

1200V 场终止型绝缘栅双极晶体管的 ADE 物理建模及参数提取

陆 戴, 王文杰, 王庆珍, 于平平, 姜岩峰

(江南大学物联网工程学院电子工程系, 江苏无锡 214122)

摘 要: 绝缘栅双极晶体管(IGBT)是微电子学研究的热点之一,而相关电路仿真迫切需要该器件的等效模型. 本文提出基于傅里叶解双极扩散方程(ADE)的1200V场终止型IGBT物理模型,通过RC电路等效漂移区载流子分布,精确求解双极扩散方程.该模型针对大功率IGBT的工作原理,采用大注入假设条件,在综合分析场终止层的同时,根据1200V场终止型IGBT的特点考虑漂移区载流子的复合效应.在提取器件模型所需的关键参数后,用实际IGBT的测量结果对该模型的仿真结果进行了验证,通过分析静态以及关断瞬态特性曲线,仿真与实验数据误差均值小于8%,证明所建模型及参数提取方法的精确度.

关键词: 场终止型绝缘栅双极晶体管; 双极扩散方程; 物理模型

中图分类号: TN3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2019)02-0434-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.02.025

ADE Physical Modeling and Parameters Extraction of 1200V Field Stop Insulated Gate Bipolar Transistor

LU Dai, WANG Wen-jie, WANG Qing-zhen, YU Ping-ping, JIANG Yan-feng

(School of IOT Engineering, Jiangnan University, Wuxi, Jiangsu 214122, China)

Abstract: Insulated gate bipolar transistor(IGBT) is one of the hot topics in microelectronics research. The related circuit simulation urgently needs the equivalent model of the device. The physical model of the 1200V field-stop IGBT solving ambipolar diffusion equation(ADE) based on the Fourier transform is proposed in this paper. The ADE is solved accurately by the distribution of carriers in equivalent drift region of the RC circuit. The model is based on the working principle of high-power IGBT. The high-level injection hypothesis is used. The complex effect of the 1200V field-stop IGBT is considered according to the characteristics of the 1200V field-stop IGBT. After extracting the key parameters of the model, the simulation results are verified by the actual measurement results. The average error of simulation and experiment is less than 8%. The accuracy of the model and parameter extraction method is proved by analyzing the static and turn-off transient characteristics.

Key words: field stop insulated gate bipolar transistor; ambipolar diffusion equation; physical model

1 引言

绝缘栅双极晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)是现代功率转换系统中针对中、高电压和电流应用的器件^[1,2].随着功率半导体器件设计和制造技术的逐步提高^[3],更高的阻断电压和更低的开关损耗使场终止(Field Stop, FS)型IGBT成为新一代功率器件^[4],使其在大功率应用中显示出一定的优越性.我国自主生产研发的IGBT芯片仍处于起步阶段,需要大量基础研究工作的支

持.为实现相关电路仿真,本文主要建立了1200V FS型IGBT物理等效模型,并提出模型关键参数的提取方法.

物理等效模型一直都是电子器件结构设计和优化的重要工具^[5],本文中采用的物理建模方法是基于基本半导体电荷传输方程式的数学简化^[6-8].传统模型中,Hefner的非穿通型(Non Punch Through, NPT)和穿通型(Punch Through, PT)模型^[7,9,10]得到较多的关注,模型中提出的双极输运、基区大注入假设和非准静态近似等方法在如今的建模工作中被广泛应用.文献[6]采用已有PT模型的建模

方法建立 FS 型 IGBT 的数学模型. 文献[11]在仿真软件中建立 FS 型 IGBT 的计算模型. 文献[12]建立 6500V 大功率 FS 型 IGBT 的行为模型. 文献[13]所提出的参数提取过程, 适用于中、低压 IGBT, 但并未对高压情况例如 1200V IGBT 进行说明. 1200V FS 型 IGBT 的建模工作属于目前国内 IGBT 研究工作的重点之一. 为描述 IGBT 的动、静态特性, 建模的重点是求解基于双极扩散方程 (Ambipolar Diffusion Equation, ADE) 包含的电导调制和非准静态电荷存储效应^[7,8]. 大部分 IGBT 物理建模方法的重点在于漂移区的模拟并实现 ADE 建模. 本文根据 FS 型 IGBT 边界条件, 从 FS 层对器件进行物理建模, 并用傅里叶级数法求解 ADE 方程, 同时通过 RC 电路等效漂移区载流子分布. 提取相应参数后, 通过与实际 IGBT 器件测试结果的对比对所建模型进行验证. 通过分析静态以及关断瞬态特性, 对比仿真与实测结果, 证明了所建模型及参数提取方法的精确度.

2 基于物理的 1200V FS 型 IGBT 等效模型

图 1 所示为 1200V FS 型 IGBT 结构示意图, FS 层位于基区与阳极之间. 1200V FS 型 IGBT 的关键技术之一是如何有效精确地制备 FS 层, 实际工艺过程中, 采用离子注入技术精确控制注入剂量, 使 FS 层的浓度控制在 10^{15}cm^{-3} 左右. 1200V FS 型 IGBT 在工作状态下, 较高的阳极电压下使得基区耗尽层宽度增加, 多余载流子最终进入 FS 层. 随着多余载流子浓度升高, 当注入的多余载流子的浓度大于或等于 FS 层本身的掺杂浓度时, 进入载流子大注入条件. 通过栅极的控制使器件关断时, 需要去除漂移区的少子. 此时由于大注入的条件, 漂移区的少子浓度远远高于其多子浓度^[14]. 本文在分析漂移区及 FS 层载流子寿命与电流关系的同时, 分析了 FS 层过剩载流子浓度与电流的关系.

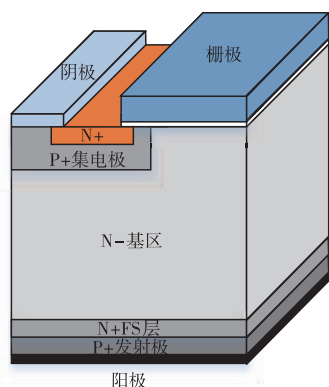


图1 1200V FS型IGBT结构示意图

2.1 边界条件及 FS 层建模

傅里叶级数求解 ADE 需要适当的边界条件, 需要知道漂移区边界 x_1 和 x_2 处的空穴和电子电流. 图 2 所示

的器件二维剖面示意图中, x_1 和 x_2 处相对应的载流子浓度梯度 $f(t)$ 和 $g(t)$ 定义^[15] 如下:

$$f(t) = \left[\frac{\partial p(x,t)}{\partial x} \right]_{x_1} = \frac{1}{2qS} \left[\frac{I_{n1}}{D_n} - \frac{I_{p1}}{D_p} \right] \quad (1)$$

$$g(t) = \left[\frac{\partial p(x,t)}{\partial x} \right]_{x_2} = \frac{1}{2qS} \left[\frac{I_{n2}}{D_n} - \frac{I_{p2}}{D_p} \right] \quad (2)$$

其中 q 为电子电荷量, S 是器件有效横截面积, D_n 和 D_p 是电子和空穴扩散系数, I_{n1} 和 I_{p1} 是 x_1 处的电子和空穴电流, I_{n2} 和 I_{p2} 是 x_2 处的电子和空穴电流.

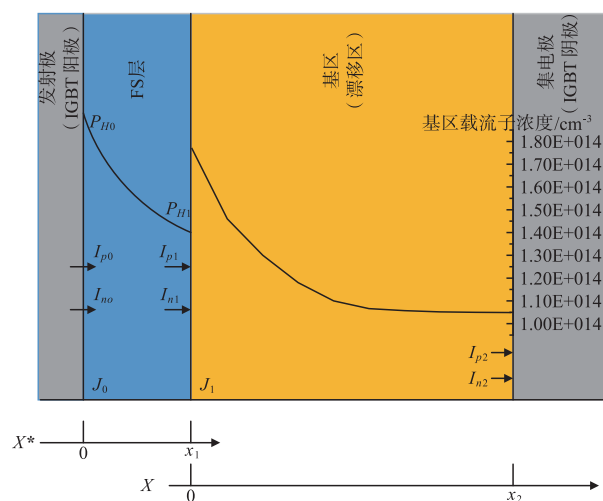


图2 正向导通情况下的FS型IGBT的边界条件及各区域典型载流子浓度示意图

如图 2 所示, 与 FS 层相连接的有两个结: 发射区与 FS 层之间的 J_0 结, 以及 FS 层与漂移区之间的 J_1 结. 正向偏置时, J_0 结电子反向注入发射区而产生小电子电流 I_{n0} , 空穴电流 I_{p0} 大部分通过发射极扩散注入 FS 层. 由于 FS 层的厚度与空穴扩散长度相比比较小, 在 FS 层中会有一些电子和空穴的复合产生, 其余的空穴电流到达漂移区, 如图 2 所示, I_{p1} 表示空穴从 FS 层注入漂移区. 此描述适用于静态工作情况, 而动态情况时 FS 层的电流大小需考虑额外的空穴电流.

基于文献[13]的 FS 层空穴电流表达式, 假设 FS 层处于稳定载流子分布状态, 由 FS 层边界电流的连续性可得 J_0 结的空穴电流表达式为:

$$I_{p0} = \frac{qSD_p}{L_p \sinh\left(\frac{x_1}{L_p}\right)} \left[P_{m0} \cosh\left(\frac{x_1}{L_p}\right) - P_m \right] \quad (3)$$

其中 $L_p = \sqrt{D_p \tau_H}$ 为 FS 层空穴扩散长度, τ_H 为 FS 层载流子寿命, P_{m0} 为 FS 层与发射区边界载流子浓度, P_m 为漂移区与 FS 层边界的载流子浓度.

2.2 漂移区载流子分布模拟

这部分主要讨论 IGBT 器件建模中, 如何精确地求解 ADE 并得出关断瞬态时基区过剩载流子浓度分布.

IGBT 作为一种电导调制功率器件,在导通时,基区中存储了大量过剩载流子. 在关断器件时,这些过剩载流子需要耗尽,而耗尽这些载流子所需要的时间与器件实际的开关损耗相关^[16]. 在大注入条件下,ADE 描述了基区多数载流子的动态特性. 而直接求解 ADE 的时候,需要考虑结果的收敛问题.

本文通过傅里叶变换将 ADE 简化^[17]为:

$$p(x,t) = p_0(x,t) + \sum g(t)f(x),$$

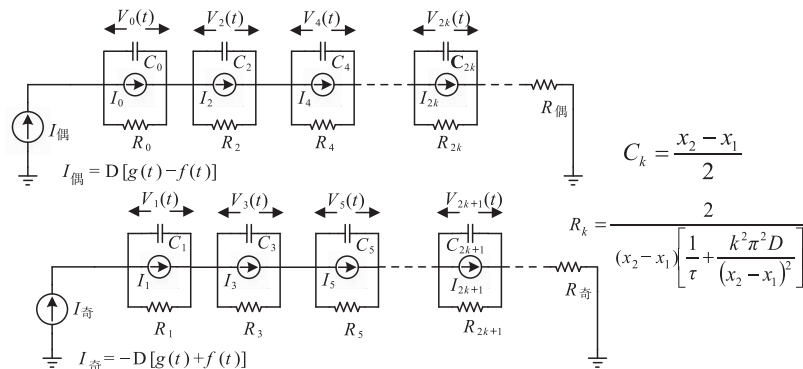


图3 漂移区的RC等效电路, 根据k的奇偶分为两条线路, 上为偶数线, 下为奇数线

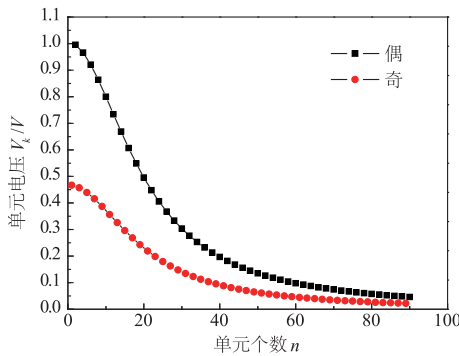


图4 RC电路各单元电压值随单元个数变化, 根据k的奇偶分为两条线路, 上为偶数线, 下为奇数线

图4中电压值随单元个数增加而减小,证明了采用傅里叶变换求解 ADE 模型时能够快速收敛. 将图4所得数据代入表达式(4)中,可以得到关断瞬态漂移区中载流子浓度的分布. 当 \$k=2\$ 的时候,基区载流子浓度分布如图2中曲线所示. 由式(1)和(2)计算得 \$P_{x_1} = 1.769 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}\$, \$P_{x_2} = 1.049 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}\$,表示基区载流子浓度从 \$1.769 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}\$ 降至 \$1.049 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}\$.

3 参数提取

FS 型 IGBT 模型的关键参数可分为两种:一种是物理参数,通过半导体物理或厂家提供的数据表获得;另一种是器件内部参数,例如载流子寿命、漂移区宽度等. 这些参数必须通过计算和实验获得. 过于复杂的参数提取过程不太适合工程应用,因此本文对 FS 型 IGBT 模型提

则 \$p(x,t)\$ 的离散余弦傅里叶表达式为:

$$p(x,t) = v_0(t) + \sum_{k=1}^{\infty} v_k(t) \cos \left[\frac{k\pi(x-x_1)}{x_2-x_1} \right] \quad (4)$$

以上的数学等效公式,可等效为图3所示的 RC 电路^[18]. 根据 \$k\$ 的奇偶分为奇数线和偶数线,连续单元电压表示为式(4)的傅里叶系数 \$V_k(t)\$. 图4所示为 RC 电路各单元电压值 \$V_k\$ 随单元个数变化的关系,分别为偶数线和奇数线,横坐标表示单元个数 \$n\$,纵坐标为电压值 \$V_k\$.

出了一种有效的参数提取方法,该方法中,综合了经验值估计、制造商数据表的推理和实验提取等三种方法,保证了提取参数的准确度,同时也便于工程应用.

3.1 物理参数提取

物理参数是基于经验值估计并根据厂家提供的数据表计算获得. 以某型号 IGBT 为例,根据厂家提供的数据表计算得表1的物理参数值. 其中数值1为本文所提参数,数值2为文献[13]所提参数,通过对比证明本文所提物理参数的准确性.

表1 提取的物理参数

参数名称及单位	数值1	数值2
阈值电压 \$V_{TH}/V\$	5.8	6
击穿电压 \$V_B/V\$	1200	600
集电极-发射极饱和电压 \$V_{CE(sat)}/V\$	1.7	1.45
二极管正向压降 \$V_F/V\$	1.75	1.7
开启能量损耗 \$E_{on}/mJ\$	3.3	-
关断能量损耗 \$E_{off}/mJ\$	3.2	-
输出电容 \$C_{oes}/pF\$	130	66
反向传输电容 \$C_{res}/pF\$	110	10
芯片面积 \$S/cm^2\$	0.875	0.8
发射极电子饱和电流密度 \$J_{sne}/(A/cm^2)\$	125	-

芯片面积 \$S\$ 通过数据表中反向偏置安全工作区曲线的集电极电流峰值除以发射极电子饱和电流密度 \$J_{sne}\$ 得到,即 \$S = I_{CM}/J_{sne}\$. 经验值估计发射极电子饱和电流密度 \$J_{sne}\$ 为 \$125 \text{ A/cm}^2\$.

3.2 内部参数提取

1200V FS 型 IGBT 漂移区载流子掺杂浓度^[13]为:

$$N_B = \frac{2V_{ce}(C_{oes} - C_{res})^2}{q\epsilon\epsilon_0(1-a)^2S^2} \quad (5)$$

其中 a 为反向传输电容 C_{res} 与输出电容 C_{oes} 之比, ϵ 为硅的相对介电常数, ϵ_0 为硅的真空介电常数.

已知漂移区宽度和击穿电压关系^[19]为:

$$V_B = E_C W_B - \frac{1}{2} \frac{qN_B W_B^2}{\epsilon\epsilon_0} \quad (6)$$

其中 E_C 为硅的临界电场值. 将击穿电压 V_B 和漂移区载流子浓度 N_B 代入式(6)得 FS 型 IGBT 的漂移区宽度 W_B . 表 2 列出了提取的内部参数值.

表 2 提取的内部参数

参数名称及单位	数值 1	数值 2
漂移区宽度 $W_B/\mu\text{m}$	70	57
漂移区载流子寿命 $\tau_L/\mu\text{s}$	0.586	0.7
漂移区掺杂浓度 N_B/cm^{-3}	1.59×10^{14}	1.84×10^{14}
FS 层载流子寿命 $\tau_H/\mu\text{s}$	0.101	0.065
FS 层掺杂浓度 N_H/cm^{-3}	4.96×10^{15}	5×10^{15}

过剩载流子寿命是 IGBT 物理模型中的关键参数之一^[20]. Hefner 提出了准确的过剩载流子寿命 τ 的提取方法^[7]. 基于该方法, 本文对 1200V FS 型 IGBT 的载流子寿命提取方法作如下改进. 在恒定电压下, FS 型 IGBT 关断时的拖尾电流 I_T (阳极电流) 等于集电极电流 I_C , 在此条件下, 过剩载流子寿命 τ 的表达式为:

$$\tau = - \left(\frac{d \ln I_T}{dt} \right)^{-1} \quad (7)$$

图 5(a) 所示为 τ 的实验提取电路, 图 5(b) 是典型的 IGBT 阳极关断电流和电压波形. 图 5(b) 显示阳极电压达到钳位电压后保持不变, 对应的阳极电流迅速下降. 集电区-基区结的耗尽电容消失使边界条件改变, 一部分空穴电流并入基区电流. 在初始电流 I_0 下降后, 阳极电流衰减率由基区复合效应、FS 层复合效应以及电子电流注入到发射区的速率所主导.

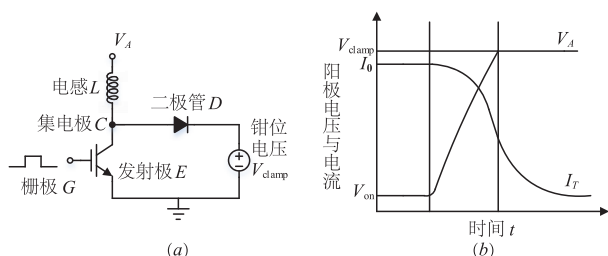


图 5 钳位电感负载测试电路及典型的 IGBT 阳极关断电流和电压波形

在关断期间, 阳极电流减小, 同时空间电荷区向发射区移动, 导致 IGBT 阳极电压增加. 在阳极电压较低的时候, 基区的过剩载流子以相同的复合速度衰减. 阳极电压较高时, 当空间耗尽区延伸到 FS 层边缘, 多余的过剩载流子将进入 FS 层. 过剩载流子在基区和 FS

层有不同的复合速度. 低电压时大部分过剩载流子处于基区, 此时基区过剩载流子的复合速度较慢. 当电压升高, 载流子进入 FS 层, 此时过剩载流子的复合速度较快. 考虑到过剩载流子在基区和 FS 层不同的复合速度, 以及基区和 FS 层不同的掺杂浓度, 本文定义两种过剩载流子寿命: 基区的 τ_L 和 FS 层的 τ_H . 这两种寿命需要根据高、低电压工作条件分别进行提取, 实验测得漂移区载流子寿命 τ_L 均值为 $0.586\mu\text{s}$, FS 层载流子寿命 τ_H 均值为 $0.101\mu\text{s}$.

4 模型验证

将提取的参数应用到 1200V FS 型 IGBT 物理等效模型中, 仿真结果与图 5 电感负载电路所测数据进行对比, 并用所建模型验证 1200V FS 型 IGBT 的关断特性. 在典型关断条件下 (600V 集电极-发射极电压, 12A 集电极电流) 结果显示, 仿真与实际测量结果之间吻合较好, 初步估计二者之间的数据误差均值小于 8%, 证明所建模型及参数提取方法的准确性. 产生误差的原因主要与模型参数提取过程相关, 实际测量的误差不可避免会引入到参数提取过程中, 从而带来模型的误差. 另外, IGBT 工作在高电压、大电流的状态, 测量设备也会带来相应误差.

图 6 中三条曲线分别表示栅极-发射极电压 V_{GE} 为 10V, 11V, 12V 时集电极-发射极电压 V_{CE} 与集电极电流 I_C 的关系. 实验与仿真值吻合, 证明所建模型在静态条件下的准确性.

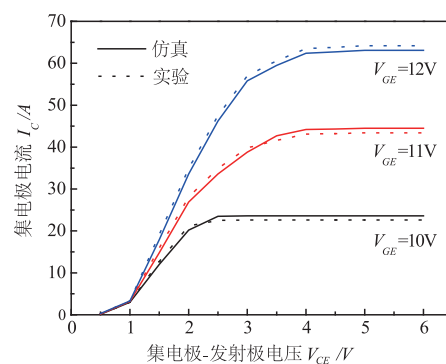


图 6 1200V IGBT 的静态特性曲线

600V 与 1200V IGBT 关断瞬态特性曲线如图 7 所示. 关断电流与电压的仿真值均与实验值相匹配, 证明所建物理模型在仿真 1200V FS 型 IGBT 时精度较高. 由图 7(b) 关断电流可知, 在器件关断之后电流有较快的下降过程. 曲线所示, 在 200ns 后, 过剩载流子将通过复合而消失, 对应图中相对缓慢的衰减过程. 图 7(d) 所示的关断电流, 由于 FS 层的大注入情况分为两部分, 第一部分即 20 至 11A 部分, 与图 7(b) 的关断电流趋势相一致. 在低于 600V 的电压情况, 基区载流子复合效

应占主导作用. 大注入下的基区载流子扩散方程式(4), 考虑了载流子寿命与载流子浓度的关系, 表明了双极扩散方程 ADE 的求解具有准确性. 图 7(d) 电流的第二部分即 11 至 0A 部分, 相比于第一部分有快速的

下降过程. 受 FS 层中载流子复合影响, 复合速度较快. 随着载流子浓度因复合效应而减少, 总电流也随之降低.

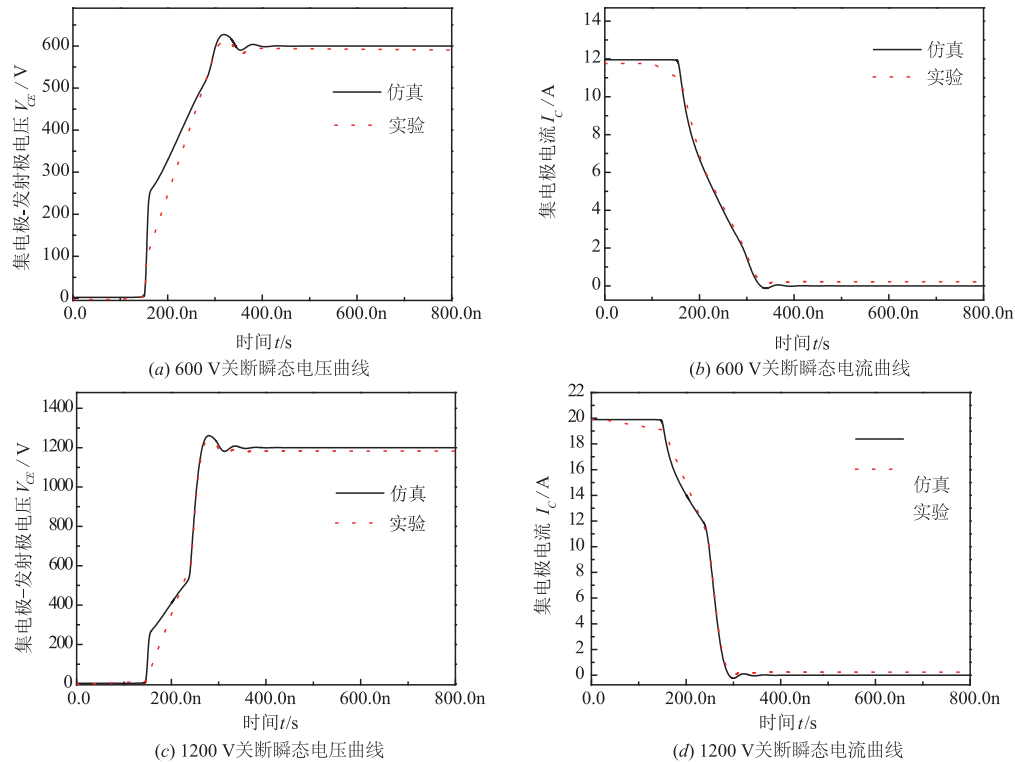


图7 600 V与1200 V IGBT关断特性曲线

图 7(c) 关断电压曲线的高电压部分即 600 至 1200V 部分, 和图 7(d) 关断电流曲线的 11 至 0A 部分, 仿真与实验数据相吻合. 本文所建 1200V FS 型 IGBT 模型采用大注入假设条件, 总电流受 FS 层掺杂浓度影响, 使 1200V FS 型 IGBT 模型仿真值接近实验值. 证明了所建模型中考虑的大注入效应具有一定的合理性. 图 7(c) 电压低于 600V 的部分与图 7(a) 关断电压相比, 两曲线趋势一致. 电压过冲部分是由杂散电感的 di/dt 引起^[21,22]. 过大的杂散电感会导致过高的电压过冲值, 甚至损坏 IGBT. 因此大功率 IGBT 的实际应用中需考虑电路中的杂散电感效应, 实际电路中一般并联一个续流二极管^[23], 对 IGBT 起保护作用.

5 结论

通过比较 FS 型 IGBT 与传统 IGBT 器件结构的特点, 本文提出基于傅里叶级数的方法解双极扩散方程的 1200 V FS 型 IGBT 物理模型. 该模型针对大功率 IGBT 的工作原理, 采用大注入假设条件, 在综合分析场终止层的同时, 根据 1200V 场终止型 IGBT 的特点考虑漂移区载流子的复合效应. 通过 RC 电路模拟漂移区载流子分布状

态. 在提取器件模型所需的关键参数后, 用实际 IGBT 的测量结果对该模型的仿真结果进行了验证. 通过分析静态以及关断瞬态特性曲线, 仿真与实验数据误差均值小于 8%, 证明所建模型及参数提取方法的精确度.

参考文献

- [1] Carastro F, et al. High-efficiency high-reliability pulsed power converters for industrial processes[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 37-45.
- [2] Ranstad P, Nee H P. On dynamic effects influencing IGBT losses in Soft-Switching Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 260-271.
- [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, 29(6): 814-815.
Yang H Q, 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] Riccio M, et al. Accurate SPICE modeling of Reverse Conducting IGBTs including self-heating effect [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(99): 1-1.

- [5] 杜明星,魏克新.一种考虑 IGBT 基区载流子注入条件的物理模型[J].物理学报,2011,60(10):722-727.
Du M X. A physics-based model of insulated gate bipolar transistor with all free-carrier injection conditions in base region[J]. Acta Physica Sinica, 2011, 60(10):722-727. (in Chinese)
- [6] Yuan S C, Zhu C C. IGBT SPICE model with nondestructive parameters extraction and measured verification[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2003, 150(5):575-579.
- [7] Hefner A R J. A dynamic electro-thermal model for the IGBT[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(2):394-405.
- [8] Iqic P M, Mawby P A, Towers M S, et al. New physically-based PiN diode compact model for circuit modelling applications [J]. IEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems, 2002, 149(4):257-263.
- [9] 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.
- [10] Hefner A R. Modeling buffer layer IGBTs for circuit simulation [J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 1995, 10(2):111-123.
- [11] Oh K H, Lee J, Lee K H, et al. A simulation study on novel field stop IGBTs using superjunction[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2006, 53(4):884-890.
- [12] Castellazzi A, Batista E, Ciappa M, et al. Full electro-thermal model of a 6.5kV field-stop IGBT module [A]. 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference [C]. Rhodes, Greece; IEEE, 2008. 392-397.
- [13] Tang Y, Wang B, Chen M, et al. Simulation model and parameter extraction of Field-Stop (FS) IGBT [J]. Microelectronics Reliability, 2012, 52(12):2920-2931.
- [14] Lauritzen P O, Ma C L. A simple diode model with reverse recovery [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991, 6(2):188-191.
- [15] Kang X, Caiafa A, Santi E, et al. Characterization and modeling of high-voltage field-stop IGBTs [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4):922-928.
- [16] Wu Z, Su X, Zhu Y. IGBT junction and coolant temperature estimation by thermal model [J]. Microelectronics Reliability, 2018, 87:168-182.
- [17] Palmer P R, Santi E, Hudgins J L, et al. Circuit simulator models for the diode and IGBT with full temperature dependent features [J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 2003, 18(5):1220-1229.
- [18] Bahman A S, Ma K, Blaabjerg F. Alumped thermal model including thermal coupling and thermal boundary conditions for high power IGBT modules [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, PP(99):1-1.
- [19] Kang X, Santi E, Hudgins J L, et al. Parameter extraction for a physics-based circuit simulator IGBT model [A]. Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition [C]. APEC 03. Miami Beach, FL; IEEE, 2003. vol. 2. 946-952.
- [20] Wang L, Xu J, Wang G, et al. Lifetime estimation of IGBT modules for MMC-HVDC application [J]. Microelectronics Reliability, 2018, 82:90-99.
- [21] 褚恩辉,金升,张化光.一种新型无源软开关变换器 [J].电子学报,2010,38(8):1963-1968.
Chu E H, Jin S, Zhang H G. A novel passive soft switching converter [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(8):1963-1968. (in Chinese)
- [22] Zeng X, Li Z, Gao W, et al. A novel virtual sensing with artificial neural network and K-means clustering for IGBT current measuring [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9):7343-7352.
- [23] Tang Y, Ma H. Dynamic electrothermal model of paralleled IGBT modules with unbalanced stray parameters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2):1385-1399.

作者简介

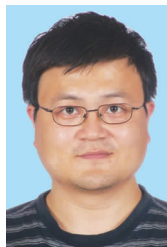


陆 戴 男,1994 年出生,江苏人.2016 级江南大学物联网工程学院硕士研究生,主要研究领域为 IGBT 建模及参数提取,IGBT 驱动电路设计.

E-mail:624046908@qq.com



王文杰 男,1993 年出生,山西人.2016 级江南大学物联网工程学院硕士研究生,主要研究领域为 MOSFET 近阈值模型的建立及应用.



姜岩峰(通信作者) 男,1972 年出生,吉林人.江南大学物联网工程学院教授,博士生导师.主要研究领域为射频集成电路设计与实现,新型电路结构设计与实现.

E-mail:jiangyf@jiangnan.edu.cn