

特 輯

最近의 마이크로波機器의 固體化動向

正會員 鄭 萬 永*

1. 序 論

마이크로波機器는 二次世界大戰中の 레이더의 軍事技術로서 發展되었던 것을 戰後에는 超多重電話 및 TV 中繼用 長距離搬送回線으로서 1947년에 美國 TD-X*(1) 부터 始作되어 英, 佛, 日, 獨이 뒤이어 이에 準하는 方式을 開拓하여 오늘날 까지 尙새 없는 發展을 보이고 있다. 이러한 마이크로波機器에서는 라디오放送의 始初에 쓰였던 鑛石다이오드가 受信混合 및 送信混合用으로 殊곳 眞空管보다 좋은 特性을 보게 되어서 또다시 使用하게 된 것이 固體化的 始初이다 그間 트랜지스터의 高周波化와 더불어 1961 年代에는 送信管, 受信局發 以外에는 固體화된 것이 美國의 TL 方式*(2)에서 始作되자 各國에서도 次次 固體化하는 傾向이 떠돌았다. 이때 트랜지스터 以上으로 高周波 遞倍用으로 또 低雜音增幅用으로도 Varactor Diode 가 트랜지스터보다 高性能을 發揮하자 600CH 以下の 機器에서는 完全 固體化하는데 큰 役割을 하고 그 以上에서는 出力進行波管만 그 廣帶域性에다 高出力을 낼수 있어서 電子管으로서 그대로 使用되는 것이 最近의 傾向이다. 여기에 昨年부터 半導體 마이크로波 直接 發振이 美國에서만해도 年間 2,000 萬弗에 該當하는 Reflex klystron 의 年間 販賣額을 어떻게 하던 먼저 어떤 型이 獲得할 수 있을 것인가를 서로 앞을 다투어 競爭하고 있는가하면 한편에서는 集積回路 技術을 마이크로波에도 適用해서 信賴性이 높으면서 小型화된 것으로 所要電源이 작은 마이크로波 中繼機 또는 Radar 들이 開發되고 있다. 여기서는 이러한 潮流속에서 마이크로波機器가 現在까지 固體화된 것에 對한 確實한 根據를 把握하고 나아가서는 完全固體화된 것이나 마이크로波 集積回路 方式에 依한 새로운 機器도 半導體技術만 있으면 우리나라에서 따라갈수 있겠다는 것을 밝히고저 한다. 그리고 將來의 마이크로波 發振源으로서 半導體를 直接 利用한 것은 이제야 이 分野에서도 klystron, Magnetron 의 中電力 以下の 것에는 代替되어

*原子力研究所 電子工學研究室

갈 것이라는 것을 밝히고저 한다.

2. 固體화된 各部의 動作特性

가. 低雜音增幅器

從來의 마이크로波 增幅器는 電子비임을 使用하는 點에 特色이 있었다. 그러나 그 電子비임을 放射하기 爲해서는 熱陰極이 必要하나 이 熱陰極이 高溫이기 때문에 初期의 비임雜音이 많아서 增幅過程에서 비임平滑化나 雜音相殺의 技術을 써도 雜音指數로 5db 程度가 限定이었다. 여기서 가장 對照의으로 液體해롭과 같은 것으로서 4°K 까지 極低溫으로 冷却해서 固體의 原子에너지 레벨間的 遷移를 利用해서 增幅作用을 하는 Maser 에서는 根本的으로 비임 電流가 存在하지 않기 때문에 거의 雜音이 없는 增幅을 할 수가 있어서 宇宙通信이나 長距離 散亂波通信用 低雜音 受信機에 使用된다. 여기서 後者和 같은 極低溫에서만 動作하는 低雜音增幅器를 純地上中繼 回線을 構成하면 그 費用이 莫大하며 또 保守에 困難한 點이 많다. 그러므로 室溫에서 動作하는 低雜音固體增幅器가 切實히 要求된다. 여기에 알맞는 것으로서 Varactor Diode 를 利用하는 Parametric Amplifier 와 Tunnel Diode 에 依한 負抵抗性增幅器가 있다.

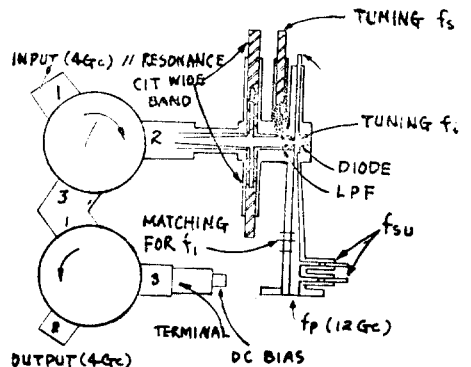


그림 1. 4Gc 帶廣帶域 Parametric Amplifier 回路

前者에 對해서는 筆者도 일찌기 廣帶域用으로 920Mc 帶에서 2.2db, 11,000Mc 帶에서 6.0db 를 얻는데 成功하

接受 1966. 4. 16

었다*(3)*(4)*(5). 그 후 4Gc 帶에서 Pumping Power 變動에 대해서도 增幅利得特性이 別로 變化하지 않고 固體化된 送信 局部發振原을 3 倍해서 얻는 12,000Mc 에서 10~20mW 의 出力으로만 Pumping 해도 充分히 低雜音 增幅을 超廣帶域에서 할 수가 있다는 것이 그림 1 과 같은 回路로서 立證되었다. 이때의 Pumping Power 의 變動에 對한 利得一帶域特性을 나타낸 것이 그림 2 로서 이로 말미야마 從來에 使用되었던 Pumping Power 의 自動制御는 必要가 없다는 것을 알 수 있다. 이와 같은 것은 原理의으로 入力信號에 對해서 可變容量이 (f_1+f_2) 의 周波數로 勵振되고 있을 때 入力 Admittance $Y(\omega_1)$ 은 共振時

$$Y(\omega_1) = -G = -(\omega_1\omega_2 C_3^2 / 4G_{T2}) \dots\dots\dots(1)$$

但 C_3 는 可變容量
 f_2 는 Idling 周波數
 G_{T2} 는 2 次側回路 Conductance

가 되어서 負性 Conductance 를 나타내기 때문에 Circulator 回路를 쓰면 增幅되어서 反射되어 오는 出力만 分離해 낼 수 있다. 그 때의 增幅·特性으로 利得帶域幅積은

$$\sqrt{P_G} \times \Delta f = \frac{2\omega_2(G_g G_L)^{1/2}}{\omega_2 Q_1 G_{\omega_1} + \omega_1 Q_2 G} \dots\dots\dots(2)$$

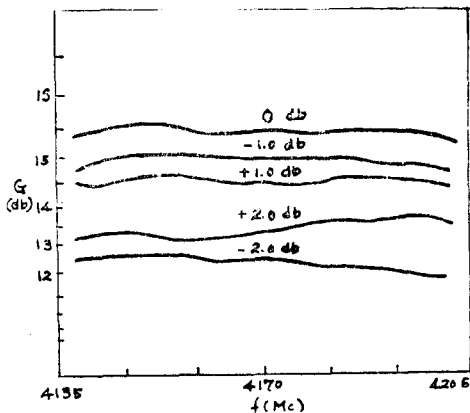


그림 2. Pumping Power 變動에 對한 4Gc 帶 P. A. 의 增幅特性變化

但 P_G 는 電力利得
 G_g, G_L 는 內部 및 負荷 Conductance
 Q_1, Q_2 는 1 次 및 2 次 回路의 Q

여기서 $\omega_1 Q_2 G \gg \omega_2 Q_1 G_{T1}$ 이면

$$\sqrt{P_G} \cdot \Delta f = \frac{1}{Q_2} \cdot \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot 2 \cdot \left(\frac{G_g \cdot G_L}{G^2} \right)^{1/2} \dots\dots\dots(3)$$

가 되어서 周波數(f_2)와 그 回路의 Q_2 는 될수록 큰 것이 利得, 帶域幅積이 크기 때문에 그림 1 에서는 12,000 Mc 로 Pumping 해서 8,000Mc 를 Idling 周波數로 하였다. 한편 이때의 雜音指數도

$$F \approx 1 + \frac{G_1}{G_g} + \frac{G \cdot \omega_1}{G_g \cdot \omega_2} \dots\dots\dots(4)$$

가 되기 때문에 Idling 周波數가 높을수록 (4)式 右邊의 第 3 項이 적어져서 좋아진다*(6).

다른 또 하나의 實例로서 6Gc 帶에서는 1,800CH 中 繼用으로 Collins 會社에서 P. A. 3 段을 縱續連結하여 利得 40db, NF=5.8db 를 얻고 있다. 이 方式은 縮退型 增幅方式으로 第 1 및 2, 3 段의 出力이 各各 6, 126 Gc, 6, 252 Gc 를 내므로서 252 Mc 의 推移를 兼하고 있으며 第 3 段은 振幅制限作用도 兼하고 있다*(7).

한편 Tunnel Diode 에 依한 負性抵抗增幅器는 Pumping Source 가 必要없이 適合한 直流 Bias 만 걸어주면 負性抵抗特性을 나타내기 때문에 回路的으로 極 簡單하다. 그러나 入力에 對하여 負性抵抗特性을 내므로 P. A. 때와 같이 入力を Circulator 回路와 組合해서 增幅되어서 反射되어 오는 出力만을 分離해 내면 安全한 增幅回路가 構成되며 그때의 利得帶域幅積은

$$\sqrt{P_G} \cdot \Delta f = \frac{1}{\pi R_0 C_j} \dots\dots\dots(5)$$

但 R_0 는 負性抵抗
 C_j 는 接合容量

가 되며 雜音指數는

$$F = \frac{1+N_s}{1-(f/f_{co})^2} \dots\dots\dots(6)$$

但 N_s 는 Ge 때 1.3
 f_{co} 는 遮斷周波數

여기서 $R_0=50\Omega, f_{co}=20Gc$ 程度의 Tunnel Diode 를 쓰면 4Gc 帶에서 利得 15db, $\Delta f=400Mc, F=4db$ 를 理論的으로 얻을 수 있다.

이와같은 것으로서 前記 Parametric Amplifier 와 比較하기 위해서 4Gc 帶에서의 實際特性例를 表示하면 다음表 1 과 같다*(8).

여기서 雜音指數가 P. A. 때 보다 2.3db 떨어지는 것과 表 1 에는 나타나 있지 않지만 P. A. 에 比較해서 入力레벨이 높아지면 增幅特性이 安定하지 않고 飽和레벨이 낮다는 弱點이 있다.

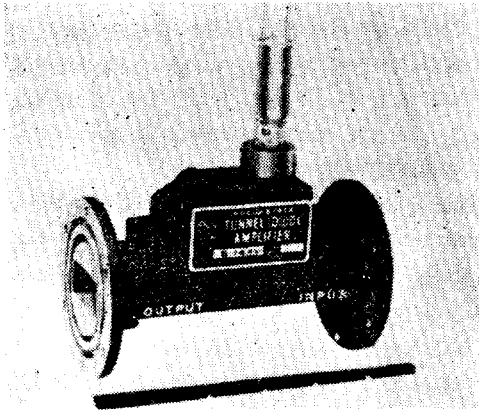
한편 寫眞 1 은 6Gc 帶에서의 Tunnel Diode Amplifier 로서 Integral Circulator 를 內藏하고 있기 때문에 極 小型化되어 있으며 $P_G=15db, F=4.5db, \Delta f=500Mc$ 를 얻고 있다*(9).

Variable	Parametric Amplifier	Tunnel Diode Amplifier
Gain	15db	15db
Band-width	60Mc(-0.2db)	200Mc(-0.2db)
Noise Figure	2.5db	4.8db
Diode	MS-4104	MA-4604A

表 1. 4Gc 系統에서의 兩低雜音 增幅器特性 比較

나. 周波數選倍器

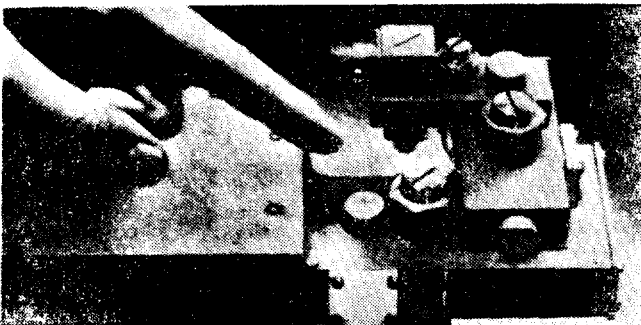
마이크로波 發生源으로 從來에는 板極管과 같은 眞空管選倍器로서 4Gc 帶까지는 水晶發振한 것을 選倍하거



寫眞 1. 6Gc 帶에서 Integral Circulator 를 內藏하고 있는 Tunnel Diode Amplifier 回路

나 直接發振시켰고 더 以上 높은 周波數帶에 對해서는 Klystron 으로 直接發振시킨 것이 使用되어 왔다. 여기서 直接發振시키는 境遇는 반드시 中心周波數를 固定시키기 위하여 AFC 를 하여야 하기 때문에 이럴때는 그 施設과 保守問題가 簡單하지 않다.

여기에다 眞空管式共通의 弱點으로서 能率이 나쁘기 때문에 큰 電源電力이 必要할 뿐만 아니라 熱陰極을 利用하는 限 陰極材料의 消耗로 말미암아 壽命이 길지 않았다. 이러한 缺點들을 解決한 것이 固體化된 遞倍器로서 “트랜지스터” 및 “다이오드”를 들 수 있는데 특히 周波數가 높아지면 “다이오드”의 非直線容量 即 Varactor 遞倍器가 1961 年度부터 使用되기 始作하여서 非直線抵抗 “다이오드”를 使用한 것보다도 훨씬 能率이 좋은 것이 얻어지기 始作하였다. 이러한 1例로서 高電力 Epitaxial Silicon Varactor Diode 는 高調波發生器로서 4Gc 帶에서 2.5W 의 出力을 낼 수 있는 것이 되었다*⁽¹⁰⁾. 이러한 것은 특히 114Mc 의 倍調波振動을 하는 水晶發振子로부터 “트랜지스터” 增幅器로서 30W 까지 增幅하면 이것으로 Varactor Diode 遞倍器를 勵振하여 3×3 遞倍하여서 1,025Mc 를 얻고, 이것으로 다시 2×2 遞倍하여 4.1Gc 에서 2.5W 를 얻는데 成功하고 있다. 한편에서는 6Gc



寫眞 2. 6Gc 帶送信局發用 Varactor 遞倍器

帶에서도 送信用 局部發振源으로 123Mc 를 水晶發振增幅한 것을 다시 “트랜지스터”로 8W 까지 增幅하여서 다음부터는 Varactor 로 3×3×3 遞倍하여서 6655Mc 를

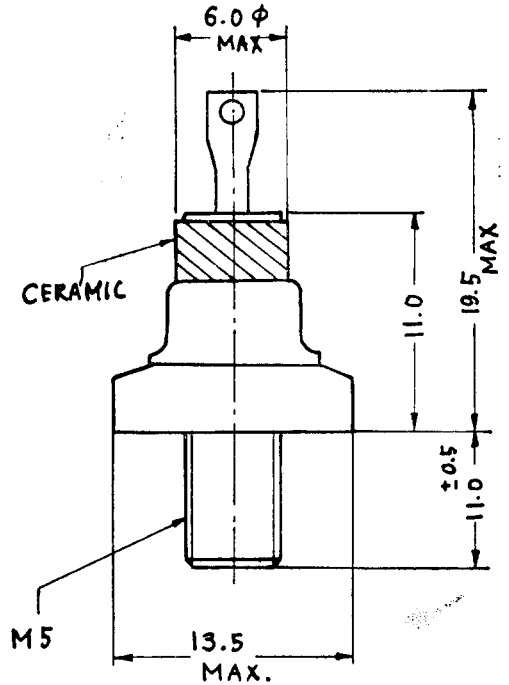


그림 3. UHF 帶 Varactor Diode 各부의 크기(單位는 mm)

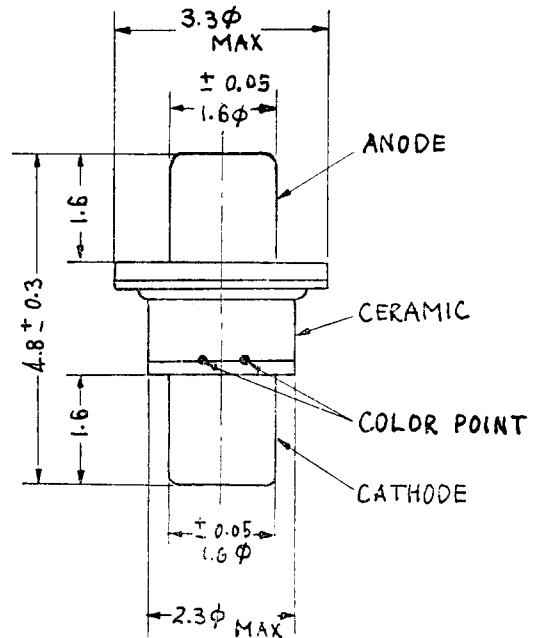


그림 4. SHF 帶 Varactor Diode 各부의 크기(單位는 mm)

0.5W 出力으로 얻고 있는 것이 寫眞 2와 같은 것으로서 實用되고 있다*⁽⁹⁾. 여기서 이러한 遞倍器에 사용되

는 Varactor의 模樣을 그림 3과 그림 4에, 그 電氣의特性을 表 2에 나타내면 다음과 같다.

Variable	Style	f (in-out)	Pin(W)	Eff (%)	C _j (min-max)	V _{BR} (V)	Q (°C/W)
MA 4762	그림 3	150—450Mc	50	50	15—30 PF	250	5
MA 4065	"	450—900 Mc	6	50	3—6 PF	80	15
MA 4764	그림 4	1—4 Gc	2	45	1—2 PF	40	75
MA 4765	"	4—12 Gc	1	30	0.6—1.2 PF	24	125
MA 4786	"	12—24 Gc	0.15	15	0.2—0.4 PF	8	500

表 2. 遞倍用 Varactor Diode 特性

表 2와 같은 非直線容量 "다이오드" 即 Varactor Diode를 利用해서 3 遞倍以上이 되어도 遞倍能率이 低下되지 않는 것은 그림 5와 같은 等價回路에서 Parametric Multiplier로서 動作하기 때문이라고 할 수 있다. 即, 2 遞倍以上일때 入力周波數 f는 Idler frequency (i_f)로 (n-1)f를 高調波發生하여 그것으로서 Pumping 되면 上測帶波로 變換된 것이 nf로서 出力測에 n 遞배된 것이 얻어진다. 이와 같은 境遇의 可變容量成分이 크면 클수록 그 出力도 크나. 表 2와 같이 最小에서 最大까지는 -6V Bias 點에서 大略 2倍可略 變化하고 周波數가 높을수록 Q를 높이기 위하여서는 그 Diode의 容量의 絕對值를 적게 하기 위하여 그림 4와 같은 微小 容器로서 封入한다. 實際 遞倍用 立體回路에서는 그림 6과 같이 해서 Idler frequency(i_f)에 對한 共振部分을 따로 두고 入力側 f와 出力側 nf가 同時에 Varactor Diode에 連結되게 하면 高能率이 얻어진다.

actance Tube에 依한 것이 大部分이었으나 前者에서는 中繼機 또는 端局機器의 共通의인 F. M. 波를 얻기 위하여 70Mc 帶로 하는데 또 하나의 마이크로波 發振勢力과 混合해서 그들 周波數差에서 얻고 있었고 後者에서는 廣帶域通信用으로는 變調直線성이 좋지 못해서 超多重用으로는 널리 使用되지 못했었다. 거기에서 이들은 모두 熱電子管이어서 壽命이 짧고 高價인데다가 取捨할 때마다 세로이 調整해야 하였다. 이에 세로이 登場한 것이 可變容量다이오드로서 70Mc 帶에서 좋은 直線性을 나타내게 되어서 最近에 많이 使用되기 始作하였다. 그 原理는 可變容量다이오드의 PN 接合部의 不純物濃度分布를 適當히 設計하면 式(7)의 n 值를 2~6과 같이 1보다 큰 값으로 하여 이와 같은 다이오드와 線輸을 組合하여 發振回路를 構成하여 다이오드에 變調信號를 加하면 容量值를 變化시켜 周波數變調波를 얻을 수 있다. 即 接合容量 C_j는

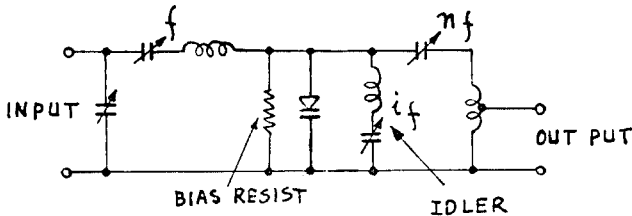


그림 5. Varactor Diode 量 使用한 遞倍回路原理圖

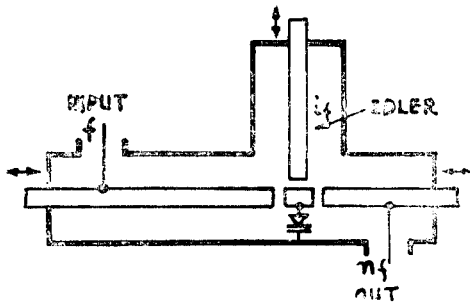


그림 6. Varactor Diode 量 使用한 遞倍用 立體回路

다. 周波數變調器

F. M. 變調器로서 從來에는 Reflex Klystron 또는 Re-

$$C_j = \frac{C_t}{(\phi - V)^n} \dots \dots \dots (7)$$

但 C_j=接合容量

C_t=一定

V=Diode에 加해진 Bias 電壓

φ=接觸電位差

와 같다. 여기서 普通 트랜지스터 때와 같이 接合點에서 連續의인 不純物濃度變化로 만들면 n=1/3이 된다. 그러나 Diode Bias 電壓變化에 對한 容量變化值를 크게 하려면 n를 크게 해야 하는데 그러기 위해서는 不連續의인 不純物濃度變化를 시키면 2~6까지도 된다. 여기서 n=2로 되게 만들면 發振周波數는 Bias 電壓(V)에 正比例하여 直線性이 좋은 F. M. 變調器를 얻을 수 있다. 이런 條件아래 70Mc의 트랜지스터 發振變調回路를 構成하면 變調感도가 10Mc/V 以上이며 그때의 微分變調特性이 70Mc±4Mc에서 1% 以下를 얻을 수 있다.

또 數個의 다이오드가 並列로 連結되어 各各의 特性을 補償하기 위하여 서로 다른 Bias 電壓이 주어지면 直線性은 더 넓은 周波數移를 許容할 수 있게 改善될 것이다. 이와 같은 方法의 하나로서 4個의 超階段接合 다이오드를 그림 7과 같이 連結하면 前記 微分變調特性이

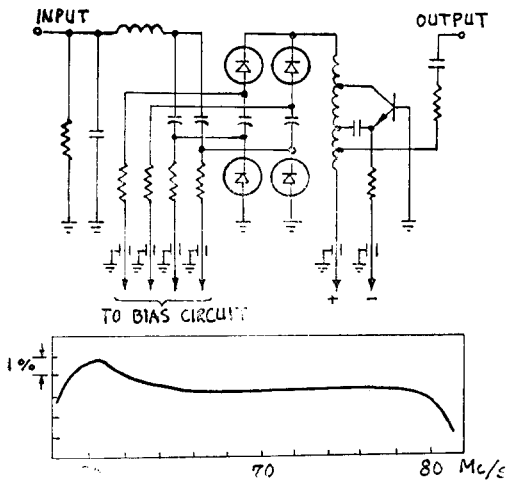


그림 7. 4個의 超階段接合 다이오드로 된 FM 變調器回路 및 特性

1% 以下가 되는 周波數範圍은 $70\text{Mc} \pm 8\text{Mc}$ 로 增加할 것이다*⁽⁸⁾.

이와 같은 特性으로 超々多重 1,800CH~2,700CH 傳送用 F. M. 變調器도 極히 小型인 다이오드와 트랜지스터로서 固體化할 수 있고 壽命도 길게 된다. 그러나 여기에 사용된 트랜지스터 自勵發振器는 그 自體로서는 周波數安定度가 不充分하기 때문에 適當한 AFC 回路와의 組合이 必要하다.

라. 回線切換器

長距離마이크로波 中繼回線에서는 中繼所機器의 障害나 甚한 뢰이딩이 生겼을 때 回線을 保護하기 위하여 r-f 回路를 切換하는데 從來에는 reed relay 가 傳統적으로 사용되어 왔었다. 이때의 機械裝置의 切換時間은 1~2ms 었었다. 이대로면 最近의

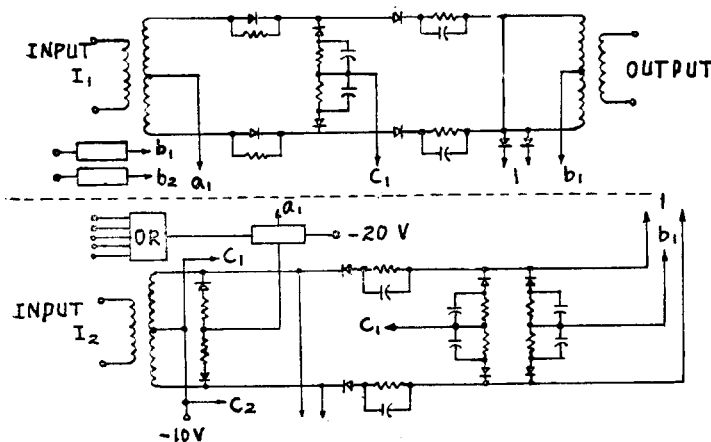


그림 8. 回線切換器

高速度 Data 傳送은 勿論이고 電信傳送도 不可能하게 되며 特許 加入者 다이얼 方式으로 長距離 市外回線이 誤接續이 되면 被害가 많다. 이러한데에 Kita Diode 와 같은 것을 사용한 固體切換器가 NTT 에서는 1959 年부터 開發되어서 오늘날에는 많은 回線에 使用되고 있다. 그런 回路方式의 하나로서 그림 8 과 같은 것이 있는데 이것은 超多重回路의 受信側에서 正 Bias 로 動作할 때의 歪率이 적지 않으면 안된다. 이 다이오드의 逆方向의 임피던스比는 切換回線間의 漏話의 量을 決定한다.

이와 같은 回路의 挿入損失은 0.6db 以下이고 切換時間은 開路에 15~20ns, 閉路에 40ns 이다. 驅動時間을 包含해서도 그 時間은高速度(1,000~2,000 band)의 傳送에도 40μs 의 切換時間이 있으면 되기 때문에 充分하다*⁽⁸⁾.

3. 完全固體化된 中繼 및 端局裝置

가. 地上中繼 및 端局裝置

地上中繼 및 端局裝置가 固體化되기 始作한 것은 1961 年度부터 美國에서 試作되었던 TL 方式에서 始作되어서 日本의 SF-T2 方式 등이 可搬用으로 登場하였다. 그러나 이때에 固體化된 것은 送信局發用 Klystron 을 除外한 混合管, I. F. 및 Video 段이었으며 또 그때의 周波數帶가

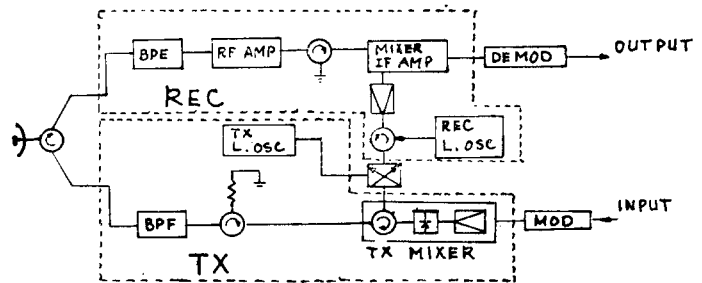


그림 9. 完全固體化된 2Gc 帶 中繼機系統圖

11Gc였으므로 이렇게 높은 周波數 發生에 對해서 Klystron 에 依存할 수 밖에 없었다.

그러나 이것을 實用化 한 後 大部分의 障害는 Klystron 部分에서이며 또 여기에 隨伴되는 高壓電源이나 熱問題로 困難한 點이 많았다. 한편에서는 前節에서 既述한 바와 같이 Varactor Diode 에 依한 選倍가 낮은 周波數帶 即 2Gc 帶에서부터 成功하자 Klystron 까지도 使用하지 않는 完全固體中繼 및 端局裝置가 1964 年頃부터 使用되기 始作하였다.

이러한 周波數帶는 近距離回線用으로 많이 쓰이고 있었기 때문에 檢波中繼方式이 實用되었으며 그때의 構成系統圖는 그림 9 와 같다.

여기서 興味있는 것은 1送信變換器로서 300mW의 送信出力을 낼 수 있다*(8).

여기에 供給되는 周波數遞倍型的 局部發振出力은 1W이다. 이것과 固體 FM 變調器로서 FM 된 70Mc 波가 헤트로드인 되어서 그때의 變換損失은 5db가 되기 때문에 300mW의 送信出力이 얻어진다. 이때의 標準中繼區間은 31mile이나 區間損失이 크면 受信機前段에 Tunnel Diode에 依한 低雜音增幅段을 넣어서 그때는 利得 15db를 雜音指數 5db 以下에서 動作시킬 수 있으므로 約 6db의 熱雜音改善과 15db의 利得增加를 圖謀할 수 있다.

이러한 것으로서 되는 空固體化中繼機에 所要되는 消費電力은 不過 100W 以下 밖에 안된다. 한편 檢波中繼方式이 아니고 長距離回線用으로 헤트로드인 中繼方式으로 하려면 그림 9의 受信機의 REC 部分을 送信機 TX 部分의 變調部分에 넣으면 EW 方向의 中繼機가 構成되며 WE 方向에 對해서 TX 部分을 REC 部分의 復調部分에 代替하면 된다.

이러한 것은 非單 2Gc 帶에서 뿐만 아니라 前節에서 既述한 바와 같이 6Gc 帶의 Common Carrier에서도 送受信局發用遞倍만 代替하면 完全固體化 된 것이 된다.

RCA의 CW-60은 600CH까지 傳送할 수 있는 것으로서 좋은 한 例라고 할 수 있다. 그러나 1,800CH~2,700CH까지 傳送할 수 있는 超超多重長距離回線에 있어서는 4Gc 帶에서 今年末까지 ATT가 할라는 TD-3 방식이나 NTT의 SF-B5 방식에서는 1,800CH까지를 또 NTT에서는 1967年度까지 6Gc 帶에서 2,700CH까지를 傳送할 수 있는 SF-U3 방식等에서는 모두 終端出力管만 TWT이고 나머지는 全部 固體化하게 되어 있다.

나. 人工衛星中繼 및 可搬用 Radar 裝置

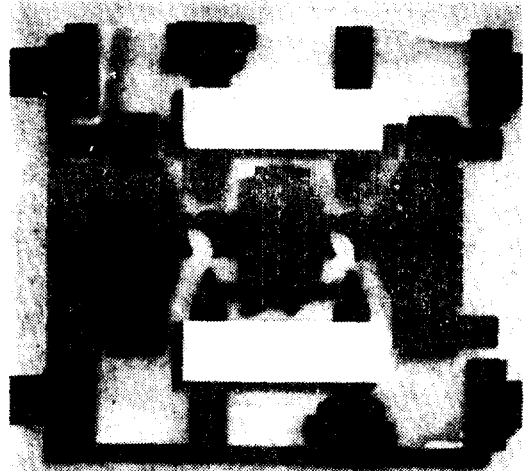
人工衛星中繼用 裝置에 關해서는 本講演會의 다른 “商用通信衛星의 實用化”라는 題目에서 詳細히 論해져 있으므로 여기서는 固體化的 問題點과 可搬用 Radar 裝置로서도 必要로하는 마이크로波 集積回路(Integrated Circuit, IC)에 關하여 主로 說明하기로 한다.

通信衛星에서 所要電力의 殆半 以上을 차지하는 것이 進行波管(TWT)電力增幅裝置이다. 따라서 NASA에서도*(11) 現在の TWT보다도 더 能率의이면서도 信賴性과 廣帶域特性을 兼備한 마이크로波 出力管을 必要로 하나 現狀으로서는 더 以上 좋은 것이 안나오기 때문에 거의 斷念하고 固體化裝置에 期待하고 있다고 한다. 即通信衛星에서는 4Gc에서 적어도 5W의 出力을 直流入力에 對하여 20~30%의 能率을 가진 트랜지스터 또는 電力用 Varactor로 된 固體化增幅器를 要求하는데 現在로서는 不過 10% 以下の 能率밖에 못얻고 있다. 여기에다 廣帶域特性을 兼備한다는 것이 困難해서 이런 問題가 다음 集積回路로서 解決을 볼수 있게끔 研究 開發中

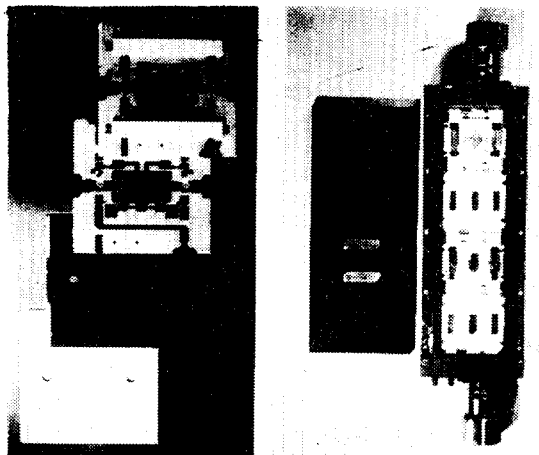
이다.

한편 마이크로波集積回路 方式으로서는 마이크로波帶에서도 Hybrid 微小回路方式과 半導體 Monolithic 방식들이 있는데 前者는 Bell 研究所에서 後者는 Texas Instruments 會社에서 各各 開發되고 있다. 이들 가운데서 Bell 研究所에서는 1~2Gc 및 3.5~4.5Gc에서 動作하는 廣帶域 hybrid IC 增幅器를 完成하였다*(12).

그 廣帶域增幅器들은 4段으로 되어 있으며 1~2Gc 帶에서 40db, 3~4.5Gc 帶에서는 16db의 電力利得을 各各 雜音指數 3db, 6db에서 얻을 수 있어서 低雜音 TWT 增幅器보다 같은 周波數帶에서는 더 좋은 特性이 된다. 거기에 所要되는 電源은 6V에서 100mA 밖에 되지 않으므로 TWT의 그것에 比해서 不過 10%도 안된다. 거기에다 各回路部分의 加速壽命試驗을 한 結果로서는 障病이 일어나는 사이의 平均時間이 100萬時間이므로 TWT의 約 萬時間과 比較하면 越等하게 信賴性이 좋으면서서

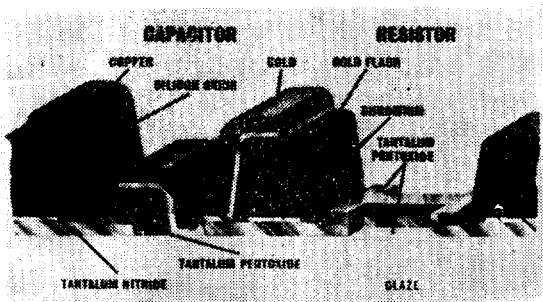


寫眞 3. 3.5~4.5Gc 帶 마이크로波 IC 增幅器(1段)



寫眞 4. 3.5~4.5Gc 帶 마이크로波 IC 增幅器(4段)과 組立過程

壽命이 길다는 것을 알 수 있다. 4段의 增幅器는 各段이 같은 回路方式으로 集積化되어 있으며 各段別로 約 20個式의 部品이 分布 및 集中 定數의인 受動部品과 두 개의 Planar Ge 트랜지스터들이 包含되어 있다. 이들을 나타내는 것이 寫眞 3, 4이다. 여기에 使用된 抵抗이나 容量은 탄탈륨 薄膜 위에 蒸着되어서 만들어져 있으며 두터운膜(銅의 薄膜이 입혀진)은 傳送線으로 쓰이고 正方形基盤은 세라믹이 입혀져서 厚축이 2인치 以下이다. 이러한 것이 寫眞 5에 나타나 있다. 本增幅器의 特徵 가운데서 가장 重要한 것의 하나로서는 同調를 調整할 部分이 必要하지 않는다는 것이다. 그것은 베이스 容量과 콜렉터의 誘導成分이 트랜지스터의 平均的인 特性에 整속되어 있기 때문이다.



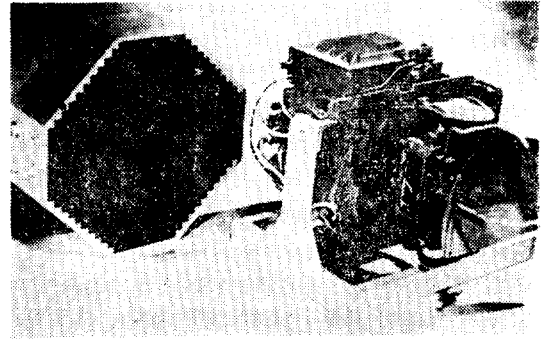
寫眞 5. 마이크로웨이브 IC 增幅回路에 使用된 薄膜 CR 部品

本 3.5~4.5Gc 帶 增幅器는 第 2 次로 Bell 研究所에서 完成된 것이고 第 1 次로는 約 1 年前에 1~2Gc 帶에서 實現되었으며 그것과의 電氣的인 特性을 比較해보면 表 3 과 같다.

Variable	1~2Gc	3.5~4.5Gc
Stage Power Gain	10db	4db
Bandwidth	1Gc	1Gc
Noise Figure	3db	6db
Amplifier Power Gain	40db	16db
Max VSWR Input & Output	1.1	1.25
Power Output Maximum	10mW	10mW

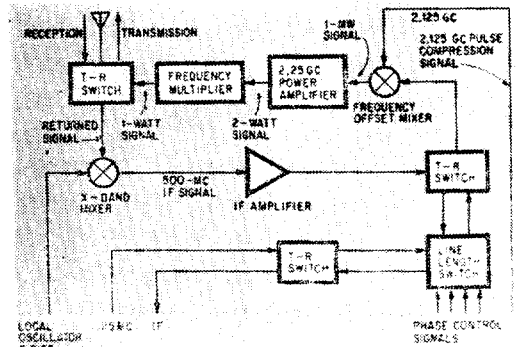
表 3. 廣帶域마이크로웨이브 IC 回路에 依한 增幅特性

한편 monolithic 마이크로웨이브 IC 로서는 TI 가 새로운 MERA 라는 terrain-following radar 와 3 個의 terrain computer, air-to-ground ranging computer 및 scan computer 를 IC Module 로서 完成하는데 1964 年末부터 美空軍의 75% 資金援助로 着手하였다. 이것이 되면 寫眞 6 과 같이 從來의 AN/APQ-99 보다 무거운 重量에 있어서 各各 半可量 밖에 되지 않을 것이다. 特히 信賴度에 있어서는 적어도 15 倍 以上이 될 것이다. 그렇다는 것은 從來의 AN/APQ-99 障害의 大部分이 Magnetron

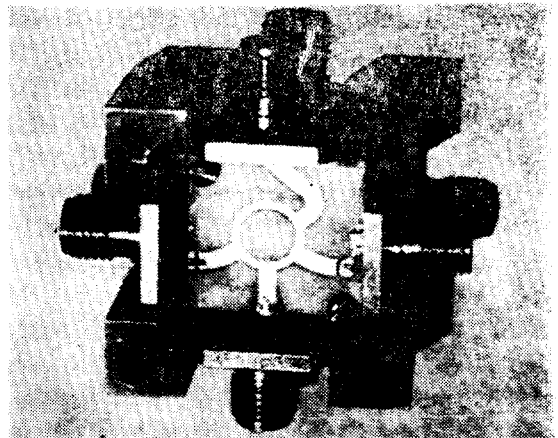


寫眞 6. IC Module로 된 MERA Radar 와 從來의 AN/APQ-99 比較

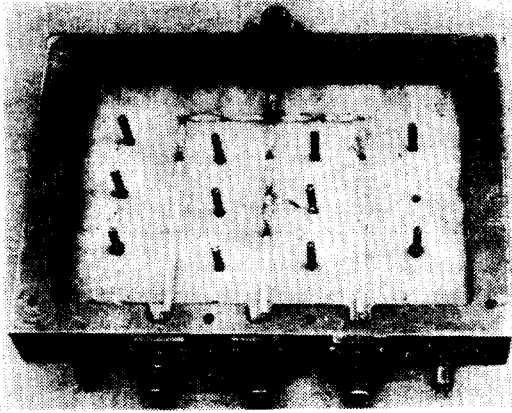
과 空中線 廻轉部分에서 70% 以上을 차지하였던 것을 寫眞 7 과 같이 4 個의 Varactor Diode 로서 1mW 의 2.25 Gc 를 2W 까지 增幅하고 8 個의 Varactor Diode 로서 다시 4 遞倍하여서 9.1Gc 에서 1W 出力을 낼 수 있는 것을 600 個의 모듈·블록으로 하여서 各 블록 別로 다이폴 空中線을 連結하여 거기에 供給되는 勢力의 位相을 電氣的으로 바꾸어 주므로서 파라볼라 空中線을 廻轉하는 것



寫眞 7. 1W, 9Gc 의 MERA Module 單體構成系統



寫眞 8. Planar Schottky Barrier mixer diode 를 使用한 OFF SET MIXER 部



寫眞 9. Alumina microstrip 傳送線을 使用한 마이크로波 切換器

과 같은 作用을 할 수 있게 하였다. 또 여기에 使用된 OFF SET MIXER 와 마이크로 波 SWITCH 部는 各各 寫眞 8, 9 와 같다. 앞으로 開發되는 Gunn 効果에 의한 마이크로 波 發振源을 適用하게 되면 前記 Varactor Diode 에 의한 電力增幅과 周波數遞倍部를 이로서 代替하여 더 簡單하게 할 수 있게 될 것이다.

4. 將來的 半導體마이크로波 發振源 및 電力增幅器

最近 Bell 研究所를 爲始로 하여 MIT, Microwave Associates 等에서는 從來의 트랜지스터나 “터널·다이오드”보다 훨씬 높은 마이크로波電力을 發生 또는 增幅할 수 있는 새로운 半導體裝置를 發見해서 開發研究에 눈부신 發展을 이루고 있다*(13). 이들 中의 한가지는 Gunn 效果를 利用한 것으로서 일찍이 1963년에 이미 GaAs 와 같은 III-V 族 半導體素體에 2000~4000V 의 高電壓을 加하면 0.5Gc 에서 10Gc 의 範圍에 걸쳐 強한 마이크로波가 發生한다*(14)는 것이 IBM 의 Gunn 氏에 依하여 알려졌고 또 한가지는 Avalanche Transit Time(ATT) Diode 에 依하여도 마찬가지로 現象이 생긴다는 것이 Bell 研究所의 Read 에 依하여 1958 年에 이미 알려졌었다*(15). 그것을 Read Avalanche Diodes 라 하고 그後 單純한 Si Avalanche Diodes 에서도 그런 現象이 發見되었다. 이들은 모두 室溫에서 動作하며 外部共振回路도 없이 直流通電壓만 加하면 半導體素體內에서의 荷電子의 走行區間의 長이에 依하여 自己發振을 單一스펙트럼으로 安全하게 한다는

데 特徵이 있다. 한편에서는 外部共振 回路와 結合되면 같은 裝置가 增幅器로서도 動作할 수 있다는 것이다. 여기서 各各에 關하여 그 動作特性을 生覺해 보기로 한다.

가. Bulk GaAs

Gunn 에 依하여 發見된 本效果는 高抵抗의 Domain 을 移動시키므로서 生기는 現象이라고 說明하였으나 그後 Bell 研究所에서도 同一한 現象을 發見한 結果 그것은 電子가 高電界에서 導電帶의 높은 易動性으로 부터 낮은 易動性으로 傳達될 때 N 型 GaAs 에서 生기는 素體負性抵抗에 依한 것이라고 하였다. 이러한 意味에서 그 作用을 傳達電子效果라고도 부른다. 이러한 것은 그림 10과 같은 素體에 3000V/cm 가 넘는 直流通電界를 加하면 그림 11과 같은 立體回路에서 V-I 曲線에서 20V 가 넘는데서 負抵抗特性을 나타내며 그때의 發振努力을 스펙트럼 分析器로 보면 1.96Gc 에서 半價幅이 不過

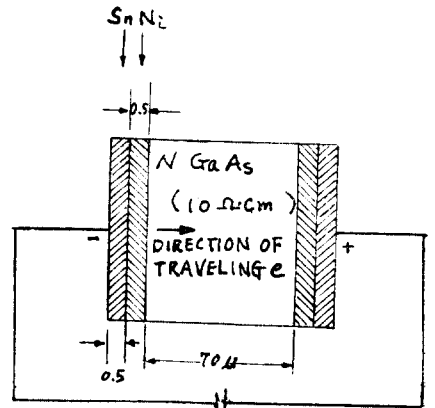


그림 10. N 型 GaAs 素體의 長이와 電極構造

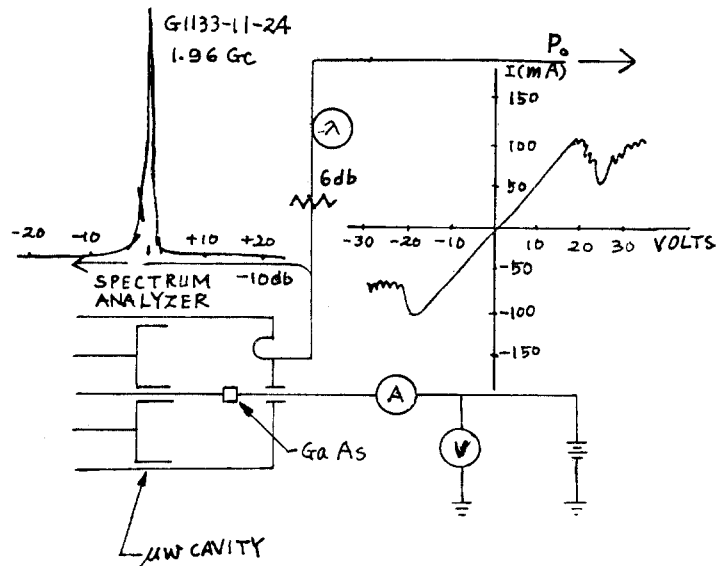


그림 11. Gunn 發振實驗系統圖

1.5kc에 지나지 않는다*⁽¹⁶⁾. 한편에서는 出力 P_0 를 測定하면 56mW가 連續波로 나오며 能率로서 5.2%가 얻어졌다.

이러한 것을 增幅器로 使用할 때는 50Ω의 傳送線路로 共振器에 連結되어서 入力와 出力信號는 Circulator를 써서 分離된다. 그때의 增幅特性으로서는 2~10Gc에서 利得 4~5db, 帶域幅 600~700Mc, $NF < 20db$ 였으며, 出力電力레벨은 1mW를 超過하면 飽和하기 始作하였다.

나. Avalanche Transit Time (ATT) Diodes

Si으로 pn 接合을 構成하거나 p-i-n 接合構造를 가질 때 avalanche를 일으켜서 drift 空間을 通하는 走行時間에 依하여 그 길이가 1 周期가 될 때 그 周波數의 發振 또는 增幅을 할 수 있는 다이오드를 Avalanche Transit Time Diodes라 하며 특히 p-i-n 接合構造를 가질때 Read Avalanche Diodes라고도 한다.

여기서 그림 12와 같이 0.2Ω-cm 程度로 一樣하게 添加된 n 型物質에 p+層을 한側에서 얇고 높게 添加하여서 다이오드를 構成하여 30~40V의 逆바이어스를 걸면 1μ 두께의 絶緣層이 생긴다. 그때의 電界의 模樣은 絶緣層의 한側에 가까운 接合部에 最大値가 생기는 三角形꼴을 나타낸다. 尖頭電界는 $5 \times 10^5 v/cm$ 이며 搬送子의 드리프트速度를 充分히 飽和시킬 수 있게끔 높다. 따라서 avalanche는 電界가 最大點 가까운 좁은 領域에만 限定된다. 이때 다이오드는 그림 13과 같이 空間電荷나 信號遲延이 無視되도록 얇은 avalanche 區間과 搬送子의 發生은 없으나 空間電荷와 走行時間效果가 顯著한 drift 區間 및 期待되지 않는 寄生抵抗을 添加하는 非活動 區間으로 나누인다. 따라서 本裝置는 電子가 드리프트層을 走行하는 時間과 avalanche 始動時間과의 合成으로서

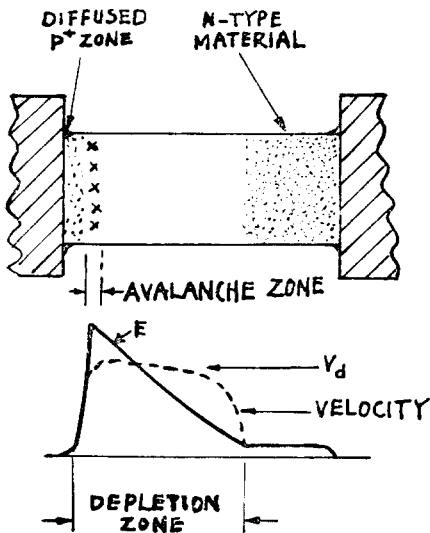


그림 12. 逆 Bias된 pn 接合

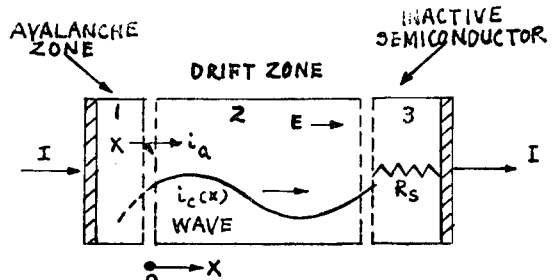
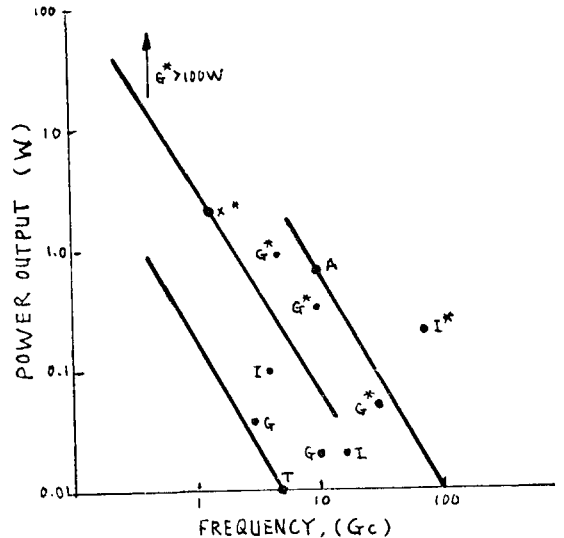


그림 13. Avalanche Diode의 模型

決定되는 周波數에서 發振을 하게된다. 이와같은 Read Avalanche Transit Time Diode에서 連續波로서 5.2Gc 일 때 19mW를 1.5%의 能率로 얻어졌다. 한편 單純한 pn 接合에서는 10.5Gc 일 때 13mW(cw) 0.5% 能率의 發振을 하고 Circulator에 結合된 增幅器때는 30Mc 帶域幅에서 20db의 利得이 있었으나 이때의 雜音指數는 50~60 db였다*⁽¹⁷⁾. 따라서 이대로는 局部發振이나 도파라레이 다系統 및 FM 通信에는 쓸 수가 없다*⁽¹²⁾. 다만 送信局發 또는 電力增幅器로서 FM 變調器를 除外하고는 適合할 것이다.

다. 從來의 固體增幅器와의 比較

2節에서 既述한 Varactor Diodes에 依한 透倍器나 Tunnel Diodes에 依한 增幅器 및 트랜지스터들과 여기에 새로히 登場한 Gunn Oscillators와 Avalanche Transit-Time Oscillators를 CW 때와 Pulse 動作때를 綜合



但 A: Varactor Multipliers, G: Gunn Oscillators
I: Avalanche Transit-Time Oscillators
T: Tunnel Diodes, X: Transistors
* Pulse Operation

그림 14. 5 種의 固體마이크로波源에서 얻어지는 出力電力과 周波數特性

하여 比較한 것이 그림 14이다. 여기서 前者들에 比較해서 後者들이 더 많은 마이크로波電力을 낼수 있는 것은 動作電壓이 數 1000V 임으로 若干의 電流로서도 그 電力은 커질 것이며 特히 높은 周波數까지에 걸쳐 넓은 周波數範圍를 다낼수 있다는 것은 素體의 길이가 어떤 信號의 1 周期에 該當하는 트리프트 區間을 갖어야하므로 트랜지스터나 Varactor 때에 比較하여 數10배길기 때문에 그 길이는 얼마든지 쉽게 制御할 수 있는 範圍內에 있다. 그리고 이와 같이 긴 길이를 갖기 때문에 許容되는 電力損失도 크며 室溫에서도 큰 出力을 낼수 있게 된다.

따라서 固體裝置로서의 發振源은 이와 같은 Gunn 效果를 利用하던 100W 以上の Radar 出力을 낼수도 있고 增幅器로서는 雜音指數가 現在까지는 13db 보다 좋지 않기 때문에 亦是 低雜音增幅器로서는 Tunnel Diodes 에 의한 Amplifiers 나 Varactor Diodes 를 使用한 Parametric Amplifiers 는 如然히 그 特徵을 살려서 이들과 共存할 것이나, 마이크로波 電力增幅器로서는 Gunn 對 ATT 의 어느 것이 確實히 더 좋다고 斷言할 수는 없다. 그러나 ATT 型이 雜音指數가 37db 以上 더 좋아지는 以上 素體를 利用한 Gunn 型이 有望하며 가까운 將來에 마이크로 波機器에 가장 먼저 應用될 可能性이 크다고 할 수 있다*(18). 寫眞 10는 從來의 다이오드(左)에 比較해서 ATT(右) 다이오드를 比較해서 實物을 나타낸 것이다.



寫眞 10. 普通다이오드와 ATT 다이오드와의 比較

5. 結 論

戰後 20年間に 걸쳐 이루어진 마이크로波機器의 눈부신 發展은 이제 再昨年末부터 向後 1~2年 동안에 다시 그 高峰이 되려는 革新期에 이르렀다. 그것은 마이크로 波 機器가 完全 固體化된 것에서 다시 集積回路로서 프린트되어 가고 있으며 한편에서는 여기에 使用되었던 몇개의 발랙터 또는 트랜지스터 代身에 Gunn 또는 ATT 다이오드 한개로서 充分히 그런 作用을 할 수 있게 되어 가고 있으며, 또 거기에는 周波數에 對한 限度가 처

음부터 10倍 以上으로 넓어져 있다는데 無限한 發展의 餘地를 示唆하고 있다. 따라서 이런 것이 되면 小型化, 長壽化, 小電源化라는 固體化의 三大目標을 窮極의 程度로 達成할 수 있을 것이다. 이러한 轉換點에 서있는 우리도 이러한 事實을 똑바로 보고 위선 우리발 밑에서부터 固體化하는 基盤을 튼튼히 해두지 않으면 안되겠음을 痛感하는 바이다.

參 考 文 獻

- (1) H. T. Fris: BSTJ. 27, 4, 1948
- (2) U. S. Berger: BLR. 55, Feb. 1962
- (3) 岡島, 鄭: “下側帶波周波數變換形 Parametric Amplifier” 日本電氣通信學會誌 44, 3, June 1961
- (4) S. Kita, T. Okajima & M. Chung: “Parametric Amplifiers using a silver bonded diodes” IRE. Trans. ED-8, 2, 5, pp 105/109, 1961
- (5) M. Chung: “Parametric Amplifiers for 900Mc and 11,000Mc band”. Proc. ITU. Microwave Seminar. Doc. 35. No. 2, pp 226/230, 1961
- (6) H. Heffner & G. Wade: “Gain band width, and noise characteristics of the variable-parameter” JAP. 29, 9, p 1321, Sep. 1958
- (7) C. I. Dowell: “An SHF high density rf hetrodyne repeater microwave system” IEEE. Trans. Comm & Elect. 69, p 664, 1963
- (8) I. Someya: “Bidding for world leadership in solid state microwave gear” Electronics, Dec. 13, 1965
- (9) “RCA cw-60 completely solid state microwave”
- (10) H. Kressel & M. A. Klin: “High power epitaxial silicon varactor diodes” RCA Rev, 24, 4, Dec, 1963
- (11) “Space Electronics” Electronics, 11, Jan. 1965
- (12) J. Einbinder: “Microwave ICs: hybrid or monolithic?” Electronics 39, 4, pp 135/142. Feb 21, 1966.
- (13) “Solid-state Microwave Devices” BLR Nov. 1965
- (14) J. B. Gunn: “Microwave oscillation of current in III-V Semiconductor” Solid State Comm. vol. 1, pp 88/91, sep. 1963
- (15) W. T. Read: “A proposed high frequency negative resistance diode” BSTJ pp 401/446, Mar, 1958
- (16) B. W. Hakki & S. Knight: “Microwave phenomena in bulk GaAs” IEEE. Trans, ED-13. Jan. 1966.
- (17) B. C. De Loach & R. L. Johshston: “Avalanche Transist-Time Microwave oscillators and Amplifiers” IEEE Trans, ED-13, No. 1. pp 181. Jan. 1966.
- (18) “Microwave power struggle: Gunn vs. avalanche oscillators” Solid State Conference. Electronics 39, 4, pp 146/147. Feb, 21, 1966.