

基于 Hefner 模型的 SPT + 型 IGBT 改进通态数学模型

孙志宇¹, 魏晓光², 赵志斌¹, 周万迪²

(1. 华北电力大学新能源电力系统国家重点实验室, 北京 102206; 2. 全球能源互联网研究院有限公司, 北京 102209)

摘要: 新一代增强平面栅软穿通型(Soft Punch Through +, SPT +) IGBT 采用了阴极侧载流子浓度增强技术, 降低了通态损耗. 现有仿真模型大多是基于典型穿通型(Punch Through, PT) IGBT 建立的, 无法准确描述 SPT + 型 IGBT 的通态特性. 本文在现有 PT 模型的基础上, 结合 SPT + 型 IGBT 的结构特点和工作特性, 将基区分为 PIN 区和 PNP 区两个部分, 对阴极侧载流子分布进行优化, 提出一种改进的 SPT + 型 IGBT 稳态模型. 通过新旧模型的仿真波形与实测波形的对比, 验证了改进模型的准确性.

关键词: 绝缘栅双极型晶体管; SPT + ; 载流子存储层; 通态数学模型

中图分类号: TN3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2021)03-0492-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20200117

An Improved On-State Analytical Model for the SPT + IGBT Based on Hefner Model

SUN Zhi-yu¹, WEI Xiao-guang², ZHAO Zhi-bin¹, ZHOU Wan-di²

(1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources,
North China Electric Power University, Beijing 102206, China;

2. China Global Energy Interconnection Research Institute, Beijing 102209, China)

Abstract: The new generation enhanced planar gate soft through (Soft Punch Through +, SPT +) IGBT adopts the cathode-side carrier concentration enhancement technology, which reduces the on-state loss. The existing simulation models are mostly based on typical punch through (PT) IGBTs, which cannot accurately describe the on-state characteristics of SPT + IGBT. Based on the existing PT model and combining the structural and operating characteristics of SPT + IGBTs, this paper divides the base region into two parts, PIN and PNP regions, and optimizes the cathode-side carrier distribution. An improved steady state model for SPT + IGBT is proposed. The accuracy of the improved model is verified by comparing the simulated and measured waveforms of the old and new models.

Key words: insulated gate bipolar transistor; SPT + ; carrier storage layer; on-state analytical model

1 引言

绝缘栅双极型晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)自1982年面世以来,就比其他任何一种功率半导体器件获得了更广泛的关注,其结合了MOSFET门极驱动功率小和BJT高压、大电流的特点,具有输入阻抗高、开关速度快、低损耗、热稳定性好等优势,在电能变换装置中得到了广泛应用^[1,2].随着功率半导体器件设计水平和加工工艺^[3]的不断提高,为了提高器件

的性能,IGBT的结构也在不断的更新优化,从80年代初到90年代末,经历了从穿通型PT-IGBT到非穿通型(Non-punch Through, NPT) IGBT的演变过程,21世纪初,各大厂商在NPT-IGBT的基础上进行技术改进,产生了市面上3种主流产品:SPT(ABB公司)、Trench-FS(Infineon公司)以及CSTBT(Mitsubishi公司)^[4,5].SPT + 型 IGBT将SPT型IGBT采用的场终止技术和近表面载流子浓度增强技术结合起来,实现了通态损耗的进一步降低,是目前ABB公司的主力产品^[6].

IGBT 模型是指导器件优化设计、性能分析和工程应用的重要工具,一直是研究的热点. IGBT 模型大体分成两大类:数值模型和电气模型. 其中,其中数值模型具有工业级的精度,多为生产厂家开发研制芯片使用,仿真最复杂,需要大量内部参数,仿真速度慢. 电气模型又分成四类:半数值、数学、半数学、经验四种模型^[7],模型的精确程度逐次下降,同时建模的难度也随之下降. 其中,数学模型又称物理模型,核心在于使用半导体物理知识,将器件内的电气行为用公式进行描述,并根据仿真速度等需求,对部分机理进行简化近似表示. 可以在电路仿真软件中实现,在仿真精度和速度之间取得较好折中.

传统的平面栅 PT-IGBT 和 NPT-IGBT 的模型理论已经非常成熟,其中使用最为广泛,最经典的是 Hefner 模型,模型中使用的基区大注入假设、双极输运等理论至今仍被普遍使用^[8-12]. 但是, SPT + 型 IGBT 在阴极侧增加了一个掺杂浓度略高于宽基区的载流子存储层,这使得器件在通态时的 PIN 效应得到增强,阴极侧过剩载流子浓度提高. Hefner 模型中将器件内部工作特性等效为 PNP 双极晶体管工作特性的假设不再适用,不能体现出 SPT + 型 IGBT 低通态压降的特性. 因此,需要考虑宽基区内过剩载流子的二维分布,将器件内部工作特性等效为 PNP 和 PIN 两个区域的耦合工作特性进行分析,在 Hefner 模型的基础上对稳态模型的方程和边界条件进行修正.

目前对于基区过剩载流子的二维分布的研究较少, Udrea F 等针对沟槽栅结构的 IGBT 提出了一种载流子二维分布的计算方法,并对沟槽栅型 IGBT 建立通态模型^[13-15]. 李蝶等人分析 IGBT 通断期间基区载流子分布末端的二维效应,采用有限差分法求得载流子输运方程的近似解,得到一种二维 IGBT 基区载流子分布模型^[16],海军工程大学的汪波等人采用二维分析建立了沟槽栅 IGBT 的瞬态改进模型^[17].

本文根据 SPT + 型 IGBT 结构特点,在现有 PT-IGBT 稳态模型的基础上,对宽基区过剩载流子分布采用载流子二维分析的方法,将基区的工作特性看做 PIN 和 PNP 这两个区域并耦合的结果. 在 Hefner 模型的基础上对边界条件和模型方程进行修正,建立了一种改进的 SPT + 型 IGBT 通态模型,并考虑了温度对模型参数的影响. 通过新旧模型的仿真结果和实测波形的对比,验证了改进模型的准确性.

2 理论分析

2.1 SPT + 型 IGBT 结构特点

SPT + 型 IGBT 和传统 PT-IGBT 的元胞平面结构示意图如图 1、图 2 所示.

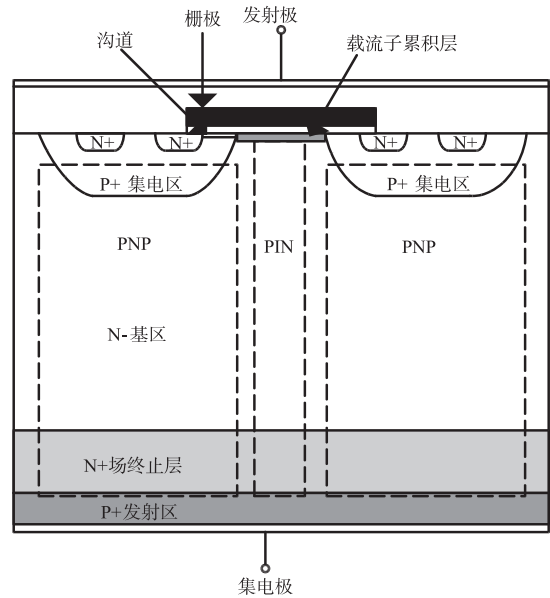


图1 PT-IGBT元胞结构示意图

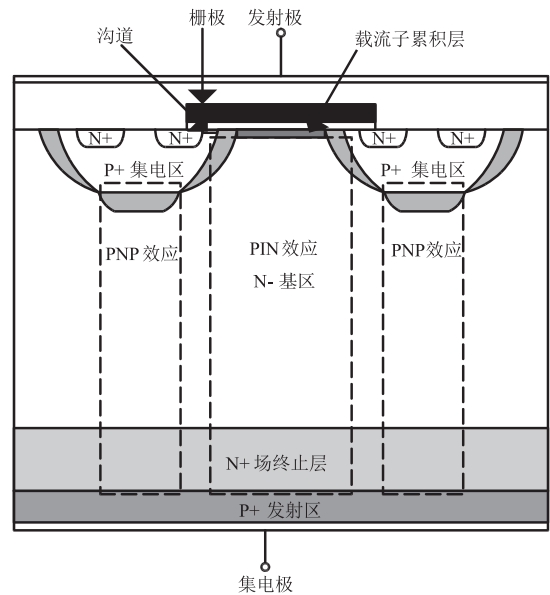


图2 SPT+IGBT元胞结构示意图

通过对比图 1、图 2 可以看出, SPT + 型 IGBT 与 PT-IGBT 的结构区别主要体现在阴极侧的结构上. SPT + 型 IGBT 采用了阴极侧载流子浓度增强技术,在 P + 体区的下方和两侧分别添加了掺杂浓度略高于 N-基区的 N 型空穴阻挡层,这样的设计主要有两个作用:一是缩短了沟道的长度,从而减小了沟道电阻,二是增大了 PIN 区域的范围,增强了 PIN 效应,使阴极侧的空穴浓度上升,从而优化了基区的电导调制效应,降低了电导调制的基区电阻^[18]. 沟道电阻和电导调制的基区电阻都是通态压降的重要组成部分,因此空穴阻挡层对于降低 IGBT 的通态压降有显著效果.

2.2 SPT + 型 IGBT 稳态模型分析坐标系

为了便于推导分析模型方程,需建立 SPT + 型 IGBT 的稳态模型分析坐标系. 对于平面栅 IGBT, 由于 N + 区、P + 体区相对于基区的宽度很小, 可以近似认为 P + 体区和平面栅在同一平面上. 根据图 2 建立如图 3 所示的模型分析坐标系.

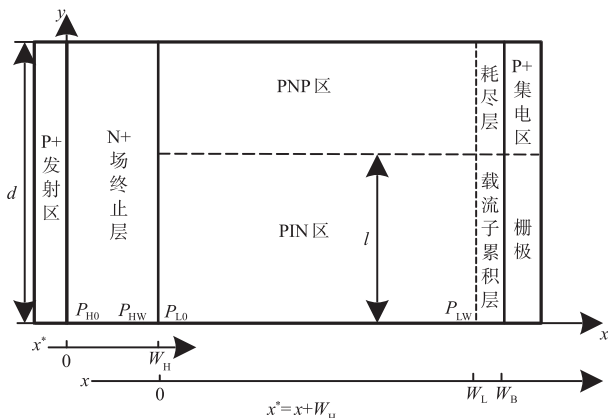


图3 SPT+型IGBT稳态模型分析坐标系

为了简化表达,令 N + 场终止层为 HDB, N-宽基区为 LDB. 设定 HDB 与 P + 发射区的边界为 HDB 的坐标原点 $x^* = 0$, HDB 的宽度为 W_H , P_{H0} 为 HDB 中靠近 HDB 与发射区边界处的过剩载流子浓度, P_{HW} 为 HDB 中靠近 HDB 与 LDB 边界处的过剩载流子浓度. HDB 与 LDB 的边界为 LDB 的坐标原点 $x = 0$, W_L 为电导调制的基区的宽度, W_B 为冶金基区宽度. 由于通态下压降较小, 耗尽层和载流子累积层厚度相对于基区宽度很小, 所以近似认为耗尽层和载流子累积层厚度相同. 定义 l 为 PIN 区所占的范围, d 为 IGBT 的元胞宽度. P_{L0} 为 LDB 中靠近 LDB 与 HDB 边界处的过剩载流子浓度, P_{LW} 为 LDB 中的 PIN 区域靠近 PIN 区与载流子累积层交界处的过剩载流子浓度.

SPT + 型 IGBT 在通态下的基本工作原理如下. 当施加给 IGBT 门极的驱动电压超过门槛电压时, 电子从 P + 集电区向栅极移动, 在栅极下的 P + 体区上表面形成一个 N 型沟道, 电子从高掺杂的 N + 区经由沟道注入 N-基区. 空穴从 P + 发射极穿过 HDB 注入 LDB, 在集电极下方区域的空穴在到达耗尽层时, 全被扫入耗尽层, 最终到达集电极区域, 可看做是 PNP 晶体管. 而在栅极正下方乃至 P 阱两侧的横向载流子存储层所在的范围内, 空穴电流被转变为电子电流, 因此增加了累积层/N-结的电子注入, 使阴极侧过剩载流子浓度升高, 这一区域的可视做是 PIN 二极管.

根据文献[15]可知, IGBT 中的 PIN 二极管的工作行为包括以下两种效应, 分别是“并联效应”和“耦合效应”. 其中“并联效应”是几何效应, 指两个部分的并联

行为, 从分析通态压降的角度考虑, “并联效应”可表现为电导调制的宽基区电阻由两个区域的电阻并联值表示. 而“耦合效应”指 PIN 区域靠近阴极侧的过剩载流子浓度 P_{LW} 受 PNP 区域的静态增益影响.

2.3 通态数学模型

下面按照双极输运理论、电子空穴电流推导、匹配边界条件、通态压降公式的顺序进行模型推导.

2.3.1 双极输运理论

在 LDB 中, 为轻掺杂、大注入情况. 根据半导体理论推导^[1], 电子、空穴电流密度, 连续性方程, 双极扩散方程为:

$$J_{nl} = \frac{b}{1+b} J_T + qD_L \frac{dn}{dx} \quad (1)$$

$$J_{pl} = \frac{1}{1+b} J_T - qD_L \frac{dp}{dx} \quad (2)$$

$$\frac{d\delta p}{dt} = -\frac{\delta p}{\tau_L} - \frac{1}{q} \frac{dJ_{pl}}{dx} \quad (3)$$

$$\frac{d^2 \delta p}{dx^2} = \frac{\delta p}{L_L^2} + \frac{1}{D_L} \frac{d\delta p}{dt} \quad (4)$$

HDB 中, 为高掺杂、小注入情况, 空穴电流只由扩散产生. 空穴电流密度, 连续性方程, 双极扩散方程如下所示:

$$J_{pH} = -qD_{pH} \frac{dp}{dx} \quad (5)$$

$$\frac{d\delta p}{dt} = -\frac{\delta p}{\tau_H} - \frac{1}{q} \frac{dJ_{pH}}{dx} \quad (6)$$

$$\frac{d^2 \delta p}{dx^2} = \frac{\delta p}{L_{pH}^2} + \frac{1}{D_{pH}} \frac{d\delta p}{dt} \quad (7)$$

在上面各式中, $b = \mu_n / \mu_p$ 为双极迁移率, $D_L = 2D_{nl}D_{pl} / (D_{nl} + D_{pl})$ 为 LDB 中双极扩散系数, D_{nl} 、 D_{pl} 分别为 LDB 中的电子和空穴的迁移率, $L_L = \sqrt{D_L \tau_L}$ 为 LDB 中的双极扩散长度, τ_L 为 LDB 中过剩载流子寿命; D_{pH} 为 HDB 中空穴迁移率, $L_{pH} = \sqrt{D_{pH} \tau_H}$ 为 HDB 中的双极扩散长度, τ_H 为 HDB 中的过剩载流子寿命. 根据爱因斯坦公式有 $D_n / \mu_n = D_p / \mu_p = kT / q$, k 为玻尔兹曼常数, T 为温度, q 为电子电荷量.

2.3.2 过剩载流子分布及电子、空穴电流表达式

(1) LDB 中推导

LDB 中包括 PIN 和 PNP 两个区域. PNP 区靠近阴极侧边界由于耗尽层的存在, 过剩载流子浓度几乎为 0, 而 PIN 区由于累积效应, 阴极侧过剩载流子浓度很高, 不可忽略.

根据图 3 可得边界条件为:

$$\delta p(x=0) = P_{L0} \quad (8)$$

$$\delta p(x=W_L) = 0, \quad y \in [l, d] \quad (9)$$

$$\delta p(x=W_L) = P_{LW}, \quad y \in [0, l] \quad (10)$$

在稳态时,过剩载流子浓度不再变化,即 $d\delta\rho/dt = 0$,LDB 中双极扩散方程可简化为,

$$\frac{d^2\delta\rho}{dx^2} - \frac{\delta\rho}{L_L^2} = 0 \quad (11)$$

分别在边界条件式(8)、式(9)和式(8)、式(10)下求解一元二阶齐次微分方程式(11),可得过剩载流子浓度分布表达式为:

$$\delta\rho(x) = \begin{cases} \frac{P_{L0} \sinh\left(\frac{W_L - x}{L_L}\right) + P_{LW} \sinh\left(\frac{x}{L_L}\right)}{\sinh\left(\frac{W_L}{L_L}\right)}, & y \in [0, l] \\ P_{L0} \frac{\sinh\left(\frac{W_L - x}{L_L}\right)}{\sinh\left(\frac{W_L}{L_L}\right)}, & y \in [l, d] \end{cases} \quad (12)$$

上两式分别为 PIN 区和 PNP 区的过剩载流子浓度分布.其中 W_L 为 LDB 中准中性基区宽度

把式(12)带入式(1)、式(2)可得 LDB 中 PIN 和 PNP 两个区域中的电子和空穴电流密度.

(2)HDB 中推导

HDB 中边界条件为:

$$\delta\rho(x^* = W_H) = P_{HW} \quad (13)$$

$$\delta\rho(x^* = 0) = P_{H0} \quad (14)$$

稳态时,HDB 中双极扩散方程为:

$$\frac{d^2\delta\rho}{dx^2} - \frac{\delta\rho}{L_{pH}^2} = 0 \quad (15)$$

在边界条件式(13)、式(14)下求解式(15)可得 HDB 中过剩载流子浓度分布:

$$\delta\rho(x^*) = \frac{P_{H0} \sinh\left(\frac{W_H - x^*}{L_{pH}}\right) + P_{HW} \sinh\left(\frac{x^*}{L_{pH}}\right)}{\sinh\left(\frac{W_H}{L_{pH}}\right)} \quad (16)$$

将式(16)求导后带入式(9)可得 HDB 中电子和空穴电流密度.

2.3.3 匹配边界条件

通过匹配边界条件,将为了开发模型公式预设的 P_{LW} 、 P_{L0} 、 P_{HW} 、 P_{H0} 这几个量从模型方程中消去.

根据 F. UDREA 的研究结果^[15]可知,靠近阴极侧 $x = W_L$ 处的空穴电流密度可分为两个部分,一部分在 PIN 区内的载流子累积层内复合,为复合电流密度为 $J_{rec}(w)$;另一部分则穿过 P+ 体区到达阴极电触点,这一部分电流密度为 $\alpha_{PNP}J_T$,所以有:

$$J_p(W_L) = J_{rec}(W_L) + \alpha_{PNP}J_T \quad (17)$$

其中 α_{PNP} 为 PNP 区的静态增益.

$$\alpha_{PNP} = \frac{J_{pL-PNP}(x = W_L)}{J_{nL-PNP}(x = W_L)} \quad (18)$$

根据 F. Berz 的 PIN 二极管载流子运动理论^[19],可知 PIN 区载流子累积层的复合电流密度为:

$$J_{rec}(W_L) = qh_w P_{LW}^2 \quad (19)$$

其中 h_w 为载流子累积层中的复合率,

$$h_w = \frac{J_{ps}}{Aqn_i^2} \quad (20)$$

上式中 J_{ps} 为 N+ 载流子累积层/N-漂移区结处的空穴饱和电流,根据文献[20]可知, J_{ps} 可以认为近似等于发射区/HDB 结处的反向饱和电流,即 $J_{ps} = J_{snc}$. 所以有:

$$h_w = \frac{J_{snc}}{Aqn_i^2} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} I_{pL}(W_L) &= I_{pL-PIN}(W_L) + I_{pL-PNP}(W_L) \\ &= \frac{1}{1+b}I_T + \frac{qA_{gd}D_L}{L_L} + \left[P_{L0} \operatorname{csch}\left(\frac{W_L}{L_L}\right) \right. \\ &\quad \left. - P_{LW} \coth\left(\frac{W_L}{L_L}\right) \right] + \frac{qA_{ds}D_L P_{L0}}{L_L} \operatorname{csch}\left(\frac{W_L}{L_L}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

结合式(17)、式(19)、式(22),可得:

$$\begin{aligned} P_{LW} &= \frac{1}{2qh_w A_{gd}} \left[-\frac{qD_L A_{gd}}{L_L} \coth\left(\frac{W_L}{L_L}\right) \right. \\ &\quad \left. + \left[\left(\frac{qD_L A_{gd}}{L_L} \coth\left(\frac{W_L}{L_L}\right) \right)^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 4qh_w A_{gd} \left[\left(\frac{1}{1+b} - \alpha_{PNP} \right) I_T \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \left. + \frac{qD_L A_{gd}}{L_L} P_{L0} \operatorname{csch}\left(\frac{W_L}{L_L}\right) \right] \right]^{\frac{1}{2}} \right] \end{aligned} \quad (23)$$

再结合 PNP 区域中电子空穴电流和式(18)、式(21)可得 P_{LW} 关于 I_T 和 P_{L0} 的表达式.

下面推导 P_{L0} 关于 I_T 的表达式,从而消去 P_{L0} .

在发射区-HDB 结处使用准平衡简化并利用结处电子电流的连续性,可得结处电子电流为:

$$J_{nH}(x^* = 0) = J_{snc} \frac{P_{H0} N_H}{n_i} \quad (24)$$

其中 N_H 为 HDB 中掺杂浓度, n_i 为硅的本征载流子浓度.

发射区-HDB 结处的空穴电流为:

$$\begin{aligned} J_{pH}(x^* = 0) &= \\ &= \frac{qP_{H0} D_{pH}}{L_{pH}} \coth\left(\frac{W_H}{L_{pH}}\right) - \frac{qP_{HW} D_{pH}}{L_{pH}} \operatorname{csch}\left(\frac{W_H}{L_{pH}}\right) \end{aligned} \quad (25)$$

由于在稳态情况下,IGBT 的阳极电流 I_T 与空间位置无关^[8],所以有:

$$\begin{aligned} I_T &= I_{nH}(x^* = 0) + I_{pH}(x^* = 0) \\ &= P_{H0} \left[\frac{N_H J_{snc}}{n_i^2} + \frac{qAD_{pH}}{L_{pH}} \coth\left(\frac{W_H}{L_{pH}}\right) \right] \\ &\quad - P_{HW} \left(\frac{qAD_{pH}}{L_{pH}} \right) \operatorname{csch}\left(\frac{W_H}{L_{pH}}\right) \end{aligned} \quad (26)$$

在 HDB-LDB 结处使用准平衡简化^[9]可得:

$$P_{HW} = \frac{P_{L0}(P_{L0} + N_L)}{N_H} \approx \frac{P_{L0}^2}{N_H} \quad (27)$$

关于 P_{H0} 的表达式, 由于漂移区过剩载流子的二维分布使 PIN 区在阴极侧的过剩载流子浓度为 P_{LW} , 不再为 0, 如果沿用 Hefner 模型中的推导方法, 推导结果会变得十分复杂, 在仿真计算时会出现不收敛的问题. 根据 B. J. Baliga 的理论^[21], 发现 HDB 两个边界处的过剩载流子浓度相互关联, 二者之间关系式如下:

$$P_{HW} = P_{H0} \exp\left(-\frac{W_H}{L_{pH}}\right) \quad (28)$$

进而可知:

$$P_{H0} = P_{HW} \exp\left(\frac{W_H}{L_{pH}}\right) \quad (29)$$

将式(27)带入式(29)可得 P_{H0} 关于 P_{L0} 的表达式:

$$P_{H0} = \frac{P_{L0}^2}{N_H} \exp\left(\frac{W_H}{L_{pH}}\right) \quad (30)$$

将式(27)、式(30)代入式(26)可得 I_T 关于 P_{L0} 的一元二次关系方程, 求解可得 P_{L0} 关于 I_T 的表达式:

$$P_{L0} = \left[I_T \left/ \left(\frac{I_{snc} \exp\left(\frac{W_H}{L_{pH}}\right)}{n_i^2} + \frac{qAD_{pH}}{N_H} \coth\left(\frac{W_H}{L_{pH}}\right) \exp\left(\frac{W_H}{L_{pH}}\right) - \frac{qAD_{pH}}{N_H L_{pH}} \operatorname{csch}\left(\frac{W_H}{L_{pH}}\right) \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (31)$$

将 P_{L0} 的表达式带入式(12)中, 使用 Matlab 进行仿真, 可以得到 PIN 和 PNP 两个区域中沿元胞垂直方向的过剩载流子分布, 如图 4 所示.

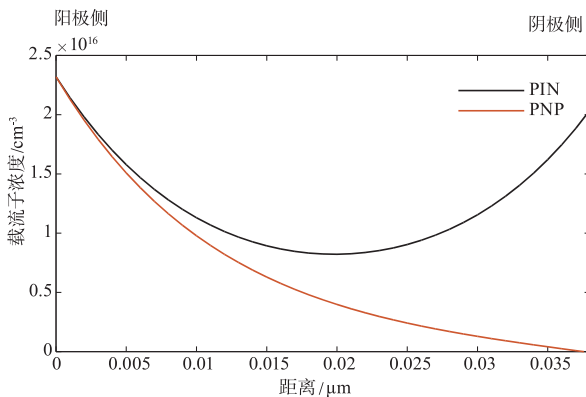


图4 LDB中过剩载流子浓度分布

根据图 4 可以看出, 仿真所得 PIN 区域的载流子浓度分布呈现出悬链线结构, 阴极侧的载流子浓度不再像 PNP 区域一样为 0, 而是具有较高浓度值, 这证明了

模型能体现出阴极侧的载流子存储效应.

2.3.4 通态压降

根据 Hefner 模型^[8]可知, IGBT 通态压降可由下式表示:

$$V_{AC} = V_j + V_{ch} + V_{n-} \quad (32)$$

其中 V_{AC} 为 IGBT 饱和压降, V_j 为载流子累积层/LDB 结和 P+ 发射区/HDB 结的结电压之和, V_{ch} 为 MOSFET 部分沟道电压, V_{n-} 为电导调制的宽基区的压降. 考虑二维效应对模型公式的变化主要体现在 V_{n-} 上, 主要对 V_{n-} 进行推导.

IGBT 工作在饱和区时, 近似认为 $V_{bc} = 0$, 此时 W_L 为恒定值.

对于 V_{n-} , 当 IGBT 工作在饱和区时, 外加的栅极电压 V_{gs} 比阈值电压 V_T 大很多, V_{AC} 很小, 耗尽层很薄, 此时 LDB 表现为 PIN 和 PNP 的并联工作, 为了体现这一并联特性, 需分别计算 PIN 和 PNP 区域的等效电阻, 总电阻值为并联值^[13-15]. 采用等效电阻的方法, 可以更直观的表现并联效应, 也便于后续数学模型在仿真软件中的实现. 相关表达式如下所示:

$$r_{pin} = \frac{\sinh\left(\frac{W_L}{L_L}\right)}{q(\mu_{nL} + \mu_{pL})} \cdot \int_0^{W_L} \frac{dx}{P_{L0} \sinh\left(\frac{W_L - x}{L_L}\right) + P_{LW} \sinh\left(\frac{x}{L_L}\right)} \quad (33)$$

$$r_{pnp} = \frac{\sinh\left(\frac{W_L}{L_L}\right)}{q(\mu_{nL} + \mu_{pL})} \cdot \int_0^{W_L} \frac{dx}{P_{L0} \sinh\left(\frac{W_L - x}{L_L}\right) + N_L} \quad (34)$$

$$r_{n-} = \frac{Ar_{pin}r_{pnp}}{A_{ds}r_{pin} + A_{gd}r_{pnp}} \quad (35)$$

$$V_{n-} = \int_0^{W_L} E(x) dx = \frac{kT(D_{nL} - D_{pL})}{q(D_{nL} + D_{pL})} \ln\left(\frac{AP_{L0}}{A_{gd}P_{LW}}\right) + I_T r_{n-} \quad (36)$$

式(36)中的第一项与 V_j 相比很小, 可以忽略不计.

结合 V_j 与 V_{ch} 表达式即可求得 IGBT 工作在饱和区时的通态压降为:

$$V_{AC} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{P_{L0}P_{LW}}{n_i^2}\right) + \frac{1}{K_p(V_{gs} - V_T)} \left[\frac{b}{1+b} I_T - \frac{qA_{gd}D_L}{L_L \sinh\left(\frac{W_L}{L_L}\right)} \left(P_{L0} + P_{LW} \cosh\left(\frac{W_L}{L_L}\right) \right) - \frac{qA_{ds}D_L}{L_L} P_{L0} \operatorname{csch}\left(\frac{W_L}{L_L}\right) + I_T r_{n-} \right] \quad (37)$$

其中 K_p 为跨导, V_{gs} 为栅极电压, V_T 为阈值电压.

将式(23)、式(31)代入式(37), 把 P_{L0} 、 P_{LW} 全部转换成关于 I_T 的表达式, 最终可得饱和区中 V_{AC} 关于 I_T ,

V_{gs} 的表达式.

在接近水平的退饱和区中,由于 V_{AC} 较大,耗尽层将沟道夹断, $x = W_L$ 处的过剩载流子浓度全部为 0,此时 PIN 效应几乎不存在,因此退饱和态下沿用旧模型采用的一维 PNP-MOSFET 结构进行分析,此文不再赘述.

3 仿真研究与实验验证

本文使用全球能源互联网研究院有限公司自主研发的规格为 3300V/62.5A 的 SPT + 型 IGBT 芯片进行研究.

采用如图 5 所示的实验平台进行静态特性的测试.该平台可进行不同温度下 IGBT 的静态特性测试.



图5 静态特性测试平台

在 25℃ 下,栅极电压分别为 9、11、13、15V 的工况下进行仿真和实验.改进模型输出特性仿真波形和实测输出特性波形的对比如图 6 所示.

125℃ 下的改进模型输出特性仿真波形和实测输出特性波形的对比如图 7 所示.

从图 6、图 7 中可以看出,在两个典型温度下,改进模型仿真波形与实验波形都有较好的吻合程度.

由于改进模型是基于 Hefner 模型建立的,所以在建模思路沿用 Hefner 模型分段建模的方法,分为饱和区和退饱和区两个区域进行分段建模,在波形上分别体现为上升的曲线和近似水平的直线.因此与平滑的实测波形相比,在两段模型仿真波形的交界处有明显拐点.此外在增加了边界条件的情况下,为了保证模型的收敛性,本文引入了一些近似假设对模型方程简

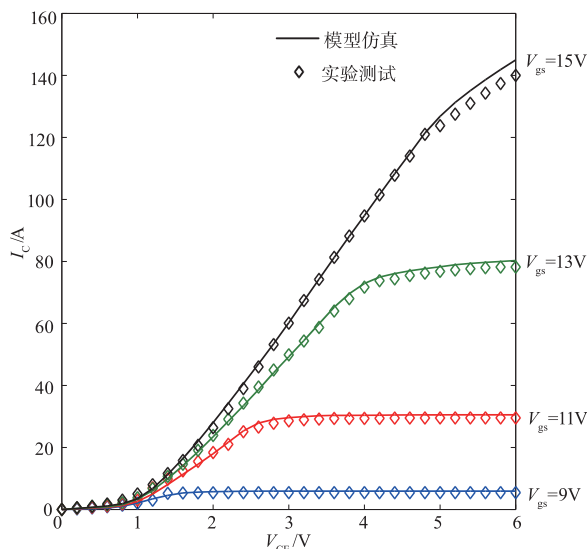


图6 25℃ 仿真与实测静态特性曲线对比

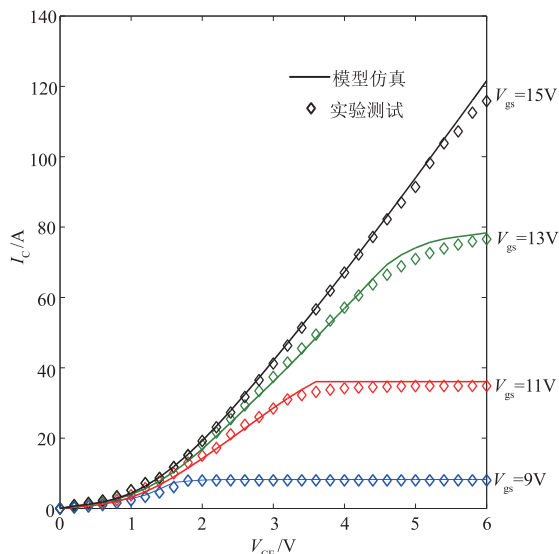


图7 125℃ 仿真与实测静态特性曲线对比

化,这使得仿真波形与实测波形相比存在一定误差,但与原模型相比误差大大降低.

本文主要针对饱和区的模型进行了改动,所以下面对原模型和改进模型在饱和区的仿真波形进行对比.栅压 15V 下,分别在 25℃ 和 125℃ 两个典型温度下进行仿真.仿真结果对比如图 8、图 9 所示.

根据图 8 和 9 可以看出,改进模型与原模型相比,有更低的通态压降,由数据手册可知芯片额定电流为 62.5A.在温度 25℃,栅极电压 15V 时,改进模型的通态饱和压降 V_{CEsat1} 为 3V,原模型的通态饱和压降 V_{CEsat2} 为 7.5V,数据手册给出的数值是 2.85V;当温度为 125℃ 时,改进模型的饱和通态和压降 V_{CEsat3} 为 3.8V,原模型的通态饱和和压降 V_{CEsat4} 为 13V,数据手册给出的数值为 3.59V.

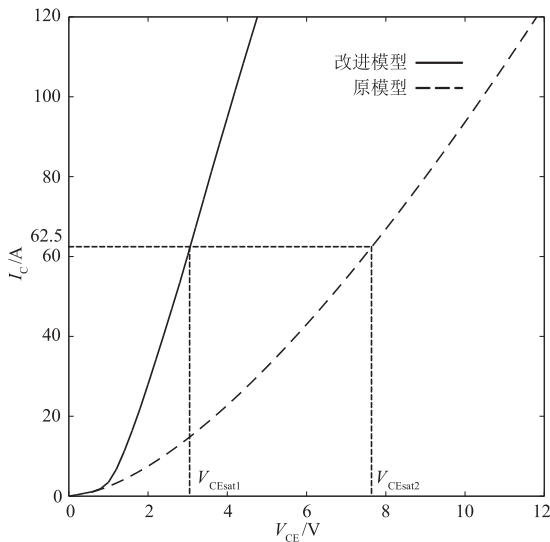


图8 25°C新旧模型仿真波形对比

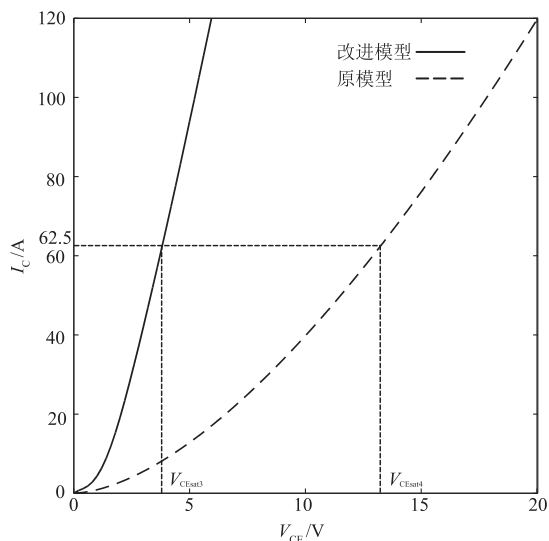


图9 125°C新旧模型仿真波形对比

改进模型将误差大大降低,精确模拟出 SPT + 型 IGBT 低通态压降的性能特点. 证明了改进模型与原模型相比能更精确的表示 SPT + 型 IGBT 的静态特性.

4 结论

本文以具有阴极侧载流子存储层结构的 SPT + 型 IGBT 为研究对象,通过比较 SPT + 型 IGBT 与传统 IGBT 在阴极侧器件结构的不同,在 Hefner 模型的基础上结合宽基区载流子二维分析方法,提出一种 SPT + 型 IGBT 稳态物理模型. 该模型将宽基区分为 PIN 和 PNP 两个区域对宽基区载流子分布进行二维分析,在对边界条件进行修正的同时,为了保证模型的收敛性引入近似假设对模型方程进行简化. 在 Matlab 中将改进模型实现后,通过实测结果与新旧模型仿真结果的对比,对

改进模型进行验证. 通过分析静态特性曲线,改进模型仿真结果与实测结果的误差均值降低到 6% 以内,与原模型相比,改进模型能够降低误差,更准确的体现 SPT + 型 IGBT 低通态压降的特性,具有较好的精确度.

参考文献

- [1] Baliga B J. 功率半导体器件基础[M]. 韩郑生,等译. 北京:电子工业出版社,2013.
- [2] 李碧珊,王昭,董妮. IGBT 结构设计发展与展望[J]. 电子与封装,2018,18(2):1-8.
LI Bi-shan, WANG Zhao, DONG Ni. Development and prospect of IGBT structure design [J]. Electronics and Packaging, 2018, 18(2): 1-8. (in Chinese)
- [3] 杨洪强,陈星弼. 半桥式功率输出级中高速低功耗低侧管的实现[J]. 电子学报,2001,029(006):814-815.
Yang HQ, Chen X B. Realization of a low side device with high speed and low power dissipation in half bridge power output section [J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(6): 814-815. (in Chinese)
- [4] 周文定,亢宝位. 不断发展中的 IGBT 技术概述[J]. 电力电子技术,2007,18(9):115-118.
ZHOU Wen-ding, KANG Bao-wei. Overview of IGBT technology under continuous development [J]. Power Electronics Technology, 2007, 18(9): 115-118. (in Chinese)
- [5] Udrea F, University C. IGBTs: concept, development and new structures [J]. High Power Converter Technology, 2017, (5): 1-15.
- [6] Corvasce C, Kopta A, Vobecky J, et al. New 1700V SPT + IGBT and diode chip set with 175°C operating junction temperature [A]. 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications [C]. UK: IEEE, 2011. 1-10.
- [7] Sheng K, Williams B W, Finney S J. A review of IGBT models [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(6): 1250-1266.
- [8] Jr A R H, Blackburn D L. An analytical model for the steady-state and transient characteristics of the power insulated-gate bipolar transistor [J]. Solid State Electronics, 1988, 31(10): 1513-1532.
- [9] Hefner A R. Modeling buffer layer IGBTs for circuit simulation [J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 1995, 10(2): 111-123.
- [10] Hefner A R, Blackburn D L. A performance trade-off for the insulated gate bipolar transistor; Buffer layer versus base lifetime reduction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1987, PE-2(3): 194-207.
- [11] Hefner A R J. A dynamic electro-thermal model for the IGBT [J]. IEEE Trans Industry Appl, 1994, 30(2): 394-405.
- [12] 陆戴,王文杰,王庆珍,于平平,姜岩峰. 1200V 场终止型

- 绝缘栅双极晶体管的 ADE 物理建模及参数提取[J]. 电子学报, 2019, 47(2): 434 - 439.
- LU Dai, WANG Wen-jie, WANG Qing-zhen, YU Ping-ping, JIANG Yan-feng. ADE physical modeling and parameters extraction of 1200V field stop insulated gate bipolar transistor[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(2): 434 - 439. (in Chinese)
- [13] Udrea F, Amaratunga G A J. A steady-state analytical model for the trench insulated gate bipolar transistor[A]. International Semiconductor Conference [C]. Romania; IEEE, 1995. 49 - 52.
- [14] Udrea F, Amaratunga G A J. 2-D modelling and optimisation of trench insulated gate bipolar transistors (TIGBT) [A]. European Solid State Device Research Conference [C]. Italy; IEEE, 1996. 291 - 294.
- [15] Udrea F, Amaratunga G A J. An on-state analytical model for the trench insulated gate bipolar transistor (TIGBT) [J]. Solid-State Electronics, 1997, 41(8): 1111 - 1118.
- [16] 李蝶, 魏克新, 景雷. 一种二维的 IGBT 基区载流子分布模型[J]. 仪器仪表用户, 2018, 25(12): 25 - 31.
- LI Die, WEI Ke-xin, JING Lei. A two-dimensional IGBT base region carrier distribution model [J]. Instrumentation Customer, 2018, 25(12): 25 - 31. (in Chinese)
- [17] 汪波, 罗毅飞, 刘宾礼, 等. 沟槽栅场终止型 IGBT 瞬态数学模型[J]. 电工技术学报, 2017, 32(12): 50 - 57.
- WANG Bo, LUO Yi-fei, LIU Bin-li, et al. Transient mathematical model of trench gate field-stop IGBT [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(12): 50 - 57. (in Chinese)
- [18] Rahimo M, Kopta A, Linder S. Novel enhanced-planar IGBT technology rated up to 6.5kV for lower losses and higher SOA capability [A]. IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices & Ics [C]. Naples; IEEE, 2006. 1 - 4.
- [19] Berz F. A simplified theory of the p-i-n diode [J]. Solid-State Electronics, 1977, 20(8): 709 - 714.
- [20] Azar R, Udrea F, Silva M D, et al. Advanced SPICE modeling of large power IGBT modules [A]. Industry Applications Conference [C]. USA; IEEE, 2004. 2433 - 2436.
- [21] Baliga, B J. Analytical modeling of IGBTs: challenges and solutions [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2013, 60(2): 535 - 543.

作者简介



孙志宇 男, 1994 年出生, 江苏连云港人. 华北电力大学电气与电子工程学院硕士研究生, 主要研究领域为 IGBT 机理模型建模.
E-mail: femalt@163.com



魏晓光 男, 1976 年出生, 新疆乌鲁木齐人. 博士, 教授级高级工程师, 研究方向为直流输电工程技术和直流电网.



赵志斌 (通讯作者) 男, 1977 年出生, 河北三河人. 博士, 教授, 硕士生导师, 研究方向为电磁场理论及其应用、先进输电、高压大功率电力电子器件.



周万迪 男, 1985 年出生, 湖北荆州人. 硕士, 研究方向为直流电网及其关键技术.