

## 마이크로波機器의 固體化

金 鍾 鍊\*

### 1. 序 論

過去 約10年동안 반도체 材料는 繼續 눈부신 發展을 해 왔다. 리드리(Ridley)는 1962年 반도체 벌크(Bulk) 裝置에서 마이크로波 發振이 可能함을 豫言했고, 1963年에 간(Gunn)이 實際로 이러한 發振을 N 型的 GaAs에서 이르킴으로써 마이크로파 發振기술에 일대 전환기를 이루게 되었다. 勿論에사키(Esaki)에 의한 터널 다이오드로 1958年 頃에 마이크로波대에서 負(negative) 抵抗을 얻어 雜音이 적은 반도체 발진기 및 增幅器 등이 나오기는 했지만 그 出力이 미소함으로 인해 그 리 큰 歡迎을 받지 못하고 있다. 또한 1958년에 리이드(Read)가 P-N 장손에 높게 역 電壓을 걸어 주었을 때 아바란체 領域에서 마이크로波의 發振이 可能함을 豫測한 바 있으며, 1965년에 존스톤(Johnston)에 의해 比較的 簡單한 P-N 장손에서 5GHz의 마이크로波 發振을 얻었다. 그 後 이 두가지 다이오드는 世界各國에서 莫大한 資金 및 人員을 들여 開發을 해 왔고, 이와 함께 트랜지스터의 技術도 나날이 發展해서  $f_{max}$ 가 12 GHz이고 8 GHz에서 3 db 이상의 利得, 그리고 10~20 mw의 出力을 낼 수 있는 마이크로波 트랜지스터가 開發이 되었다.

간 다이오드는 比較的 그 雜音이 낮고 또 D.C 10볼트 程度의 낮은 電壓에서 動作이 可能한 利點을 가지고 있으나 溫度特性은 그리 좋지 못하고 出力에 있어서는 아바란체 다이오드 보다 낮으며, 現在 C.W. 約 2~3 Watt를 낼 수 있다. 이 反面에 아바란체 다이오드는 電氣的으로 아바란체 領域에서 動作하고 있는 關係로 그 雜音 특

성이 相當히 좋지 못하다. 그러나 溫度 特性은간 다이오드 보다 좋고, 또 그 出力은 現在 5~6W를 낼 수 있으며 나날이 개선되어 가고 있다. 또한 이 다이오드는 D.C. 70~120볼트의 높은 電壓에서 動作하기 때문에 마이크로波 機器를 携帶용으로 할려면 전원 부분이 多小 複雜하여 진다. 이 다이오드들의 效率은 普通 3에서 10퍼센트 程度이고 人工的으로 잘 冷却해서 20~30퍼센트 까지 도 올릴 수 있다. 아주 높은 出力을 얻기 위해서는 여러개의 다이오드를 직열 또는 병열로 연결하여 X 밴드에서 10W 以上の CW 出力을 얻을 수 있다[1].

레이다(Radar)는 흔히 펄스 信號로서 動作되며, 이러한 目的을 위해서는 수K W의 出力도 아바란체 다이오드에서 얻을 수 있다. 아바란체 다이오드의 動作 모드에는 두가지가 있는데 하나는 IMPATT(IMPACT AVALANCHE Transit Time) 모드이고, 또 하나는 TRAPATT(Trapped Plasma Avalanche Triggered Transit) 모드이다. 前者가 더 一般的으로 使用되고 있으며, 後者は 效率이 높기는 하나 주파수가 높아지면, 즉 X 밴드 또는 그 以上에서는 動作이 그리 容易한 것같이 않다[2].

간 다이오드도 여러가지 모드로 動作을 시키고 있으나 High Field Domain 모드가 一般的이고, 그 다음에는 주파수가 空洞(cavity) 내에서 반도체 양단에 걸이는 電壓의 影響을 받는 所謂 Quenched 모드가 많이 利用되며, LSA(Limited Space-Charge Accumulation) 모드는 效率이 높으나 그 動作이 容易하지 않고, 펄스發振을 시키는 것이 普通이다[3].

以上 말한 負抵抗 特性을 가진 다이오드 들은

\* 正會員, KIST 空中線研究室長

發振用으로만 使用될 뿐 아니라 電力 增幅用으로도 利用될 수 있다[4]. 마이크로波 發振 다이오드의 出現과 더불어 쏫키 베어리어 다이오드, 할 케리어 다이오드와 같은 마이크로波 믹서(Mixer) 다이오드, 그리고 주파수 동조 및 체배용 바랙터 다이오드, 또 마이크로波의 進行 方向을 바꾸어 줄 수 있는 고속 스위칭 다이오드 등이 開發되었다.

이와 아울러 알루미늄(Alumina)나 사화이어(Sapphire)의 자기(ceramic) 기판을 利用한 박막 기술로 새로운 마이크로波 傳送線, 즉, 스트립선(stripline) 또는 마이크로 스트립선(Microstrip-line)이 登場해서 마이크로波 機器의 하이 부릿드(Hybrid)화가 성행케 되었다. 특히 이러한 回路 방식은 L, S, 및 C 밴드에서 널리 使用되어 왔고 最近 X 밴드에 까지 그 使用 範圍가 擴大되어 가고 있다. 이와같이 여러가지 形態의 마이크로波 受動 部品, 즉, 칩(chip) 抵抗體, 칩 카파시터, 칩 인덕터와 같은 여러 박막 수동 소자들이 開發되었다. 다음 마이크로波 部品 乃至 기기의 고체화 또는 小型化에 이러한 새로운 마이크로波 能動 및 수동소자가 어떻게 利用되는가를 考察하여 본다.

2. 마이크로波 發振器

從來에는 마이크로波 발전기로 크라이스트론이나 마그네트론이 주로 使用되어 왔다. 이러한 裝置는 出力을 크게 낼 수 있으나, 무게 및 부피가 크고, 게다가 複雜한 電源 裝置가 隨伴되어야 하는 短點을 가지고 있다. 이 외에도 이러한 發振器는 發振 周波數가 그리 安定치 못해서, 安定한 空洞(cavity) 공진 회로를 利用하여 周波數의 安定을 圖謀한다.

간이나 아바란체 다이오드는 그 부피와 重量으로 보아서는 거의 無視할 수 있을 程度임으로 마이크로波 機器의 小形化에 必要 不可決한 요소라 하겠다. 그러나 반도체 自體가 環境 條件에 影響을 많이 받는 소자임으로 다이오드 發振器의 周波數도 相當히 不安定하다. 따라서 이 境遇에도 空洞(cavity) 공진 회로나 마이크로 스트립 선의 공진 회로를 利用해서 發振 周波數의 安定을 圖謀한다. 一般의으로 다이오드와 그 팩케이지의 등

가 회로는 임피던스  $Z_a$ . i. e.

$$Z_a = -R_a + jX_a \dots\dots\dots(1)$$

로 表示할 수 있다. 다음 이에 부수되는 安定된 공진회로 및 부하의 등가 회로 임피던스,  $Z_r$ 를

$$Z_r = R_r + jX_r \dots\dots\dots(2)$$

로 表示한다. 이때 發振 條件은

$$Z_a + Z_r = 0 \dots\dots\dots(3)$$

이다. 發振이 持續되기 위해서는  $R_a \geq R_r$ 의 條件이 維持 되어야 한다. 이때 周波數의 安定度(stability)는 다음과 같다.

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta f_r}{f_r} + S \frac{\Delta f_a}{f_a} \dots\dots\dots(4)$$

여기서  $f_r$ 와  $f_a$ 는 各各 공진 회로 및 다이오드와 그 팩케이지 回路의 공진 周波數이며, 事實上  $f = f_r = f_a$ 이다. 그리고  $S$ 는 周波數 安定係數(stability factor)로서

$$S = \frac{Q_a}{Q_a + Q_r} \dots\dots\dots(5)$$

이다. 여기서  $Q_r$ 와  $Q_a$ 는 各各 공진회로와 다이오드 및 그팩케이지 回路의  $Q$ 이다. 그리고 安定된 공진회로를 使用 했다면  $\frac{\Delta f_r}{f_r}$ 는 대단히 낮다(一般的으로  $10^{-6} \sim 10^{-7}$ 을 目標로 한다.)이 反面에  $\frac{\Delta f_a}{f_a}$ 는  $10^{-4}$  程度가 普通임으로, 가령 全體의 周波數 安定도  $\frac{\Delta f}{f}$ 를  $10^{-6}$ 으로 해 주기 위해서는  $S \leq 10^{-2}$ 이어야 한다. 따라서 (5)式에 의해서  $\frac{Q_r}{Q_a} > 10^2$ 이어야 한다. 마이크로 스트립 선에 다이오드를 본딩해서 發振을 일으켜 安定된 공진회로에 結合시킬 경우, 마이크로스트립 선의  $Q$ 가 약  $\sim 100$ 임으로 安定 공진회로의  $Q$ 는  $\sim 10^4$  이상이 되어야 한다.

發振 다이오드를 공진 회로에 結合시키는데는 數 많은 方法이 있다. 다음에 一般的으로 널리 使用되는 方法을 세가지로 들어본다. 단, 이 때의 공진 회로는 주로 發振을 이르고, 임피던스의 整合으로 最大의 出力을 얻자는 것이고, 周波數의 安定을 위해서는 또 하나의 安定한(stable) 공진회로에 결합해 주는 것이 普通이다.

그림 1에서는 同軸 케이블(Coaxial cable)공진 회로를 使用했다. 一般的으로 窠취 空洞(cavity)의 길이는 반파장( $\lambda_g/2$ )을 택하고, 다이오드를 連

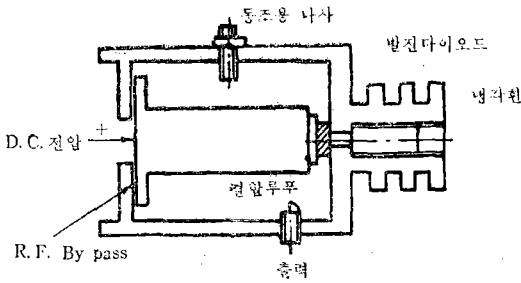


그림 1. 마이크로파 발진다이오드를 內包한 동축 공진 회로

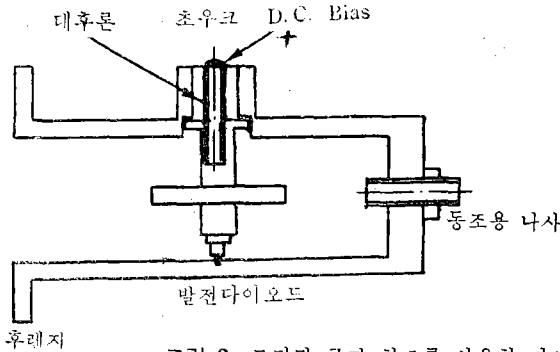
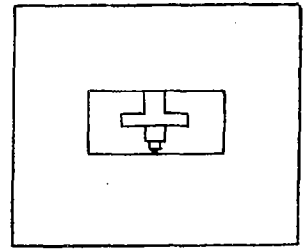


그림 2. 도파관 공진 회로를 사용한 다이오드 발진기



다이오드를 그림 2에서와 같이 우측 短絡面에서 半波長 보다 좁 적은 位置에 設置한다[5]. 다이오드를 支持하고 있는 宔쇠로 된 圓筒에는 直徑 半波長의 얇은 宔쇠의 공진 圓판을 그림 2에서와 같이 부착시킨다.

이 境遇에도 亦是 다이오드 및 패키지의 파라미터를 알지 못하면 공진 회로의 공진 周波數와 實際의 發振 周波數 間에 相當한 蹉跌이 生김으로 동조용 나사로 調節을 하여야 한다. 그래도 如意치 않는 境遇에는 도파관의 단락면을 가변으로 해두면 棼 效果의인 周波數 調節이 可能하다. 임피단스의 整合을 爲해서 是  $\lambda/4$  트란스 호머 또는 단락 스타브 등을 使用할 수 있으나 比較的 簡單한 方法은 出力 側 후렌지에 아이리스(Iris)를 부착하거나 또는 다른 하나의 동조 나사를 다이오드와 후렌지 間에 設置 해서 調節한다.

以上 空洞 공진 회로를 利用한 發振器에 對해서 說明했으나, 다음에는 마이크로 스트리플 선 다이오드 공진기에 對해 考察하여 보자. 于先 마이크로 스트리플 선에서는 周波數가 높아지면 마이크로 파 에너지가 多小 輻射되는 경향이 있으므로

結核 주었을 때 원하는 發振 周波數를 얻을 수 없는 경우에는 동조용 나사를 돌려서 發振 周波數를 調節한다. 부하(load)와 發振器間의 임피단스 정합은 主로 結合 루프의 크기, 位置에 依해서 決定되나, 동조용나사도 또한 多小 影響을 미친다. 이러한 發振器의 出力 및 發振 周波數는 供給 電流의 影響을 相當히 받으므로 一定한 電流의 供給에도 유의하여야 한다.

다음에 흔히 쓰이는 X밴드 대의 發振器 回路는 X밴드의 도파관 空洞공진기에 아바란체나 잔

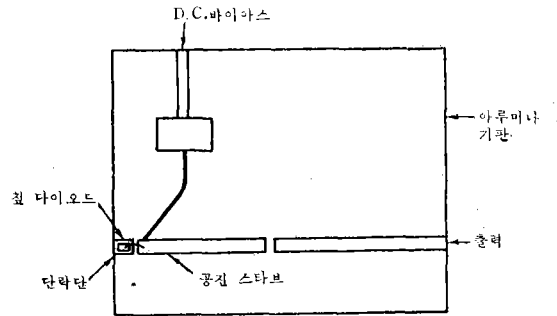


그림 3. 마이크로스트리플 선 다이오드 발진기( $\lambda/4$  공진 스타브 말단에서 출력측에 결합되어 있다.)

X밴드 또는 그 以上의 周波數 대에서는 그리 널리 使用되고 있지 않다. 그러나 集積回路의 目的으로 是 마이크로 스트리플 선의 方式을 利用하는 것이 大端히 便利하다. 다음에 몇가지 可能한 發振 回路를 구상하여 본다[6]. 그림 4에서는 공진 회로로서  $\lambda/4$ 의 스타브(stub)가 使用 되고 있다. 칩(chip) 다이오드는 단락 단에 부착되고 0.001 인치 직경의 금선을 使用해서 다이오드와 공진스 타브를 연결한다. D. C. 電源은 임피단스가 높은 마이크로 스트리플 線  $3\lambda/4$ 에 임피단스가 아주 낮

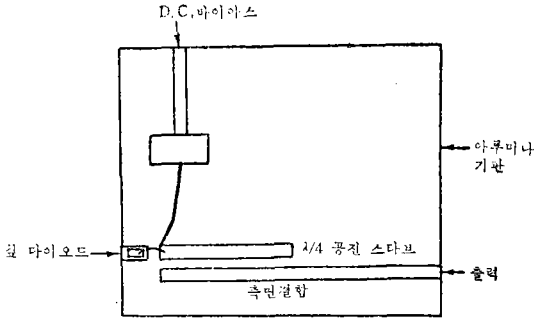


그림 4. 마이크로 스트립 선 다이오드 발진기( $\lambda/4$  공진 스타브 측면에서 출력측에 결합 되어 있다.)

은 卽, 넓은 마이크로 스트립 선을 直列로 연결해서 마이크로파가 直流 電源側으로 들어오는 것을 막는다. 出力은 容量 결합으로 뽑아 낸다. 이 경우는 공진 回路의 길이가 한정되어 있으므로 튜닝이 다소 불편하다. 임피던스의 整合은 얇은 알루미늄 박막을 잘라서 出力側 스타브의 넓이를 조절해서 달성할 수 있다. 이와같이 실험적으로 조절된 回路는 다시 완전한 박막 回路로 製作된다. 동조 回路의 조절을 용이하게 하고 또 많은 出力을 결합해 내기 위해서는 그림 4와 같이 구조를多少 變更한다. 이 경우에는 공진 스타브 튜닝(tuning)과 임피던스 整合을 위한 出力側 스타브의 조절이 비교적 容易하다. 또 側面 결합을 할 경우에는 Even mode와 Odd mode가 개입됨으로 理論的인 取扱이多少 複雑하여 진다[7,8].

다이오드의 등가 파라미터가 알려져 있는 경우에는 理論的으로 원하는 發振 주파수의 공진 回路를 設計 할 수 있으나, 一般的으로는 다이오드의 파라미터가 애매하기 때문에 상당히 實驗的인 조절을 하여야 한다. 發振 주파수를 전자적으로 동조 시키자면 바랙타(varactor) 다이오드나 YIG 裝置를 利用하면 되고, 또 必要한 동조 範圍가 좁을 때는 바이아스 電壓의 變化에 依해서도 可能하다.

搬送 周波數나 局部 發振器의 周波數의 安定度가 높아야 ( $>10^{-7}$ ) 할 경우에는 크리스탈 發振器에 依한 웨이스 록킹(phase-locking) 또는 인젝션 록킹(injection-locking) 등이 必要하다.

### 3. 마이크로波 增幅器

마이크로 스트립 傳送線의 技術이 發達되고 트

란지스터의 動作 範圍가 마이크로波 대로 擴張됨에 따라 마이크로波 集積回路가 盛行 되었다. 마이크로 스트립 傳送線의 特性 임피던스 및 有效 유전율(effective permittivity)에 대해서 위러(Wheeler) [9]가 conformal mapping의 方法으로 여러 공식들을 유도했다. 그후 미트라(Mitra)와 야마시다(Yamashita)가 변분法으로 더 正確한 計算方法을 고안해 냈다[10]. 이 외에도 부라이안트(Bryant)와 와이스(Weiss)의 구린(Green) 函數의 方法에 依한 計算치도 試驗 結果와 잘 一致한다[11]. 마이크로波 增幅器의 設計는 電子計算機에 依해서 하는 것이 제일 効果的이다. 우선 트란지스터의 特性을 scattering 파라미터로 測定한다. 그림 5는 마이크로 스트립 선을 使用한 마이크로波 增幅器로서 스타브(stub) A와 B는 特性 임피던스 50-ohm를 가진 傳送線이고 스타브 1과 2는 入力側의 임피던스 整合 回路이며 스타브 3과 4는 出力側의 整合 回路이다.

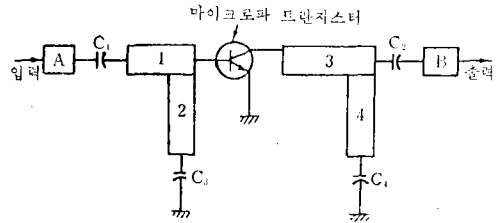


그림 5. 일단 마이크로파 증폭기(바이아스 회로는 제외하였다.)

$C_1$ 과  $C_2$ 는 결합용 축전기이고  $C_3$ 와  $C_4$ 는 A, C. 단락을 위한 축전기이다. 가령, 어느 주파수대에서 일정한 利得을 원한다면 트란지스터의 scattering 파라미터를 주파수의 函數로 표시해서 整合용 스타브의 주파수 特性과 연관을 시켜 利得을 計算한다. 대개의 경우 스타브의 길이와 넓이를 여러번 바꾸어서 計算을 되풀이 함으로써 원하는 주파수 應答(frequency response)을 얻을 수 있다. 따라서 증폭단의 수가 많아지면 計算機에 依한 計算時間이 急增한다. 또한 이와 같이해서 設計한 增幅器는 흔히 實驗치와 잘 一致하지 않는다. 가령 10 dB의 利得을 얻을 작정으로 設計한 增幅器에서  $\pm 3$  dB 이상의 誤差를 내는 수가 왕왕 있다. 그래도 마이크로波 대에서는 트란지스터의 본래의 利得이 낮기 때문에 이상과 같은

方法에 의지하지 않고서는 엄청난 蹉跌을 가져오게 된다. 그림 4에는 S 밴드대의 MIC 增幅器를 표시 했으며, 그림 7에서 이 增幅器의 計算치와 實驗치를 比較했다[12]. 여기서는 計算치와 測定치간에  $\pm 1$  dB 以下の 差異를 가지고 있으며, 또 이것이 3단 增幅器인 점으로 미루어 보아 이 設計가 相當히 正確한 것이었음을 알 수 있다. 그런데 여기서는 3단 增幅器로 불과 7 내지 8dB 밖에 내지 못하고 있으나 지금은 마이크로波 트랜지스터가 많이 發達해서 단 한단 만으로도 이 程度의 利得을 얻을 수 있다,

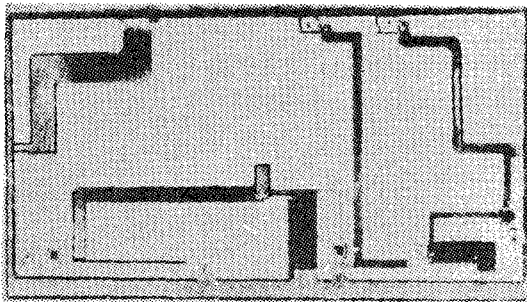


그림 6. S 밴드帶의 MIC 增幅器

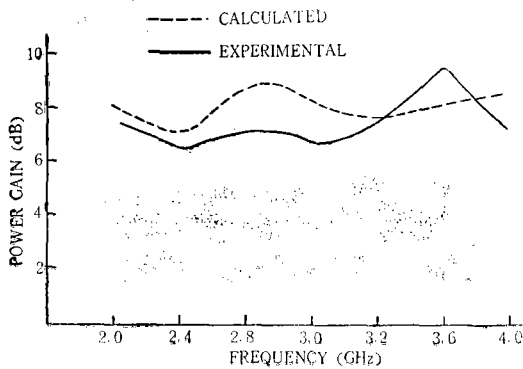


그림 7. S 밴드 增幅器의 주파수 특성

以上은 Class A 增幅器에 대해 論議했으나, 出力을 많이 얻기 위해서는 Class B 또는 Class C의 動作을 시킨다. 이 경우에는 트랜지스터가 포화 狀態에서 動作함으로 그 scattering 파라미터의 測定이 대단히 까다롭고, 正確한 增幅器의 設計는 더욱 期待하기 어렵게 된다.

4. 마이크로波 여파기

마이크로 스트립 線 方法에 의한 여파기의 例로서 그림 8과 같은 Band-pass filter 를 들어

說明한다. 여기서는 반파장 공진기의 주파수特性이 이 여파기의 대부분의 Band-pass 特性을 결정할 것으로 期待된다. 하나의 공진기는 두개의 幅이 다른  $\lambda/4$  스타브로 되어 있다. 幅이 同一하고 平行하게 서로 隣接해 있는 스타브의 Even mode 그리고 Odd mode 의 임피단스,  $Z_{oe}$  와  $Z_{oo}$  는 부라이언트(Bryant)와 와이스(Weiss)의 公式[11]에 依해서 얻는다. 즉, 이 임피단스는 서로 맞서고 있는 스타브의 간격 및 길이에 依해서 決定된다. 또한 그림 8과 같은 여파기에서는  $Z_{oe}$  와  $Z_{oo}$  는 주파수대와 공진 요소의 개수의 函數로서 表示된다[13, 14]. 공진 요소의 개수를 增加하면 예리한 주파수 應答을 얻을 수 있으나, 너무 지나치게 여러개를 使用하면 損失의 增加를 招來한다.

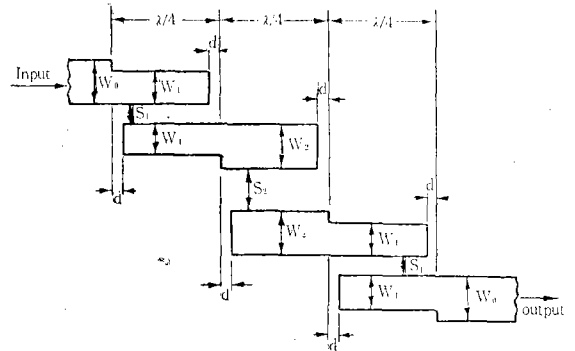


그림 8. 병행으로 결합된 공진 스타브 Band-pass 여파기

5. 마이크로파 方向性 結合器

마이크로 스트립 線을 利用한 方向性 結合器에도 여러가지 종류가 있다. 우선 3dB 하이부리드 結合器로서는 Branch-line 結合器 및 Rat-Race Ring 등을 들 수 있다. 이中 前者는 그림 9에서 보는 바와 같이 두개의 傳送線이 두개의 Branch-line 으로 連結이 되어 있다. 이때 Branch-line 과 그 어간의 傳送線의 길이는  $\lambda/4$ 이다. 이때 Null-port 側으로는 아무 出力도 나오지 않는다. 한편 Thru-port 와 coupled-port 를 통해서 나가는 信號는 그 위상에  $90^\circ$  差異가 있다. 그 理由는 入力側으로 들어온 信號가 각각의 port 에 이르게 되는데 거치는 經路의 길이(path length)를 考慮하여 豫測할 수 있다. 그림 10에 표시한 Rat-Race Ring 에서도 Input port 에 들어오는 信號가 각 port 에 이르는

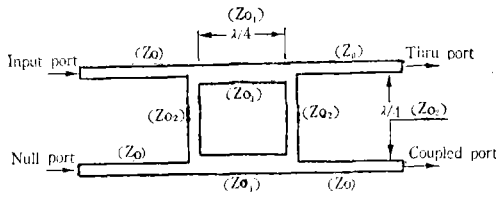


그림 9. Branch-line 방향성 결합기

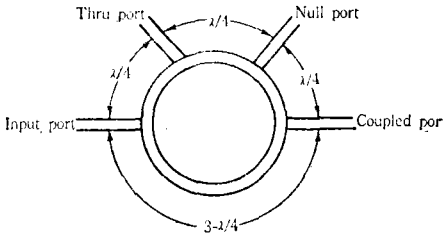


그림 10. Rat-Race Ring 결합기

데 거쳐 가야 할 經路의 길이를 고려해서 짐작할 수 있다. 이때 thru-port와 coupled-port로 나가는 신호에는 180°의 위상차가 있다.

Branch line 結合器와 Rat-Race Ring은 주파수 특성이 아주 협소한 결합을 가지고 있다. Branch-line 결합기는 여러 단으로 해서 주파수 특성을 개선할 수 있다. 그림 11에는 중심 周波數가 2.35 GHz 인 경우, 3 dB Branch line 結合器의 각 port의 出力을 입력을 기준해서 표시했다. 여기서 특히 Null-port는 주파수에 따라 현저하게 다른 동작 特性을 나타내고 있다.

다음 또 흔히 쓰이는 마이크로 스트립 선 결합기로서는 Edge 結合 方向性 결합기를 들 수 있다.

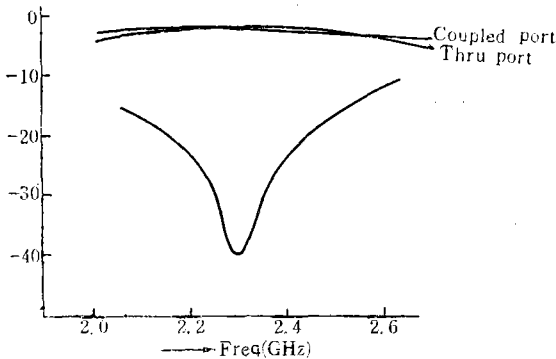


그림 11. 3dB Branch-line 결합기의 주파수 특성

그림 12에 이러한 결합기의 실제 사진을 게재 했고, 그림 13에는 그 주파수 특성을 표시 했다. Edge 결합기는 Branch-line 결합기와 달리 상당히 넓은 周波數 범위에서 균일한 특성을 갖는다. 그림 12의 구조를 다소 변경함으로써 octave 이상의 주파수 대에서 균일한 특성을 얻을 수도 있다.

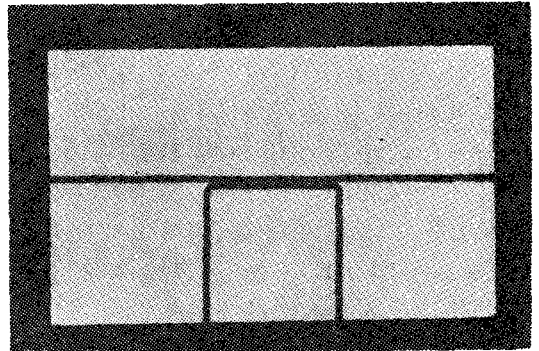


그림 12. Edge 결합 방향성 결합기

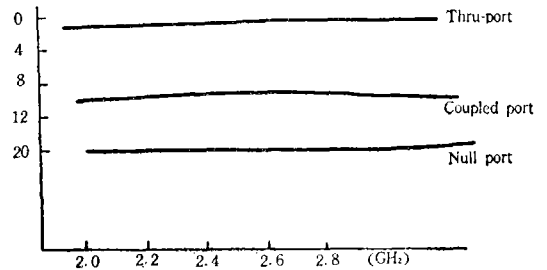


그림 13. 10 dB Edge 결합 방향성 결합기의 주파수 특성

### 6. 마이크로波 믹서

마이크로파 믹서(Mixer)는 비선형 특성을 가진 다이오드, 즉 쇼키 베리어(schottky barrier) 다이오드나 핫 캐리어(hot carrier) 다이와드에 마이크로파 입력 신호와 국부 발진기 신호를 동시에 가하여 發生하는 여러가지 주파수의 신호중 마이크로파 입력 신호와 국부 발진기 출력의 주파수의 차에 해당하는 즉, 중간 주파 신호를 출력으로 낸다. 이러한 목적은 한개의 다이오드 만으로도 달성할 수 있으나 국부 발진기에 의한 AM 잡음을 덜기 위해서는 두개의 동일한 비선형 特性을 가진 다이오드를 그림 14에서와 같이 Rat-

Race Ring 에 연결해서 극부 발전기의 주파수 신호가 출력측에서 서로 역상을 이루어 상쇄가 되도록 한다. 이것을 수식으로 간단히 풀이하면 다이오드 A에 흐르는 전류는

$$i_a \approx a_0 + a_1(e_s + e_{L_0}) + a_2(e_s + e_{L_0})^2 \dots \dots \dots (6)$$

다이오드 B에 흐르는 전류는

$$i_b \approx a_0 + a_1(-e_s + e_{L_0}) + a_2(-e_s + e_{L_0})^2 \dots \dots \dots (7)$$

이다. 여기서

$$e_s = E_s \cos \omega_s t \text{ 그리고 } e_{L_0} = E_{L_0} \cos \omega_{L_0} t$$

라고 두면, 저주파 여파 出力은  $(i_a - i_b)$ 에 비례함으로 식 (6)과 (7)을 이용해서

$$i_a - i_b \approx 2a_1 E_s \cos \omega_s t + 2a_2 E_s E_{L_0} \cdot [\cos(\omega_s + \omega_{L_0})t + \cos(\omega_s - \omega_{L_0})t] \dots \dots \dots (8)$$

를 얻는다. 그러나 출력 변압기의 周波數 특성으로  $(\omega_s - \omega_{L_0})$ 의 I.F. 신호만이 중간 주파 증폭기로 들어 간다. 광대역 주파수 특성을 가진 혼합기가 필요할 경우에는 Rat-Race Ring 대신 넓은 주파수 대의 특성을 가진 하이부러트 결합기를 사용하여야 한다.

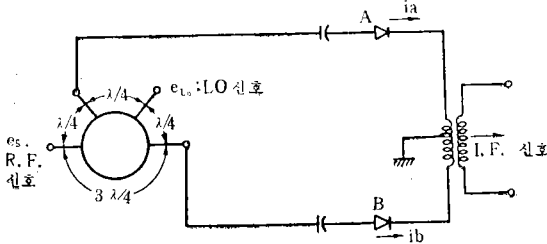


그림 14. 평양혼합기(다이오드의 바이아스회로는 제외하였음)

7. 마이크로波 써큐레이터

3개의 개구(port)를 가진 마이크로파 박막회로에서의 써큐레이터는 웨라이트(Ferrite)나 YIG 등의 자성체 원판을 이용해서 만든다. 이 원판은 상하 양면이 금으로 도금되어 있으며, 그크기는 자성체의 자기 特性, 使用 周波數, 그리고 외부에서 가해주는 자계 강도 등에 의해서 決定 된다. 써큐레이터에서는 한 개구(port)가 다른한개구와만 결합하고 나머지 또 하나의 개구와는 결합을 이루지 않는다. 각 개구에서는 임피던스의 정합이 잘 되어 있고, 또 결합하고 있는 개구 간에는 손실이 없으며, 결합하고 있지 않는 개구간

에서는 완전히 전기적으로 격리되어 있다면 scattering 파라미터로 표시해서  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ 이고  $S_{21} = S_{32} = S_{13} = 1$ 이며  $S_{31} = S_{23} = S_{12} = 0$ 이 된다.

이것을 매트릭스로 표시하면

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & S_{13} \\ S_{21} & 0 & 0 \\ 0 & S_{32} & 0 \end{pmatrix} \dots \dots \dots (9)$$

가 된다. 그러나 YIG 자성체를 사용했을 경우 X 밴드에서 각 개구의 입력 임피던스는 약  $25 \Omega$  가 됨으로 그림 15에서와 같이  $\lambda/4$  변성기를 사용해서 주파수의 정합을 이루어 준다. 세 개구 중 한 개구에  $50 \Omega$  저항을 連結해 주면 이 써큐레이터는 아이소 레이터가 된다. 그리고 네개의 개구가 있는 써큐레이터가 必要할 때는 두개의 3개구 써큐레이터를 연결해서 얻는다.

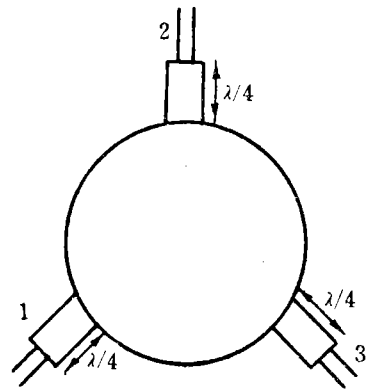


그림 15. 3개구 MIC 써큐 레이터

8. 마이크로波 機器의 固體化

이상 1절에서 7절까지 마이크로波의 각 부품, 특히 마이크로 스트립 선 방법으로 製作할수 있는 부품에 대해 개략적인 설명을 했다. 이 절에서는 이러한 부품을 利用해서 몇가지 마이크로波 機器를 교체화 하는 문제를 다루어 보기로 한다.

첫째로, 간단한 X 밴드대의 레이다의 固體化는 비교적 손쉽게 이루어질 것으로 예상된다. 가령, 對人 探知用으로나, 또는 차량의 속도 探知用으로 현재 넓게 개발되고 있는 전고체화 도푸라 레이다[5]는 送信機에서 방사된 X밴드 대의 周波數  $f_0$  을 가진 반송파가 움직이는 표적물에

부딪혀서 돌아 올 때는 도플라 효과에 의해서  $f_d$  만큼 周波數가 변한다. 그런데, 이때  $f_d$ 는 움직이는 표적물의 속도에 비례하며 다음과 같은 식으로 표시할 수 있다.

$$f_d = 2f_0 \left( \frac{v}{c} \right) \cos \theta \dots\dots\dots(10)$$

여기서 각도  $\theta$ 는 電波의 進行 方向과 표적물의 進行 方向과의 夾角이며  $v$ 는 표적물의 速度이다. 그림 16에서는 X밴드의 다이오드 발진기가  $f_0$ 의 반송파를 내서 한쪽 안테나를 통하여 표적물을 향해 복사 된다. 이와 동시에 발진기의 出力 1%는 두개의 edge 結合 方向性 結合器를 통해서 受信

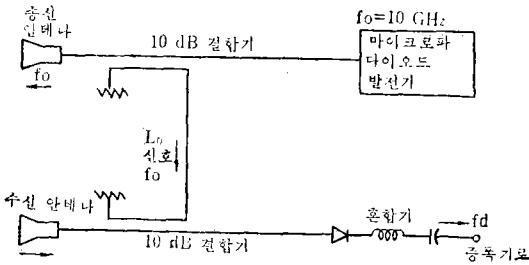


그림 16. 두 안테나를 사용한 도플라 레이더.

機 쪽으로 結合되어 局部 發振器 信號의 역할을 한다. 따라서 標的物에 부딪혀 反射하여온  $f_0 + f_d$ 의 信號는 다이오드 믹서에서  $L_0$  信號와 비이트해서 여러 周波數 成分을 내게 된다. 여기서 다른 信號는 滤波器에서 저지되고 도플라 周波數  $f_d$ 의 信號만이 中間 周波 增幅器를 거쳐 周波數 辨別器로 들어가  $f_d$ 에 比例하는 出力을 指示計에 나타내게 된다. 그림 17에서와 같이 써큐레이터를 使用하면, 안테나 한개를 省略할 수 있다. 그런데, 써큐레이터는 實際 그 isolation이 20dB~25dB 이므로 레이더의 感度를 低下시키며, 따라서 有效 探知 距離가 縮小된다. 價格에 있어서도 우리나라의 境遇에는 써큐레이터가 더 費用이 걸리

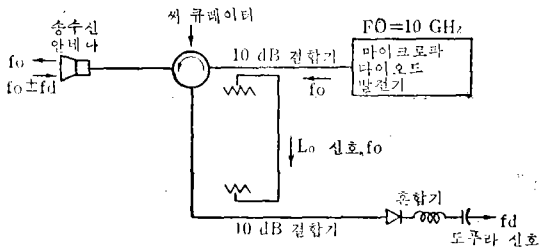


그림 17. 한개의 안테나와 써큐레이터를 사용한 도플라 레이더.

므로 차라리 2個의 안테나를 使用하는 便이 經濟的이고 探知距離도 擴張될 수 있다.

利得이 18 dB 程度의 호른(Horn) 안테나를 使用하면 부피도 그리 크지는 않게 된다. 그리고다 이오드의 AM 雜音을 다소 抑制하기 위해서는 平衡 混合器를 使用하는 便이 有利하다. 中間 周波 增幅器의 周波數대는 이 레이더(RADAR)를 車輛速度 探知用으로 使用하는 경우 速度를 10乃至 100 MPH로 보아, 그動作 周波數 範圍를 300 Hz 乃至 3000 Hz로 하고, 對人用으로 使用할려면 中間 周波增幅器가 5 乃至 300 Hz에서 動作하도록 하여야 한다. 그림 18에는 이러한 目的으로 開發된 레이더(RADAR)의 마이크로波 部分의 MIC 모듈을 掲載했다[15].

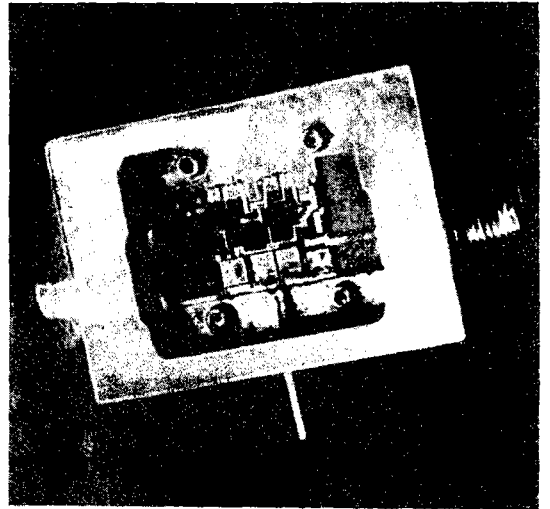


그림 18. 도플라 레이더의 MIC 모듈

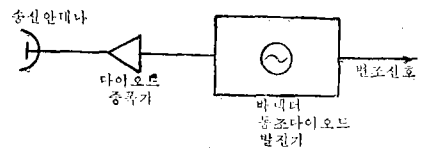


그림 19. 全固體化 마이크로파 送信器의 系統圖 (低周波 部分은 除外)

이 밖에도 마이크로파 集積回路 送信機와 受信機가 開發되고 있으며, 간 이나 아바란체 다이오드를 使用할 境遇에는 周波數 遞倍와 같은 複雜한 節次를 除去할 수 있다.

그림 19와 20에 送信機와 受信機의 系統圖를 마이크로波 部分에 限해서 表示했다. 送信機 部分



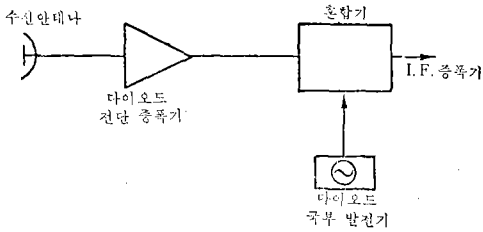


그림 20. 全固體化 마이크로파 受信器의 系統圖 (低周波 部分 除外)

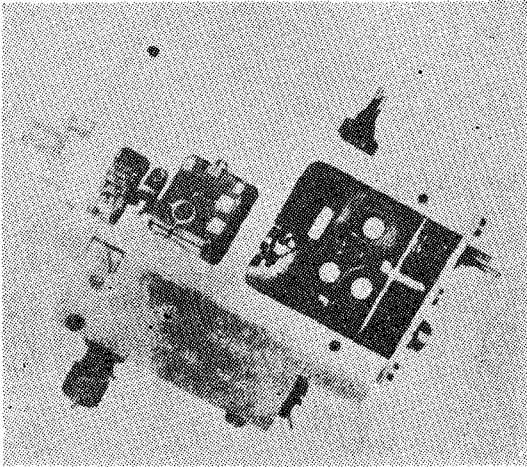


그림 21. 마이크로파 MIC 受信器

에서는 다이오드 발진기의 출력이 높을 경우에는 증폭기를 추가하지 않아도 좋고, 수신機에서도 電界强度가 充分히 강한 地域에서는 前段 增幅器를 除去하여도 無妨하다.

그림 21에는 이러한 MIC 마이크로파 수신機의 寫眞을 掲載했다[16]. 여기서는 간 다이오드가공 共軸 空洞(coaxial cavity)에 들어 있으며, 局部 發振器의 役割을 한다. 그림 21에서는 이 發振器가 受信機 側面에 붙어 있고, connector 없이 直接 믹서 回路에 結合되어 있다.

그림 19와 20의 回路 方式은 T. V. 中繼用 X 밴드나 K 밴드의 ST Link 에도 적용할 수 있다 從來의 ST Link 에서는 周波數 遞倍를 60倍 以上 하여 주는 關係로 spurious mode 가 많이 生기고 또 A.M. 및 F.M. 雜音의 水準이 相當히 올라 간다. 그러나 다이오드 發振器를 使用하면 周波 수 遞倍가 전혀 必要치 않으므로 spurious mode 가 아주 적고 따라서 必要한 濾波器의 回路도 간

단한 것으로 足하다. 그림 19에서는 變調 信號로서 振幅 變調된 影像 信號와 周波數 變調된 音聲 信號를 합쳐서 넣어주어서 周波數 變調를 시킨다. 안테나 로서는 parabolic reflector 를 使用하되 必要에 따라 送信機와의 임피던스 정합을 위해  $\lambda/4$  變成器를 插入하여야 한다.

受信機 側에서는 一般의 으로 送信機의 出力이 300 mW 以上이면 前段 增幅器가 必要치 않을 것으로 豫想된다. 受信 안테나를 통해 들어온 信號는 局部 發振器의 出力과 混合器에서 비이트되어 130 MHz 의 中間 周波를 發生한다. 이 中間周波 信號는 一段 周波數 辨別器에서 復調된 다음 影像 信號와 音聲信號가 分離 되어 나간다. 低周波 部分의 回路는 省略했다. 搬送 周波數로는 7GHz 와 13 GHz 가 흔히 使用되고 있는데 MIC 方法을 利用하였을 境遇 13 GHz대에서는 마이크로스트립 傳送線에서의 損失이 커질 것이고 또 有効 波長이 짧아질 것이므로 回路 設計가 그리 간단하지 않을 것으로 豫想된다. 또한 다이오드 發振器의 安定度가 그리 높지 못한 境遇에는 受信機의 局部 發振器에 AFC 回路를 連結하여 受信信號의 周波數에 따라 局部發振周波數가 自動調節되도록 한다.

### 9. 結 論

마이크로波的 通信 機器는 各種 마이크로파 半 導體 다이오드 性能의 發展, 그리고 마이크로 스트립 傳送線에 의한 薄膜 集積回路 技術의 開發 로, 急激이 그 固體化 내지 小型化가 盛行되고 있다. 過去 5, 6年 동안은 주로 L, S, C 밴드에서의 固體化에 集中되어 왔으나, 現今에는 X, K 밴드 에 까지 마이크로파 機器의 全固體化가 試圖되고 있으며, 머지 않은 將來에 레이더(RADAR) 機器, 마이크로파 레피터, 送受信 裝置들이 모두 半導體 裝置로 集積化될 것이 豫想된다. 그리고 마이크로파 發振 다이오드로 X 밴드 내지 K 밴드의 搬送 信號 및 局部 發振器 信號가 直接發 生됨으로 從前과 같은 여러段의 周波數 遞倍 및 濾波 回路등의 複雜한 節次를 除去할 수 있다.

### 참 고 문 헌

1. K. Kurokawa and F.M. Magalhaes,

1. "An X-Band 10-watt Multiple-Impatt Oscillator", Proc. of IEEE, Jan. 1971, pp. 102-103.
2. S. G. Liu, H. J. Prager, K. K. N. Chang, J. J. Risko and S. Weisbrod, "High-Power Harmonic-Extraction and Triggered. Ampliation with High-Efficiency Avalanche Diodes". Digest of Technical Papers, 1971 IEEE International Solid-state Circuits Conference, PP. 176-177, p. 205.
3. J. A. Copeland, "LSA Oscillator Diode Theory", J. of Applied physics, Vol. 38: 1967, P. 3096.
4. B. S. Perlman and C. L. Upadhyayula, "Transferred Electron Amps Challenge the TWT." Microwaves, Dec. 1970, P. 59.
5. M. COWLEY, "Cut the Cost of Doppler Rodars." Electronic Design, Vol. 13, Jan. 1971. pp. 48-53.
6. D. J. Ellis and M. W. Gunn, "Stripline Gunn Oscillators are Compatible with Microwave I. C. s," Electronic Engineering, May 1971, PP. 50-53.
7. T. G. Bryant and J. A. Weiss, "Parameters of Microstrip Transmission Lines and of Coupled Pairs of Microstrip Lines", IEEE Trans. MTT, vol. 16, Dec. 1968, PP. 1021-1027.
8. E. M. T. Jones and J. T. Bolljahn, "Coupled-Strip-Transmission Line Filters and Directional Couplers". IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-4, April 1956, PP. 75-81.
9. H. A. Wheeler, "Transmission-Line Properties of Parallel Strips Seperated by a Dielectric Sheet", IEEE Trans MTT, Vol. 13, Mar. 1965, PP. 172-185.
10. E. Yamashita and R. Mittra, "Varational Method for the Analysis of Microstrip-Lines," IEEE Trans, MTT, Vol. 16, No. 4, April 1968, PP. 251-256.
11. T. G. Bryant and J. A. Weiss, "Parameters of Microstrip Transmission Lines and of Coupled Pairs of Microstrip Lines," IEEE Trans. MTT, Vol. 16, Dec. 1968, PP. 1021-1027.
12. V. G. Gelnovatch, I. L. Chase and T. Arell, "A 2-4 GHz Integrated Transistor Amplifier Designed by an Optimal-Seeking Computer Program," 1970 IEEE International Solid State Circuits Conference, PP. 54-55, 183.
13. S. B. Cohn, "Parllel-coupled Transmission-Line Resonator filters," IRE Tras. MTT, April 1958, PP. 223-231.
14. George L. Matthaei, Leo Young, E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance, Matching Networks, and Coupling Structures, McGraw-Hill Co.
15. B. Oliver, "Hybrid I.C's a Major Factor in Microwave Component Development", Electronic Eng., May 1971, PP. 41-43.
16. T. H. Oxley, "X-Band Integrated Circuit Receiver", Microwave Journal, April, 1970, PP. 52-56.