

用于提高微波无线能量传输系统接收端 能量转换效率的肖特基二极管*

李好晨^{1)†} 陈航宇²⁾ 宋建军²⁾

1) (西安科技大学电气与控制工程学院, 西安 710054)

2) (西安电子科技大学微电子学院, 西安 710071)

(2019年9月18日收到; 2020年3月9日收到修改稿)

转换效率是微波无线能量传输系统的关键参数, 为提高该参数指标, 本文提出了一种 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管, 该器件结构可以显著降低肖特基二极管的零偏置电容, 利于能量转换效率的提高. 通过在 ADS 仿真软件中使用该器件 SPICE 模型进行整流电路仿真, 在输入能量为 24.5 dBm 时, 获得了 75.4% 的转换效率.

关键词: 无线能量传输, 绝缘层上锗, 肖特基二极管, 转化效率**PACS:** 84.40.Dc, 84.60.Bk, 85.30.Tv**DOI:** 10.7498/aps.69.20191415

1 引言

微波无线能量传输系统 (microwave wireless power transfer, MWPT) 是一种可以突破传输线限制的在空间中自由输送电能的系统装置, 可以将空间中广泛存在的自由电磁波转换为直流能量以便对后续负载进行供电^[1-6]. 其简单方便、灵活性强、传输距离远、减少输电线的架设, 对于负载来说无需频繁更换电池, 有助于处理复杂场景的设备供电问题, 具有非常大的应用前景.

微波无线能量传输系统由发射端与接收端两个部分组成, 其示意图如图 1 所示. 能量转换效率是评价微波无线能量传输系统的关键技术指标, 研究人员致力于从不同角度提高系统的转换效率, 以获得更高的能量转换能力^[7-10]. 主要方法有两种: 第一种是通过构造多频带或宽带的天线收集更多的输入功率使得更多的能量进入整流电路来增大其转换的能量, 但是该方法并未明确提高能量转换

效率, 只是增大了负载所能获得的能量; 另一种是优化设计阻抗匹配电路, 输入滤波器以便优化信号、抑制谐波、减小反射, 使得天线接收的能量尽可能的进入整流电路进行整流, 减少接收端的消耗, 这种方法可以提升能量转换效率^[11]. 对于整流电路也有部分研究, 主要在于整流器拓扑结构的设计^[12]. 但目前尚未发现有研究学者从能量转换的关键器件——整流二极管角度上来提高能量转换效率. 整流二极管一般为肖特基二极管, 其为整流电路的核心器件, 决定着能量转换效率的大小, 一旦确定, 整个系统的能量转换效率上限也将确定^[13-17].

本文将从关键整流器件肖特基二极管入手, 研究与能量转换效率关系密切的零偏置电容参数, 设计用于微波无线能量传输的具有高能量转换效率的肖特基二极管并完成整流电路仿真, 其研究结论以及相关分析方法可为微波无线能量传输系统的能量转换效率提高提供重要的技术支持.

* 陕西省教育厅科学研究计划 (批准号: 18JK0526) 和高等学校学科创新引智计划 (批准号: B12026) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: yuchenlee2019@163.com

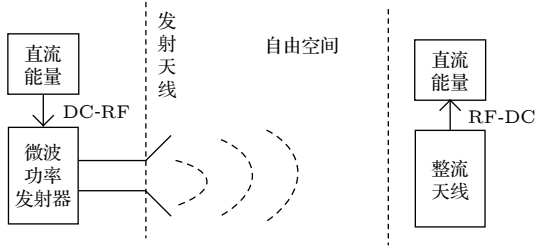


图 1 微波无线能量传输系统示意图

Fig. 1. Schematic diagram of microwave wireless energy transmission system.

2 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管原理与分析

为了设计优化具有高能量转换效率肖特基二极管, 提出一种 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管, 如图 2 所示, 使用半导体锗材料作为肖特基二极管的衬底与外延材料, 结合 GeOI 技术, 设计折叠空间电荷区的肖特基二极管, 将传统肖特基二极管的单个结电容分为纵向电容与横向电容两个部分, 这两部分电容串联起来以降低总电容的容值.

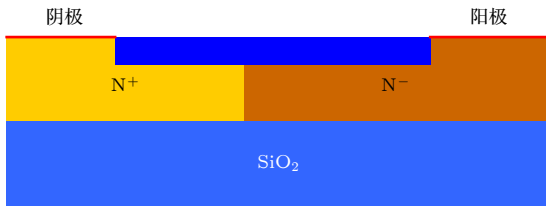


图 2 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管结构示意图

Fig. 2. Schematic diagram of GeOI Schottky barrier diode structure with folded space charge region.

GeOI 技术使得肖特基二极管在阳极施加反向电压时, 空间电荷区先纵向耗尽, 当施加的反偏电压足够大时, 纵向完全耗尽之后, 由于半导体材料下面是绝缘层, 因此只能横向耗尽. 即阳极施加反偏电压时, 空间电荷区会经历两个过程, 小电压下先纵向耗尽, 当电压继续增大时, 纵向完全耗尽, 此时纵向耗尽区域宽度不变, 空间电荷区将向横向耗尽. 这类先纵向耗尽, 然后横向耗尽的肖特基二极管称为部分耗尽 GeOI SBD. 当肖特基二极管不加偏压时, 金属与半导体接触后形成的空间电荷区宽度已经达到器件结构中半导体材料的纵向厚度时, 即不加偏压时已经纵向耗尽, 施加偏压后只在横向耗尽, 这类肖特基二极管被称为全耗尽 GeOI SBD. 与传统肖特基二极管结构不同^[18], 本文设计的肖特基二极管在空间电荷区不像传统肖特基二

极管只有纵向的空间电荷区, 而是由纵向空间电荷区与横向空间电荷区两个部分组合而成, 类似将原本纵向的空间电荷区折叠成为两个部分, 因此称其为折叠空间电荷区的肖特基二极管. 由于空间电荷区被分为纵向空间电荷区与横向空间电荷区, 所以其电容也被分为两个部分, 分别为纵向电容与横向电容, 在器件的模型中, 这两部分电容属于串联关系, 由于电容串联的特性, 总电容大小将会减小.

2.1 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管电容模型分析

为了详细讨论折叠空间电荷区肖特基二极管的内部电容, 分别需要从器件几何结构参数以及材料物理参数两个方面进行研究. 肖特基二极管最大击穿电压 BV_{\max} 为

$$BV_{\max} = \frac{\epsilon_s E_c^2}{2qN_d}. \quad (1)$$

对于部分耗尽的 GeOI 折叠空间电荷区 SBD, 其空间电荷区分为两个部分, 横向空间电荷区与纵向空间电荷区, 当反向电压 V_R 较小时, 空间电荷区只纵向展宽, 当反向电压达到一定值时, 由于 SiO_2 的存在, 纵向空间电荷区完全耗尽^[19]; 此时所施加的反偏电压定义为穿通电压 V_{PT} , 由于纵向空间电荷区达到最大, 由纵向空间电荷区产生的纵向结电容 C_t 亦达到最大值 $C_{t-\max}$. 随着反向电压 V_R 的再增加, SBD 的空间电荷区开始横向扩展, 由横向空间电荷区产生的横向结电容被定义为 C_l . 因此有关 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管所建立的空间电荷区的电容模型为横向与纵向空间电荷区所产生的横向电容与纵向电容两部分组成的串联电容: 即 $C_j = C_t // C_l$.

在小电压下, 空间电荷区的宽度为

$$W_D = x_n = \left[\frac{2\epsilon_s (V_{bi} + V_R)}{qN_d} \right]^{1/2}. \quad (2)$$

因此对于小电压下, GeOI 折叠空间电荷区的肖特基二极管来说, 其空间电荷区的宽度 y 为

$$y = \begin{cases} \sqrt{\frac{2\epsilon_s (V_{bi} + V_R)}{qN_d}}, & V_R \leq V_{PT}, \\ T_{\text{epi}}, & V_R \geq V_{PT}. \end{cases} \quad (3)$$

式中, ϵ_s 指 Ge 材料的介电常数, V_{bi} 为肖特基二极管金属-半导体接触的内建电势差, V_R 为肖特基二极管上所施加的反向电压, q 为电子电荷量, N_d 为

肖特基二极管的外延层掺杂浓度, V_{PT} 为肖特基二极管纵向穿通电压, T_{epi} 指 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管的外延层掺杂厚度.

基于 (3) 式, 可以得到 GeOI 肖特基二极管的纵向电容模型为

$$C_t = \begin{cases} \frac{C_0}{\sqrt{\frac{V_R}{V_{bi}} + 1}}, & V_R \leq V_{PT}, \\ \frac{\varepsilon_s}{T_{epi}}, & V_{PT} \leq V_R. \end{cases} \quad (4)$$

$C_0 = [qN_d\varepsilon_s/(2V_{bi})]^{1/2}$ 为理想情况下肖特基二极管的纵向结电容.

由于器件最底部绝缘层的存在, 导致外部持续增大反偏电压时, 纵向的空间电荷区完全耗尽, 此时空间电荷区将向横向耗尽. 其工作原理与纵向相同, 基于空间电荷区宽度的计算公式, 横向空间电荷区的宽度 x 为

$$x = \begin{cases} 0, & V_R \leq V_{PT}, \\ \sqrt{\frac{2\varepsilon_s(V_R - V_{PT})}{qN_d}}, & V_R \geq V_{PT}. \end{cases} \quad (5)$$

根据平板电容公式:

$$C = \frac{\varepsilon_s}{t}, \quad (6)$$

可以得到横向空间电荷区的电容模型为

$$C_l = \begin{cases} 0, & V_R \leq V_{PT}, \\ \frac{C_0}{\sqrt{\frac{V_R}{V_{bi}} - \frac{V_{PT}}{V_{bi}}}}, & V_{PT} \leq V_R. \end{cases} \quad (7)$$

基于纵向空间电荷区电容模型与横向空间电荷区电容模型, 可以得到 GeOI 折叠空间电荷区 SBD 的结电容模型如 (8) 式所示, 其为横向空间电荷区与纵向空间电荷区电容的串联形式, 在电容大小上大大减小 SBD 的结电容.

$$\frac{1}{C_J} = \frac{1}{C_l} + \frac{1}{C_t}. \quad (8)$$

将 (4) 与 (7) 式带入 (8) 式, 可以得到, 部分耗尽的 GeOI 折叠空间电荷区 SBD 结电容为

$$C_J = \begin{cases} \frac{C_0}{\sqrt{\frac{V_R}{V_{bi}} + 1}}, & V_R \leq V_{PT}, \\ \frac{1}{\frac{T_{epi}}{\varepsilon_s} + \frac{\sqrt{(V_R/V_{bi}) - (V_{PT}/V_{bi})}}{C_0}}, & V_{PT} \leq V_R. \end{cases} \quad (9)$$

针对于全耗尽的 GeOI 折叠空间电荷区 SBD, 其纵向空间电荷区宽度 y 与横向空间电荷区宽度 x 分别为

$$y = T_{epi}, \quad V_R \geq 0, \\ x = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s(V_R - V_{PT})}{qN_d}}, \quad V_R \geq 0. \quad (10)$$

由于全耗尽的 GeOI 折叠空间电荷区 SBD 在不施加电压时, 纵向已经完全耗尽, 即已经存在横向的空间电荷区. 因此, 全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区 SBD 的纵向电容为

$$C_t = \varepsilon_s/T_{epi}. \quad (11)$$

从而得到全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区 SBD 的总结电容为

$$C_J = \frac{1}{\frac{T_{epi}}{\varepsilon_s} + \frac{\sqrt{(V_R/V_{bi}) - (V_{PT}/V_{bi})}}{C_0}}. \quad (12)$$

2.2 肖特基势垒二极管 SPICE 模型参数使用

拟使用 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管的 SPICE 模型进行对比仿真分析, 以对器件性能进行验证. 为证明在 ADS 仿真软件中使用 SPICE 模型代替实际二极管进行验证方法的正确性^[20], 首先从二极管在整流电路中的仿真入手, 目前广泛用于微波无线能量传输系统的二极管为安捷伦公司所生产的 HSMS-282 X 系列肖特基二极管. 选用 HSMS-2820, 对其采用 ADS 仿真软件中的谐波平衡仿真, 仿真原理图如图 3 所示, 滤波电容设置为 100 pF, 负载电阻为 1000 Ω . 能量转换效率结果如图 4 所示, 可以观察到能量转换效率最高值出现在输入功率 27.7 dBm 处, 效率约为 68.5%.

表 1 为 HSMS-2820 肖特基二极管的 SPICE 模型参数表, 图 5 为采用 SPICE 模型的肖特基二极管的整流电路仿真图, 图 6 为其整流效率曲线图, 能量转换效率最大值出现在 23.1 dBm 处, 为

表 1 HSMS-2820 肖特基二极管 SPICE 参数表
Table 1. The SPICE parameters of HSMS-2820.

参数	单位	HSMS2820	参数	单位	HSMS2820
B_v	V	15	C_{j0}	pF	0.7
E_G	eV	0.69	I_{BV}	A	1×10^{-4}
I_S	A	2.2×10^{-8}	N		1.08
R_S	Ω	6.0	P_B	V	0.65
P_T		2	M		0.5

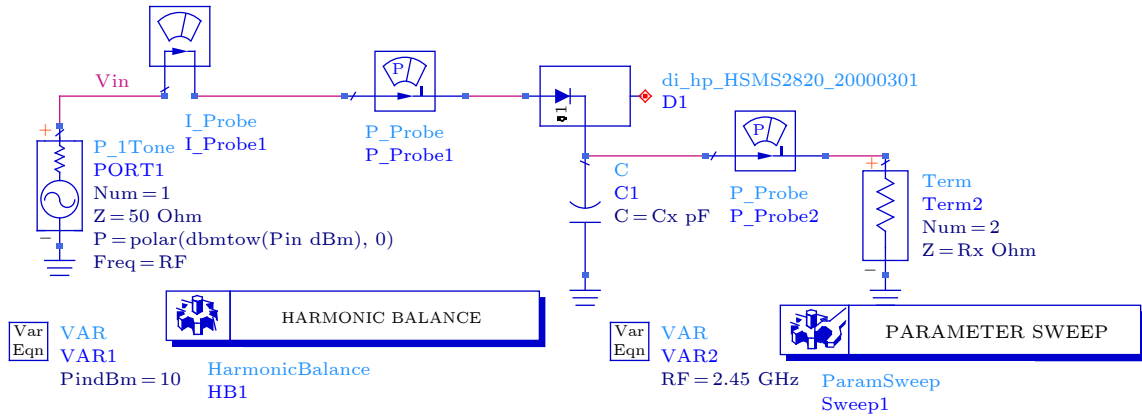


图 3 HSMS-2820 肖特基二极管整流电路仿真图
Fig. 3. The rectifier circuit simulation diagram of HSMS-2820.

69.1%. 从图 4 和图 6 中可以看出两者的最高能量转换效率差别不大, 能量输入响应有偏差的原因因为肖特基二极管在非线工作区内安捷伦公司所提供的 ADS 模型与 SPICE 模型之间有偏差.

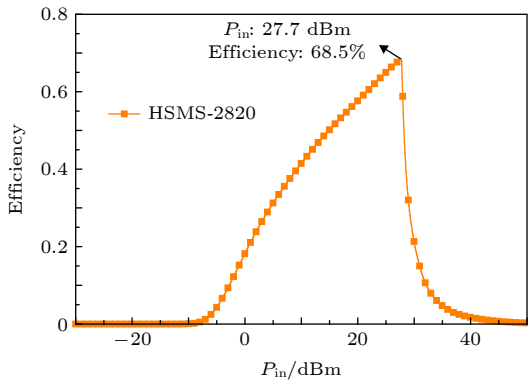


图 4 HSMS-2820 肖特基二极管整流电路效率图
Fig. 4. The efficiency of rectifier circuit with HSMS-2820.

3 设计与结果分析

图 7 为所设计的 GeOI 折叠空间电荷区 SBD 的仿真结构图, 器件主要由最底层绝缘层二氧化硅与其上的 Ge 材料组成, Ge 材料左侧属于传统肖特基二极管的衬底, 为了与阴极形成良好的欧姆接触, 属于重掺杂区域, 右侧属于肖特基二极管的工作区域, 内部轻掺杂, 为了调整电场分布并满足折叠空间电荷区降低电容的要求, 在中间部分加入绝缘层二氧化硅区域, 使得横向空间电荷区的厚度上略微减小.

如图 8 是外延层不同掺杂浓度下肖特基二极管的正向 $I-V$ 曲线, 横轴表示为肖特基二极管的阳极正向电压, 纵轴为肖特基二极管的阳极正向电流, 从图 8 中可以看出, 随着正向电压的增加, 肖特基二极管开始导通, 针对 Ge 材料的肖特基二极

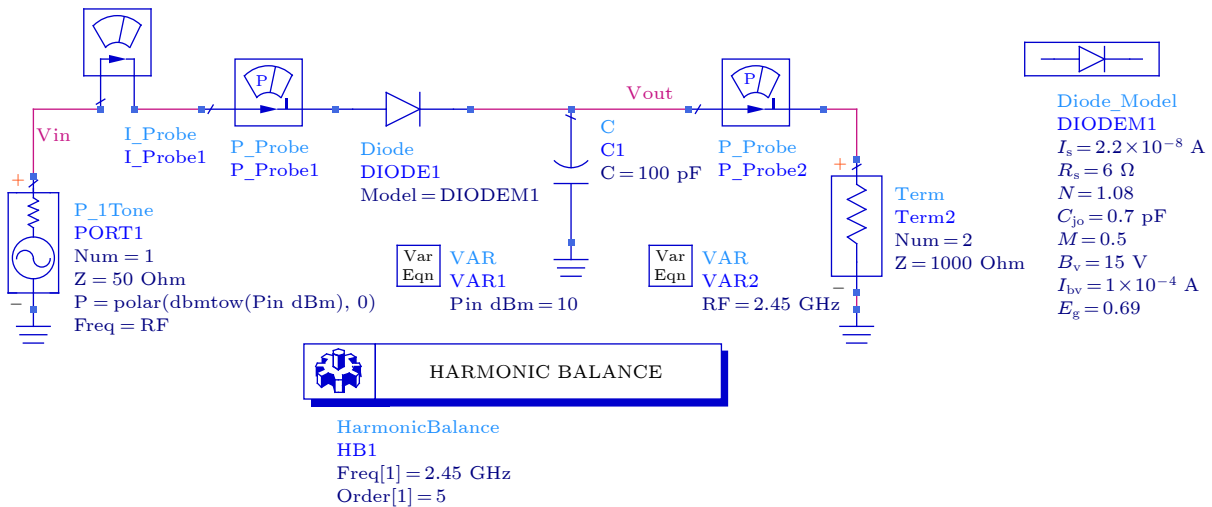


图 5 使用 SPICE 模型的整流电路仿真图
Fig. 5. The rectifier circuit with SPICE model.

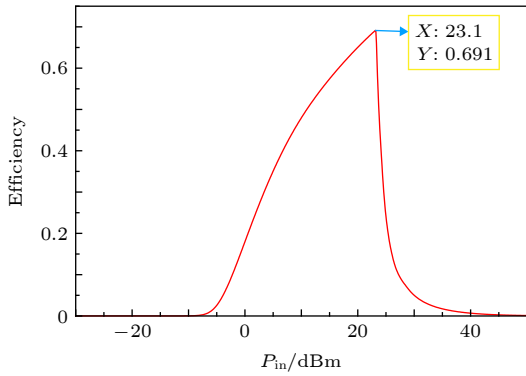


图 6 使用 SPICE 模型构成整流电路的能量转换效率曲线
Fig. 6. The efficiency of rectifier circuit with SPICE model.

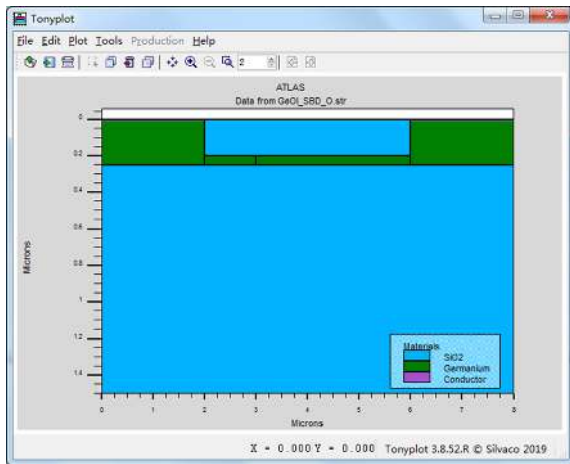


图 7 GeOI 折叠空间电荷区 SBD 的仿真结构图
Fig. 7. Structure diagram of GeOI folding space charge region SBD.

管, 其阳极金属功函数为 4.55 eV, 其开启电压如图 8 所示约为 0.2 V, 随着半导体外延层掺杂浓度的提高, 其正向导通电流也逐渐提高, 这是由于掺杂浓度提高后, 外延层中可自由移动得电子变多而导致的. 随着电压的逐渐增大, 其正向特性也变得平缓, 这是由于二极管在正向导通时, 对外表现的形式为一个电阻所导致的.

图 9 为外延层厚度为 0.2 μm 时, 不同掺杂浓度下肖特基二极管的反向击穿曲线, 横轴为肖特基二极管的反向电压, 纵轴为肖特基二极管电流. 从图 9 中可以看出, 随着肖特基二极管反向电压的逐渐增大, 其反向电流会出现急剧增大的趋势, 转折点即为击穿电压值; 外延层掺杂浓度越小, 肖特基二极管的击穿电压越大, 随着外延层掺杂浓度的提高, 二极管的击穿电压值逐渐降低, 当外延层掺杂浓度为 $3.8 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 时, 其对应击穿电压约为 14 V, 当增加其外延层掺杂浓度为 $5.8 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$

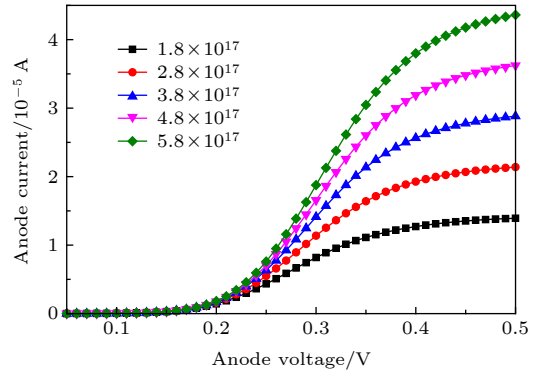


图 8 不同掺杂浓度下肖特基二极管正向 I - V 曲线
Fig. 8. Forward I - V curves of Schottky diode under different doping concentrations.

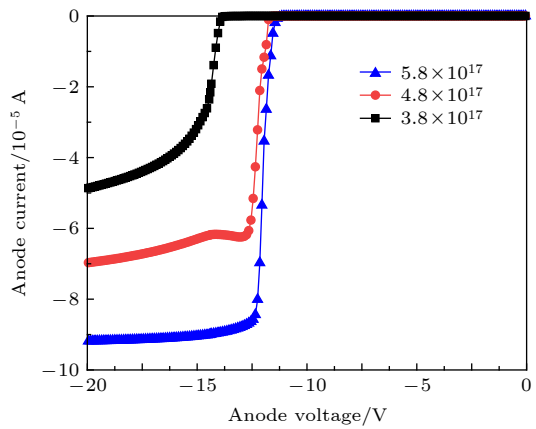


图 9 不同掺杂浓度下肖特基二极管反向 I - V 曲线
Fig. 9. Reverse I - V curves of Schottky diode under different doping concentrations.

时, 击穿电压约为 11.25 V. 因此当外延层掺杂浓度增大时, 更容易发生击穿.

折叠空间电荷区类型的肖特基二极管分为两种: 一种是部分区域折叠, 即施加反向电压时, 先纵向耗尽, 直至绝缘衬底时无法再向纵向耗尽, 空间电荷区转而横向扩展, 这种称为部分耗尽; 另一种是在施加反向电压时, 由于外延层厚度较小, 空间电荷区宽度已经大于其外延层厚度, 此时再增大反向电压时, 空间电荷区将只能横向扩散, 这种称为全耗尽. 图 10 所示为不同掺杂浓度下部分耗尽的肖特基二极管的电容-电压曲线, 电容随着反向电压的增大而减小, 由于肖特基二极管呈反偏状态, 此时空间电荷区增大, 金属半导体势垒变高, 电子不再容易越过势垒流向金属一侧, 随着反向电压的进一步增高, 势垒高度越来越大, 其空间电荷区宽度也随之增大, 而肖特基二极管的结电容类似平行板电容器, 随着空间电荷区宽度的增大, 其电

容值逐渐降低. 从图 10 中可以看出, 针对于不同掺杂浓度其 $C-V$ 曲线变化规律较为一致, 在较低反向电压时, 即不同浓度下反向电压在 0—1 V 之间时, 随着反向电压的增大, 部分耗尽类型的肖特基二极管纵向空间电荷区逐渐扩展, 所对应的结电容随着反向电压的增大而降低, 此时肖特基二极管的结电容由纵向空间电荷区电容组成; 当反向电压继续增大时, 不同掺杂浓度下的曲线均产生了转折点, 而这个转折点所对应的电压即为上述所讨论的纵向穿通电压 V_{PT} , 这对应着部分耗尽类型的肖特基二极管已经完全纵向耗尽, 空间电荷区开始逐渐横向扩展, 此时其肖特基二极管的结电容表现为纵向空间电荷区电容与横向空间电荷区电容的串联形式. 随着外延层掺杂浓度的增加, 纵向耗尽区域将会产生更大的电场, 其纵向耗尽的电压也会随着掺杂浓度的增加而增大, $C-V$ 曲线中对应的掺杂浓度较大的器件其电容变化的转折点也会更大 [21].

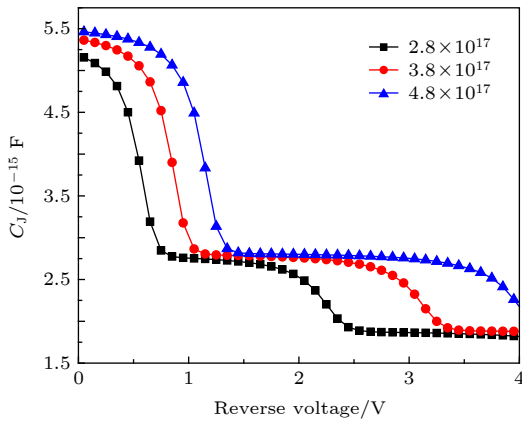


图 10 不同掺杂浓度下部分耗尽肖特基二极管 $C-V$ 曲线
Fig. 10. $C-V$ curves of partially depleted Schottky diode at different doping concentrations.

图 11 为不同外延层厚度、不同外延层浓度情况下, 部分耗尽的肖特基二极管 $C-V$ 曲线图. 从图 11 中可以看出, 当反向电压较低时, 对于同一掺杂浓度不同外延层厚度的部分耗尽肖特基二极管, 其外延层厚度较大时, 所对应的肖特基二极管电容较大, 即对于同一大小的结电容, 外延层厚度较大的肖特基二极管需要更大的反向电压, 在穿通情况下, 外延层厚度大的肖特基二极管的纵向耗尽宽度即为其外延层厚度; 而随着反向电压的逐渐增大, 不同外延层厚度对于肖特基二极管的电容影响不大, 原因在于当肖特基二极管的组成类型均为部

分耗尽时, 掺杂浓度固定的情况下, 其所对应的载流子浓度也随之固定, 因此其总电容大小对于其外延层厚度大小变化并不敏感.

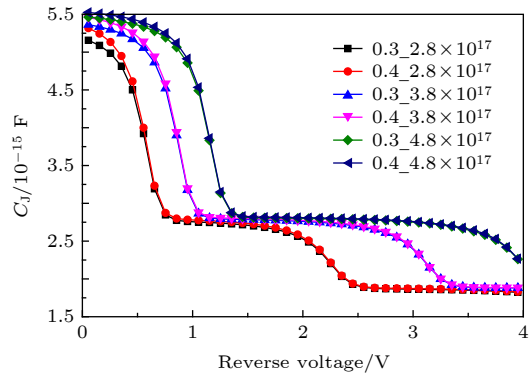


图 11 不同外延层厚度、不同外延层浓度下部分耗尽肖特基二极管 $C-V$ 曲线

Fig. 11. $C-V$ curves of partially depleted Schottky diode with different epitaxial layer thicknesses and different doping concentrations.

图 12 表示的是全耗尽情况下与传统肖特基二极管电容-电压曲线图, 与传统肖特基二极管相比, 全耗尽的 GeOI 折叠空间电荷区类型的肖特基二极管在低电压情况下电容值要更低一点, 而在较高电压情况下两者差距没有在低电压情况下明显, 但仍可以看出传统肖特基二极管结电容始终大于新型的全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管结电容. 在零偏情况下, 肖特基二极管的结电容是由纵向空间电荷区电容与横向空间电荷区串联而成. 因此, 在零偏情况下全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管的结电容比传统结构的肖特基二极管的结电容明显降低.

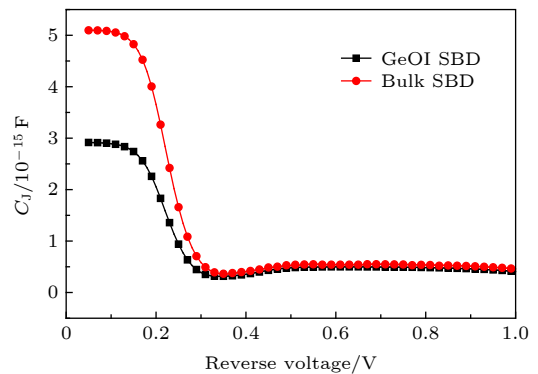


图 12 全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区 SBD 与传统结构 SBD 的 $C-V$ 曲线

Fig. 12. $C-V$ curves of fully depleted GeOI folded space charge region SBD and traditional structure SBD.

为了提升微波能量转换效率, 需要设计的肖特基二极管必须满足在零偏情况下结电容降低的目标, 选择全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管作为研究目标, 所设计器件参数如下: Ge 材料左侧重掺杂缓冲层掺杂浓度为 $2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, 其作用是为了形成欧姆接触, 右侧轻掺杂区域掺杂浓度为 $3.8 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, 折叠区域厚度为 $0.2 \mu\text{m}$, 器件肖特基金属采用金属钨 (W) 材料, 横向宽度为 $8 \mu\text{m}$, 电极长度为 $2 \mu\text{m}$.

图 13 所示为所设计全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管的纵向电场与横向电场图. 从图 13 中可以看出, 当施加正向电压即肖特基二极管正向偏置下, 纵向区域电场从阳极开始在整个外延层厚度上逐渐降低, 在绝缘层处达到最小值 0; 在横向区域, $0-2 \mu\text{m}$ 处于纵向耗尽结束的位置, 在此处电场强度变化不大, 从 $2 \mu\text{m}$ 处开始, 由于横向电流被限制在较窄区域, 所以横向电场强度比较大, 一直到浓度突变处, 电场强度都比较大, 在浓度突变以外, 电场强度逐渐减小至 0.

图 14 为所设计 GeOI 折叠空间电荷区肖特基

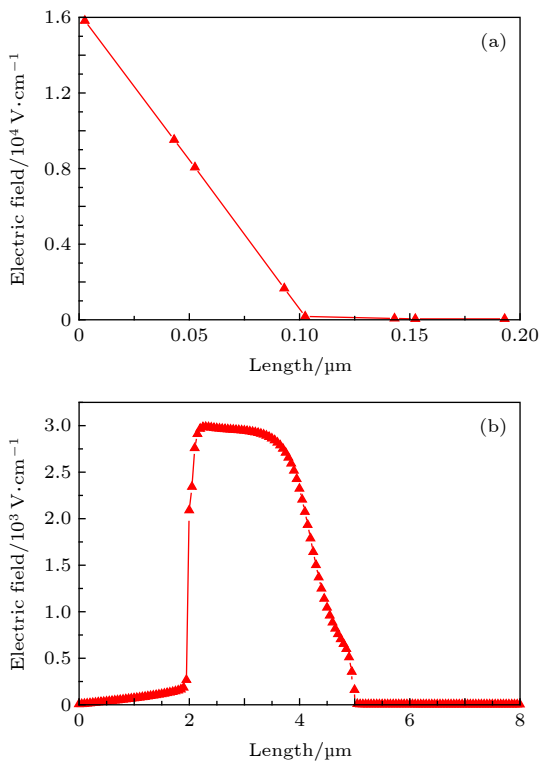


图 13 全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管电场图 (a) 纵向电场分布; (b) 横向电场分布

Fig. 13. The electric field distribution of fully depleted GeOI folded space charge region Schottky diode: (a) Vertical electric field; (b) transverse electric field.

二极管正向与反向 $I-V$ 曲线, 可以看出, 肖特基二极管的开启电压约为 0.2 V , 随着阳极电压的增大, 其正向电流逐渐增大, 最后趋于平缓. 观察反向曲线, 可以看出肖特基二极管反向击穿电压约为 18 V .

图 15 为所设计全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管的 $C-V$ 曲线. 从图 15 中可以看出, 在零偏电压的情况下, 已经纵向耗尽, 空间电荷区

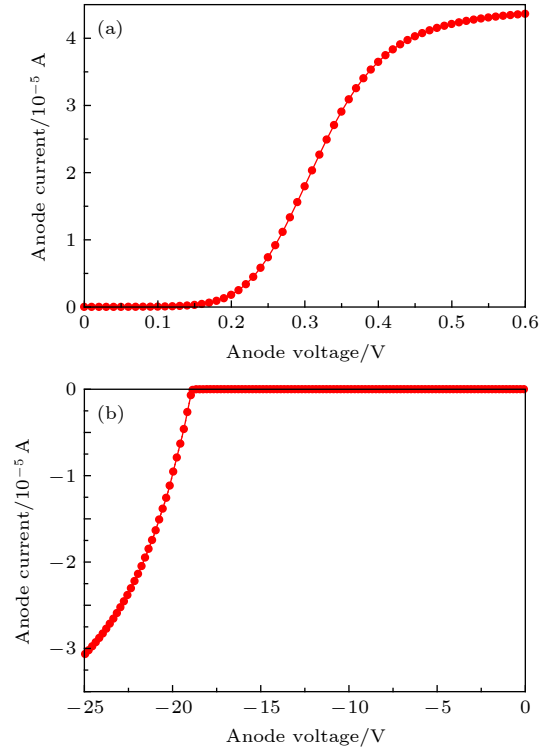


图 14 全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管正向与反向 $I-V$ 曲线

Fig. 14. The forward and reverse $I-V$ curves of fully depleted GeOI folded space charge region Schottky diode.

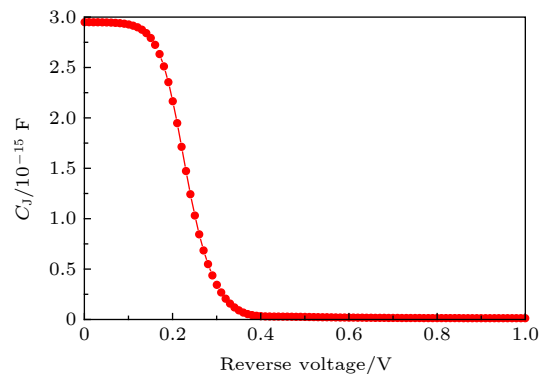


图 15 全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管的 $C-V$ 曲线

Fig. 15. The $C-V$ curve of fully depleted GeOI folded space charge region SBD.

已经扩展至横向, 结电容是由纵向完全耗尽的空间电荷区电容与横向的空间电荷区电容串联而成, 因此其零偏情况下的电容值较小.

将所设计的全耗尽 GeOI 折叠肖特基二极管仿真分析的正向 $I-V$ 曲线, 反向 $I-V$ 曲线以及在 2.45 GHz 频率下的 $C-V$ 曲线带入 Cadence Model Editor 软件中提取器件的 SPICE 参数如表 2 所列 [22].

将所设计的全耗尽 GeOI 折叠肖特基二极管 SPICE 参数带入 ADS 仿真软件中, 采用图 5 所示仿真电路, 使用阻抗自匹配模型, 得到如图 16 所示的仿真结果, 在输入能量为 24.5 dBm 时, 能量转换效率达到了 75.4%. 通过 HSMS-2820 肖特基二极管与本文所设计的全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管相对比, 能量转换效率得到了 6.3% 的提升.

表 2 全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管 SPICE 参数表

Table 2. The SPICE parameters of $C-V$ curve of fully depleted GeOI folded space charge region SBD.

参数	单位	全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管
B_V	V	18
C_{j0}	pF	0.3
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	3×10^{-5}
I_S	A	1.12×10^{-10}
N		1.08
R_S	Ω	6.0
P_B	V	0.2
P_T		2
M		0.5

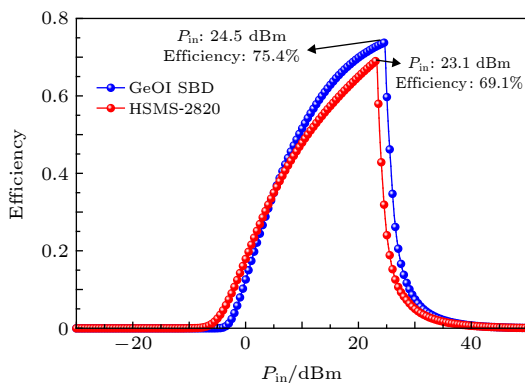


图 16 全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管与 HSMS-2820 肖特基二极管能量转换效率对比图

Fig. 16. Comparison of energy conversion efficiency between fully depleted GeOI folded space charge region SBD and HSMS-2820 SBD.

4 结 论

本文提出了一种 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管结构, 建立了其电容模型, 并完成了器件材料参数和结构参数优化. 其电性能仿真结果表明, 在零偏情况下, 全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管与常规肖特基二极管相比, 具有明显降低结电容的优势. 同时采用所设计的全耗尽 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管作为核心整流器件进行了整流电路的仿真, 能量装换效率获得显著提升. 本文有关 GeOI 折叠空间电荷区肖特基二极管的研究可为提高微波无线能量传输系统的能量转换效率提供有价值的参考.

参考文献

- [1] Brandao G L F, Resende U C, Bicalho F S, Almeida G A T, Afonso M M 2017 *18th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF)* Lodz, Poland, September 14–16, 2017 pp1–2
- [2] Bicalho F S, Resende U C, Brandão G L F, Almeida G A T 2017 *IEEE 3rd Global Electromagnetic Compatibility Conference (GEMCCON)* Sao Paulo, Brazil, November 8–10, 2017 pp1–5
- [3] Huang K, Lau V K N 2014 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **13** 902
- [4] Brown W C, Eves E E 1992 *IEEE Trans Microwave Theory Tech.* **40** 1239
- [5] Khang S T, Lee D J, Hwang I J, Yeo T D, Yu J W 2018 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **17** 155
- [6] Erkmen F, Almonneef T S, Ramahi O M 2018 *IEEE Trans Microwave Theory Tech.* **66** 2433
- [7] Guo J, Zhang H X, Zhu X N 2014 *IEEE Trans Microwave Theory* **62** 977
- [8] Aldrigo M, Dragoman M, Modreanu M, Povey I, Iordanescu S, Vasilache D, Dinescu A, Shanawani M, Masotti D 2018 *IEEE Trans Electron Devices* **65** 2973
- [9] Palazzi V, DelPrete M, Fantuzzi M 2017 *IEEE Microwave Mag.* **18** 91
- [10] Almonneef T S, Erkmen F, Alotaibi M A, Ramahi O M 2018 *IEEE Trans Antennas Propag.* **66** 1714
- [11] Chen Y S, Chiu C W 2018 *Int. J RF Microwave Comput. Aided Eng.* **28** 212
- [12] Mohan K Y N, Duraiswamy P 2016 *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)* New Delhi, India, December 5–9, 2016 pp1–4
- [13] Wan S P, Huang K 2018 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **17** 538
- [14] Brown W C 1974 *Proc. IEEE* **62** 11
- [15] Brown W C 1984 *IEEE Trans Microwave Theory Tech.* **32** 1230
- [16] Yang Y, Li L, Li J, Liu Y L, Zhang B, Zhu H C, Huang K M 2018 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **17** 684
- [17] Song C Y, Huang Y, Zhou J F, Zhang J W, Yuan S, Carter P

- 2015 *IEEE Trans Antennas Propag.* **63** 3486
- [18] Fan G L, Jang Y S, Liu L 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 5374 (in Chinese) [樊国丽, 江月松, 刘丽, 黎芳 2010 物理学报 **59** 5374]
- [19] Xu X B, Zhang H M, Hu H Y 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 118501 (in Chinese) [徐小波, 张鹤鸣, 胡辉勇 2011 物理学报 **60** 118501]
- [20] Jeon W, Melngailis J, Newcomb R W 2006 *Third IEEE International Workshop on Electronic Design, Test and Applications (DELTA'06)* Kuala Lumpur, Malaysia, January 17–19, 2006 pp1–6
- [21] Shu B, Dai X Y, Zhang H M 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 235 (in Chinese) [舒斌, 戴显英, 张鹤鸣 2004 物理学报 **53** 235]
- [22] Xiao W B, Liu W Q, Wu H M, Zhang H M 2018 *Acta Phys. Sin.* **67** 198801 (in Chinese) [肖文波, 刘伟庆, 吴华明, 张华明 2018 物理学报 **67** 198801]

Ge Schottky diode for improving energy conversion efficiency of the receiver of microwave wireless power transfer*

Li Yu-Chen^{1)†} Chen Hang-Yu²⁾ Song Jian-Jun²⁾

1) (*School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China*)

2) (*School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an 710071, China*)

(Received 18 September 2019; revised manuscript received 9 March 2020)

Abstract

Microwave wireless power transfer(MWPT) can break through the restriction of transmission line to transmit electrical energy, which is conducive to dealing with power supply in complex scenarios, and has a very large application prospect. Energy conversion efficiency is an important parameter of MWPT. Hence, researchers are focus on improving the conversion efficiency of MWPT from different ways. Schottky diode is the core component of the rectifier circuit, which determines the limit of the energy conversion efficiency. However, the research involving the design of Schottky diode has rarely reported. In this paper, a GeOI folded space charge region Schottky diode is proposed. The space charge region of the proposed Schottky diode is composed of two parts: the vertical space charge region and the horizontal space charge region. So the capacitor is also divided into two parts, namely the vertical capacitor and the lateral capacitor. In the device model, these two capacitors are in series. So the total capacitance will be reduced. This article establishes its capacitance model and completes the optimization of device material parameters and structure parameters. The designed device parameters are as follows: the doping concentration of the heavily doped buffer layer on the left side of the Ge material is $2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ to form Ohm contact, the doping concentration of the lightly doped region on the right side is $3.8 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, the thickness of the folded region is $0.2 \mu\text{m}$, the Schottky metal is Wu, the width of metal is $8 \mu\text{m}$, and the length of metal is $2 \mu\text{m}$. We use the proposed Schottky diode as the core rectifier to simulate the rectifier circuit by using ADS, in which the SPICE parameters of the proposed Schottky diode was extract using Cadence Model Editor. When the input energy is 24.5 dBm, the energy conversion efficiency reached 75.4%. Compared with the conventional schottky diode, the energy conversion efficiency is significantly improved. The study of the proposed Schottky diodes can provide valuable reference for improving the energy conversion efficiency of microwave wireless energy transmission.

Keywords: microwave wireless power transmission, GeOI, Schottky diode, conversion efficiency

PACS: 84.40.Dc, 84.60.Bk, 85.30.Tv

DOI: 10.7498/aps.69.20191415

* Project supported by the Scientific Research Program of Shaanxi Education Department, China (Grant No. 18JK0526) and the 111 Project, China (Grant No. B12026).

† Corresponding author. E-mail: yuchenlee2019@163.com