

低能 He 注入局域寿命控制电导调制型 功率器件输运模型

方 健, 李肇基, 李鸿雁, 杨 健

(电子科技大学微电子研究所, 四川成都 610054)

摘 要: 提出一种低能 He 注入局域寿命控制电导调制型功率器件的双极输运模型. 借助三区双极输运方程导出稳态的非平衡载流子浓度分布和正向压降. 借助电荷控制法并引入有效寿命概念获得反向恢复时间. 理论分析和实验结果表明这种器件的反向恢复时间减小到常规器件的 1/2 以下, 而正向压降仅增加 10%.

关键词: 电导调制; 功率器件; He 离子注入; 局域寿命控制

中图分类号: TN492 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2001)08-1072-04

A Transport Model for Conductivity Modulation Power Device with Localized Lifetime Control by Low Energy He Ion Implantation

FANG Jian, LI Zhaoji, LI Hongyan, YANG Jian

(Institute of Microelectronics, University of Electronic Science & Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: A transport model for conductivity modulation power devices with localized lifetime control by low energy He ion implantation is developed in this paper. The distribution of carriers and the forward drop of a conductivity modulation power device with localized lifetime control is obtained, based on the solution of 3 region ambipolar transport equations. The reverse recovery time is also obtained by using charge controlled method. The results of the theoretical analysis and the experiments demonstrate that the reverse recovery time of power devices decreases to below 1/2, and forward drop only increases by a factor of 0.1 times.

Key words: localized lifetime control; He ion implantation; conductivity modulation; power devices

1 引言

电导调制型功率器件(如 IGBT 等)在正向导通电压降低的同时其关断时间却增长,使其工作频率受限. 两者的折衷是这类器件的重要问题,采用局域寿命控制技术被认为是一种有效的方法^[1]. 早期用数 MeV 高能质子辐照实现局域寿命控制^[2,3]. 但是由于高能质子辐照需要特殊材料作掩膜,因而不便在功率集成电路制造中应用. 近年来出现了一种新的低能高剂量 He 注入局域寿命控制技术. 它是在较低能量下($\leq 300\text{KeV}$),进行高剂量 He 注入,经短暂高温退火,产生空隙(voids)层,形成局域低寿命区^[4]. 在 $1 \times 10^{16} \sim 1 \times 10^{17} \text{cm}^{-2}$ 注入剂量范围内寿命可控制到 5~20ns. 该技术的优点是:局域性优,通常空隙层厚度和深度可控制在 0.1~0.5 μm 和 0.2~2.0 μm 范围;温度稳定性好,即使再经过高达 1200 $^{\circ}\text{C}$ 、5 小时的高温处理,空隙仍被限制在局部区域^[5];易掩蔽且与常规工艺兼容,He 注入的能量在 40KeV~300KeV,可用 SiO₂ 层掩蔽,能在任意工序中形成空隙,不会引入任何杂质及沾污. 目前已利用该技术进行器件的研制^[4,5],但尚未见这类器件的非平

衡载流子输运问题的解析分析.

本文提出一种低能 He 注入局域寿命控制电导调制型功率器件的双极输运模型. 通过求解含有 He 局域寿命控制层的三区双极输运方程^[6],获得了稳态时非平衡载流子分布. 通过理论分析、二维器件模拟和实验分析了 He 生空隙局域寿命控制区对电导调制型器件的正向压降和关断速度的影响. 实验和数值模拟结果表明对于 p⁺n⁻n⁺ 结构反向恢复时间减小到常规结构的 1/2,而正向压降仅增加 10%.

2 模型

对有 p⁺n⁻n⁺ 结构的非平衡载流子稳态输运,可建立如图 1 所示的局域寿命控制电导调制型功率器件模型. 其中局域寿命控制层(II 区)位于 n⁻ 区中,距 p⁺n⁻ 结 x_m ,厚度为 Δ . 在正向稳态下 n⁻ 区非平衡载流子满足双极输运方程,通过对该三个区域方程进行联立求解可以获得 n⁻ 区非平衡载流子浓度分布. 其边界条件为 $J_p(0) = J_F$, $J_n(0) = 0$, $J_p(W) = 0$, $J_n(W) = J_F$, 在 x_m 、 $x_m + \Delta$ 处的载流子、空穴及电子电流连

续. 并考虑到由于 $\Delta \ll L_H$, 在 n^- 厚度 $\leq 50\mu\text{m}$ 情况下, 计算机模拟结果可以证实 II 区非平衡载流子分布近似为恒定, 即 $p_2(x) = p_2$. 因而在 x_m 和 $x_m + \Delta$ 处的空穴电流密度 J_{p1}, J_{p2} 满足以下关系.

$$J_{p1} - J_{p2} = (qp_2\Delta) / \tau_{He} \quad (1)$$

可求出 I、II、III 区空穴浓度分别是 $p_1(x), p_2, p_3(x)$:

$$P_1(x) = \frac{P_2 \cosh(x/L_A) + \frac{J_F L_A}{2qD_n} \sinh((x_m - x)/L_A)}{\cosh(x_m/L_A)} \quad (2)$$

$$P_2 = \frac{J_F(1/D_p \cosh(x_m/L_A) - 1/D_n \cosh((x_m + \Delta - W)/L_A))}{\frac{q\Delta}{\tau_H D_A} - \frac{q}{L_A}(\tanh(x_m/L_A) - \tanh((x_m + \Delta - W)/L_A))} \quad (3)$$

$$p_3(x) = \frac{p_2 \cosh((W - x)/L_A) + \frac{J_F L_A}{2qD_p} \sinh((x - x_m - \Delta)/L_A)}{\cosh((W - x_m - \Delta)/L_A)} \quad (4)$$

其中 $D_A = 2D_p D_n / (D_n + D_p)$ 为双极扩散系数, $\tau = \tau_{He}$ 为 II 区非平衡载流子寿命, 在 n^- 其它区域 $\tau = \tau_{HL}$ 为大注入下非平衡载流子寿命, $L_A = \sqrt{D_A \tau_{He}}$, $L_{He} = \sqrt{D_A \tau_{He}}$. $p_1(x), p_2, p_3(x)$ 与空隙层位置 x_m 和厚度 Δ 相关. 在

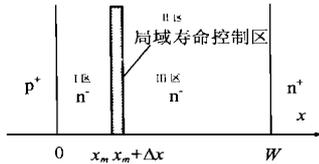


图 1 He 局域寿命控制电导调制功率器件模型

$W \ll L_A$ 情况下, 数值模拟和对式(3)分析可知: x_m 从 0 增加到 $50\mu\text{m}$, $p_2(x) = p_2$ 的变化小于 10%, 而 $p_1(x), p_3(x)$ 均可作线性近似. 于是:

$$p_1(x) \approx p_2 + \frac{J_F}{2qD_n} (x_m - x) \quad (5)$$

$$P_3(x) \approx p_2 + \frac{J_F}{2qD_p} (x - x_m - \Delta) \quad (6)$$

在 I 区空穴浓度是单调下降, 而在 III 区空穴浓度是单调上升的. 由于 $D_p \neq D_n$, 所以在 n^- 区中单位面积空穴电荷总量 Q 是 x_m 的函数, 恰当选取 x_m 可使 Q 取最大或最小, 这时对应正向压降出现最小或最大. n^- 的压降可写成:

$$v_i = \int_0^W \left(\frac{J_F}{\sigma} - q \frac{D_F - D_n}{\sigma} \cdot \frac{dq(x)}{dx} \right) dx \quad (7)$$

其中 $\sigma = q(\mu_{n1} + \mu_{p1})$. 将式(3), (5), (6) 带入式(7) 可以求出 V_i , 从而正向压降为 $V_F = V_{J1} + V_{J2} + V_i$.

采用电荷控制法可获得反向恢复时间的存贮时间. 据边界条件和初始条件有:

$$(J_p(0) - J_p(W)) = \frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q_1(t)}{\tau_{HL}} + \frac{Q_2(t)}{\tau_{He}} + \frac{Q_3(t)}{\tau_{HL}} \quad (8)$$

其中 Q_1, Q_2, Q_3 分别为 I、II、III 区的单位面积空穴电荷总量, n^- 区的 $Q = Q_1 + Q_2 + Q_3$. 因 $\tau_{He} \ll \tau_{HL}$, 故在 He 注入局域寿命控制情况下的等效 n^- 区有效寿命 τ_{eff} 为:

$$\frac{1}{\tau_{eff}} \approx \frac{1}{\tau_{HL}} + \frac{Q_2}{Q} \left(\frac{1}{\tau_{He}} \right) \quad (9)$$

其中 Q_2 和 Q 都是时间和空隙层位置的函数. 引入有效寿命后, 当正向电流密度为 J_F , 起始反向电流为密度 J_R 时, 反向恢复时间的存贮时间项可由下式给出:

$$t_s = \tau_{eff} \ln(1 + J_F/J_R) \quad (10)$$

计算模拟结果表明 Q_2/Q 在 $1/1000 \sim 1/100$ 范围内, 而根据寿命测试结果 $\tau_{HL}/\tau_{He} \approx 10^3$, 此时可近似估计出 $\tau_{eff} \approx \tau_{HL}/10 \sim \tau_{HL}/2$ 范围内. 可以看出尽管低寿命区很薄, 仍可使 t_s 减小到 $1/2 \sim 1/10$.

3 结果与分析

我们进行了常规 $p^+ n^- n^+$ 结构和有 He 注入局域寿命控制结构的比较实验. 器件制作采用 n^- / n^+ 外延片, n^- 外延浓度 $N_{eqi} = 3 \sim 4 \times 10^{15} \text{cm}^{-3}$, 外延层厚度 $t_{epi} = 6 \sim 8\mu\text{m}$. He 从 n^- 表面注入硅中, 注入剂量 $5 \times 10^{15} \text{cm}^{-2}$, 能量 300KeV; 经过 1000°C , N_2 气下 1 小时退火后, 在距硅表面 $1.5\mu\text{m}$ 处形成厚度在 $0.20 \sim 0.5\mu\text{m}$ 空隙层, 局域寿命控制区距离 $p^+ n^-$ 结为 $0.7\mu\text{m}$. 采用 B 注入形成 p^+ 区, 结深 $0.8\mu\text{m}$.

实验测得反向恢复时间的波形如图 2 所示, 其中 (a) 为 He 生空隙局域寿命控制 $p^+ n^- n^+$ 结构, (b) 为常规 $p^+ n^- n^+$ 结构. 当处于正向导通状态时, 流过 He 生空隙局域寿命控制结构和常规结构的电流近似相同, 即反映了 He 生空隙局域寿命控制对 $p^+ n^- n^+$ 结构的正向压降影响不大. 在 $t = 3.5\mu\text{s}$ 时刻使 $p^+ n^- n^+$ 结构处于反偏. 由于 n^- 区存贮有非平衡载流子, 瞬时会出现较大的反向电流. 随着 n^- 区存贮的非平衡载流子不断复合和抽出, 反向电流逐渐减小, 最后 $p^+ n^- n^+$ 结构处于反向截止状态. 与常规结构相比, He 生空隙局域寿命控制的 $p^+ n^- n^+$ 结构的最大反向电流较小, 并且只经历较短时间就可达到反向截止. 在相同的测试条件下: ($V_F = V_R = 10\text{V}$, $R_s = 510\Omega$), 采用 He 生空隙局域寿命控制的 $p^+ n^- n^+$ 结构反向恢复时间减小到 $t_{off} = t_s + t_r = 160\text{ns}$, 其中存贮时间 $t_s = 29\text{ns}$; 常规 $p^+ n^- n^+$ 结构的反向恢复时间为 $t_{off} = t_s + t_r = 365\text{ns}$, 其中存贮时间 $t_s = 64\text{ns}$. t_{off} 下降到常规结构的 0.44, t_s 下降到常规结构的 0.45. 可以看出, 有 He 注入局域寿命控制的 $p^+ n^- n^+$ 结构的反向恢复时间得到明显的减小.

用 MEDICI 二维器件模拟软件分别对 n^- 区厚度为 $50\mu\text{m}$ 和 $8\mu\text{m}$, n^- 浓度为 $3 \times 10^{15} \text{cm}^{-3}$ 的 He 生局域寿命控制 $p^+ n^- n^+$ 结构器件进行了数值模拟. 其中 He 注入形成的空隙层用一低寿命区等效, 其非平衡载流子寿命为 10ns , 其它区域非平衡载流子寿命为 $10\mu\text{s}$. n^- 区厚度为 $8\mu\text{m}$ He 生空隙局域寿命控制结构的数值模拟结果表明反向恢复时间由常规结构的 302ns 最小减小到有局域寿命控制的 141ns . 这与实验结果比较吻合. 对于 $50\mu\text{m}$ 结构反向恢复时间由 $1.8\mu\text{s}$ 减小到最小 500ns .

反向恢复时间与空隙层厚度 Δ 、空隙层距 p^+ 结位置 x_m 有明显的关系, 模拟结果见图 3. 随着空隙层厚度 Δ 的增加, 反向恢复时间减小. 反向恢复时间与空隙层距 p^+ 结位置呈准二次函数关系. 数值模拟表明在空隙层位于 n^- 区的中央附近时, 反向恢复时间出现极小值. n^- 区厚度为 $50\mu\text{m}$ 结构, 其反向恢复时间的最小值出现在 $x_m \approx 35\mu\text{m}$ 附近; n^- 区厚度为

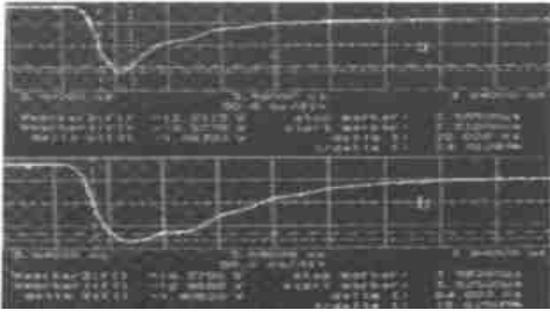


图 2 (a)He 注入局域寿命控制和(b)常规 p⁺ n⁻ n⁺ 结构反向恢复特性试验结果. x 轴为时间 50ns/div; y 轴为电流 20mA/div

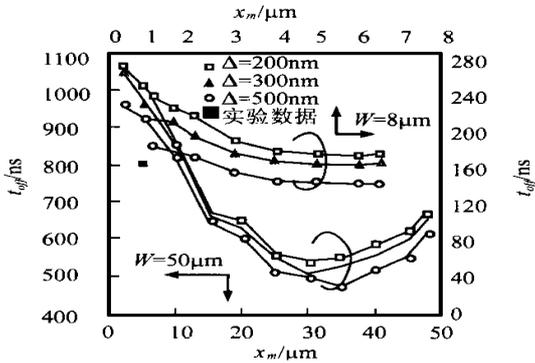


图 3 空隙层厚度 Δ 、距 p⁺ n⁻ 结位置 x_m 与反向恢复时间关系

8 μ m 结构, 其反向恢复时间在 $x_m \approx 6\mu$ m 以上时趋于饱和. 事实上, 在忽略 p_2 随 x 的变化且 Δ 很小的情况下, n⁻ 区的单位面积空穴电荷总数 Q 近似为:

$$Q \approx \int_0^{x_m} q_{p1}(x) dx + \int_{x_m+\Delta}^W q_{p3}(x) dx \quad (11)$$

利用式(5)、(6), 计算式(11)所得 Q 的值与 x_m 是二次函数关系.

$$Q = qp_2 W + \frac{J_F}{4D_n} x_m^2 + \frac{J_F}{4D_p} (W - x_m - \Delta)^2 \quad (12)$$

当局域寿命区位置 x_m 位于

$$x_m = D_n(W - \Delta) / (D_n + D_p) \quad (13)$$

时, Q 出现极小值. 由于空隙层厚度 Δ 较小可以忽略, 故当局域寿命区位置 x_m 在 $0.75W$ 处时, 此时对应的反向恢复时间最小, 正向导通压降最大. 从图 3 看出解析分析与数值模拟结果吻合好. 该结论与 Temple 等人对高能粒子辐照局域寿命控制的优化结论(局域寿命区最优位置位于 n⁻ 的中央附近)是类似的^[4], 与之不同的是本文工作分析所指出的最优位置更为精确.

局域寿命控制可明显提高器件的开关速度, 但器件的正向压降的升高并不显著. 这是由于 He 注入形成的空隙层很薄, 对电导调制效应影响较小, 这有别于常规的寿命控制. 我们所做的对比实验也证实这一点. 图 4(a) 为实验获得 He 注入局域寿命控制 p⁺ n⁻ n⁺ 结构正向特性, (b) 为相同尺寸常规结构正向特性. 由于衬底串联电阻(衬底厚度约 300 μ m)影响, 所测常规和局域寿命控制 p⁺ n⁻ n⁺ 结构的正向压降均偏高, 从图 4 中可看出约为 1.7V, 而局域寿命控制结构相对于常规

结构的正向导通压降的改变很小, 其变化被掩盖在测量误差中. 由于局域寿命控制区导致有效寿命的降低, n⁻ 的产生复合电流将增大, 所以局域寿命控制 p⁺ n⁻ n⁺ 结构的漏电流较常规结构大. 图 4 中可以看到, 在低正向偏压下局域寿命控制 p⁺ n⁻ n⁺ 结构的正向电流较常规结构稍大.

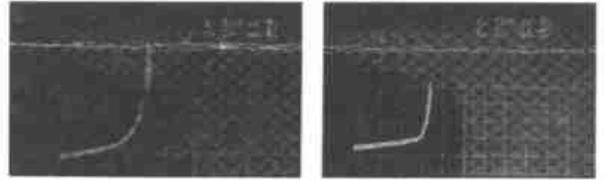


图 4 (a)He 注入局域寿命控制 p⁺ n⁻ n⁺ 结构正向特性; (b) 相同尺寸常规结构正向特性. x 轴 500mV/div, y: 20 μ A/div

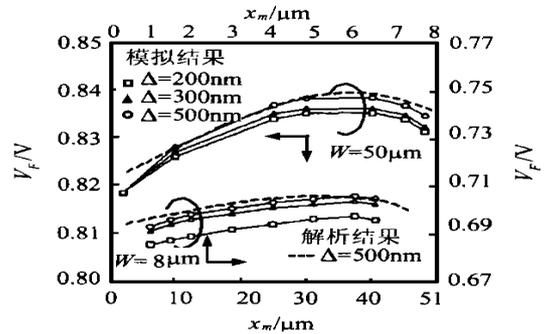


图 5 空隙层厚度 Δ 、距 p⁺ n⁻ 结位置 x_m 与正向压降的关系

图 5 给出 p⁺ n⁻ n⁺ 结构的正向压降与空隙层厚度 Δ 和位置的关系曲线. 从图 5 中看出对正向导通压降的影响不明显. n⁻ 区厚度为 50 μ m 结构, 常规结构的正向导通压降为 0.812V, 局域寿命控制结构正向导通压降为 0.819~0.840V, 仅升高 0.005~0.028V, 其最大值出现在 $x_m \approx 35\mu$ m 处; n⁻ 区厚度为 8 μ m 的常规结构正向导通压降为 0.682V, 局域寿命控制结构正向导通压降对应不同的空隙层厚度为 0.687~0.706V, 仅升高 0.005~0.024V. 正向导通压降与 x_m 的关系也会出现极值. 而随着空隙层厚度 Δ 的增加, 正向导通压降将增大. 图 5 中也给出了 n⁻ 区厚度分别为 50 μ m 和 8 μ m, Δ 为 500nm 结构解析分析结果, 与同样结构的数值分析结果较吻合. 利用(5)、(6)两式, V_i 项为

$$V_i = \frac{J_F}{\mu_n + \mu_p} \left[\left(1 + \frac{D_p - D_n}{2D_n} \right) \int_0^{x_m} \frac{1}{P_1(x)} dx + \left(1 + \frac{D_p - D_n}{2D_p} \right) \int_{x_m}^W \frac{1}{P_3(x)} dx \right] \quad (14)$$

V_i 与 x_m 的位置有关. 事实上通过对式(14)求极值, 可以获得 V_i 取极大时的 x_m 与反向恢复时间出现极小时的 x_m 近似相同. 从器件物理上讲, 当 n⁻ 区的空穴电荷总数 Q 最小时, 电导调制效应最小, 对应出现 V_i 极大和反向恢复时间极小.

4 结论

本文通过求解含局域寿命控制区的三区双极输运方程, 获得了稳态时的非平衡载流子分布, 建立了 He 生空隙局域

寿命控制电导调制器件模型. 实验和数值模拟结果表明该器件反向恢复时间减小到常规器件的 1/2, 而正向压降仅有微小增加. 通过对所建模型的计算, 获得局域寿命控制最优区位于 n^- 区的中央靠近 n^+ 的位置, 即 x_m 为 0.75W, 并通过 MEDICI 数值模拟得到了验证. 本文结果可用于 He 生空隙局域寿命控制电导调制器件关断时间和正向压降折衷设计.

参考文献:

[1] Baliga B J. Comparison of Gold, Platinum and electron irradiation for controlling lifetime in power rectifiers [J]. IEEE Trans. ED, 1977, 24 (6): 685- 688.

[2] Temple A K. Optimizing carrier lifetime profile for improved trade off between turn off time and forward drop [J]. IEEE Trans. ED, 1983, 30 (7): 782- 790.

[3] Antonio M C, et al. Localized lifetime control in insulated gate transistors by Proton implantation [J]. IEEE Trans. ED, 1992, 33(11): 1667 - 1671.

[4] Raineri V, et al. Voids in silicon power devices [J]. Solid State Electronics, 1998, 42(12): 2295- 2310.

[5] Raineri V, et al. Lifetime control in silicon devices by voids induced by He ion implantation [J]. J. Appl. Phys, 1996, 79(12): 9012- 9016.

[6] Zhaoji Li, et al. Analytical turn off current model for type of conductivity modulation power MOSFET with extracted excess carrier devices [J]. Solid State Electronics, 2000, 44(1): 1- 9.

作者简介:



方 健 男. 1969 年 10 月出生于广东省普宁. 1994 年获电子科技大学半导体器件和微电子专业硕士学位, 现为该校在职博士生, 讲师. 研究方向是新型 MOS 功率器件和智能功率集成电路.



李肇基 男. 1940 年生, 电子科技大学微电子研究所所长, 教授, 博士生导师. 主要研究方向新型功率器件和智能功率集成电路.

(上接第 1049 页)

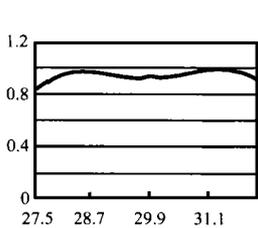


图 4 三元件天线匹配网络的频率特性

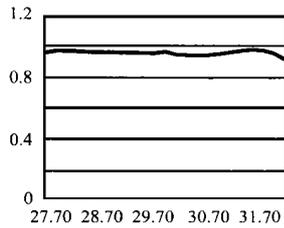


图 5 六元件阻抗匹配后的频率响应曲线

本文采用统计牛顿法进行梯形网络的优化匹配设计. 图 3 和图 4 是三元件阻抗匹配网络和它的功率传输特性. 图 5 和图 6 是六元件阻抗匹配网络和它的功率传输特性.

由于该方法对使用条件的约束很少, 且收敛性快, 所以, 特别适用于各种宽带天线匹配设计的实际工程应用.

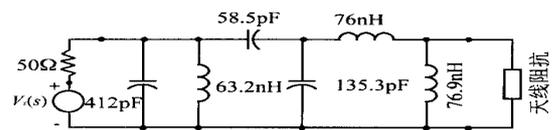


图 6 六元件天线匹配网络

参考文献:

[1] 陈铁鸿, 等. 宽带天线阻抗匹配网络设计中的实频法. 电子学报, 1997, 25(3): 19- 23.

[2] Dedieu H, et al. A new method for solving broadband matching problem. IEEE Trans on Circuits and Systems, 1994, 41(9): 561- 571.

[3] Zhu Y S, Chen W K. Computer-Aided Design of Communication Networks, Scientific Publishing, Singapore 2000.