

单位代码: 10010
学 号: 2009000994



北京化工大学

硕士研究生学位论文

题 目 SiC 功率器件特性

研究与模拟分析

专 业 凝聚态物理

研 究 生 李俊楠

指 导 教 师 ��可清

XW2702-66

日 期: 二〇一二年五月二十八日

北京化工大学

硕士研究生学位论文

题 目 SiC 功率器件特性研究与模拟分析

研究 生 李俊楠

专 业 凝聚态物理

指导教师 战可涛 副教授

日 期: 二〇一二年五月一日

北京化工大学学位论文原创性声明

本人郑重声明： 所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者签名: 李俊楠 日期: 2012.5.28

关于论文使用授权的说明

学位论文作者完全了解北京化工大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属北京化工大学。学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许学位论文被查阅和借阅；学校可以公布学位论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存、汇编学位论文。

本学位论文不属于保密范围，适用本授权书。

作者签名: 李俊楠 日期: 2012.5.28
导师签名: 钱可清 日期: 2012.6.2

学位论文

中图分类号	TN306	学科分类号	410.55
论文编号	1001020120994	密 级	公开
学位授予单位代码	10010	学位授予单位名称	北京化工大学
作者姓名	李俊楠	学 号	2009000994
获学位专业名称	凝聚态物理	获学位专业代码	070205
课题来源	自选	研究方向	大功率半导体器件
论文题目	SiC 功率器件特性研究与模拟分析		
关 键 词	碳化硅 功率器件 绝缘栅双极型晶体管 绝缘栅型场效应管 肖特基二极管 击穿电压		
论文答辩日期	2012-5-28	* 论文类型	基础研究

学位论文评阅及答辩委员会情况

	姓名	职称	工作单位	学科专长
指导教师	战可涛	副教授	北京化工大学	物理电子学
评阅人 1	李建军	教授	北京工业大学	微电子与固体电子学
评阅人 2	邵晓红	教授	北京化工大学	凝聚态物理
评阅人 3	冯志芳	副教授	北京化工大学	光学
答辩委员会主席	陈信义	教授	清华大学	凝聚态物理
答辩委员 1	卢贵武	教授	中国石油大学	凝聚态物理
答辩委员 2	曹茂盛	教授	北京理工大学	凝聚态物理
答辩委员 3	王义全	教授	中央民族大学	凝聚态物理
答辩委员 4	孙阳	教授	中科院物理所	凝聚态物理
答辩委员 5	祁欣	教授	北京化工大学	无损检测
答辩委员 6	丁迎春	教授	北京化工大学	光学

注： 一. 论文类型： 1.基础研究 2.应用研究 3.开发研究 4.其它

二. 中图分类号在《中国图书资料分类法》查询。

三. 学科分类号在中华人民共和国国家标准 (GB/T 13745-9)《学科分类与代码》中查询。

四. 论文编号由单位代码和年份及学号的后四位组成。

SiC 功率器件特性研究与模拟分析

摘要

碳化硅(SiC)是第三代半导体材料的典型代表，由于其高电压，热导率高，电子饱和速率大，临界电场高等特点，是目前大功率应用场合下的理想半导体材料。在功率器件领域，SiC 器件是极具潜力的竞争者，在军事及民用设备的功率电子电路中具有广泛应用，是目前大功率半导体器件的研究热点。本工作主要研究以下几个方面：

(1) 基于半导体器件物理理论和 TCAD 软件设计了耐压 1000V 中压区域的 SiC-MOSFET(绝缘栅型场效应管)和 Si-IGBT(绝缘栅双极型晶体管)两种功率器件。通过软件模拟在相同的外部环境下讨论两种器件可代替性的电学条件，为 SiC-MOSFET 应用提供理论基础。本文中器件宽度 $10\mu\text{m}$ 漂移区厚度为 $5\mu\text{m}$ 的 SiC-MOSFET 在器件压降低于 8V 的电学条件下是完全可以替代器件宽度为 $10\mu\text{m}$ 漂移区厚度为 $110\mu\text{m}$ Si-IGBT，并且在器件内部的温度分布优于目前广泛使用的 Si-IGBT。在 8V 临界器件压降时，器件关断能量损耗 SiC-MOSFET 只是 Si-IGBT 的 25%。

(2) 针对 SiC-MOSFET 在高压环境下导通电阻过大的不足，在 SiC-MOSFET 基础上进一步研究了 SiC-IGBT 的热学和电学特性，设计模型击穿电压为 3500V。在 SiC-IGBT 研究中，在相同材料的物理参数情况下，计算了横向 SiC-LIGBT，竖直型槽栅 SiC-UIGBT，竖直型平面栅 SiC-DIGBT，三种器件的热学和电学特性并分析应用条件。

(3)对于已经商业化的 SiC-SBD(肖特基二极管)提出斜面器件结构, 以 1800V 耐压常规 SBD 作为研究模型, 在采用斜面结构 45° 角后耐压提升 15% 和最小反向偏置电流, 并通过场环结构避免斜面结构带来的器件导通电阻较大的缺点以及优化电场分布。

关键词: 碳化硅, 功率器件, 绝缘栅双极型晶体管, 绝缘栅型场效应管, 肖特基二极管, 击穿电压

PROPERTIES INVESTIGATION AND SIMULATION

ANALYSIS OF SiC POWER DEVICE

ABSTRACT

Silicon carbide (SiC) is an attractive wide-gap semiconductor with high thermal conductivity, high electron saturation velocity and high critical electric field for high-power applications. In the field of power semiconductor device, SiC device is a great potential competitor in the military and civilian applications of power electronics system. SiC power device is a research focus of power device. We concentrate on following aspects:

(a) Base on semiconductor theory and the Silivaco technology computer aided design software (TCAD), SiC-MOSFET and Si-IGBT power devices were designed, which breakdown voltage are 1000V. In the software simulation, Both SiC-MOSFET and Si-IGBT devices were placed under the same external environment to discuss the electrical substitution condition between SiC-MOSFET and Si-IGBT for SiC-MOSFET applications in the electronics system. In this thesis, SiC-MOSFET (drift thickness 5 μm , device width 10 μm) can substitute Si-IGBT (drift thickness 110 μm , device width 10 μm) under 8V voltage drop. The temperature

distribution in the SiC-MOSFET is better than Si-IGBT.

Under 8V voltage drop, The turn-off energy loss of SiC-MOSFET is Si-IGBT's 25%.

(b) For SiC-MOSFET with high resistance in the high voltage circuit, we further study thermal and electrical properties of SiC-IGBT based on SiC-MOSFET. In the thesis, the SiC-IGBT with 3500V break voltage was designed. In the research, we simulation thermal and electrical properties of SiC-LIGBT, SiC-DIGBT, SiC-UIGBT in the same physical parameters and analyze the best application condition of different structure SiC-IGBT.

(c) SiC-SBD has been commercialized in recent years. In the thesis, we proposal a novel structure SiC SBD and use the TCAD simulation software to simulation electrical properties of the novel structure SiC SBD and the conventional structure SiC SBD. We design the conventional structure SiC SBD with 1800V breakdown voltage and calculate breakdown voltage of different inclined plane angles of the novel structure SiC SBD. In the calculation results, the 45° inclined plane angles novel structure SiC SBD have wonderful performance in breakdown voltage(increase 15%) and leakage current. For the high resistance of novel structure, field rings were used in the SBD to overcome high resistance and optimize field distribution.

KEY WORDS: SiC, SBD, breakdown voltage, power device, MOSFET, IGBT

目录

第一章 绪论	1
1.1 功率器件概况	1
1.2 SiC 材料物理特性	3
1.3 SiC 功率器件的现状与研究难点	5
1.4 本文研究的主要内容和意义	6
第二章 TCAD 软件与器件模型简介	7
2.1 TCAD 软件简介	7
2.2 软件模型	7
2.2.1 SiC 材料模型	8
2.2.2 迁移率模型	8
2.2.3 载流子运输模型	10
2.2.4 载流子复合模型	11
2.2.5 碰撞电离模型	12
2.2.6 温度模型	13
2.3 本章小结	13
第三章 SiC-MOSFET 功率器件设计与 Si-IGBT 功率器件可替代性讨论	14
3.1 功率 SiC-MOSFET 简介	14
3.2 本章研究的主要工作	14
3.3 SiC-MOSFET 功率器件工作原理	14
3.4 SiC-MOSFET 功率器件结构设计	17
3.4.1 漂移区厚度计算	17
3.4.2 阈值电压的分析	18
3.4.3 SiC-MOSFET 导通电阻的分析	18
3.4.4 SiC-MOSFET 结构和 Si-IGBT 结构参数	19
3.5 SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 器件参数验证	20
3.5.1 SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 击穿电压的验证	20
3.5.2 SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 阈值电压的验证	21
3.6 SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 器件可替代性讨论	22
3.6.1 导通特性的讨论	22
3.6.2 关断特性的讨论	23
3.6.3 热学特性的讨论	24
3.7 本章小节	25
第四章 SiC-IGBT 功率器件设计与分析	26
4.1 IGBT 简介和研究背景	26
4.1.1 IGBT 简介	26

4.1.2 SiC-IGBT 研究背景	29
4.2 本章研究的主要工作	29
4.3 SiC-IGBT 工艺过程以及结构设计	30
4.3.1 SiC-IGBT 漂移区厚度计算	30
4.3.2 SiC-LIGBT 工艺实现过程	31
4.3.3 SiC-DIGBT 工艺实现过程	33
4.3.4 SiC-UIGBT 工艺实现过程	36
4.4 SiC-IGBT 器件 TCAD 计算模拟	39
4.4.1 阈值电压的模拟	39
4.4.2 导通特性的分析	41
4.4.3 关断特性的模拟	42
4.4.4 SiC-IGBT 击穿电压的模拟	47
4.4.5 热学特性的讨论	47
4.5 本章小结	48
第五章 新型 SiC-SBD 结构的模拟与分析	50
5.1 SiC-SBD(肖特基二极管)简介	50
5.1.1 肖特基二极管的工作原理	50
5.1.2 肖特基二极管的器件结构	51
5.2 本章主要研究工作	52
5.3 SiC-SBD 理论分析	52
5.3.1 金属与半导体能带理论	52
5.3.2 SBD 正向导通时电子运输方式	54
5.4 新型结构 SBD 电学特性的模拟	55
5.4.1 器件结构参数	55
5.4.2 Si-SBD 器件与常规 SiC-SBD 器件 VI 特性模拟	56
5.4.3 单一斜面结构 4H-SiC 材料肖特基二极管的 V-I 特性曲线	57
5.4.4 带有场环斜面结构 SiC-SBD 的结构参数	58
5.4.5 带有场环斜面结构 SiC-SBD 的电学特性分析	59
5.5 本章小结	60
第六章 总结与展望	62
参考文献	63
致谢	66
研究成果及发表的学术论文	67
作者简介	68
导师简介	68

Contents

Chapter 1 Perface	1
1.1 The overview of power device.....	1
1.2 The physical properties of the SiC material	3
1.3 The SiC power device status and challenges of research	5
1.4 Major contents of this thesis	6
Chapter 2 The introduction of TCAD software and modeling	7
2.1 The introduction of TCAD.....	7
2.2 The model of semiconductor material	7
2.2.1 The model of SiC material.....	8
2.2.2 The model of mobility	8
2.2.3 The model of carrier transport.....	10
2.2.4 The model of carrier recombination.....	11
2.2.5 The model of impact ionization	12
2.2.6 The model of temperature	13
2.3 Chapter Summary	13
Chapter 3 The substitutability discussion between Si-IGBT and SiC-MOSFET.....	14
3.1 The introduction of power SiC-MOSFET	14
3.2 Major contents of this chapter	14
3.3 The working principle of SiC-MOSFET	14
3.4 Device design of SiC-MOSFET.....	17
3.4.1 Drift region thickness calculation	17
3.4.2 Analysis of the threshold voltage	18
3.4.3 On-resistance analysis of SiC-MOSFET	18
3.4.4 The parameter of SiC-MOSFET and Si-IGBT	19
3.5 The verify of SiC-MOSFET and Si-IGBT parameters	20
3.5.1 The verify of breakdown voltage	20
3.5.2 The verify of threshold voltage.....	21
3.6 The substitutability discussion between Si-IGBT and SiC-MOSFET.....	22
3.6.1 The discussion of turn-on characteristics	22
3.6.2 The discussion of turn-off characteristics	23
3.6.3 The discussion of heat distribution	24
3.7 Chapter Summary	25
Chapter 4 SiC-IGBT power device design and analysis	26

4 .1 IGBT background	26
4.1.1 Introduction of IGBT	26
4.1.2 The status of SiC-IGBT	29
4.2 Major contents of this chapter	29
4.3 The SiC-IGBT structure design and fabrication process	30
4.3.1 SiC-IGBT drift region thickness calculation	30
4.3.2 SiC-LIGBT fabrication process	31
4.3.3 SiC-DIGBT fabrication process	33
4.3.4 SiC-UIGBT fabrication process	36
4.4 SiC-IGBT device TCAD simulation	39
4.4.1 Analysis of the threshold voltage	39
4.4.2 The analysis of turn-on characteristics	41
4.4.3 The analysis of turn-off characteristics	42
4.4.4 SiC-IGBT breakdown voltage	47
4.4.5 The discussion of heat distribution	47
4.5 Chapter Summary	48
Chapter 5 Simulation and analysis of the novel SiC SBD	50
5.1 The introduction of SiC-SBD	50
5.1.1 The working principle of SiC-SBD	50
5.1.2 The device structure of SiC-SBD	51
5.2 Major contents of this chapter	52
5.3 The theoretical analysis of SiC-SBD	52
5.3.1 Metal and semiconductor band theory	52
5.3.2 The model of electronic transport in SBD	54
5.4 Simulation of the electrical properties of the novel SBD	55
5.4.1 The parameters of device	55
5.4.2 The V-I characteristic simulation of the Si-SBD and SiC SBD	56
5.4.3 The V-I characteristic of SiC SBD with inclined plane	57
5.4.4 The parameters of SiC SBD with inclined plane and field rings	58
5.4.5 The electrical properties analysis of SiC SBD with inclined plane and field rings	59
5.5 Chapter Summary	60
Chapter 6 Summary and outlook	61
Reference	63
Acknowledgement	66
Production and article	67
Introduction of the tutor	68
Introduction of the author	68

符号说明

N	杂质浓度
T_L	晶格温度
D	电位移矢量
ϵ	电容率
E	电场强度矢量
Ψ	静电势
p	空穴浓度
n	电子浓度
N_D	施主杂质浓度
N_A	受主杂质浓度
D_n	电子扩散系数
D_p	空穴扩散系数
μ_n	电子迁移率
μ_p	空穴迁移率
G	电子空穴对产生数量
α_n	电子电离化系数
α_p	空穴电离化系数
J_n	电子流密度
J_p	空穴流密度
C	材料比热容
K	材料热导率
H	热源
E_C	导带能级
E_F	费米能级
E_V	价带能级
E_I	本征能级

E_{max}	耗尽区最大场强
Q_{ss}	界面电荷密度
ϕ_{FB}	平带电压
R_n	源极电阻
R_{ch}	沟道电阻
R_d	漂移区电阻
$TAUNO$	最大电子寿命
$TAUPO$	最大空穴寿命
W_D	耗尽区域的长度
ε_{SiC}	介电常数
V_{sat}	载流子饱和速率
BV	击穿电压
LA	SiC-LIGBT 器件宽度
LB	SiC-LIGBT 器件外延层厚度
DA	SiC-DIGBT 器件宽度
DB	SiC-DIGBT 器件外延层厚度
UA	SiC-UIGBT 器件宽度
UB	SiC-UIGBT 器件外延层厚度
E_{FM}	金属费米能级
E_{FS}	半导体费米能级(N型半导体材料)
ϕ_M	金属材料到真空中的功函数
ϕ_S	半导体费米能级中移动到真空需要的能量
χ_S	电子亲和势

第一章 绪论

1.1 功率器件概况

功率器件的结构和种类随着电力电子需求和发展有很大的进步，在上个世纪 50 年代，电子电力器件中最基础器件的晶闸管问世，从此电力传输和电器应用领域里，电子电力器件得到了越来越多的应用。器件结构先后出现了二极管(Diode)，晶闸管类(GTO,ETO)，电流控制类(Diode, BJT)，电压控制类(MOSFET, MESFET)三大类别。经过 50 年的发展，在电子电力器件从第一代的晶闸管类逐步向第二代电流控制类和电压控制类的过渡。近十年，第三代电子电力器件 IGBT(绝缘栅双极性晶体管)的问世将电子电力器件推向了发展和应用的新领域。目前不断设计出新型器件结构和新材料的使用极大扩展了器件应用范围。

第一代普通晶闸管由于本身工作频率较低(一般低于 400Hz)，大大限制了它的应用。此外，关断这些器件，需要强迫换相电路，使得整体功率模块重量和体积增大以及效率和可靠性降低。第二代电子器件的代表，电流控制类(Diode BJT)，电压控制类(MOSFET, MESFET)相对于第一代器件在关断方面没有强迫换相电路，可以大大降低驱动控制电路的复杂程度，大幅提高可靠性和工作频率，但第二代功率器件在高压领域的应用中，电流控制类(Diode BJT)器件的驱动电路较为复杂，电压控制类(MOSFET, MESFET)在稳态电路下，由于是单载流子导电，在漂移区内无法形成电导调制效应，在导通的状态下电阻很高，产生较大的能源浪费。第三代电子电力器件 IGBT 是将第二代中电流控制类和电压控制类的优势进行融合，结合二者的优势是目前研究热门器件。

功率半导体器件在电子电力发展中具有重要地位，主要的商业化功率器件以及这些器件的工作电学条件^[1]在图 1.1 中可知。

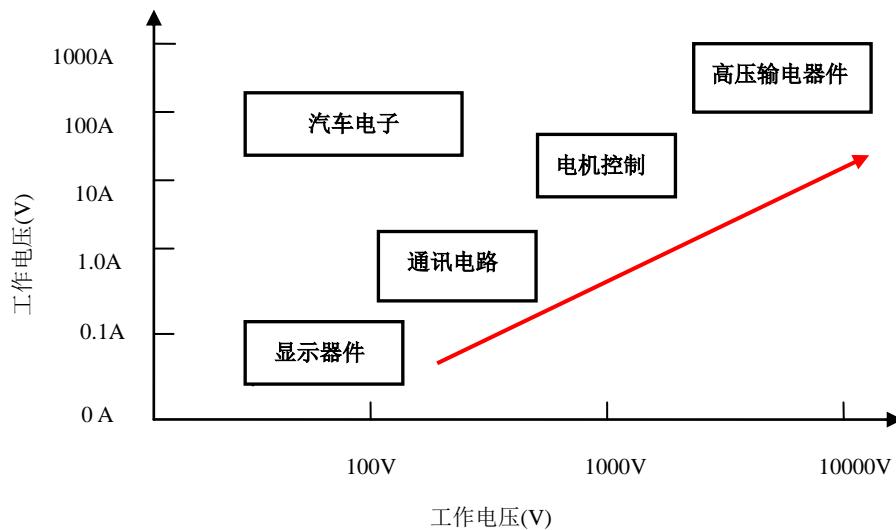


图 1.1 功率半导体器件应用范围

Fig 1.1 Applications of power device

在图 1.1 中可以看出, 功率器件的应用非常广泛, 工作电压从几十伏到 10K 伏, 工作电流从几 A 到 10KA, 从中等功率设备到 1KV 以上功率设备, 以及在机车牵引和高压输电设备中有很广泛的使用。具体的商业器件应用如图 1.2 所示.

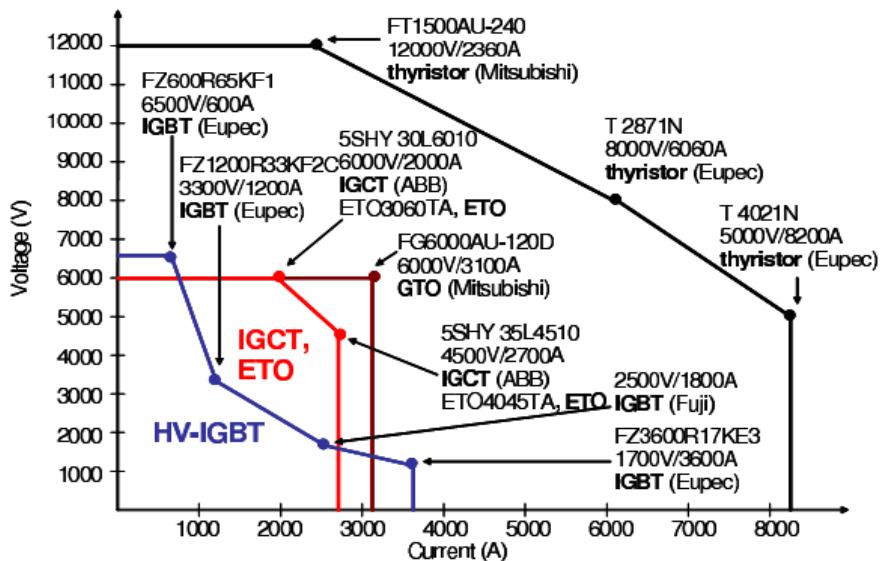
图 1.2 功率器件商业应用^[2]

Fig 1.2 Power range of commercially available high power semiconductor devices

近十年来, 功率半导体材料应用最广的是 Si 材料, 图 1.3 所示, 但是 Si 材料由于自身材料特性原因单一器件无法承受 6500V 以上的高压, 以及 2000A 以上的电流。基于市场上对功率半导体器件的性能要求逐步提高, 高端的功率器件要求在高温 (大于 125℃), 高电压 (大于 6.5KV) 的环境中保持良好的电学特性。使用高端大功率的电子器件可以在输变电系统中减小模块的体积和重量^[3-4]。

目前 5000V 以上阻断电压功率器件在电子电力系统中的使用，可以极大的简便控制电路系统，降低能量损耗和减小系统的重量，体积，冷却成本。但是 Si 材料电子器件无法到达如此苛刻条件，SiC 材料电子器件具有耐高温，耐高压，开关速度快等优良特性，成为目前研发的热点。

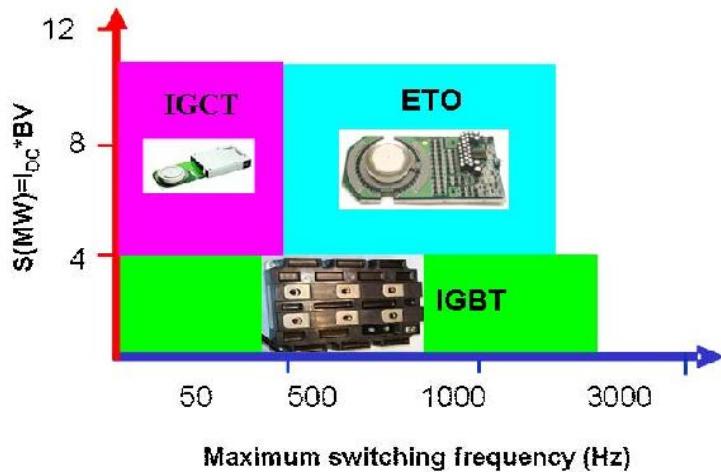


图 1.3 主流 Si 材料器件的频率使用图
Fig 1.3 Power and frequency capabilities of today's silicon power devices

1.2 SiC 材料物理特性

SiC 是 II-IV 族的二元化合物半导体，其在工艺氧化的过程中，生成的氧化物为 SiO₂，这和 Si 材料的氧化产物一致，形成了绝缘层，带来了工艺上的便利，SiC 材料在世界上有 250 种不同晶格类型，图 1.4 为常见 SiC 同型异构体的原子堆垛示意图，3C-SiC 中原子的堆垛次序为 ABCABC，4H-SiC 中原子的堆垛次序为 ABCBA，6H-SiC 中原子的堆垛次序为 ABCBA，Si-Si 键长，C-C 键长为 3.08 Å，Si-C 键长为 1.89 Å。虽然 SiC 材料晶格类型很多，而商业化的只有 4H-SiC 和 6H-SiC 两种。目前国内外已经有美国的科锐公司，日本的富士电机，东芝公司生产了直径在 100mmSiC 晶片。由于 4H-SiC 有着比 6H-SiC 高过 50% 的载流子迁移率成为 SiC 功率器件的首选使用材料。

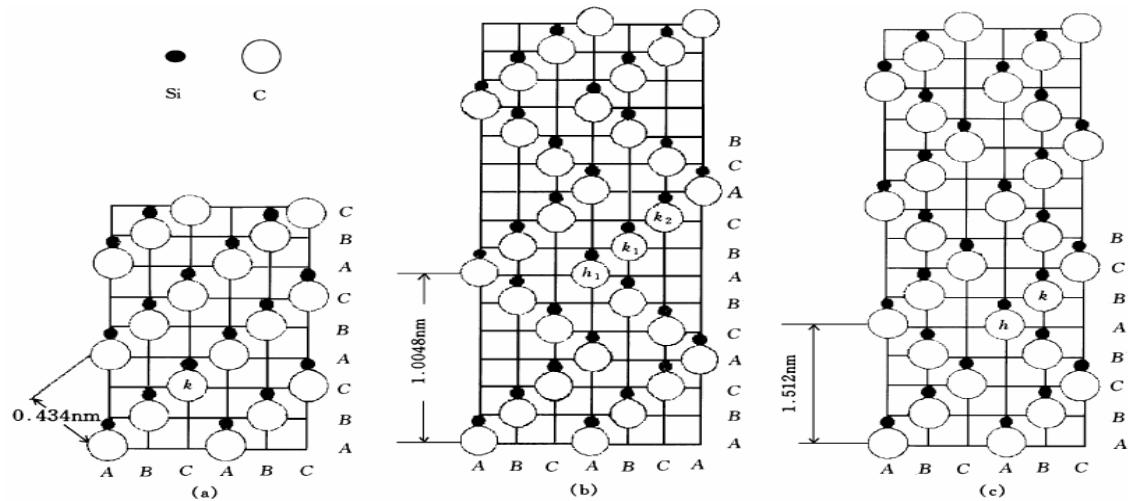


图 1.4 几种常见 SiC 同型异构体的原子堆垛示意图

Fig 1.4 Stacking orders along c-axis for 3C- SiC, 4H- SiC, and 6H-SiC. Open and closed circles represent Si and C atoms, respectively

近来, SiC 在电力电子功率器件中获得了很大的关注, 因为 SiC 的材料物理特性远好于目前的主流半导体材料 Si。在表 1.1 中对比了目前主要的半导体材料的物理特性的数据。

表 1.1 主要半导体材料的物理特性数据^[6]

Table 1.1 The physical properties of main semiconductor material

材料	Si	GaAs	3C-SiC	6H-SiC	4H-SiC
热稳定性	好	一般	极好	极好	极好
禁带宽度 Eg(eV)	1.12	1.43	2.23	3.02	3.26
相对介电常数	11.9	12.5	10	9.7	9.7
热导率(w/k·cm)	1.5	0.54	4.9	4.9	4.9
临界电场(10 ⁶ V/cm)	0.3	0.6	2.0	3.2	3.0
电子饱和漂移速度(cm/s)	10 ⁷	2×10 ⁷	2×10 ⁷	2.5×10 ⁷	2.5×10 ⁷
少子寿命(s)	2.5×10 ⁻³	1×10 ⁻⁸	5×10 ⁻⁹	5×10 ⁻⁹	5×10 ⁻⁹
电子迁移率(cm ² /V·s)	1400	8500	1000	600	1020
空穴迁移率(cm ² /V·s)	600	400	40	40	115
熔点(K)	1690	1510	>2100	>2100	>2100
最高工作温度(K)	600	760	1250	1580	1580

从表1.1中我们可以看到对比于主流材料Si, SiC有三倍于Si的禁带宽度, 十倍于Si的临界电场强度, 在常温下本征载流子浓度为Si的十分之一, 三倍于Si材料的热导率, 二倍于Si材料的载流子的饱和速率。这些特性可以使得SiC材料制

备的功率器件在高功率, 高温, 高频率的环境下有很大的优势。现在主流的SiC材料有三种不同的晶向, 4H-SiC 3C-SiC 6H-SiC, 在这3种晶向中4H-SiC材料具有较高的禁带宽度和较高的载流子迁移率成为了主流的器件材料。具备以上物理特性的4H-SiC材料用于电子器件中, 有以下优势:

1) 高温环境: 材料的本征载流子密度对温度非常的敏感, 对于Si的器件在温度超过300K的时候材料里面的本征载流子会迅速增加, 造成器件电学性能的不稳定。在600K以上的环境中Si器件将无法工作。由于Si器件对温度要求较高所以需要一个复杂的封装冷却系统的支持, 增加了器件的成本。SiC材料的导热性(4.9 w /cm · K)是Si材料(1.5 w/cm · K)的3倍, 在封装以及温度方面的要求较低, 可以降低成本。所以SiC器件适合于高温环境下开关电路^[7-8]。

2) 高压环境: 击穿电压是功率器件设计和使用时, 必须考虑的重要指标, 但是过分强调高击穿电压, 就需要增加漂移区的厚度或者减小漂移区的掺杂浓度, 以上两种方式都会导致导通电阻过大, 从而增加在稳态下的能量损耗。SiC材料的临界击穿电场是Si材料的十倍, 所以SiC器件可以在相同的耐压条件下可以降厚度, 降为Si的材料的十分之一, 或者可以增加掺杂的浓度减小导通电阻降低损耗。

3) 关断损耗: 在高频电路中, 电子电力器件工作中开关损耗也是很大一块能量消耗。SiC宽禁带材料本征载流子的数量较少, 并且载流子的寿命很短, 关断速度很快, 减小了能量损耗。

本文采用4H-SiC做为SiC功率器件的研究材料。

1.3 SiC 功率器件的现状与研究难点

SiC单晶在上世纪90年代已经开始研制, 但是较低缺陷和大尺寸的晶片的生产还没有商业化。沟道迁移率低是目前SiC功率器件较大难点, 但它只存在于静电类的压控器件之中, 导致沟道迁移率低的原因有两种, 其中之一是沟道附近的氧化层存在较多的陷阱, 这些陷阱将会降低电子在沟道附近的数量和移动速率, 另外一个是沟道附近有较强的电荷散射作用也降低电子移动速率^[9]。目前有较多提高迁移率的工艺方法。目前有较多的可提高迁移率的方法: 使用NO/N₂O气体作为退火时的保护气体^[10-11], 使用N离子进行离子注入^[12], 改变晶体的生长方向使用(1120)晶向^[13]。但是这些方法对迁移率的提高有限, 相对于Si材料功率器件, SiC功率器件的迁移率提升还有诸多挑战。SiO₂和SiC材料接触可靠性也是较大的难点, SiO₂/SiC是SiC功率器件的重要材料界面, 但是SiO₂/SiC界面在氧化生长工艺中受到物理特性的诸多限制^[14], 尤其是在高温环境下^[15-16]。氧化界面另外一个

难点来自于 SiO_2/SiC 界面材料导带偏移低于 Si/SiO_2 ，在早期的 SiO_2/SiC 界面研究工作实验中，电场强度大于 $4 \times 10^6 \text{ V/cm}$ ，温度大于 150°C 时，氧化层将会变得不稳定^[17-18]。

1.4 本文研究的主要内容和意义

本论文通过半导体理论，对功率半导体器件进行设计与分析，并利用 TCAD 软件对设计出器件结构进行计算与模拟，具体工作有以下 3 个方面：

- 1) 进行中低压的 SiC-MOSFET 器件进行器件结构与物理参数设计，并利用 TCAD 软件对 SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 进行了可替代性研究，讨论了替代 Si-IGBT 的条件以及具备的优势。
- 2) 针对了三种主流 SiC-IGBT 的结构，进行了电学与热学的模拟分析，通过击穿电压，关断特性，热斑分析，导通特性，并得出三种结构 SiC-IGBT 最佳使用环境。
- 3) 提出了斜面结构 SiC-SBD 并加入场环结构，在导通特性保持的条件下，提高 SiC-SBD 击穿电压，并优化电场强度分布。

第二章 TCAD 软件与器件模型简介

2.1 TCAD 软件简介

TCAD 软件是计算机辅助半导体器件模拟计算软件, 目前常用的软件有以下几种: SIVACO 公司工艺与器件模拟软件(ATLAS ,ATHENA), SENTRURUS 公司器件模拟(SDEVICE)软件。

本文采用的计算工具是SIVACO公司器件模拟软件, SILVACO软件是一种二维以及三维电子器件模拟程序。可以计算器件内部电场强度, 电子浓度, 载流子浓度, 温度, 电位强度, 电流强度, 光生载流子浓度等, 是目前国际上半导体器件模拟主要使用软件。

ATLAS是SILVACO TCAD中以半导体物理为基础的半导体器件模拟器，器件模拟器结合器件的物理结构和边界条件，对器件的物理特性进行计算和预测。器件模拟之前，对器件进行二维或者三维网格划分，在模拟过程中利用麦克斯韦方程和泊松方程通过对每个格点的数值进行计算，实现器件物理性质的总体预测。

在使用软件时输入3种类型的信息：

- 1) 物理结构参数
 - 2) 模拟的物理模型
 - 3) 模拟过程中数值计算方法

图2.1为模拟软件的使用过程，将结构命令文件和模型令文件输入到模拟器中。

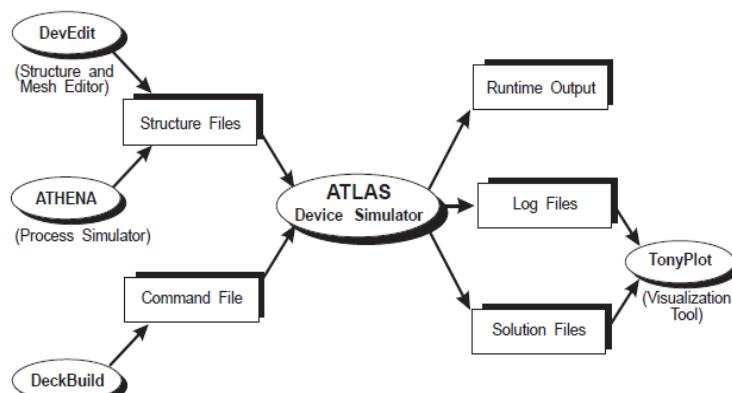


图2.1 模拟软件的使用流程图

Fig 2.1 The flow chart of simulation software (TCAD)

2.2 软件模型

2.2.1 SiC 材料模型

对于 SiC 材料而言, 由于深能级和禁带宽度较大, 即使在大于 350K 的情况下, 杂质也没有全部离化, 这种特性类似于 Si 材料在低温情况下的冻析效应^[19]。所以在公式(2.1)和(2.2)中的 N_D , N_A 两个量中加入冻析效应的系数。

$$\nabla \cdot E = -\nabla^2 \Psi = \frac{q}{\epsilon} (p - n + N_D - N_A) \quad \text{----- (2.1)}$$

$$N_D^+ = \frac{N_D}{1 + GCB \exp\left(\frac{\epsilon_{Fn} - (E_c - EDB)}{kT_L}\right)} \quad \text{----- (2.2)}$$

$$N_A^+ = \frac{N_A}{1 + GVB \exp\left(\frac{E_v + EAB - \epsilon_{Fp}}{kT_L}\right)} \quad \text{----- (2.3)}$$

即在计算泊松方程(2.1)中加入不完全离化模型, 公式(2.2)和公式(2.3)中导带退化因子(GCB), 价带退化因子(GVB), 杂质的激活能带(EDB , EVB), 导带值(E_c), 价带值(E_v)。具体数值见表 2.1

表 2.1 材料模型中变量的参数值

Table 2.1 The parameters for material model

参数	数值	单位
EAB	0.1	常数
GCB	2	常数
GVB	4	常数
EDB	0.2	常数
Perm(电阻率)	9.66	$\Omega \cdot m$
EG (禁带宽度)	3.09	ev

载流子寿命的设定: 在初始条件下 P 型载流子的寿命为 1×10^{-9} s, N 型载流子的寿命为 5×10^{-9} s

介电常数设定为: 9.66

300K 时的禁带宽度为: 3.09ev

2.2.2 迁移率模型

模拟软件(Silvaco TCAD)中的迁移率模型有很多, 主要有四大类: 低场迁移率模型(Low Field Mobility Models), 反转层迁移率模型(Inversion Layer Mobility Models), 纵向电场迁移率模型(Perpendicular Electric Field-Dependent Mobility),

水平电场迁移率模型(Parallel Electric Field-Dependent Mobility) 在同类迁移率模型中又可分为不同的细分模型，用于针对不同的情况下的模拟。如图表所示：

低场迁移率模型(Low Field Mobility Models): 1)Constant Low Field Mobility Model2)The Analytic Low Field Mobility Model 3)The Arora Model for Low Field Mobility4) The Carrier-Carrier Scattering Model For Low Field Mobility 5) Klaassen's Unified Low Field Mobility Model

反转层迁移率模型(Inversion Layer Mobility Models) : 1) Lombardi CVT Model 2) Darwish CVT Model 3) Yamaguchi Model

纵向电场迁移率模型(Perpendicular Electric Field-Dependent Mobility) :
1)The Watt Model 2) Shirahata's Mobility Model

水平电场迁移率模型(Parallel Electric Field-Dependent Mobility) : Carrier Temperature Dependent Mobility

以上的模型中，三大类中迁移率模型有的是不能同时进行使用，否则会造成计算错误，有的会导致模型失效。

表 2.2 Silvaco 软件中迁移率模型联用表

Table 2.2 Mobility Models Summary

	CONMO B	FLDM OB	YA M	CV T	AROR A	ANALY TIC	CCSM OB	SURFA CE	LATTI CE	BALAN CE
CONMO B	-----	OK	YA M	CV T	AROR A	ANALY TIC	CCSM OB	OK	OK	OK
FLDMO B	OK	-----	YA M	CV T	OK	OK	OK	OK	OK	OK
YAM	YAM	YAM	---	CV T	YAM	YAM	YAM	YAM	NO	NO
CVT	CVT	CVT	CV T	---	CVT	CVT	CVT	CVT	OK	OK
ARORA	ARORA	OK	YA M	CV T	-----	ARORA	OK	OK	OK	OK
ANALY TIC	ANALY TIC	OK	YA M	CV T	NO	-----	CCSM OB	OK	OK	OK
CCSMO B	CCSMO B	OK	YA M	CV T	CCSM OB	CCSMO B	-----	OK	OK	OK
SURFA CE	OK	OK	YA M	CV T	OK	OK	OK	-----	OK	OK
LATTIC E	OK	OK	NO	OK	OK	OK	OK	OK	-----	OK
BALAN CE	OK	OK	NO	OK	OK	OK	OK	OK	OK	-----

OK 表示这 2 个模型将可以联用，NO 表示这 2 个模型不可以联用，如果出现了一个模型名称，则表示仅对一个模型有效。

本文采用的迁移率模型是低场迁移率模型其主要的公式(2.4)和(2.5)

$$\mu_{n0} = MU1N.CAUG \cdot \left(\frac{T_L}{300K} \right)^{ALPHAN.CAUG} + \frac{MU2N.CAUG \cdot \left(\frac{T_L}{300K} \right)^{BETAN.CAUG} - MU1N.CAUG \cdot \left(\frac{T_L}{300K} \right)^{ALPHAN.CAUG}}{1 + \left(\frac{T_L}{300K} \right)^{GAMMAN.CAUG} \cdot \left(\frac{N}{NCRITN.CAUG} \right)^{DELTAN.CAUG}} \quad (2.4)$$

$$\mu_{p0} = MU1P.CAUG \cdot \left(\frac{T_L}{300K} \right)^{ALPHAP.GAUG} + \frac{MU2P.CAUG \cdot \left(\frac{T_L}{300K} \right)^{BETAP.CAUG} - MU1P.CAUG \cdot \left(\frac{T_L}{300K} \right)^{ALPHAP.GAUG}}{1 + \left(\frac{T_L}{300K} \right)^{GAMMAP.CAUG} \cdot \left(\frac{N}{NCRITP.CAUG} \right)^{DELTAP.GAUG}} \quad (2.5)$$

N 为掺杂杂质浓度, T_L 是晶格温度。

表 2.3 低场分析模型参数

Fig 2.3 The parameters for low electrical field model

参数	数值	单位
$MU1N.GAUG$	10	$\text{cm}^2/(\text{V.s})$
$MU2N.GAUG$	410	$\text{cm}^2/(\text{V.s})$
$MU1P.GAUG$	20	$\text{cm}^2/(\text{V.s})$
$MU2P.GAUG$	95	$\text{cm}^2/(\text{V.s})$
$ALPHAN.GAUG$	0.0	常数
$ALPHAP.GAUG$	0.0	常数
$BETAN.CAUG$	2	常数
$BETAP.CAUG$	2	常数
$GAMMAN.CAUG$	0.0	常数
$GAMMAP.CAUG$	0.0	常数
$NCRITN.CAUG$	1.3×10^{18}	cm^{-3}
$NCRITP.CAUG$	1×10^{19}	cm^{-3}

2. 2. 3 载流子运输模型

载流子在半导体材料中的运输主要采用 2 种方式: 载流子扩散, 载流子漂移。载流子的运输模型是通过解 3 个方程式来实现。方程为: 1) 泊松方程 2) 载流子运输方程 3) 连续性方程。

1) 泊松方程

$$\text{泊松方程的原始形式: } \nabla \cdot D = \rho_v(x, y, z) \quad (2.6)$$

D 代表电位移矢量, $\rho_v(x, y, z)$ 为自由电荷体密度

在半导体中, $\rho_v = q(p - n + N_D - N_A)$; 在静态或低频下, $D = \epsilon E$, ϵ 代表半导体器件的电容率, E 代表的是电场强度矢量, 考虑到 $\nabla \Psi = -E$, 可得到泊松方程在分析半导体器件时更为常用的形式。即

$$\nabla \cdot E = -\nabla^2 \Psi = \frac{q}{\epsilon} (p - n + N_D - N_A) \quad \text{----- (2.7)}$$

在公式中, Ψ 为静电势, p, n, N_D, N_A 分别为空穴, 电子, 施主杂质, 受主杂质的浓度。泊松方程则表明, 空间任意两点的电位移矢(电场强度) 正比于该点的电荷密度。

2) 载流子输运方程

载流子运输方程称为电流密度方程, 是电子电流密度矢量 J_n 和空穴密度矢量 J_p 的表达式

$$J_n = q\mu_n n E + qD_n \nabla n \quad \text{----- (2.8)}$$

$$J_p = q\mu_p p E - qD_p \nabla p \quad \text{----- (2.9)}$$

D_n, D_p 为电子和空穴扩散系数, μ_n, μ_p 为电子和空穴迁移率。由上式可以看出, 电子电流密度和空穴电流密度都是由漂移电流和扩散电流二部分组成, 在迁移率和扩散系数确定以后, 漂移电流取决于两个变量, 而扩散电流只取决于载流子浓度梯度一个变量。

3) 连续性方程

电子和空穴的连续性方程为:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} \nabla \cdot J_n - U_n \quad \text{----- (2.10)}$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{q} \nabla \cdot J_p - U_p \quad \text{----- (2.11)}$$

U_n 代表半导体单位体积内在单位时间内复合掉的电子数与新产生的电子数之差, 即半导体的电子净复合率, U_p 代表空穴净复合率。

通过迁移率模型和载流子输运模型的计算机求解, 可知器件 V-I 正向导通特性曲线, 击穿电压等电学特性。

2. 2. 4 载流子复合模型

产生复合模型^[20] Srh(Shockley-Read-Hall Recombination), 在半导体的禁带区中的缺陷和陷阱会导致发生声子的跃迁复合, 在此行为中包括 2 个步骤: 第一个步骤是 Shockley 模型和 Read 模型, 第二个步骤是 Hall 模型。

SRH 产生复合模型：

$$R_{SRH} = \frac{pn - n_{ie}^2}{\tau_p \left[n + n_{ie} \exp\left(\frac{ETRAP}{kT_L}\right) \right] + \tau_n \left[p + n_{ie} \exp\left(\frac{-ETRAP}{kT_L}\right) \right]} \quad (2.12)$$

$$\tau_n = \frac{TAUNO}{AN + BN \left(\frac{N_{total}}{NSRHN} \right) + CN \left(\frac{N_{total}}{NSRHN} \right)^{EN}} \quad (2.13)$$

$$\tau_p = \frac{TAUPO}{AP + BP \left(\frac{N_{total}}{NSRHP} \right) + CP \left(\frac{N_{total}}{NSRHP} \right)^{EP}} \quad (2.14)$$

N 为掺杂浓度，参数 $TAUNO$ 为最大电子寿命， $TAUPO$ 为最大空穴寿命， $NSRHN$ 和 $NSRHP$ 是最大载流子寿命是的掺杂浓度。

表 2.4 SRH 模型参数

Table2.4 The parameters for Srh model

参数	数值	单位
$TAUNO$	1×10^{-9}	s
$NSRHN$	5×10^{16}	cm^{-3}
$TAUPO$	5×10^{-9}	s
$NSRHP$	5×10^{16}	cm^{-3}
AN	1.0	常数
AP	1.0	常数
BN	0.0	常数
BP	1.0	常数
CN	0.0	常数
CP	0.0	常数
EN	0.0	常数
EP	0.0	常数

以上是 SiC 材料主要 3 个模拟模型，在 TCAD 软件中的其他模拟模型和软件默认数值的一致。

2.2.5 碰撞电离模型

在空间电荷区，外界加入高电压时，产生高电场对载流子有加速作用，加速后碰撞产生电离，电离出载流子浓度足够多时即发生雪崩击穿。电子空穴对产生数量为 G 。

$$G = \alpha_n \left| \vec{J} \right|_n + \alpha_p \left| \vec{J} \right|_p \quad (2.15)$$

公式(2.15)中 α_n 和 α_p 是电子和空穴电离化系数, J_n 和 J_p 是电子和空穴流密度。Selberherr's 碰撞电离模型是在经典的Chynoweth model [21] 模型的基础上变形式 [22]

$$\alpha_n = AN \exp \left[- \left(\frac{BN}{E} \right)^{BETAN} \right] \quad (2.16)$$

$$\alpha_p = AP \exp \left[- \left(\frac{BN}{E} \right)^{BETAP} \right] \quad (2.17)$$

E 为电场强度矢量, $AN, AP, BN, BP, BETAN, BETAP$ 为模型参数。

表 2.5 碰撞电离参数

Table 2.5 The parameters for impact ionization model

参数名	数值	单位
$AN1$	7.66×10^6	cm^{-1}
$AN2$	7.66×10^6	cm^{-1}
$BN1$	2.273×10^7	V/cm
$BN2$	2.273×10^7	V/cm
$AP1$	5.18×10^6	cm^{-1}
$AP2$	5.18×10^6	cm^{-1}
$BP1$	1.4×10^7	V/cm
$BP2$	1.4×10^7	V/cm

2.2.6 温度模型

本文在进行器件温度模拟计算时, 使用的是晶格自加热模型, 在室温下通过外部电学参数的输入, 计算模拟器件内部的温度分布。

模型为晶格热学流动公式

$$C \frac{\partial T_L}{\partial t} = \nabla (k \nabla T_L) + H \quad (2.18)$$

公式(2.18)中 C 为材料比热容, k 为材料热导率, H 为热源, T_L 为晶格温度。在计算中加入温度的模型可以模拟器件热斑的形成, 对温度比较敏感的功率器件设计有很大辅助作用。

2.3 本章小结

TCAD 软件是本文功率器件模拟与设计的主要使用工具, 在 TCAD 软件中的半导体模型还有很多。SiC 材料模型, 迁移率模型, 载流子运输模型, 碰撞电离模型, 温度模型是本次模型所选的主要计算模型, 通过对软件工作原理和模型的分析可以初步了解器件设计思路与软件验证方式。

第三章 SiC-MOSFET 功率器件设计与 Si-IGBT 功率器件可替 代性讨论

3.1 功率 SiC-MOSFET 简介

功率 MOSFET 器件在 1970 年发明出来, 其相比于其他的功率器件有较大优势, 在较多电子电路设备中使用。首先功率 MOSFET 的驱动是电路是很简单的, 是由静电感应触发的, 相比电流驱动的功率器件要节省大量的驱动损耗, 其次功率 MOSFET 是由单一载流子导通, 开通关断响应速度很快, 除此之外 MOSFET 还具有较大的安全运行区域。

目前 MOSFET 的器件结构有很多种类, 例如有 T-MOFET, HEXFET, COOLMOS^[21-22], 但是在目前使用最多工艺最为简单的是平面栅结构和沟槽栅结构 MOSFET。由于 Si 材料的局限, 在 90 年代, SiC 单晶片的研制成功以及 SiC 外延技术的发展, 使得 SiC-MOSFET 的制备成为现实。首个 SiC-MOSFET 在 1994 年研制出来, MOSFET 结构为沟槽栅结构, 击穿电压为 150V, 导通压降为 3.3V, 电流密度为 $100\text{A}/\text{cm}^2$ ^[23]。随后 1.5KV 4H-SiC 功率 MOSFET 在 $12\mu\text{m}$ 厚的外延片上制备成功, 其外延掺杂浓度为 1×10^{15} ^[24]。但是这些器件的沟道附近的迁移率很低。但是随后在使用积累沟道的结构(a planar normally-off accumulation-mode MOSFET)沟道附近的迁移率有了显著的上升^[25]。

3.2 本章研究的主要工作

SiC 器件在大功率环境下相对于 Si 材料有较大的优势, 而且在中等电压领域 SiC 器件相比于主流功率 Si 器件也具有很大优势。有报道称, SiC-MOSFET 将取代 Si-IGBT 成为中高电压领域电压驱动的功率器件。本节将利用 TCAD 软件设计优化 800V 以上的 SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 结构, 对器件的电学和热学特性进行分析比较并讨论相互可替代性。

3.3 SiC-MOSFET 功率器件工作原理

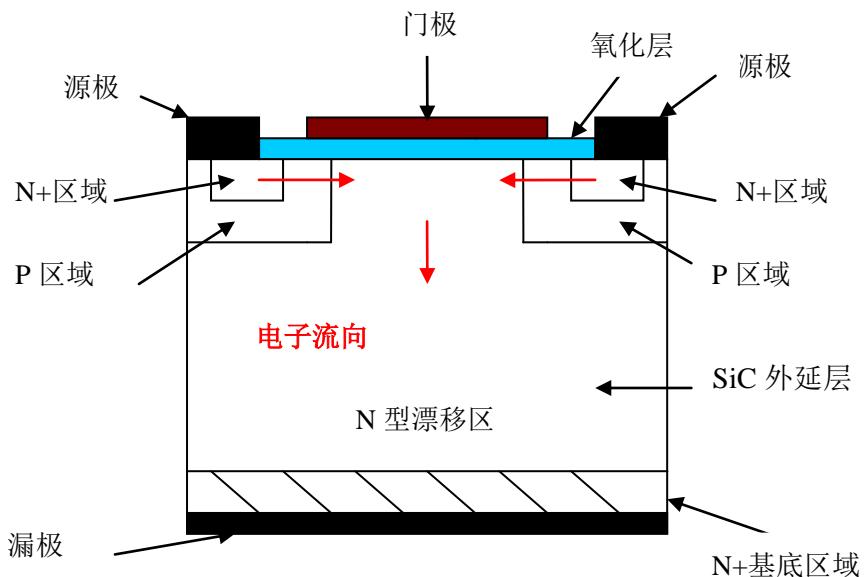


图 3.1 平面栅结构 SiC-MOSFET 示意图

Fig 3.1 Cross section of the parallel gate SiC-MOSFET

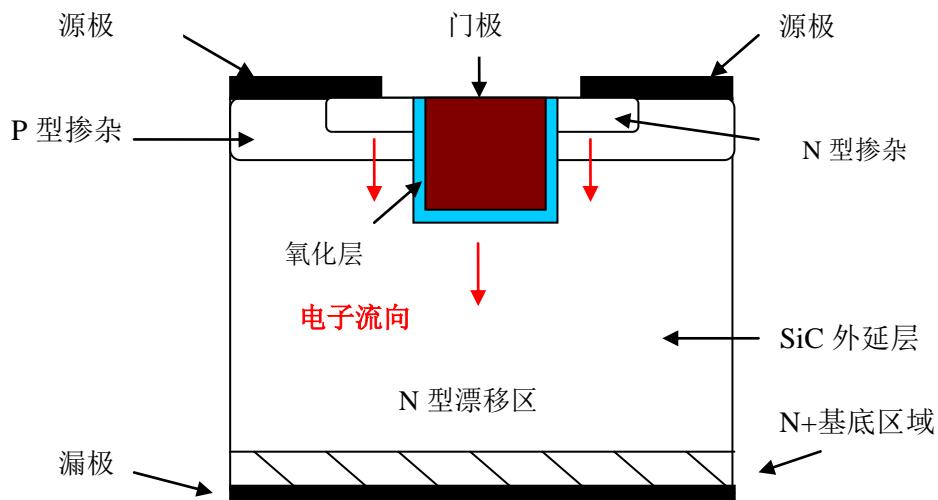


图 3.2 沟槽栅结构 SiC-MOSFET 示意图

Fig 3.2 Cross section of the trench gate SiC-MOSFET

图 3.1 和图 3.2 为 SiC-MOSFET 的结构示意图，基本结构和 Si 材料的 MOSFET 没有区别。器件的漏极为正极，源极为负极。当门极施加正电压时，在栅电压下 PNP 区域形成半导体内部的反型层沟道。器件的开通与关断通过栅电压控制。

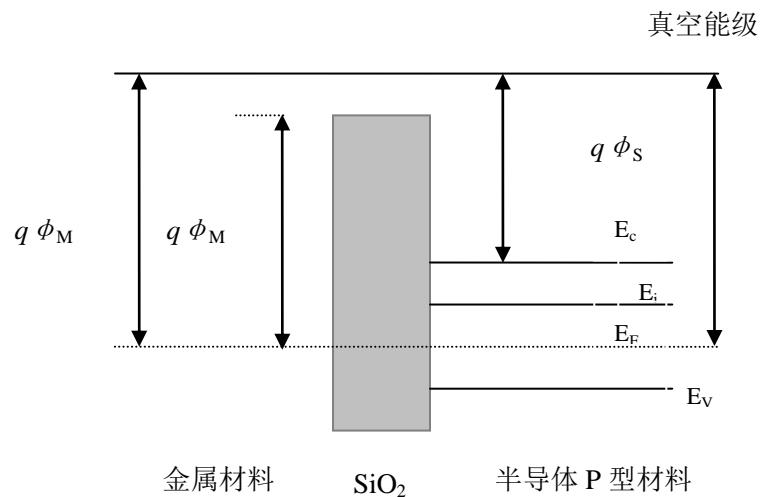


图 3.3 门极电压为 0 的情况下能带图

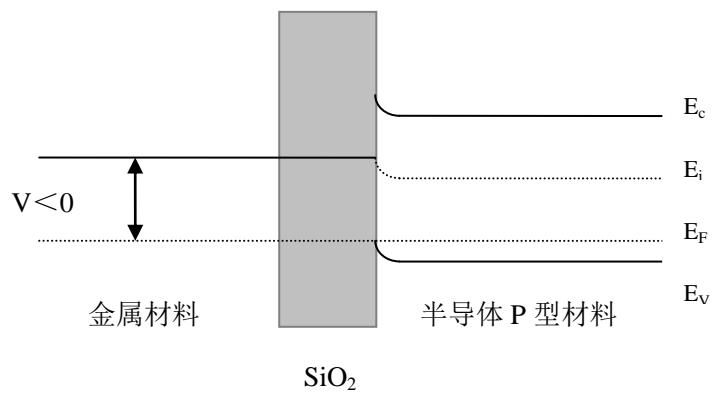
Fig 3.3 The energy band diagram at $V_G=0$ 

图 3.4 门极电压为负的情况下能带图

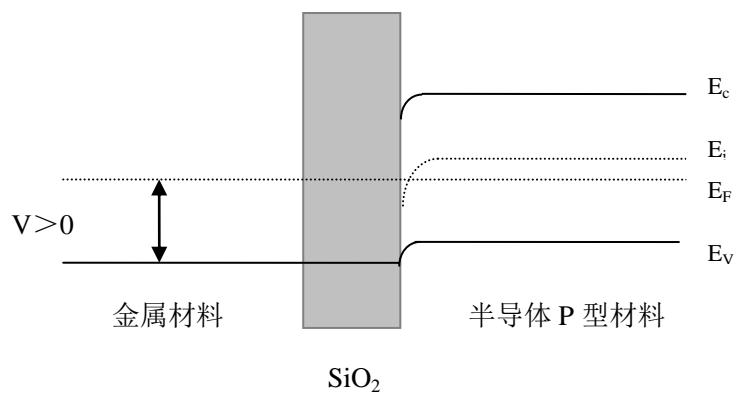
Fig 3.4 The energy band diagram at $V_G < 0$ 

图 3.5 门极电压为正的情况下能带图

Fig 3.5 The energy band diagram at $V_G > 0$

图 3.3-图 3.5 为反型层形成示意图, E_c , E_F , E_v , E_i 分别是导带能级, 费米能级, 价带能级, 半导体的本征能级。在栅极施加正电压时, 栅氧化层之下半导

体表面处的电位升高，能带在氧化层附近产生的弯曲的现象，如图 3.5 所示，当电压升高到阈值电压以后就会有足够的自由电子被吸引到栅氧化层下，在 P 型半导体表面形成电子导电沟道。当栅压小于阈值电压时导电沟道消失，通过栅极电压来控制器件的关断和开启。

3.4 SiC-MOSFET 功率器件结构设计

本节设计的是 800V 中等电压的 SiC-MOSFET 功率器件，考虑到设计余量器件要满足 800V 以上的击穿电压，在此基础上对功率器件结构进行优化，减小导通电阻和增加响应速率。

3.4.1 漂移区厚度计算

击穿电压是器件的重要指标，在设计功率器件时必须首先考虑击穿电压。本节设计 SiC-MOSFET，使用近似的理论公式进行简要的计算，在最后设计结构完成以后再利用 TCAD 软件进行最后的验证。

SiC 材料临界电场公式：

$$E_c = \frac{2.49 \times 10^6}{1 - \frac{1}{4} \log_{10} \left(\frac{N_D}{10^{16} \text{cm}^{-3}} \right)} \quad (3.1)$$

公式(3.1)中 E_c 为临界场强， N_D 为施主掺杂浓度，在 $N_D=1 \times 10^{15} \text{cm}^{-3}$ 的情况下， E_c 可以到达 $3 \times 10^6 \text{V/cm}$ 。

耗尽区域的最大场强公式：

$$E_{max} = \sqrt{\frac{2qN_D V_a}{\varepsilon_s}} \quad (3.2)$$

E_{max} 为耗尽区最大场强， V_a 为反偏电压， N_D 为施主掺杂浓度

通过(3.1),(3.2)两个公式可以得到在临界场强的情况下最大耐受电压公式：

$$V_B = \frac{\varepsilon_s E_c^2}{2qN_D} \quad (3.3)$$

又由耗尽层与电压的关系式：

$$W_D = \frac{E_c \varepsilon_s}{N_D q} \quad (3.4)$$

通过公式(3.1),(3.2),(3.3),(3.4)计算出击穿时耗尽区域的长度

$$W_D = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_B}{qN_D}} = \frac{2V_B}{E_C} \quad \text{----- (3.5)}$$

设定外延层的浓度为 $1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, 击穿电压为 800V。计算可得外延层厚度为 $4.5\mu\text{m}$, 考虑到设计余量以及源极 P 型和 N 型区域的需要, 设定 N 型耗尽区域的厚度为 $5\mu\text{m}$ 。为了降低导通电阻, 采用沟槽栅极结构的 MOSFET。

3.4.2 阈值电压的分析

阈值电压的计算主要利用公式^[50]

$$V_{th} = V_{ms} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} + 2\phi_{FB} + \frac{\sqrt{2\epsilon_0\epsilon_{sic}qN_{Amax}(2\phi_{FB})}}{C_{ox}} \quad \text{----- (3.6)}$$

从公式(3.6)中可知阈值电压与栅氧化电容 C_{ox} , 功函数 V_{ms} , SiC-SiO₂ 界面电荷密度 Q_{ss} , SiC 介电常数 ϵ_{sic} , 平带电压 ϕ_{FB} , $2\phi_{FB}$ 为体内的费米能级到禁带中央的距离, P 型沟道最大掺杂浓度 N_{Amax} 有关, 但是由公式可知其主导作用的是 N_{Amax} 。掺入杂质离子后, N_{Amax} 的数值产生较大变化, 即随着掺入的浓度不同, 阈值电压也会跟随变化。由此公式可知阈值电压主要由 P 型区域掺杂浓度决定。

3.4.3 SiC-MOSFET 导通电阻的分析

SiC-MOSFET 是功率器件, 相比一般微电子器件更注重导通电阻的数值, 当有大电流通过时, 器件导通电阻不仅会产生较大的能量损耗, 而且会造成功率模块的烧毁, 产生严重的不良后果。设计中尽量减小导通电阻, 但是往往伴随击穿电压较小的牺牲, 目前主要减少功率器件导通电阻的方法是通过器件结构的优化, 单个元胞的密度以及芯片面积。功率器件的导通电阻如图 3.6。

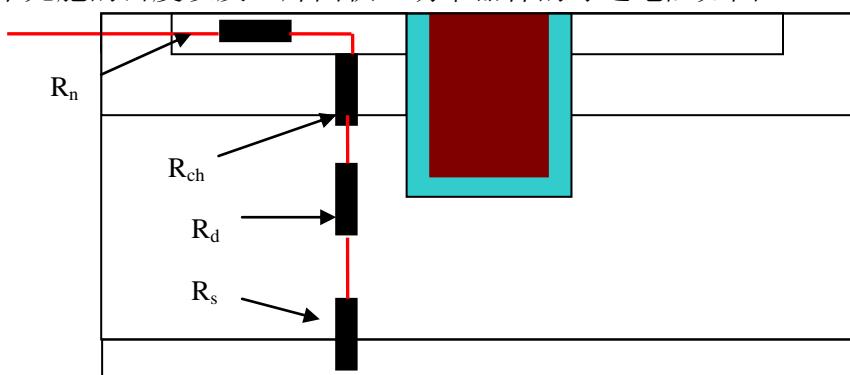


图 3.6 MOSFET 器件电阻分布图

Fig 3.6 The resistance distribution in SiC-MOSFET device

器件电阻组成：源极电阻 R_n ，沟道电阻 R_{ch} ，漂移区电阻 R_d ，基底电阻 R_s 。在一般设计中主要对漂移区电阻 R_d 和沟道电阻 R_{ch} 进行优化。

3.4.4 SiC-MOSFET 结构和 Si-IGBT 结构参数

上节利用雪崩击穿公式对 MOSFET 功率器件的漂移区进行了计算，得出耐压值为 800V 的 SiC-MOSFET 厚度为 5μm，并根据工艺条件设定漂移区宽度为 10μm。图 3.7 为 SiC-MOSFET 结构示意图。由于器件为对称结构所以在 TCAD 软件模拟中，只选取一半的部分进行计算。

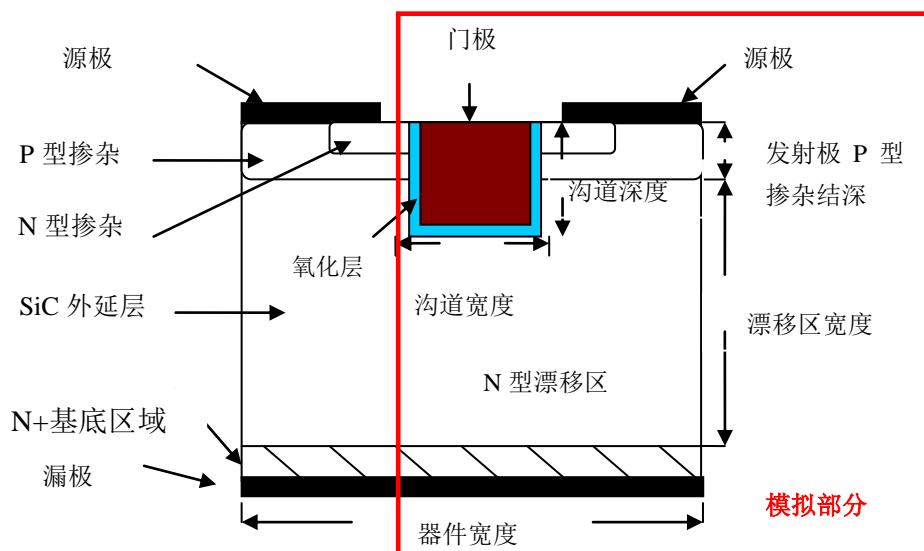


图 3.7 SiC-MOSFET 器件参数分布图

Fig 3.7 Cross section of device parameters in SiC-MOSFET

表 3.1 SiC-MOSFET 器件参数表(调整后)

Table 3.1 SiC-MOSFET device parameters (After adjustment)

参数名	数值	单位
器件宽度	10.0	μm
漂移区宽度	5.0	μm
发射极 N 型掺杂结深	1.0	μm
发射极 N 型掺杂浓度	5×10^{18}	cm ⁻³
发射极 P 型掺杂结深	3.0	μm
发射极 P 型掺杂浓度	5×10^{16}	cm ⁻³
N-漂移区浓度	1×10^{15}	cm ⁻³
栅极深度	4.0	μm
栅极宽度	2	μm

利用 Si 材料的雪崩击穿电压公式对 Si-IGBT 器件的漂移区进行了计算，在外延层掺杂浓度为 $1 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ 时，Si-IGBT 漂移区为 110μm。

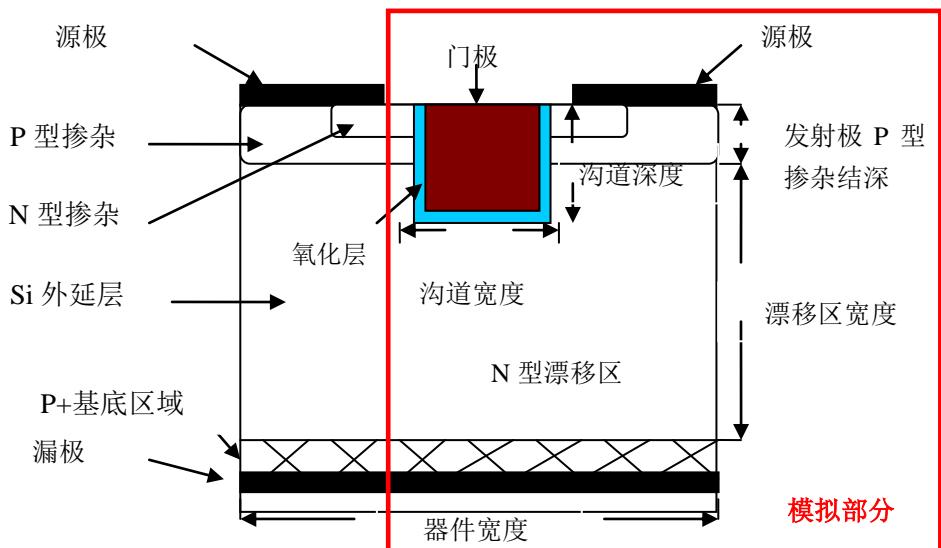


图 3.8 Si-IGBT 器件参数分布图

Fig 3.8 Cross section of device parameters in Si-IGBT

表 3.2 SiC-MOSFET 器件参数表(调整后)

Table 3.2 Si-IGBT device parameters (After adjustment)

参数名	数值	单位
器件宽度	10.0	μm
漂移区宽度	110.0	μm
发射极 N 型掺杂结深	2.0	μm
发射极 N 型掺杂浓度	5×10^{18}	cm^{-3}
发射极 P 型掺杂结深	4.0	μm
发射极 P 型掺杂浓度	5×10^{16}	cm^{-3}
N-漂移区浓度	1×10^{14}	cm^{-3}
栅极深度	6.0	μm
栅极宽度	2	μm

3.5 SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 器件参数验证

3.5.1 SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 击穿电压的验证

讨论 SiC-MOSFET 功率器件代替 Si-IGBT 功率器件的可行性，首先为了验证公式计算的器件击穿电压，对各参数进行修改使的两种器件击穿电压保持一致。图 3.9 为击穿电压图，图 3.10 为两个器件的电位分布图，在图中可知由于材料的差异，当分别施加 1000V 的反向电压时，所需的材料厚度 Si 材料是 SiC 材料的 15 倍。

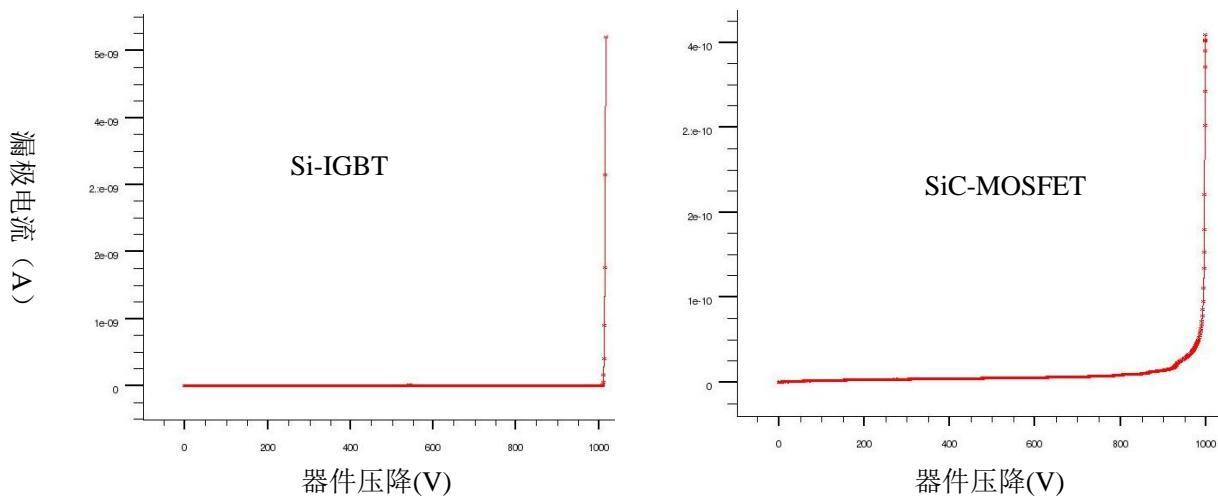


图 3.9 器件击穿曲线
Fig 3.9 The curve of device breakdown

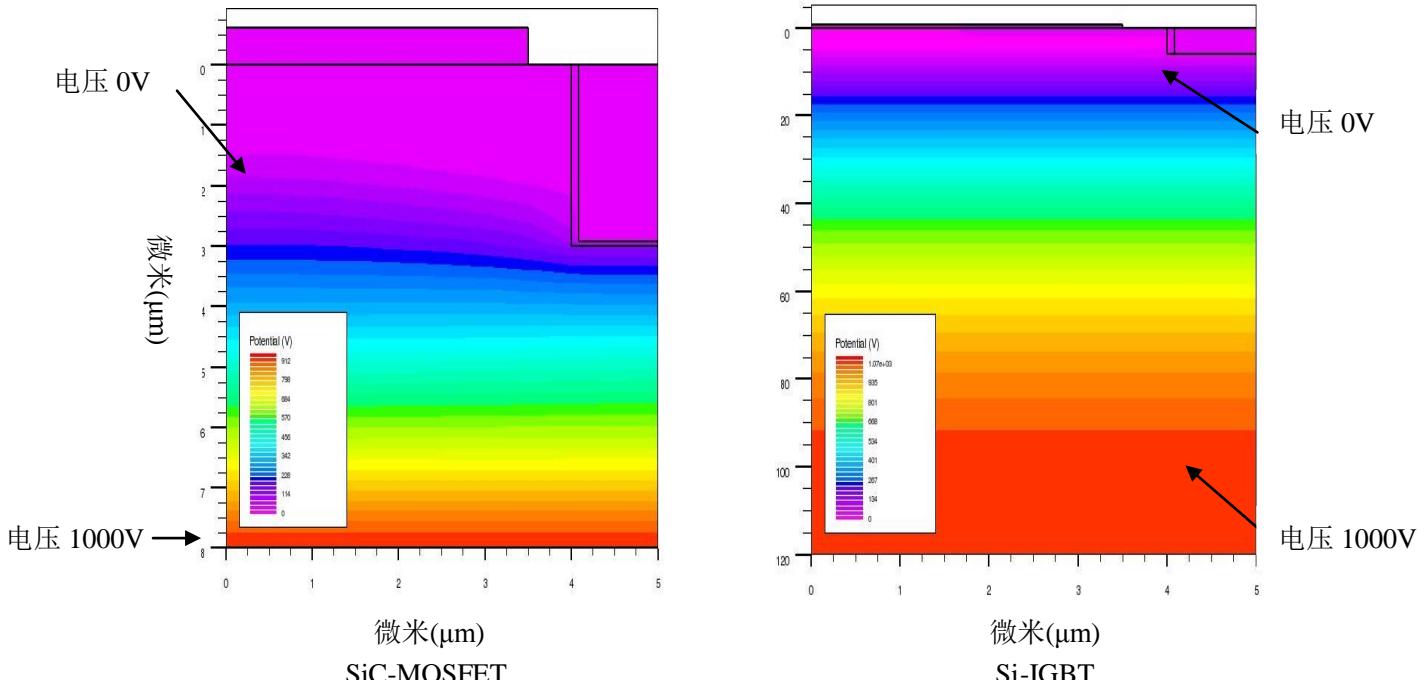


图 3.10 击穿时电位分布图
Fig 3.10 The potential distribution of device breakdown

3.5.2 SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 阈值电压的验证

上一节中将公式计算中的器件结构导入 TCAD 软件中进行计算，并且在计算中进行了调整，在本节中分别计算了 P 型阱区内不同的掺杂浓度的阈值电压。前文已经对阈值电压的计算公式进行了简要分析，但是公式中没有涉及到材料因素影响。图 3.12 为 Si-IGBT 阈值电压曲线，图 3.11 为 SiC-MOSFET 的阈值电压曲线，由图可知，二者都为电压控制功率器件，SiC 禁带宽度较大，对电子束缚能力大于 Si，所需要的形成反型电压大于 Si 材料。由于实际器件中还有固定

电荷以及材料中缺陷其他次要因素，受到 TCAD 软件的限制在本文没有涉及。考虑到导通特性，设置掺杂浓度为 $5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 。即 SiC-MOSFET 阈值电压 8V Si-IGBT 阈值电压为 5V。

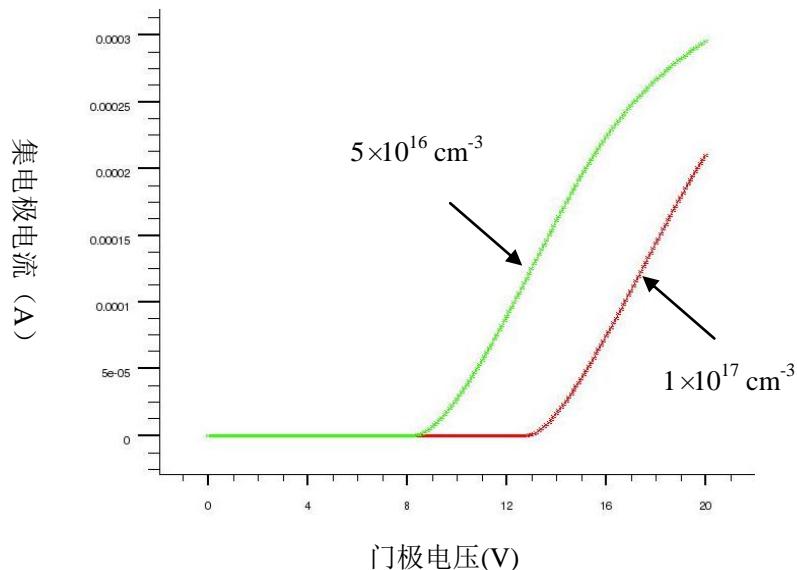


图 3.11 SiC-MOSFET 不同掺杂浓度阈值电压

Fig 3.11 The threshold voltage of SiC-MOSFET in different doping concentration

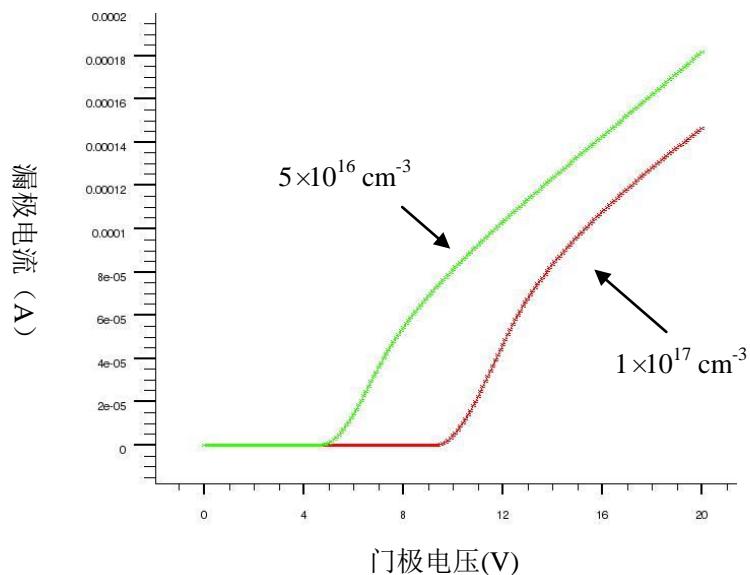


图 3.12 Si-IGBT 不同掺杂阈值电压

Fig 3.12 The threshold voltage of Si-IGBT in different doping concentration

3.6 SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 器件可代替性讨论

3.6.1 导通特性的讨论

上节中已利用 TCAD 软件对两种器件物理参数进行了验证，确定了器件参数。本节中利用 TCAD 软件，对两种器件可代替性讨论。导通电阻是功率器

件能量损耗的主要因素，前文已经提到导通主要电阻组成部分：漂移区电阻和沟道电阻，SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 主要区别是漂移区的电阻部分。SiC-MOSFET 是单载流子器件，其漂移区电阻主要影响因素是外延层的掺杂浓度和厚度。Si-IGBT 是双载流子器件，其漂移区由于有电导调制效应电阻可以大幅减小，电阻主要影响因素是外延层的厚度和载流子寿命。设置计算导通特性外部电压，门极电压在阈值电压上增加 2V，即 SiC-MOSFET 门极 10V，Si-IGBT 门极为 7V。如图 3.13 所示。

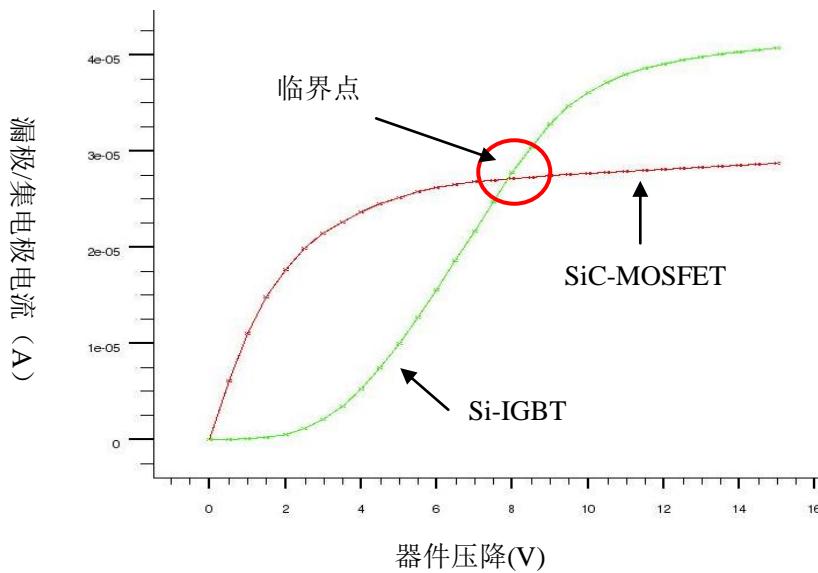


图 3.13 导通特性曲线图

Fig 3.13 The curve of conduction characteristic

在图 3.13 中导通曲线 Si-IGBT 和 SiC-MOSFET 在不同的器件压降区间存在优势，在 8V 以下由于 Si-IGBT 压降过低，电导调制效应还没有显现，SiC-IGBT 的导通特性还没有显现电阻较大，在 8V 以上 Si-IGBT 电流导通性能较好。器件压降在 8V 以下 SiC-MOSFET 则优于 Si-IGBT。

3.6.2 关断特性的讨论

关断特性的讨论将以能量的损耗为标准分析。在上一节中，得到了 SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 的导通特性的临界点，即在 8V 的压降下两种器件的导通电阻相同，在关断特性的模拟中设置 8V 压降，这样可使关断前流经两种器件的电流和压降保持一致，便于能量损耗的计算。载流子的寿命 Si: 1×10^{-6} S SiC: 3×10^{-8} S。

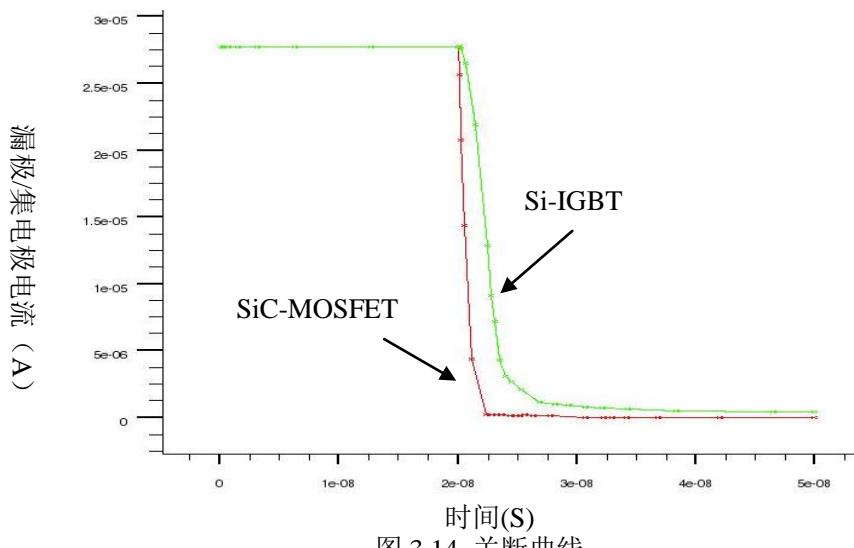


图 3.14 关断曲线
Fig 3.14 The curve of turn off

图 3.14 为器件的关断曲线图, 门极电压在 2×10^{-8} S 内分别从 7V 和 10V 降到 0V, 设置为线性变化, 能量耗损公式:

$$W = \int_0^t V \cdot Idt \quad \text{----- (3.7)}$$

可得 Si-IGBT 能量耗损是 SiC-MOSFET 的 4 倍。可见在关断特性的能量损耗计算中, SiC-MOSFET 有巨大优势适用于在高频电路。

3.6.3 热学特性的讨论

上几节中均是在 300K 室温下进行模拟计算, 本节中将分析 Si-IGBT 和 SiC-MOSFET 功率器件的热学特性, 引入 TCAD 中晶格自加热模型, 在设置热沉散热环境下, 计算两种器件的内部温度分布。在本节中将采用前文中的模拟环境, 设置门极电压 Si-IGBT 为 7V, SiC-MOSFET 为 10V, 器件压降为 5V(基于软件对温度的限制)。

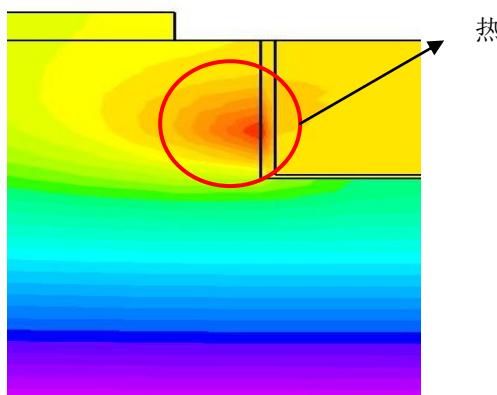


图 3.15 SiC-MOSFET 棚极附近的温度分布
Fig 3.15 The temperature distribution of the near gate gate in the SiC-MOSFET

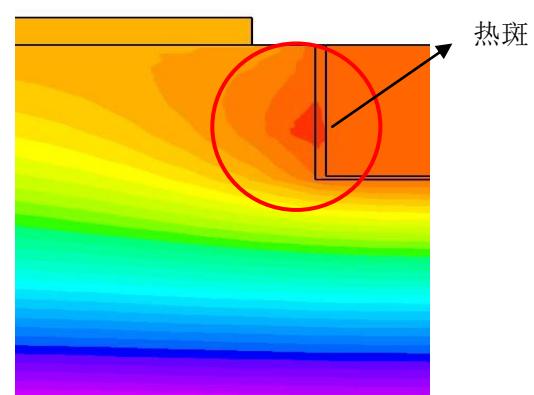


图 3.16 Si-IGBT 棚极附近的温度分布
Fig 3.16 The temperature distribution of the near gate in the Si-IGBT

图 3.15-图 3.16 分别为 SiC-MOSFET 和 Si-IGBT 栅极附近的热学分布图。由图中可知，在栅极附近形成的反型层区域，是热源温度最高和最集中的部分，这是槽栅结构的功率器件无法避免的结果。两者功率器件主要的区别是在温度数值，SiC-MOSFET 的核心温度为 380K，Si-IGBT 的核心温度为 420K。

3.7 本章小节

本章对新型 SiC 宽禁带材料 MOSFET 功率器件代替目前热门 Si-IGBT 器件的可行性进行了讨论，以耐压值相同为切入点，利用雪崩击穿公式对两种功率器件的漂移区进行了估算，通过 TCAD 软件对估算的器件结构进行调整。将调整后的器件结构导入 TCAD 软件中进行模拟，分别模拟了器件的阈值电压，导通特性，关断特性，热力学分布等物理参数。

阈值电压中 SiC-MOSFET 功率器件由于宽禁带材料对电子束缚较强，阈值电压远大于 Si-IGBT，但是都没有超过目前功率电路的限制范围。

导通特性中，两器件有一个临界的压降的区分，导通状态下 8V 以内的器件压降 SiC-MOSFET 是要优于 Si-IGBT，在 8V 以上时 Si-IGBT 要体现出更好的导通特性，在要求器件导通压降较低以及电流导通能力较强的中低压器件条件下也是 SiC-MOSFET 的性能占优，但是在高压区域，虽然 SiC-MOSFET 可以设计成为更高耐压结构但是其导通电阻过大不适用于高压区域。

关断特性中，两器件有明显的差异，由于器件中的载流子寿命和导通情况下器件中载流子的运输方式不同，SiC-MOSFET 器件由于较低的载流子寿命和单载流子通过漂移区导电，所以在关断特性中有巨大的优势，可以节省很大的电能损耗。

热学模拟中，器件以基底为热沉并加入自加热模型，SiC 材料基底散热率为 $4.9\text{W/cm} \cdot \text{K}$ Si 材料基底散热率为 $1.5\text{ W/cm} \cdot \text{K}$ 。在器件内部热斑的分布 Si-IGBT 大于 SiC-MOSFET 范围，热斑的核心温度 SiC-MOSFET 要低于 Si-IGBT。

综合以上，通过理论模拟计算分析，SiC-MOSFET 在特定的电流和热环境下可以替代 Si-IGBT 功率器件，并且在高频电路中能量损耗要远低于 Si-IGBT，对高温的耐受能力也优于 Si-IGBT。本章研究了 SiC-MOSFET 在中压环境下的热学与电学特性，但是在高压区域，MOSFET 导通电阻较大的弊端将显现出来，所以必须在保持耐压数值的条件下进一步降低导通电阻。下一章中将分析 SiC-IGBT 来规避 MOSFET 导通电阻较大的弊端。

第四章 SiC-IGBT 功率器件设计与分析

4.1 IGBT 简介和研究背景

4.1.1 IGBT 简介

IGBT 的英文全称是(the insulated gate bipolar transistor),中文名为绝缘栅双极性晶体管。IGBT 是上世纪 80 年代发明的新型功率器件结构, 是由 MOSFET 和 BJT 组成的达林顿结构, 具备了 MOSFET 的电压驱动和 BJT 的低导通电阻的双重优势。

功率 MOSFET 相对于 BJT 器件更为简单的驱动电路, 由于多数载流子导电可以在高频率的环境下工作。但是在高电压的应用中 MOSFET 为了提高耐压值, 会导致在稳态的条件下电阻值的大幅增加, 产生巨大的能量耗散限制了使用范围。

BJT 是二个PN结组成的电流控制器件, 在漂移区内产生电导调制效应会导致导通电阻的大幅下降。所以很多研究学者将MOSFET和BJT二个器件进行组合, 既能得到电压控制部分又能产生电导调制效益形成较低的导通电阻。IGBT是以上二种特性的组合, 世界上第一个IGBT是由Baliga在1979提出的^[26], and then in 1980 by Plummer and Scharf^[27], Leipold^[28] and Tihanyi^[29]。Si材料IGBT是在1983年商业化, Si材料的主要使用区域是 (600-6500V)。图4.1-4.3是目前在SiC材料中较为流行的IGBT功率器件结构, 分别是横向LIGBT结构, 竖直型平面栅DIGBT结构, 竖直型沟槽IGBT结构。

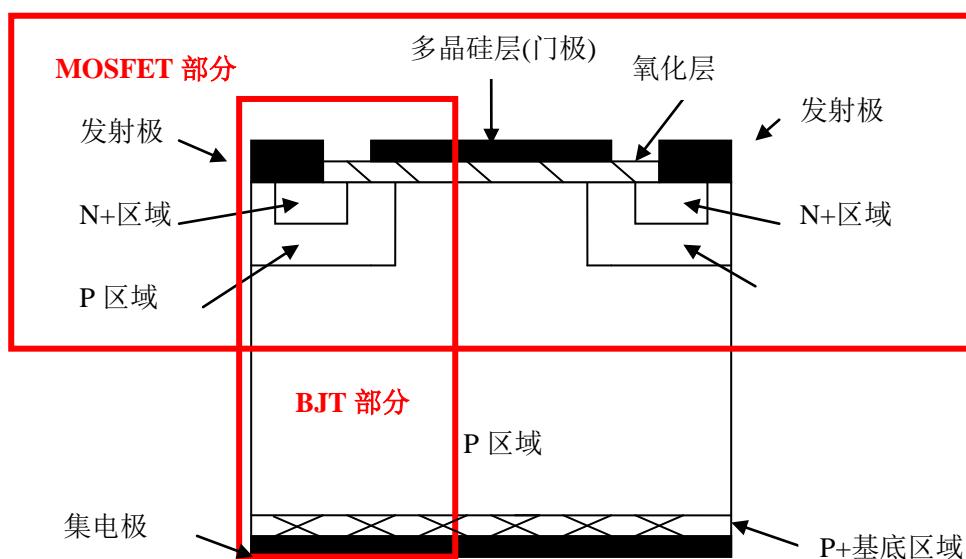


图 4.1 竖直型平面栅 IGBT 结构示意图
Fig 4.1 The cross section of parallel gate SiC-DIGBT

图4.1为竖直型平面栅DIGBT结构示意图，由图可知平面栅IGBT和功率MOSFET器件不同之处是底部加入了P+掺杂区域。虽然仅仅只有一个地方的变化，但器件的电学特性发生了很大的改变。器件上部是MOSFET包括：发射极，门极，氧化层，N+区域，P区域。在BJT的部分包括：N+区域，P区域，N型漂移区。

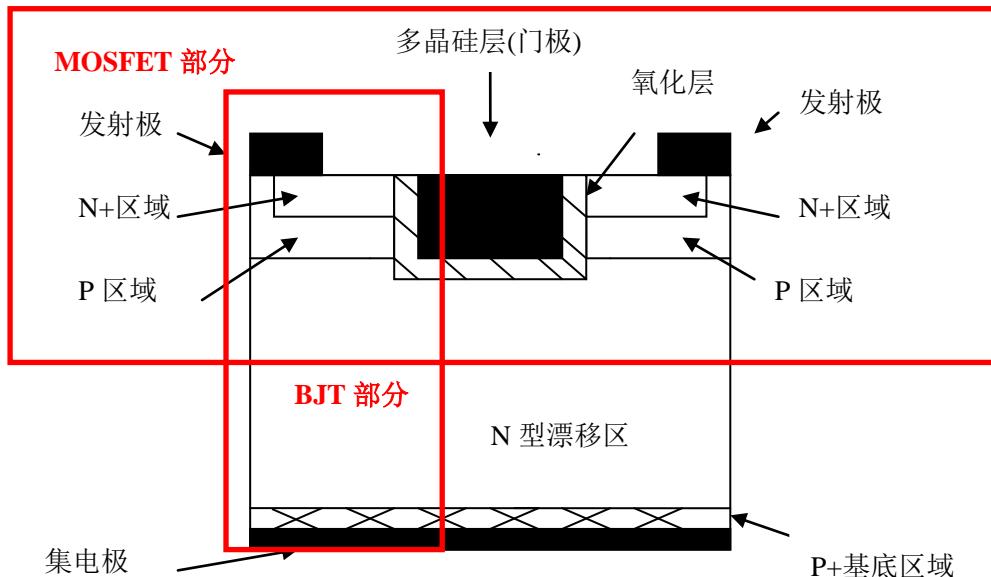


图 4.2 竖直型沟槽栅 IGBT 结构示意图

Fig 4.2 The cross section of trench gate SiC-UIGBT

图4.2为竖直型沟槽栅UIGBT结构示意图，由图4.2可知沟槽栅IGBT功率器件和平面栅功率器件的主要差别是门极的控制方式不同，门极的控制能力较高，空穴和电子载流子的运输途径简单，但是门极的结电容很大，工艺上比较复杂。

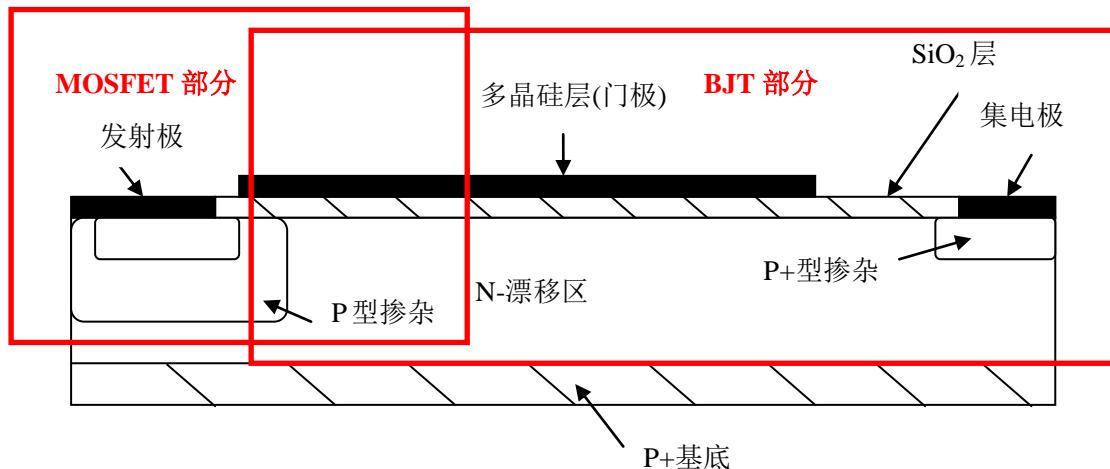


图 4.3 横向结构 IGBT 结构示意图

Fig 4.3 The cross section of SiC-LIGBT

LIGBT是横向IGBT的简称(Lateral IGBT)，和竖直型IGBT结构不同的地方在于LIGBT的制备工艺有很大的简化，没有背面金属化和晶片减薄工艺。LIGBT

器件可以融合功率IC集成电路的BCD工艺，相对于竖直型的IGBT器件在工艺上有很大优势，有利于Power IC功率集成。但是由于LIGBT的漂移区没有竖直型的IGBT规则，在载流子运输通道较为复杂容易产生闩锁现象。

表4.1 MOSFET和BJT器件特性

Table 4.1 Features of IGBT and BJT

MOSFET	BJT
特点：	
单载流子器件	双载流子器件
依靠多数载流子漂移导电	依靠少数载流子扩散运动导电
电压驱动	电流驱动
漏极电流呈现出负温度系数	在集电极电流呈现正温度系数
无电荷存储	在集电极区域存储
电学特性：	
高输入阻抗 10^9 - $10^{11}\Omega$	低入阻抗 10^3 - $10^5\Omega$
较小的驱动损耗	较大驱动损耗
简单驱动电路	复杂驱动电路
器件可以并联使用	器件不可以并联使用
不利于热量散失	有利于热量散失
高关断速度	较低关断速度
高电阻率	低电阻率

当门极电压超过阈值电压在门极下面形成反型层，电子通过反型层从发射极移动到N型漂移区，由于有P+基底区域的阻挡，在N型漂移区中电子浓度很高，为了保持器件的电中性，空穴从正极出发通过扩散和漂移两种方式到达N型漂移层，在漂移区中既有电子又有空穴，即产生电导调制效应，迅速减小导通电阻，使得IGBT的导通电阻远小于相同漂移区厚度的MOSFET。电子和空穴流向见图4.1。通过表4.1对比可以发现MOSFET和BJT电学特性具有互补的特性，而IGBT将两个器件进行综合以后成为热门的商业化功率器件。

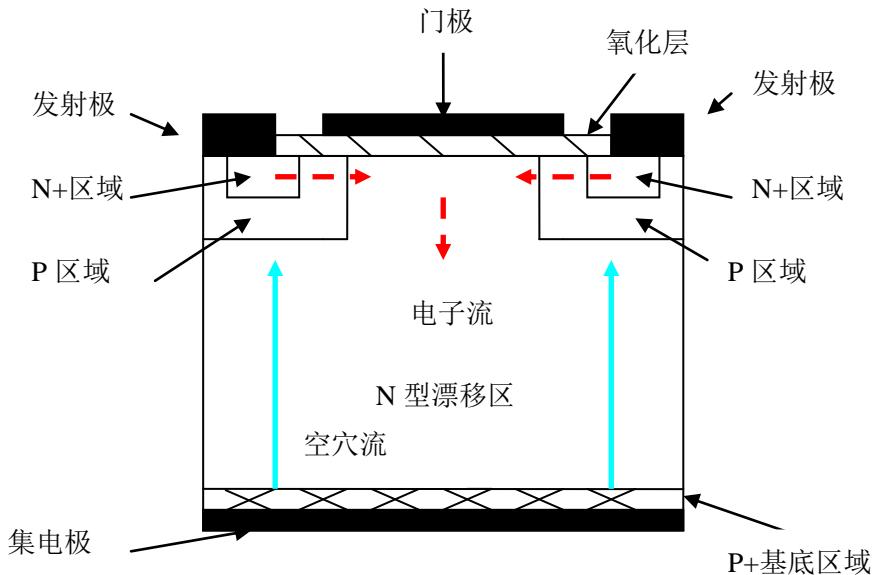


图4.4 IGBT器件内部载流子分布图
Fig 4.4 The carrier distribution in the IGBT

4.1.2 SiC-IGBT 研究背景

由于材料本身的特性在电学方面的特性，SiC材料在极端的环境下和传统的Si材料相比有巨大的优势，对于击穿电压可以到达10000V以上。SiC-IGBT器件可行性来自于SiC-MOS功率器件的制备成功。在SiC-MOS功率器件的研发中，已经减小了SiO₂/SiC界面的缺陷，得到了高击穿电压和较低的表面密度^{[30][31][32]}。基于SiC-MOSFET的研究基础，使得SiC-IGBT成为目前研究的热点。在P型沟道的IGBT和N型沟道IGBT在实验室中已经制备出来，对于P型沟道IGBT最大的优势在于SiC的P型晶片是容易制备的。但是N型IGBT的沟道区域是电子作为多数载流子，在高频环境下有更快的响应速度。MOSFET所遇到的障碍是MOSFET是单极型器件，器件内部没有电导调制效应，虽然功率器件SiC-MOSFET的阻断电压已经达到5KV，但是，进一步提高阻断电压，就会遇到不可逾越的障碍，理论计算表明耐压20KV的MOSFET器件，其漂移层的厚度到达172μm，该厚度所对应的电阻到达245mΩ/cm²。解决方案为：理想需要在栅控制的同时减小导通的电阻，SiC-IGBT就是一个可行的办法。大量的研究表明SiC功率器件包括SiC-IGBT的工作电压为1-10KV^[33]，对于电压小于3KV的器件，漂移区域的厚度将变得非常小，非穿通型SiC-IGBT工艺制备无法实现。

4.2 本章研究的主要工作

本章采用N沟道的IGBT模型，并利用TCAD软件对相同物理参数横向结构IGBT（SiC-LIGBT），平面栅竖直型结构IGBT（SiC-DIGBT），槽栅竖直型结构（SiC-UIGBT）设计和进行电学和热学特性的分析。

4.3 SiC-IGBT 工艺过程以及结构设计

4.3.1 SiC-IGBT 漂移区厚度计算

SiC 材料的工艺技术和 Si 材料的设计大致上是一致的，其中唯一的区别在于 SiC 材料器件工艺中，由于杂质离子在晶片中通过热扩散的能力很弱，离子掺杂的方式通过离子注入的方式进行。

器件的结构设计与上一章的 MOSFET 器件结构方法类似，IGBT 是双极型器件，其在稳态下导通的原理和 BJT/GTO 器件一样，都是通过电导调制效应减小较厚漂移区的稳态导通电阻，本次设计以器件的击穿电压为标准，为了方便计算，将 IGBT 器件进行简化分析，如图 4.5。

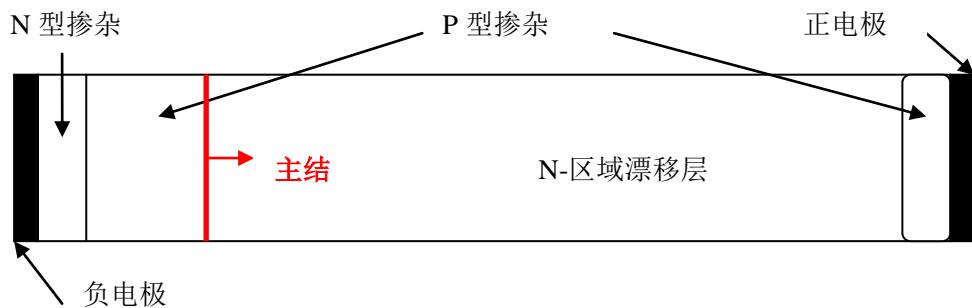


图 4.5 击穿电压设计中 IGBT 简化结构

Fig 4.5 Simplify the structure of IGBT breakdown voltage design

将 IGBT 器件简化为基极和发射极接零电位，集电极接正电压的 BJT 器件。在集电极接正极的条件下，主要耐压的 PN 如图 4.5 所示。在集电极上加上正电压，空穴和电子在电场的驱动下，向耗尽区边缘移动，改变了原来空间电荷分布，利用公式(4.1)

$$BV = \frac{1}{2} E_{max} \cdot W_D = \frac{1}{2} W_D \cdot \frac{2.49 \times 10^6}{1 - \frac{1}{4} \log_{10} \left(\frac{N_D + J_A / q \cdot v_{sat}}{10^{16}} \right)} \quad (4.1)$$

BV 为击穿电压， E_{max} 为临界场强， W_D 为耗尽区宽度， N_D 为施主掺杂浓度， J_A 为电流密度， v_{sat} 为载流子饱和速率。设置 BV 为 3500V，晶片初始掺杂浓度

为 1×10^{15} ，代入计算可得 $W=50\mu\text{m}$ 。加上设计余量以及器件的其他组成部位设定为 $70\mu\text{m}$ 器件厚度。

4.3.2 SiC-LIGBT 工艺实现过程

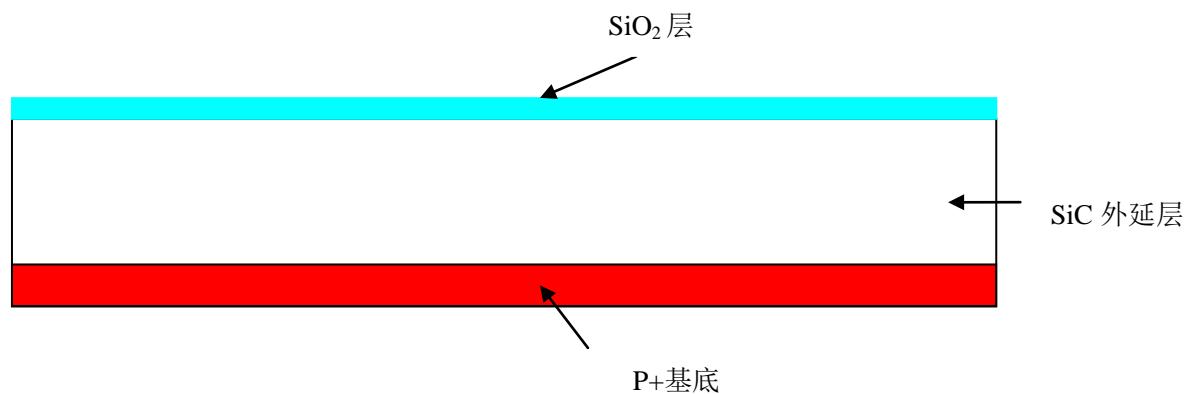


图4.6 在基底上生长外延层

Fig 4.6 The growth of epitaxial layer on the substrate

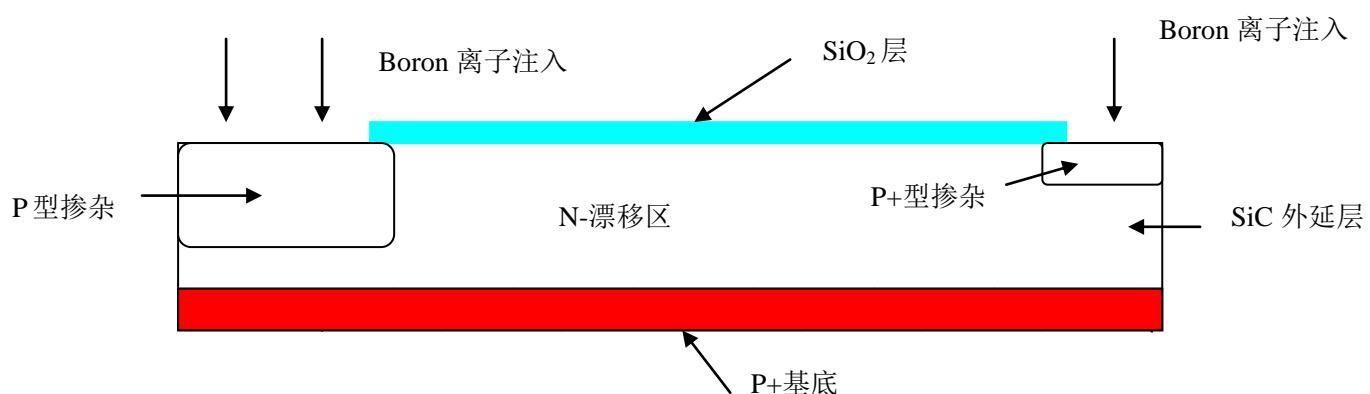


图4.7 光刻曝光后在氧化层开窗口进行P型离子注入

Fig 4.7 Lithography exposure in the oxide layer to open the window for the P-type ion implantation

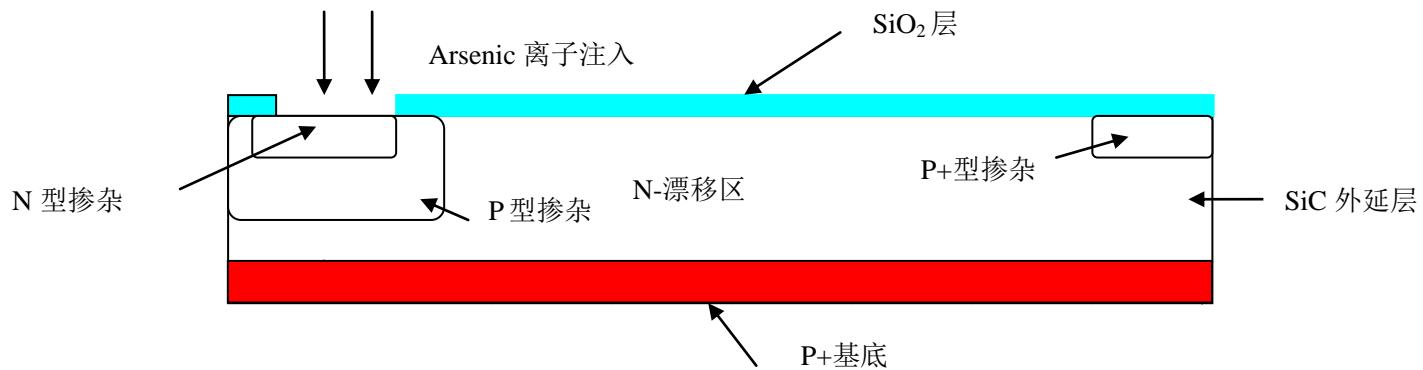


图 4.8 光刻曝光后在氧化层开窗口进行 N 型离子注入

Fig 4.8 Lithography exposure in the oxide layer to open the window for the N-type ion implantation

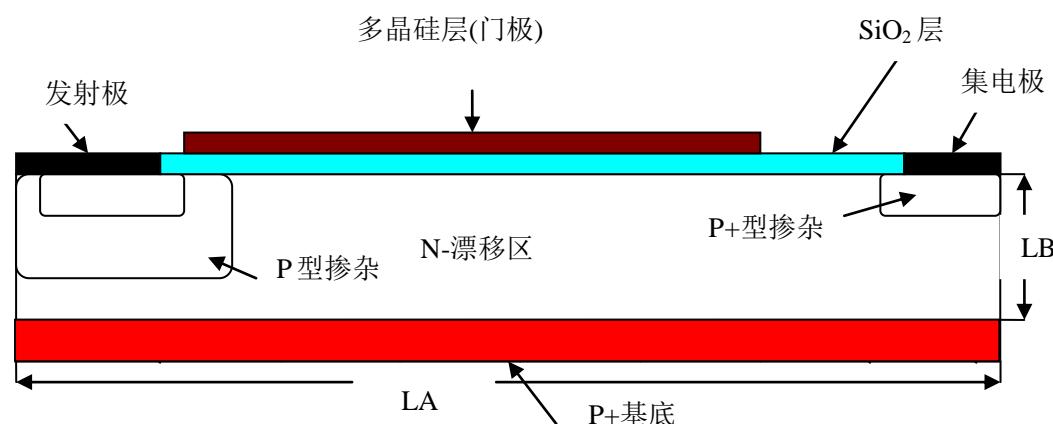


图 4.9 SiC-LIGBT 器件参数分布图

Fig 4.9 Cross section of device parameters in SiC-LIGBT

表 4.2 SiC-LIGBT 器件结构参数

Table 4.2 SiC-LIGBT device parameters

参数名	数值	单位
LA	70	μm
LB	5	μm
发射极 N 型掺杂结深	1.5	μm
发射极 N 型掺杂浓度	5×10^{18}	cm ⁻³
发射极 P 型掺杂结深	3.5	μm
发射极 P 型掺杂浓度	2.5×10^{16}	cm ⁻³
N-漂移区浓度	1×10^{15}	cm ⁻³
集电极 P+型掺杂结深	1.5	μm
集电极 P+型掺杂浓度	1×10^{18}	cm ⁻³

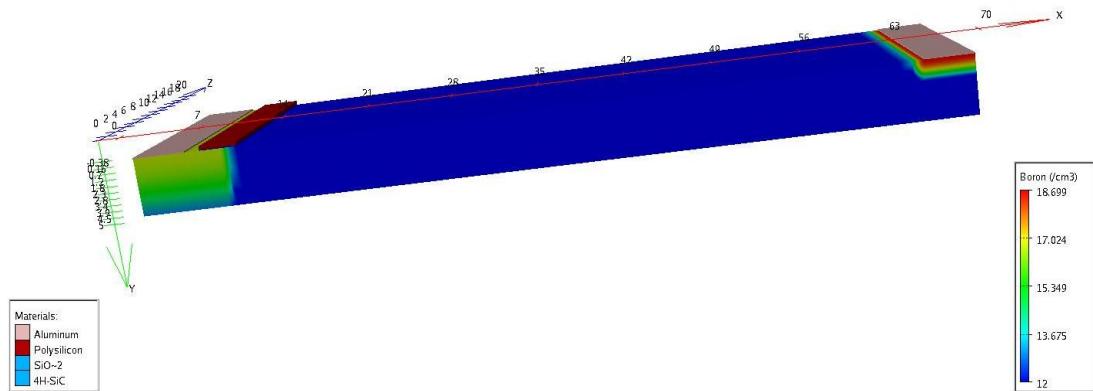


图 4.10 TCAD 软件生成 Boron 离子掺杂浓度示意图

Fig 4.10 The schematic of Boron doping concentration in TCAD software

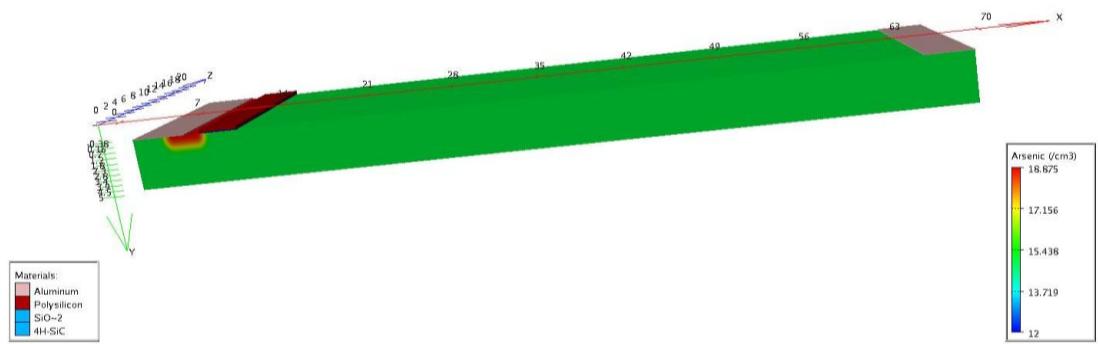


图 4.11 TCAD 软件生成 Arsenic 离子掺杂浓度示意图

Fig 4.11 The schematic of Arsenic doping concentration in TCAD software

4.3.3 SiC-DIGBT 工艺实现过程

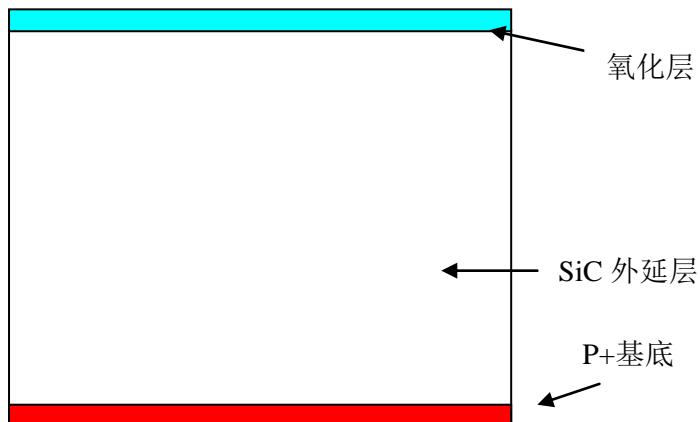


图 4.12 在基底上生长外延层

Fig 4.12 The growth of epitaxial layer on the substrate

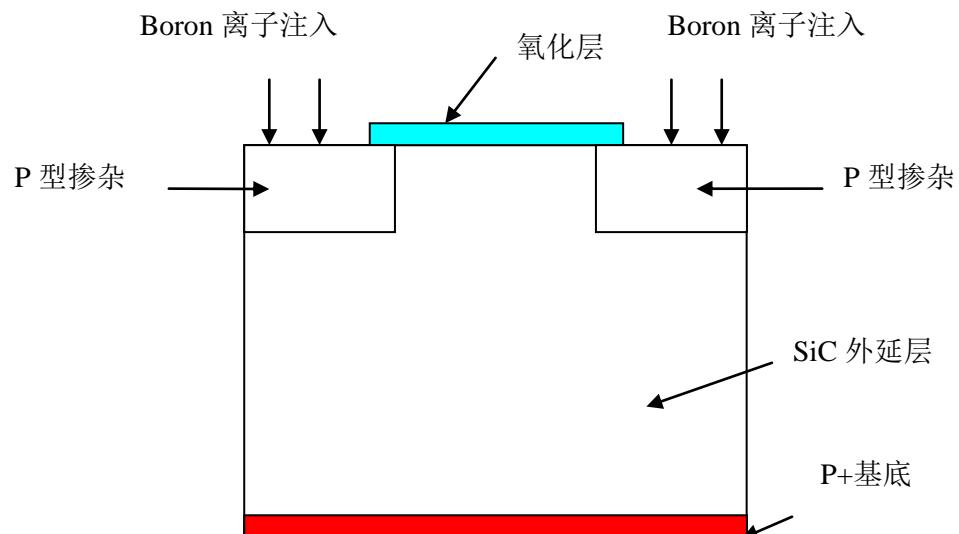


图 4.13 光刻曝光后在氧化层开窗口进行 P 型离子注入

Fig 4.13 Lithography exposure in the oxide layer to open the window for the P-type ion implantation

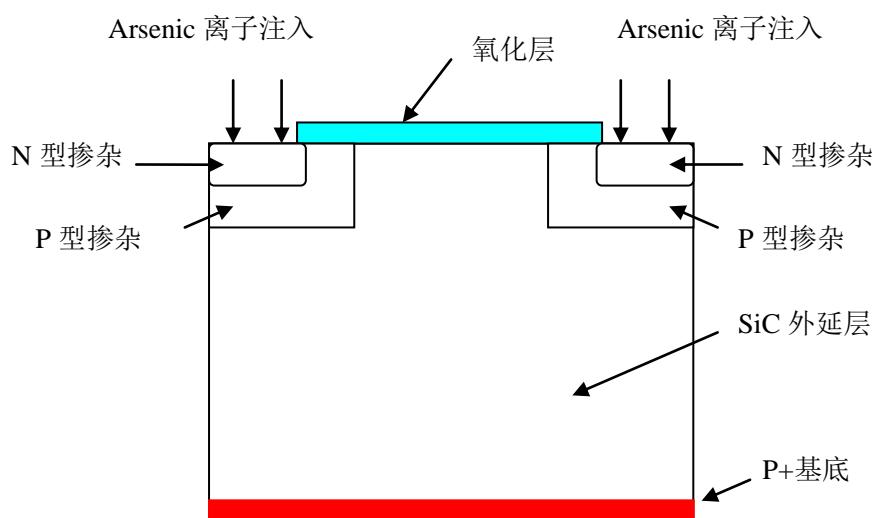


图 4.14 光刻曝光后在氧化层开窗口进行 P 型离子注入

Fig 4.14 Lithography exposure in the oxide layer to open the window for the N-type ion implantation

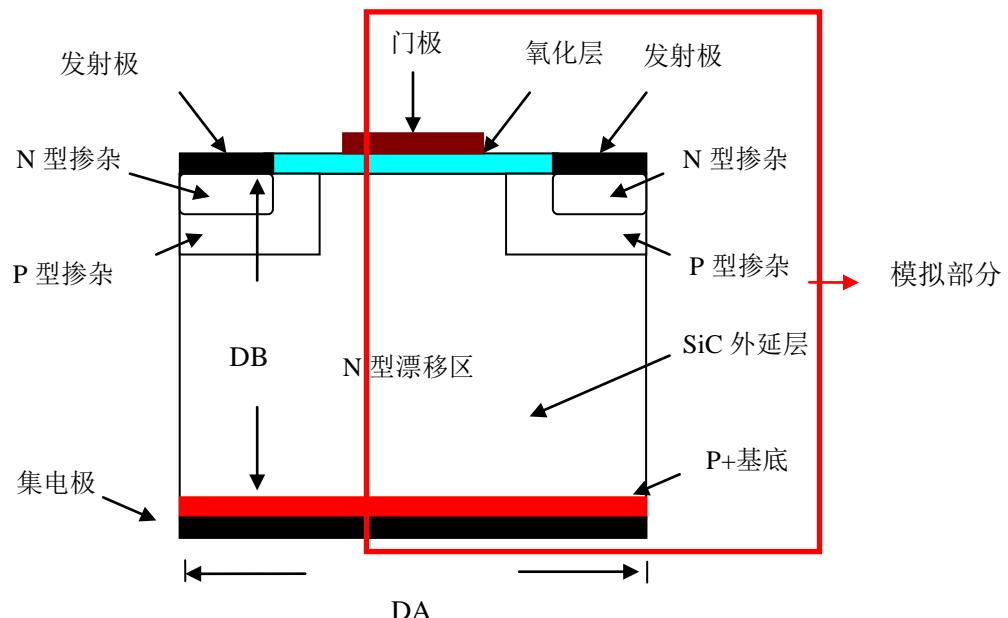


图 4.15 SiC-DIGBT 器件参数分布图

Fig 4.15 Cross section of device parameters in SiC-DIGBT

在 SILVACO-ATLAS 模拟器中，由于 DIGBT 器件中是对称结构，即在模拟中只采用一半结构进行模拟如图 4.15 所示。物理参数与 LIGBT 中的数值保持一致，所选的厚度为 $70\mu\text{m}$ 。图 4.16-4.17 为软件所示的模拟器件图。

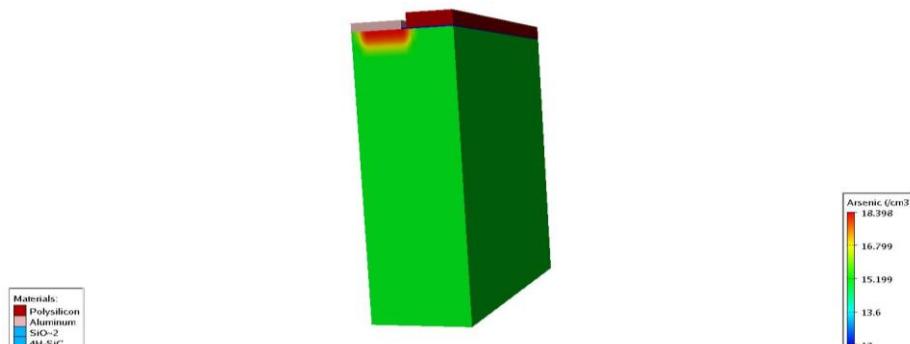


图 4.16 TCAD 软件生成 Arsenic 离子掺杂浓度示意图

Fig 4.16 The schematic of Boron doping concentration in TCAD software

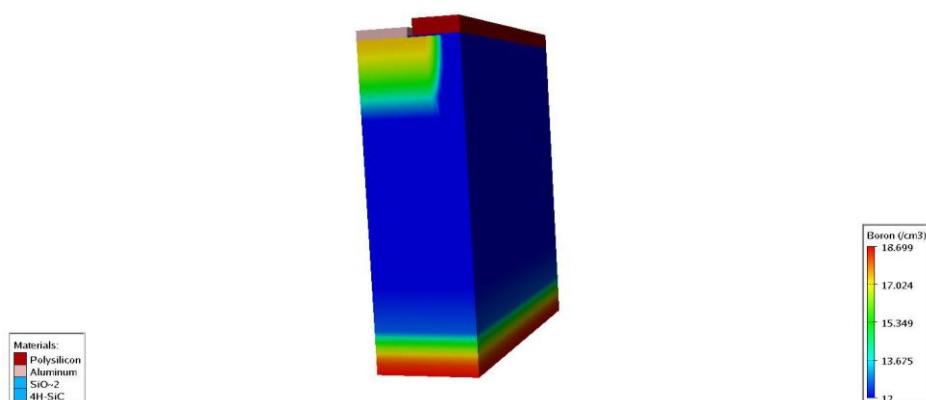


图 4.17 TCAD 软件生成 Boron 离子掺杂浓度示意图

Fig 4.17 The schematic of Boron doping concentration in TCAD software

表 4.3 SiC-DIGBT 器件结构参数
Table 4.3 SiC-DIGBT device parameters

参数名	数值	单位
DA	5.0	μm
DB	70.0	μm
发射极 N 型掺杂结深	1.5	μm
发射极 N 型掺杂浓度	5×10^{18}	cm ⁻³
发射极 P 型掺杂结深	3.5	μm
发射极 P 型掺杂浓度	2.5×10^{16}	cm ⁻³
N-漂移区浓度	1×10^{15}	cm ⁻³
集电极 P+型掺杂结深	1.5	μm
集电极 P+型掺杂浓度	1×10^{18}	cm ⁻³

4.3.4 SiC-DIGBT 工艺实现过程

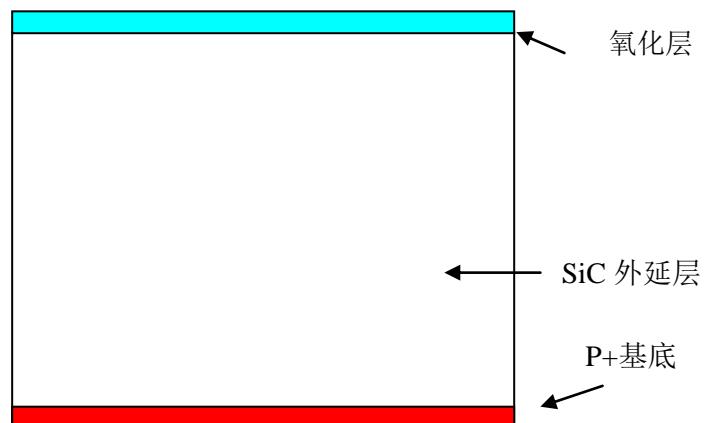


图 4.18 在基底上生长外延层

Fig 4.18 The growth of epitaxial layer on the substrate

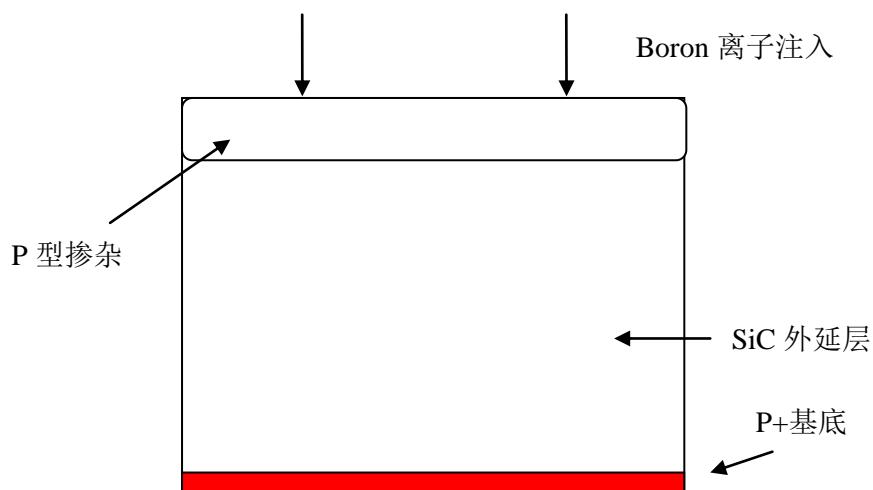


图 4.19 光刻曝光后在氧化层开窗口进行 P 型离子注入

Fig 4.19 Lithography exposure in the oxide layer to open the window for the P-type ion implantation

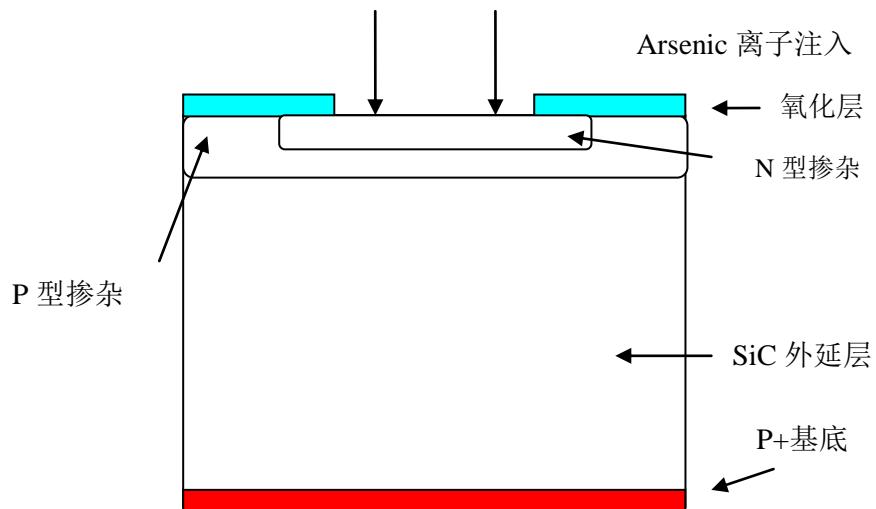


图 4.20 光刻曝光后在氧化层开窗口进行 N 型离子注入

Fig 4.20 Lithography exposure in the oxide layer to open the window for the N-type ion implantation

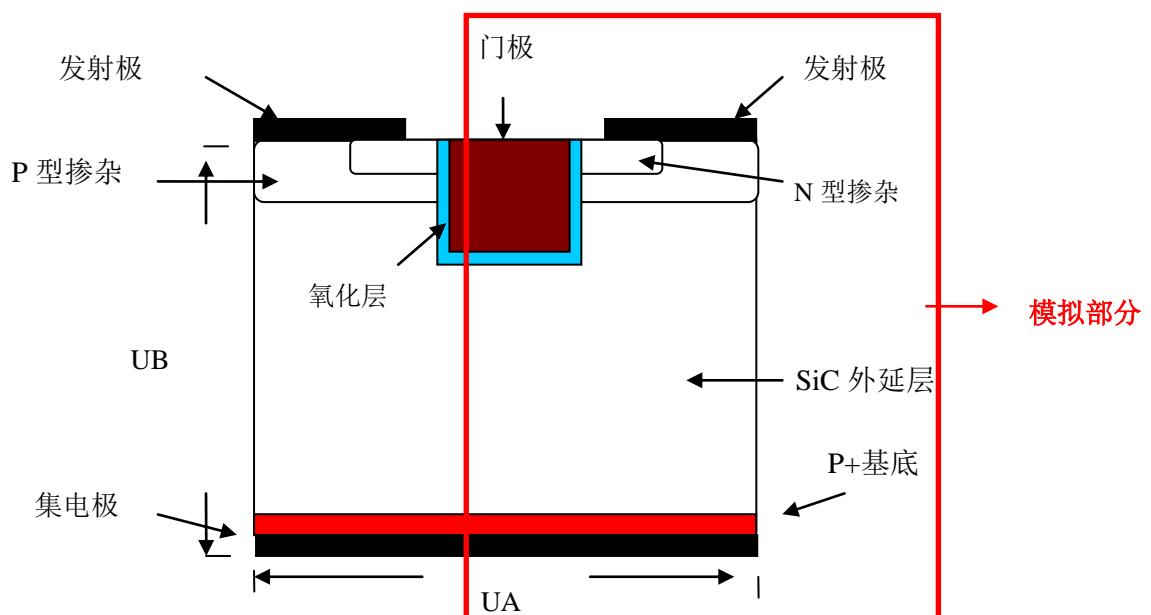


图 4.21 SiC-UIGBT 器件参数分布图

Fig 4.21 Cross section of device parameters in SiC-UIGBT

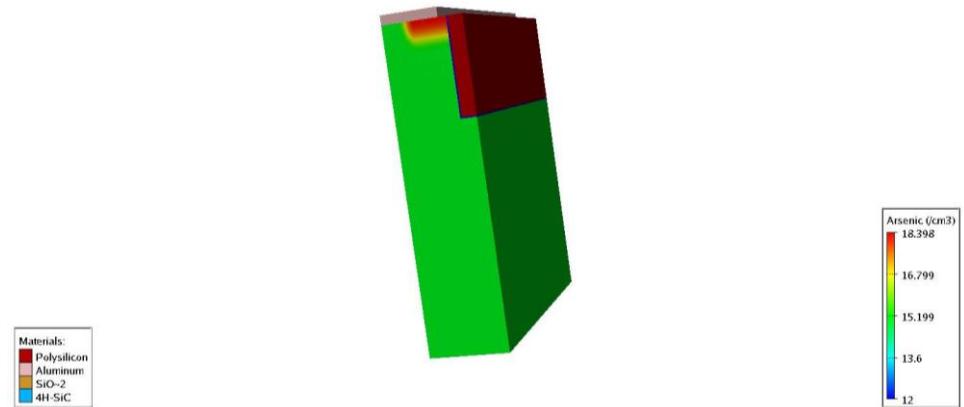


图 4.22 TCAD 软件生成 Arsenic 离子掺杂浓度示意图
Fig 4.22 The schematic of Arsenic doping concentration in TCAD software

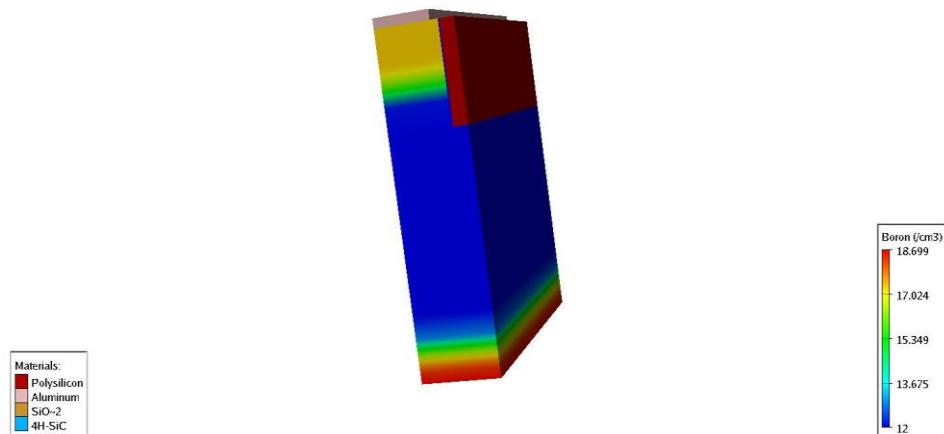


图 4.23 TCAD 软件生成 Boron 离子掺杂浓度示意图
Fig 4.23 The schematic of Boron doping concentration in TCAD software

表 4.4 SiC-UIGBT 器件结构参数

Fig 4.4 SiC-UIGBT device parameters

参数名	数值	单位
UA	5.0	μm
UB	70.0	μm
发射极 N 型掺杂结深	1.5	μm
发射极 N 型掺杂浓度	5×10^{18}	cm ⁻³
发射极 P 型掺杂结深	3.5	μm
发射极 P 型掺杂浓度	2.5×10^{16}	cm ⁻³
N-漂移区浓度	1×10^{15}	cm ⁻³
集电极 P+型掺杂结深	1.5	μm
集电极 P+型掺杂浓度	1×10^{18}	cm ⁻³
栅极结构深度	6	μm

以上结构掺杂浓度采用的是高斯分布,高斯分布近似符合掺杂离子浓度在晶片中的分布规律,在文献中,利用了 monte carlo 的方法进行了分子动力学的模拟和实验比对^[49],结果近似为高斯分布。

4.4 SiC-IGBT 器件 TCAD 计算模拟

4.4.1 阈值电压的模拟

阈值电压是 3 端口功率器件重要的指标^[50]，调节阈值电压的方法很多，埋沟结构比较适合 SiC 材料，这种栅极沟道结构在 SiC MOSFET 功率器件上应用^[33]，可以有效的改变阈值电压^[34]，减小 SiC/SiO₂ 界面缺陷对阈值电压的影响，提高器件工作特性；本节将埋沟结构技术应用到 SiC-IGBT 中，埋栅结构是在半导体内部形成的沟道，载流子不会受到界面态电荷的影响，具体工艺为槽栅区表面注入 Boron 离子。利用栅区不同浓度的杂质离子对阈值电压进行调节，IGBT 功率器件阈值电压的计算公式和 MOSFET 一致：

$$V_{th} = -V_{ms} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} + 2\phi_{FB} + \frac{\sqrt{2\epsilon_0\epsilon_{sic}qN_{Amax}(2\phi_{FB})}}{C_{ox}} \quad (4.2)$$

式中 $\phi_{FB} = \frac{\kappa T}{q} \ln \frac{N_{Amax}}{n_i}$ 。从公式中可知阈值电压与栅氧化电容 C_{ox} ，功函数 V_{ms} ，SiC/SiO₂ 界面电荷密度 Q_{ss} ，SiC 介电常数 ϵ_{sic} ，平带电压 ϕ_{FB} ，P 型沟道最大掺杂浓度 N_{Amax} 有关，但是由公式可知其主导作用的是 N_{Amax} 。掺入杂质离子后， N_{Amax} 的数值产生较大变化，即随着掺入的浓度不同，阈值电压也会跟随变化。

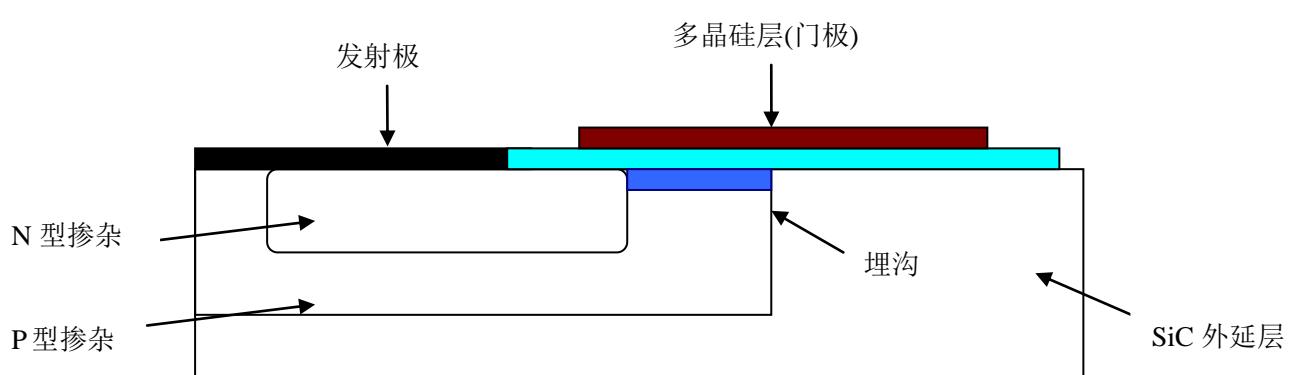


图 4.24 横向结构 LIGBT 和平面栅结构的 IGBT 埋沟示意图
Fig 4.24 The schematic of buried channel in SiC-LIGBT and SiC-DIGBT

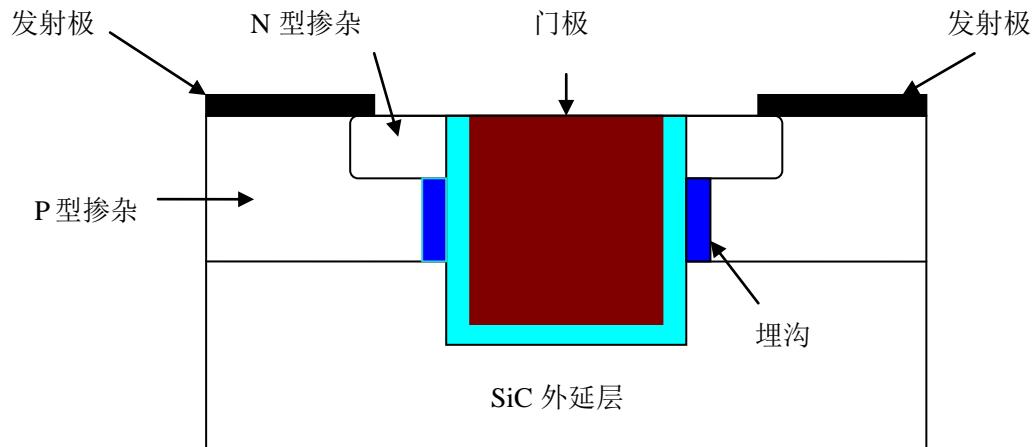


图 4.25 沟槽栅结构的 IGBT 埋沟示意图

Fig 4.25 The schematic of buried channel in SiC-UIGBT

图 4.24-图 4.25 为埋沟附近掺杂浓度为 $5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 和 $1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 时三种器件结构的阈值电压图, 器件压降为正向电压 20V。

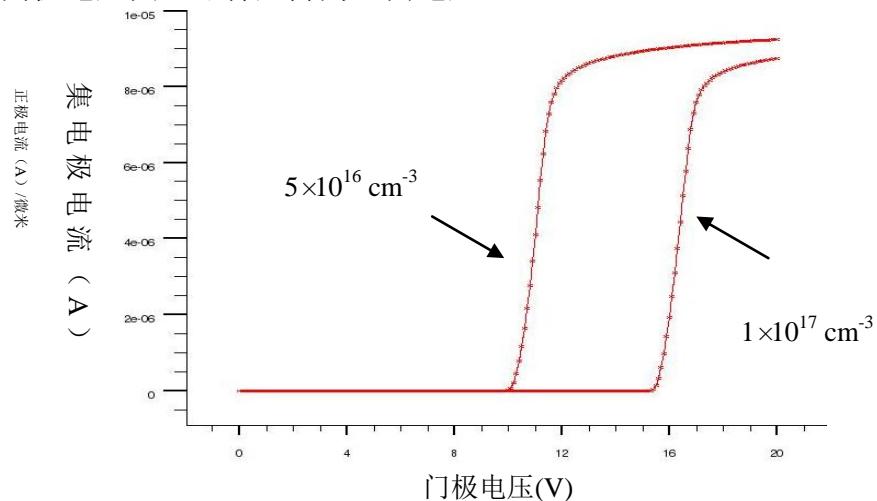


图 4.26 SiC-LIGBT 阈值电压曲线

Fig 4.26 The threshold voltage curve of SiC-LIGBT

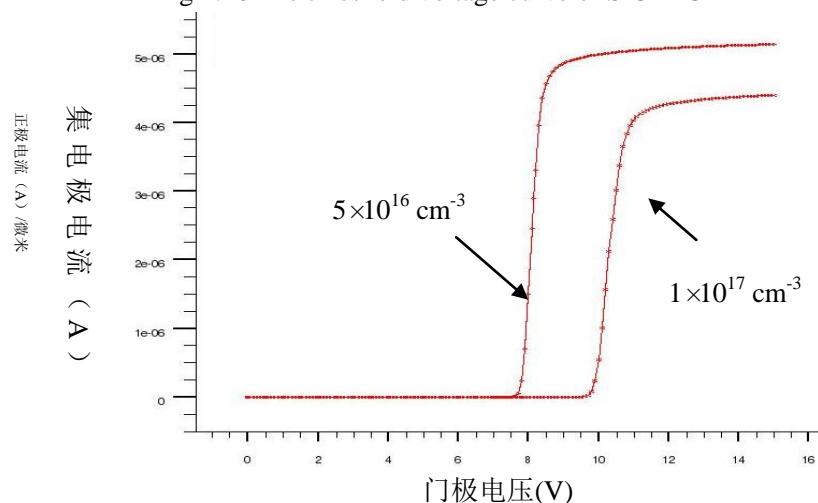


图 4.27 SiC-DIGBT 阈值电压曲线

Fig 4.27 The threshold voltage curve of SiC-DIGBT

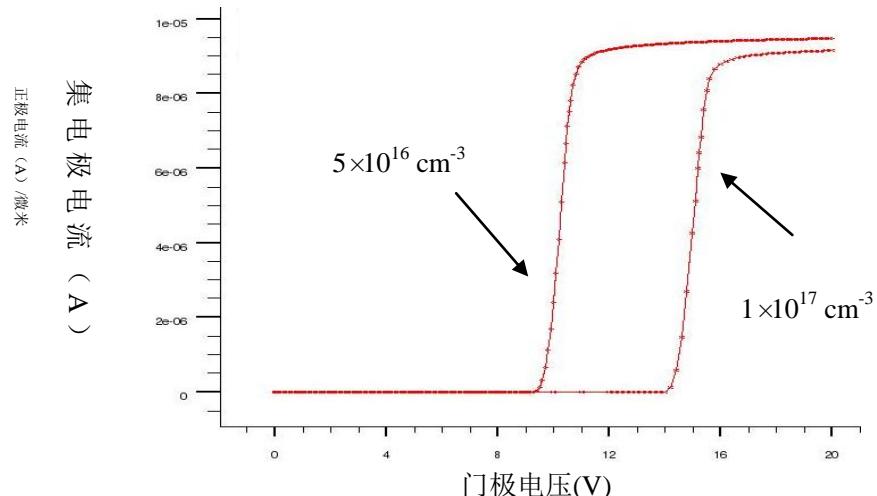


图 4.28 SiC-UIGBT 阈值电压曲线

Fig 4.28 The threshold voltage curve of SiC-UIGBT

在图 4.26-图 4.28 中, 阈值电压在掺杂浓度较低时, 在相同电压下门极下反型层容易形成, 在掺杂浓度为 $5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 的情况下, 各器件的阈值电压为 8-10V, 在掺杂浓度为 $1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 的情况下, 各器件的阈值电压为 12-14V。对比三种器件阈值电压, 即可发现竖直型平面栅结构 SiC-IGBT 的阈值电压小于其他两种结构。其原因是: 在器件模拟最初设置中, 二维长度和宽度都已经设定了为 $5 \mu\text{m}$ 和 $70 \mu\text{m}$ 。横向 SiC-LIGBT, 栅极横向宽度有足够的空间可以调节, 竖直型沟槽栅 SiC-UIGBT, 栅极横向宽度有足够的空间可以调节, 即栅极的结深度。在竖直型横向结构 SiC-DIGBT 中, 其横向的宽度只有 $5 \mu\text{m}$, 掺杂浓度又具有高斯分布, 导致在 SiC-DIGBT 门极下的掺杂浓度不足, 即阈值电压较其他二种结构下降。

4.4.2 导通特性的分析

1) SiC-DIGBT

稳态导通电阻是由: 发射极 N⁺区域的扩散电阻(R_{N+}), 沟道电阻(R_{Ch}), JEFT 区域电阻(R_J), 漂移区电阻(R_D)。

$$R_1 = R_{N+1} + R_{Ch1} + R_{J1} + R_{D1} \quad \text{----- (4.3)}$$

2) SiC-UIGBT

稳态导通电阻是由: 发射极 N⁺区域的扩散电阻(R_{N+}), 沟道电阻(R_{Ch}), 漂移区电阻(R_D)。

$$R_2 = R_{N+2} + R_{Ch2} + R_{D2} \quad \text{----- (4.4)}$$

3) SiC-LIGBT

稳态导通电阻是由: 发射极 N⁺区域的扩散电阻(R_{N+}), 沟道电阻(R_{Ch}), JEFT 区域电阻(R_J), 漂移区电阻(R_D)。

$$R_3 = R_{N+3} + R_{Ch3} + R_{J3} + R_{D3} \quad \dots \quad (4.5)$$

R_{N+} 的数值很小可以忽略不计

$$R_{Ch} = \frac{L}{Z\mu_s C_{ox} (V_{GS} - V_{Th})} \quad \dots \quad (4.6)$$

L 为基区宽度, Z 为沟道的宽度, C_{ox} 为栅氧化电容, V_{GS} 门极栅电压, V_{Th} 阈值电压。

$$R_{J3} = \frac{\rho_D (L_G + 2m)(x_p + W_0)}{(L_G - 2x_p - 2W_0)} \quad \dots \quad (4.7)$$

ρ_D 为漂移区电阻率, L_G 为栅极宽度, m 为发射极宽度, W_0 为耗尽层的宽度, X_p 为 JFET 的长度。

$$R_{D3} = \frac{\rho_D (L_G + 2m)}{2} \ln \left(\frac{A+t}{A} \right) \quad \dots \quad (4.8)$$

$$A = \frac{L_G}{2} - x_p \quad \dots \quad (4.9)$$

结合 R_1 , R_2 , R_3 与图 4.25-图 4.27, 坚直型平面栅结构 SiC-LIGBT 的导通电阻最大。横向结构 SiC-LIGBT 的漂移区较小, 导致在稳态下的导通电阻也较小。坚直型沟槽栅结构 SiC-TIGBT 沟道中载流子路径较为简单, 没有 JFET 区域所以导通电阻也较小。

4.4.3 关断特性的模拟

开通与关断特性功率器件是在高频环境下较为重要的电学指标, 人们在逆变器和整流器研究中, 重点分析了 IGBT 功率器件的开通和关断特性^[35-39], IGBT 是栅压控制双极型功率器件, 由于是双极型器件, 在导通状态下, 漂移区内(N-区域)会有大量少数载流子(空穴)储存, 所以在关断的情况下, 集电极中的电流会出现拖尾的现象。空穴浓度和复合速度是将会决定关断状态下的能量损失和响应时间, 这和 MOSFET 以及 SBD 单载流子器件通过载流子漂移运动不一样。除载流子寿命之外, 器件发射极和集电极二端电压降也是衡量功率损耗的指标之一。

SiC 载流子的载流子寿命的已经在以前的文献中计算测试^[40-42], 在本文中采用的载流子寿命为 $0.03\mu\text{s}$ 。

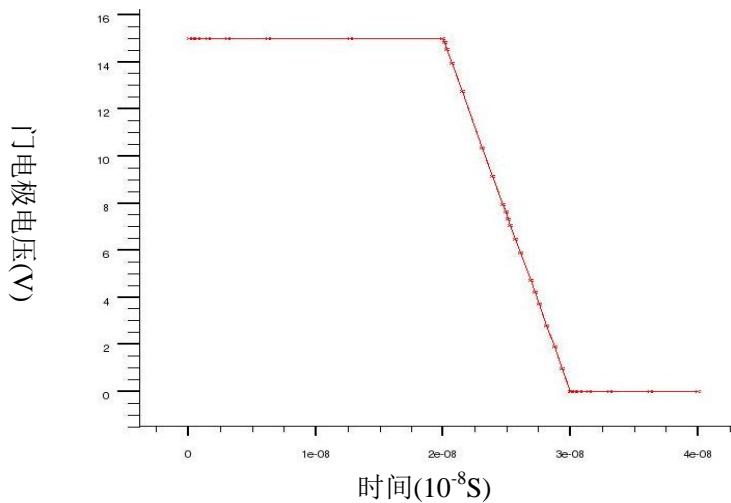


图 4.29 关断情况下门电极电位变化曲线

Fig 4.29 The potential curve of gate electrode in turn off process

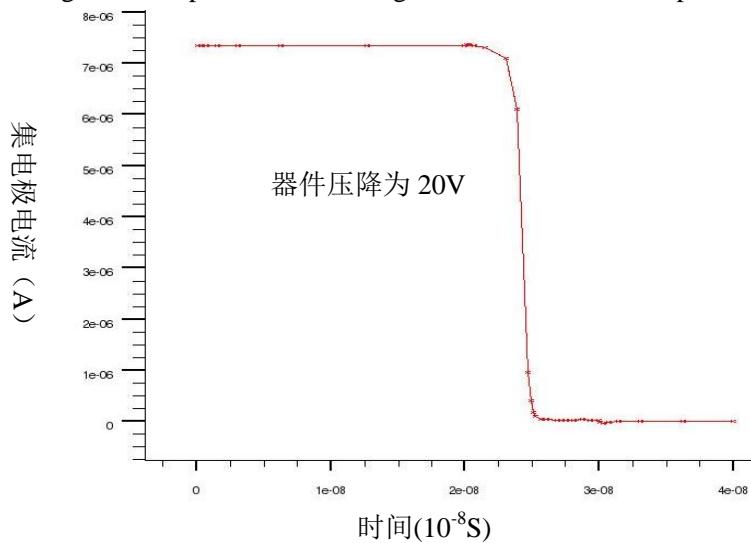


图 4.30 SiC-LIGBT 集电极电流关断曲线

Fig 4.30 The current curve of SiC-LIGBT collector electrode in turn off process

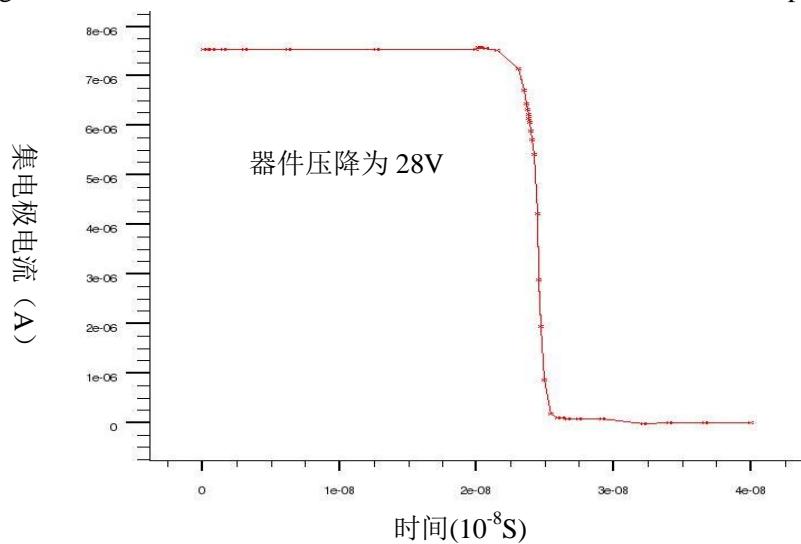


图 4.31 SiC-DIGBT 集电极电流关断曲线

Fig 4.31 The current curve of SiC-DIGBT collector electrode in turn off process

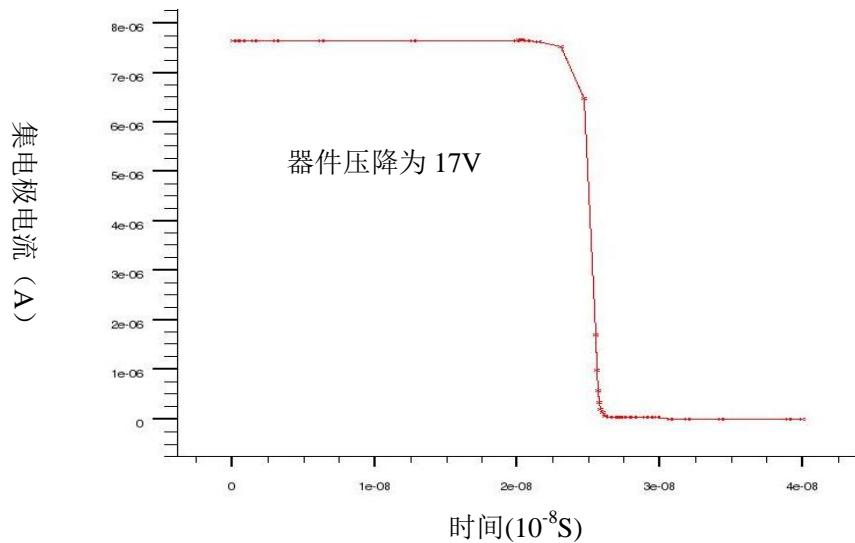


图 4.32 SiC-UIGBT 集电极电流关断曲线

Fig 4.32 The current curve of SiC-UIGBT collector electrode in turn off process

图 4.29 为施加门电极上电压变化曲线, 由图可知, 门电极电压从 15V 在 2×10^{-8} S 线性降到 0V, 为了方便计算与比较关断能量损失, 在计算中调节器件压降, 使初始电流保持一致。图 4.29-图 4.32 依次为三种结构 SiC-LIGBT 集电极, 由图 4.28-图 4.31 可知, 在相同载流子寿命下, 三种结构 IGBT, 在关断时间上几乎没有差别, 可得关断时间决定性因素是漂移区载流子寿命与器件结构无关。但是器件压降不同, 仍会造成不同关断损耗, 通过计算 SiC-UIGBT 的压降最低为 17V, SiC-LIGBT 压降为 20V, SiC-DIGBT 压降最高为 28V, 由此可以知, 关断损耗, SiC-DIGBT 最高, SiC-UIGBT 最低。图 4.32-图 4.34 为三种器件结构 IGBT 器件内部空穴分布示意图, 在关断之前, 空穴在整个器件内部的漂移区, 形成电导调制效应, 关断中空穴浓度向发射区逐步减小, 关断后空穴只在 P 型掺杂的区域内存在。在图中还可以观察到, 门极下区域中的反型层变化特点。

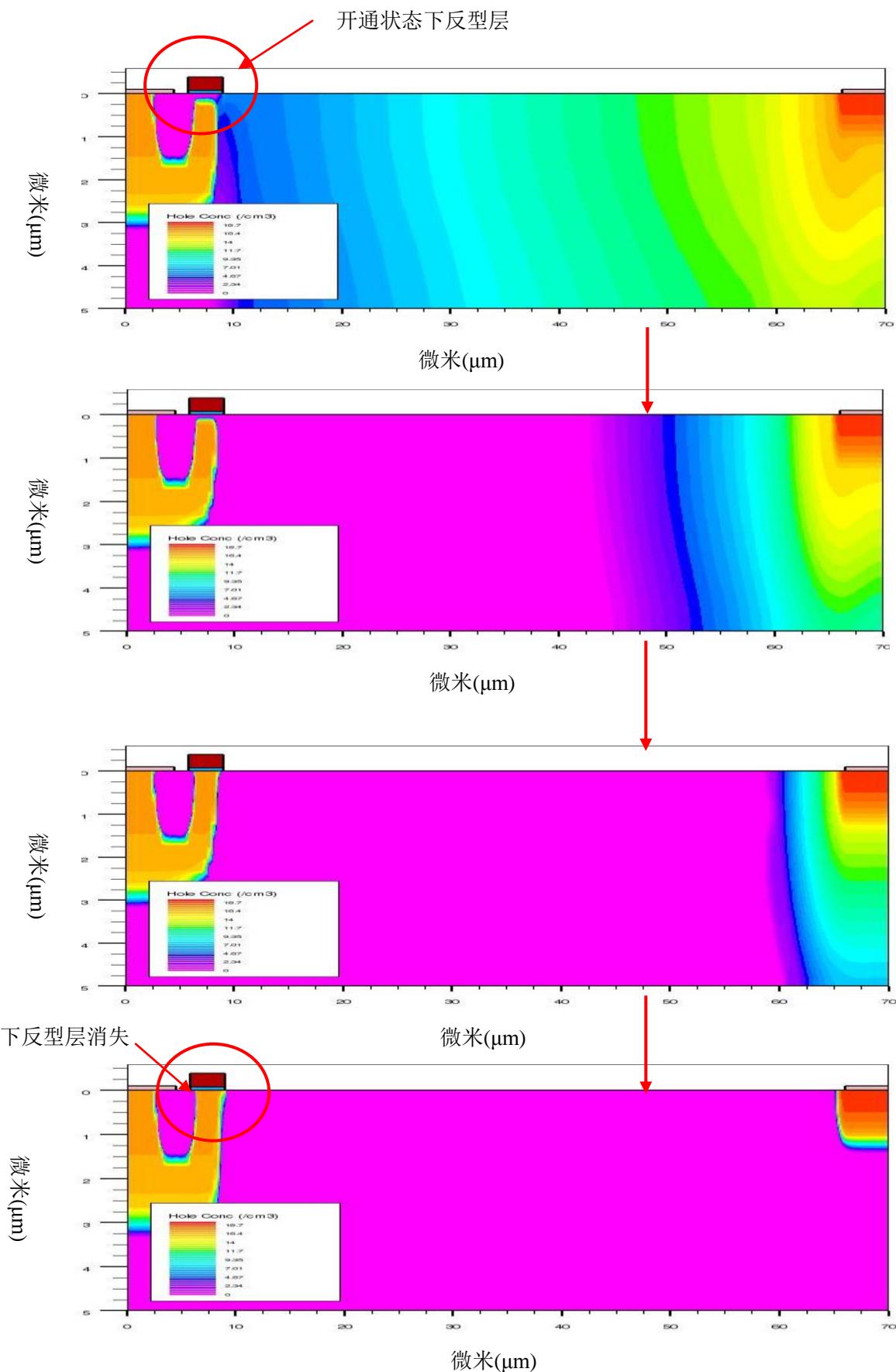


图 4.33 SiC-LIGBT 关断过程中空穴浓度图

Fig 4.33 The hole concentration distribution of SiC-LIGBT in turn off process

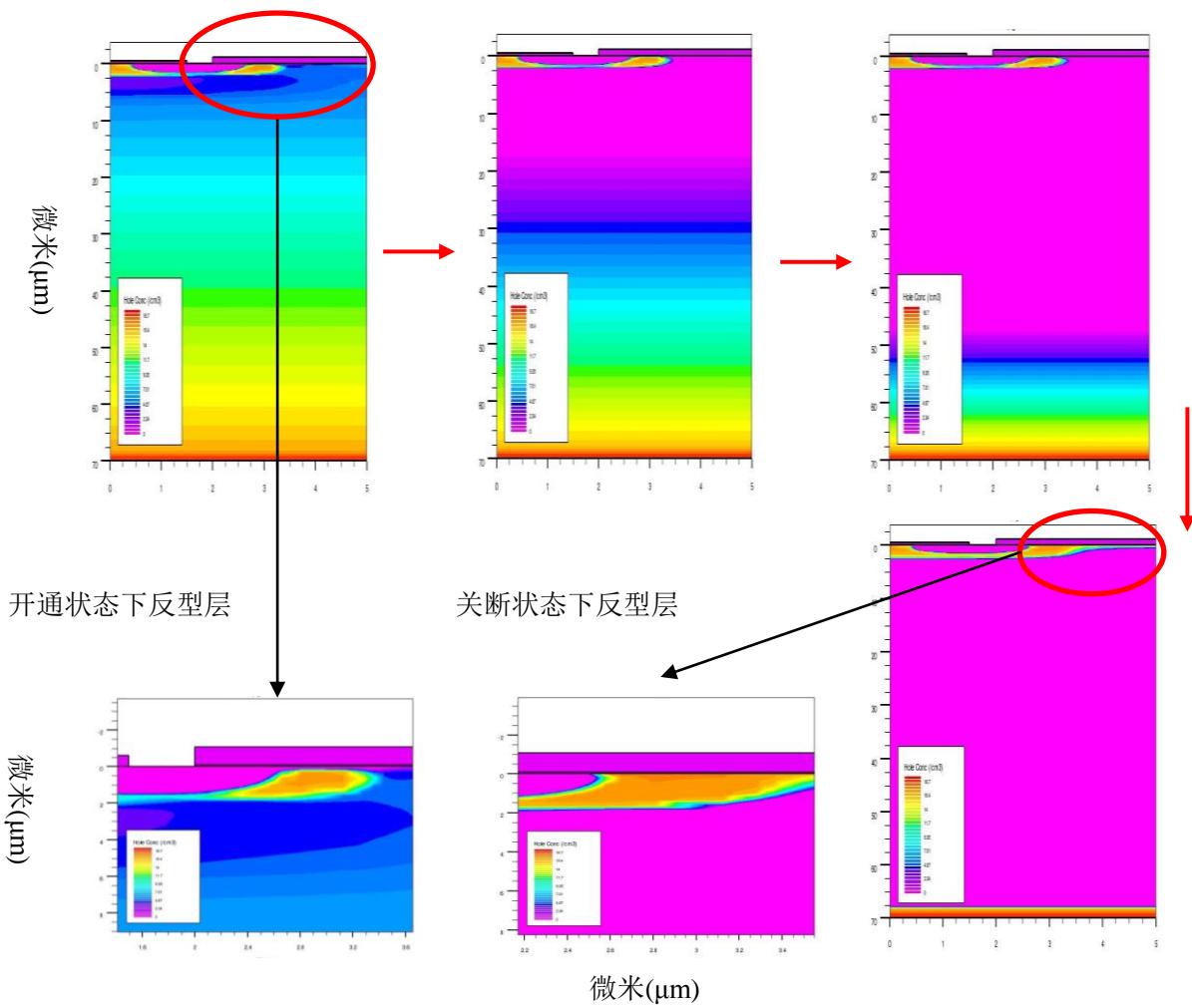


图 4.34 SiC-DIGBT 关断过程中空穴浓度图

Fig 4.34 The hole concentration distribution of SiC-DIGBT in turn off process

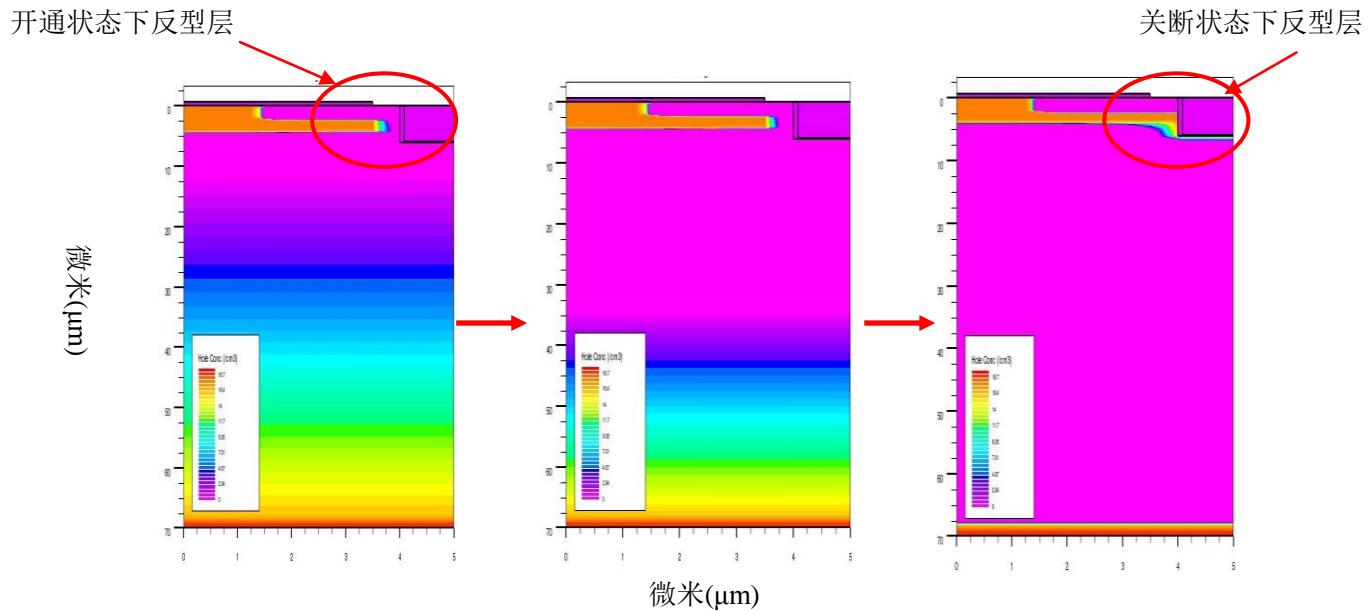


图 4.35 SiC-UIGBT 关断过程中空穴浓度图

Fig 4.35 The hole concentration distribution of SiC-UIGBT in turn off process

4.4.4 SiC-IGBT 击穿电压的模拟

击穿特性是功率器件的重要电学指标，SiC 材料功率器件主要优势也体现在高击穿电压上，本节将分析讨论三种结构 SiC-IGBT 击穿电压，通过用 TCAD 的软件对三种不同结构 SiC-IGBT 功率器件进行模拟与计算。

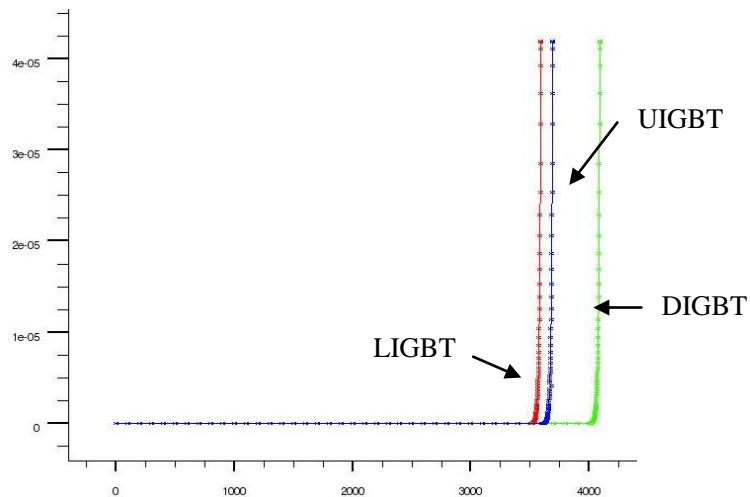


图 4.36 SiC-LIGBT, SiC-DIGBT, SiC-UIGBT 击穿曲线

Fig 4.36 The break down voltage of SiC-LIGBT, SiC-DIGBT, SiC-UIGBT

图 4.36 为三种器件结构的击穿电压，由图可知 LIGBT 的击穿电压最小为 3500V，其结构限制了漂移区的空间，使得器件的耐压数值较低，并且 LIGBT 器件的有效电极都在外延层的一侧，导致载流子，电场分布集中于表层，导致载流子运输通道狭窄，容易引起闩锁效应。DIGBT, UIGBT 电极分布于外延层的两侧，可以避免载流子和电场过于集中的现象，充分利用了器件漂移区域，其中 DIGBT 器件漂移区最大，耐压数值最高为 4100V，UIGBT 为 3600V。在对耐压要求较高的电路中可以使用 SiC-DIGBT 器件。

4.4.5 热学特性的讨论

热学特性讨论使用的是软件中的自加热模型，模拟的电学环境为压降为 20V，门极电压为 15V。热沉设置为器件基底并无其他热沉散热系统。

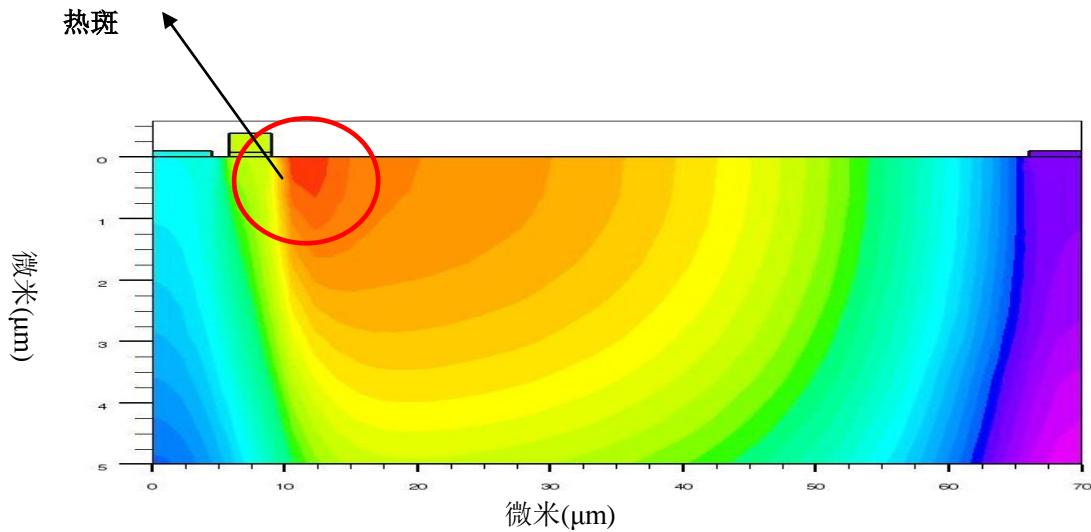


图 4.37 SiC-LIGBT 温度分布图

Fig 4.37 The temperature distribution of SiC-LIGBT

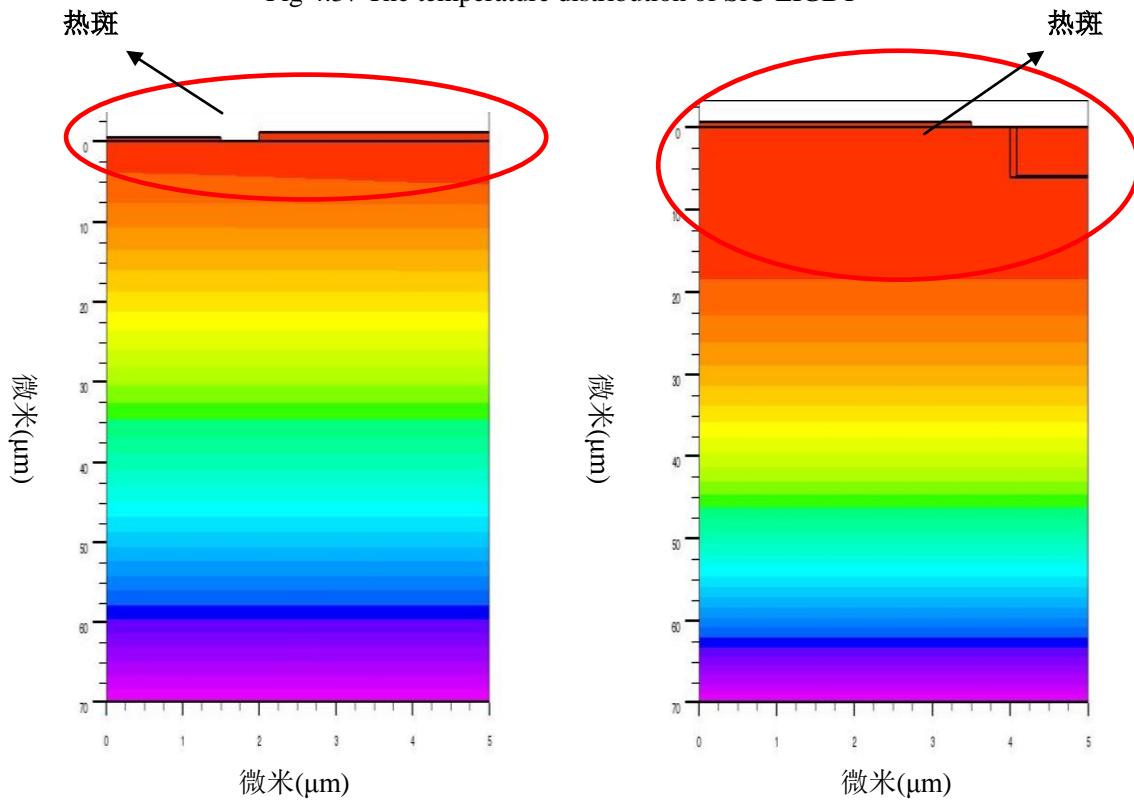


图 4.38 SiC-DIGBT 温度分布图

图 4.39 SiC-UIGBT 温度分布图

Fig 4.38 The temperature distribution of SiC-DIGBT Fig 4.39 The temperature distribution of SiC-UIGBT

图 4.38-图 4.39 为三种器件的温度热学分布图,热沉为器件的基底。由图 4.38-图 4.39 可知,热斑分布电子输运密度最集中的区域,即在沟道附近为温度最高的区域。

4.5 本章小结

本章通过 SiC 器件的击穿公式,确定了 SiC-IGBT 漂移区厚度为 $70\mu\text{m}$,击

穿电压为 4KV 的器件指标，并利用 TCAD 软件对三种主流结构进行了电学与热学的计算模拟。

电学特性，LIGBT, DIGBT, UIGBT 的阈值电压在 P 区掺杂浓度为 $5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 时为 10V, 8V, 10V, P 区掺杂浓度为 $1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 时为 12V, 10V, 12V。在稳态导通条件下，DGBT 存在颈区电阻，导通电阻为 LIGBT, UIGBT 的 1.8 倍和 2 倍。关断损耗模拟中外部电路为：门极电压从 15V 在 $1 \times 10^{-8} \text{ S}$ 内下降到 0V，为了计算简便，调节器件发射极与集电极之间的压降，使得通过器件电流一致。模拟结果，只表现为器件的压降不同，关断的速度与三种结构本身没有关系。通过公式的计算，在相同电流的情况下，能量损耗最大的为 PIGBT，其次是 LIGBT，最后为 UIGBT。击穿电压外部电路为门极和发射极都接地，在集电极上给予正向电压，三种器件击穿数值为 SiC-LIGBT: 3600V, SiC-DIGBT: 4200V, SiC-UIGBT: 3700V。

热学特性，三种器件都出现了明显的热斑，都集中于沟道中的电流密集区域。

综合以上三种器件的特性，LIGBT 工艺简单，无需背面金属化，适用于耐压较低的电路。DGBT 工艺较为复杂，需要进行背面减薄和金属化，耐压数值很高，但是导通电阻也较大。UIGBT 工艺最为复杂，需要进行背面减薄和金属化，电学特性也是最优良，可以实现较低导通电阻。

第五章 新型 SiC-SBD 结构的模拟与分析

5.1 SiC-SBD(肖特基二极管)简介

肖特基二极管是较为重要的电学器件,在电力电子传输和电子电力的模块中应用十分广泛。肖特基二极管的是由半导体漂移区和金属薄膜进行非线性接触构成的,在实际的应用中有稳态压降低和开关速度快等优点,但是目前主流的肖特基二极管是硅材料,由于材料本身特性的原因,硅材料二极管器件的耐压数值一般小于 500V,如果单一要求提高击穿电压从而加厚器件厚度就会导致稳态的电阻增加造成较大的能量损耗^[43-47]。在新型半导体功率器件的材料中, SiC 材料作为宽禁带,高热导率的代表成为了高功率 SBD 器件的备选材料。

5.1.1 肖特基二极管的工作原理

肖特基二极管是利用金属(Pt Au Al)薄膜和半导体材料之间形成的势垒为主要特征,一种结构最为简单的一种半导体器件。在器件中, N 型半导体材料为负极,金属薄膜材料为正极,目前 Si-Al 肖特基二极管占有该器件的市场主体地位,其导通电压为 0.4V,具有低功耗,大电流,超高速等优良的电学特性,在电力电子模块,微型集成电路中具有广泛的应用。

SiC 肖特基二极管,由于其结构简单,工艺上不存在 SiC 离子注入等晶格破坏严重工艺,是 SiC 宽禁带材料在功率器件上较为成熟的应用,在性能上借助了 SiC 材料高禁带宽度和较强的热导率,是目前二端口器件研究的热点。肖特基二极管在电中性的条件下,由于 N 型半导体材料中的电子数量相比于金属材料要多,电子通过扩散方式从浓度较高的负极材料向正极的金属材料扩散,然后在金属/半导体界面聚集,但是金属材料中并不存在空穴,空穴粒子无法从金属材料移动到半导体材料中,界面附近的电中性被破坏形成了势垒。在外部电中性的条件下,器件内部的电场方向为负极指向正极,该电场作用之下,电子扩散与漂移运动平衡后,即建立起一定宽度的空间电荷区,形成了肖特基势垒^[51]。原理类似于 PN 结二极管的内建电势,但是导通电压的数值上要小于 PN 结二极管。肖特基二级管的工艺较为简单,在制备的过程中不会存在较多的材料晶格损伤,不会影响载流子的迁移率和产生复合效率。

5.1.2 肖特基二极管的器件结构

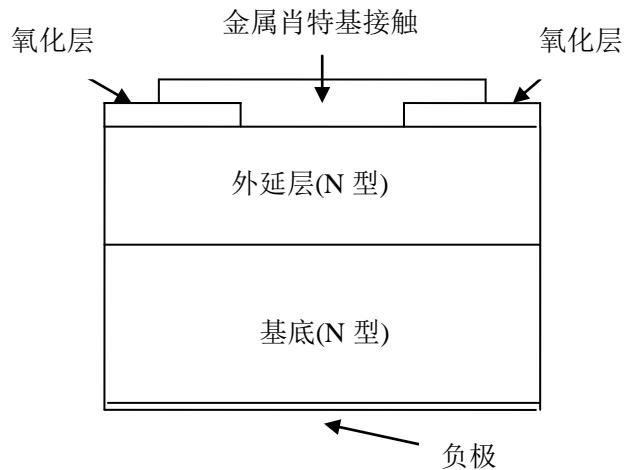


图 5.1 肖特基二极管的基本结构示意图

Fig 5.1 The section of SBD structure

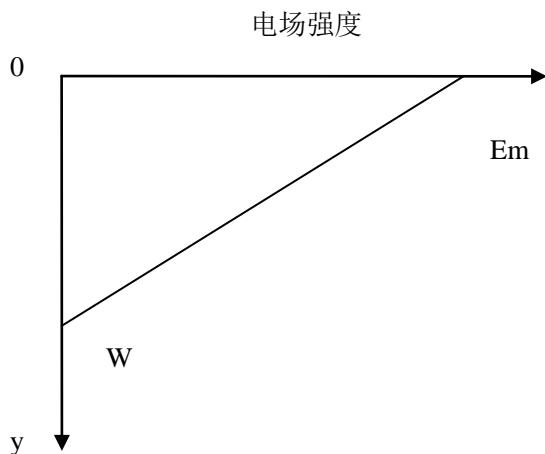


图 5.2 The Electric field distribution in SBD device

肖特基二极管具体器件结构如图 5.1 所示，由于电子的运动速度在半导体材料中较快所以选择 N 型的半导体材料作为基底材料。但是基底材料是通过化学合成生产，材料中有较多的杂质和缺陷，所以将在基底材料的表面利用物理气相沉积生成一层外延层，从而避免基底材料中的杂质和缺陷影响半导体---金属之间的肖特基接触。

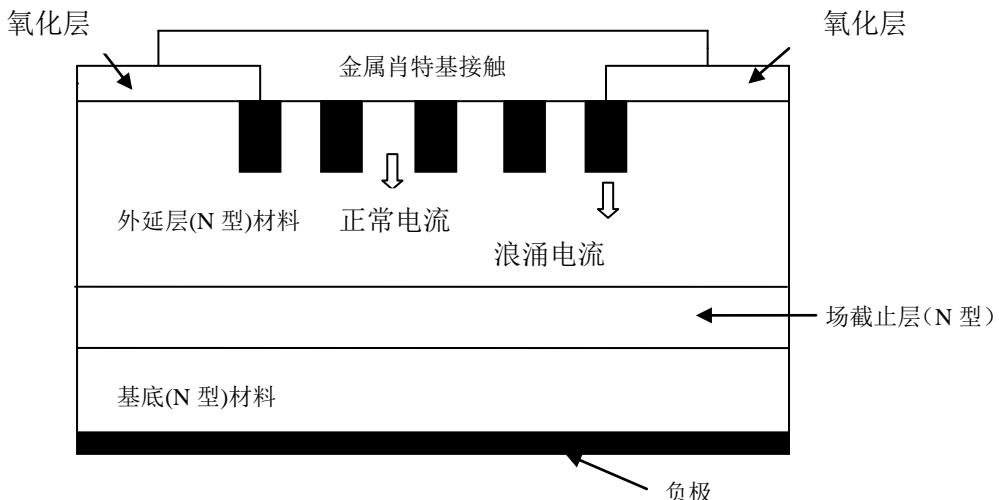


图 5.3 改进后的肖特基二极管结构示意图

Fig. 5.3 The cross section of improved SBD

目前，英飞凌公司提出的 IFX 肖特基二极管，采用了肖特基二极管和 PN 结二极管融合的优势。在正常的电路下，电子通过器件的肖特基二极管的部分，当遇到异常的高电压和高电流的情况，PN 结则发挥强大的导通作用将浪涌电流进行分流，减小对器件的损耗。在反向的击穿的情况下，由于有场环结构形成耗尽区域，对比于单一传统结构的肖特基二极管来说，击穿电压有很大幅度的提高。

5.2 本章主要研究工作

在本节中，我们将提出斜面结构的 SiC-SBD 功率器件用来增加击穿电压，并将在此结构的基础上分析不同的场环分布对击穿电压，V-I 特性曲线以及电场的分布。

5.3 SiC-SBD 理论分析

5.3.1 金属与半导体能带理论

金属与半导体材料的接触是非欧姆接触。在 1938 年，肖特基博士发现了这种接触的特性并且提出了空间电荷的理论来解释金属与半导体材料的势垒以及由于势垒产生的电流非线性特征。

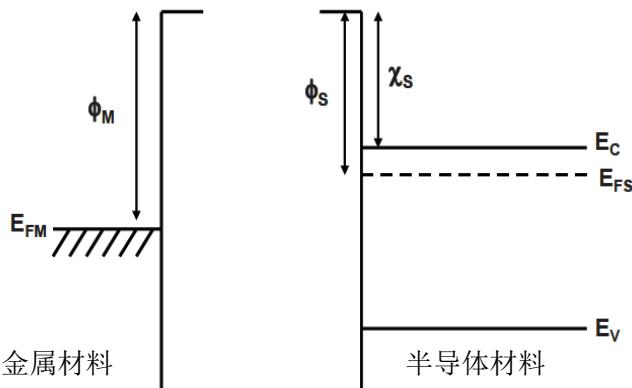


图 5.4 金属以及半导体材料在真空中的费米能级

Fig 5.4 The Fermi level of metal and semiconductor materials in a vacuum

图 5.4 是金属材料和半导体材料分开时的能级图, E_{FM} 代表金属费米能级, E_{FS} 代表的是半导体材料的费米能级(N 型半导体材料), 由于材料的区别费米能级不在同一个位置。 ϕ_M 为金属材料到真空中的功函数, ϕ_S 则代表从半导体费米能级中移动到真空需要的能量, χ_s 定义为电子亲和势, 代表电子从半导体导带到真空需要的能量。由图可知, 在半导体中功函数, 电子亲和势之间的关系为:

$$\phi_s = \chi_s + (E_C - E_{FS}) \quad \text{----- (5.1)}$$

在半导体和金属之间的接触电势为:

$$qV_C = (E_{FS} - E_{FM}) = \phi_M - \phi_S = \phi_M - (\chi_s + E_C - E_{FS}) \quad \text{----- (5.2)}$$

当金属和半导体材料进行接触时, 半导体材料和金属材料中的能带将发生

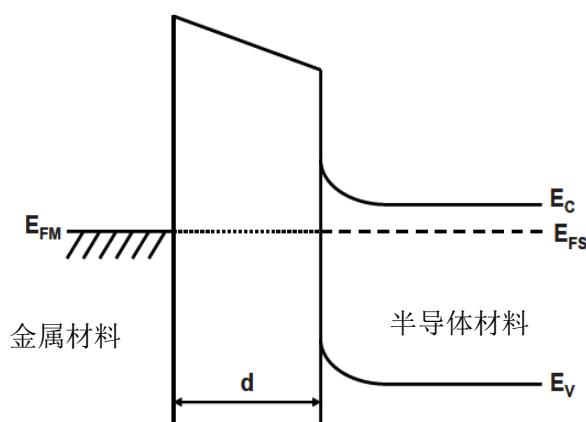


图 5.5 金属和半导体接触时能带图

Fig 5.5 Energy band diagram of metal semiconductor contacts

对比图 5.4 和图 5.5 可知, 当金属和半导体材料接触时, 由于电子热平衡运动, 电子将会在金属一侧聚集, 正电荷将会在半导体一侧聚集。

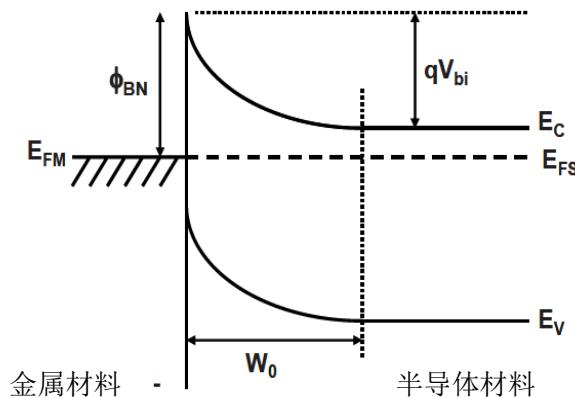


图 5.6 金属和半导体接触时能带图(忽略金属厚度)

Fig 5.6 Energy band diagram of metal semiconductor contacts(without metal thickness)

图 5.6 中, 忽略了金属和半导体厚度的能带结构, 即 $d=0$ 的情况, 肖特基接触势垒和半导体材料中内建电压的关系为:

$$\phi_{BN} = qV_{bi} + (E_c - E_{FS}) \quad \text{----- (5.3)}$$

另外一个和肖特基二极管的关系式为:

$$\phi_{BN} = \phi_M - \chi_S \quad \text{----- (5.4)}$$

5.3.2 SBD 正向导通时电子运输方式

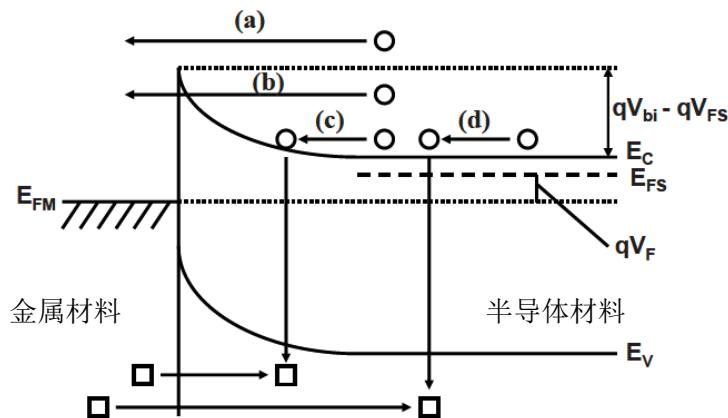


图 5.7 金属与半导体材料界面电子的流动特性

Fig 5.7 The flow characteristic of the interface electronic on metal and semiconductor

当有正电压施加在金属材料时, 半导体材料中的电子和空穴由于电场的作用产生移动, 如图 5.7 所示, 在界面的载流子移动的过程有 4 个部分:

- 1) 在电场的作用下电子越过势垒从半导体材料中漂移到金属材料中。
- 2) 电子通过量子隧道效应通过势垒, 这一部分的电子能量不一定超过势垒。
- 3) 在耗尽区中, 电子和空穴的复合作用。

4) 空穴在电场的作用下从金属材料进入半导体材料。

当 SBD 成为大功率的电子电力器件时, 为了提升击穿电压常常在半导体材料中掺入杂质的浓度很小, 这样会使的器件内部的耗尽区大大增加导致势垒变得没有杂质浓度很大时尖锐, 导致通过量子隧道效应作用从半导体材料到金属的电子数量急剧变小。在大功率器件中, 往往要考虑到能量的损耗问题, 所以在稳态的状态下尽量保证阻抗小, 在界面形成的势垒较低。在 Si 和 SiC 材料的 SBD 中, 通过热电子发射漂移到金属材料中的电子占有绝大多数。

在稳态条件下, 导通特性和器件的导通电阻有很大关系。在肖特基二极管的导通电阻分为 3 个部分: 1) 器件漂移区产生的电阻(外延层部分) 2) 基底部分的电阻 3) 负极接触的电阻。

5.4 新型结构 SBD 电学特性的模拟

本章提出了新型结构的 SBD(肖特基二极管), 即斜面结构 SBD 二极管。在后文中将和常规器件讨论击穿电压, 导通特性, 反向偏置漏电流等关键电学指标。

5.4.1 器件结构参数

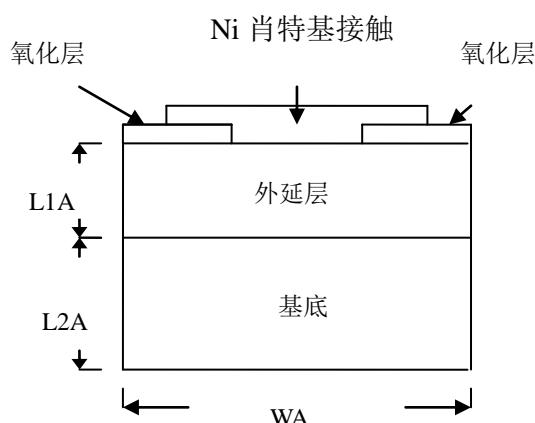


图 5.1 常规器件示意图

Fig 5.1 Cross section of the conventional structure SBD

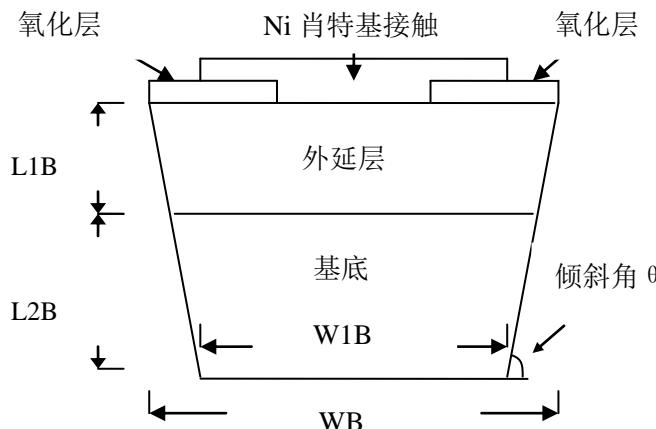


图 5.2 斜面结构器件示意图

Fig 5.2 Cross section of the inclined plane structure SBD

表 5.1 器件结构和浓度参数表

Table 5.1 The parameter of device structure and doping concentration

参数	图 5.1	图 5.2
外延厚度	$L1A=15 \mu\text{m}$	$L1B=15 \mu\text{m}$
基底厚度	$L2A=15 \mu\text{m}$	$L2B=15 \mu\text{m}$
基底宽度	$WA=100 \mu\text{m}$	$WB=100 \mu\text{m}$
斜面结构参数	无	待讨论
外延层掺杂浓度 N 型掺杂	$1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	$1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
基底掺杂浓度 N 型掺杂	$1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$	$1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$
P 型掺杂浓度	无	无

图 5.1 为常规的 SiC-SBD 功率器件的结构示意图, 基底为 4H-SiC 材料, 在 SiC 基底上外延生长掺杂浓度为 $1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 的外延层以及外围的氧化层, 正极材料为 Ni 金属, 接触方式设定为肖特基接触, 基底为负电极。图 5.2 为单一具有斜面结构 SiC-SBD 功率器件结构示意图, 倾斜角的位置如图所示, 基底为 4H-SiC 材料, 在 SiC 基底上外延生长掺杂浓度为 $1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 的外延层, 正极材料为 Ni 金属, 接触方式设定为肖特基接触, 基底为负电极。金属的功函数为 4.9eV。

5.4.2 Si-SBD 器件与常规 SiC-SBD 器件 VI 特性模拟

本节首先研究在相同物理条件下, Si 材料和 4H-SiC 材料肖特基二极管的 V-I 特性曲线和击穿特性。其次将研究单一斜面结构中的倾角参数对 4H-SiC SBD 的电学特性的影响, 并模拟计算了不同倾角的 4H-SiC SBD 功率器件的 V-I 特性曲线和击穿曲线。所选取的倾角为 90° , 60° , 45° , 30° 。

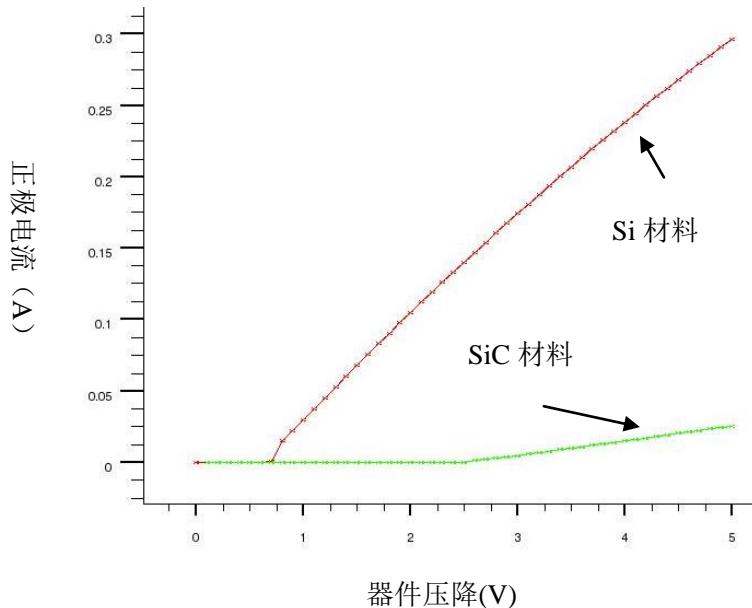


图 5.3 SiC 材料和 Si 材料的肖特基二极管 V-I 曲线

Fig.5.3 The V-I characteristic of SiC SBD and Si SBD

图 5.3 为 SiC 材料和 Si 材料的肖特基二极管的正向导通 V-I 特性曲线。由图 5.3 可知，在低场的条件下由于 Si 材料在常温下(300K)禁带宽度比较小，电子较容易电离，SiC 材料在常温下有由于禁带宽度大造成“冻析效应”，所以在低场的条件下导通电阻较高。在小电压常温的环境下，建议使用 Si 材料二极管。

5.4.3 单一斜面结构 4H-SiC 材料肖特基二极管的 V-I 特性曲线

基于 SiC-SBD 的优势，本文提出单一斜面结构的 SBD 讨论其电学特性。具体器件结构以及器件参数结构如图 5.2 以及表 5.1 所示。

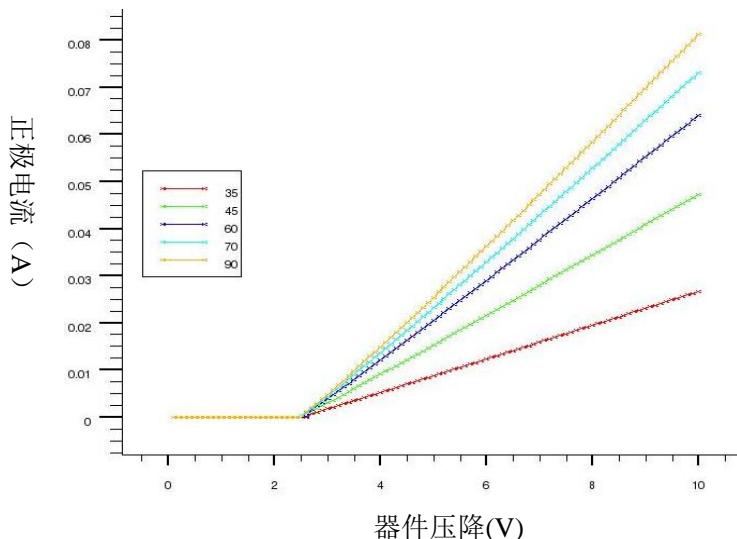


图 5.4 不同倾角斜面的低场下的 V-I 特性曲线

Fig 5.4 The V-I characteristic of 4H-SiC SBD with different inclined plane angles

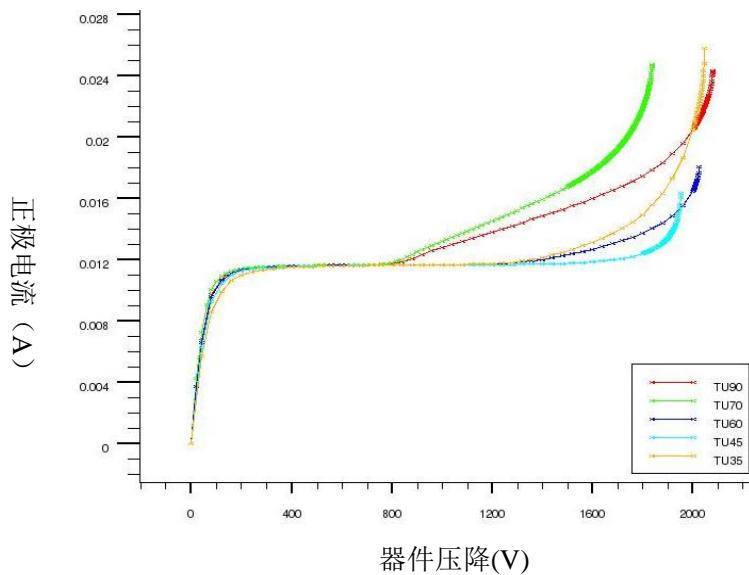


图 5.5 不同倾角斜面击穿电压曲线

Fig 5.5 Breakdown Voltage of 4H-SiC SBD with different inclined plane angles

图 5.4 为不同倾角斜面的低场下的 V-I 特性曲线, 图 5.4 曲线 TU90, TU70, TU60, TU45, TU35 分别代表倾角为 90° , 70° , 60° , 45° , 35° V-I 特性曲线。从图 4 中可知在底部接触面积最大的常规结构的 SiC-SBD 的导通能力最强, 因为相比之下常规结构的 SBD 具有更大体积的半导体漂移区, 但不同倾角的斜面结构 V-I 特性差别并不大。图 5.5 为不同倾角斜面击穿电压曲线, 在图 5.5 中 TU90, TU70, TU60, TU45, TU35 分别代表倾角为 90° , 70° , 60° , 45° , 35° 时的击穿曲线, 倾角为 70° 结构的 SiC-SBD 的击穿电压最高, 倾角为 45° 结构的 SiC-SBD 的反向漏电流最低击穿电压低于倾角为 70° 结构。综合击穿电压和反向偏置电流以及正向导通特性的指标, 我们选取击穿电压最高的倾角为 45° 斜面结构的 SiC-SBD 作为带有场环结构的研究模型。斜面结构在反向偏置下对耗尽区空间电荷的产生, 形成的电流有较大的阻碍, 所以斜面结构在提高击穿电压和降低反向偏置电流。即图 5.2 中 $W1B=70\mu\text{m}$, 图 3 中 $W1H=70\mu\text{m}$ 。

5.4.4 带有场环斜面结构 SiC-SBD 的结构参数

场环结构对于功率器件来说是一个重要的性能提升方式, 在上节中分析中单一的斜面结构在击穿电压和材料的合理利用下有较大优势, 但是在稳态导通的性能上有不足之处, 所以在这一节中, 我们加上了场环结构用来提升稳态导通的性能。

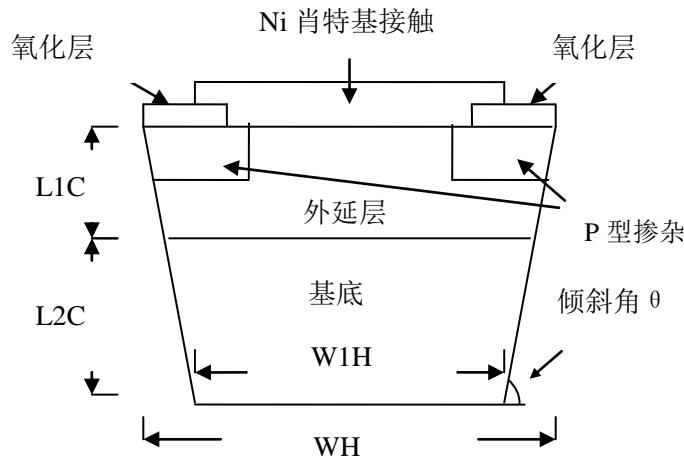


图 5.6 斜面结构器件带场环结构示意图

Fig 5.6 Cross section of the inclined plane and field rings structure

表 5.3 器件结构和浓度参数表

Table 5.3 The parameter of device structure and doping concentration

参数	外延厚度	基底厚度	基底宽度	斜面结构参数	外延层掺杂浓度 N型掺杂	基底掺杂浓度 N型掺杂	P型掺杂浓度
	L1C=15 μm	L2C=15 μm	WH=100 μm	45°	$1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	$1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$	$1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$

5.4.5 带有场环斜面结构 SiC-SBD 的电学特性分析

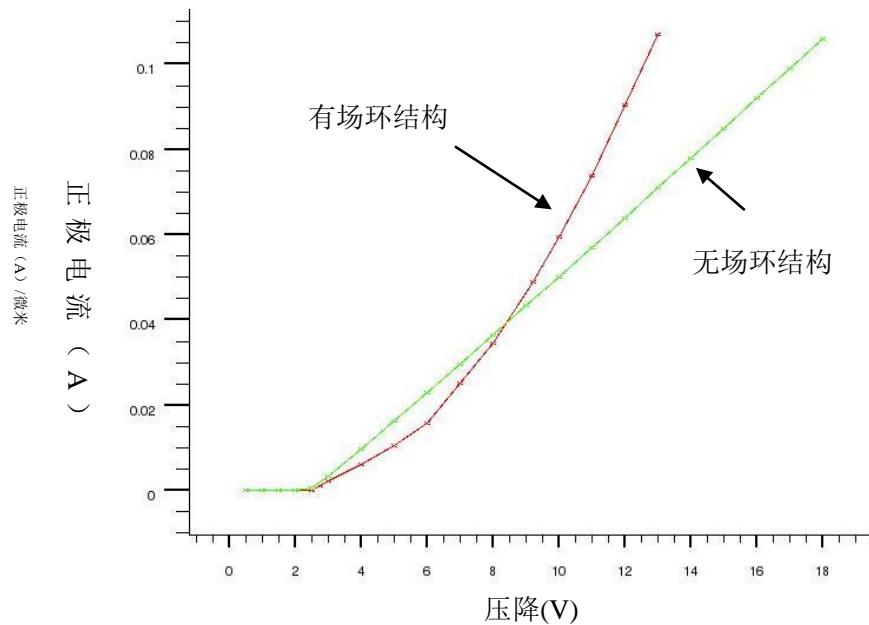


图 5.7 有场环器件与无场环器件的正向 V-I 特性曲线

Fig 5.7 Forward VI characteristic curve of the device with and without field rings

图 5.7 为不同场环掺杂深度的正向 V-I 特性曲线, 由图可知单一斜面 SBD 由于没有场环结构在低场区域没有 PN 结二极管的阈值电压对电流的阻碍作用, 所以在低场区域单一斜面肖特基二极管的导通能力是强于带有场环结构的。但是在

高电压区域，电压超过了 PN 结二极管的阈值电压，开通状态的二极管可以大大增强功率器件的导通电压。这样可以克服单一斜面相对于常规结构器件在稳态下的导通电阻较大的缺陷。

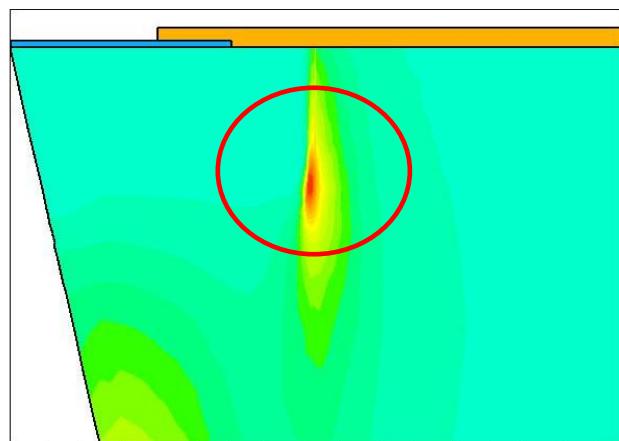


图 5.8 击穿环境下带有场环 SiC-SBD 正极附近场强分布图

Fig 5.8 The field distribution near positive of SiC-SBD with field rings in breakdown

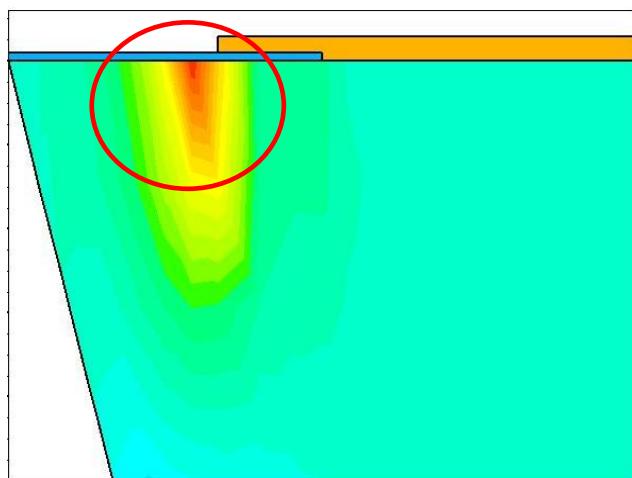


图 5.9 击穿环境下无场环 SiC-SBD 正极附近场强分布图

Fig 5.9 The field distribution near positive of SiC-SBD without field rings in breakdown

图 5.8-图 5.9 是带有场环和无场环 SiC-SBD 功率器件正极附近的场强分布图，在击穿条件下，SiC-SBD 内部的最大场强为 $1.7 \times 10^{16} \text{ V/cm}$ ，在两种结构中，器件内部最大场强数值是一致的，但所处的位置不同，无场环结构中器件中最大场强处在 SiC/SiO_2 的表面处。前文提到 SiC/SiO_2 界面处是器件较为薄弱的部位，而无场环器件稳定性较差。有场环结构 SiC-SBD 将最大场强的位置移动到 SiC 外延层区域，避免了在 SiC/SiO_2 界面处，提高了器件的稳定性。

5.5 本章小结

本文利用 TCAD 软件对新型 SiC-SBD 进行理论计算得到以下几点：

1)在没有场环结构的条件下,单一斜面结构的 SiC-SBD 相比常规结构的 SiC-SBD 虽然增加器件的击穿电压但是也带来了导通电阻增大的不足。在不考虑导通电阻的情况下,结合击穿电压和反向偏置漏电流,通过计算不同角度外部电学曲线后,得到角度出现在倾斜角 45° 的情况下具备最佳的电学特性。其击穿电压在常规器件结构(1800V)基础上提升 15%。

2)为了进一步克服单一斜面结构带来的导通电阻过高的问题,在单一斜面结构 SBD 器件中加入场环结构,通过对外部 V-I 曲线的模拟计算以及器件内部场强分布计算,可以得到在加入场环结构后,在压降大于 10V 时,器件的导通电阻可以有明显的下降,同时也改善了场强的分布,使得最高场强的位置从 SiC/SiO₂ 界面处转移到器件外延层,避免了在工艺薄弱区域的电场强度,提高了器件的稳定性。

第六章 总结与展望

1)对新型 SiC 宽禁带材料 MOSFET 功率器件代替目前热门 Si-IGBT 器件的可行性进行了讨论, 以耐压值相同为切入点, 利用雪崩击穿公式对两种功率器件的漂移区进行了估算, 通过 TCAD 软件对估算的器件结构进行调整。将调整后的器件结构导入 TCAD 软件中进行模拟, 分别模拟了器件的阈值电压, 导通特性, 关断特性, 热力学分布等物理参数。

在阈值电压中 SiC-MOSFET 功率器件由于宽禁带材料对电子束缚较强, 阈值电压远大于 Si-IGBT, 但是都没有超过目前功率电路的限制范围。

导通特性中, 两器件有一个临界的压降的区分, 导通状态下 8V 以内的器件压降 SiC-MOSFET 导通特性优于 Si-IGBT, 在 8V 以上时 Si-IGBT 要体现出更好的导通特性, 在要求器件导通压降较低以及电流导通能力较强的中低压器件条件下也是 SiC-MOSFET 的性能占优, 但是在高压区域, 虽然 SiC-MOSFET 可以设计成为更高耐压结构但是其导通电阻过大, 并不适用于高压区域。

关断特性中, 两器件有明显的差异, 由于器件中的载流子寿命和导通情况下器件中载流子的运输方式不同, SiC-MOSFET 器件由于较低的载流子寿命和单载流子通过漂移区导电, 所以在关断特性中有巨大的优势, 可以节省很大的电能损耗。

在热学模拟中, 器件以基底为热沉并加入自加热模型, SiC 材料基底散热率为 $4.9\text{W}/\text{cm}\cdot\text{K}$, Si 材料基底散热率为 $1.5\text{W}/\text{cm}\cdot\text{K}$ 。在器件内部热斑的分布 Si-IGBT 大于 SiC-MOSFET 范围, 热斑的核心温度 SiC-MOSFET 要低于 Si-IGBT。

综合以上, 通过理论模拟计算分析, SiC-MOSFET 在特定的电流和热环境下可以替代 Si-IGBT 功率器件, 并且在高频电路中的能量损耗要远低于 Si-IGBT, 对高温的耐受能力也优于 Si-IGBT。分析 SiC-MOSFET 在中压环境下的热学与电学特性, 以及高压区域 MOSFET 导通电阻较大的弊端将显现出来, 所以必须在保持耐压数值的条件下进一步降低导通电阻。

2)在 SiC-IGBT 研究中, 通过 SiC 器件的击穿公式, 确定了 SiC-IGBT 漂移区厚度为 $70\mu\text{m}$, 击穿电压为 4KV 的器件指标, 并利用 TCAD 软件对三种主流结构进行了电学与热学的计算模拟。

电学特性中, LIGBT, DIGBT, UIGBT 的阈值电压在 P 区掺杂浓度为 $5\times10^{16}\text{cm}^{-3}$ 时为 10V , 8V , 10V , P 区掺杂浓度为 $1\times10^{17}\text{cm}^{-3}$ 时为 12V , 10V , 12V 。在稳态导通条件下, DIGBT 存在颈区电阻, 导通电阻为 LIGBT, UIGBT 的 1.8 倍和 2 倍。关断损耗模拟中外部电路为: 门极电压从 15V 在 $1\times10^{-8}\text{S}$ 内下降到 0V , 为了计算简便, 调节器件发射极与集电极之间的压降, 使得通过器件电流

一致。模拟结果,只表现为器件的压降不同,关断的速度与三种结构本身没有关系。通过公式的计算,在相同电流的情况下,能量损耗最大的为 PIGBT,其次是 LIGBT,最后为 UIGBT。击穿电压外部电路为门极和发射极都接地,在集电极上给予正向电压,三种器件击穿数值为 SiC-LIGBT: 3600V, SiC-DIGBT: 4200V, SiC-UIGBT: 3700V。

热学特性中,三种器件都出现了明显的热斑,都集中于沟道中的电流密集区域,需要进一步的通过结构优化规避热斑。

综合以上三种器件的特性, LIGBT 工艺简单, 无需背面金属化, 适用于耐压较低的电路。DIGBT 工艺较为复杂, 需要进行背面减薄和金属化, 耐压数值很高, 但是导通电阻也较大。UIGBT 工艺最为复杂, 需要进行背面减薄和金属化, 电学特性也是最优良, 可以实现较低导通电阻。

3) 利用 TCAD 软件对新型 SiC-SBD 进行理论计算得到以下几点:

a)在没有场环结构的条件下,单一斜面结构的 SiC SBD 相比常规结构的 SiC-SBD 虽然增加器件的击穿电压但是也带来了导通电阻增大的不足。在不考虑导通电阻的情况下,结合击穿电压和反向偏置漏电流,通过计算不同角度外部电学曲线后,得到角度出现在倾斜角 45° 的情况下具备最佳的电学特性。其击穿电压在常规器件结构(1800V)基础上提升 15%。

b)为了进一步克服单一斜面结构带来的导通电阻过高的问题,在单一斜面结构 SBD 器件中加入场环结构,通过对外部 V-I 曲线的模拟计算以及器件内部场强分布计算,可以得到在加入场环结构后,在压降大于 10V 时,器件的导通电阻可以有明显的下降,同时也改善了场强的分布,使得最高场强的位置从 SiC/SiO₂ 界面处转移到器件外延层,避免了在工艺薄弱区域的电场强度,提高了器件的稳定性。

本文器件模拟只是在理论层面对器件的外部特性与内部特性进行了一系列的分析,但是在实际的器件制备与应用中,还有其他的外部的多种因素的干扰,在以后的功率器件的研究中,将加入实验制备的部分,对模拟结构进行验证,以及进一步的结构创新。

参考文献

- [1] B. J. Baliga. Trends in power semiconductor devices[J]. IEEE Trans. Electron Devices, 1996, 43(10): 1717-1731
- [2] B. Zhang, Ed. Development of the Advanced Emitter Turn-Off (ETO) Thyristor[J]. Virginia Tech: Dissertation, 2005.
- [3] L. Yang, T. Zhao, J. Wang, and A. Q. Huang. Design and analysis of a 270 kw five-level dc/dc converter for solid state transformer using 10 kv SiC power devices[J]. Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC '07. 38th IEEE, 2007: 245-251.
- [4] A. Hefner, R. Sei-Hyung, B. Hull et al. Recent advances in high-frequency silicon-carbide power devices[J]. IEEE Fourty-First Ind. Appl. Conf (IAS), 2006: 330-337.
- [5] T. P. Chow, SiC and GaN High-Voltage Power Switching Devices[J]. Materials Science Forum, 2000, 338: 1155-1160
- [6] 张娟. SiC 垂直功率 MOSFET 的设计与特性仿真[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2008
- [7] A. K. Agarwal, S. S. Mani, S. Seshadri, J. B. Casady, et al. SiC power devices [J]. Naval Research Reviews, 1999, 38: 14-21.
- [8] A. O. Konstantinov, Q. Wahab, N. Nordell, U. Lindefelt. Study of avalanche breakdown and impact ionization in 4h silicon carbide [J]. Journal of Electronic Materials, 1998, 42: 335-341
- [9] J. A. Cooper, Jr., M. R. Melloch, R. Singh, A. Agarwal, J. W. Palmour. Status and prospects for SiC power MOSFETs [J]. IEEE Transactions Electron Devices, 2002, 49: 638-664
- [10] H.-F. Li, S. Dimitrijev, H. B. Harrison, and D. Sweatman. Interfacial characteristics of N₂O and NO nitrided SiO₂ grown on SiC by rapid thermal processing[J]. Appl. Phys. Lett. 1997, 70: 2028-2030
- [11] L. A. Lipkin, M. K. Das, and J. W. Palmour. N₂O Processing Improves the 4H-SiC/SiO₂ Interface[J]. Materials Science Forum. 2002, 389: 985-988
- [12] F. Moscatelli, A. Poggi, S. Solmi, and R. Nipoti. Nitrogen Implantation to Improve Electron Channel Mobility in 4H-SiC MOSFET[J]. IEEE Transactions Electron Devices. 2008, 55: 961-967
- [13] K. Fukuda, M. Kato, J. Senzaki, K. Kojima, and T. Suzuki. 4H-SiC MOSFETs on C(000-1) face with inversion channel mobility of 127 cm²/Vs[J]. Materials Science Forum. 2004, 457: 1417-1420
- [14] R. Singh and A. R. Hefner. Reliability of SiC MOS devices[J]. Solid-State Electronics. 2004, 48: 1717-1720
- [15] A. K. Agarwal, S. Seshadri, L. B. Rowland. Temperature Dependence of Fowler-Nordheim Current in 6H- and 4H-SiC MOS Capacitors[J]. IEEE Electron Device Letts. 1997, 18: 592-594
- [16] R. Waters, B. Van Zeghbroeck. Temperature-dependent tunneling through thermally grown SiO₂ on n-type 4H-SiC and 6H-SiC. Applied Physics Letters. 2000, 76: 1039-1041
- [17] M. M. Maranowski, J. A. Cooper, Jr. Time-dependent-dielectric-breakdown measurements of thermal oxides on n-type 6H-SiC[J]. IEEE Transactions Electron Devices. 1999, 46: 520-524

- [18] L. A. Lipkin ,J. W. Palmour.Insulator investigation on SiC for improved reliability[J]. IEEE Transactions Electron Devices.1999,46:525-532
- [19] John Campi,Yan Shi,Yanbin Luo. Study of interface state density and effective oxide charge in post-metallization annealed SiC/SiO₂ structures. IEEE Transactions Electron Devices.1999,46(3):511-516
- [20] Atlas User's Manual. Silvaco International Inc. [Z].2006
- [21] Chynoweth A.G., "Ionisation Rates for Electrons and Holes in Silicon", Phys. Rev. 109 (1958): 1537-1540.
- [22] Van Overstraeten, H. Deman, "Measurement of the Ionization Rates in Diffused Silicon p-n Junctions", Solid-State Electronics 13 (1970): 583-608.
- [23] J. W. Palmour, J. A. Edmond, H. Kong, C. Charter.Vertical power devices in silicon carbide[J]. Proc. Silicon Carbide and Related Materials, Institute of Physics Conf.1994,499-502
- [24] A. K. Agarwal, J. B. Casady, L. B. Rowland, W. F. Valek, et al.1.1 kv 4H-SiC Power UMOSFETS. IEEE Electron Device Lett., vol. 18, no. 12,pp. 586-588, Dec. 1997.
- [25] P. M. Shenoy and B. J. Baliga, "The planar 6h-sic accufet:a new highvoltage power mosfet structure," IEEE Electron Device Lett.1997,18(12):589-591
- [26] B. J. Baliga. Enhancement and depletion mode vertical-channel mos gated thyristors[J.] IEEE Electronics Lett.1979,10(20):645-647
- [27] J. D. Plummer,B. W. Scharf.Insulated gate planar thyristors: I-structure and basic operation. IEEE Transactions. Electron Devices.1980,27(2):380-387
- [28] L. Leipold, W. Baumgartner, W. Ledenauf. A fet-controlled thyristor in sipmos technology[J]. International Electron Devices Meeting. 1980, 79-80
- [29] J. Tihanyi.Functional integration of power mos and bipolar devices[J]. International Electron Devices Meeting. 1980 75-76.
- [30] I. A. Khan, J. A. Cooper, M. A. Capano, T. Isaacs-Smith.Highvoltage umosfets in 4H-SiC[J]. Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices 2002,157-160.
- [31] S. H. Ryu, S. Krishnaswami, B. Hull, J. Richmond. 10kv, 4H-SiC Power DMOSFET [J]. Power Semiconductor Devices and IC's, 2006. IEEE International Symposium on, ISPSD '06, IEEE, June 2006, pp. 1-4
- [32] J. Campi, Y. Shi, Y. Luo, F. Yan, and J. H. Zhao.Study of interface density and effective oxide charge in post-metallization annealed SiO₂/SiC structures[J]. IEEE Transactions.Electron Devices.1999,46(3):511-519.
- [33] 郜锦侠.4H-SiC隐埋沟道MOSFET理论和实验分析研究.[D] [博士学位论文] 西安: 西安电子科技大学, 2005
- [34] S.Banerjee, T.P.chow, R.J.Gutmann.1300V 6H-SiC Lateral MOSFET with RESURF Zones[J]. IEEE Trans. Electron Devices.2002,23(10):622-624
- [35] J. W. Palmour, R. Singh, L. A. Likin, and D. Waltz.4H-SiC high temperature power devices[J]. 3rd int'l. High Temp. Elec. Conf. 1996,9-12.
- [36] A. K. Agarwal, J. B. Casady, L. B. Rowland, W. F. Valek.1.1 KV 4H-SiC power umosfets[J]. IEEE Electron Device Lett., vol. 18, no. 12,pp. 586-588, Dec. 1997.
- [37] J. N. Shenoy, J. A. Cooper, and M. R. Melloch.High-voltage double-implanted power

- mosfet's in 6H-SiC[J]. IEEE Electron Device Lett.1997.18(12):586-588
- [38] J. A. Cooper, M. R. Melloch, R. Singh, A. Agarwal .Status and prospects for SiC power mosfets[J].IEEE Transactions. Electron Devices.2002,49(4):658-664
- [39] P. M. Shenoy, B. J. Baliga.The planar 6H-SiC accufet:a new highvoltage power mosfet structure," IEEE Electron Device Lett.1997,18(12):589-591
- [40] M. E. Levinstein, T. T. Mnatsakanov, P. A. Ivanov, R. Singh, K. G. Irvine .Carrier lifetime measurements in 10 kv 4h-sic diodes[J].IEEE Electron Device Lett.2003,39(8):689-691
- [41] P. B. Klein, B. V. Shanabrook, S. W. Huh, A. Y. Po.yakov, M. Skowronski, J. J. Sumakeris, and M. J. O'Loughlin.Lifetime-limiting defects in n- 4h-sic epilayers.
- [42] K. Danno, D. Nakamura, T. Kimoto.Investigation of carrier lifetime in 4h-sic epilayers and lifetime control by electron irradiation.
- [43] M. Bhatnagar, BJ Baliga. Comparison of 6H-SiC, 3C-SiC and Si for power devices [J].IEEE Transactions on Electron Device, 1993, 40(3):645-655.
- [44] B.J. Baliga. Power semiconductor device figure of merit for high-frequency application [J].IEEE EDL,2000,10(10):455-457
- [45] V. Saxena, A.J. Steckl .High-voltage Ni and Pt-SiC Schottky diode utilizing metal field plate termination [J].IEEE Electron Devices.1999,46(3):456-464
- [46] A. Kestle, S.P. Wilks, P.R. Dunstan,et al. Improved Ni/SiC Schottky diode formation [J].IEEE Electionics lett, 2000,36(3):267-268
- [47] H. Jian, A. Petre,et al. Domonstration of the First 10-kv 4H-SiC Schottky Barrier Diode [J].IEEE Transactions Electron Device Lett.2003,48(2):402-404
- [48] Shiyang Tian. Monte Carlo Simulation of Ion Implantation in rystalline SiC With Arbitrary Polytypes[J]. IEEE Transactions Electron Devices.2008,55(8) :1991-1996
- [50] 李俊楠, 战可涛. 北京化工大学学报[J]. 2011,38(6):104-108
- [51] 宋超凡. 肖特基浮动金属环对AlGaN/GaN异质结肖特基二极管的性能影响研究[D]. 济南: 山东大学, 2011

致谢

本论文是在战可涛副教授悉心指导完成的。战老师严谨治学的作风和对研究工作一丝不苟的精神深深的影响了我，在以后的学习与工作中，我将秉承战老师的对工作认真态度，进一步做好本职工作。还要感谢本实验室的冯志芳老师对本文模拟工作的全力支持，以及丛梦龙老师，唐斌同学，张丹丹同学对我学习和研究工作的帮助。

最后要感谢远在家乡的父母的养育之恩和一直以来对我学业上的支持与鼓励。

谨此文献给所有的支持与帮助的人。

研究成果及发表的学术论文

发表及已接受的论文

1. 李俊楠, 战可涛, 槽栅结构 SiC 材料 IGBT 的仿真及优化设计. 北京化工大学学报 (自然科学版) .2011,38(6):104-108
2. 李俊楠, 战可涛, 新型 4H-SiC SBD 的仿真与分析. 北京化工大学学报 (自然科学版) Accepted

导师简介

战可涛，男，1960年，汉族，籍贯山东省。博士学位，副教授，现北京化工大学从事电子科学与技术领域教学与科研工作。

作者简介

李俊楠，男，1986年生，汉族，籍贯湖北省武汉市。2009年毕业于武汉工程大学光信息科学与技术专业。2009年9月在北京化工大学凝聚态物理专业攻读硕士学位研究生，主要从事宽禁带材料功率器件研究方向。

北京化工大学

硕士研究生学位论文答辩委员会决议书

研究生姓名: 李俊楠 专业: 凝聚态物理

论文题目: SiC 功率器件特性研究与模拟分析

指导教师姓名: 战可涛 职称: 副教授

论文答辩日期: 2012-5-28 地点: 主教 403

论文答辩委员会成员

姓名	职称	工作单位	本人签名
陈信义	教授	清华大学	陈信义
卢贵武	教授	中国石油大学	卢贵武
曹茂盛	教授	北京理工大学	曹茂盛
王义全	教授	中央民族大学	王义全
孙阳	教授	中科院物理所	孙阳
祁欣	教授	北京化工大学	祁欣
丁迎春	教授	北京化工大学	丁迎春

注: 此表用于存档, 除本人签名务必用钢笔填写外, 其余处必须用计算机打印。

答辩委员会对论文的评语(选题意义、文献综述、论文所取得的成果及水平、学风和论文写作水平、论文的不足之处):

论文对三种 SiC 功率器件进行 TCAD 器件进行模拟。具体工作做了以下几个方面:

(1) 基于半导体器件物理理论和 TCAD 软件设计了耐压 1000V 中压区域的 SiC-MOSFET(绝缘栅型场效应管)和 Si-IGBT(绝缘栅双极型晶体管)两种功率器件。通过软件模拟在相同的外部环境下讨论两种器件可代替性的电学条件,为 SiC-MOSFET 应用提供理论基础。本文中器件宽度 $10\mu\text{m}$ 漂移区厚度为 $5\mu\text{m}$ 的 SiC-MOSFET 在器件压降低于 8V 的电学条件下是完全可以替代器件宽度为 $10\mu\text{m}$ 漂移区厚度为 $110\mu\text{m}$ Si-IGBT, 并且在器件内部的温度分布优于目前广泛使用的 Si-IGBT。在 8V 临界器件压降时, 器件关断能量损耗 SiC-MOSFET 只是 Si-IGBT 的 25%。

(2) 针对 SiC-MOSFET 在高压环境下导通电阻过大的不足, 在 SiC-MOSFET 基础上进一步研究了 SiC-IGBT 的热学和电学特性, 设计模型击穿电压为 3500V。在 SiC-IGBT 研究中, 在相同材料的物理参数情况下, 计算了横向 SiC-LIGBT, 竖直型槽栅 SiC-UIGBT, 竖直型平行栅 SiC-DIGBT, 三种器件的热学和电学特性并分析应用条件。

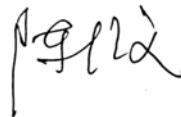
(3) 对于已经商业化的 SiC-SBD(肖特基二极管)提出斜面器件结构, 以 1900V 耐压常规 SBD 作为研究模型, 在采用斜面结构 45°角后耐压提升 15%和最小反向偏置电流, 并通过场环结构避免斜面结构带来的器件导通电阻较大的缺点以及优化电场分布。

论文撰写条理清楚、层次分明、论述严谨、文献综述全面。答辩中表述清楚, 回答问题正确, 表明作者具有良好的理论基础和专业知识。答辩委员会经过认真讨论, 认为论文达到了硕士学位论文的水平, 建议授予理学硕士学位。

对学位论文水平的总体评价	优秀	良好	一般	较差
		✓		

答辩委员会表决结果:

同意授予硕士学位 7 票, 不同意授予硕士学位 0 票,
弃权 0 票。根据投票结果, 答辩委员会做出建议授予该同学
硕士学位的决议。

答辩委员会主席签字: 
2017 年 5 月 8 日