

电荷耦合效应对高耐压沟槽栅极超势垒整流器击穿电压的影响

徐大林 王玉琦 李新化 史同飞

Effect of charge coupling on breakdown voltage of high voltage trench-gate-type super barrier rectifier

Xu Da-Lin Wang Yu-Qi Li Xin-Hua Shi Tong-Fei

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 70, 067301 (2021) DOI: 10.7498/aps.70.20201558

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.70.20201558>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

具有部分本征GaN帽层新型AlGaN/GaN高电子迁移率晶体管特性分析

Characteristic analysis of new AlGaN/GaN high electron mobility transistor with a partial GaN cap layer

物理学报. 2017, 66(16): 167301 <https://doi.org/10.7498/aps.66.167301>

具有纵向辅助耗尽衬底层的新型横向双扩散金属氧化物半导体场效应晶体管

Novel lateral double-diffused MOSFET with vertical assisted deplete-substrate layer

物理学报. 2017, 66(7): 077302 <https://doi.org/10.7498/aps.66.077302>

一种基于BSIM4的屏蔽栅沟槽MOSFET紧凑型模型

A compact model of shield-gate trench MOSFET based on BSIM4

物理学报. 2020, 69(17): 177103 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200359>

U型槽刻蚀工艺对GaN垂直沟槽型金属-氧化物-半导体场效应晶体管电学特性的影响

Effect of U-shape trench etching process on electrical properties of GaN vertical trench metal-oxide-semiconductor field-effect transistor

物理学报. 2020, 69(9): 098501 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20191850>

以石墨烯为电极的有机噻吩分子整流器的设计及电输运特性研究

Design and electronic transport properties of organic thiophene molecular rectifier with the graphene electrodes

物理学报. 2017, 66(9): 098501 <https://doi.org/10.7498/aps.66.098501>

具有p-GaN岛状埋层耐压结构的横向AlGaN/GaN高电子迁移率晶体管

High breakdown voltage lateral AlGaN/GaN high electron mobility transistor with p-GaN islands buried buffer layer for power applications

物理学报. 2017, 66(24): 247302 <https://doi.org/10.7498/aps.66.247302>

电荷耦合效应对高耐压沟槽栅极超势垒整流器击穿电压的影响*

徐大林^{1)2)†} 王玉琦¹⁾ 李新化³⁾ 史同飞¹⁾

1) (中国科学院合肥物质科学研究院固体物理研究所, 合肥 230031)

2) (中国科学技术大学, 合肥 230026)

3) (安徽建筑大学数理学院, 合肥 230022)

(2020年9月18日收到; 2020年10月22日收到修改稿)

通过沟槽结构和可调节的电子势垒, 沟槽栅极超势垒整流器可以更为有效地实现通态压降和反向漏电流之间的良好折衷. 在高压应用时, 电荷耦合效应对提高该器件的反向承压能力起到了关键作用. 本文通过理论模型与器件模拟结果, 分析了沟槽深度、栅氧厚度和台面宽度等关键参数对电荷耦合作用下二维电场分布的影响, 归纳出了提高该器件击穿电压的思路与方法, 为器件设计提供了有意义的指导. 在此基础上, 提出了阶梯栅氧结构, 该结构在维持几乎相同击穿电压的同时, 使正向导通压降降低 51.49%.

关键词: 沟槽栅极超势垒整流器, 电荷耦合效应, 击穿电压, 阶梯栅氧

PACS: 73.40.Qv, 72.20.-i, 71.55.Cn, 68.35.bg

DOI: 10.7498/aps.70.20201558

1 引言

功率整流器件综合性能的提升一直是当今电力电子技术的核心问题. 传统的功率整流器虽然得到了广泛应用, 却难以满足系统开关速度以及功率容量大幅提升后的性能需求. P-i-N 整流器利用电导调制效应来降低基区的导通电阻, 但在关断过程中需要抽取基区中大量的存储电荷, 较长的反向恢复时间限制了其在高频方面的应用. 肖特基势垒整流器作为多子输运器件, 拥有极快的开关频率, 得益于内建电势远低于 PN 结势垒, 热电子发射机制会形成较大的导通电流密度与较低的导通压降; 但是由于存在着金属-半导体界面, 镜像电荷效应会导致有效势垒高度的降低, 导致反向漏电流呈指数增长, 较低的击穿电压限制了其在高压电路中的应

用. 为了满足高频电力电子电路中对兼具高反向击穿电压、小反向漏电流、低导通压降、高开关速度的器件设计要求, 超势垒整流器 (super barrier rectifier, SBR) 应运而生^[1-17]. 该类器件利用金属-氧化物-半导体 (metal-oxide-semiconductor, MOS) 结构形成的可调节的电子势垒来实现器件的开合, 其开关速度和正向导通压降可以媲美肖特基整流器, 又因为摒除了信赖性较差的肖特基接触而提高了反向漏电流和击穿电压等方面的表现. 相比于平面栅极结构的 SBR, 沟槽栅极超势垒整流器 (trench-gate-type SBR, TSBR) 借助沟槽结构消除了 JFET 区内阻, 而且元胞节距可以制造得更小, 因此可以获得更低的导通压降. 国内外已经发表的专利与论文主要聚焦于 SBR 的特性分析与结构优化^[1-12], 专利^[13-15]提出了 TSBR 的新型结构及制造方法, 文献^[16]将肖特基势垒整合入 TSBR 中, 并分析

* 国家自然科学基金 (批准号: 51472247, 51671182) 和国家自然科学基金联合基金 (批准号: U1632123) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: xdl-9527@163.com

了基区掺杂浓度、台面宽度以及温度等因素对复合结构电学特性的影响. 但是针对 TSBR 反向阻断电压的相关研究, 特别关键结构参数对击穿电压的影响, 几乎处于空白.

本文利用器件仿真软件 Sentaurus TCAD 来构造 TSBR 的二维结构并进行器件模拟, 结合理论模型分析器件内部二维电场的分布规律, 揭示了电荷耦合作用^[17]对器件反向承压能力的重要影响, 并完成了关键参数的优化. 最后提出了阶梯栅氧 TSBR (stepped oxide TSBR, SO-TSBR) 结构, 在保证反向承压能力的前提下, 大幅度降低器件的正向导通压降.

2 TSBR 的结构与理论模型

TSBR 的元胞结构截面示意图和原理图如图 1 所示, 可视为一个金属氧化物半导体场效应管 (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, MOSFET) 与一个 PN 二极管的并联结构, MOSFET 的栅极/源级/衬底短接并作为阳极, 漏极作为阴极. MOS 结构使硅表面的能带发生弯曲, P 型基区表面的反型层构成导电沟道, 同时 N-漂移区表面形成了积累区, 两个区域之间的能带差构成了正向导通势垒. 当 TSBR 在较低的正向偏压条件下导通时, 由于正向导通势垒远低于基区与漂移区形成的 P+N 结势垒, 几乎所有的电流都经沟道由电子进行传输, 同时可以忽略注入漂移区的少数载流子, 提高了器件的开关速度. 器件反向偏置时主要依靠低掺杂的漂移区来承担电压, 导电沟道与 N+区域之间的势垒也影响着反向漏电流的大小. 无论是正向还是反向的势垒高度, 都可以利

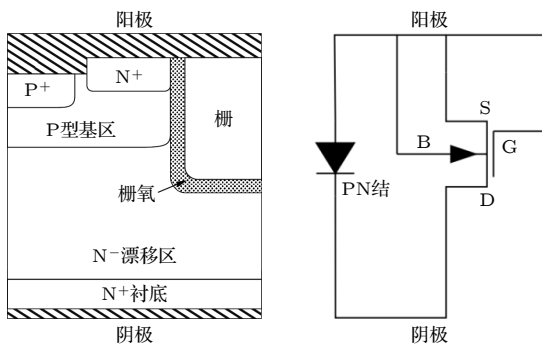


图 1 TSBR 结构及原理图 (G, 栅极; S, 源极; D, 漏极)

Fig. 1. Structure and schematic diagram of TSBR (G, gate electrode; S, source electrode; D, drain electrode).

用栅氧厚度和基区掺杂浓度来调整^[16]. 得益于这种特性, 超级势垒器件因此得名, 器件优化时也会更有效地实现通态压降和反向漏电流之间的良好折衷.

当 TSBR 反向偏置时, 不仅 P+N 结势垒会使漂移区中的耗尽层沿纵向扩展, MOS 结构也会促使耗尽层沿栅氧外壁的法线向外延伸, 两者作用下产生的二维电荷耦合改变了电场的分布. 这种电荷耦合效应^[17]可以用电荷平衡耐压原理^[18]来解释: 漂移区内电离施主正电荷产生的电力线大部分终止于 MOS 结构的栅极金属, 只有很少一部分终止于基区的电离受主负电荷, 这将有效减小 P+N 界面的纵向电场强度, 使耦合影响区内的导电电阻随着击穿电压准线性增大, 而不像一维结构以更快的二次方增长. 图 2 中用虚线标示出了电荷耦合区的范围, 并将基区与漂移区形成的 P+N 结界面设定为 x 轴, 台面的中轴线定义为 y 轴. 沟槽栅氧厚度 τ_{ox} 、台面宽度 W_{ms} 、栅极深度 L 和沟槽深度 D_t 也在图中标示, 其中 $L = D_t - \tau_{ox}$. 本文中将 L 和 D_t 定义为栅极及沟槽栅氧伸出基区的长度.

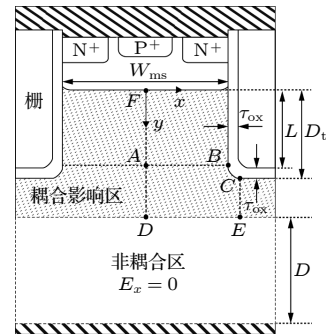


图 2 耗尽区和关键点示意图

Fig. 2. Schematic diagram of the depletion and key points.

电荷耦合区的二维电场强度由横向电场 E_x 与纵向电场 E_y 共同决定. 当横向电场 E_x 变为零时, 电荷耦合效应消失, 电场重新变为了一维分布. 在非耦合区, 电场的一维分布使相同纵坐标的电场及电势重合, 电场沿 y 方向呈线性分布, 衰减斜率为 qN_D/ϵ_s , 其中 ϵ_s 为硅的介电常数, q 为电子电荷的绝对值, N_D 是漂移区掺杂浓度. 非耦合区的承压由非耦合区最大场强和非耦合区厚度 D 决定. 图 2 中的 D 点与 E 点位于耦合影响区和非耦合区的分界线上, 横向电场 $E_{Dx} = E_{Ex} = 0$ 且纵向电场 $E_{Dy} = E_{Ey}$, 因此可以用 D 点的总场强 $|E_D|$ 表示非耦合区的最大场强.

考虑到沟槽栅氧的尖锐边角处会有电场增强而导致雪崩击穿, 可通过使槽型结构更加圆滑来解决该问题^[19]. 对沟槽栅氧进行圆角化处理后, 发生雪崩击穿的位置转移到了圆角与栅氧侧壁或底面的交界点, 在图 2 标记为 B 点与 C 点. A 点、 D 点与 F 点位于台面的中轴线上, 其中 F 点位于 P^+N 结界面; E 点与 C 点的横坐标相同. 由于 D 点与 E 点的电势相同, 因此 F 点到 D 点之间耦合影响区承受的反向偏压, 与底部氧化层和 C 点到 E 点之间耦合影响区共同承受的反向偏压^[20] 相同.

要判断发生雪崩击穿的具体位置, 需要对 B 点与 C 点的场强进行估算. 将 P^+N 结界面电势设定为 0, 通过求解均匀掺杂漂移区内的 Poisson 方程, 可以得到耦合影响区内横向电场和纵向电场的表达式^[21]:

$$E_x(x, y) = \frac{x}{\lambda^2} u(y), \quad (1)$$

$$E_y(x, y) = -\left(1 - \frac{x}{2\lambda^2}\right) u'(y), \quad (2)$$

式中, $u(y)$ 为台面中心的电势,

$$u(y) = \psi(0, y) = \frac{q\lambda^2}{\varepsilon_s} \times \left[N_D \left(1 - \frac{\sinh \frac{L-y}{\lambda}}{\sinh \frac{L}{\lambda}} \right) + \left(\frac{V_{cc}\varepsilon_s}{q\lambda^2} - N_D \right) \frac{\sinh \frac{y}{\lambda}}{\sinh \frac{L}{\lambda}} \right],$$

其中台面中心承压 V_{cc} 是 A 点 $(0, L)$ 处的电势; λ 为横向衰变长度,

$$\lambda = \sqrt{\frac{W_{ms}}{2} \left(\frac{W_{ms}}{4} + \frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_{ox}} \tau_{ox} \right)},$$

其中 ε_{ox} 为氧化层介电常数.

通过 (1) 式可知, 栅极深度 L 不会影响横向电场 E_x 的分布. 由于器件的对称结构, 台面中心的横向电场 E_x 将始终保持为零. 由 (2) 式推导出 A 点的纵向电场:

$$E_{Ay} = \frac{q\lambda}{\varepsilon_s} \left[\frac{N_D - S}{\tanh(L/\lambda)} - \frac{N_D}{\sinh(L/\lambda)} \right] < 0,$$

其中, 耦合系数 $S = \varepsilon_s V_{cc}/(q\lambda^2)$, 可以用来衡量一定承压条件下的电荷耦合强度, 如果保持中心承压 V_{cc} 不变, 横向衰变长度 λ 越短, 耦合系数 S 越大, A 点的纵向场强 $|E_{Ay}|$ 越大. 栅氧厚度 τ_{ox} 很大程度上决定了中心承压 V_{cc} 的大小. 由于在相同纵坐标的位置, C 点到 E 点间的纵向场强要高于台

面中心的纵向场强, 所以该区域的电势将低于相同纵坐标的台面中心位置的电势. 因此在沟槽圆角化半径较小时, 可以假设 C 点的电势也为 V_{cc} , V_{cc} 将全部由底部栅氧承担, 则 C 点的纵向场强为

$$|E_{Cy}| = \frac{V_{cc}\varepsilon_{ox}}{\tau_{ox}\varepsilon_s}. \quad (3)$$

对于阻断电压超过 200 V 的高耐压 TSBTR, 由于边缘效应会使击穿电压只能达到平行平面结击穿电压值的 80% 左右, 因此漂移区掺杂浓度 $N_D \leq 1.2 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. 同时考虑到实际工艺中沟槽栅氧厚度 $\tau_{ox} \leq 300 \text{ nm}$, 因此 V_{cc} 不会超过 28 V. 为了形成耦合影响区, 横向衰变长度 λ 必须足够小, 来保证相邻沟槽的耗尽层重叠, 这将导致耦合系数 $S \gg N_D$, A 点的纵向场强可以简化为

$$|E_{Ay}| = \frac{q\lambda}{\varepsilon_s} \frac{S}{\tanh(L/\lambda)}. \quad (4)$$

由 (4) 式可知, $|E_{Ay}|$ 将随着栅极深度 L 的升高而降低. 当栅氧厚度 τ_{ox} 增大时, 中心承压 V_{cc} 以及 B 点的场强也会随之增大. 为了便于比较与说明, 将沟槽圆角化半径设定为 τ_{ox} , B 点坐标即为 $(W_{ms}/2, L)$, 由 (1) 式与 (2) 式可以推导出 B 点的横向和纵向电场表达式:

$$E_{Bx} = \frac{W_{ms}}{2\lambda^2} V_{cc}, \quad (5)$$

$$E_{By} = \frac{q\tau_{ox}W_{ms}}{2\lambda\varepsilon_{ox}} E_{Ay}. \quad (6)$$

可以看到, 通过增大栅氧厚度 τ_{ox} 来增大中心承压 V_{cc} , 或者通过减小 W_{ms} 的方式, 都可以增大耦合系数 S , 使 B 点的横向场强、纵向场强以及总场强 $|E_B|$ 增大. 当 $|E_B| > |E_C|$ 时, 雪崩击穿将会出现在栅氧侧壁 SiO_2/Si 界面处的 B 点.

3 关键参数的优化

当漂移区的掺杂浓度及厚度固定时, 通过第 2 节理论模型的分析可以确定栅氧厚度 τ_{ox} 、台面宽度 W_{ms} 和沟槽深度 D_t 是影响器件承压能力的关键参数. 将结合器件仿真来对这些关键参数做进一步的讨论. 为了便于比较非耦合区的电场分布, 模拟时将底部栅氧与漂移区的 SiO_2/Si 界面设定为 x 轴, 这与第 2 节理论模型中使用的坐标系不同. 器件模拟中维持不变的参数包括: 采用 N 型重掺杂多晶硅作为栅极材料, 掺杂浓度为

$5 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$; 沟槽栅极宽度为 $1.1 \text{ }\mu\text{m}$, P^+ 与 N^+ 掺杂浓度均为 $1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, 漂移区厚度与掺杂浓度分别为 $16 \text{ }\mu\text{m}$ 与 $9 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, 基区厚度与掺杂浓度分别为 $0.8 \text{ }\mu\text{m}$ 与 $5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, 沟槽栅氧圆角化半径为 $0.5 \text{ }\mu\text{m}$.

图 3 为栅氧厚度 τ_{ox} 从 25 nm 增长到 250 nm 时, 沟槽深度 D_t 对击穿电压的影响, 模拟时保持台面宽度 W_{ms} 为 $2 \text{ }\mu\text{m}$. 当 $\tau_{\text{ox}} = 200 \text{ nm}$, $D_t = 1.36 \text{ }\mu\text{m}$ 时, 击穿电压到达最高值 272.3 V . 下面针对三种栅氧厚度, 讨论沟槽深度 D_t 对击穿电压的影响.

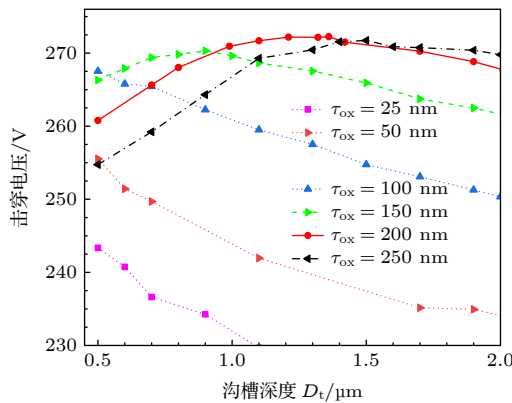


图 3 不同 τ_{ox} 条件下击穿电压随 D_t 的变化趋势
Fig. 3. The D_t dependence of the breakdown voltage with various τ_{ox} .

1) 当栅氧较薄时, 击穿电压随 D_t 的增大而单调下降. 图 4 所示是 $\tau_{\text{ox}} = 50 \text{ nm}$ 条件下发生雪崩击穿时, D_t 对台面中心电场分布的影响. 由 (3) 式可知, 较薄的底部栅氧厚度决定了台面中心承压 V_{cc} 较低, 雪崩击穿出现在底部栅氧的 C 点. 较低的 V_{cc} 导致了耦合系数 S 的不足, 并通过 (4) 式影响着 A 点的纵向场强 $|E_{Ay}|$. 当 D_t 增大时, 不仅会降低 $|E_{Ay}|$, A 点与 D 点之间耦合影响区的纵向场强和电势都会随之整体降低, 非耦合区最大场强 $|E_D|$ 的降低也减小了非耦合区的承压, 最终造成了击穿电压的下降.

2) 当栅氧厚度增大到可以保证耦合影响区的承压能力时, 存在着最优沟槽深度使器件获得最大阻断电压. 图 5(a) 所示是 $\tau_{\text{ox}} = 200 \text{ nm}$ 条件下发生雪崩击穿时 D_t 对台面中心电场分布的影响, 图 5(b) 中 B 点总场强 $|E_B|$ 总是大于 C 点总场强 $|E_C|$ 的现象则表明, 无论如何调节 D_t , 雪崩击穿只会出现在侧壁栅氧界面处的 B 点. 进一步对比

图 3 与图 5(b) 可以发现, 非耦合区最大场强 $|E_D|$ 的变化趋势与击穿电压保持一致, $|E_D|$ 的最大值也出现在 $D_t = 1.36 \text{ }\mu\text{m}$ 的最优沟槽深度条件下. 由 (6) 式可知, 纵向场强 $|E_{By}|$ 随着沟槽深度 D_t 的增大而降低, 与 $|E_{Ay}|$ 保持相同的变化趋势. 在 B 点总

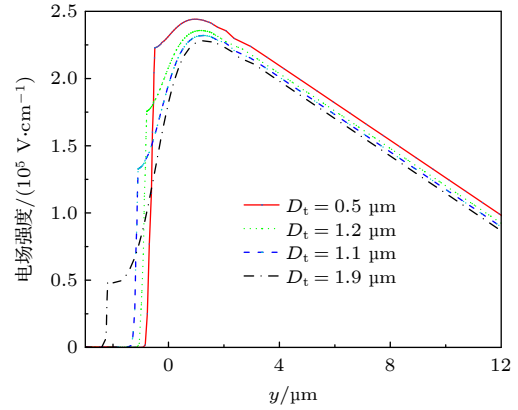


图 4 薄栅氧条件下 D_t 对台面中心电场分布的影响

Fig. 4. Effect of D_t on the electric field distribution at the medial axis of the mesa with the thinner oxide.

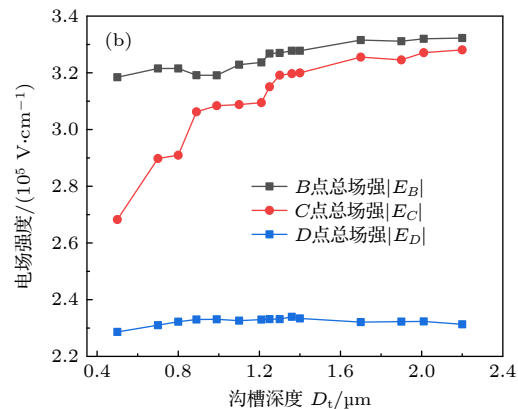
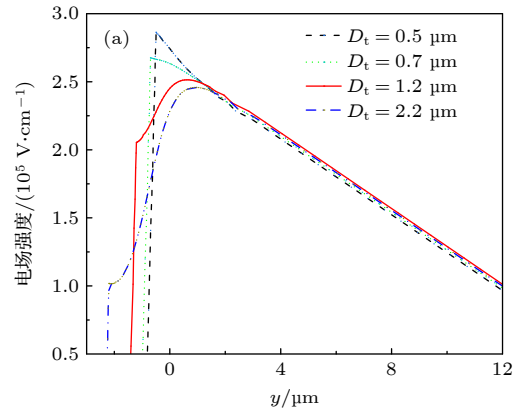


图 5 $\tau_{\text{ox}} = 200 \text{ nm}$ 时 D_t 对台面中心电场分布 (a) 以及关键点场强 (b) 的影响

Fig. 5. Effects of D_t on the electric field distribution at the medial axis of the mesa (a) and the magnitude of the total electric field at key points (b) when $\tau_{\text{ox}} = 200 \text{ nm}$.

中心承压 V_{cc} 的下降又导致 $|E_{Fy}|$ 进一步地降低. 虽然变小的横向衰变长度, 在一定程度上减缓 A 点纵向场强 $|E_{Ay}|$ 的下降幅度, 但依然无法阻止台面中心承压 V_{cc} 的下降趋势, 导致 C 点纵向场强 $|E_{Cy}|$ 以及器件的整体承压随 T_{so} 的降低而小幅下降. 与 T_{so} 降低的效果类似, 阶梯深度 D_{so} 的增大也会降低 F 点的纵向场强和器件的阻断电压, 出于工艺裕量的考虑, 无法使 D_{so} 为零, 因此在模拟中将 D_{so} 设定为 $0.3 \mu\text{m}$. 图 8 分别给出了 T_{so} 从 25 nm 增长到 200 nm 时, 击穿电压随 D_t 的变化趋势, 其中 $T_{so} = 200 \text{ nm}$ 作为常规结构进行对比. 可以看到, 无论如何变化 T_{so} , 最优沟槽深度依然为 $1.36 \mu\text{m}$, 这是由相同厚度的底部栅氧所决定的. 不同 T_{so} 条件的击穿电压峰值差距不超过 1 V , 证明阶梯栅氧结构达到了提高击穿电压的预期效果. 对比图 3 与图 8 可以发现, 当 $T_{so} = 25 \text{ nm}$ 时击穿电压峰值为 271.5 V , 与常规结构 (243.5 V) 相比增长了 11.55% .

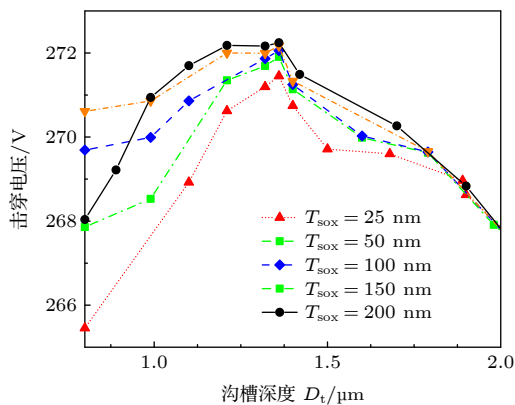


图 8 不同 T_{so} 条件下 SO-TSBR 击穿电压随 D_t 的变化
Fig. 8. The D_t dependence of the breakdown voltage with various T_{so} .

通过减小 T_{so} 可以增大基区反型层能带的弯曲幅度, 从而降低了势垒的高度, 在降低正向导通压降的同时, 也会带来反向漏电流的增大, 因此需要考虑工作周期占空比等因素进行折衷选择. 图 9 给出了不同 T_{so} 条件下器件的正向导通特性, 当 $T_{so} \geq 60 \text{ nm}$ 时, 正向导通电压不会有明显的降低, 说明正向导通势垒高度趋于稳定. 当通态电流密度为 2.5 A/cm^2 时, $T_{so} = 25 \text{ nm}$ 条件下的导通压降为 0.303 V , 与常规结构 (0.585 V) 相比降低了 51.49% . 观察图 10 所示的漏电流, 虽然 $T_{so} = 25 \text{ nm}$ 条件下的漏电流远大于常规结构的数值, 但

由于漏电流小于正向导通电流约 5 个量级, 其较大的漏电流仍然是可以接受的. 根据实际的应用需求, 也可以选择 $T_{so} = 40 \text{ nm}$ 作为最佳器件参数, 在漏电流略有增大的情况下, 正向导通压降降低了 25.77% .

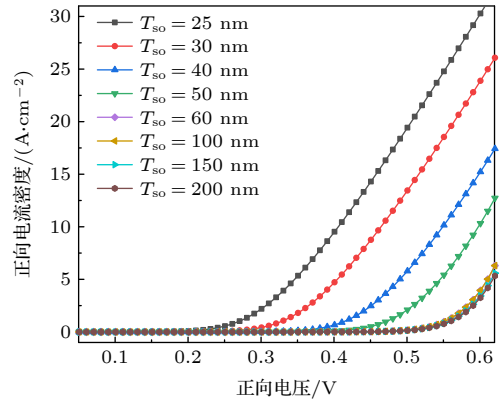


图 9 T_{so} 对正向导通特性的影响
Fig. 9. Effect of T_{so} on forward characteristics.

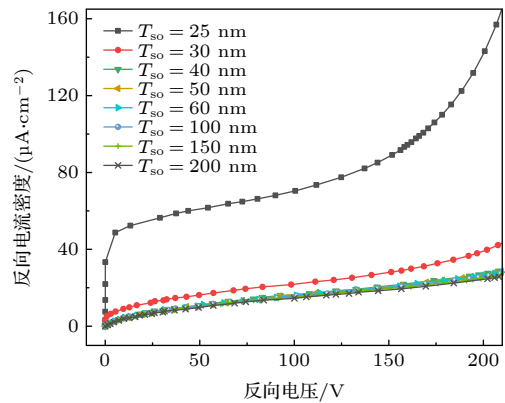


图 10 T_{so} 对反向漏电流的影响
Fig. 10. Effect of T_{so} on the reverse leakage currents.

5 结 论

本文利用数值理论模型与器件仿真软件 Sentaurus TCAD, 系统地分析了栅氧厚度、台面宽度和沟槽深度对 TSBR 电荷耦合区电场分布的影响, 进而完成了对影响击穿电压关键参数的优化. 最后提出了阶梯栅氧结构 (SO-TSBR), 在保证反向承压能力的同时, 正向导通压降可以降低 51.49% .

参考文献

- [1] Rodov V, Ankoudinov A L, Ghosh P 2007 *Solid-State Electron.* **51** 714

- [2] Rodov V, Ankoudinov A L, Taufik T 2007 *APEC 07-Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition* Anaheim, USA, February 25–March 1, 2007 p1053
- [3] Rodov V, Ankoudinov A L, Taufik 2008 *IEEE Trans. Ind. Appl.* **44** 234
- [4] Taufik T 2007 37th *Annual Frontiers In Education Conference-Global Engineering: Knowledge Without Borders, Opportunities Without Passports* Milwaukee, USA, October 10–13, 2007 pT2C-1
- [5] Taufik T, McCarthy M, Watkins S, Anwari M 2009 *IEEE Region 10 International Conference TENCON* Singapore, January 23–26, 2009 p1
- [6] Chen W S, Zhang P J, Zhong Y, Tan K Z, Liao R J, Zeng Z 2017 *IEEE Electron Device Lett.* **38** 244
- [7] Chen W S, Liao R J, Zeng Z, Zhang P J, Zhong Y, Tan K Z, Chen H, Zhang Bo 2017 *IEEE Electron Device Lett.* **38** 902
- [8] Rodov V, Hsueh W Y W, Chang P, Lin C, Chern M 2001 *US Patent* 6 331 455
- [9] Chang P, Rodov V, Chern G C, Lin C, Chiang C L 2002 *US Patent* 6 420 225
- [10] Chang P, Chern G C, Hsueh W Y W, Rodov V, Lin C 2004 *US Patent* 6 765 264
- [11] Lizio F 2015 *US Patent* 9 018 048
- [12] Ankoudinov A, Rodov V 2015 *US Patent* 9 012 954
- [13] Shen J 2013 *CN Patent* 103 400 840
- [14] Shen J 2014 *CN Patent* 103 887 308
- [15] Chen Q, Hu W, Huang Y L 2016 *CN Patent* 106 098 686
- [16] Chen W S, Liao R J, Zhang P J, Zeng Z, Zhang B 2018 *IEEE Trans. Electron Devices* **65** 215
- [17] Mehrotra M, Baliga B J 1995 *Solid-State Electron.* **38** 801
- [18] Chen X B 2008 *Power Electron.* **42** 2 (in Chinese) [陈星弼 2008 电力电子技术 **42** 2]
- [19] Baliga B J 2018 *Fundamentals of Power Semiconductor Devices* (Switzerland: Springer International Publishing AG) p290
- [20] Baliga B J 2009 *Advanced Power Rectifier Concepts* (New York: Springer Science Business Media) p119
- [21] Merchant S 1999 *IEEE Trans. Electron. Devices* **46** 6
- [22] Park C, Azam M, Dengel G, Shibib A, Terrill K 2019 31st *International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)* Shanghai, China, May 19–23, 2019 p95

Effect of charge coupling on breakdown voltage of high voltage trench-gate-type super barrier rectifier*

Xu Da-Lin^{1)2)†} Wang Yu-Qi¹⁾ Li Xin-Hua³⁾ Shi Tong-Fei¹⁾

1) (*Institute of Solid State Physics, Hefei Institutes of Physical Science, Chinese Academy of Sciences, Hefei 230031, China*)

2) (*University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China*)

3) (*School of Mathematics and Physics, Anhui Jianzhu University, Hefei 230022, China*)

(Received 18 September 2020; revised manuscript received 22 October 2020)

Abstract

With the rapidly increasing demands pertaining to high voltage applications in modern power electronic systems, power devices have become widely used in today's power applications. As a major carrier device without unreliable metal-semiconductor Schottky contact, super barrier rectifier (SBR) has been one of promising substitutions for traditional diodes since it was first introduced, owing to its excellent performance and reliability. The main principle behind SBR approach is to create an adjustable potential barrier in the MOS channel. The height of this barrier can be easily adjusted by the doping concentration in the channel and by the oxide thickness. Trench-gate-type SBR (TSBR) with a trench gate is so designed that the junction-type field-effect transistor effect of planar gate structure enables TSBR to be eliminated to have ultralow forward voltages and a good tradeoff between the forward voltages and reverse leakage currents. However, the charge coupling effect under reverse bias, which is usually neglected and not intensively studied, plays an important role in determining the breakdown voltage of TSBR for high voltage applications (above 200 V). In this paper, the two-dimensional electric field distribution influenced by the charge coupling effect is explained and verified by the analytical model and device simulations with TCAD software Sentaurus. Adjusting the key parameters including the trench depth, oxide thickness and mesa width can improve the tradeoff between the forward voltage drops and breakdown voltages. The optimization of key parameters can provide the significant guidance for designing the device structure. Furthermore, some considerations for designing the TSBRs are discussed in this paper. In addition, a novel TSBR with the stepped oxide structure (SO-TSBR) is proposed and demonstrated. Similar to, yet different from, the stepped oxide structure for dual trench MOSFET, the stepped oxide design equipped with this new rectifier possesses the ability to enhance the forward conduction. As indicated by the simulation results, the SO-TSBR reduces the forward voltage drop by 51.49% at a forward current density of 2.5 A/cm² compared with the normal structure of TSBR, with almost the same breakdown voltage of 270 V. The optimized TSBRs and SO-TSBRs are very promising rectifiers that can be used in high power electronic systems, because their breakdown voltages are both greater than 250 V.

Keywords: trench-gate-type super barrier rectifier, charge coupling, breakdown voltage, stepped oxide

PACS: 73.40.Qv, 72.20.-i, 71.55.Cn, 68.35.bg

DOI: 10.7498/aps.70.20201558

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51472247, 51671182) and the Joint Funds of the National Natural Science Foundation of China (Grant No. U1632123).

† Corresponding author. E-mail: xdl-9527@163.com