

# 正向势垒电容的异常变化及其在参放变容管中的应用\*

江 关 辉

(南京固体器件研究所)

## 提 要

在对 P<sup>+</sup>-N 结正向电容进行全面分析的基础上,本文提出了一种使 P<sup>+</sup>-N 结正向势垒电容异常变化的掺杂分布模型,它的特点是:结电容在正向偏压下有比普通突变结快得多的变化速度和较大的变化幅度。把该模型应用于结电容为 0.08—0.25 pF 的 GaAs 参放变容管,结果表明,它提高了变容管的电容变化系数,并具有较高的零偏压截止频率,而且还降低了参放所需的泵功率。得到的样管参数为:零偏压截止频率 400—700 千兆赫、电容变化系数 0.17—0.225,参放工作所需的泵功率仅 10—20 毫瓦。

## 一、引言 关于正向电容

一提到 P-N 结的正向电容,人们往往只想到扩散电容

$$\left. \begin{aligned} C_+ &= \frac{e^2 p_n^0}{K T} L_+ e^{eV/KT} \\ C_- &= \frac{e^2 n_p^0}{K T} L_- e^{eV/KT} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中  $L_+$  和  $L_-$  分别表示空穴在 N 区和电子在 P 区的扩散长度。 $p_n^0 = p_p^0 e^{-eV_D/KT}$ 、 $n_p^0 = n_n^0 e^{-eV_D/KT}$  表示热平衡时在 N 区的空穴浓度和在 P 区的电子浓度。而这个扩散电容随正向偏压指数性的增加,当达到一定的偏压后,它将是一个非常大的数值,当然这对一般半导体器件的实际应用来说已经没有什么意义了。并且正向电流

$$I = e \left[ n_p^0 \left( \frac{D_-}{L_-} \right) + p_n^0 \left( \frac{D_+}{L_+} \right) \right] (e^{eV/KT} - 1)$$

也随之也达到一个很大的值,由少数载流子的注入而产生的散弹噪声将大大增加,这也是一般电容性器件所不希望有的。因此人们不会注意到对正向电容的研究,尚未发现涉及到这方面内容的报道。

P-N 结的正向电容包括两部份:正向势垒电容和扩散电容。作者认为对此可作进一步的分析,对势垒高度较高的半导体材料,在比较小的正向偏压下 P-N 结的正向电容,主要是正向势垒电容的贡献,并且可以忽略结电导。只是在正偏压大到一定程度后扩散电

\* 1980 年 7 月 25 日收到。

容才成为 P-N 结正向电容的主要部份，而且正向电流也是在比较大的偏压下才显著起来。以 GaAs P<sup>+</sup>-N 结为例，若取  $p_p^0 = 1.05 \times 10^{21}/\text{cm}^3$ ,  $V_D = 1.2\text{V}$ ,  $L_+ = 3.24\mu$ , 结面面积为  $300\mu^2$  (器件常用的结面积)，可得到表 1 (扩散电容、正向电流和电压的关系)。表 1 指出，只是在正偏压大于  $0.7\text{V}$  以后正向电流才接近  $1\mu\text{A}$ ，而在  $0.6\text{V}$  以内其值很小，不会对器件的噪声性能产生什么不良的影响。扩散电容也是在大于  $0.7\text{V}$  以后才起主要作用，在  $0.6\text{V}$  以下，其值与半导体器件中常用的  $0.1-1.0\text{PF}$  工作电容(即势垒电容)相比，是可以忽略不计的，因此在这一范围内 P<sup>+</sup>-N 结的正向电容主要是势垒电容。但是仅仅认识到这点是不够的，我们的目的在于开发利用它。

表 1 GaAs P<sup>+</sup>-N 结扩散电容、正向电流随正向偏压的变化

$V(\text{V})$	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
$C_+(\text{pF})$	$6.09 \times 10^{-9}$	$2.8 \times 10^{-7}$	$1.34 \times 10^{-5}$	$6.24 \times 10^{-4}$	$2.92 \times 10^{-2}$	1.37	63.9
$I(\mu\text{A})$	$1.58 \times 10^{-9}$	$7.37 \times 10^{-8}$	$3.45 \times 10^{-6}$	$1.61 \times 10^{-4}$	$7.55 \times 10^{-2}$	$3.53 \times 10^{-1}$	16.5

应该看到正因为正向势垒电容是 P-N 结加正偏压时，势垒所呈现的电容，因此当我们设法改变 P-N 结之结构而大大增加它的变化幅度时，不必以降低零偏压截止频率为前提，这必将促成 P-N 结品质因素的全面提高。本文正是在这种思想的指导下，对 GaAs P<sup>+</sup>-N 结提出了一个使其正向势垒电容实现异常变化的恰当模型，在理论分析的基础上，把它应用到小结电容参放变容管的研制中，获得的实验结果与理论分析一致，它使参放变容管在较高的截止频率的基础上大大提高了电容变化系数，并且降低了参放对泵功率的要求。

## 二、正向势垒电容异常变化模型的理论分析

设想生长一种 N 型砷化镓外延材料，其外延层杂质浓度分布曲线如图 1 所示，设在 P<sup>+</sup>-N 结空间电荷区，杂质完全电离，则如下泊松方程成立：

$$\frac{d^2\phi}{dx^2} = \begin{cases} \frac{e}{\epsilon\epsilon_0} N_A & x \leq 0 \\ -\frac{e}{\epsilon\epsilon_0} N_1 & 0 \leq x \leq x_1 \\ -\frac{e}{\epsilon\epsilon_0} N_2 & x_1 \leq x \leq x_2 \\ -\frac{e}{\epsilon\epsilon_0} N_2 e^{\beta(x-x_2)} & x_2 \leq x \leq x_3 \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$x_1 - 0 = x_N, \quad x_2 - x_1 = x_M, \quad x_3 - x_2 = x_L, \quad \beta = \frac{1}{x_L} \ln \frac{N_n^+}{N_2}.$$

在此设外延—衬底过渡区 ( $x_3-x_2$ ) 杂质呈指数分布。 $N_A$  为 P 区掺杂浓度，且  $N_A \gg N_1$ ,

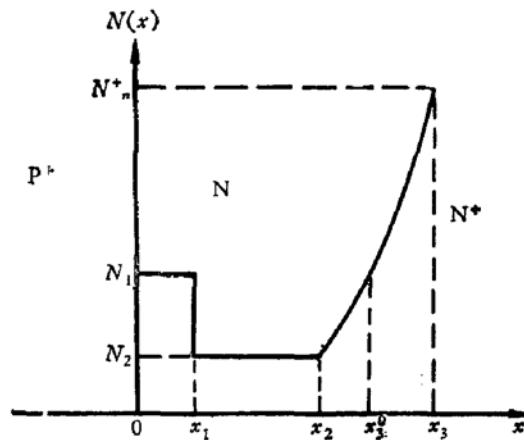


图 1 正向势垒电容异常变化的杂质分布模型

因此可认为 P<sup>+</sup>-N 结的空间电荷区全部在 N 区展开。设空间电荷区边界在  $x_2 < x_3^o < x_3$ , 且令  $x_3^o - x_2 = \delta_3^o$ 。再注意到对于 N 区的三个区域, 在交界处, 电场、电势应该连续, 这样就可以解方程(2)。

积分一次可得到电场分布

$$E(x) = \begin{cases} \frac{e}{\epsilon \epsilon_0} N_1 x - \frac{e}{\epsilon \epsilon_0} N_1 x_N - \frac{e}{\epsilon \epsilon_0} N_2 x_M + \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0 \beta} (1 - e^{\beta \delta_3^o}) & 0 \leq x \leq x_1 \\ \frac{e}{\epsilon \epsilon_0} N_2 x - \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0} (x_N + x_M) + \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0 \beta} (1 - e^{\beta \delta_3^o}) & x_1 \leq x \leq x_2 \\ \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0 \beta} e^{\beta(x-x_2)} - \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0 \beta} e^{\beta \delta_3^o} & x_2 \leq x \leq x_3^o \end{cases} \quad (3)$$

再次积分得到电势分布

$$\phi(x) = \begin{cases} -\frac{e N_1}{2 \epsilon \epsilon_0} x^2 + \frac{e N_1}{\epsilon \epsilon_0} x_N x + \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0} x_M x - \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0 \beta} (1 - e^{\beta \delta_3^o}) x & 0 \leq x \leq x_1 \\ -\frac{e N_2}{2 \epsilon \epsilon_0} x^2 + \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0} (x_N + x_M) x - \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0 \beta} (1 - e^{\beta \delta_3^o}) x + \frac{e x_N^2}{2 \epsilon \epsilon_0} (N_1 - N_2) & x_1 \leq x \leq x_2 \\ -\frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0 \beta^2} e^{\beta(x-x_2)} + \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0 \beta^2} e^{\beta \delta_3^o} x + \frac{e N_2}{2 \epsilon \epsilon_0} (x_N + x_M)^2 - \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0 \beta} (x_N + x_M) \\ + \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0 \beta^2} + \frac{e x_N^2}{2 \epsilon \epsilon_0} (N_1 - N_2) & x_2 \leq x \leq x_3^o \end{cases} \quad (4)$$

对零偏压而言,  $x_3^o$  与 0 之间的电势差就是接触电势差  $V_D$ , 于是我们有

$$\begin{aligned} V_D &= \int_0^{x_3^o} -E(x) dx \\ &= \frac{e N_1}{2 \epsilon \epsilon_0} x_N^2 + \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0} x_N x_M + \frac{e N_2}{2 \epsilon \epsilon_0} x_M^2 + \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0 \beta^2} \\ &\quad \times [e^{\beta \delta_3^o} (\beta \delta_3^o - 1) + \beta (x_N + x_M) (e^{\beta \delta_3^o} - 1) + 1] \end{aligned} \quad (5)$$

在有外加偏压时, P<sup>+</sup>-N 结上的电势差为  $V_D - V$ , (5) 式就成为

$$\begin{aligned} V_D - V &= \frac{e N_1}{2 \epsilon \epsilon_0} x_N^2 + \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0} x_N x_M + \frac{e N_2}{2 \epsilon \epsilon_0} x_M^2 + \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0 \beta^2} \\ &\quad \times [e^{\beta \delta_3} (\beta \delta_3 - 1) + \beta (x_N + x_M) (e^{\beta \delta_3} - 1) + 1] \end{aligned} \quad (6)$$

(6)式就是外加偏压与空间电荷区宽度的关系式, 这时空间电荷区的总宽度  $\delta$  为

$$\delta = x_N + x_M + \delta_3 \quad (7)$$

我们令: 空间电荷区宽度达到  $x_1$ 、 $x_2$  点的外加偏压  $V_{m1}$ 、 $V_{m2}$  称为第一、第二转折电压。当外加偏压  $V_{m1} < V < V_{m2}$  时, 空间电荷区只展宽到第二区, (6)式简化为

$$V_D - V = \frac{e N_1}{2 \epsilon \epsilon_0} x_N^2 + \frac{e N_2}{\epsilon \epsilon_0} x_N^2 \delta_2 + \frac{e N_2}{2 \epsilon \epsilon_0} \delta_2^2 \quad (8)$$

这时空间电荷区的总宽度

$$\delta = x_N + \delta_2 \quad (9)$$

当外加偏压  $V < V_{m1}$  时, 空间电荷区仅展宽在第一区,(6)式再进一步简化为

$$V_D - V = \frac{eN_1}{2\epsilon\epsilon_0} \delta_1^2 \quad (10)$$

这时空间电荷区的总宽度

$$\delta = \delta_1 \quad (11)$$

$V_{m1}$  和  $V_{m2}$  用下列两式求出

$$V_D - V_{m1} = \frac{eN_1}{2\epsilon\epsilon_0} x_N^2 \quad (12)$$

$$V_D - V_{m2} = \frac{eN_1}{2\epsilon\epsilon_0} x_N^2 + \frac{eN_2}{\epsilon\epsilon_0} x_N x_M + \frac{eN_2}{2\epsilon\epsilon_0} x_M^2 \quad (13)$$

加以整理

$$V_D - V = \begin{cases} \frac{eN_1}{2\epsilon\epsilon_0} \delta_1^2 & V < V_{m1} \\ \frac{eN_1}{2\epsilon\epsilon_0} x_N^2 + \frac{eN_2}{\epsilon\epsilon_0} x_N \delta_2 + \frac{eN_2}{2\epsilon\epsilon_0} \delta_2^2 & V_{m1} < V < V_{m2} \\ \frac{eN_1}{2\epsilon\epsilon_0} x_N^2 + \frac{eN_2}{\epsilon\epsilon_0} x_N x_M + \frac{eN_2}{2\epsilon\epsilon_0} x_M^2 \\ + \frac{eN_2}{\epsilon\epsilon_0 \delta^2} [e^{\beta\delta_3}(\beta\delta_3 - 1) + \beta(x_N + x_M)(e^{\beta\delta_3} - 1) + 1] & V > V_{m2} \end{cases} \quad (14)$$

$$\delta = \begin{cases} \delta_1 & V < V_{m1} \\ x_N + \delta_2 & V_{m1} < V < V_{m2} \\ x_N + x_M + \delta_3 & V > V_{m2} \end{cases} \quad (15)$$

很明显, 为了使图 1 模型的 P<sup>+</sup>-N 结势垒电容, 只是在正向有异常的变化, 外加偏压应该这样取: 第二转折电压  $V_{m2}$  要为零伏; 第一转折电压  $V_{m1}$ , 对 GaAs 材料来说根据表 1, 最高只能为 0.6 伏, 以保证正向扩散电容的影响可以忽略不计。对此, (14)、(15) 式表明, 它正向部份的变化速度和变化幅度将远远超过普通的突变结, 为了更清楚地看出这点, 我们来求正向势垒电容变化指数  $n$  值, 因为人们已习惯于用它来评价某一种结电容特性的优劣。

按定义,  $n$  是双对数坐标上  $\lg C - \lg(V_D - V)$  曲线的斜率

$$n = -\frac{d \lg C}{d \lg (V_D - V)} \quad (16)$$

当令  $V_{m2} = 0$  V 后,(14)、(15)式的正向部份即为(8)、(9)式, 把该两式应用于(16)式, 并注意到(13)式, 我们就得到图 1 模型的正向势垒电容变化指数

$$n = \frac{1}{2} \frac{\frac{N_1}{N_2} \frac{V_D - V}{V_D - V_{m1}}}{\left[ \left( \frac{V_D - V}{V_D - V_{m1}} - 1 \right) \frac{N_1}{N_2} + 1 \right]} \quad (17)$$

当  $V = V_{m1}$  时,  $n = \frac{1}{2} \frac{N_1}{N_2}$ ; 当  $V = 0$  V 时, 对 GaAs  $V_D = 1.2$  V  $V_{m1} = 0.5 - 0.6$  V, 则  $n \sim 1$  为更直观, 以  $N_1 = 4 \times 10^{16}/\text{cm}^3$ ,  $N_2 = 8 \times 10^{15}/\text{cm}^3$ ,  $V_{m1} = 0.5$  V, 作  $n-V$  关系

于图 2。大家知道普通突变结  $n = \frac{1}{2}$ , 因此从图 2 可以清楚地看到, 图 1 所示的模型在恰当的选取  $V_{m1}, V_{m2}$  后, 可以使 P<sup>+</sup>-N 结的正向势垒电容, 对一般突变结而言有一个异常的变化, 对于不同的  $V$  值,  $n$  是不相同的, 在  $V = V_{m1}$  时  $n$  达到最大值, 这与  $x_1$  点处外延杂质分布的跳变相呼应, 且  $\frac{1}{2} \frac{N_1}{N_2}$  是 P-N 结电容变化指数所能达到的最大瞬时值, 它仅与  $\frac{N_1}{N_2}$  有关。

以上论述了, 图 1 所示的模型, 在恰当地选取  $V_{m1}, V_{m2}$  后, 可以使 P<sup>+</sup>-N 结的正向势垒电容有一个异常的变化特性。下面我们将用选择一个恰当的  $N_2, X_M$  的办法, 来使得图 1 模型的外延剩余层电阻也不大于表面浓度为  $N_1$  的普通突变结的外延剩余层电阻, 以此来达到在增加电容变化幅度时, 不对零偏压截止频率带来影响。为此, 设  $R_L$  是图 1 模型的外延层剩余电阻

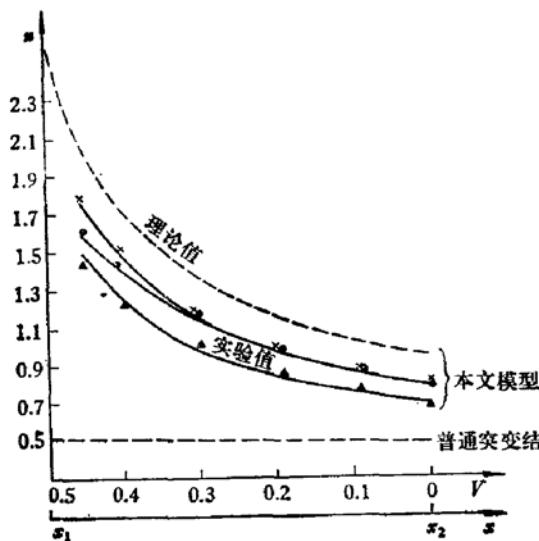
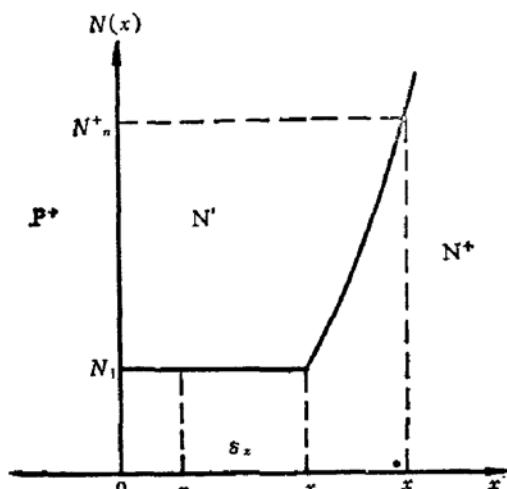
图 2  $n$  值与外加偏压的关系

图 3 普通突变结的杂质分布

$$R_L = \frac{1}{e \mu_n \pi r^2} \int_0^{x_L} \frac{dx}{N_2 e^{\beta x}} \\ = \frac{x_L}{e \mu_n \pi r^2 N_2 \ln \frac{N_n^+}{N_2}} \quad (18)$$

而  $R_L$  是 N 型掺杂浓度为  $N_1$  的普通突变结外延剩余层电阻 (图 3)

$$R_L = \frac{\delta_x}{e \mu_n \pi r^2 N_1} \\ + \frac{x_L}{e \mu_n \pi r^2 N_1 \ln \frac{N_n^+}{N_1}} \quad (19)$$

其中  $\delta_x$  是外延剩余层平坦部份的厚度。如果

$$R_L = R_L \quad (20)$$

而且两种结型的器件半径  $r$  相等;  $x_L, x_1$  分别为两种结型的外延-衬底过渡区宽度, 从外延的实际结果看  $N_1$  与  $N_2$  差别不大, 可以认为  $x_L = x_1$ ; 严格讲过渡区中  $\mu_n$  是有变化的, 这里取为常数(可取平均值)。运用上述条件对(20)式进行整理后得到

$$\frac{\ln y}{y} = C' \quad (21)$$

其中

$$y = \frac{N_n^+}{N_2},$$

$$C' = \left( x_L \cdot \ln \frac{N_n^+}{N_1} \right) / \left[ \delta_x \ln \frac{N_n^+}{N_1} + x_L \right] \frac{N_n^+}{N_1}$$

对任何一种特定的器件来说， $\delta_x$  由器件电参数要求所决定。对超越方程(21)式，可以借助于计算机进行求解，从而得到  $N_2$ 。

在图1中  $x_M$  尚待确定，当  $N_2$  求得后，这是很方便的了，注意(13)式，现已取  $V_{m2}=0V$ ，于是该式为

$$\frac{eN_2}{2\epsilon\epsilon_0}x_M^2 + \frac{eN_2x_N}{\epsilon\epsilon_0}x_M + \frac{eN_1x_N^2}{2\epsilon\epsilon_0} - V_D = 0 \quad (22)$$

对于给定的  $N_1$ ,  $x_N$  是已知值，从(22)式就可得到  $x_M$ 。

至此，理论分析工作已经完成。下一节，我们将结合在参放变容管中的应用，进一步阐明图1模型的优越性。

### 三、在参放变容管中的应用

随着常温低噪声参量放大器的发展，对 GaAs 变容管的品质因素提出越来越高的要求，包括高的零偏压截止频率，大的电容变化系数，所需泵功率低等。当变容管零偏压结电容小于 0.2 pF 以后，对于普通突变结变容管，除了提高零偏压截止频率继续是重要的研究课题之外，由于种种附加因素的影响，使电容变化率日益难以满足参放使用的要求，矛盾十分突出。而正向势垒电容异常变化模型的运用，将能较好地解决这个问题，并且使参放变容管的品质因素得到进一步的提高。

#### 1. 参放变容管电容变化系数的分析

电容变化系数定义为

$$\gamma = \frac{1}{2} \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\max} + C_{\min}} = \frac{1}{2} \frac{\Gamma - 1}{\Gamma + 1} \quad (23)$$

其中

$$\Gamma = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \quad (24)$$

$\Gamma$  称为电容变化比。

对于平面结构，影响  $\Gamma$  的因素主要为：(a) 结的类型，(b) 平面结的边缘效应，(c) MOS 电容和封装杂散电容，(d) 外延层杂质浓度分布对理论假设曲线的偏离。针对前三个因素经过一些数学运算后可以得到<sup>[附录]</sup>

$$\Gamma = \frac{\Gamma^{**} E_d + A_d}{1 + E_d} \quad (25)$$

$A_d$  称为附加电容影响因子， $E_d$  称为边缘效应影响因子， $\Gamma^{**}$  称为结型影响因子。

从(25)式容易发现，随着结电容的减小， $E_d$ 、 $A_d$  对  $\Gamma$  的影响越来越大，使得电容变化系数大幅度下降。通过某种工艺和结构上的改进如严格控制封装杂散电容、尽量减小 MOS 环电容、采用准平面结构等等措施<sup>[1,2]</sup>，固然可以稍稍加以改善，但不是解决问题的根本办法。(25)式明白地指出，提高  $\Gamma$  值的首要途径在于提高  $\Gamma^{**}$  值，可以想到把结型从突变结改为超突变结，就大大提高了  $\Gamma^{**}$  值，然而普通的超突变结以牺牲截止频率的办法来换取较高的电容变化比<sup>[3,4]</sup>，这在参放变容管中是不能允许的。在这种情况下，正向势垒电

容异常变化模型就显示出它的优越性了。

## 2 设计计算

现在就零偏压结电容要求为 0.08—0.25 pF 的 GaAs 参放变容管，给出用正向势垒电容异常变化模型的设计结果。表 1 已经指出，为了对正向势垒电容进行最大限度的利用，设计中应取  $V_{\max} = V_{m1} = 0.6$  V，但参放调试中，考虑到由于制管工艺的因素所引起的漏电流的增加，使实际情况会与表 1 有所差异，为留有余地定  $V_{\max} = V_{m1} = 0.5$  V 参放要求变容管定  $V_{\min} = -4$  V，于是图 2 中的  $\delta_z$  就是突变结  $-4$  V 与  $0$  V 空间电荷区之差。从公式(21)、(22)可以得到与  $N_1$  相对应的  $N_2$  和  $x_M$ ，其数据列于表 2，并作图于图 4。从公式(14)、(15)可以得到  $\delta$ - $V$  关系，计算结果示于图 5，为了便于比较同时也画出了相应的突变结的  $\delta$ - $V$  曲线。由  $C = \frac{\epsilon e_0 A}{\delta}$ ，从图 5 可看出，在这个具体的设计中，正向势垒电容异常变化模型，将明显地提高电容变化系数。并且参放所需的电容变化幅度主要从  $0.5$  V 至  $0$  V 的偏压范围内取得， $0$  V 至  $-1$  V 贡献较小， $-1$  V 至  $-4$  V 贡献甚微，这种异常的变化把大部份的电容变化量集中到了零偏压附近的一个小范围之内，因此参放就能以小的泵功率来获得较大幅度的电容变化量。这是该模型的又一显著的优越性。

由图 5，再结合到 (23)、(25) 式就可得到  $\Gamma$  和  $\gamma$ 。

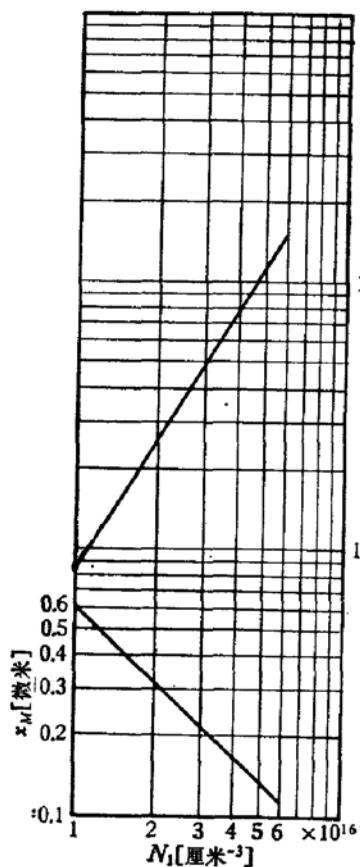


图 4  $N_2-N_1$ ,  $x_M-N_1$  曲线

表 2  $N_2$ ,  $x_M$  的选取值

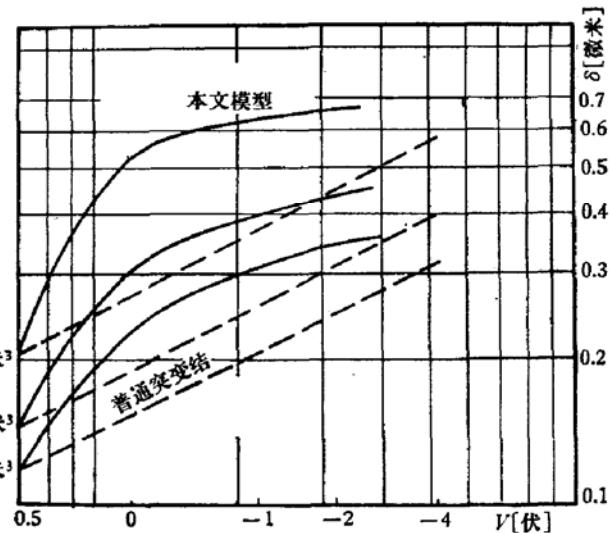


图 5  $\delta$ - $V$  关系曲线

$N_1 (cm^{-3})$	$6 \times 10^{16}$	$5 \times 10^{16}$	$4 \times 10^{16}$	$3 \times 10^{16}$	$2 \times 10^{16}$	$1 \times 10^{16}$
$N_2 (cm^{-3})$	$1.5 \times 10^{16}$	$1.13 \times 10^{16}$	$7.95 \times 10^{15}$	$5.0 \times 10^{15}$	$2.57 \times 10^{15}$	$8.2 \times 10^{14}$
$x_M (\mu)$	0.112	0.13	0.164	0.216	0.318	0.605

要得到高的零偏压截止频率是设计参放变容管的基本要求，影响截止频率的因素很多，如 GaAs 衬底的选取，P 区，N 区欧姆接触的工艺水平，外延剩余层电阻的大小，结构的选取等等，本文不讨论这许多影响因子。典型应用的设计是建立在一套较为成熟的 GaAs 平面工艺基础上，它已能够制出较高零偏压截止频率（但电容变化系数较低）的突变结参放变容管。因此，当理论分析中指出，在外延剩余层电阻方面，图 1 模型也不会比相应的突变结差，典型设计在得到较高电容变化系数的同时，又能得到较高的零偏压截止频率就是必然的了。二极管的零偏压截止频率为

$$f_{c0} = \frac{1}{2\pi R_s C_{j0}} \quad (26)$$

$R_s$  为二极管的串联电阻，它的主要部份包括

$$R_s = R_{Au} + R_p + R_N + R_B + R_L \quad (27)$$

金丝引线电阻  $R_{Au} = \frac{\rho_{Au} l_{Au}}{2\pi} \frac{1}{d_{Au}(2r_{Au} - d_{Au})}$

砷化镓片衬底电阻  $R_B = \frac{\rho_B}{8\pi d_N} + \frac{\rho_B}{2\pi d_N} \ln \frac{r_s}{r} + \frac{\rho_B(t - d_N)}{\pi d_N(2r_s - d_N)}$

P 区欧姆接触电阻  $R_p = \frac{1}{\pi r^2} \rho_p$

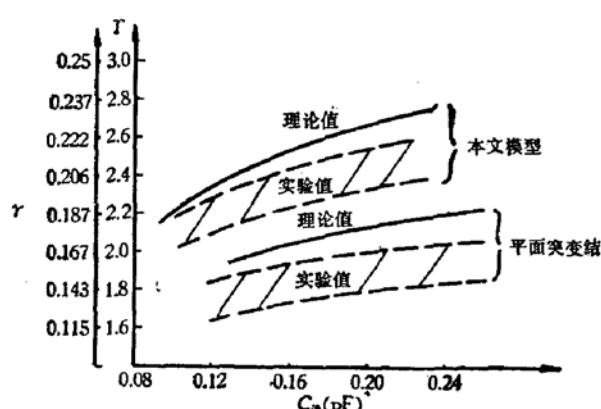
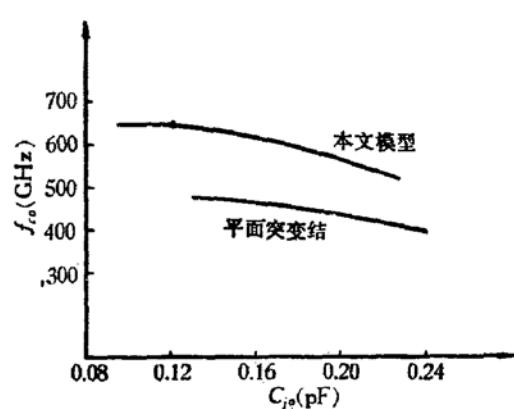
N 区欧姆接触电阻  $R_N$  用实测值

外延剩余层电阻  $R_L = \frac{x_L}{e \mu_n \pi r^2 N_2 \ln N_2^+}$

上述公式中： $\rho_{Au}$  是金的电阻率， $l_{Au}$  是单根金丝长度， $r_{Au}$  是金丝半径， $d_{Au}$  是微波频率下金丝的趋肤深度， $\rho_B$  是衬底电阻率， $d_N$  是衬底中趋肤效应的深度， $r_s$  是砷化镓片的半径， $t$  是砷化镓片厚度， $\rho_p$  是上欧姆接触的方块电阻。决定参放噪声和带宽的是二极管的动态优值  $M = \gamma \cdot f_{c0}$ 。取结半径  $r = 7-12\mu$ ， $N_1 = 4 \times 10^{16}/cm^3$ ， $x_i = 0.4\mu$ ， $C_{ad} = 0.03 pF$  作  $\gamma - C_{j0}$ ， $f_{c0} - C_{j0}$ ， $M - C_{j0}$  设计曲线分别示于图 6、7、8。为便于比较也列出普通平面突变结变容管的相应曲线。从图中可看出图 1 模型有比突变结高得多的  $\gamma$  和  $M$  值。所用的计算数据列于表 3。

表 3 设计作图所用的数据

$\rho_{Au} = 2.21 \times 10^{-6} \Omega \cdot cm$	$l_{Au} = 0.35 mm$	$r_{Au} = 5 \mu$
$\rho_p = 1.0 \times 10^{-4} \Omega \cdot cm$	$r_s = 140 \mu$	$R_N = 0.1 \Omega$
$\rho_B = 1.04 \times 10^{-3} \Omega \cdot cm$	$t = 110 \mu$	$x_L = 0.25 \mu$
$\mu_n = 3000 cm^2/V \cdot sec$	$\epsilon \epsilon_0 = 11.1 \times 8.85 \times 10^{-14} F/cm$	$V_D = 1.2 V$
考虑 10GHz 趋肤效应	$d_{Au} = 0.75 \mu$	$d_N = 16.3 \mu$

图 6 计算的  $r$ - $C_{j0}$  关系和实验结果的比较图 7 计算的  $f_{z0}$ - $C_{j0}$  关系

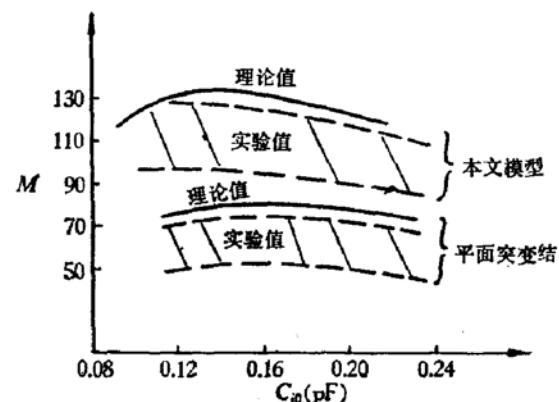
### 3 实验结果

用  $\text{AsCl}_3/\text{H}_2/\text{Ga}$  体系，在立式外延炉中，通过生长过程中改变外延条件的方法，来生长具有能使正向势垒电容异常变化结构的 N 型砷化镓外延片。用二次谐波扫描法测量载流子浓度分布，用解理法测量外延层厚度，典型的载流子浓度分布曲线见图 9。以射频溅射  $\text{SiO}_2$  作钝化保护层，用平面工艺制作  $\text{P}^+-\text{N}$  结，结深为 0.4 微米，管芯结构如图 10 所示。制成的管芯装入瓷管尺寸为  $\phi 0.8 \times 0.35$  的陶瓷管壳中，在 36 GHz 频率下测试零偏压截止频率。

样管的典型电容-电压特性见图 11，可以看到图 1 模型的样管，结电容在正向变化速度较快，变化幅度较大，并且把电容的主要变化幅度集中到了零偏压附近。同时零偏压截止频率亦保持了较高的水平，这样我们便得到了理论所预想的结果。显然它比通常突变结样管的电容-电压特性远为优越。作  $\lg C - \lg(V_D - V)$  曲线于图 12，从图 12 对其正向部份作  $n-V$  实验曲线也示于图 2，可看到与理论曲线的规律性是一致的，并且也做到了  $n$  的数值是远大于  $1/2$ 。由于  $E_a$ 、 $A_d$  的存在及外延材料杂质分布的偏离等因素使实验结果稍差于理论曲线。

本文所提出的模型和普通平面突变结各取  $\sim 100$  只零偏压结电容为  $0.1-0.22\text{pF}$  的样管作  $r$  及  $M$  的实验曲线于图 6 和图 8，从图中可看到本模型全面地提高了  $r$ 、 $M$  值的水平。应用本模型研制成功的参放变容管的参数为：零偏压截止频率 400—700 千兆赫，电容变化系数 (0.5V, -4V 区间) 0.17—0.225。

器件提供 4 千兆赫常温低噪声参量放大器使用，参放所需的泵功率仅为 10—20 毫瓦 (普通突变结至少需 30—40 毫瓦)，整机在 20℃ 下测试得到 50K 的噪声温度，在 -35℃ 下测试最好得到 38 K 的噪声温度。变容管本身的噪声温度约为 30 K。目前参放使用的泵频为 57 千兆赫，尚未在较高泵频的参放中作过实验，而器件是可提供 60—70 千兆赫并

图 8 计算的  $M$ - $C_{j0}$  关系和实验结果的比较

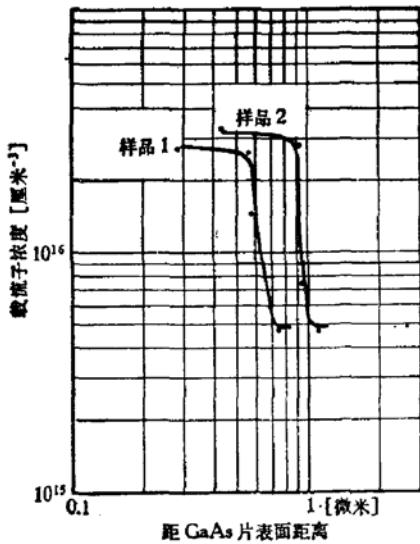


图 9 典型的外延层载流子浓度分布

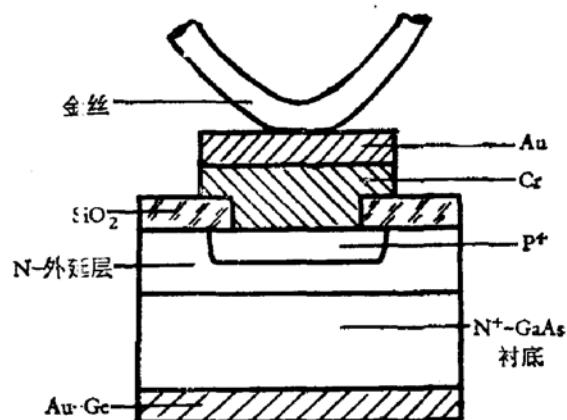


图 10 管芯结构图

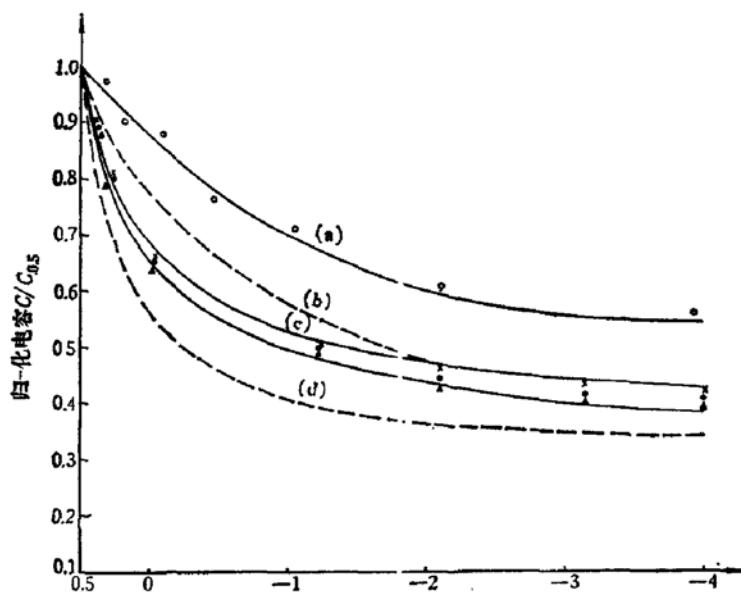


图 11 典型的 C-V 特性

(a) 平面突变结实验曲线 (b) 突变结理论曲线 (c) 本文模型实验曲线 (d) 本文模型理论曲线  
 ○  $f_{co} = 400 \text{ GHz}$   $\tau = 0.143$  ×  $f_{co} = 700 \text{ GHz}$   $\tau = 0.202$   
 ●  $f_{co} = 500 \text{ GHz}$   $\tau = 0.217$  ▲  $f_{co} = 477 \text{ GHz}$   $\tau = 0.224$

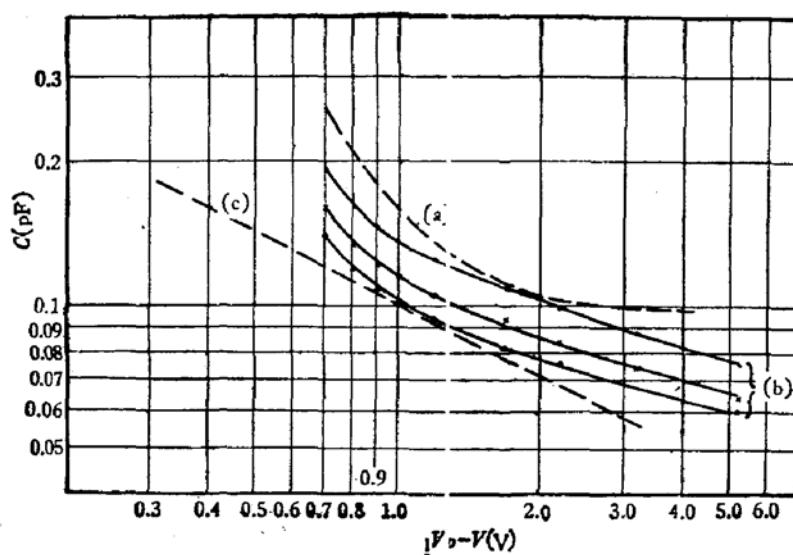


图 12 典型的  $\lg C - \lg (V_D - V)$  曲线

(a) 本文模型理论曲线 (b) 本文模型实验曲线 (c) 突变结理论曲线

联自谐振频率, 小于 25 K 的自身噪声温度的。若能充分发挥器件的潜力, 应该得到更高水平的参放使用结果。

## 四、讨 论

本文的基本思想也可在肖特基结中进行尝试, 我们对 GaAs 肖特基势垒进行过初步测试, 出现  $1\mu\text{A}$  正向电流的偏压点约为 0.25—0.30 V, 仅就正向势垒电容的利用而言, 它比 P<sup>+</sup>-N 结范围要狭窄得多, 但由于肖特基结不存在 P 区欧姆接触电阻, 因此从 M 的角度考虑设想可以将  $V_{m2}$  选为某一小的负值电压(如 -0.5 V), 以做到在大大增加  $\gamma$  值时, 零偏压截止频率所受到的影响不大, 这将适合于更小的零偏压结电容参放变容管的研制。这方面更为仔细的工作有待于今后去完成。

变容管研制小组全体成员参加了器件的研制工作, 程祺祥等提供了具有特定分布的砷化镓外延材料。李长福、陈启东、罗运生等给出了微波测试、参放应用的结果。熊承堃、林金庭、韩继鸿对本文提出了许多有益的建议。在此表示衷心的感谢。

## 附录: (25) 式的推导

由定义

$$\Gamma = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \quad (1')$$

不考虑寄生参数的影响, 结电容为

$$C^{**}(V) = \frac{\epsilon \epsilon_0}{\delta(V)} \pi r^2 \quad (2')$$

对此, 电容变化比  $\Gamma^{**}$  应为

$$\Gamma^{**} = \frac{C_{\max}^{**}}{C_{\min}^{**}} = \frac{\delta(V_{\min})}{\delta(V_{\max})} \quad (3')$$

考虑平面结的边缘效应后, 结电容由(4')给出<sup>[5]</sup>, 我们令此时的电容变化比为  $\Gamma^*$

$$C^*(V) = C^{**}(V) \left\{ 1 + \frac{\pi}{r} [x_i + \delta(V)] \right\} \quad (4')$$

$$\Gamma^* = \frac{C_{\max}^*}{C_{\min}^*} = \Gamma^{**} \frac{1 + \frac{\pi}{r} [x_i + \delta(V_{\max})]}{1 + \frac{\pi}{r} [x_i + \delta(V_{\min})]} = \Gamma^{**} E_d \quad (5')$$

其中

$$E_d = \frac{1 + \frac{\pi}{r} [x_i + \delta(V_{\max})]}{1 + \frac{\pi}{r} [x_i + \delta(V_{\min})]} \quad (6')$$

由于  $\delta(V_{\max}) < \delta(V_{\min})$ , 所以  $E_d < 1$ 。

考虑 MOS、封装杂散电容等附加电容影响后, 结电容由(7')给出, 我们记这时的电容变化比为  $\Gamma$ 。

$$C(V) = C^*(V) + C_{sd} \quad (7')$$

$$\Gamma = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \frac{C_{\max}^* + C_{ad}}{C_{\min}^* + C_{ad}} = \frac{\Gamma^* C_{\min}^* + C_{ad}}{C_{\min}^* + C_{ad}} = \frac{\Gamma^* + A_d}{1 + A_d} = \frac{\Gamma^{**} E_d + A_d}{1 + A_d} \quad (8')$$

其中  $A_d = \frac{C_{ad}}{C_{\min}^*}$ ,  $C_{ad}$  是附加电容。

## 参 考 文 献

- [1] 荒木徹等, 研究实用化报告, 24, 287(1975).
- [2] J. A. Calvielle et al., IEEE. Tran. Elect. Devices, ED-21, 624(1974).
- [3] N. Toyoda et al., Electronics Letters 14, 5, 152 (1978).
- [4] A. A. Immorlica et al., Proc. 6th Bienn. Cornell Elect. Eng. Conf. p. 151(1977).
- [5] «WB60 GaAs 电调变容管研究报告», 南京固体器件研究所(1975).

## Unusual Change in Forward Barrier Capacitance and Its Application to Parametric Varactors

Jiang Guanhui

(Nanjing Solid State Device Institute)

### Abstract

On the basis of a complete analysis of P<sup>+</sup>-N junction's forward capacitance, a new impurity profile model that leads to an unusual change in P<sup>+</sup>-N junction's forward barrier capacitance has been presented in this paper. The features of this model are: the changed speed and amplitude of the junction capacitance at forward bias are faster and larger than those in the abrupt model. The new model is used in the fabrication of GaAs parametric varactor diodes with 0.08—0.25 pF. The results show that the capacitance variation factor is increased, the higher zero-bias cutoff frequency is obtained and required pump power of parameter is decreased. The fabricated GaAs parametric varactors exhibit zero-bias cutoff frequency of 400—700 GHz and capacitance variation factor of 0.17—0.225. The parameter only needs the pump power of 10—20 mW.