

局域寿命控制 NPT-IGBTs 稳态模型^{*}

方 健[†] 蒋华平 乔 明 张 波 李肇基

(电子科技大学微电子与固体电子学院, 成都 610054)

摘要: 提出了局域寿命控制下的 NPT-IGBT 稳态模型. 通过与二维器件数值仿真比较, 表明模型结果和仿真结果能较好地吻合. 基于该模型, 详细地分析了局域寿命区的参数对器件正向特性的影响. 通过对基区空穴浓度的分析, 澄清了长期以来对于最优局域低寿命区位置的不同看法, 将各种结论统一起来.

关键词: 局域寿命控制; NPT-IGBT; 正向压降; 电导调制

EEACC: 2560L; 2560R

中图分类号: TN386

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2006)05-0857-07

1 引言

对于绝缘栅双极晶体管 (insulate gate bipolar transistor, IGBT), 局域寿命控制是提高器件关断速度并改善正向导通电压和关断时间折中关系的一种有效方法^[1]. 目前, 有众多文献对 pin, IGBT 等器件的局域寿命控制进行了试验和数值分析研究^[2~5]. 在理论分析与模型方面, 作者在 2001 年通过分区对双极运输方程的求解获得了 pin 器件解析模型^[6]. Udrea 等人在 2002 年利用同样方法建立了 PT-IGBT 的稳态模型^[7]. 对局域寿命控制 NPT-IGBT 器件稳态模型却未见报道.

本文通过求解含有局域寿命控制区的三区双极运输方程, 获得了稳态时的非平衡载流子分布, 建立了局域寿命控制 NPT-IGBT 器件的稳态模型, 并且分析了局域寿命控制区参数对器件性能的影响. 通过对基区空穴总数的分析, 对最优局域低寿命区位置进行了讨论. 该稳态模型可用于深入分析器件正向特性, 也是分析该类器件瞬态特性的基础.

2 器件模型

图 1 给出了有局域寿命控制的 NPT-IGBT 器件结构示意图, 其中阴影部分为局域寿命控制区, 一般该区位于 IGBT 的 n 基区内. 在 IGBT 结构中存在一个高阻宽基区低增益的 pnp 和 pin 结构, 以及 MOS 结构. 采用 Hefner 对普通 IGBT 描述: 器件在导通状态下, 发射结的大量空穴注入 n 基区, 形成大密度的空穴电流; 与此同时, 发射结也存在背注入

电子电流, 发射结处的总电流为上述两者之和. 在集电结处, 对于 pnp 结构因集电结反偏, 集电结处空穴浓度为零, 集电结处的空穴电流全部流入 p 集电区, 电子电流流向 pin 结构的 n 区, 并通过 MOSFET 沟道流入阴极. 基于上述器件工作的物理图像, 可作以下的分析.

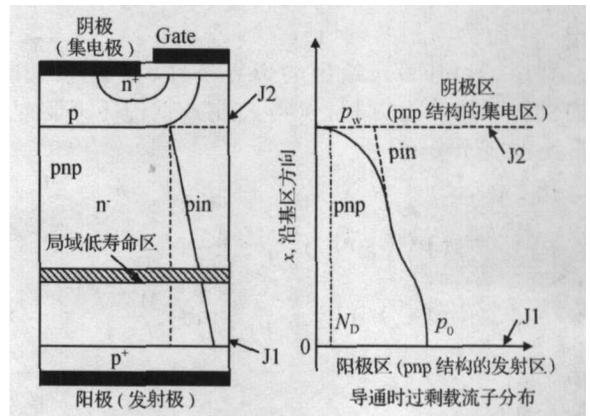


图 1 局域寿命控制 NPT-IGBT 示意图和导通时过激励载流子分布

Fig. 1 A structure of localized lifetime controlled NPT-IGBT

图 2 给出分析局域寿命控制 NPT-IGBT 时所采用的坐标系. 其中, 发射结为 J1, 集电结为 J2, W_0 为集电结的冶金结位置, W 为中性基区宽度. 局域寿命控制区将整个中性基区分成了三个部分, 它们分别为 W_1 , W_2 , W_3 区. 其中, W_2 区为局域寿命控制区 (在 $x_1 \sim x_2$ 区域内). 对应于这三个区域的大注入寿命和双极扩散系数分别为 τ_1 , τ_2 , τ_3 和 D_1 , D_2 , D_3 , 宽度分别为 W_1 , W_2 , W_3 .

^{*} 国家军事电子预研基金 (批准号: 41308020405), 武器装备预研基金 (批准号: 51408030404D Z0215) 资助项目

[†] 通信作者. Email: fjuetec@uestc.edu.cn

2005-04-28 收到, 2005-09-23 定稿

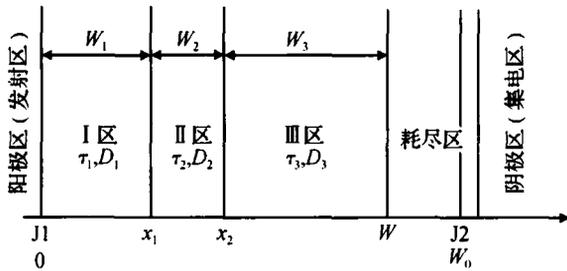


图 2 局域寿命控制 NPT-IGBT 器件稳态模型

Fig. 2 A steady-state model of NPT-IGBT with localized lifetime control

准中性基区的宽度由下式确定：

$$W = W_0 - \sqrt{\frac{2s(V_{BC} + V_{bi})}{qN_D}} \quad (1)$$

其中 N_D 为基区掺杂浓度； V_{BC} 为集电结压降； V_{bi} 0.7V。

由于在导通状态下，集电结为反偏，则

$$p(W) = 0 \quad (2)$$

在 $x=0$ 处，有

$$p(0) = p_0 = \frac{n_i^2}{N_D} \exp(qV_{JEB}/kT) \quad (3)$$

其中 V_{JEB} 为发射结的压降。

利用(2)和(3)式给出的边界条件，在上述三个区内求解双极输运方程，可得大注入情况下基区的非平衡载流子分布。

在 I 区：

$$p(x) = \left[p(0) \sinh\left(\frac{W_1 - x}{L_1}\right) + p(x_1) \sinh\left(\frac{x}{L_1}\right) \right] / \sinh\left(\frac{W_1}{L_1}\right) \quad (4)$$

其中 $L_1 = \sqrt{D_1 \tau_1}$ 。

在 II 区：

$$p(x^{(2)}) = \left[p(x_1) \sinh\left(\frac{W_2 - x^{(2)}}{L_2}\right) + p(x_2) \sinh\left(\frac{x^{(2)}}{L_2}\right) \right] / \sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right) \quad (5)$$

其中 $x^{(2)} = x - W_1$ ， $L_2 = \sqrt{D_2 \tau_2}$ 。

在 III 区：

$$p(x^{(3)}) = p(x_2) \sinh\left(\frac{W_3 - x^{(3)}}{L_3}\right) / \sinh\left(\frac{W_3}{L_3}\right) \quad (6)$$

其中 $x^{(3)} = x - W_2 - W_1$ ， $L_3 = \sqrt{D_3 \tau_3}$ 。

利用在各区边界处空穴浓度和空穴及电子电流密度连续的条件，可以得到

$$\begin{cases} p(x_1) = p(0) = p_1 \\ p(x_2) = p(0) = p_2 \end{cases} \quad (7)$$

其中：

$$\begin{aligned} &= \left[\frac{D_1}{L_1} \times \frac{\cosh\left(\frac{W_1}{L_1}\right)}{\sinh\left(\frac{W_1}{L_1}\right)} + \frac{D_2}{L_2} \times \frac{\cosh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} \right] \times \\ &\left[\frac{D_2}{L_2} \times \frac{\cosh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} + \frac{D_3}{L_3} \times \frac{\cosh\left(\frac{W_3}{L_3}\right)}{\sinh\left(\frac{W_3}{L_3}\right)} \right] - \\ &\left[\frac{D_2}{L_2} \times \frac{1}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} \right]^2 \end{aligned}$$

$$= \frac{D_1}{L_1} \times \frac{1}{\sinh\left(\frac{W_1}{L_1}\right)} \times$$

$$\left[\frac{D_2}{L_2} \times \frac{\cosh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} + \frac{D_3}{L_3} \times \frac{\cosh\left(\frac{W_3}{L_3}\right)}{\sinh\left(\frac{W_3}{L_3}\right)} \right]$$

$$= \frac{D_2}{L_2} \times \frac{1}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} \times \frac{D_1}{L_1} \times \frac{1}{\sinh\left(\frac{W_1}{L_1}\right)}$$

(4)~(6)式即为局域寿命控制下 IGBT 基区内 pnp 侧空穴浓度分布。在准中性基区内对空间积分就可获得 n 基区的非平衡空穴总数。

$$\begin{aligned} Q &= Q_1 + Q_2 + Q_3 \\ &= qA \left[L_1 \tanh\left(\frac{W_1}{2L_1}\right) (p_0 - p_1) + \right. \\ &\left. L_2 \tanh\left(\frac{W_2}{2L_2}\right) (p_1 - p_2) + p_2 L_3 \tanh\left(\frac{W_3}{2L_3}\right) \right] \quad (8) \end{aligned}$$

基于上述结果，可得到各区的电子和空穴电流密度。在 I 区，电子和空穴电流密度分别为

$$\begin{aligned} J_n(x) &= \left(\frac{b}{1+b} \right) J - \frac{qD_1}{L_1} p_0 \frac{\cosh\left(\frac{W_1 - x}{L_1}\right)}{\sinh\left(\frac{W_1}{L_1}\right)} + \\ &\frac{qD_1}{L_1} p_1 \frac{\cosh\left(\frac{x}{L_1}\right)}{\sinh\left(\frac{W_1}{L_1}\right)} \quad (9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} J_p(x) &= \left(\frac{1}{1+b} \right) J + \frac{qD_1}{L_1} p_0 \frac{\cosh\left(\frac{W_1 - x}{L_1}\right)}{\sinh\left(\frac{W_1}{L_1}\right)} - \\ &\frac{qD_1}{L_1} p_1 \frac{\cosh\left(\frac{x}{L_1}\right)}{\sinh\left(\frac{W_1}{L_1}\right)} \quad (10) \end{aligned}$$

在 II 区，电子和空穴电流密度分别为

$$J_n(x^{(2)}) = \left(\frac{b}{1+b} \right) J - \frac{qD_2}{L_2} p_1 \frac{\cosh\left(\frac{W_2 - x^{(2)}}{L_2}\right)}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} + \frac{qD_2}{L_2} p_2 \frac{\cosh\left(\frac{x^{(2)}}{L_2}\right)}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} \quad (11)$$

$$J_p(x^{(2)}) = \left(\frac{1}{1+b} \right) J + \frac{qD_2}{L_2} p_1 \frac{\cosh\left(\frac{W_2 - x^{(2)}}{L_2}\right)}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} - \frac{qD_2}{L_2} p_2 \frac{\cosh\left(\frac{x^{(2)}}{L_2}\right)}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} \quad (12)$$

在 区,电子和空穴电流密度分别为

$$J_n(x^{(3)}) = \left(\frac{b}{1+b} \right) J - \frac{qD_3}{L_3} p_2 \frac{\cosh\left(\frac{W_3 - x^{(3)}}{L_3}\right)}{\sinh\left(\frac{W_3}{L_3}\right)} \quad (13)$$

$$J_p(x^{(3)}) = \left(\frac{1}{1+b} \right) J + \frac{qD_3}{L_3} p_2 \frac{\cosh\left(\frac{W_3 - x^{(3)}}{L_3}\right)}{\sinh\left(\frac{W_3}{L_3}\right)} \quad (14)$$

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{\frac{p_0^2 I_{snc}}{bn_i^2} + qA \left(\frac{p_0 D_1}{bL_1} \coth\left(\frac{W_1}{L_1}\right) - \frac{p_1 D_1}{bL_1} \times \frac{1}{\sinh(W_1/L_1)} + \frac{p_2 D_3}{L_3} \times \frac{1}{\sinh(W_3/L_3)} \right)}{\frac{p_0^2 I_{snc}}{n_i^2} + qA \left(\frac{p_0 D_1}{L_1} \coth\left(\frac{W_1}{L_1}\right) - \frac{p_1 D_1}{L_1} \times \frac{1}{\sinh(W_1/L_1)} - \frac{p_2 D_3}{L_3} \times \frac{1}{\sinh(W_3/L_3)} \right)} \quad (19)$$

在大注入情况下,基区内电场可通过电子和空穴方程联立求得

$$E(x) = \frac{1}{Aq(\mu_n + \mu_p)} \times \left[I - Aq \left(D_n \frac{\partial n}{\partial x} - D_p \frac{\partial p}{\partial x} \right) \right] \quad (20)$$

该电场是阳极电流(器件的总电流)的函数.基于双极传输理论,在基区自建电场产生的电压降为

$$V_{eqi} = \frac{1}{Aq(\mu_n + \mu_p)} \times \int_0^w \frac{1}{p(x)} dx + \frac{b-1}{b+1} \times \frac{kT}{q} \ln \frac{p_0}{N_B} \int_0^w E(x) dx \quad (21)$$

局域寿命控制下 IGBT 器件的正向压降为

$$V_F = V_{epi} + V_{JEB} + \frac{I_C R_{ch}}{+1} \quad (22)$$

这里忽略了 p^+ 阳极串联电阻和沟道外的“颈部”电阻.这样,IGBT 的正向压降主要为(22)式中右边三项之和,其中 V_{JEB} 和第三项易计算,而 V_{epi} 的计算较为复杂.根据前面的分析,若将 $p(x)$ 作分段线性近似,则上述问题可以得到简化.考虑线性近似,(4),

考虑到在大注入电流条件下,采用准静态近似, n 基区向发射极的背注入电子电流为

$$I_{n0} = I_{snc} (p_0^2 / n_i^2) \quad (15)$$

这里 I_{snc} 为发射结的饱和电子电流.且发射结边界的总电流为

$$I = I_{p0} + I_{n0} \quad (16)$$

并由(9)~(14)式,在 $x=W$ 处,消去 I ,可以得到(详细推导见附录 A)

$$I_B = \frac{p_0^2 I_{snc}}{n_i^2} + qA \left(\frac{p_0 D_1}{L_1} \coth\left(\frac{W_1}{L_1}\right) - \frac{p_1 D_1}{L_1} \times \frac{1}{\sinh(W_1/L_1)} - \frac{p_2 D_3}{L_3} \times \frac{1}{\sinh(W_3/L_3)} \right) \quad (17)$$

$$I_C = \frac{p_0^2 I_{snc}}{bn_i^2} + qA \left(\frac{p_0 D_1}{bL_1} \coth\left(\frac{W_1}{L_1}\right) - \frac{p_1 D_1}{bL_1} \times \frac{1}{\sinh(W_1/L_1)} + \frac{p_2 D_3}{L_3} \times \frac{1}{\sinh(W_3/L_3)} \right) \quad (18)$$

这里基极电流 I_B 等于基区的电子电流 $I_n(x=W)$,即流过 MOS 结构的电流 I_{MOSO} .集电极电流 I_C 等于基区的空穴电流 $I_p(x=W)$, A 为 IGBT 器件面积.这样可获得 npn 结构的电流增益

(5)和(6)式可分别改写成

$$\begin{aligned} \text{在 区: } p(x) &= (p_1 - p_0) x^{(1)} / W_1 + p_0 \\ \text{在 区: } p(x) &= (p_2 - p_1) x^{(2)} / W_2 + p_1 \\ \text{在 区: } p(x) &= p_2 (1 - x^{(3)} / W_3) \end{aligned} \quad (23)$$

于是,(21)式可积分为

$$V_{epi} = \frac{1}{Aq(\mu_n + \mu_p)} \times \left[\frac{W_1}{(p_1 - p_0)} \ln \left[(p_1 - p_0) \frac{x^{(1)}}{W_1} + p_0 \right] \Big|_0^{w_1} + \frac{W_2}{(p_2 - p_1)} \ln \left[(p_2 - p_1) \frac{x^{(2)}}{W_2} + p_1 \right] \Big|_0^{w_2} - \left[\frac{W_3}{p_2} \ln \left[1 - \frac{x^{(3)}}{W_3} \right] \Big|_0^{w_3} \right] + \frac{b-1}{b+1} \times \frac{kT}{q} \ln \frac{p_0}{N_B} \int_0^w E(x) dx \quad (24)$$

到此,我们建立了局域寿命控制 NPT-IGBT 正向特性模型,(22)和(24)式反映了正向压降 V_F 和阳极电流 I 的关系.这里,IGBT 中的 pnp 结构放大系数和静态下基区空穴浓度分布等结论也是分析瞬态关断过程的基础.

3 模型验证和讨论

为验证模型的正确性,采用通用的二维器件模拟软件 *MEDICI* 对局域寿命控制 *NPT-IGBT* 器件进行仿真. 器件参数为: *IGBT* 的基区为 $50\mu\text{m}$, 浓度为 $1 \times 10^{14} \text{cm}^{-3}$, 电子和空穴小注入寿命为 $10\mu\text{s}$; 采用 *n* 型多晶硅栅, 栅氧化层厚度为 $0.1\mu\text{m}$, 沟道长度为 $5\mu\text{m}$, 沟道浓度为 $5 \times 10^{16} \text{cm}^{-3}$; 其中局域寿命区位置、厚度和寿命等参数可变, 以便验证模型的正确性.

图 3 为不同注入水平下, 局域寿命控制 *IGBT* 的基区内非平衡载流子浓度分布数值仿真和理论模型结果的比较 (*pnp* 结构侧). 局域低寿命区的寿命为 10ns , 厚度为 $10\mu\text{m}$, 中心位置为距发射结 $20\mu\text{m}$ (起始位置为 $15\mu\text{m}$). 图 3 的插图中虚线为 *pin* 侧的非平衡载流子分布, 实线为 *pnp* 侧的非平衡载流子分布. 在 *pnp* 侧, 非平衡载流子在集电结处为零, 而在 *pin* 侧非平衡载流子在集电结处不为零, 这是由于 *pin* 和 *pnp* 结构分别满足不同的边界条件所致. 比较数值仿真结果和理论模型结果可以看出, 模型精确地表征了基区内非平衡载流子浓度分布. 随着注入水平的下降, 基区内非平衡载流子浓度和总数都明显下降. 并且, 在局域低寿命区非平衡载流子的浓度迅速下降, 这导致了非平衡载流子总数的下降, 进而导致电导调制程度的削弱.

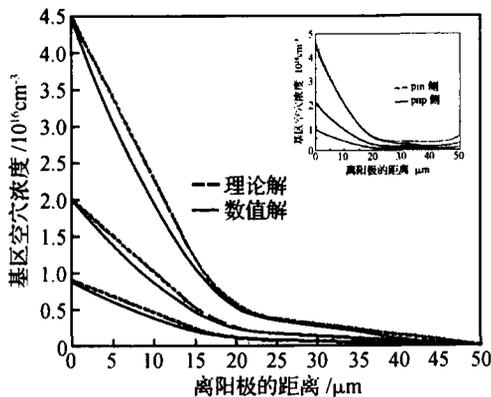


图 3 不同注入水平下, 基区 *pnp* 侧非平衡载流子浓度分布数值解和理论解比较

Fig. 3 Comparison of numerical results and analytical results of excess carriers profile in *n*-base under different inject levels

图 4 为不同低寿命区位置下, *pnp* 侧基区非平衡载流子浓度分布随局域低寿命区位置变化的数值解和理论解比较. 同样可以看出模型精确地表征了基区内非平衡载流子浓度分布. 图 4 中显示, 局域寿命控制区越靠近发射结, 非平衡载流子浓度就越低.

表现为 *p⁺n* 结处的空穴浓度随局域寿命区与发射结的距离缩短而减小.

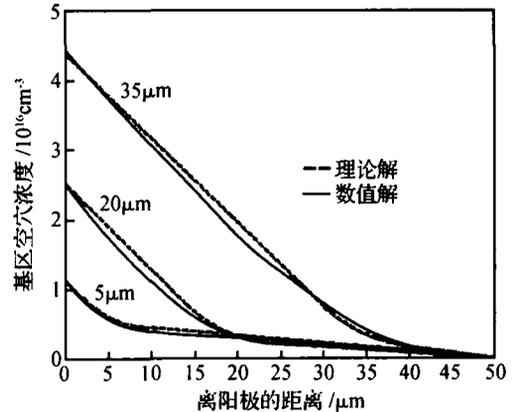


图 4 不同低寿命区位置下, 基区 *pnp* 侧非平衡载流子浓度分布数值解和理论解比较. 局域寿命区寿命为 10ns , 局域寿命区的厚度为 $10\mu\text{m}$.

Fig. 4 Comparison of numerical results with analytical results of excess carriers profile in *n*-base under different positions low-lifetime region. Lifetime and width of localized low-lifetime region are 10ns and $10\mu\text{m}$.

分析可知, 低寿命区边界浓度 p_1 和 p_2 对于基区内非平衡载流子浓度分布的影响十分显著. 若该浓度已知, 在多数情况下, 基区内非平衡载流子浓度可作分段线性近似. 这有助于进一步对器件的特性进行分析, 包括在瞬态分析时所作的准静态近似. 图 5 和图 6 分别为 p_1 , p_2 和低寿命区参数的关系. 图中表明, 低寿命区离发射结越远, 它们的值越低; 而厚度增加时均变小, 当低寿命区厚度大于 $10\mu\text{m}$ 后出现“饱和”现象, 即 p_1 不再随局域寿命区厚度变大而变大, 而是趋于定值; p_1 和 p_2 随局域寿命区寿命减小而减小.

通过 (8) 式可以计算出非平衡空穴总数, 如图 7 所示, 其中器件参数仍沿用前图的值. 在局域寿命控制的 *IGBT* 基区中, 空穴总数随低寿命区的位置存在极小值. 并且出现空穴总数极小的低寿命区位置并不是一个常数, 而是随低寿命区厚度的增加逐渐从发射结向集电结移动. 因此, 在器件设计时如要求空穴总数极小, 应根据低寿命区的厚度来确定其位置. 考虑在高能离子辐照情况下, 由于高能离子辐照的损伤范围较大, 即局域寿命区厚度较大. 因此, 应选择靠近发射结处的基区形成局域低寿命区. 而对于低能量大剂量 He 离子注入, 由于形成的低寿命区厚度小于微米级^[8]. 因此, 应在基区中央附近注入才可获得最优的折中关系^[6]. 这解释了目前众多文献对最佳局域寿命控制区描述的种种矛盾.

图 8 分别给出不同局域寿命区厚度和不同局域

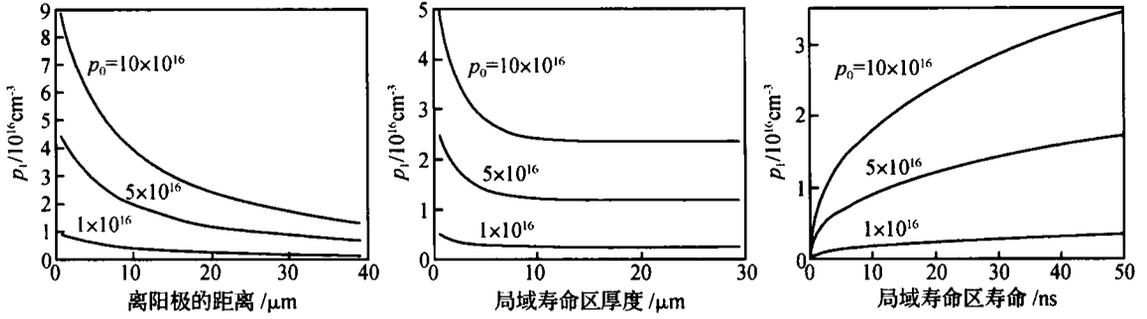


图 5 p_1 与局域寿命区位置、厚度和寿命的关系

Fig. 5 Relationship between p_1 and the position, the width, and the lifetime of the localized low-lifetime region

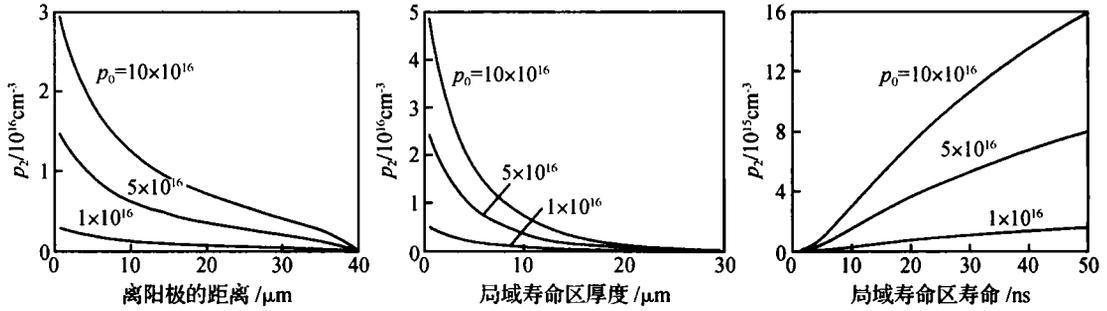


图 6 p_2 与局域寿命区位置、厚度和寿命的关系

Fig. 6 Relationship between p_2 and the position, the width, and the lifetime of the localized low-lifetime region

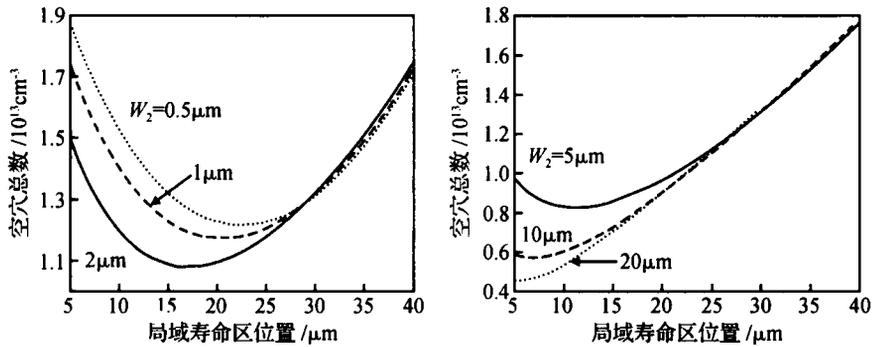


图 7 基区空穴总数与局域寿命区位置的关系

Fig. 7 Relationship between total holes in r-base and positions of localized low-lifetime region

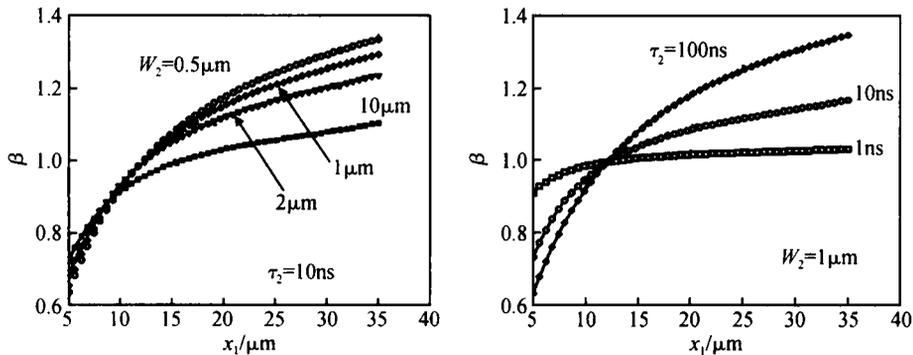


图 8 不同局域寿命区厚度和寿命下，与局域寿命区位置的关系

Fig. 8 Relationship between β and the positions of the localized low-lifetime region, under different widths and lifetimes of low-lifetime region

寿命区寿命下,IGBT 中 pnp 结构的 与局域寿命区位置的关系.可以看出,局域寿命控制也改变了 pnp 结构的 .随着局域寿命区位置向集电结靠近,呈增大的趋势.但是,由于 pnp 结构为宽基区大注入情况,因此其放大系数都较小.

图 9 给出不同栅压下正向压降的解析解与数值解及实验结果^[9]的比较,并在插图中给出了普通 IGBT 和局域寿命控制 IGBT 的正向特性对比.图中栅电压分别为 10,15 和 20V,低寿命区寿命为 10ns,位置为 25 μm ,厚度为 5 μm ,普通 IGBT 和局域寿命控制 IGBT 其他区域寿命为 10 μs .在相同的正向电流情况下,局域寿命控制 IGBT 的正向压降要大于普通 IGBT.结果表明,所建立的局域寿命控制 IGBT 正向特性模型可较好地反映器件的实际工作情况.

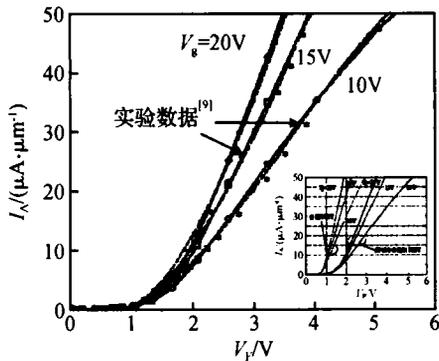


图 9 正向特性的解析解和数值解比较

Fig. 9 Comparison of analytical and numerical results of forward characteristics

4 结论

本文建立了局域寿命控制 NPT-IGBT 稳态模型,器件的正向压降模型结果和数值仿真结果能较好地吻合.该模型反映出局域寿命区既降低了 n 基区内的空穴浓度,也降低了 pnp 结构的放大系数.这两种效应使得器件正向压降增加,且正向压降和低寿命区的参数有关.特别是空穴总数随局域寿命区位置存在极小值,该位置随低寿命区厚度的增加逐渐从发射结向集电结移动.该结果澄清了长期以来对于最优局域寿命区位置的不同看法,将各种结论统一起来.本文所建的模型将有助于对局域寿命控制 NPT-IGBT 的稳态物理过程的理解,并可指导器件的优化设计.

参考文献

[1] Baliga B J, Sun E. Comparison of gold, platinum and electron

irradiation for controlling lifetime in power rectifiers. IEEE Trans Electron Devices, 1977, 24 (6) : 685

- [2] Vobecky J, Hazdra P. Future trends in local lifetime control. Proc ISPSD, 1996: 161
- [3] Konishi Y, Onishi Y, Momota S. Optimized local lifetime control for the superior IGBT 's. Proc ISPSD, 1996: 335
- [4] Saggio M, Raineri V, Letor R, et al. Innovative localized lifetime control in high-speed IGBT 's. IEEE Electron Device Lett, 1997, 18(7) : 333
- [5] Fang Jian, Tang Xinwei, Li Zhaoji, et al. Numerical and experimental study of localized lifetime control LIGBT by high dose He ions implantation. Chinese Journal of Semiconductors, 2004, 25(9) : 1048
- [6] Fang Jian, Li Zhaoji, Li Hongyan. A transport model for conductivity modulation power devices with localized lifetime control by low energy He ion implantation. Acta Electronic Sinica, 2001, 29(8) : 1078 (in Chinese) [方健, 李肇基, 李鸿雁. 低能 He 注入局域寿命控制型功率器件运输模型. 电子学报, 2001, 29(8) : 1078]
- [7] Yuan Xiaolu, Udrea F, Lee Coulbeck, et al. On-state analytical modeling of IGBTs with local lifetime control. IEEE Trans Power Electron, 2002, 17(5) : 815
- [8] Fang Jian, Li Zhaoji, Li Hongyan, et al. High speed LIGBT with localized lifetime control by using high dose and low energy Helium implantation. ICSICT, 2001: 166
- [9] Vobecky J, Hazdra P, Jorda X, et al. Parameter optimization of the 600V IGBT using the backside Proton irradiation. Proc the 6th Int Seminar on Power Semiconductors, 2002: 245

附录 A 的推导

在大注入电流条件下,采用准静态近似, n 基区向发射极的背注入电子电流

$$I_{n0} = I_{snc} (p_0^2 / n_i^2) \quad (\text{A1})$$

这里 I_{snc} 为发射结的饱和电子电流.且发射结边界的总电流为

$$I = I_{p0} + I_{n0} \quad (\text{A2})$$

取 $x = 0$, 将(10)式和(A1)式代入(A2)式,有

$$I = A \left[\frac{1}{1+b} \right] J + A \frac{qD_1}{L_1} p_0 \frac{\cosh \left(\frac{W_1 - x}{L_1} \right)}{\sinh \left(\frac{W_1}{L_1} \right)} - A \frac{qD_1}{L_1} p_1 \frac{\cosh \left(\frac{x}{L_1} \right)}{\sinh \left(\frac{W_1}{L_1} \right)} + I_{snc} (p_0^2 / n_i^2) \quad (\text{A3})$$

因 $AJ = I$, 整理得

$$\left[\frac{b}{1+b} \right] I = A \frac{qD_1}{L_1} p_0 \frac{\cosh \left(\frac{W_1 - x}{L_1} \right)}{\sinh \left(\frac{W_1}{L_1} \right)} - A \frac{qD_1}{L_1} p_1 \frac{\cosh \left(\frac{x}{L_1} \right)}{\sinh \left(\frac{W_1}{L_1} \right)} + I_{snc} (p_0^2 / n_i^2) \quad (\text{A4})$$

在 $x = W$ 处,将(A4)式代入(13)和(14)式,消去 I , 可以得到

$$I_B = \frac{p_0^2 I_{snc}}{n_i^2} + qA \left[\frac{p_0 D_1}{L_1} \coth\left(\frac{W_1}{L_1}\right) - \frac{p_1 D_1}{L_1} \times \frac{1}{\sinh(W_1/L_1)} - \frac{p_2 D_3}{L_3} \times \frac{1}{\sinh(W_3/L_3)} \right] \tag{A5}$$

$$I_C = \frac{p_0^2 I_{snc}}{bn_i^2} + qA \left(\frac{p_0 D_1}{bL_1} \coth\left(\frac{W_1}{L_1}\right) - \frac{p_1 D_1}{bL_1} \times \frac{1}{\sinh(W_1/L_1)} + \frac{p_2 D_3}{L_3} \times \frac{1}{\sinh(W_3/L_3)} \right) \tag{A6}$$

进而求得

$$= \frac{I_C}{I_B} = \frac{\frac{p_0^2 I_{snc}}{bn_i^2} + qA \left(\frac{p_0 D_1}{bL_1} \coth\left(\frac{W_1}{L_1}\right) - \frac{p_1 D_1}{bL_1} \times \frac{1}{\sinh(W_1/L_1)} + \frac{p_2 D_3}{L_3} \times \frac{1}{\sinh(W_3/L_3)} \right)}{\frac{p_0^2 I_{snc}}{n_i^2} + qA \left(\frac{p_0 D_1}{L_1} \coth\left(\frac{W_1}{L_1}\right) - \frac{p_1 D_1}{L_1} \times \frac{1}{\sinh(W_1/L_1)} - \frac{p_2 D_3}{L_3} \times \frac{1}{\sinh(W_3/L_3)} \right)} \tag{A7}$$

A Static-State Model of NPT-IGBTs with Localized Lifetime Control *

Fang Jian[†], Jiang Huaping, Qiao Ming, Zhang Bo, and Li Zhaoji

(University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract : A static-state model of NPT-IGBTs with localized lifetime control is proposed, the results of which fit 2D simulation. With this model, the forward characteristics of localized lifetime control NPT-IGBT influenced by the parameters of localized low-lifetime region are discussed in detail. We also systematically explain why the optimized locations of low-lifetime region are different by different localized lifetime control methods in previous reports.

Key words : localized lifetime control; NPT-IGBT; forward voltage drops; conductivity modulation

EEACC: 2560L; 2560R

Article ID : 0253-4177 (2006) 05-0857-07

* Project supported by the National Defence Pre-Research Foundation of China (No. 41308020405) and the Weapon Equipment Pre-Research Foundation of China (No. 51408030404D Z0215)

[†] Corresponding author. Email :fjuestc@uestc.edu.cn

Received 28 April 2005, revised manuscript received 23 September 2005