

Varactor 튜닝 X 밴드 Gunn 發振器에 관한 研究

(A Study on Varactor Tuning Gunn Oscillator for X Band)

朴 漢 奎*, 千 長 鎬**
(Park, Han Kyu, and, Chun, Jang Ho)

要 約

本 論文은 Gunn 다이오드를 利用한 Varactor 튜닝 X 밴드 發振器에 關하여 記述하였다.

Dyadic Green 函數를 利用하여 共平面에 위치한 2개의 포스트에 對한 解析을 한 다음, 入射 TE₁₀ 모드에 對한 obstacle 回路網을 誘導하였다.

電子의 튜닝을 시키기 爲하여 體逆 다이내믹 應答特性和 높은 Q를 갖는 튜닝 Varactor 다이오드는 安定된 發振點等은 컴퓨터 시뮬레이션에 의하여 計算하였다.

實驗時 수윳칭 모드는 移動短絡의 위치가 各各 18 mm, 32.5 mm 일때 일어 났으며 varactor 튜닝 Gunn 發振器의 諸般特性은 移動短絡과 바이어스 電壓의 變化에 가장 큰 影響을 받았다.

Abstract

This paper described on the varactor tuning Gunn oscillator for X band.

Analyzed the coplanar 2 post case using the dyadic Green's function then derived the obstacle network for the incident TE₁₀ mode.

For the electronical tuning, used the tuning varactor diode which has a high speed dynamic response characteristic and high Q.

Oscillation frequency, switching mode, and stable oscillation point were calculated by the computer simulation.

In the experiments, switching mode was occurred at 18 mm, 32.5 mm of the short circuit position, respectively. The general characteristics of the varactor tuning Gunn oscillator were abruptly changed by the moving of the short circuit and the variation of the bias voltage.

I. 序 論

半導體의 固體負性콘덕턴스(solid state negative Conductance)는 마이크로波 發振과 增幅에 매우 有用하며, 특히 $G_a A_s$, $I_n P$ 의 負性 콘덕턴스는 III - V 族 Compound Semiconductor의 벌크效果(bulk effect)로서 1961年 Ridley Watkins¹⁾ 등에 依하여 理論이 提示된 以後, 1963年 Gunn²⁾에 依해서 實驗의 으로 證明되었다 Gunn 모드는 負性微分抵抗(Negative Differential Resistance; NDR)에 依하여 電子가 거의 飽和 드리프트速度로 素子內를 走行하여 形成된 雙極子도메인(dipole

domain)이다.

本 論文에서는 IMPATT 素子보다 우수한 低雜音 高周波特性을 갖는 X 밴드用 DGB-6835 D Gunn 다이오드를 '空胴(Cavity)內의 포스트(post)에 裝着시켜 Radar 長距離 마이크로波通信, 距離計測器 등에 실제로 應用할 수 있는 Varactor 튜닝 Gunn 發振器를 解析 製作하였다.

II. Gunn 다이오드의 電氣의 特性

1. 벌크 NDR 特性

TED (Transferred Electron Device)의 共通的인 特性中的의 하나인 NDR 特性은 그림 (1)과 같은 $n-G_a A_s$ 의 에너지와모멘텀 關係로부터 說明할 수 있다.

그림 1에서 n, m^*, μ 는 各各 電子密度, 電子實效質量, 電子移動도를 나타내며, 添字 1, 2는 各各 lower

* 正會員, 延世學校 工科大学 電子工學科

** 正會員, 光云工大 電子工學科

(Dept. Electronic Engineering, Yonsei Uni.)

接受日字 : 1978年 8月 23日

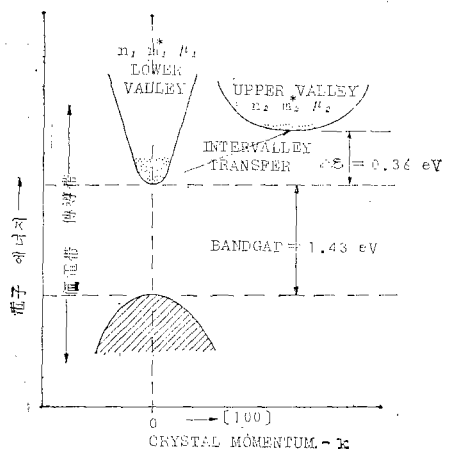


그림 1. n-GaAs의 에너지와 모멘텀 관계
Fig. 1. Momentum and Energy of n-GaAs.

valley와 Upper Valley를 表示한 것이다.

n-GaAs의 에너지와모멘텀 關係에서 傳導體內에 있는 Upper Valley의 電子實效質量이 lower valley의 電子實效質量보다 매우 크며($m_1^* \ll m_2^*$)반면에 電子移動도는 lower Valley보다 매우 크므로($\mu_1 \gg \mu_2$) 다음과 같은 平均移動도와 平均電子速度關係에서,

$$\mu_{av} \equiv \frac{n_1\mu_1 + n_2\mu_2}{n_0} \quad (1)$$

$$\bar{V}_{av} = -\mu_{av}E \quad (2)$$

電界 E 가 增加하면 n_1 은 減少하며 n_2 는 增加하고, $\mu_2 \ll \mu_1$ 이므로 式 (1)과 (2)에서 電界 E 가 增加함에 따라서 μ_{av} 는 減少하므로, 實際로 어떤 범위에서 電界 E 가 增加함에 따라 $|\bar{V}_{av}|$ 는 減少하는 現象이 나타난다.³⁾ 實際로 電界 E 가 $E_T < E < E_V$ 이면 平均電子速度는 電界 E 의 增加에 따라 減少하는 NDR 現象이 나타난다.(단, E_T 는 限界(threshold)電界, E_V 는 Vally 電界이다) 素子에 印加된 電界 E 가 $E > E_T$ 이면 素一內에는 NDR 現象에 依하여 雙極子도메인이 陰極에서 形成되어 陽極으로 流出되는 Gunn 모드가 나타나며 주 파수 f_{Gunn} 은 다음과 같이 定義된다.

$$\frac{1}{f_{Gunn}} \equiv T \sim \frac{L}{v_s} \quad (3)$$

여기서 L 은 素子の 길이이며 v_s 는 飽和電子드리프트速度이다.

實際로 Gunn 發振에 必要한 設計方程式은 다음과 같다.⁴⁾

$$f_{Gunn} \cdot L = 10^7 \text{ cm/sec}$$

$$n_0 \cdot L \geq 3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2} \quad \text{단, } n_0 = n_1 + n_2$$

2. 等價回路

Gunn 다이오드의 等價回路는 負性콘덕턴스 G_D 와 칩

캐패시턴스(Chip Capacitance) C_D , 그리고 패키지를 나타내는 π 回路網으로 構成된 병렬等價回路로 表示된다. 그러나 아직까지 周波數가 바이어스電壓과 같은 파라미터의 변화에 對한 理論은 一致되지 않고있는 事實이다.⁵⁾

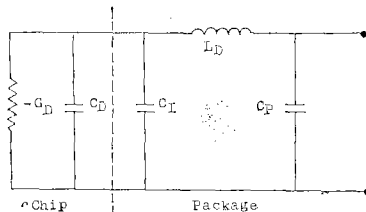


그림 2. Gunn 다이오드의 等價回路
Fig. 2. Equivalent circuit of Gunn diode.

그림 2의 等價回路에서 G_D 는 Gunn 負性 콘덕턴스 C_D 는 Gunn 칩캐피턴스, L_D 는 패키지 인덕턴스, C_P 는 패키지 캐피턴스, 그리고 C_I 는 Gunn 漂遊캐피턴스를 나타낸다.

III. Dyadic Green 函數에 依한 포스트解析

1. 多重포스트에 對한 解析

Gunn 다이오드를 共振 空腔內에 挿入하면 動作周波數는 走向時間(transit time)보다는 空腔에 依해서 主로 決定된다. 따라서 Gunn 發振器는 효율의 改善, 搬送子雜音의 減少, 周波數 調整等の 長點때문에 空腔調整모드를 使用하므로 포스트의 解析은 必須的이다.

그림 3은 矩形導波管內의 一般의인 포스트 i 에 對한 構造파라미터와 위치를 나타낸 것이다.

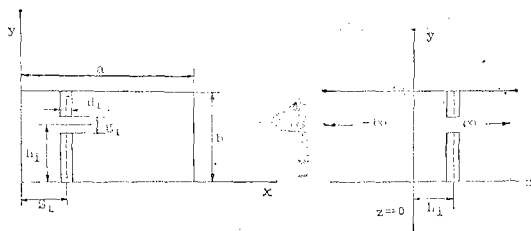


그림 3. 포스트의 構造와 位置
Fig. 3. Structure and position of Posts.

포스트 i 는 Eisenhart 와 Khan⁶⁾의 解析에 따라 直徑의 1.8倍되는 幅을 갖는 等價스트립으로 代치 하였고 스트립은 均一한 電流密度를 가지며, 갭(gap)은 均一한 電界分布를 갖는다고 가정하여 定義된 境界條件領域 ($0 \leq x \leq a, 0 \leq y \leq b$)에 위치한 갭포트(gap port)의 임피던스를 決定하였다. 境界條件을 만족하는 無限한 矩形導波管에 對한 dyadic Green 函數는 矩形導波管의

크기와 相關되는 2個의 獨立固有値에 따른다.^{6,7)}

$$G(r/r') = \hat{y} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2-\delta_n)(K^2-K_y^2) \exp \left[\frac{-\Gamma_{mn}|z-z'|}{\Gamma_{mn}} \right]}{abK^2} \sin K_x X \cos K_y Y \sin K_x X' \cos K_y Y' \quad (4)$$

여기서, $K_x = \frac{m\pi}{a}$, $K_y = \frac{n\pi}{b}$, $K = \frac{2\pi}{\lambda}$

$$\Gamma_{mn} = (K_x^2 + K_y^2 - K^2)^{1/2}$$

$$\delta_n = \begin{cases} 1 & \text{for } n=0 \\ 0 & \text{for } n \neq 0 \end{cases}$$

m, n : 各各 x 및 y 方向에서 field 변화에 따른 mod index. 또한 x 및 y 方向에 對하여 各各 $0 \rightarrow 2a$, $0 \rightarrow 2b$ 의 區間을 취하면 포스트 i 의 電流密度는 다음과 같이 주어진다.

$$J_i(r) = \hat{y} J_{oi} U_i(x) U_i(y) \delta(z-L_i) \quad (5)$$

여기서 $U_i(x) = \sum_{f=1}^{\infty} \left(\frac{2-\delta_f}{a} \right) \left(A_{if} \cos \frac{f\pi x}{a} + B_{if} \sin \frac{f\pi x}{a} \right)$

$$U_i(y) = \sum_{l=0}^{\infty} \left(\frac{2-\delta_l}{b} \right) \left(A_y^{il} \cos \frac{l\pi y}{b} + B_y^{il} \sin \frac{l\pi y}{b} \right)$$

$$\delta(z-L_i) = \begin{cases} 1 & \text{for } z=L_i \\ 0 & \text{for } z \neq L_i \end{cases}$$

$$A_x^{if} = W_i \cos \frac{f\pi s_i}{a} \frac{\sin \theta_{if}}{\theta_{if}}$$

$$B_x^{if} = W_i \sin \frac{f\pi s_i}{a} \frac{\sin \theta_{if}}{\theta_{if}}$$

$$\theta_{if} = \frac{f\pi W_i}{2a}, \quad W_i = 1.8d_i$$

矩形導波管内의 電界는 다음과 같이 주어진다.

$$E_i(r) = -J\omega \mu \int_V G(r/r') \cdot J_i(r') dV' \quad (6)$$

式(6)에 式(4)와 (5)를 代入하여 整理하면

$$E_i(r) = -\hat{y} \frac{J\eta J_{oi}}{abk} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2-\delta_n)(k^2-k_y^2) \exp[-\Gamma_{mn}|z-L_i|]}{\Gamma_{mn}} A_y^{in} B_x^{im} \sin K_x X \cos K_y Y \quad (7)$$

여기서 $\delta_n = \begin{cases} 1 & \text{for } n=0 \\ 0 & \text{for } n \neq 0 \end{cases}$

η : 自由 空間 임피던스(120π) 겹에는 一定한 空間電界가 存在한다고 가정하면 겹 電界는 다음과 같이 주어진다.

$$E_{gi} = -\hat{y} \frac{V_i}{g_i} V_i(x) V_i(y) \delta(z-L_i) \quad (8)$$

여기서, $V_i(x) = \begin{cases} 1 & \text{for } S_i - \frac{W_i}{2} \leq x \leq S_i + \frac{W_i}{2} \\ 0 & \text{for elsewhere} \end{cases}$

$$V_i(y) = \sum_{p=0}^{\infty} \left(\frac{2-\delta_p}{b} \right) S_{ip} \cos \frac{p\pi y}{b}$$

$$S_{ip} = g_i \cos \frac{p\pi h_i}{b} \frac{\sin \phi_{ip}}{\phi_{ip}}$$

$$\phi_{ip} = \frac{p\pi g_i}{2b}$$

따라서 $z=L_i$ 에 위치한 겹 $i(g_i)$ 에서 電流는 다음과 같이 주어진다.

$$\int_S E_{gi} \cdot J_i(r) dS = -V_i J_{oi} A_{in} \left(\frac{2-\delta_n}{b} \right) \cos \frac{n\pi h_i}{b}$$

$$\frac{\sin \phi_{in}}{\phi_{in}} W_i$$

$$= -I_{in} = -P_{in} \quad (9) \text{ 단, } n=0 \sim \infty$$

$$\text{즉 } I_{in} = \left(\frac{2-\delta_n}{b} \right) A_{in} J_{oi} W_i \cos \frac{n\pi h_i}{b} \frac{\sin \phi_{in}}{\phi_{in}} \quad (10)$$

겹포스트 i 의 임피던스는 各 n 에 對하여 求할 수 있으며 $z=L_i$ 에서 自己임피던스는 다음과 같다.

$$Z_{iin} = -\frac{1}{I_{in}^2} \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b E_i(r) \cdot J_i(r) dx dy = j\eta \frac{bK(K^2-K_y^2)}{qK(2-\delta_n)} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(K_{ipm}/K_{ign})^2}{\Gamma_{mn}} \quad (11)$$

여기서, K_{ipm} 과 K_{ign} 은 各各 포스트와 겹의 結合因數로 다음과 같이 주어진다.

$$K_{ipm} = \sin K_x S_i \frac{\sin \theta_{im}}{\theta_{im}}, \quad K_{ign} = \cos K_y h_i \frac{\sin \theta_{in}}{\theta_{in}}$$

$$\theta_{im} = \frac{m\pi W_i}{2a}, \quad \theta_{in} = \frac{n\pi g_i}{2b}$$

또한 $z=L_i$ 에서 各 n 에 對한 相互임피던스는 다음과 같이 주어진다.

$$Z_{jin} = -\frac{1}{I_{in} I_{jn}} \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b E_i(r) \cdot J_j(r) dx dy = j\eta \frac{b(K^2-K_y^2)}{aK(2-\delta_n)} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{K_{ipm} K_{jpm} \exp[-\Gamma_{mn} \frac{L_{ij}}{\Gamma_{mn}}]}{K_{ign} K_{jgn}} \quad (12)$$

여기서, L_{ij} 는 z 軸을 따라 測定한 i 포스트 平面과 j 포스트 平面사이의 距離이다.

2. 共平面(coplanar) 2 포스트의 解析

矩形導波管内의 obstacle 回路網을 求하기 위하여 導波管的의 2 arm 에 對應하는 2個의 特性임피던스포트

(Z_{C10} Port) 는 TRANSFORMER 結合 回路를 사용하여

isolaitn⁸⁾시키고, 空間調和임피던스 (spatial harmonic impedance) 성분과 갭終端을 結合하면 矩形導波管의 同一한 2個의 am 사이에 나타나는 全回路網의 임피던스가 obstacle 임피던스이다.⁹⁾

그림 (4)는 $n=0$ 일때 2갭포트 사이에 T 回路網을 插入하여 T의 各 arm을 $m=1$ 일때의 임피던스要素 $Z(a, b, c)$ 와 $m=2 \sim \infty$ 의 和임피던스要素 $Z(p, q, r)$ 그리고 $n>0$ 일때 T 回路網을 π 回路網으로 變換시켜 병렬인 모든 π 回路網要素를 合한 것이다.

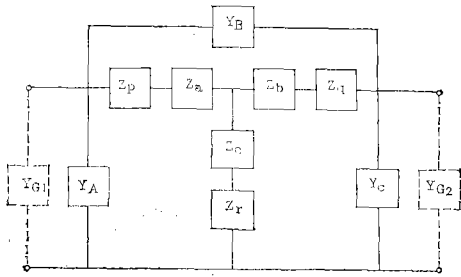


그림 4. 2갭포트 사이의 結合回路網
Fig. 4. Coupling network of two port.

그림 4의 結合回路網에 使用된 回路要素는 다음과 같다(단, $L_{ij}=0, i, j=1, 2$)

$$Z_a = Z_{10} \{K_{1p1}^2 - K_{1p1}K_{2p1} \exp V(-j\beta L_{ij})\} \quad (13)$$

$$Z_b = Z_{10} \{K_{2p1}^2 - K_{1p1}K_{2p1} \exp(-j\beta L_{ij})\} \quad (14)$$

$$Z_c = Z_{10} \{K_{1p1}K_{2p1} \exp(-j\beta L_{ij})\} \quad (15)$$

$$Z_p = \sum_{m=2}^{\infty} Z_{m0} \{K_{2pm}^2 - K_{1pm}K_{2pm} \exp(-\Gamma_{m0}L_{ij})\} \quad (16)$$

$$Z_q = \sum_{m=2}^{\infty} Z_{m0} \{K_{1pm}^2 - K_{1pm}K_{2pm} \exp(-\Gamma_{m0}L_{ij})\} \quad (17)$$

$$Z_r = \sum_{m=2}^{\infty} Z_{m0} \{K_{1pm}K_{2pm} \exp(-\Gamma_{m0}L_{ij})\} \quad (18)$$

$$Y_A = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{Z_{22n} - Z_{12n}}{(Z_{11n}Z_{22n} - Z_{12n}^2)} \quad (19)$$

$$Y_B = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{Z_{12n}}{(Z_{11n}Z_{22n} - Z_{12n}^2)} \right] \quad (20)$$

$$Y_C = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{Z_{11n} - Z_{12n}}{(Z_{11n}Z_{22n} - Z_{12n}^2)} \right] \quad (21)$$

여기서 $Z_{10} = \eta \frac{b}{a} \frac{k}{\beta} = \frac{1}{2} Z_{C10}$

$$Z_{C10} = \frac{2\eta bk}{a(K^2 - K_x^2)^{1/2}}$$

$$\beta = -j\Gamma_{10} = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$$

$$Z_{m0} = j\eta \frac{bk}{a\Gamma_{m0}}$$

이제 (1, 0) 導波管포트는 transformer 等價回路網을 使用하여 isolation⁸⁾시키고 모든 高次모드와 갭終端 有限한 포트 직경에 依한 移相效果⁸⁾와 導波管終端을 考慮한 共平面 2포트에 對한 入射 TE₁₀모드에 對한 obstacle 回路網은 그림 (5)와 같다.

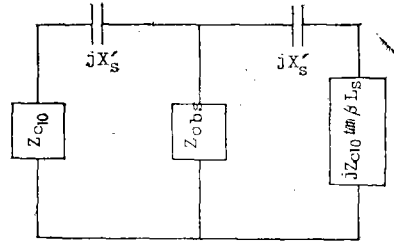


그림 5. 入射 TE₁₀모드에 對한 obstacle 回路網
Fig. 5. Obstacle Network for TE₁₀.

그림 5에서 $Y_{obs}(1/Z_{obs})$ 는 간소화한 shunt obstacle 어드미턴스이며 jX_s' 는 各個포트에 起因한 리액턴스의 總和로서 各各 다음과 같다.

$$Y_{obs} = \frac{1}{Z_{obs}} = \frac{Z_1 K_{2p1}^2 + Z_2 K_{1p1}^2 + Z_3 (K_{1p1} - K_{2p1})^2}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1} \quad (22)$$

$$jX_s' = jX_{s1} + jX_{s2} \quad (23)$$

여기서, $Z_1 = Z_p + \frac{Y_C + Y_{G2}}{A}$

$$Z_2 = Z_q + \frac{Y_A + Y_{G1}}{A}$$

$$Z_3 = Z_r + \frac{Y_B}{A}$$

$$A = (Y_A + Y_{G1})Y_B + (Y_C + Y_{G2})Y_B + (Y_C + Y_{G2})(Y_A + Y_{G1})$$

$$jX_{si} = -jZ_{C10} \left(\frac{a}{\lambda_g}\right) \left(\frac{\pi d_i}{a}\right)^2 \sin^2\left(\frac{\pi s_i}{a}\right)^{8)}$$

또한 $jZ_{C10} \tan \beta L_s$ 는 移動短絡回路의 短絡임피던스이며 L_s 는 포트平面과 短絡平面사이의 거리이다.

N. Gunn 發振과 varactor 튜닝

1. 發振條件

TED의 安定된 發振에 必要한 條件들은 Kurokawa¹⁰⁾에 依해서 定義되었으며, 回路調整定常狀態 發振을 維持하기 위하여 다음의 條件을 만족해야 한다.

$$G_D(\omega) + G_L(\omega) = 0, \quad B_D(\omega) + B_L(\omega) = 0, \quad \frac{\partial B}{\partial \omega} > 0$$

단, G_D 는 Gunn 負性콘덕턴스, B_D 는 Gunn 칩서설

표 1. 構造 파라미터

Table 1. Structure parameters.

도파관의 크기	밀면 (a)		22.86mm	
	높이 (b)		10.16mm	
파라미터	Varactor 포스트		Gunn 포스트	
	도파관측면부터 포스트까지의 거리 (s)	s_1	4.30mm	S_2
포스트직경 (d)	d_1	3.00mm	d_2	3.00mm
갭의크기 (g)	g_1	2.45mm	g_2	2.50mm
도파관 밀면부터 素子까지의 높이 (h)	h_1	5.08mm	h_2	5.08mm

턴스, G_L 은 負荷콘덕턴스, B_L 은 負荷서셉턴스이며 $B(\omega)$ 는 回路의 總서셉턴스로서 $[B_D(\omega) + B_L(\omega)]$ 이다.

2. Varactor 튜닝

튜닝은 高速다이내믹應答特性이 좋은 Varactor 튜닝 方法을 使用하였다. Varactor 다이오드는 바이어스 電壓을 變化시킴으로써 리액턴스를 調整할 수 있는 다이오드로서 接合 캐패시턴스는 다음과 같이 주어진다.¹¹⁾

$$C_V = \left[\frac{qB(\epsilon_s)^{m+1}}{(m+2)(V+V_{bi})} \right] \frac{1}{m+2} \approx (V+V_{bi}) - \frac{1}{m+2} \quad (24)$$

단, B 는 常數, m 은 도핑프로필(doping profile), ϵ_s 는 半導體誘電率, V 는, 印加電壓, V_{bi} 는 built in 電壓이다.

3. Gunn 發振器

Gunn 다이오드와 varactor 다이오드는 空胴內的 電界 벡터와 平行한 2個의 포스트 사이에 各各 마운트(mount)시켰으며, 導波數의 한쪽 arm은 整合出力과 연결하고 다른쪽 arm은 移動플런저(moving plunger)로 終端시켰다.

사진 1은 理論 解析에 따라 實際로 製作한 varactor 튜닝 Gunn 發振器이며 그림 6과 표 1은 各各 포스트의 構造와 파라미터 값을 나타낸 것이다. 또한 그림 7은 入射 TE_{10} 모드에 對한 最終의 Gunn 發振器의 等價回路를 나타낸 것이다.

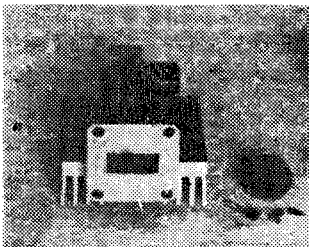


사진 1. 製作한 Gunn 發振器
Photo. 1. Gunn Oscillator.

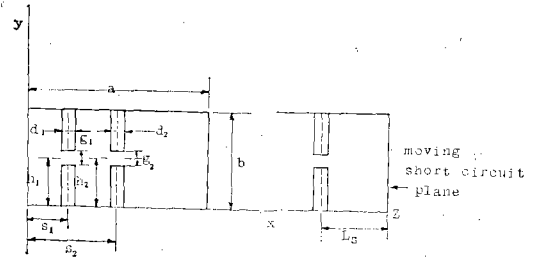
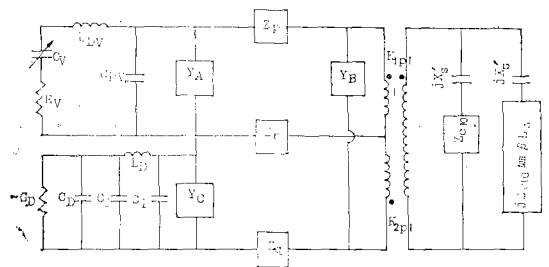


그림 6. 2 포스트의 構造와 位置

Fig. 6. Structure and position of two post.



· · 7. Gunn 發振器의 等西 回路

Fig. 7. Gunn Oscillator equivalent circuit.

V. 實驗 및 結果考察

理論에 따른 發振周波數, 스위칭모드, 安定度等은 프로그램을 作成하여 HP-3200 2A 컴퓨터를 利用하였으며, 스펙트럼 分析器는 HP-8555 A를 使用하였다.

周波數 범위는 X밴드이었고, 스위칭모드는 各各 18 mm, 32.5 mm 일때 일어났으며 스위칭모드가 약간 왼쪽으로 移動한 것은 素子の 非直線性에 起因한 것으로 생각된다. Gunn 다이오드의 限界電壓은 3.2 V 이었으며 7.5 V 以上에서는 NDR 特性이 나타나지 않았고 Varactor 튜닝 범위는 약 1.5 GHz 이었다. 그림 8~1은 이러한 實驗結果를 나타낸 것이다.

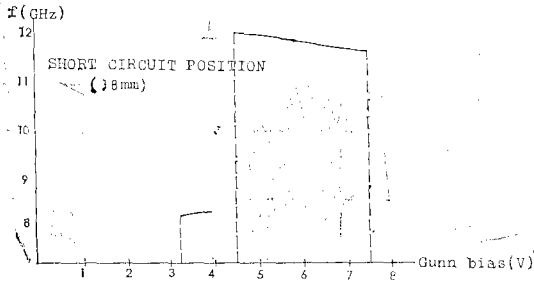


그림 8. Gunn 바이어스에 따른 周波數變化
Fig. 8. Frequency for Gunn bias.

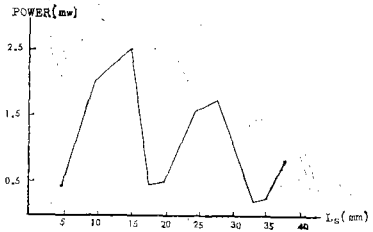


그림 11. 出力電力特性
Fig. 11. Output characteristic for Ls.

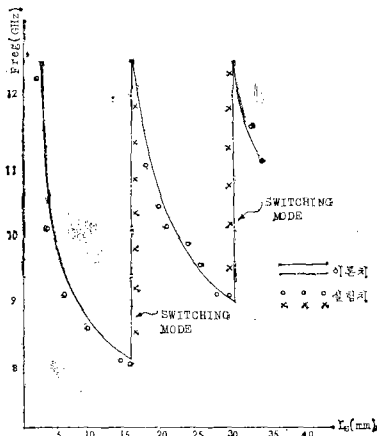


그림 9. 튜닝 특성 곡선과 스위칭 모드
Fig. 9. Switching mode and Tuning curve.

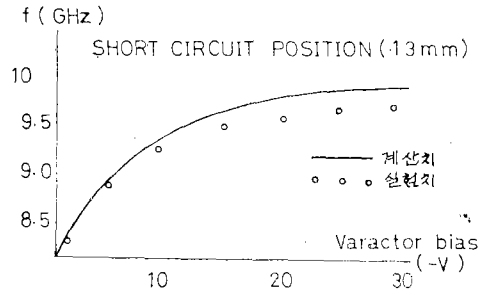


그림 12. Varactor 튜닝 특성 곡선
Fig. 12. Varactor Tuning characteristic curve

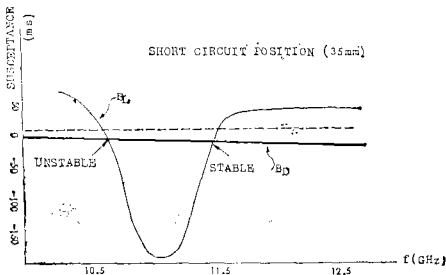


그림 10. 發振點의 安定度
Fig. 10. Stability for Oscillation point.

Ⅵ. 結 論

Joshi 와 Cornick⁹⁾이 解析한 一般的인 2 포스트에 對한 임피던스를 共平面인 2 포스트에 適用하여 Gunn 發振器 析解를 및 設計한 結果는 製作上의 機械的인 誤差와 마이크로波 素子의 等價回路等을 考慮할때 實驗值와 理論值는 매우 近似했다.

30餘個의 파라미터와 回路要素의 반복적인 演算에 依하여 決定되는 發振點, 發振周波數, 스위칭 모드等은 컴퓨터를 利用치 않고는 正確하게 추적할 수가 없었다. Varactor 튜닝 Gunn 發振器의 特性은 短絡回路의 移動과 바이어스電壓에 가장 큰 영향을 받았으며 出力은 周波數의 增加에 따라 減小했다.

參考文獻

1. B.K. Ridley and T.B. Watkins "The possibility of Negative Resistance Effects in semiconductor" proc. phys. soc (London) 78. pp.293 (1961).
2. J.B. Gunn "Microwave oscillation of current III ~ V semiconductors" sol. state, comm. 1., pp.88 (1963).
3. J.E. Corroll "Hot electron microwave generators "Edward Arnold pub. London (1970)
4. J.A. Copeland "Characterization of Bulk Negative Resistance Diode Behavior." IEEE. Trans. ED-14 pp.461 (1967).

5. R.P. Owens and D. Cawsey "Microwave equivalent circuit parameters of Gunn effect device packages" IEEE. Trans. Vol. MTT-18 pp.790~798. Nov (1970).
6. R.L. Eisenhart and P.J. Khan "Theoretical and experimental analysis of a waveguide mounting structures" IEEE. Trans. MTT-19. pp.706~719. Aug., (1971).
7. C.T. Tai. "Dyadic Green's function in electromagnetic Theory." Scranton. Pa. International text book (1971).
8. N. Marcuvitz. "Waveguide handbook." MIP. Rad. Lab. Ser Vol-10 New York. Mc Graw-Hill (1951)
9. J.S. Joshi and J.A.F. Cornick. "Analysis of waveguide post configurations: part I, II." IEEE. Trans. MTT-25 pp.169~180. Mar., (1977).
10. K.Kurokawa. "Some basic characteristics of broad band negative Resistance oscillator circuits." Bell syst. Tech. J. Vol-48 pp.1937~1955. Jul., (1969).
11. S.M. Sze. "Physics of semiconductor devices." Wiley-Interscience NewYork (1969).