

局域寿命控制 NPT-IGBT 瞬态模型*

方 健[†] 吴 超 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 NPT-IGBT 的瞬态模型, 并与数值分析结果进行了对比, 验证了模型的正确性. 该模型采用了准静态近似, 将关断过程分为快速下降阶段和缓慢下降阶段分别加以求解而得到. 基于该模型, 详细讨论了局域低寿命区参数对关断时间的影响. 该模型将有助于理解局域寿命控制 NPT-IGBT 的关断过程物理图像, 同时也可以用于指导该类器件的设计和优化. 文中所采用的分析方法具有一定的普适性, 其他类似结构和器件亦可采用此方法进行分析.

关键词: 局域寿命控制; NPT-IGBT; 关断时间; 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)06-1078-06

1 引言

对于绝缘栅双极晶体管 (insulate gate bipolar transistor, IGBT), 局域寿命控制是有效提高器件关断速度, 并且改善其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, 有许多文献对 PIN 和 IGBT 等器件的局域寿命控制技术进行了试验和数值分析研究^[2~4]. 对于普通的 IGBT, Baliag^[5], Hefner^[6] 和 Fossum 等人^[7] 分别提出了不同的 IGBT 瞬态模型, 这些模型基本上可分为准静态近似 (quasi-static-state) 和非准静态近似 (non-quasi-static-state) 两类. 对于阳极短路等其他结构 IGBT, Li 等人^[8] 建立了非准静态抽出模型. 这些研究均是针对均匀寿命下的情况, 到目前为止, 还没有关于局域寿命控制 NPT-IGBT 器件瞬态模型的报道.

本文在准静态近似的基础上, 建立了局域寿命控制下 NPT-IGBT 的瞬态模型, 并与数值仿真结果进行了对比验证. 通过引入有效寿命和第一阶段电流下降因子, 分析了局域寿命控制 IGBT 下降过程的两个阶段: 快速下降和缓慢下降的过程. 本文所建之模型将有助于理解局域寿命控制 IGBT 的关断过程的物理图像, 同时也可以用于指导该类器件的设计和优化.

2 瞬态模型

在 IGBT 开关过程中, 上升过程比下降过程短

得多, 因此这里只分析局域寿命控制 IGBT 的下降过程. 在下降过程中, 可分成两个阶段: 第一个阶段是一个电流迅速下降的过程, 第二个阶段是一个缓慢下降的过程. 后一阶段的时间较长, 是最受关注的对象.

为分析局域寿命控制 IGBT 的瞬态过程, 可建立如图 1 所示的坐标系. 其中, 发射结为 J1, 集电结为 J2, W_2 为局域寿命区宽度. 图中虚线为稳态下的空穴分布, 在发射结处浓度为 p_0 . 在快速下降阶段结束后空穴浓度出现再分布, 且耗尽区的边界可能有两种情况: 图中点划线 A 对应耗尽区厚度 x_{dm} 小于 W_3 情况下的耗尽区边界, 此时空穴分布对应实线 A, 发射结处空穴浓度为 p'_0 , 图中点划线 B 对应耗尽区厚度 x_{dm} 大于 $W_2 + W_3$ 情况下的耗尽区边界, 此时空穴分布对应实线 B, 发射结处空穴浓度为 p''_0 .

为区别瞬态过程中总电流, 这里记 IGBT 处于稳态时总电流 I 为 I_0 , 且:

$$I_0 = I_{MOS0} + I_C \quad (1)$$

I_{MOS0} (即 I_B) 与 I_C 的关系式为 $\beta = I_C / I_{MOS0}$. 利用电荷法描述 I_C , 在稳态下 I_C 就是少子引起的电流 I_{Cp} .

$$I_C = I_{Cp} = Q_{p0} / \tau_{b0} \quad (2)$$

其中 Q_{p0} 是定态下基区的少子电荷总量; τ_{b0} 是基区稳态渡越时间. 由于集电结考虑大注入的情况, 在导通时反偏电压很低, 中性基区厚度等于 W , 稳态下 IGBT 中, 当基区寿命为非均匀时, 空穴分布可以分段地线性近似. 这样在有局域寿命控制情况下的

* 国家军事电子预研 (批准号: 41308020405) 和武器装备预研基金 (批准号: 51408030404DZ0215) 资助项目

[†] 通信作者. Email: fjueste@uestc.edu.cn

2005-06-21 收到, 2005-12-28 定稿

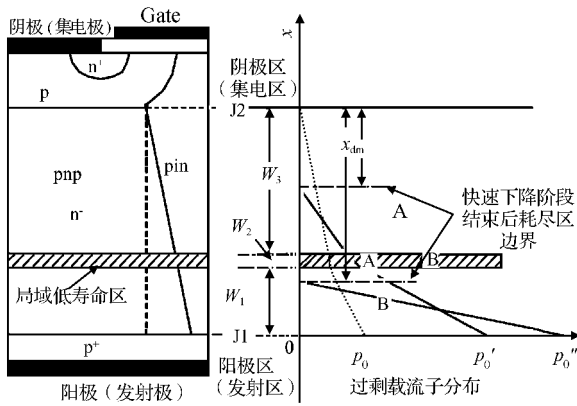


图 1 局域寿命控制 NPT-IGBT 结构示意图和坐标系

Fig.1 A structure of NPT-IGBT with localized life-time control and coordinate system for analysis

稳态基区渡越时间为

$$\tau_{b0} = \xi W^2 / (4K_A D_p) \quad (3)$$

其中 K_A 为 IGBT 中 pnp 结构所占整个器件的面积比 A_{npn}/A , 这里 A_{npn} 为 npn 区的面积; ξ 被定义为稳态基区渡越时间下降因子.

$$\xi = \left[\left(W_1 + \frac{\eta}{\gamma} (W_1 + W_2) + \frac{\zeta}{\gamma} (W_2 + W_3) \right) / W \right]^2 \quad (4)$$

当基区寿命均匀时 $\xi = 1$, 渡越时间即为普通大注入下的情况.

2.1 快速下降阶段

对于快速下降的阶段, Baliga^[5] 证明该过程是由 MOS 沟道很快使电流下降引起的, 电子在此沟道的渡越时间不到 1ns. 根据 Fossum 等人^[7] 的重要假设: 少子电荷的总量 $Q_p(t)$ 近似不变, 虽然其分布可能有变化. 当 $t = 0$, MOS 电流 $I_{MOS} = 0$. 但是 I_{Cp} 不可能突变, 这是因为 J2 结有结电容, 反偏电压不会突变. 在这个过程中, 结电容将被充电, 反偏电压逐渐提高. 与此同时, 中性基区不断变薄, 渡越时间 τ_b 也不断变小.

因此该阶段的电流可认为是

$$I_A(t) = I_C(t) + I_{MOS}(t) = I_{Cp}(t) + \frac{dQ_{J2}(t)}{dt} \quad (5)$$

其中 Q_{J2} 是结电容的电荷; $I_{Cp}(t)$ 是少子被抽出时的电流, 其值为

$$I_{Cp}(t) = \frac{Q_p(t)}{\tau_{cp}(t)} \quad (6)$$

下降过程电流的变化, 可以用使耗尽层变宽的充电电流 $I_{Cp}(t) = A_{npn} q N_D dx_d/dt$ 结合 (5) 和 (6) 式求得. 上述方程是非线性方程, 难以求解. 这里先求出电流的变化 ΔI , 再通过一定近似, 求解快速下降阶段的时间.

在第一阶段结束时,

$$\frac{dQ_{J2}(t)}{dt} = 0 \quad (7)$$

注意到耗尽层厚度 $x_d(t)$ 的变化将引起 $\tau_b(t)$ 变化, 则中性基区宽度为 $W - x_d(t)$, 而在第一阶段结束时最大耗尽层厚度 x_{dm} 为

$$x_{dm} \approx \left(\frac{2\epsilon_s V_{J2m}}{qN_D} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

其中 V_{J2m} 为最大结电压, 可由外电路条件定出. 对于外加电压为 V , 电阻负载为 R_L 的情况

$$V_{J2m} = V - I_1 R_L \quad (9)$$

$$I_0 R_L \approx V \quad (10)$$

于是

$$V_{J2m} = V \left(1 - \frac{I_1}{I_0} \right) \quad (11)$$

在第一阶段结束时, 渡越时间将发生变化, 渡越时间 τ_b 可以统一的写成:

$$\tau_b = \frac{\xi^* (W - x_{dm})^2}{4K_A D_p} \quad (12)$$

ξ^* 的取值可根据局域寿命区位置和第一阶段耗尽区相对位置确定: 当第一阶段结束后, 局域寿命控制区位于基区内耗尽区中, 即 $x_{dm} > W_2 + W_3$, $\xi^* = 1$; 否则 $x_{dm} < W_3$ 时,

$$\xi^* = \left[\frac{\left(W_1 + \frac{\eta^*}{\gamma^*} (W_1 + W_2) + \frac{\zeta^*}{\gamma^*} (W_2 + W_3 - x_{dm}) \right)^2}{(W - x_{dm})^2} \right] \quad (13)$$

其中

$$\begin{aligned} \eta^* &= \frac{D_1}{L_1} \times \frac{1}{\sinh\left(\frac{W_1}{L_1}\right)} \times \\ &\left(\frac{D_2}{L_2} \times \frac{\cosh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} + \frac{D_3}{L_3} \times \frac{\cosh\left(\frac{W_3 - x_{dm}}{L_3}\right)}{\sinh\left(\frac{W_3 - x_{dm}}{L_3}\right)} \right) \\ \zeta^* &= \frac{D_2}{L_2} \times \frac{1}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} \times \frac{D_1}{L_1} \times \frac{1}{\sinh\left(\frac{W_1}{L_1}\right)} \\ \gamma^* &= \left[\frac{D_1}{L_1} \times \frac{\cosh\left(\frac{W_1}{L_1}\right)}{\sinh\left(\frac{W_1}{L_1}\right)} + \frac{D_2}{L_2} \times \frac{\cosh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} \right] \times \\ &\left[\frac{D_2}{L_2} \times \frac{\cosh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} + \frac{D_3}{L_3} \times \frac{\cosh\left(\frac{W_3 - x_{dm}}{L_3}\right)}{\sinh\left(\frac{W_3 - x_{dm}}{L_3}\right)} \right] - \\ &\left[\frac{D_2}{L_2} \times \frac{1}{\sinh\left(\frac{W_2}{L_2}\right)} \right]^2 \end{aligned} \quad (14)$$

而 $Q_p \approx Q_{p0}$, 故

$$I = I_1 = \frac{4K_A D_p Q_{p0}}{(W - x_{dm})^2 \xi^*} = \frac{(I_0 - I_{MOS0}) \xi}{(1 - x_{dm}/W)^2 \xi^*} \quad (15)$$

第一阶段电流的总变化

$$\Delta I = I_0 - I_1 = I_{MOS0} \left[1 - \beta \left(\frac{\xi}{(1 - x_{dm}/W)^2 \xi^*} - 1 \right) \right] \quad (16)$$

考虑到快速下降过程是对集电结耗尽电容充电的过程,并假设在快速下降阶段电流呈线性下降,由此带来的误差因快速下降阶段持续时间较短可以忽略,因此有:

$$C_T(V) \frac{dV}{dt} = I_0 - \left(\frac{I_0 - I_1}{t_1} \right) t \quad (17)$$

其中 $C_T(V) = A_{npn} \left[\frac{q\epsilon_{Si} N_D}{2V} \right]^{1/2}$ 为集电结耗尽电容; t_1 为快速下降阶段持续时间. 可以求出快速下降阶段持续时间 t_1 为

$$t_1 = 2 \sqrt{q\epsilon_{Si} N_D} ((V - I_1 R)^{1/2} - (V - I_0 R)^{1/2}) / (I_0 + I_1) \quad (18)$$

则在上述近似下,该阶段阳极电流为:

$$I(t) = I_0 - \frac{I_0 - I_1}{t_1} t \quad (19)$$

2.2 第二下降阶段

第二下降阶段较为缓慢,是因为少子在基区复合需要时间的缘故,而此时基极电流为零. 对于第二下降阶段可用下面的方程加以描述

$$\left(\frac{Q_p(t)}{\tau_n} + \frac{dQ_p(t)}{dt} \right) + \left(\frac{Q_n(t)}{\tau_n} + \frac{dQ_n(t)}{dt} \right) = 0 \quad (20)$$

式中 第一项代表单位时间内由复合消失的空穴电荷,其中 τ_n 代表大信号寿命,对应于区域 I, II 和 III, 分别为 τ_1, τ_2 和 τ_3 ; 第二项代表基区电荷的变化,这两项之和应等于发射结流入基区的空穴电流减去从集电结流出的空穴电流. 由于非平衡电子由基区注入发射区,它也造成发射结电流,这部分电流为上式第三项及第四项,第三项代表电子电荷在 p^+ 区的损失率, τ_n 代表 p^+ 区的少子寿命; 第四项代表该区电子数量的变化. 这两者都要基区通过 J1 流进电子电流. 而基极电流为零,发射结电流应等于集电结电流.

在准静态近似情况下, Q_n 与 Q_p 可联系起来. 与第一阶段的分析类似,由于局域低寿命区的位置不同(见图 2),第二阶段的分析也不同(详见附录 A). 综合两种情况可以得到

$$Q_p(t) = \frac{Q_{p0} \exp(-t/\tau_{eff})}{1 + \frac{Q_{p0} \tau_{eff}}{Q_0 \tau_n} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{eff}}\right) \right]} \quad (21)$$

于是有

$$I(t) = \frac{I_1 \exp(-t/\tau_{eff})}{1 + \frac{I_1 J_{n0} \tau_{eff} \xi^{*2}}{AK_A q^2 n_i^2 D_p} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{eff}}\right) \right]} \quad (22)$$

其中 当 $x_{dm} > W_2 + W_3$ 时, $\xi^* = 1, \tau_{eff} = \tau_1$; 当 $x_{dm} < W_3$ 时, ξ^* 由(13)式给出, τ_{eff} 由下式给出

$$\tau_{eff} = \frac{1}{M_1/\tau_1 + M_2/\tau_2 + M_3/\tau_3} \quad (23)$$

其中,

$$M_1 = \frac{(1 + \frac{\eta^*}{\gamma^*}) W_1}{(W_1 + \frac{\eta^*}{\gamma^*} (W_1 + W_2) + \frac{\xi^*}{\gamma^*} (W_2 + W_3 - x_{dm}))}$$

$$M_2 = \frac{(\frac{\eta^*}{\gamma^*} + \frac{\xi^*}{\gamma^*}) W_2}{(W_1 + \frac{\eta^*}{\gamma^*} (W_1 + W_2) + \frac{\xi^*}{\gamma^*} (W_2 + W_3 - x_{dm}))}$$

$$M_3 = \frac{\frac{\xi^*}{\gamma^*} (W_3 - x_{dm})}{(W_1 + \frac{\eta^*}{\gamma^*} (W_1 + W_2) + \frac{\xi^*}{\gamma^*} (W_2 + W_3 - x_{dm}))}$$

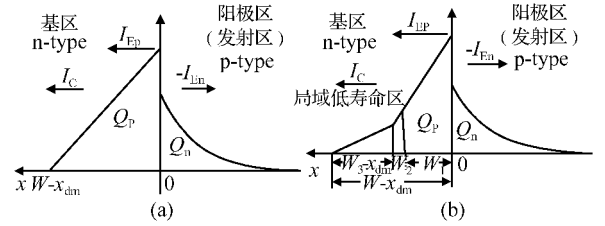


图 2 n 基区与 p^+ 阳极区少子电荷与电流的关系 (a) $x_{dm} > W_2 + W_3$; (b) $x_{dm} < W_3$

Fig. 2 Relationships between minor carrier's concentration and currents in n-base and p^+ anode

3 模型验证和讨论

为验证模型的正确性,这里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 $50\mu m$, 浓度为 $10^{14} cm^{-3}$, 电子和空穴小注入寿命为 $10\mu s$; 采用 n 型多晶硅栅, 栅氧化层厚度为 $0.1\mu m$, 沟道长度为 $5\mu m$, 沟道浓度 $5 \times 10^{16} cm^{-3}$; 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 $x_{dm} < W_3$ 时局域寿命控制 IGBT 和普通 IGBT 归一化阳极电流和时间的关系. 其中, 器件结构与前面相同. 局域寿命区位置为 $9\mu m$, 寿命为 $10ns$, 宽度为 $1\mu m$. p^+ 阳极宽度和器件单元宽度比 K_A 为 0.5 , 关断电流为 $100A \cdot cm^{-2}$. 图中 data1 为局域寿命控制 IGBT 的仿真结果, data2 为局域寿命控制 IGBT 的理论结果, data5 为普通 IGBT 的仿真结果, data6 为普通 IGBT 的理论结果. 从图中可看出,

理论分析与仿真结果和实验结果^[9]有较好的吻合。

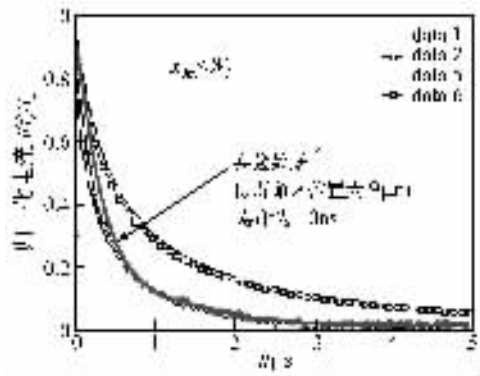


图 3 局域寿命控制 IGBT 和普通 IGBT 归一化阳极电流和时间的关系

Fig.3 Anode currents of localized lifetime control IGBT and conventional IGBT changed with time during turn-off period

当局域寿命控制 IGBT 关断过程中第二下降阶段满足 $x_{dm} > W_3 + W_2$ 的条件, 对局域低寿命区对关断时间下降的贡献体现在 I_1 的下降上. 而在 x_{dm}

$< W_3$ 时, I_1 和 t_{eff} 将同时对关断时间下降起作用. 因此, 适当地选择局域低寿命区的位置, 使其满足 $x_{dm} < W_3$ 可更好地提高器件的关断速度.

基于本模型, 可得局域寿命控制和普通 IGBT 的第一阶段结束时电流的比值, $\theta = I_1 / I_1^{(0)}$. 其中, 记普通 IGBT 的第一阶段结束时电流下降到 $I_1^{(0)}$, 以示区分.

当 $x_{dm} < W_3$ 时, 计算结果见图 4. 它们分别为 θ 和低寿命区寿命、厚度和位置的关系. 结果显示, θ 随着低寿命区寿命的减小而减小, 随厚度的增加而减小, 随位置由发射结向集电结变化而出现峰值. 当距发射结距离小于出现峰值的位置时, θ 随距发射结距离的增加迅速增大. 当距发射结距离大于出现峰值的位置时, θ 随距发射结距离的增加而缓慢下降. θ 极大值出现的位置随耗尽区厚度的增加而减小. 这意味着第一阶段结束时的电流改变与外电路参数有关.

当 $x_{dm} > W_3 + W_2$ 时, 计算结果见图 5. 从图中可看出, θ 不再与耗尽区厚度有关, 仅随局域寿命区厚度增加而减小; 随距发射结距离增大而增大; 随寿命的减小而减小.

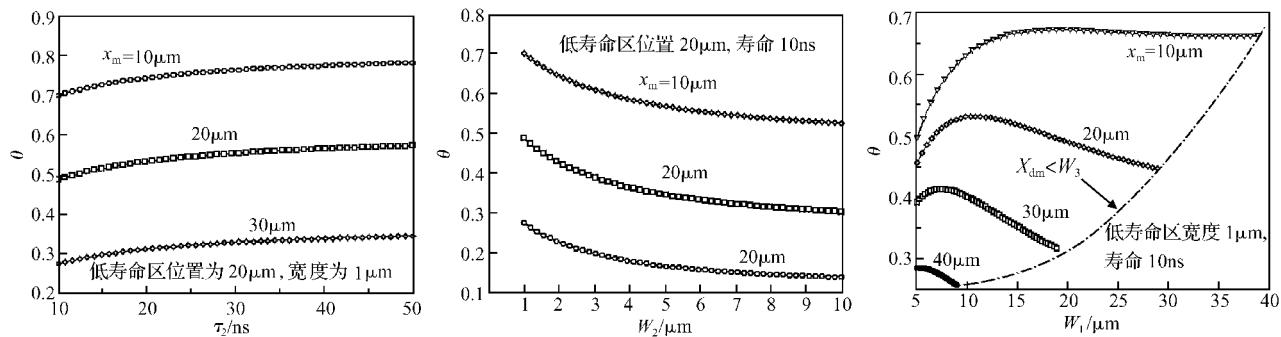


图 4 $x_{dm} < W_3$ 时, θ 和低寿命区寿命、厚度和位置的关系

Fig.4 Relationships between θ and lifetime, width or position of low-lifetime region at $x_{dm} < W_3$

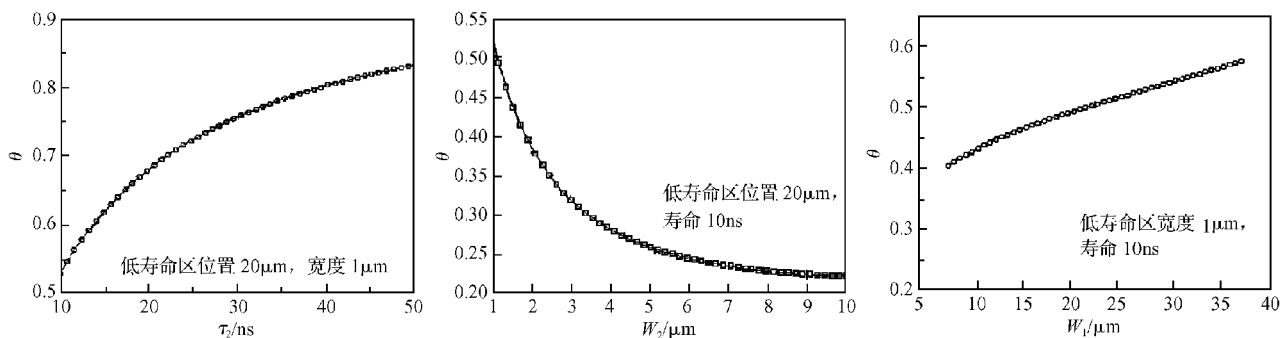


图 5 $x_{dm} > W_3 + W_2$ 时, θ 和低寿命区寿命、厚度和位置的关系

Fig.5 Relationships between θ and lifetime, width or position of low-lifetime region at $x_{dm} > W_3 + W_2$

本文所建立的局域寿命控制情况下的 IGBT 准静态关断模型,其形式同均匀基区寿命情况下的关断模型相似.不同之处在于:第一,本文的模型引入了表征局域寿命区贡献的附加项.第二,所建立的关断模型须根据耗尽区边界与局域低寿命区的相对位置分别给出.第三,模型中定义并给出了表征局域寿命控制程度的 n 基区非平衡载流子有效寿命.上述不同反映了寿命控制和均匀寿命器件的差异.

4 总结

本文建立了局域寿命控制下 NPT-IGBT 的瞬态模型,并进行了对比验证.该模型采用准静态近似,并将器件关断过程分为快速下降阶段和缓慢下降阶段分别加以分析.本文建立之模型将有助于理解局域寿命控制 NPT-IGBT 关断过程的物理图像,同时也可以用于指导该类器件的设计和优化.本文分析局域寿命控制 IGBT 瞬态过程所采用的分析方法具有一定的普适性,对于本文讨论之外的其他类似结构和器件,亦可采用该方法进行分析.

参考文献

- [1] Vobecky J, Hazdra P. Future trends in local lifetime control. Proc ISPSD, 1996; 161
- [2] Konishi Y, Onishi Y, Momota S. Optimized local lifetime control for the superior IGBT's. Proc ISPSD, 1996; 335
- [3] 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
- [4] 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 (in English) [方健, 唐新伟, 李肇基. 低能量 He 离子注入局域寿命控制 LIGBT 的实验研究. 半导体学报, 2004, 25(9): 1048]
- [5] Baliag B J. Analysis of insulated gate transistor turn-off characteristics. IEEE Electron Device Lett, 1984, 6(2): 74
- [6] Hefner A R. Analytical modeling of device-circuit interaction for the power insulated gate bipolar transistor (IGBT). IEEE Trans Industry Application, 1990, 26(6): 995
- [7] Fossum J G, McDonald R L. Network representations of LIGBT structures for CAD of power integrated circuits. IEEE Trans Electron Devices, 1988, 35(4): 507
- [8] Li Zhaoji, Zhang Ming, Fang Jian. Analytical turn-off current model for type of conductivity modulation power MOS-FETs with extracted excess carrier. Solid-State Electron, 2000, 44(1): 1
- [9] Jorda X, Vobecky J, Godignon P, et al. Electrical parameter variation of IGBT by backside proton irradiation. ISPS'03, 2003; 289

附录 A 第二阶段关断时间推导

1 局域寿命控制区位于耗尽区内情况

对于第二下降阶段可用下面的方程加以描述

$$\left(\frac{Q_p(t)}{\tau_h} + \frac{dQ_p(t)}{dt}\right) + \left(\frac{Q_n(t)}{\tau_n} + \frac{dQ_n(t)}{dt}\right) = 0 \quad (A1)$$

当 $x_{dm} > W_2 + W_3$ 时,第二阶段的分析与均匀寿命情况下的 IGBT 分析相同.即对 Q_p 来说,如中性基区厚度 $W - x_{dm}$ 比扩散长度短,则

$$Q_p = qA(W - x_{dm})p(0)/2 \quad (A2)$$

$p(0)$ 是基区在发射结边缘处的少数浓度,对 Q_n 来说

$$\frac{Q_n}{\tau_n} = AJ_{n0} \left(\frac{p(0)}{n_i}\right)^2 \quad (A3)$$

J_{n0} 是饱和电流密度中的电子成分.这个公式的来源如下:注入到 p^+ 区的电子电流一方面可写成上式的左端,另一方面可写成 $\frac{AqD_p n_p(0)}{L}$,其中 $n_p(0)$ 是发射区在结边缘处的电子浓度,按玻耳兹曼统计,它是平衡值 n_{p0} 的 $\exp(qV_{j1}/kT)$ 倍. V_{j1} 是发射结正向压降.

$$\frac{Q_n}{\tau_n} = \frac{AqD_p n_{p0} \exp(qV_{j1}/kT)}{L} \quad (A4)$$

指数项可用 n 基区在结边缘的载流子浓度 $n(0)$ 及 $p(0)$ 表示, $n(0)p(0) = n_i^2 \exp(qV_{j1}/kT)$, 大注入 $n(0) \approx p(0)$ 得 $\exp(qV_{j1}/kT) = [p(0)/n_i]^2$. 而 $\frac{qD_p n_{p0}}{L}$ 是 J_{n0} , 因此可得到

$$Q_n = \frac{Q_p^2}{Q_0} \quad (A5)$$

其中

$$Q_0 = \frac{Aq^2 n_i^2 (W - x_{dm})^2}{4\tau_n J_{n0}} \quad (A6)$$

将(A1)式中的 Q_n 用(A6)式消去,得到非线性方程.对于 p^+n 结, Q_n 本身远小于 Q_p , 略去式最后一项得到

$$Q_p(t) = \frac{Q_{p0} \exp\left(-\frac{t}{\tau_h}\right)}{1 + \frac{Q_{p0} \tau_h}{Q_0 \tau_n} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_h}\right)\right]} \quad (A7)$$

于是电流 $I = I_{Cp}(t)$ 可以从(12)式得到,有

$$I(t) = \frac{I_1 \exp(-t/\tau_h)}{1 + \frac{I_1 J_{n0} \tau_h}{AK_A q^2 n_i^2 D_p} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_h}\right)\right]} \quad (A8)$$

2 局域寿命控制区位于耗尽区外的情况

当 $x_{dm} < W_3$ 时,

$$Q_p = \frac{q}{2} A \left(W_1 + \frac{\eta^*}{\gamma^*} (W_1 + W_2) + \frac{\xi^*}{\gamma^*} (W_2 + W_3 - x_{dm}) \right) p(0) \quad (A9)$$

类似前面的分析有

$$Q_n = \frac{Q_p^2}{Q_0} \quad (A10)$$

这里

$$Q_0 = \frac{Aq^2 n_i^2 \left(W_1 + \frac{\eta^*}{\gamma^*} (W_1 + W_2) + \frac{\xi^*}{\gamma^*} (W_2 + W_3 - x_{dm}) \right)^2}{4\tau_n J_{n0}} \\ = \frac{Aq^2 n_i^2 (W - x_{dm})^2}{4\tau_n J_{n0}} \xi^* \quad (\text{A11})$$

三个区域的空穴电荷分别为

$$Q_1 \equiv M_1 Q_p \\ = \frac{\left(1 + \frac{\eta^*}{\gamma^*} \right) W_1}{\left(W_1 + \frac{\eta^*}{\gamma^*} (W_1 + W_2) + \frac{\xi^*}{\gamma^*} (W_2 + W_3 - x_{dm}) \right)} Q_p \\ Q_2 \equiv M_2 Q_p \\ = \frac{\left(\frac{\eta^*}{\gamma^*} + \frac{\xi^*}{\gamma^*} \right) W_2}{\left(W_1 + \frac{\eta^*}{\gamma^*} (W_1 + W_2) + \frac{\xi^*}{\gamma^*} (W_2 + W_3 - x_{dm}) \right)} Q_p \\ Q_3 \equiv M_3 Q_p \\ = \frac{\frac{\xi^*}{\gamma^*} (W_3 - x_{dm})}{\left(W_1 + \frac{\eta^*}{\gamma^*} (W_1 + W_2) + \frac{\xi^*}{\gamma^*} (W_2 + W_3 - x_{dm}) \right)} Q_p \quad (\text{A12})$$

方程

$$\left(\frac{Q_p(t)}{\tau_h} + \frac{dQ_p(t)}{dt} \right) + \left(\frac{Q_n(t)}{\tau_n} + \frac{dQ_n(t)}{dt} \right) = 0$$

可以写成

$$\left(\frac{M_1 Q_p(t)}{\tau_1} + \frac{M_2 Q_p(t)}{\tau_2} + \frac{M_3 Q_p(t)}{\tau_3} + \frac{dQ_p(t)}{dt} \right) + \left(\frac{Q_p^2(t)}{\tau_n Q_0} \right) = 0 \quad (\text{A13})$$

这里略去了最后一项,并定义有效寿命

$$\tau_{\text{eff}} = \frac{1}{\frac{M_1}{\tau_1} + \frac{M_2}{\tau_2} + \frac{M_3}{\tau_3}} \quad (\text{A14})$$

进而可以得到

$$Q_p(t) = \frac{Q_{p0} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right)}{1 + \frac{Q_{p0} \tau_{\text{eff}}}{Q_0 \tau_n} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right) \right]} \quad (\text{A15})$$

于是电流 $I = I_{Cp}(t)$ 为

$$I(t) = \frac{Q_p(t)}{\tau_b} \quad (\text{A16})$$

于是有

$$I(t) = \frac{I_1 \exp(-t/\tau_{\text{eff}})}{1 + \frac{I_1 J_{n0} \tau_{\text{eff}} \xi^{*2}}{AK_A q^2 n_i^2 D_p} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{eff}}}\right) \right]} \quad (\text{A17})$$

A Dynamic-State Model of an NPT-IGBT with Localized Lifetime Control*

Fang Jian[†], Wu Chao, Qiao Ming, Zhang Bo, and Li Zhaoji

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

Abstract: A novel dynamic-state model of an NPT-IGBT with localized lifetime control is proposed and is verified by the 2D simulator MEDICI. In this model, the quasi-static-state approximation is used, and the turn-off stage is divided into two stages, including a fast turn-off and a slow turn-off, to characterize the turn-off. With this model, the dynamic characteristics of a localized lifetime control NPT-IGBT, as influenced by the parameters of the localized low-lifetime region, are discussed in detail. This model is helpful for understanding the physical mechanisms in an NPT-IGBT with localized lifetime control during the turn-off period and can be used to the direct design and optimization of an NPT-IGBT. The modeling and analysis methods used here are universal and also can be used in other conductivity modulation power devices.

Key words: localized lifetime control; NPT-IGBT; turn-off time; conductivity modulation

EEACC: 2560L; 2560R

Article ID: 0253-4177(2006)06-1078-06

* Project supported by the Military Electronic Pre-Research Foundation of China(No. 41308020405) and the Pre-Research Foundation for Armament Equipment of China(No. 51408030404DZ0215)

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

Received 21 June 2005, revised manuscript received 28 December 2005