

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2209237

N-IGBT 正偏压温度不稳定性阈值电压综合退化模型*

孙 豪,何怡刚,袁伟博,王 涛

(合肥工业大学电气与自动化工程学院 合肥 230009)

摘 要: N 型绝缘栅双极型晶体管(N-IGBT)凭借其优良性能广泛应用于现代工业各个领域,预测特定条件下器件退化情况对提高 N-IGBT 可靠性具有重要意义。然而,随着 N-IGBT 制程的降低,因正偏压温度不稳定性(PBTI)造成的栅氧化层退化进一步加剧,退化宏观表现为器件剩余有用寿命(RUL)的降低和阈值电压的改变。基于经典 Power Law 模型和 Arrhenius 模型,以退化时间为切入点,提出了相对精度更高的三阶段 Power Law-Arrhenius 综合退化模型;通过加速退化实验模拟了正偏压温度不稳定性对 N-IGBT 的退化作用,并在退化后对反映功率器件剩余有用寿命的特征参数阈值电压进行测量;基于遗传优化算法和加速退化实验数据对综合退化模型参数进行优化拟合,确定了 N-IGBT 综合退化模型的一般数学表达形式,得出其精度在 85% 以上,并高于传统的 Power Law 模型精度。

关键词: N-IGBT;PBTI;加速退化;阈值电压;综合退化模型

中图分类号: TN386 TH7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.3030

N-IGBT positive bias temperature instability threshold voltage comprehensive degradation model

Sun Hao, He Yigang, Yuan Weibo, Wang Tao

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230000, China)

Abstract: The N-type insulated gate bipolar transistor (N-IGBT) is widely used in various fields of modern industries due to its excellent performance. The prediction of the device degradations under specific conditions is of great significance for improving N-IGBT reliability. However, with the decrease of the N-IGBT process, the internal electric field intensity of the gate oxide is constantly increasing, and the degradation of the gate oxide caused by the positive bias temperature instability (PBTI) is further intensified, the degradation is macroscopically reflected in the reduction of device remaining useful life (RUL) and changes of the threshold voltage. Based on the classical Power-Law model and the Arrhenius model, this article proposes a three-stage Power Law-Arrhenius comprehensive degradation model with relatively higher accuracy using the common parameter degradation time as the starting point. The degradation effect of positive bias temperature instability on N-IGBT through accelerated degradation experiment. Then, the threshold voltage which reflects the life of the power device after degradation is measured. Based on the genetic optimization algorithm and accelerated degradation experimental data, the comprehensive degradation model parameters are fitted and optimized, the mathematical expression form of the comprehensive degradation model is determined with an its accuracy above 85%, which is higher than that of the traditional power law model.

Keywords: N-IGBT; PBTI; accelerate degradation; threshold voltage; comprehensive degradation model

0 引 言

硅基材料的电子迁移率大约是空穴迁移率的 2.5 倍,导致 NMOS 器件具有较高的电流驱动能力、开关速

度、工作频率和较低的功耗^[1]。因此,NMOS 器件在实际中具有更广泛的应用,对 N 型绝缘栅双极型晶体管(N-IGBT)特定条件下剩余有用寿命(RUL)的预测对提高其可靠性具有重要意义。自功率半导体器件诞生以来,其特征一直是不断寻求新的技术工艺,以减小集成在单个

硅芯片中器件的物理尺寸。随着半导体工艺在制程、材料和结构的发展^[2],IGBT栅氧化层(SiO₂)的厚度也在逐渐的降低。然而,器件的工作电压不会按照相同的步伐降低,器件内部的电场会不断地增加,即使在正常工作期间,内部电场也会导致功率器件栅氧化层性能随时间下降。其次,在工业环境下,IGBT面临着高于正常工作条件的电压与温度,栅氧化层可靠性势必成为一个突出的问题。当功率半导体器件的栅氧化层退化后,将引起功率器件诸多电参数的不稳定性,甚至引起栅氧化层的击穿而导致器件失效。

目前国内外针对功率器件退化失效的研究主要集中在封装退化失效方面,对于器件芯片退化失效的内部机理、芯片退化与特征参量本质关系缺乏深入研究,芯片退化主要与偏压温度不稳定性(BTI)相关,BTI根据栅电压的正负可以分为正偏压温度不稳定性(PBTI)和负偏压温度不稳定性(NBTI)^[3-4]。NBTI主要发生在P型功率器件,PBTI主要发生在具有高介电常数材料栅氧化层的N型功率器件^[5]。目前对P型功率器件在NBTI的微观退化机理和宏观退化模型研究趋向成熟,文献[6]针对P-MOSFET进行负偏压温度退化实验,阐述了功率器件在NBTI下阈值电压漂移主要受界面陷阱影响,并提出了界面陷阱产生的物理模型。文献[7-8]进一步提出P型功率器件阈值电压的漂移是氧化物陷阱电荷 Q_{ot} 和界面陷阱电荷 Q_{it} 共同作用的结果,并建立了器件RUL关于场强、温度和时间的函数预测模型。对于N型功率器件,在PBTI下阈值电压退化机理现已阐明,文献[9]证明了N型功率器件阈值电压等特征参数的dip-rebound退化模式。文献[10]定性研究了N-MOSFET在PBTI下的栅极电荷特性以及阈值电压、输入电容和米勒电容的退化趋势,文献[11]指出经典Power Law模型在PBTI下长期预测的不准确性。然而,针对N型功率器件退化模型有待进一步研究以提高功率器件可靠性。

偏压温度应力主要会造成功率器件栅氧化层的退化,退化主要表现为功率器件阈值电压的漂移。在功率器件中,栅氧化层结构主要应用于MOSFET和IGBT,作为功率器件中硅与栅极的绝缘层。参考NBTI的研究方法,本文针对N-IGBT建立加速退化实验装置,研究在正偏压温度应力下栅氧化层退化的微观机理,并以经典Power Law模型和Arrhenius模型为基础分段建立具有高精度能够实现长期预测的阈值电压综合退化模型。

1 PBTI退化机理

偏压温度不稳定性主要会造成功率器件栅氧化层退化。退化主要表现为击穿,击穿分为两种类型的击穿,一种是瞬时击穿(TZDB),即在高压下即时发生的击穿,另

一种是经时击穿(TDDB)^[12],即在加上电压后需要经过一段时间之后才发生的击穿。与瞬时击穿相比,经时击穿更为常见,经时击穿是由于栅极偏置电压应力随时间而导致的栅极氧化物缺陷积累的结果,是威胁器件和系统寿命以及长期可靠性的主要故障机制。研究表明栅氧化层退化是由两种电荷引起的,栅氧化层内的氧化物陷阱电荷以及氧化物-硅界面处的界面陷阱电荷^[9]。其中,带正电的氧化物陷阱电荷吸引电子到界面、排斥空穴远离界面,将会导致N-IGBT的阈值电压降低和P-IGBT的阈值电压增加。而界面陷阱捕获由栅极偏置电压引起的电子或空穴,导致需要更高的栅极电压才能形成导电沟道。进而提高了N-IGBT和P-IGBT的阈值电压。栅氧化物陷阱电荷和界面陷阱电荷对IGBT阈值电压的影响可以具体表示为:

$$V_{TH} = V_{TH0} \mp \frac{Q_{ot}}{C_{ox}} + \frac{qN_{it}}{C_{ox}} \quad (1)$$

式中:-和+分别对应N-IGBT和P-IGBT; V_{TH0} 为栅氧化层未退化时的阈值电压; Q_{ot} 为单位面积的栅氧化物陷阱电荷; N_{ot} 为氧化物陷阱密度; N_{it} 为界面陷阱密度; C_{ox} 为单位面积的栅极氧化物电容。

在正偏压温度应力下,微观上产生了栅氧化物陷阱电荷与界面陷阱电荷,微观电荷在宏观上表现为器件阈值电压的漂移,同时阈值电压具有温度依赖性^[13]。则可以选择阈值电压作为IGBT在PBTI下的特征参数来进一步反映IGBT的RUL^[14-17]。对于P-IGBT,在退化过程中, Q_{ot} 和 Q_{it} 都会造成阈值电压的升高,而对于N-IGBT,则存在阈值电压的转折现象,如图1所示。微观上, Q_{ot} 在最初阶段的积累会造成阈值电压短时间内的降低,同时 Q_{ot} 的积累会造成局部场强的升高,当场强足够高时会产生隧穿效应,继而引起 Q_{it} 的产生和阈值电压的升高。即 Q_{it} 产生与 Q_{ot} 产生有一定的时间延迟。

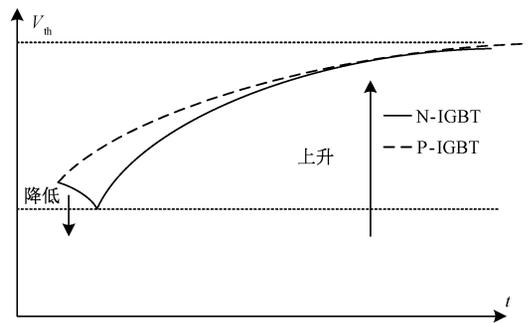


图1 BTS下IGBT阈值电压退化趋势

Fig. 1 N-IGBT threshold voltage degradation trend in BTS

由于此现象的存在,对N-IGBT在PBTI下阈值电压的预测变得更加的复杂。因此,在实验基础上的定量研究对实现N-IGBT的精确寿命预测具有重要意义。

2 PBTi 综合退化模型

目前,对 IGBT 的寿命预测有多种方法^[18-20]。早期研究针对商用 P 型 MOSFET 负偏压温度应力引起的阈值电压不稳定及其机理,提出了分段 Power Law 模型,如式(2),针对单一 Power Law 模型在长期预测中精确度较低的局限,一般 n 的分段取值依次为 0.5、0.25 和 0.14^[21],以细化不同阶段的模型,提高长期预测情况下的精度,该模型可以准确描述给定栅极偏压下阈值电压的退化趋势,也表明了阈值电压漂移的时间依赖性 t^n 。

$$V_{th}(t) = a \times t^n + b \quad (2)$$

式中: $V_{th}(t)$ 为 t 时刻的阈值电压; a 、 b 为拟合常数; t 为退化时间。鉴于 P 沟道和 N 沟道阈值电压退化趋势在上升阶段的一致,该模型同样可以反映 N 沟道器件在上升阶段的阈值电压退化趋势,同时,可以得到 N 沟道器件在阈值电压下降阶段的模型,如式(3)所示。

$$V_{th(t)} = V_{th(0)} - a \times t^n + b \quad (3)$$

式中: $V_{th(0)}$ 为对应条件下的初始阈值电压。化学反应速率与温度之间的关系可用 Arrhenius 方程表示,基于此, PBT 应力下阈值电压漂移速度与温度的关系如下:

$$\frac{\Delta V_{th(t)}}{\Delta t} = c \times \exp(-E_a/kT) \quad (4)$$

式中: c 为温度退化系数; E_a 为激活能; k 为玻尔兹曼常数,近似为 $1.38 \times 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$; T 为开尔文温度。基于以上两种模型,以退化时间 t 作为两模型的切入点,提出基于 Power-law 和 Arrhenius 模型的综合性模型:

$$V_{th(t)} = a \times c \times \exp(-E_a/kT) \times t^n + b \quad (5)$$

式中:参数同式(2)和(4)。根据图 1 所示的转折现象,综合退化模型以转折点为界存在两种形式:

$$V_{th(t)} = \begin{cases} c \times \exp(-E_a/kT) \times t^n + b + V_{th0}, & 0 < t < t_0 \\ c \times \exp(-E_a/kT) \times t^n + b, & t > t_0 \end{cases} \quad (6)$$

综合退化模型既反映了给定外部栅极偏置电压下阈值电压的退化趋势,又反映了外部温度对阈值电压退化的影响。

3 PBTi 加速退化实验

3.1 实验装置

为了验证上述综合退化模型以及建立该综合退化模型的精确性数学表达式,参考文献[22-24]的加速退化实验,建立针对 N-IGBT 加速退化实验装置。加速实验电路如图 2 所示。

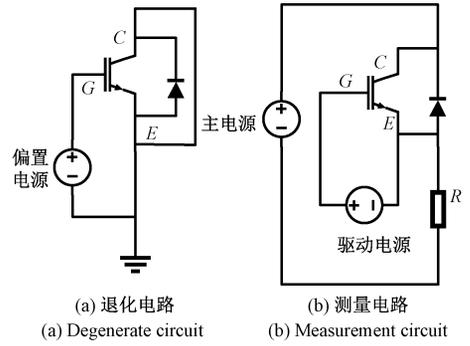


图 2 加速退化实验电路示意图

Fig. 2 Schematic diagram of accelerated degradation experiment circuit

图 2(a) 为加速退化电路,图 2(b) 为 N-IGBT 加速退化后阈值电压测量电路,其中用于测量阈值电压的多通道示波器未在图中表示。实验中阈值电压的测量从其定义入手,一般认为当 N-IGBT 从关断到开通集电极电流由 0 开始增加时的栅极-发射极电压为阈值电压,为了实现对阈值电压数据的自动采集,采用上位机与数字示波器 LAN 口相连,基于 LabVIEW 程序控制数字示波器进行数据采集。可以实现对阈值电压的定时测量和自动保存。为了使该研究具有一定代表性,同时考虑该研究课题项目要求,在加速退化实验中 IGBT 模块选用在工业领域应用较为广泛的中等电压等级的 N 型 IGBT,富士-6MBI450U-170 型 IGBT。对于栅氧化层,当电场强度达到 2~6 MV/cm,温度达到 100℃~250℃时,栅氧化层发生明显退化,实际上,当栅氧化层中的电场强度大于 6 MV/cm 时,即使是优质氧化层,也将会造成 F-N (flower-nordheim) 量子隧穿效应并产生隧穿电流。基于此电场强度与栅氧化层的一般厚度,对 IGBT 做击穿实验确定栅极发射极之间的击穿电压大致为 70 V。基于 IGBT 数据手册驱动电压范围 $\pm 20 \text{ V}$,并考虑到击穿电压的限制和加速退化的速度。施加在栅极与发射极之间的加速退化电压范围设置为 45.0~55.0 V。施加的温度为 298、348、398、448 K。加速退化实验装置如图 3 所示。

3.2 实验流程

该加速退化实验采用控制变量的基本思想,分别研究电压和温度对退化的影响。针对 N-IGBT 存在转折点的现象,需要分阶段进行实验。如图 1 所示,加速退化实验按照先后顺序分为两个部分:1) 对 N-IGBT 的加速退化;2) 退化后 N-IGBT 特征参数阈值电压的测量。下降阶段进行加速退化时,设定在 298 K 温度下,分别在栅极发射极施加电压 45.0、45.5、46.0、46.5 V 的电压;针对转折点之后的上升阶段设定在 298 K 温度下,分别在栅极发射极施加 45.0、46.5、48.0、49.5 V 的电压,每隔



(a) 退化电路
(a) Degenerate circuit



(b) 阈值电压测量电路
(b) Threshold voltage measurement circuit

图 3 N-IGBT 加速退化实验装置示意图

Fig. 3 Accelerated degradation experimental facility of N-IGBT

100 min 对阈值电压进行测量。另外在 48 V 电压下,分别施加 298、348、398、448 K 的温度,每隔 10 min 对阈值电压进行测量。为了降低实验误差,IGBT 退化后阈值电压进行五次测量求平均值作为终值。在阈值电压的测量中,驱动电源为 15 V,基于 TMS320F28335 DSP 和放大模块产生驱动电压 15 V 的方波,在 IGBT 的开通过程中基于定义测量并结合示波器图像得到阈值电压。

3.3 实验结果

不同阶段阈值电压的测量结果如图 4~6 所示。

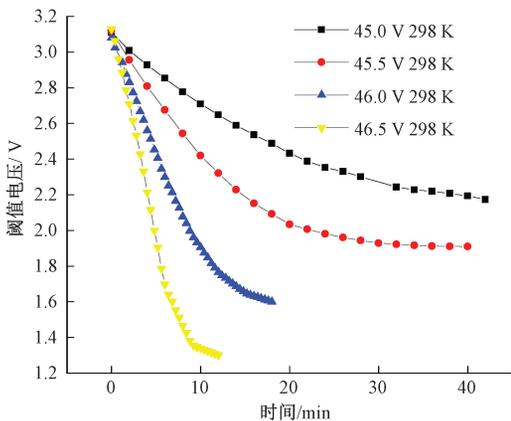


图 4 初始阶段偏压应力下阈值电压偏移量

Fig. 4 Threshold voltage of initial phase under bias voltage

由图 6 可知,阈值电压在不同阶段的变化趋势与第 1 节中理论分析相符。

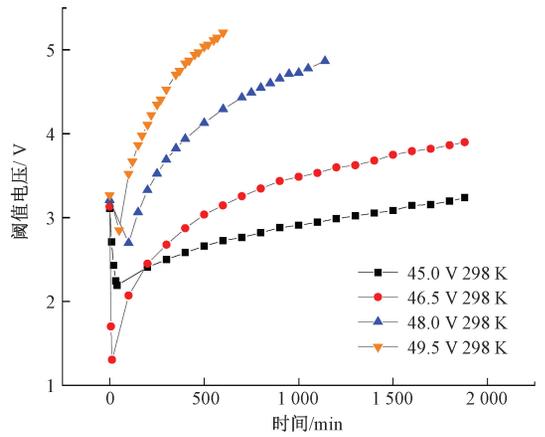


图 5 不同偏压应力下阈值电压偏移量

Fig. 5 Threshold voltage shifts under different bias voltage

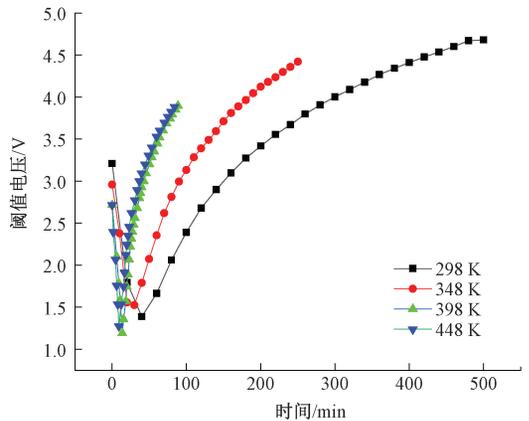


图 6 不同温度应力下阈值电压偏移量

Fig. 6 Threshold voltage shifts under different bias temperature stress

4 Power Law-Arrhenius 模型

为了得到 Power Law-Arrhenius 综合模型的精确性数学表达,需要采用智能优化算法实现对模型参数的优化。遗传算法相对于其他算法,具有较高的准确率,且运行时间较短。因此,本文采用遗传算法来对模型参数进行优化来确定综合退化模型的数学表达形式。

4.1 遗传优化算法

遗传算法是模拟生物在自然环境中的遗传和进化的过程而形成的自适应全局优化搜索算法^[25]。本文采用遗传算法对 Power Law-Arrhenius 综合模型的参数进行优化。遗传算法的运算流程具体步骤如下。

1) 初始种群数目为 $NP = 100$,染色体基因维数为 $D = 2$,最大进化代数 $G = 100$,交叉概率 $P_c = 0.8$,变异概率 $P_m = 0.1$ ^[26]。

2) 产生初始种群,计算个体适应度;进行实数编码的选择以及交叉和变异操作。计算群体 $P(t)$ 中各个个体的适应度。选择和交叉操作采用“君主方案”,即在种群根据适应度值高低进行排序的基础上,用最优个体与其他偶数位的所有个体进行交叉,每次交叉产生两个新个体,在交叉过后,对新产生的群体进行多点变异产生子群体,再计算其适应度值,然后和父群体合并,并且根据适应度值进行排序,取前 100 个个体为新群体,进行下一代遗传操作。

3) 判断进化代数是否满足终止条件;若满足,则结束搜索过程,输出优化值;若不满足,则继续进行迭代优化直至达到最大进化代数,最后输出优化值。

4.2 Power Law 模型

在偏置电压应力下,N-IGBT Power Law 退化模型的上升阶段是基于 298 K 的室温下建立的,参数 a 和 b 是关于偏置电压的幂函数^[11]。对于上升阶段的 Power Law 模型,一般上升阶段可以按时间等分为两段, n 的分段取值依次为 0.25 和 0.14。对于 Power Law 模型的分段建模,至少需要两个参数进行优化。分别为式(2)中 a 和 b 。选择适应度函数为:

$$F = \frac{1}{\sum (y_e - y_f)^2} \quad (7)$$

式中: y_e 为实验数据; y_f 为拟合数据。基于遗传优化算法对该函数进行优化,当适应度函数达到最小值时,实验数据与拟合数据之间的误差最小,参数优化全局最优。上升阶段的参数优化结果如表 1 和 2 所示。

表 1 上升首段参数优化结果

Table 1 The optimization results of parameters in the first ascent stage

电压/V	298 K		
	a	b	n
45.0	0.533	0.121	0.25
46.5	0.604	0.166	0.25
48.0	0.825	0.201	0.25
49.5	1.017	0.276	0.25

表 2 上升末段参数优化结果

Table 2 The optimization results of parameters in the last ascent stage

电压/V	298 K		
	a	b	n
45.0	1.375	-0.726	0.14
46.5	1.770	-1.190	0.14
48.0	2.423	-1.629	0.14
49.5	2.987	-2.098	0.14

根据参数的优化结果,可以建立在不同偏置电压下参数 a 和 b 关于偏置电压的模型,拟合实验表明幂率模型对该问题的拟合精度较高,上升首段参数关于电压的拟合结果如下:

$$\begin{cases} a = 4.462 \times 10^{-13} \times V^{7.292} \\ b = 1.059 \times 10^{-15} \times V^{8.504} \end{cases} \quad (8)$$

上升末端关于电压的拟合结果为:

$$\begin{cases} a = 3.916 \times 10^{-14} \times V^{8.195} \\ b = -1.486 \times 10^{-17} \times V^{10.13} \end{cases} \quad (9)$$

根据图 4 可以进一步优化出综合模型不同电压下初始下降阶段的参数,如表 3 所示。

表 3 下降阶段参数优化结果

Table 3 The optimization results of parameters in the descent stage

电压/V	参量			
	a	b	n	V_{th_0}
45.0	-0.113	3.212	0.5	3.096
45.5	-0.289	3.332	0.5	3.102
46.0	-0.481	3.463	0.5	3.131
46.5	-0.690	3.604	0.5	3.153

根据表 3 数据可以进一步拟合出参数关于电压的模型为:

$$\begin{cases} a = -2.007 \times 10^{-14} \times V^{8.44} + 1.697 \\ b = 1.29 \times 10^{-14} \times V^{8.455} + 1.985 \end{cases} \quad (10)$$

据此,298 K 下,N-IGBT 在栅极正偏压应力下关于栅极偏置电压与作用时间的 Power Law 数学模型可以归纳为 3 段:

$$V_{th(t)} = \begin{cases} (-2.007 \times 10^{-14} \times V^{8.44} + 1.697) \times t^{0.5} + \\ 1.29 \times 10^{-14} \times V^{8.455} + 1.985 + V_{th(0)}, 0 < t < t_0 \\ (4.462 \times 10^{-13} \times V^{7.292}) \times t^{0.25} + \\ 1.059 \times 10^{-15} \times V^{8.504}, t_0 < t < t_1 \\ (3.916 \times 10^{-14} \times V^{8.195}) \times t^{0.14} + \\ (-1.486 \times 10^{-17}) \times V^{10.13}, t > t_1 \end{cases} \quad (11)$$

式中: $V_{th(0)}$ 为对应条件下的初始阈值电压; t_0 为下降阶段和上升阶段的转折点。根据文献[27]、IGBT 结构以及栅氧化层加速退化机理可以定性判定转折点的位置依赖于外部应力水平, t_1 是上升首段和上升末端的分界点,一般上升首段和上升末端在时间上均分。该模型反映了不同偏置电压 N-IGBT 阈值电压退化情况,实现了对阈值电压的定性分析到定量计算的转变。

4.3 计及温度影响

实际工况下,造成 N-IGBT 栅氧化层退化进而引起阈值电压漂移的因素较多,如辐射、机械震动等,而温度是其中最重要的一种。在偏置电压下同时计及温度的影响将会提高对阈值电压预测的准确性,在加速退化实验中引入温度的影响,以建立 Power Law-Arrhenius 综合模型。鉴于阈值电压退化曲线的分段,进而需要分段研究温度的影响,对上升阶段的研究具体为在偏置电压设定为 48 V 的情况,分别施加 298、348、398、448 K 的温度,参数优化结果如表 4 和 5 所示。

表 4 计及温度影响上升首段参数优化结果

Table 4 The optimization results of parameters in the first ascent stage considering temperature influence

T/K	48 V		
	a	b	n
298	1.677	-2.904	0.25
348	1.954	-3.073	0.25
398	3.106	-4.714	0.25
448	3.412	-5.485	0.25

表 5 计及温度影响上升末段参数优化结果

Table 5 The optimization results of parameters in the last ascent stage considering temperature influence

T/K	48 V		
	a	b	n
298	4.297	-5.540	0.14
348	4.676	-5.708	0.14
398	5.327	-5.773	0.14
448	5.725	-6.921	0.14

在表 1、4 和表 5、2 中出现了同一实验条件下参数优化不一致的现象,这是因为在加速退化实验中所选择的数据点和数据点所覆盖的时间范围不一致。在表 1、2 中研究偏置电压对综合模型参数的影响,数据点所覆盖的时间范围更广,但数据点的时间间隔较大,而在表 4、5 中数据点之间的间隔更加的小,而数据点的时间覆盖范围较窄。因此,不同实验条件下基于不同数据点进行的优化,拟合出的模型仅是综合模型中某一阶段的反映。这也是产生该现象的根本原因。

对于综合退化模型,温度的引入同时影响参数 a 和 b。基于以上数据进一步拟合关于温度的 Arrhenius 模型,温度对参数 a、b 的影响以 298 K 温度下的 a、b 作为基准值,不同温度条件下参数等于基准值与 Arrhenius 模型温度退化系数 c 的乘积。依据式 (4) 中 Arrhenius 退化模型,表 4、5 中数据处理结果如表 6、7 所示。

表 6 计及温度影响上升首段参数处理结果

Table 6 Parameter processing results of the first ascent stage considering temperature influence

48 V			
1/T	与基准值比值 a/a ₀	与基准值比值 b/b ₀	n
0.002 874	1.165	1.058	0.25
0.002 513	1.852	1.623	0.25
0.002 232	2.034	1.889	0.25

表 7 计及温度影响上升末段参数处理结果

Table 7 Parameter processing results of the last ascent stage considering temperature influence

48 V			
1/T	与基准值比值 a/a ₀	与基准值比值 b/b ₀	n
0.002 874	1.088	1.030	0.14
0.002 513	1.240	1.042	0.14
0.002 232	1.332	1.249	0.14

表 6、7 中, a₀ 和 b₀ 是 298 K 下的基准值。基于表 7 参数初步处理结果,上升首段参数 a、b 温度退化系数 c_a、c_b 的拟合结果为:

$$c_a = 12.58 \times \exp\left(\frac{-1.101 \times 10^{-20}}{kT}\right) \quad (12)$$

$$c_b = 13.07 \times \exp\left(\frac{-1.181 \times 10^{-20}}{kT}\right) \quad (13)$$

上升末端参数 a、b 温度退化系数的拟合结果为:

$$c_a = 2.702 \times \exp\left(\frac{-4.340 \times 10^{-21}}{kT}\right) \quad (14)$$

$$c_b = 2.426 \times \exp\left(\frac{-4.281 \times 10^{-21}}{kT}\right) \quad (15)$$

对下降阶段温度影响的研究具体为偏置电压设定为 45 V 的情况,分别施加 298、348、398、448 K 的温度。下降阶段中需要考虑阈值电压的初始值,温度变化对参数 a、b 的影响如表 8、9 所示。

表 8 计及温度影响下降阶段参数优化结果

Table 8 The optimization results of parameters in the descent stage considering temperature influence

T/K	45 V		
	a	b	n
298	-0.113	3.212	0.5
348	-0.171	3.423	0.5
398	-0.198	3.785	0.5
448	-0.232	4.015	0.5

表9 计及温度影响下降阶段参数处理结果

Table 9 Parameter processing results of the descent stage considering temperature influence

1/T	45 V		n
	与基准值比值 a/a ₀	与基准值比值 b/b ₀	
0.002 874	1.326	1.066	0.5
0.002 513	1.535	1.178	0.5
0.002 232	1.798	1.250	0.5

其中, a_0 和 b_0 是 298 K 下的基准值。基于表 8、9 参数初步处理结果, 下降阶段参数 a 、 b 温度退化系数的拟合结果为:

$$c_a = 5.202 \times \exp\left(\frac{-6.612 \times 10^{-21}}{kT}\right) \quad (16)$$

$$c_b = 2.18 \times \exp\left(\frac{-3.418 \times 10^{-21}}{kT}\right) \quad (17)$$

计及温度影响下参数 a 、 b 实际为 298 K 温度下的基准值与 Arrhenius 模型温度退化系数 c 的乘积。在计及温度影响下可以给出 Power Law-Arrhenius 综合模型的数学表达形式, 并可以用于一般 N-IGBT RUL 的预测。鉴于模型较复杂, 以分段的形式给出。

$$V_{th(t)} = \begin{cases} 5.202 \times \exp\left(\frac{-6.612 \times 10^{-21}}{kT}\right) \times \\ (-2.007 \times 10^{-14} \times V^{8.44} + 1.697) \times t^{0.5} + \\ 2.18 \times \exp\left(\frac{-3.418 \times 10^{-21}}{kT}\right) \times \\ 1.29 \times 10^{-14} \times V^{8.455} + 1.985 + V_{th(0)}, \\ 0 < t < t_0 \\ 12.58 \times \exp\left(\frac{-1.101 \times 10^{-20}}{kT}\right) \times \\ (4.462 \times 10^{-13} \times V^{7.292}) \times t^{0.25} + \\ 13.07 \times \exp\left(\frac{-1.181 \times 10^{-20}}{kT}\right) \times \\ 1.059 \times 10^{-15} \times V^{8.504}, \\ t_0 < t < t_1 \\ 2.702 \times \exp\left(\frac{-4.340 \times 10^{-21}}{kT}\right) \times \\ (3.916 \times 10^{-14} \times V^{8.195}) \times t^{0.14} + \\ 2.426 \times \exp\left(\frac{-4.281 \times 10^{-21}}{kT}\right) \times \\ (-1.486 \times 10^{-17}) \times V^{10.13}, \\ t > t_1 \end{cases} \quad (18)$$

基于实验数据对阈值电压退化综合模型进行精度评估, 为了对精度评估更具体化, 可以采用模型数据偏离实验数据的程度来衡量模型的精度^[28]:

$$d = \frac{y_f - y_e}{y_e} \times 100\% \quad (19)$$

式中: d 为偏离度; y_e 为加速退化实验数据 y_f 为综合退化模型计算数据。为了使精度评估具有代表性, 在对数据偏离度的计算过程中, 应当选择多种不同实验条件、多组数据和多个阶段。可以针对 45 V 298 K 和 298 K 48 V 情况下分别选定 3~6 个数据值计算各阶段阈值电压偏离度, 如表 10 和 11 所示。

表10 下降阶段阈值电压精度评估

Table 10 Threshold voltage accuracy evaluation of the descent stage

阶段	45 V, 298 K			
	时间 t/min	实验值 V _{th} /V	模型值 V _{th} /V	偏离度 d/%
下降阶段	9.99	2.710	2.704	2.111
	20.00	2.432	2.561	7.251
	32.00	2.244	2.432	9.191
	40.00	2.194	2.359	8.585

表11 45 V、298 K 条件下上升阶段阈值电压精度评估
Table 11 Threshold voltage accuracy evaluation of the ascent stage under 45 V 298 K degradation condition

阶段	45 V, 298 K			
	时间 t/min	实验值 V _{th} /V	模型值 V _{th} /V	偏离度 d/%
首段	400	2.585	2.034	-21.298
	500	2.661	2.146	-19.364
	600	2.726	2.241	-17.808
末段	700	2.765	2.544	-8.002
	800	2.820	2.606	-7.608
	900	2.882	2.661	-7.680

4.4 模型精度分析与对比

48 V、298 K 和 48 V、348 K 条件下上升阶段阈值电压精度评估如表 12、13 所示。

为了更加直观的反映综合模型的精度, 根据拟合获得式(18)综合退化模型。以 46.5 V、298 K 实验条件下的实验数据作为基准值, 将综合模型理论值进行比较, 如图 7 所示。

由图 7 可知, 综合模型预测阈值电压与加速退化实验阈值电压基本一致, 在上升首段出现相对较大偏离。根据表 10、11 和图 7 对下降阶段和上升阶段模型偏离度的计算与图示, 下降阶段和上升末端的偏离度都小于

表 12 48 V、298 K 条件下上升阶段阈值电压精度评估
Table 12 Threshold voltage accuracy evaluation of the ascent stage under 48 V、298 K degradation condition

上升阶段	48 V、298 K			
	时间 t/min	实验值 V_{th}/V	模型值 V_{th}/V	偏离度 $d/\%$
	400	3.939	3.293	-16.397
首段	499	4.128	3.473	-15.874
	600	4.294	3.628	-15.499
	699	4.430	4.157	-6.162
末段	800	4.547	4.262	-6.274
	899	4.657	4.355	-6.479

表 13 48 V、348 K 条件下上升阶段阈值电压精度评估
Table 13 Threshold voltage accuracy evaluation of the ascent stage under 48 V、348 K degradation condition

上升阶段	48 V、348 K			
	时间 t/min	实验值 V_{th}/V	模型值 V_{th}/V	偏离度 $d/\%$
	109	3.282	3.573	8.845
首段	120	3.388	3.646	7.626
	130	3.489	3.715	6.488
	139	3.593	3.544	1.369
末段	150	3.712	3.594	3.169
	160	3.809	3.641	4.403

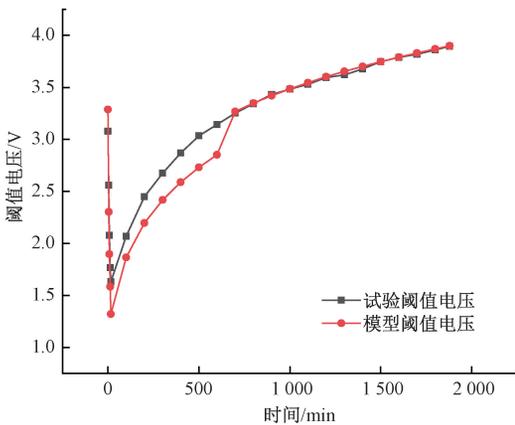


图 7 实验数据与综合模型理论数据比较
Fig. 7 Comparison of experiment data with comprehensive model data

10%，有着较高的精度；而上升首段的偏离度相对较大，甚至存在偏离度为 21% 的情况，因此以上升首段偏离度的近似均值 15% 作为整体模型的偏离精度，则该模型的绝大部分预测数据与真实数据的偏离程度都在 15% 以内。基本可以认为 Power Law-Arrhenius 综合模型预测阈

值电压的偏离度一般小于 15%。综上所述，基于正偏压温度不稳定性阈值电压退化模型对 N-IGBT 寿命预测的精度可以认为在 85% 以上。

为了进一步分析综合模型精度，将综合模型与典型 Power Law 模型预测效果进行对比，分别在 46.5 V、298 K 和 48 V、348 K 两种实验条件下将阈值电压实验值、综合模型预测值以及典型 Power Law 模型预测值 3 种数据曲线如图 8、9 所示，其中，Power Law 模型基于式 (11)。因为各部分数学表达形式不同，相邻阶段之间存在不规则折线，图中虚线圈出。而在 48 V、348 K 条件下，阈值电压下降阶段时间较短，图 9 省略了对比阶段的对比。

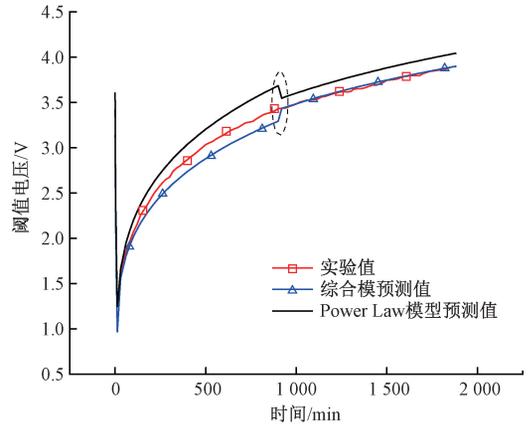


图 8 在 46.5 V、298 K 实验条件下模型预测效果对比
Fig. 8 Comparison of model prediction effects under 46.5 V、298 K experimental conditions

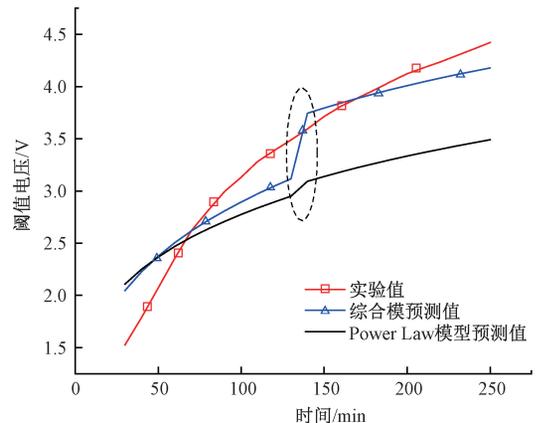


图 9 在 48 V、348 K 实验条件下模型预测效果对比
Fig. 9 Comparison of model prediction effects under 48 V、348 K experimental conditions

图 8 中 298 K 的环境温度下，综合模型比传统的 Power Law 模型更贴近阈值电压的实际值，而图 9 中，348 K 的温度应力下，传统的 Power Law 模型随着时间的推移偏离阈值电压实际值越来越大，符合文献 [11] 提到

的在 PBTI 下, Power Law 模型长期预测存在不准确性现象。而综合模型通过引入在 Power Law 模型基础上引入考虑温度退化作用的 Arrhenius 方程以及将模型进行分段细化的措施,其预测值明显更靠近实际阈值电压值。

综合图 8、9 以及表 10、11, Power Law-Arrhenius 三阶段综合退化模型在阈值电压的下降阶段以及上升阶段的末端的预测精度比传统的 Power Law 模型更贴近阈值电压的实际值,在上升阶段的首段虽然预测效果不如其他阶段,但也高于传统的 Power Law 模型。

5 结 论

围绕 N-IGBT 栅氧化层正偏压温度不稳定性,本文基于退化物理模型开展了对 N-IGBT 剩余有用寿命预测的研究,针对现有退化模型的不足,提出了 Power Law-Arrhenius 三阶段综合退化模型,以富士-6MBI450U-170 型 N-IGBT 进行加速退化实验确定了该模型的一般数学表达形式,并验证了模型的精度,所得主要结论如下。

1) Power Law-Arrhenius 综合模型以分段的形式弥补了 Power Law 模型在长期预测中精确度较低的局限,同时兼顾了偏置电压、偏置温度和退化时间对 N-IGBT 阈值电压的影响。

2) 该模型预测值与实验值相比,精确度达到 85% 以上,能够更为真实地反映 N-IGBT 的 RUL。

基于单一特征参数的退化物理寿命预测模型受退化条件的限制,其适应范围窄,预测精度有待进一步提高。目前,正研究应用范围更广泛精度更高的退化物理和数据驱动综合的寿命预测模型。

参 考 文 献

- [1] 温德通. CMOS 集成电路闩锁效应[M]. 北京:机械工业出版社,2020.
WEN D T. CMOS Integrated Circuit Latching Effect[M]. Beijing: China Machine Press, 2020.
- [2] 刘国友,王彦刚,李想. 大功率半导体技术现状及其进展[J]. 机车电传动,2021(5): 1-11.
LIU G Y, WANG Y G, LI X. High power semiconductor technology status and progresses[J]. Electric Drive for Locomotives, 2021(5): 1-11.
- [3] BAIRY B, CRAIG T S, ESHAGHIAN-WILNER M M. Mitigating the impact of NBTI and PBTI degradation[J]. Global Journal of Technology & Optimization, 2016, 7(2): 1-4.
- [4] MOHAMAD S S, HUSSIN H, MUHAMAD M. Investigation of The NBTI and PBTI effects on multiplexer circuit performances [C]. 2020 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE), 2020:

49-52.

- [5] HALL G, MYERS T, OU L, et al. PBTI and PBTS testing of 0.25 μm pMOSFET devices for analog circuits[C]. 2017 IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS), 2017.
- [6] HUARD V, DENAIS M, PARTHASARATHY C. NBTI degradation: From physical mechanisms to modelling[J]. Microelectronics Reliability, 2006, 46(1): 1-23.
- [7] STOJADINOVIC N, DANKOVIC D, DJORIC-VELJKOVIC S, et al. Negative bias temperature instability mechanisms in p-channel power VDMOSFETs[J]. Microelectronics Reliability, 2005, 45(9-11): 1343-1348.
- [8] KENICHI T. Micro electronic and mechanical systems[M]. Rijeka: IntechOpen, 2009:319-342.
- [9] KARKI U, PENG F Z. Effect of gate-oxide degradation on electrical parameters of power MOSFETs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10764-10773.
- [10] AIWAN M, BEYDOUN B, KETATA K, et al. Gate charge behaviors in N-channel power VDMOSFETs during HEF and PBT stresses[J]. Microelectronics Reliability, 2007, 47:1406-1410.
- [11] GAO R, JI Z G, ZHANG J F, et al. As-grown-generation model for positive bias temperature instability[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2018, 65(9): 3662-3668.
- [12] 周钦佩. 4H-SiC MOS 器件栅氧化层时变击穿特性研究[D]. 北京:北方工业大学,2018.
ZHOU Q P. A study on the TDDDB characteristics of gate oxide layer in 4H-SiC MOS devices[D]. Beijing: North China University of Technology, 2018.
- [13] FARHADI M, YANG F, PU S, et al. Temperature-independent gate-oxide degradation monitoring of SiC MOSFETs based on junction capacitances [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8308-8324.
- [14] KARKI U, GONZALEZ-SANTINI N S, PENG F Z. Effect of gate-oxide degradation on electrical parameters of silicon carbide MOSFETs[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2020, 67(6): 2544-2552.
- [15] YE X R, CHEN C, WANG Y X, et al. Online condition monitoring of power MOSFET gate oxide degradation based on miller platform voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4776-4784.
- [16] DUSMEZ S, ALI S H, HEYDARZADEH M, et al.

- Aging precursor identification and lifetime estimation for thermally aged discrete package silicon power switches[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(1): 251-260.
- [17] 何怡刚, 孙豪, 袁伟博, 等. 功率半导体器件栅氧化层状态监测方法综述与展望[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(11): 1-11.
- HE Y G, SUN H, YUAN W B. The Review and prospect for condition monitoring method of power semiconductor devices gate oxide [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35 (11): 1-11.
- [18] 张军, 张犁, 成渝. IGBT 模块寿命评估研究综述[J]. 电工技术学报, 2021, 36(12): 2560-2575.
- ZHANG J, ZHANG L, CHENG Y. Review of the lifetime evaluation for the IGBT module[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36 (12): 2560-2575.
- [19] ZHANG J L, HU J B, YOU H L, et al. A remaining useful life prediction method of IGBT based on online status data[J]. Microelectronics Reliability, 2021, 121: 114124.
- [20] ZHANG J L, HU J B, YOU H L, et al. Characterization method of IGBT comprehensive health index based on online status data [J]. Microelectronics Reliability, 2021, 116: 114023.
- [21] YE X R, CHEN C, WANG Y X. VDMOSFET HEF degradation modelling considering turn-around phenomenon [J]. Microelectronics Reliability, 2018, 80: 37-41.
- [22] 赖伟, 陈民铀, 冉立, 等. 老化实验条件下的 IGBT 寿命预测模型 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(24): 173-180.
- LAI W, CHEN M Y, RAN L, et al. IGBT lifetime model based on aging experiment [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31 (24): 173-180.
- [23] NI Z, LI Y C, LYU X F, et al. Miller plateau as an indicator of SiC MOSFET gate oxide degradation [C]. 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2018.
- [24] HAYASHI S I, WADA K. Accelerated aging test for gate-oxide degradation in SiC MOSFETs for condition monitoring[J]. Microelectronics Reliability, 2020, 114: 113777.
- [25] 包子阳, 余继周. 智能优化算法及其 MTALAB 实例[M]. 北京: 电子工业出版社, 2016.
- BAO Z Y, YU J ZH. Intelligent optimization algorithm and its MTALAB instance [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2016.
- [26] 王璐瑶, 于佳鑫, 王晓东. 基于代理模型与遗传算法的翼型优化设计方法研究 [J]. 风机技术, 2021, 63(6): 69-75.
- WANG L Y, YU J X, WANG X D. Investigations on airfoil optimization method based on surrogate model and genetic algorithm [J]. Compressor Blower & Fan Technology, 2021, 63(6): 69-75.
- [27] SEZGIN-UGRANLI H G, OZCELEP Y. Determination of power MOSFET's gate oxide degradation under different electrical stress levels based on stress-induced oxide capacitance changes[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2021, 68(2): 688-696.
- [28] ZHANG Y, XIANG D, XU G L. On Gate oxide degradation mechanism and chip-related failure precursors of IGBT [C]. 2019 Chinese Control Conference (CCC), 2019: 4878-4884.

作者简介



孙豪, 2018 年于东北林业大学大学获得学士学位, 现为合肥工业大学硕士研究生, 主要研究方向为功率半导体器件可靠性。

E-mail: mailsunhao@126.com

Sun Hao received his B.Sc. degree from Northeast Forestry University in 2018. He is currently a master student at Hefei University of Technology. His main research interest in power electronics reliability.



何怡刚(通信作者), 1992 年于湖南大学获得硕士学位, 1996 年于西安交通大学获得博士学位, 现为合肥工业大学教授、博士生导师, 国家杰出青年科学基金获得者, 主要研究方向为模拟和混合集成电路设计、测试与故障诊断, 电信号检测, 智能电网, 卫星

通信监控以及智能信号处理。
E-mail: 18655136887@163.com

He Yigang(Corresponding author) received his M. Sc. degree from Hunan University in 1992 and his Ph. D. degree from Xi'an Jiaotong University in 1996. He is currently a professor at Hefei University of Technology, He is the winner of National Distinguished Young Scientists Foundation. His research interests are in the areas of power electronic circuit theory and its applications, testing and fault diagnosis of analog and mixed-signal circuits, electrical signal detection, smart grid, satellite communication monitoring, and intelligent signal processing.