

$$b_2 = \frac{j[(Z_{oe}/Z_{oo})^{1/2} - (Z_{oo}/Z_{oe})^{1/2}]\sin\theta}{2\cos\theta + j[(Z_{oe}/Z_{oo})^{1/2} + (Z_{oo}/Z_{oe})^{1/2}]\sin\theta} \dots (9)$$

$$b_4 = \frac{2}{2\cos\theta + j[(Z_{oe}/Z_{oo})^{1/2} + (Z_{oo}/Z_{oe})^{1/2}]\sin\theta} \dots (10)$$

여기서  $\theta$ 는 coupling region의 electrical length를 나타낸다. 위 식에서 알 수 있듯이  $\sin\theta = 1$ , 즉 coupling region의 길이가  $\lambda/4$ 의 홀수배가 되는 周波數에서 coupled power는 最大, thru power는 最小가 되고 두 信號는 서로  $90^\circ$ 의 位相關係에 있게 됨을 알 수 있다.

이제 3dB coupler를 設計하려고 하므로  $C = 3$ ,  $Z_0 = 50 \text{ ohms}$ 를 代入하면  $C_0 = 0.7071$ ,  $Z_{oe} = 120.5 \text{ ohms}$ ,  $Z_{oo} = 20.7 \text{ ohms}$ 을 얻는다.

다음 이와같은  $Z_{oe}$ ,  $Z_{oo}$ 를 갖는 coupled transmission line을 實現하면 되는데 3dB이면 매우 強한 coupling 이 要求되므로 그림 7(b)와 같은 broad side coupled coupler로서 實現시키고 이를 위해서 Gunderson과 Guida에 의해 誘導된 式(11)~(13)을 利用하였다.

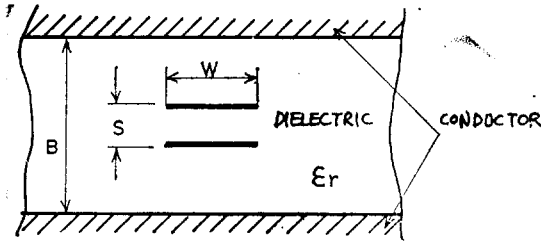


그림 8 Broadside coupled line의 斷面圖  
Fig. 8. Cross-section of broadside coupled line.

$$\frac{S}{B} = \frac{Z_{0e}}{Z_{0o}} - \left( \frac{Z_{0o} \sqrt{\epsilon_r}}{188.3} \right) \times 0.4413 \dots\dots\dots(11)$$

$$\frac{W}{B} = \left[ \frac{188.3}{Z_{0e} \sqrt{\epsilon_r}} - \frac{C_{f'e}}{\epsilon_r} \right] \left( 1 - \frac{S}{B} \right) \dots\dots\dots(12)$$

$$\frac{C_{f'e}}{\epsilon_r} = 0.4413 + \frac{1}{\pi} \left[ \ln \frac{1}{(1-S/B)} + \left( \frac{S/B}{1-S/B} \right) \ln \frac{B}{S} \right] \dots\dots\dots(13)$$

coupling region의 길이는

$$l = \frac{\lambda_m}{4} \approx \frac{1}{4} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \dots\dots\dots(14)$$

$Z_{0e}$ ,  $Z_{0o}$ ,  $\epsilon_r$ 값을 代入하면  $S/B=0.10148$ ,  $W/B=0.46788$ ,  $l \approx 24\text{mm}$ 를 얻는다. 여기서 substrate는 誘電率 2.1인 teflon을 사용한다고 가정하였다. 이제 適當한 두께의 teflon sheet로서  $S/B$ ,  $W/B$ 값을 實現시키면 된다.

5. 製作과 測定

처음에는 driver amp, pair amp, coupler를 각각 製作, 實驗 한 뒤 이들을 connector로 連結하고 綜合 amp特性을 測定하였으나 후에는 한 case內에 들어 가도록 集積化하였다. (사진-1)

使用한 트랜지스터는 driver amp에 CTC3003, pair

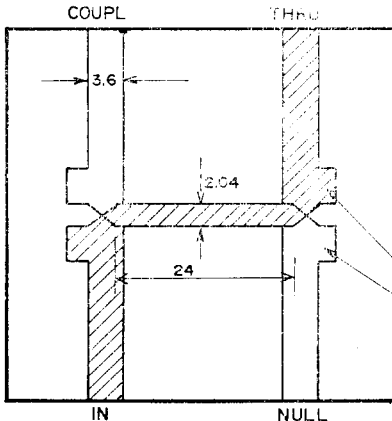


그림 10 3dB Coupler  
Fig. 10. 3dB Coupler.

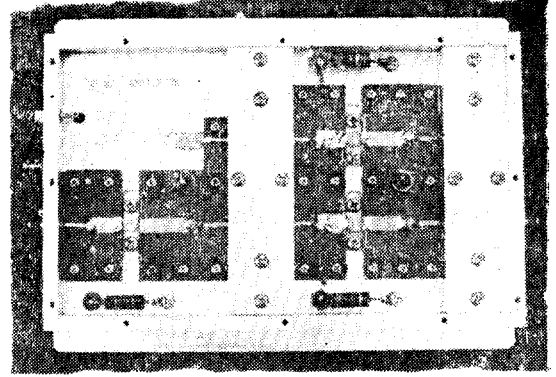


사진 1. 2GHz 트랜지스터 增幅器 實物圖

Photo.1. Photograph of 2GHz transistor amplifier.

amp에 CTC3005이었으며 microstrip line用 substrate는 熱에 강한 재질인 誘電率 2.1, 두께 0.51mm의 teflon sheet를 使用하였다. microstrip line은 3:1로 확대하여 뜬 pattern을 다시 축소, 촬영하여 etching用 原板을 만든 다음 이를 利用하여 製作하였다.

그리고 RF choke로 32번 coil을 8~10번 감아 約 0.1μH가 되도록하였으며 decoupling capacitor는 1000 pF짜리 Feed-thru Capacitor를 使用하였다.

다음에 driver amp의 出力 및 效率特性을 보인다.

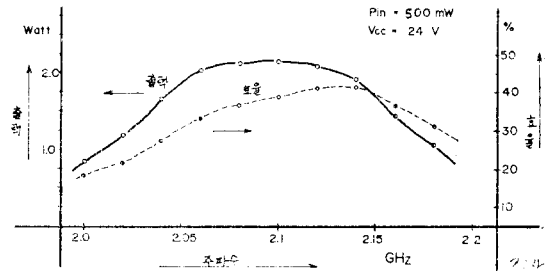
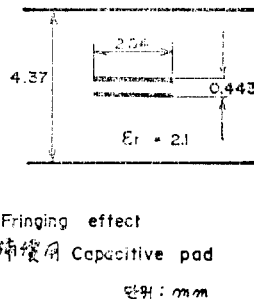


그림 9 Driver amp의 動作特性  
Fig. 9. Operating characteristic of driver amp.



Fringing effect  
補償用 Capacitive pad

단위: mm

그림 9에서와 같이 最大出力 2.1 watt, 3dB帶域幅 170MHz, 電源使用效率 約 40%의 特性을 얻었다. 더 높은 出力을 낼 수도 있었으나 뒷단 pair amp의 drive level을 考慮하여 中心周波數 근처에서 約 2watt가 나오도록 bias抵抗  $R_E$ 를 調整하였다. 그리고 出力과 效

率은 入力 level에 따라 比例하여 增加하는 傾向을 보였는데 本 實驗에서는 500mW로 固定한 채 測定하였다.

製作한 3dB Coupler의 形態 및 測定結果를 다음에 보인다.

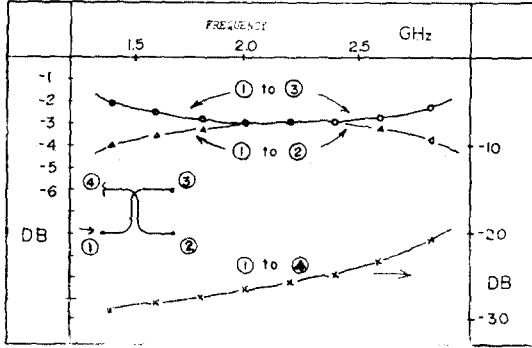


그림 11 3dB coupler의 動作特性  
Fig. 11. Characteristics of 3dB coupler.

3dB coupler 2개를 series로 連結하여 入力를 兩分

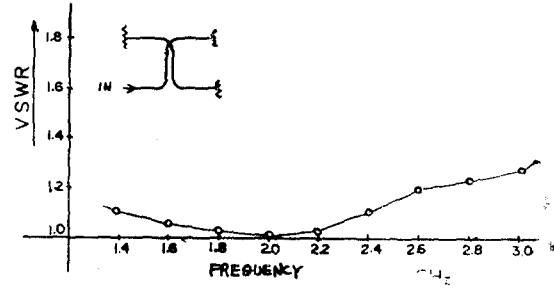


그림 12 3dB coupler의 VSWR特性  
Fig. 12. VSWR of 3dB coupler.

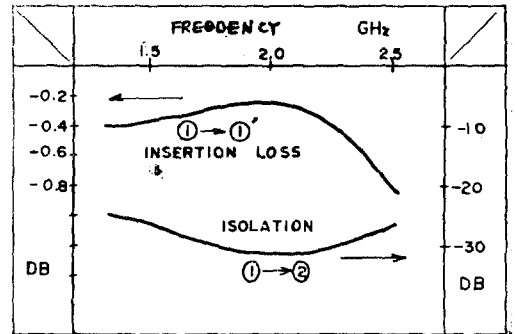
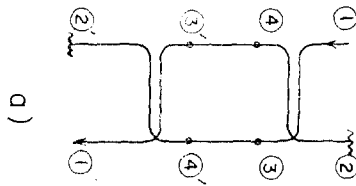


그림 13 3dB coupler의 series連結 및 特性  
Fig. 13. Series connection of two 3dB coupler and its characteristics.

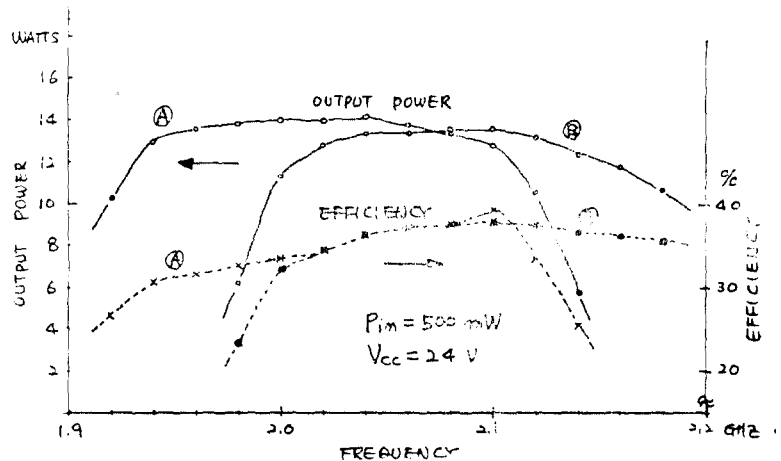


그림 14 Amp module의 出力 및 效率特性  
Fig. 14. Operating characteristics of amp module.

하였다가 다시 합쳤을 때의 動作特性을 그림 -13에 보인다.

이렇게 각 부분別로 製作, 實驗한 것을 한 case內에 들어가도록 수정하여 最終 amp module을 製作한 結果 그림 -14와 같은 動作特性을 얻었다. 入力 source로는 C級 amp를 drive할 수 있도록 高出力 2GHz 發振器를 사용하였다.

Tuning capacitor를 調整함으로써 最大 出力 level을 별로 변화시키지 않은 채 中心周波數를 約 80MHz까지 變化시킬 수 있었는데 여기서는 3채배하여 6GHz帶 common carrier band인 5.925GHz부터 6.425GHz까지를 cover하기 위한 주파수帶域, 즉 1.945GHz에서 2.145GHz까지를 high, low band用 두 個의 amp로 나누어 cover할 目的으로 그림 14에서와 같이 조정하였다. low band用으로 tuning한 ㉠ amp는 1.94GHz부터 2.1GHz까지 Gain flatness 0.35dB의 매우 平坦한 周波數特性을 보였고 high band에 tuning한 ㉡ amp는 이보다 약간 特性이 떨어져나 2.02GHz에서 2.16GHz까지 0.6dB의 平坦特性을 얻었다. 대체로 설계주파수인 2.17GHz쪽으로 갈수록 效率이 더 높게 나오나 帶域幅은 줄어드는 傾向을 보였다. 그리고 增幅器效率은 約 37%를 나타내었다.

測定시 注意事項은 amp의 出力이 높으므로 負荷가 너무 심하게 mismatch되었을 경우 反射된 RF power에 의해 트랜지스터가 破壞되기 쉬우므로 動作時에는 出力段 뒤에 isolator를 附着하여 이를 防止해야 하는 點과 많은 熱이 發生하므로 熱放散에 各별히 留意해야 한다는 點이다.

## 6. 結 論

CTC會社の CTC 3003, 3005트랜지스터를 使用하여 高出力 microwave에 balanced amplifier를 試作, 測定한 結果 2.1GHz에서 出力 14watt, 利得 14dB, 帶域幅 160MHz라는 寬闊한 動作特性을 얻었다. 또 본 論文에서는 microstrip transmission line에 의한 impedance 整合方法 및 balanced amplifier를 構成하기 위한 3dB directional coupler의 設計要領을 보였다. 實驗도 중 몇가지 문제점이 있기는 하였으나 比較的 單純한 設計節次에 따라 高出力 microwave에 增幅器를 設計, 製作할 수 있었는데 이는 優秀한 半導體素子の 出現과 MIC(Microwave Integrated Circuit)技術의 普及에 힘입어 microwave에 全 半導體 시스템의 開發이 생각보다 容易하다는 것을 意味한다.

現在 GaAs FET<sup>12)</sup>나 高出力 bipolar 트랜지스터의 發展 趨勢와 모든 通信裝備를 半導體化하려는 傾向을

勘案하면 가까운 將來에 Microwave裝備, 特히 8GHz 아래 周波數의 通信裝備用으로 이러한 半導體素子를 利用한 高利得, 低雜音 GaAs FET·增幅器나, 高出力 bipolar 트랜지스터 增幅器의 需要가 급격히 增加할 것이 豫想되므로 새로운 素子の 研究, 開發과 이들을 使用한 設計技術의 開發에 各일층 힘을 기울여야 할 것으로 믿는다.

## 參 考 文 獻

- 1) R.S. Engelbrecht & K. Kurokawa, "A wide-band Low Noise L-Band Balanced Transistor Amplifier." Proc. IEEE, Vol. 53, pp.237~247, Mar. 1965.
- 2) C.B. Leuthauser, "Hotspotting in RF power Transistors". RCA Application Note AN-4774.
- 3) J.S. Barrera, "Microwave Transistor Review." Microwave Journal, Vol.19, No.2, pp28~34, Feb. 1976.
- 4) Frank Brand, "Current status of Microwave Technology" Microwave Jour., Vol.19, No.5, pp18~21, May. 1976.
- 5) G.N. French, "The Design of Stepped Transmission Line Transformers", IEEE, Vol. MTT-16, pp885~886, May. 1968.
- 6) Schneider, M.V., "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits", Bell System Tech Jour., Vol. 48, pp1421~1444, May-June. 1969.
- 7) A. Presser & E.F. Belohoubek, "1-2GHz High-Power Linear Transistor Amplifier", RCA Review, vol.33, pp737~751, Dec. 1972.
- 8) Jim Cutis, "Let's Simplify MIC Power Amp Design", MICROWAVES, pp46~50, Feb. 1973.
- 9) H.C. Lee & G. Hodowance, "The use of Coaxial package Transistors in Microstripline Circuits", RCA Application Note AN-4025.
- 10) Gunderson L.C. & Guida, A., "Stripline Coupler Design", Microwave Jour. Vol-8, No. 6, p97~101, Jun. 1950.
- 11) R. Ray, "Directional Couplers", ADVANCES IN MICROWAVES Vol.1, p115~209 ACADEMIC PRESS, New York & London,
- 12) C.A. Liechti, "Microwave Field-Effect Transistors -1976", IEEE, Vol MTT-24, No.6, p279~300, Jun.1976.