

二毫米雪崩二极管微波振荡器

杨玉芬 刘衍芳

(中国科学院半导体研究所)

1983年4月16日收到

本文给出了硅 P^+NN^+ 结构 IMPATT 二极管微波振荡器的研制结果。对主腔为径向线结构和外加反射式稳频腔的振荡器进行了实验研究,对耦合线长度的选择进行了理论分析并与实验结果作了比较。用自制的二毫米混频器和 PB-12 频谱仪观察了振荡器的频谱。在 120—140GHz 的范围内给出了 20 毫瓦的输出功率,效率在 1% 左右。

器件设计和制造

IMPATT 二极管的设计原则已在文献[1]中进行了介绍,这里不再重复,仅对二毫米器件的特殊之处简述如下:

二毫米 IMPATT 振荡器工作频率已高达 140GHz 左右,在这样高的频率下器件工作面积已经很小,工作电压也比较低,因此输入功率电平受到限制。为了得到比较大的输出功率,在转换效率不可能提高的情况下,要求输入功率尽可能的大,这使得器件的工作电流密度提高。在击穿时刚好穿通的结构中,随着电流密度的增加将很快出现功率饱和现象。为了避免过早地出现功率饱和现象,同时又能在适当的电流密度下工作,我们把器件设计成击穿时未穿通,工作时刚好穿通的结构。再考虑出现负阻最大的条件,最终确定的器件设计参数是:漂移区的宽度 $W_d = 0.18\mu\text{m}$; 雪崩区的宽度 $W_A = 0.06\mu\text{m}$ 掺杂浓度 $N_d = 1.6 \times 10^{17}\text{cm}^{-3}$; 击穿电压 $V_b = 9.5\text{VP}^+$ 区厚度 $W_{P^+} = 0.2\mu\text{m}$ 。

在毫米波频每输出功率主要受到电路阻抗的限制,管芯面积由振荡条件 $Z_D + Z_c = 0$ 来确定。主腔采用径向线式谐振腔时的振荡条件为^[2]:

$$\frac{1}{\omega C_d} = \frac{h}{2\pi R} Z_{or} \frac{\cos(\theta_r - \phi_R)}{\sin(\phi_r - \phi_R)} \quad (1)$$

其中

$$Z_{or} = \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{G_0(kr)}{G_1(kr)}$$

Z_{or} 为径向线半径为 r 处圆周面处的特性阻抗, h 为径向线的高度, r 为选定的参考圆柱面处的半径如图 1 所示。 θ_r , ϕ_r , ϕ_R 分别为参考圆柱面 r 处和径向线外部边缘处的零阶和一阶汉开尔函数的相角。 $\left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0}\right)^{\frac{1}{2}}$ 为自由空间阻抗。 $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ 为传播常数。

$$G_0(kr) = [J_0^2(kr) + N_0^2(kr)]^{\frac{1}{2}} \quad (2)$$

$$G_1(kr) = [J_1^2(kr) + N_1^2(kr)]^{\frac{1}{2}} \quad (3)$$

当径向线高度 $h = 100\mu\text{m}$, $r = 100\mu\text{m}$, $R = 1\text{mm}$ 时由(1)式得到管芯电容为 $C_d = 0.113\text{pF}$, 管芯面积 $S = 2.6 \times 10^{-6}\text{cm}^2$, 对应的管芯直径为 $20\mu\text{m}$.

二毫米 IMPATT 器件工艺流程与一般雪崩器件工艺基本相同, 关键是精心控制管芯面积和尽可能减薄衬底的厚度.

振荡器结构和耦合线长度的选择

鉴于二毫米振荡器输出功率电平十分珍贵, 故在振荡器结构的设计中应将低噪声特性和保有较高的功率电平结合起来考虑. 为此主腔部分选用径向线结构, 这有利于阻抗匹配, 从而获得较高的功率输出. 为了减小功率损失而又能达到降低噪声的要求, 在主腔的末端外接反射式高 Q 腔, 虽然该结构在防止模式跳变方面不如频带反射式稳频腔, 但其功率损失小, 采用适当的耦合方式, 在降低噪声方面也能获得满意的结果.

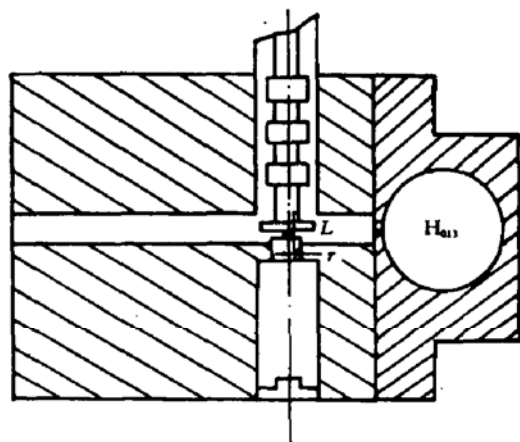


图1 振荡器结构示意图

为了有效地降低噪声, 应尽量提高稳频腔的 Q 值. 为了排除其他杂模的干扰, 根据波形图选取适当的方块, 得到 H_{011} 模式稳频腔的直径为 3.1mm , 长 $5-7\text{mm}$.

为使振荡器工作点处于电路电纳斜率的最大处, 即同样的电纳变化量 ΔB_c 引起的频率变化 $\Delta\omega$ 被限制在尽可能小的范围内, 必须合理地选择从主腔到高 Q 稳频腔之间耦合线的长度, 其选择的原理是:

(1) 电路电纳的变化率 $\frac{\partial B_c}{\partial \omega} > 0$, 只有满足此条件才能使由于某种原因引起幅度的偏离稳态的增量 δA 随时间衰减, 即增量的变化率 $\frac{\delta A}{dt}$ 为负值.

(2) $\frac{\partial B_c}{\partial \omega}$ 要足够大, 因为电路的 Q 值与 $\frac{\partial B_c}{\partial \omega}$ 成正比, $\frac{\partial B_c}{\partial \omega}$ 的值越大, 回路的 Q 值越高. 也就是以提高电路的 Q 值达到稳频的目的. 所以 $\frac{\partial B_c}{\partial \omega}$ 越大, 相应的频稳度越高.

(3) 在稳频范围内, 电导的变化率 $\frac{\partial G_c}{\partial \omega}$ 要小, 对应的功稳度高.

(4) 在中心频率 ω_0 的两侧, $\frac{\partial B_c}{\partial \omega}$ 要对称 (在 $\frac{\partial B_c}{\partial \omega} > 0$ 的前提下) 稳定度一致.

(5) 稳频腔的固有谐振频率 ω_0 等于工作频率 ω_1 .

根据以上几点要求, 我们从等效电路出发, 推求最佳耦合线的长度. 振荡器的等效电路如图2所示. 由图可知高 Q 腔的导纳为:

$$y_0 = \frac{1}{R_0} + j\left(\omega C_0 - \frac{1}{\omega L_0}\right) = \frac{1 + jQ_0\nu_0}{R_0} \quad (4)$$

其中

$$Q_0 = R_0 C_0 \omega, \quad \nu_0 = 2 \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}},$$

高 Q 腔的导纳经一段传输 L 耦合到 AA 面的导纳是:

$$y_{AA}^0 = y_0 \frac{n^2 y_0 + j y_0 \operatorname{tg} \theta}{y_0 + j n^2 y_0 \operatorname{tg} \theta}. \quad (5)$$

式中 $\theta = 2\pi L/\lambda$, y_0 为波导的特性导纳, 由 AA 面向径向线看去的归一化输入导纳是:

$$\begin{aligned} \bar{y}_{in} &= \frac{n^2 y_0 + j y_0 \operatorname{tg} \theta}{y_0 + j n^2 y_0 \operatorname{tg} \theta} + 1 \\ &= \frac{\frac{n^2}{y_0 R_0} + 1 - \frac{n^2 Q_0 \nu_0}{y_0 R_0} \operatorname{tg} \theta + j \left(\frac{n^2 Q_0 \nu_0}{y_0 R_0} + \operatorname{tg} \theta + \frac{n^2}{y_0 R_0} \operatorname{tg} \theta \right)}{1 - \frac{n^2 Q_0 \nu_0}{y_0 R_0} \operatorname{tg} \theta + j \frac{n^2}{y_0 R_0} \operatorname{tg} \theta}. \end{aligned} \quad (6)$$

这个导纳即为由器件两端通过径向线向外看去的径向线负载导纳 $y_L = \bar{y}_{in}$, 经整理得到电导和电纳为:

$$G_L = \frac{(\rho - 1)(\rho - 2Q_0 \nu_0 \operatorname{tg} \theta) + (\rho + Q_0^2 \nu_0^2) \operatorname{tg}^2 \theta}{(\rho - 1 - Q_0 \nu_0 \operatorname{tg} \theta)^2 + \operatorname{tg}^2 \theta}, \quad (7)$$

$$B_L = \frac{(\rho - 1)Q_0 \nu_0 + (\rho^2 - 2\rho - Q_0^2 \nu_0^2) \operatorname{tg} \theta + (1 - \rho)Q_0 \nu_0 \operatorname{tg}^2 \theta}{(\rho - 1 - Q_0 \nu_0 \operatorname{tg} \theta)^2 + \operatorname{tg}^2 \theta}. \quad (8)$$

其中 $\rho = 1 + \frac{y_0 R_0}{n^2}$, 经径向传输线(其半径近似等于 $\lambda/4$) 耦合到器件两端的导纳为:

$$y_c = -\frac{2\pi r_i}{h Z_{0i}} \frac{G_L \cos(\phi_i - \phi_L) + j \left[\frac{1}{Z_{0L}} \sin(\phi_i - \phi_L) + B_L \cos(\phi_i - \phi_L) \right]}{\frac{1}{Z_{0L}} \cos(\phi_i - \phi_L) - B_L \sin(\phi_i - \phi_L) + j G_L \sin(\phi_i - \phi_L)}, \quad (9)$$

$$B_c = -\frac{2\pi r_i}{h Z_{0i}} \frac{(C_2 + C_1 B_L)(C_3 - C_4 B_L) - C_1 C_4 G_L^2}{(C_3 - C_4 B_L)^2 + C_4^2 G_L^2}, \quad (10)$$

$$G_c = -\frac{2\pi r_i}{h Z_{0i}} \frac{C_1(C_3 - C_4 B_L)G_L + (C_2 + C_1 B_L)C_4 G_L}{(C_3 - C_4 B_L)^2 + C_4^2 G_L^2}. \quad (11)$$

其中

$$C_1 = \cos(\phi_i - \phi_L), \quad C_2 = \frac{1}{Z_{0L}} \sin(\phi_i - \phi_L), \quad C_3 = \frac{1}{Z_{0L}} \cos(\phi_i - \phi_L)$$

$$C_4 = \sin(\phi_i - \phi_L), \quad Z_{0i} = \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{\frac{1}{2}} G_0(Kr_i)/G_1(Kr_i),$$

$$Z_{0L} = \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{\frac{1}{2}} G_0(KR)/G_1(KR)$$

$$\phi = \operatorname{tg}^{-1}[N_0(Kr)/J_0(Kr)], \quad \psi = \operatorname{tg}^{-1}[J_1(Kr)/N_1(Kr)],$$

式中 Z_{0i} 为靠近管芯径向线 r_i 处的特性阻抗, Z_{0L} 为径向线外端处的特性阻抗. 把 (7), (8) 式代入 (10), (11) 两式, 当 $r_i = 100 \mu\text{m}$, $h = 100 \mu\text{m}$, $R = 1 \text{mm}$ 时用计算机对

$9 - \pi, \frac{\pi}{2}, \frac{3}{8}\pi, \frac{\pi}{4}, \frac{1}{8}\pi$ 计算了 B_L 随频率 ν_0 变化的曲线, 结果示于图 3。

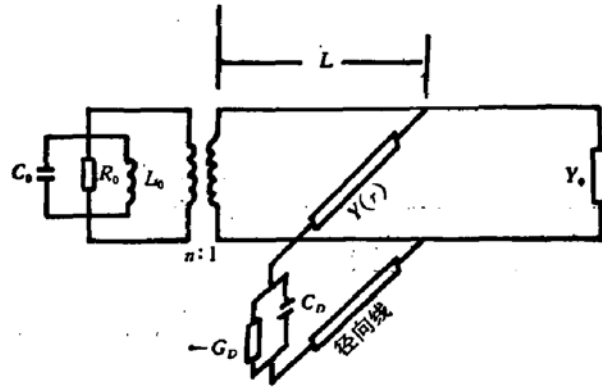


图2 振荡器等效电路

雪崩器件电纳呈容性, B_D 为正, 在稳定振荡的条件下电路电纳 B_c 的变化为负。根据耦合长度的选择原则, 从图 3 可知, 只当 $\theta = \frac{\pi}{4}$ 时在 B_c 为负的部分, 而 $\frac{\partial B_c}{\partial \omega} > 0$ 且在 $\nu_0 = 0$ 的中心频率两侧较为对称。同时另外几个条件也都满足, 故耦合线的长度宜选为 $\theta = n \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}$ 对应的长度, 在实际研制的振荡器中考虑到加工可能性和管芯引线电感的影响, 还要在以上理论分析得到的耦合线长度上加一个适当调整的修正量 ΔL 。在我们的振荡器中这个调整量 $\Delta L = 0.2\text{mm}$ 。结果最后耦合线长度选为:

$$L = \frac{3}{2} \lambda_g + \frac{1}{8} \lambda_g + \Delta L. \quad (11)$$

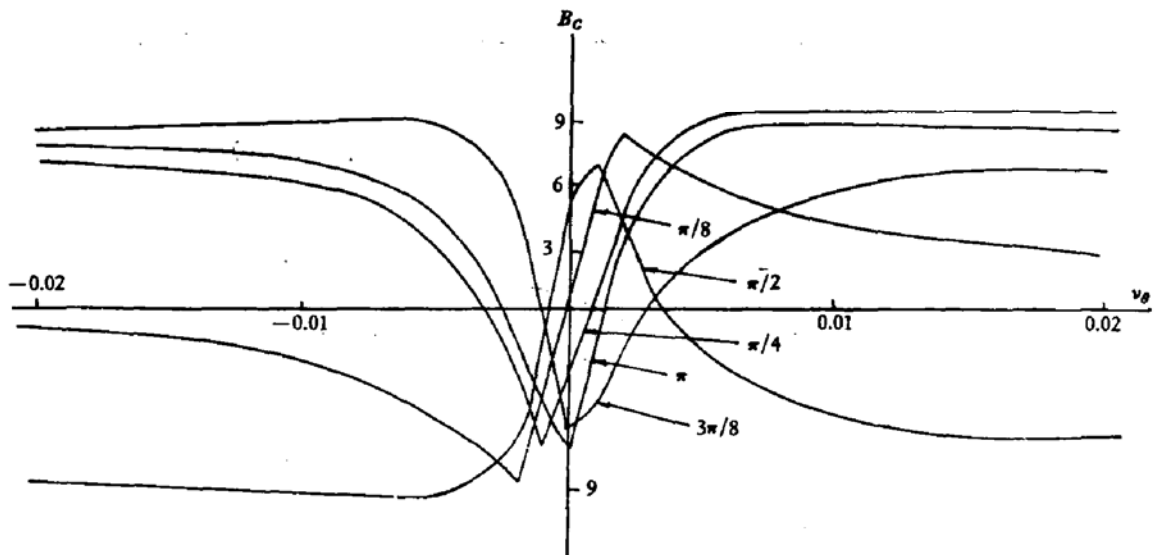


图3 电纳-频率特性曲线

振荡器的微波特性

二毫米 IMPATT 二极管振荡器测试电路方框图如图 4 所示。表 1 给出一组振荡器

的测试结果,其转换效率多在百分之一左右,低于理论预计的值。虽然影响效率的因素很多,如管芯衬底的串联电阻,高频趋肤效应,少子贮存效应,大信号效应以及外电路匹配状态等。但在我们研制的振荡器中,二极管管芯衬底减薄后的厚度大都在 $10\mu\text{m}$ 以上,可见串联电阻的损耗是使效率不高的主要原因,这一点有待进一步的改善。

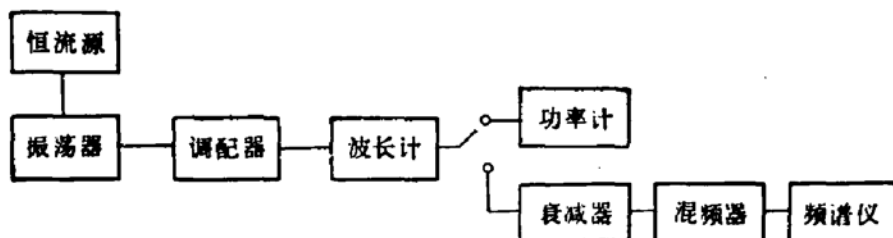


图4 微波测试方框图

表 1

振荡器编号	偏 流 (mA)	工作电压 (V)	振荡频率 (GHz)	输出功率 (mW)
1	220	12	122	36
2	260	13	128	45
3	230	13	130	15
4	210	12.5	133	21
5	280	13	134.5	18
6	240	12.5	141	23

输出功率,转换效率随电流的变化特性示于图5,由于稳频腔的作用振荡器的频率不随偏流变化,长时间的频率稳定度在 10^{-4} 以上。

调节稳频腔的活塞,频率牵引范围一般可以达到 $1-2\text{GHz}$,典型结果示于图6。

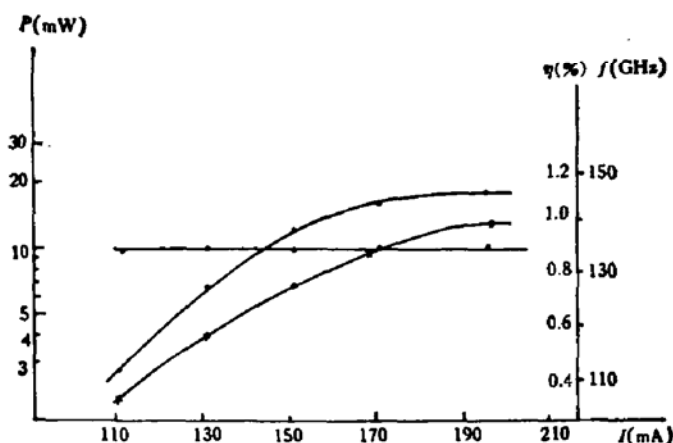


图5 功率频率效率-偏流特性曲线

频谱的宽度和光滑度直接反映了振荡器的噪声特性。为了能在 PB-12 频谱仪上观察二毫米的振荡器频谱,我们用自己研制的二毫米混频器作为频谱仪的外混频器,分别观察了加稳频腔振荡器的频谱和不加稳频腔的振荡器频谱。结果发现不加稳频腔振荡器的频谱与同样结构的四毫米振荡器频谱相比较,其光滑度有明显的改善,而加稳频腔的二毫

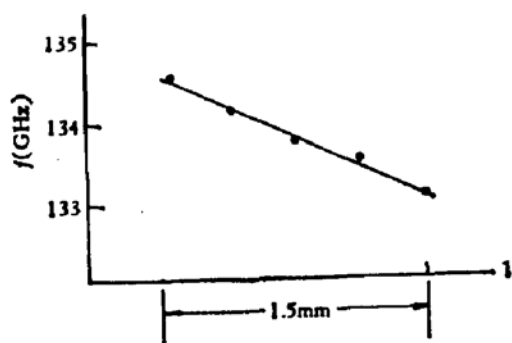


图 6-1 频率牵引范围

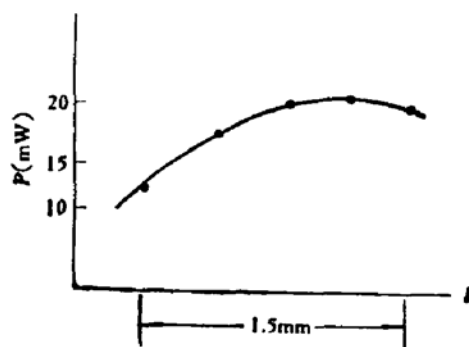


图 6-2 在牵引范围内功率的变化

米振荡器频谱又明显地优于不加稳频腔的频谱。因此我们认为 IMPATT 二极管微波振荡器随着工作频率的升高其本征噪声可能随之下降, 关于这方面的确切情况我们正在作进一步的研究。

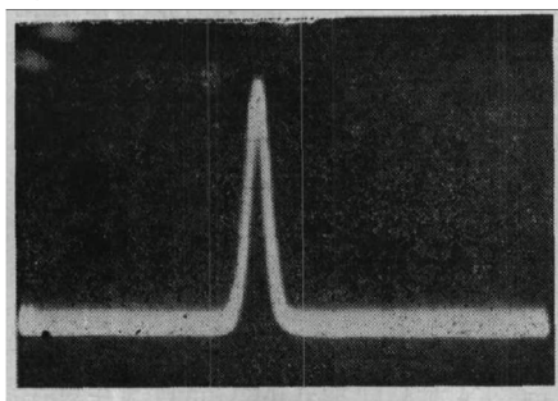


图 7 未加稳频腔振荡器频谱

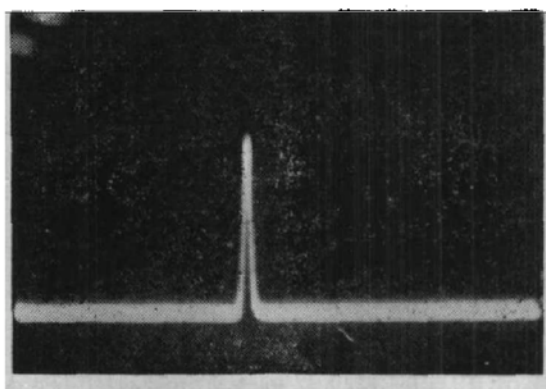


图 8 加稳频腔振荡器频谱

参 考 文 献

- [1] 雪崩管振荡器研制组, 半导体学报, 1, 145(1980).
- [2] G. A. Swartz, IEEE Trans, ED-21, 165(1974).

A 2mm IMPATT Diode Microwave Oscillator

Yang Yufen and Liu Yanfang

(Institute of Semiconductors, Academia Sinica)

Abstract

A 2 mm band Si $p^{+}nn^{+}$ IMPATT diode microwave oscillator is presented and the device processing is briefly described.

The structure of the oscillator composed of radial line main cavity and extra stabilized frequency high Q cavity of reflective type has been studied through experiment. The optimum length of the couple line from the main cavity to the high Q cavity has been calculated theoretically and compared with the result of experiment. The frequency spectra of the oscillator with or without extra stabilized frequency cavity have been observed with PB-12 spectra analyzer. The output power is over 20 mW in the range from 120 GHz to 140 GHz.