

平面扩散砷化镓变容管*

田 牧

(南京固体器件研究所)

提 要

本文根据一个旋转体模型,分析了平面型变容管的 P-N 结电容参数和串联电阻,得出了一些近似计算公式。成功地制成了砷化镓平面参放变容管和微波电调变容管,前者零偏压截止频率达到了 400—600GHz,后者达到了 120GHz,电容调谐比 $T_R \approx 4$ 。在实际应用中,它们分别在常温参放中获得了 50K 的噪声温度和在三公分集成固体源调谐中得到了 700MHz 的电调带宽。

一、引 言

平面 P-N 结工艺在 Si 器件上已获广泛应用,对它的电性质已进行过深入的研究。但是,由于 GaAs 平面工艺还存在着一些困难,而且普遍认为用平面扩散结构难于获得高性能的微波二极管,所以至今仍然很少见到能实际应用的平面 GaAs 器件。

本文根据一个旋转体模型,导出了能方便用于二极管设计的平面 P-N 结电容和串联电阻的计算公式,同时利用 P. R. Wilson^[1] 对平面 P-N 结电容-电压关系的结论,导出了两个重要的变容管参数: 电容变化系数 γ 和电容调谐比 T_R 。利用上述结果和 S. M. Sze^[2] 关于平面结击穿电压的资料进行了变容管设计,表明获得高性能的微波平面变容管是完全可能的。

我们于 1975 年采用射频溅射 SiO₂ 膜掩蔽扩散和 Cr-Au 欧姆接触,成功地制成了高性能的平面 GaAs 微波电调管,接着用相同结构又制成了高截止频率参放变容管,两种器件在使用中都取得了较好的结果。文中把实验结果与设计进行了比较,证明理论分析是正确的。

二、参 数 分 析

1. 计算模型

根据 D. P. Kennedy 的讨论^[3],平面扩散结弯曲边沿的形状可以近似看为半径是 r_j (结深)的四分之一圆弧,如图 1 中所示的 \widehat{AB} 。我们进而假设,平面结的整个侧面即为此圆弧绕 x 轴旋转一周而成,并且此时 P-N 结总电容为侧面部分和底部平坦部分之和。

根据 P. R. Wilson 的论证^[1],平面 P-N 结电容-电压关系近似遵循 $n = 0.46$ 的指数规律,因此我们认为如下关系式成立:

* 1979 年 9 月 27 日收到。

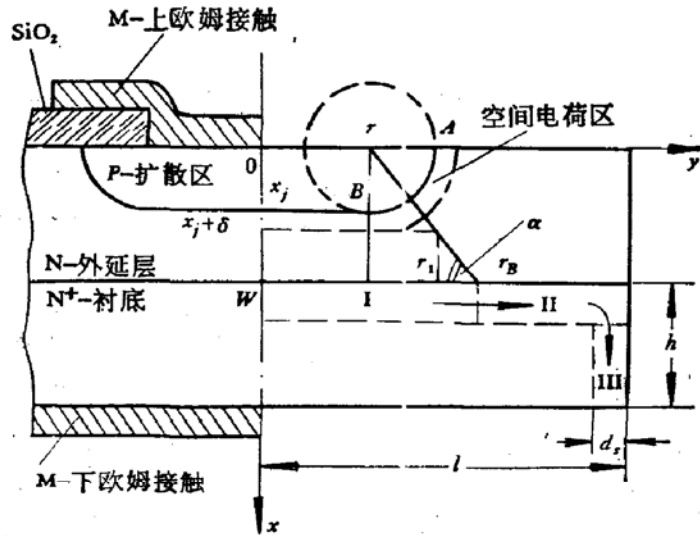


图1 平面结计算模型

$$C(V) = C_0 \left(\frac{\varphi - V}{\varphi} \right)^n \tag{1}$$

其中: C_0 为零偏压结电容;

n 为电容指数, 取 $n = 0.46$;

φ 为 P-N 结接触势. 对浓度为 10^{16}cm^{-3} 的 N 型 GaAs 突变结, $\varphi \approx 1.35$ 伏^[4].

假设 P-N 结的击穿电压遵循由 P-N 结曲率部分决定的值^[3], 而空间电荷区宽度仍按突变结近似. 此外, 还必须考虑上接触形成的 MOS 环电容.

当二极管有高频电流流过时, 可以认为电流均匀地集中在如图 1 所示的斜角为 α 的斜线所限制的外延层内, 然后注入衬底. 在衬底, 由于趋肤效应, 电流仅在图中所示的趋肤层内流动. 此外还假设外延层中除杂质均匀分布区外, 靠近衬底界面存在着指数分布的过渡区. 因此, 二极管总的串联电阻为六部分之和:

$$R_s = R_{co} + R_p + R_e + R_0 + R_B + R_{cd} \tag{2}$$

其中: R_{co} 和 R_{cd} 分别为上、下欧姆接触电阻;

R_p 和 R_B 分别为 P 和 N^+ 区的电阻;

R_e 和 R_0 分别为外延层均匀杂质区和衬底外扩散区的电阻.

2. 平面结的结电容

按前面假设, 平面结侧面部分是 \widehat{AB} 绕 x 轴旋转一周而成, 而 \widehat{AB} 所在圆的方程, 按图 1 应有:

$$x^2 + (y - r)^2 = x_j^2 \tag{3}$$

其中 r 为结半径. 可以求出 \widehat{AB} 旋转面的面积 A 为:

$$A = 2\pi x_j \left(x_j + \frac{\pi}{2} r \right) \tag{4}$$

按平行板电容器假设, 则此侧面电容应为:

$$C_s = \frac{2}{\delta} \pi x_j \epsilon \left(x_j + \frac{\pi}{2} r \right) \tag{5}$$

其中: ϵ 为半导体的介电常数;
 δ 为空间电荷区宽度.

按公式(5)计算,零偏压侧面电容 C_s 随外延层掺杂浓度的变化曲线示于图 2 中.

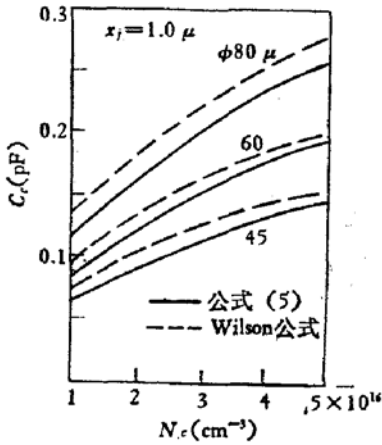


图 2 平面结的侧面电容

一个更为复杂的关于 C_s 的计算公式为 P. R. Wilson 得出^[5],我们也作出虚线示于图 2 中. 相比之下,二者相差约为 10%, 由此而造成的总电容差约为 2%.

3. 电容变化系数 γ 和电容调谐比 T_R

由 (1) 式, 我们可以进一步导出变容管的两个重要参数. 对于电调变容管, 理想的电容调谐比 T_R 为:

$$T_{R0} = \frac{C_i(0)}{C_i(V)} = \left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^n \quad (6)$$

对于参放变容管, 理想的电容变化系数 γ 有:

$$\gamma_0 = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{2(C_{\max} + C_{\min})} = \frac{\Gamma - 1}{2(\Gamma + 1)} \quad (7)$$

其中:

$$\Gamma = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \left(\frac{\phi - V_{\min}}{\phi - V_{\max}}\right)^n$$

其中 C_{\max} 、 V_{\max} 、 C_{\min} 、 V_{\min} 分别表示参放泵源振幅范围内 P-N 结的最大和最小电容以及它们对应的偏压.

T_{R0} 和 γ_0 值与偏压的关系示于图 3 和图 4. 从公式(7)可以看出理论上 γ_0 的极大值是 0.5, 但是实际的 γ 值却远小于此值, 这有两个原因: 首先, γ_0 值与正向偏压关系密切 (如图 4 所示), 当泵电压增大到某一值时就会出现正向电流 (通常以 $1\mu A$ 为限), 电流继续增大将显著增大参放噪声. 显然, 减小电流就能增大 γ 值, 在这一点上, 平面结是有利的. 第二个原因是器件中存在着与 P-N 结相并联的寄生电容. 如果有 pC_0 的寄生电容

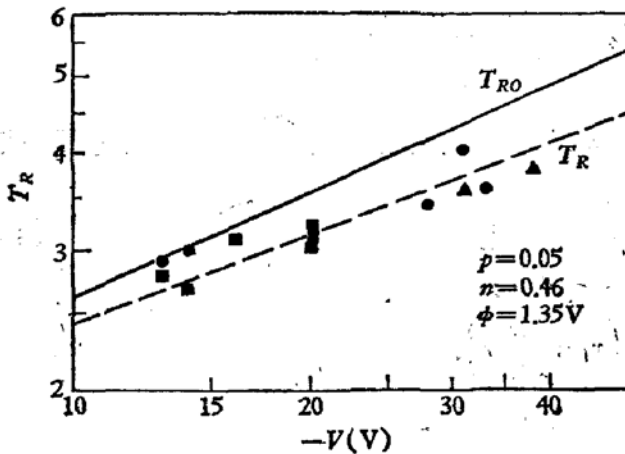


图 3 T_R 和 T_{R0} 与反向偏压的关系

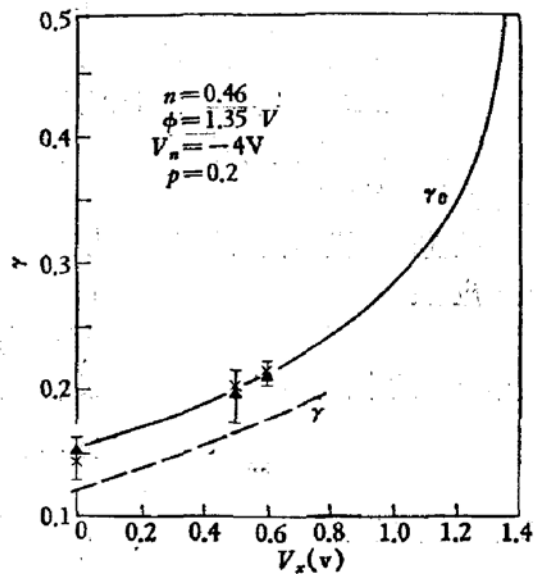


图 4 γ_0 和 γ 与正向偏压的关系

(p 为常数)与 P-N 结并联,我们可以求出:

$$T_R = \frac{p+1}{p+T_{i0}^{-1}} \quad (8)$$

和

$$r = \frac{r_0}{1+p\beta r_0} \quad (9)$$

其中

$$\beta = \frac{4 \left(1 - \frac{V_{min}}{q}\right)^n}{\Gamma - 1}$$

当 $p = 0.05$ 和 $p = 0.2$ 时,旁路电容对 T_R 和 r 的影响用虚线分别示于图 3 和图 4 中。可以看出,减小寄生电容是提高器件 T_R 或 r 值的一个重要因素。

4. 串联电阻 R_s

在 R_s 的六个部分中, R_{cd} 、 R_p 和 R_{cd} 是已经熟悉的^[6], 我们仅对其它三个部分作进一步的讨论。

(1) 外延层电阻 R_e

在台式结中, R_e 值已可较准确地计算^[6,7], 但是对于平面结, 通常只是假设一个 45° 斜角的圆锥台与之等效, 然而却说不出为什么一定要取 45° 的理由。下面我们就来寻找一个更恰当的斜角。

按图 1 假设电流集中的区域, 实际上是一个斜角为 α 的圆锥台, 不难求出其电阻为:

$$\begin{aligned} R_e &= \int_{x_j+\delta}^W \frac{\rho_e dx}{\pi(r+x \operatorname{ctg} \alpha)^2} \\ &= \frac{\rho_e}{\pi} \left[\frac{1}{r+(x_j+\delta) \operatorname{ctg} \alpha} - \frac{1}{r+W \operatorname{ctg} \alpha} \right] \operatorname{tg} \alpha \end{aligned} \quad (10)$$

其中 ρ_e 为外延层的电阻率。

如果(10)式适用于计算图 1 所示结构的展开电阻, 显然当 $W \rightarrow \infty$ 时, 公式应转化为 H. C. Torrey 的计算结果^[8], 即 $R_e = \rho_e/4r_1$ 。注意, 此时的 $r_1 = r + (x_j + \delta) \operatorname{ctg} \alpha$ (见图 1), 故有:

$$\lim_{W \rightarrow \infty} R_e = \frac{\rho_e}{4[r+(x_j+\delta) \operatorname{ctg} \alpha]}$$

将(10)式 R_e 代入并取极限就可以解出:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\pi}{4} \quad \text{即} \quad \alpha \approx 38^\circ 10'$$

代回(10)式即得到:

$$R_e = \frac{\rho_e}{4} \left[\frac{1}{r + \frac{4}{\pi}(x_j + \delta)} - \frac{1}{r + \frac{4}{\pi}W} \right] \quad (11)$$

(2) 衬底外扩散区电阻 R_0

如前假设, 在衬底界面处的外延层中有一杂质浓度按指数分布的外扩散区, 假定其分

布为:

$$N(x) = ac^{-bx}$$

其中 a, b 为常数。如图 5 所示,如果衬底浓度为 N_B , 外延层浓度为 N_e , 外扩散区浓度降到 N_e 时的宽度为 x_i , 则上式可以化为:

$$N(x) = N_B \exp \left[-\frac{x}{x_i} \ln \frac{N_B}{N_e} \right]$$

考虑到通常有 $N_B \gg N_e$, 故可以求出 0 到 x_i 间的衬底外扩散区电阻为:

$$R_0 = \frac{x_i}{q\mu_n AN_e \ln(N_B/N_e)} \quad (12)$$

其中 μ_n 为过渡区的平均电子迁移率; q 为电子电荷。

(3) 衬底电阻 R_B

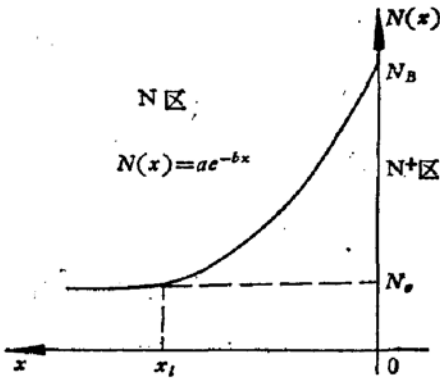


图 5 衬底外扩散分布

按前假设,考虑趋肤效应时,衬底电阻分为如图 1

所示的 I、II、III 三个区域,可以逐一求出它们的电阻:

$$R_{BI} = \frac{\rho_B}{8\pi d_s}, \quad R_{BII} = \frac{\rho_B}{2\pi d_s} \ln \frac{l}{r_B}, \quad R_{BIII} = \frac{\rho_B(h-d_s)}{\pi d_s(2l-d_s)}$$

其中: ρ_B 为衬底电阻率;

h 和 l 分别为管芯的厚度和半径;

r_B 为电流经外延层后注入衬底的有效半径,按图 1 有:

$$r_B = r + W \operatorname{ctg} \alpha = r + \frac{4}{\pi} W$$

故总的衬底电阻为:

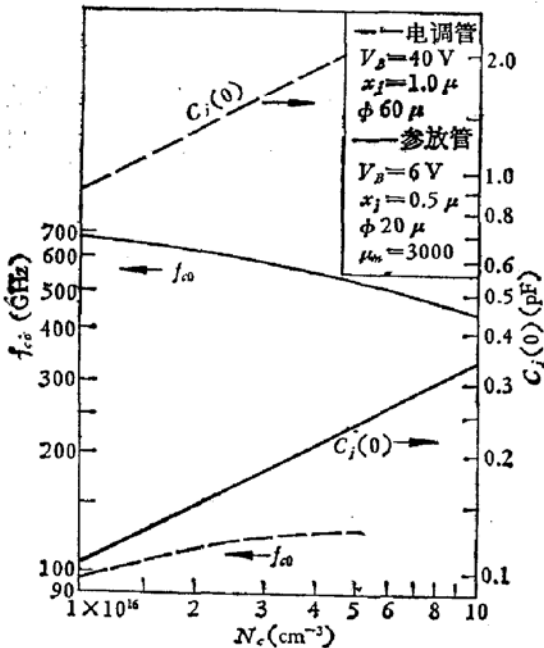


图 6 变容管截止频率和结电容的浓度关系

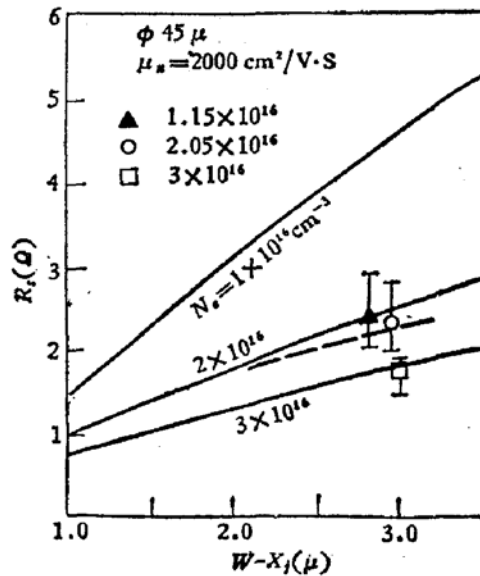


图 7 剩余层对 R_s 的影响

$$R_B = \frac{\rho_B}{\pi d_s} \left(\frac{1}{8} + \frac{1}{2} \ln \frac{l}{r + \frac{l}{\tau} W} + \frac{h - d_s}{2l - d_s} \right) \quad (13)$$

根据前面的讨论,我们不难计算变容管的截止频率:

$$f_{c0} = \frac{1}{2\pi R_s C_s (V)} \quad (14)$$

图 6 作出两种变容管的零偏压截止频率与外延层浓度的关系曲线,同时作出相应零偏压结电容曲线作对照。

计算表明,扩散后外延层剩余部分厚度 $(W - X_j)$ 将强烈影响 R_s 值,图 7 进一步表明了这种关系,它表明,精确控制剩余层,将是提高 f_{c0} 的关键。

计算中采用的器件参数列于表 1。

表 1 f_{c0} 计算中采用的有关数据

上欧姆接触 (Cr) 电阻率	ρ_{Co}	$1 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}^2$
P 扩散区电阻率	ρ_p	$1 \times 10^{-3} \Omega \cdot \text{cm}$
N 外延层迁移率	μ_n	$3000 \text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$
N ⁺ 衬底电阻率	ρ_B	$1 \times 10^{-3} \Omega \cdot \text{cm}$
N ⁺ 衬底趋肤深度 (10GHz)	d_s	16μ
下欧姆接触 (Au-Ge) 电阻	$R_{c,d}$	0.05Ω
半导体管芯片半径	l	125μ
半导体片厚度	h	100μ

三、实验结果

1. 制管工艺

采用的制管工艺^[9]简述如下:

选择需要的 GaAs 外延材料,用射频溅射淀积 SiO_2 膜,光刻出扩散窗孔。采用 ZnAs_2 源闭管扩散形成 P 区,蒸发 Au-Cr 上欧姆接触,光刻出电极图形,磨片并在背面蒸发 Au-Ge 合金作下欧姆接触。划成小片后,在 380°C 下将其超声压焊在管座上,最后热压 Au 丝引线并封帽。制成管芯结构示意图于图 8。

通常使用的热分解 SiO_2 膜(如正硅酸乙酯热分解膜)不能用作扩散掩蔽,此时会出现反常的横向扩散^[10,11],我们注意到扩散过程中的这一现象,并且发现这种膜还会析出许多微小的菱形晶粒。J. Baliga 认为^[12],这种现象是由于 SiO_2 膜与 GaAs

表面应力造成的,并提出在 SiO_2 中掺磷以调整绝缘膜热膨胀系数,从而减小应力的方法。但是我们采用能产生很大应力的射频溅射纯 SiO_2 膜,却成功地克服了反常横向扩散现象,而且即使 SiO_2 膜厚度达到 1μ ,也仍然没有这种现象发生;再者,应力模型也无法解释为什么在扩散过程中会产生许多微小的晶粒。我们认为这种现象可能是由于在 GaAs 表面存在着一层分解不充分的 SiO_2 薄层:在进行 SiO_2 热分解时,虽然事先把炉温升到分解温

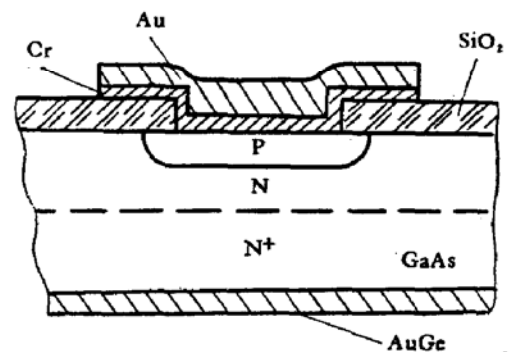


图 8 管芯结构示意图

度以上,但是当把放有半导体片的石英舟推入时,由于吸热,就要产生一个相当大的温度陷落,因而会在 GaAs 表面首先淀积一薄层分解不充分的正硅酸乙酯,在扩散温度下,它们将继续分解,并在暴露部分(例如光刻图形的边缘)析出分解物堆积于表面,而在图形边沿的 SiO_2 -GaAs 界面上形成疏松的空隙,锌蒸汽渗入,便产生了反常横向扩散. 我们发现,那些堆积的晶粒与热分解炉尾部堆积物完全相同,这就说明在扩散过程中有分解物继续产生. 射频溅射完全排除了分解过程,这不仅克服了反常横向扩散,而且也得到了高质量的 SiO_2 膜,实验证明, 1800 \AA 的溅射膜,足以掩蔽 5μ 结深的锌扩散.

上欧姆接触金属不仅要求与 SiO_2 有良好的粘附,而且要求有低的接触电阻, Cr 可以满足这两项要求. Haruhio Motino 报道了用 500°C 合金得到了 $2 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}^2$ 的接触电阻率^[22],我们的实验也证实了这一点,如图 9 所示. 图中更进一步表明,选择适当的合金温度,还可以得到更低的接触电阻. 我们的实验情况表明^[9, 13], Cr-Au 接触不致影响器件的稳定性.

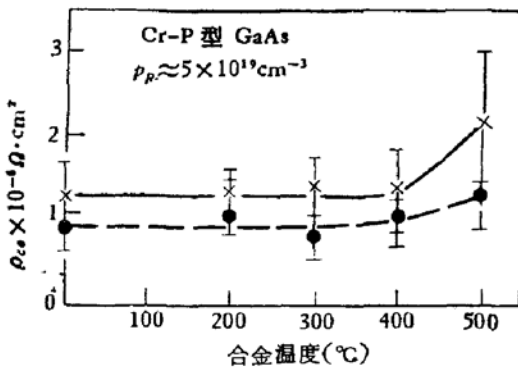


图 9 Cr-P 型 GaAs 接触电阻率

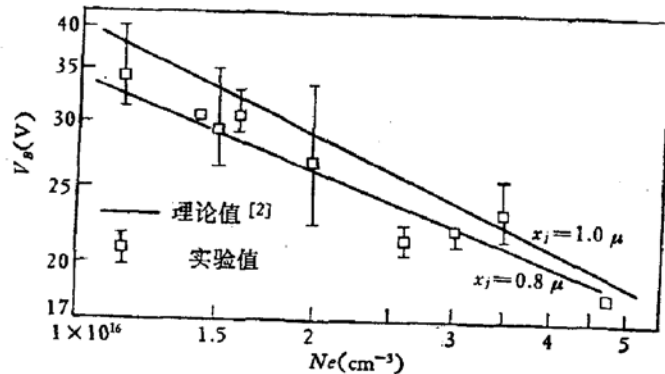


图 10 击穿电压的比较

2. 实验与理论比较

已制成了高优值参放变容管和击穿电压为 20—50 伏的微波电调变容管.

九批电调谐二极管击穿电压的实验结果示于图 10 中,这些器件的结深都在 $0.8-1.0 \mu$ 之间. 可以看出这些值与由 P-N 结曲率决定的值^[2]符合得很好.

测量了第三批具有不同外延层浓度和厚度的电调变容管 R_i 值,并画在图 7 中作比较. 可以看出,浓度为 2.05×10^{16} 和 $3 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 两批与理论曲线符合较好,而 $1.15 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 一批相差较大. 重新取 $\mu_n = 3000 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ 计算 $1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 理论曲线,并用虚线示于图 7 中,可以看出就大体符合了. 从这里估计所使用的外延材料迁移率在 $2000-3000 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ 之间,这与材料测试的 $1000-3000 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ 相符合. 也在微波系统中测试了器件的截止频率,对于 $C_{j0} = 1.0 \text{ pF}$ 左右的电调变容管, f_{c0} 在 $90-120 \text{ GHz}$ 之间;对于 $C_{j0} = 0.15 \text{ pF}$ 的参放变容管, f_{c0} 在 $400-600 \text{ GHz}$ 之间,对比图 6,可以看出这些数值与理论相当符合.

对于电调变容管,结直径为 60μ , MOS 环宽度约 5μ , SiO_2 厚度约 7000 \AA ,故可求出 MOS 电容为 0.05 pF ,因此 p 值大约为 5% ($C_0 \approx 1.0 \text{ pF}$). 图 3 中示出了一些实际器件的 T_R 值,可以看出 MOS 电容的影响大体与理论曲线相符. 图中曲线表明,在电压超过 40 伏时, T_R 值大于 4,这也大致与制得器件相符.

对于参放变容管,测量表明附加电容约为 C_{j0} (约为 0.15pF) 的 20%, 由图 4 估计, 当泵的幅度达到 +0.5—+0.8V 时, γ 为 0.165—0.2, 而在参放应用中估计 $\gamma \approx 0.17 \sim 0.18$. 图中也画出了一些纯 P-N 结在不同正向偏压时测量的 γ_0 值, 这些值与 γ_0 的计算曲线符合得很好. 由于 T_R 和 γ 的理论曲线都是按 $n = 0.46$ 计算的, 所以这说明 P. R. Wilson 对平面 P-N 结容压特性的描述^[1]是相当准确的.

电调二极管在 1975 年已投入实际应用, 在 X 波段集成固体振荡源中获得 700MHz 的电调带宽. 由于漏电流很小, 故使用中表明, 器件本身对频率稳定度的影响可以忽略, 这是平面结的一个优点.

采用微型金属-陶瓷封装的参放变容管也已投入了实际应用. 其寄生电容为 0.12pF, 串联电感为 0.11nH. 在 4GHz 常温参放中, 噪声温度为 50K, 带宽为 500MHz.

最后, 对本文提供器件、材料、工艺和应用有关数据的江关辉、潘德华、陈桂章、傅小妃、王福巨、罗运生等同志表示感谢.

参 考 文 献

- [1] Wilson, P. R., *S. S. E.*, **12**, 277(1969).
- [2] Sze, S. M., *S. S. E.*, **9**, 831(1966).
- [3] Kennedy, D. P., *IBM. J. Res. Develop.*, **9**, 179, (1965).
- [4] Helmut Woff, *«Semiconductors»*, P. 450. New York (1971).
- [5] Wilson, P. R., *S. S. E.*, **11**, 381(1968).
- [6] «WB51 外延 GaAs 变容管研究报告»设计计算部分, 南京固体器件研究所 (1970).
- [7] 林金庭, «单内扩散结变容二极管» (1962).
- [8] Torrey, H. C., *«Crystal Rectifiers»*, P. 427, (1948).
- [9] «WB60 GaAs 电调变容管工艺研究报告», 南京固体器件研究所 (1975).
- [10] Hajime Yamazaki, *Rev. E. C. L.*, **20**, No 9—10, (1972).
- [11] Baliga, J., *IEEE. Trans.*, **ED-21**, 410(1974).
- [12] Haruhio Matino, *J. Electrochem. Soc.*, **116**, 708 (1969).
- [13] «WB60 GaAs 电调变容管研究报告», 南京固体器件研究所 (1975).

GALLIUM ARSENIDE PLANAR DIFFUSED VARACTOR

Tian Mu

(Nanjing Solid State Device Institute)

Abstract

The P-N junction capacitance and the series resistance of the planar varactor have been analysed on the basis of a rotating body model and some approximate formulas have been obtained.

Gallium arsenide planar varactors used for parametric amplifier and microwave tuning have been successfully made. For the former, the zero bias cut-off frequency is up to 400—600 GHz with a noise temperature of 50 K at room temperature, and for the latter the zero bias cut-off frequency is up to 120 GHz, the capacitance tuning ratio is 4, and for the X-band integrated Gunn VCO a tuning band width of 700MHz is achieved.