



引用格式: 窦智峰, 晋玉祥, 郭新飞. IGBT 瞬态短路失效分析及其有限元热电耦合模型研究 [J]. 轻工学报, 2018, 33(6): 101 - 108.

中图分类号: TM46 文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.2096-1553.2018.06.012

文章编号: 2096-1553(2018)06-0101-08

IGBT 瞬态短路失效分析及其有限元热电耦合模型研究

Research on transient short-circuit failure analysis and finite element thermoelectric coupling model of IGBT

窦智峰, 晋玉祥, 郭新飞

DOU Zhifeng, JIN Yuxiang, GUO Xinfei

关键词:

绝缘栅型晶闸管; 瞬态短路; 结温测量; 临界能量值; 有限元热电耦合模型

郑州轻工业学院 电气信息工程学院, 河南 郑州 450002

College of Electric and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China

Key words:

insulated gate bipolar transistor (IGBT); transient short-circuit junction temperature measurement; critical energy; finite element thermoelectric coupling model

摘要: 针对传统热网络模型不适用于 IGBT 短路情况下结温测量的问题, 通过现场瞬态短路破坏性试验, 在分析现场瞬态短路情况下 IGBT 失效机理的基础上, 界定了 IGBT 短路失效时的临界能量值, 发现了临界能量值在不同初始温度和不同母线电压情况下的演化规律, 并建立了有限元热电耦合模型. 结果表明, 随着直流母线电压、初始温度和电流密度的增加, IGBT 的短路维持时间和临界能量值会大幅度减小, 而 IGBT 发生失效的临界温度点与初始温度的大小无关; 在短路过程中 IGBT 失效前热量的传递仅达到焊料层, 且短路瞬间其结温最高点分布在耗尽层的边界处.

收稿日期: 2018-07-06

基金项目: 河南省自然科学基金项目(162300410321)

作者简介: 窦智峰(1979—), 男, 吉林省松原市人, 郑州轻工业学院讲师, 博士, 主要研究方向为大、中功率电力电子器件可靠性与多电平电能变换器故障容错及其控制策略.

Abstract: Aiming at the problem that the traditional thermal network model is not suitable for IGBT short-circuit junction temperature measurement, based on the analysis of the failure mechanism of IGBT in the case of transient short-circuit, the energy value of IGBT short-circuit failure was defined. The evolution law of the critical energy value of IGBT under different initial temperature and different bus voltage was found, and finite element thermoelectric coupling model was established. The simulation results showed that with the increase of DC bus voltage, initial temperature and current density, the short-circuit maintenance time and critical energy value of IGBT would be greatly reduced while the critical temperature point of IGBT failure was independent of the initial temperature; the heat transfer before IGBT failure only reached the solder layer during the short-circuit process, and the maximum temperature point of IGBT was distributed at the boundary of the depleted layer at the instant of short-circuit.

0 引言

绝缘栅型晶闸管 IGBT (insulated gate bipolar transistor) 具有驱动简单、功率密度大、功耗小、热稳定性好等性能,被广泛应用于各种中、大功率电能变换装置,是目前应用较为广泛的全控型电力电子器件^[1-2]。作为各种电能变换的主功率开关器件,在某些工作环境恶劣的应用场合,如海上风力发电、航空航天电能转换等,电能转换器内外部工作条件的巨大差异,常导致功率器件的可靠性降低,使失效机率大幅增加,最终有可能造成严重损失或灾难^[3-4]。

根据 IGBT 产生失效历经时间的长短,可将 IGBT 的失效分为老化失效和现场失效。造成 IGBT 老化失效的主要原因是 IGBT 模块在导通和关断的过程中受到高频率热冲击的影响,加之不同封装工艺下 IGBT 各层异质结构的热膨胀系数不均衡,使 IGBT 在受到长时间过应力作用时表现出不同的失效模式^[5-6]。现场失效是 IGBT 在经受瞬间的过应力冲击之后的失效。IGBT 的现场失效又可分为开路失效和短路失效。从系统可靠性的角度分析,开路失效故障的影响可以被隔离并限定在一定范围内,因此,开路失效对系统本身安全运行的影响并不是致命的^[5]。造成短路失效的原因主要包括过电压、闩锁效应、二次击穿和过能量冲击。由于 IGBT 在各种短路失效模式下都伴随着很高

的电流上升率和瞬间高温的现象,因此这种致命的失效模式对 IGBT 的损坏是不可逆转的^[7-8],如果不加以保护和控制,严重时会导致器件烧毁、爆炸、系统停机,甚至造成更大的损失。根据失效的部位不同,又可将 IGBT 失效分为封装失效和芯片失效。现有 IGBT 均采用叠层封装技术,该技术有效提高了封装密度和器件的运行效率。但在功率循环或温度循环中,由于器件各层材料的热膨胀系数不同,在温度变化时热应变不同,因此连接层之间会产生热应力疲劳损耗,即封装失效。因此,IGBT 的封装失效实质是器件各层异质结构导热系数不同导致的。导致 IGBT 芯片失效的原因有很多,如电源或负载波动、控制或驱动电路故障、散热装置故障、线路短路等,但最终都可归结为电击穿或热击穿,其中电击穿失效的本质也是温度过高的热击穿失效^[2]。

IGBT 结温瞬态变化机理直接影响功率器件寿命预测理论的建立。传统的结温测量方法是在模块底部安装热敏电阻或者热电偶,此方法响应速度非常慢,一般在 s 级^[9];直接测量法一般采用光导纤维和红外测温仪,此方法的响应速度一般在 ms 级,而 IGBT 在短路的情况下维持时间非常短,通常是几十 μs 甚至几 μs ,因此传统的热网络模型并不适用于短路情况下的结温测量^[10-14]。

鉴于此,本文首先对 IGBT 进行短路破坏

性试验,分析 IGBT 在短路情况下的失效机理,界定导致 IGBT 失效的临界能量值,分析临界能量值在不同情况下的变化规律. 然后利用由试验得到的短路数据,建立有限元热电耦合模型,对 IGBT 在短路情况下的瞬态结温变化趋势和 IGBT 内部的温度分布进行分析,从而为 IGBT 的老化失效分析、器件状态健康管理和功率器件寿命预测提供参考,也为高可靠 IGBT 模块的设计提供数据积累和实验参考.

1 短路试验

1.1 短路试验平台

IGBT 瞬态短路失效试验是通过搭建多重安全保护功率器件失效测试平台实现的. 此试验平台通过不同能量等级的预设,对功率器件进行定量(能量)短路失效试验,可实现雪崩击穿、二次击穿、器件爆炸等由不同失效机理引起的失效模式试验.

失效试验的电路原理如图 1 所示. 通过对单个 IGBT 的控制,将 8 个 $460 \mu\text{F}/600 \text{V}$ 薄膜电容预存储的能量完全释放,能够实现最高能量值为 330J ,瞬间额定电流值超过 $17 \text{kA}^2 \cdot \text{s}$ 的破坏性试验. 此装置回路总阻抗和总感抗分别为 $180 \mu\Omega$, 120nH . IGBT 短路失效电流的测量是通过 CWT3/6/30/150R 型柔性电流探头实现的. IGBT 的基板下面安装有一个电加热盘,用于控制 IGBT 的温度.

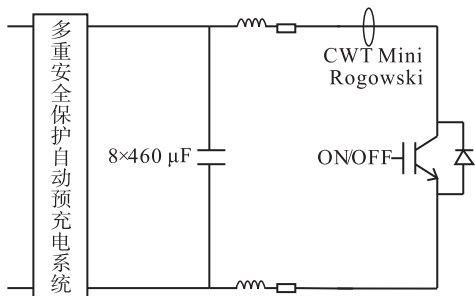


图 1 短路失效测试电路原理图

Fig. 1 Schematic diagram of circuit testing short-circuit failure

1.2 短路失效分析

本试验选用英飞凌 PG - TO247 - 3 封装型 AIKW30N60CT $600 \text{V} - 30 \text{A}$ 的单 IGBT - Diode 半桥臂结构模块,对此模块施加 300V 的直流母线电压,保持基板温度为 $25 \text{ }^\circ\text{C}$,驱动电压为 $+15 \text{V}$,得到其瞬态短路波形图如图 2 所示. 其中 V_{gs} 为驱动电压, I_{d} 为集电极电流, V_{dc} 为直流母线电压, V_{pt} 为测试平台的保护信号. 整个短路过程可以分为 4 个阶段.

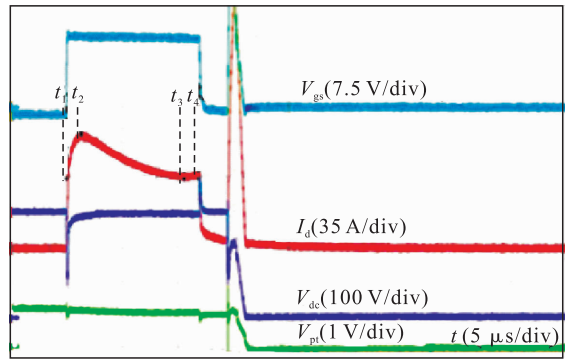


图 2 在直流母线电压 300V , 基板温度 $25 \text{ }^\circ\text{C}$ 条件下 IGBT 短路波形图

Fig. 2 Short-circuit waveform diagram of IGBT with $V_{\text{dc}} = 300 \text{V}$ and $T_{\text{case}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

阶段 1 ($t_1 \sim t_2$): 当短路发生在 t_1 时刻时,主回路中仅存在较小的线路阻抗,集电极的电流迅速上升. 此时,IGBT 从正向阻断区进入饱和区,集射极两端的饱和电压几乎等于直流母线电压. 在此阶段,由于 MOS 沟道的自由度与温度呈现正反馈关系(直到 600K),因此电流呈现不断上升的趋势.

阶段 2 ($t_2 \sim t_3$): 在此阶段,IGBT 一直处于饱和区,将会产生相当大的功率损耗,开关管的自热效应使 IGBT 的结温迅速上升. 当温度上升到一定程度,将会导致 MOS 沟道(漂移区)载流子的自由度降低,短路电流会略微下降. 此时,如果 IGBT 的结温在安全范围内,它仍然能够通过控制驱动信号将 IGBT 关断.

阶段 3 ($t_3 \sim t_4$): 随着结温的继续上升,短

路电流与温度呈正反馈关系. 这是由 MOS 沟道电子电流下降率低于由热辅助的碰撞电离所引起的. 因此, 短路电流又呈现出略微的上升趋势.

阶段4($t_4 \sim$): t_4 时刻 IGBT 被关断, 关断之后存在非常大的拖尾泄漏电流, 使 IGBT 结温瞬间以指数规律上升, 最终导致 IGBT 发生热失效. 这种失效模式发生在 IGBT 被关断延迟一段时间之后.

图3和图4, 分别为基板温度 $150\text{ }^\circ\text{C}$, 直流母线电压分别为 300 V 和 375 V 时 IGBT 的瞬态短路波形, 其过程与上述4个阶段的分析一致.

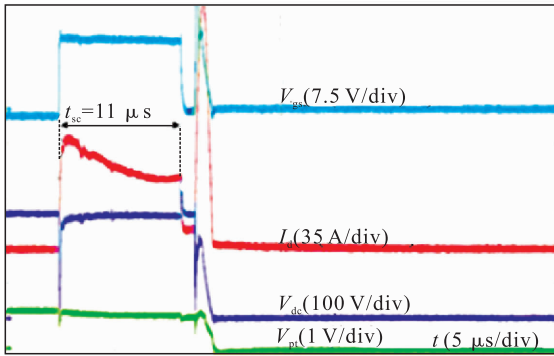


图3 在直流母线电压 300 V , 基板温度 $150\text{ }^\circ\text{C}$ 条件下 IGBT 短路波形图

Fig. 3 Short-circuit waveform diagram of IGBT with $V_{dc} = 300\text{ V}$ and $T_{case} = 150\text{ }^\circ\text{C}$

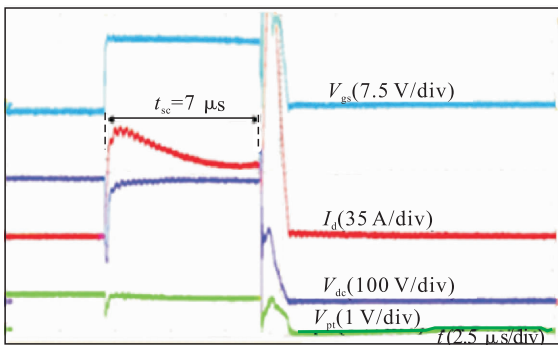


图4 在直流母线电压 375 V , 基板温度 $150\text{ }^\circ\text{C}$ 条件下 IGBT 短路波形图

Fig. 4 Short-circuit waveform diagram of IGBT with $V_{dc} = 375\text{ V}$ and $T_{case} = 150\text{ }^\circ\text{C}$

1.3 临界能量值界定

IGBT 在承受不同能量值的冲击过程中, 当能量值低于临界能量值时, 其失效之前能够承受的冲击次数至少在万次以上; 当能量值大于临界能量值时, 经受一次能量冲击, 器件就会发生失效^[7]. 因此, 在短路过程中, 界定临界能量值非常重要. 临界能量值 E_c 定义为

$$E_c = \int_{t_1}^{t_2} V_{ds} \cdot I_d dt$$

在不同的试验条件下, IGBT 的临界能量值根据基板温度、直流母线电压的变化趋势如图5和图6所示.

从图5可以看出, 在同一直流母线电压下, 低温时需要更大的能量损耗才能使其达到临界失效温度点. 随着温度的上升, IGBT 失效临界能量值呈线性略微下降的趋势. 从图6可以看

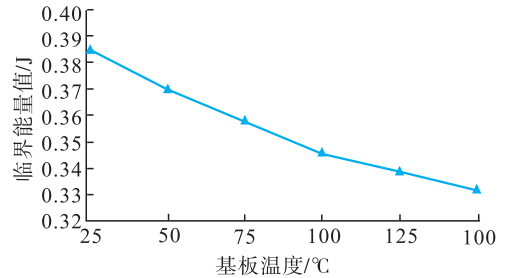


图5 当直流母线电压为 330 V 时, 不同温度下临界能量值的比较

Fig. 5 Comparison of critical energy value under different temperature conditions at $V_{dc} = 330\text{ V}$

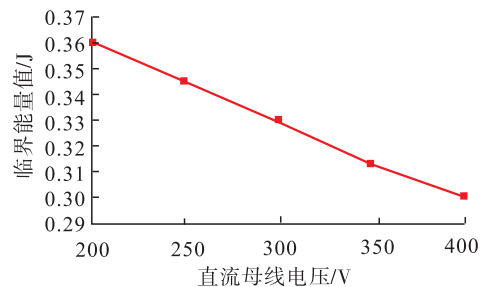


图6 当基板温度 $150\text{ }^\circ\text{C}$ 时, 不同直流母线电压下临界能量值的比较

Fig. 6 Comparison of critical energy value under different DC bus voltage conditions at $T_{case} = 150\text{ }^\circ\text{C}$

出,在同一温度下,随着直流母线电压的升高,引起 IGBT 失效的临界能量值也略微降低. 因此,IGBT 的临界能量值与温度、直流母线电压均呈负反馈的关系.

2 IGBT 的有限元热电耦合模型

为了得到短路情况下 IGBT 的温度分布,本文基于短路试验的数据建立了 IGBT 的有限元热电耦合模型,如图 7 所示. IGBT 各层材料的物理参数如表 1 所示^[15].

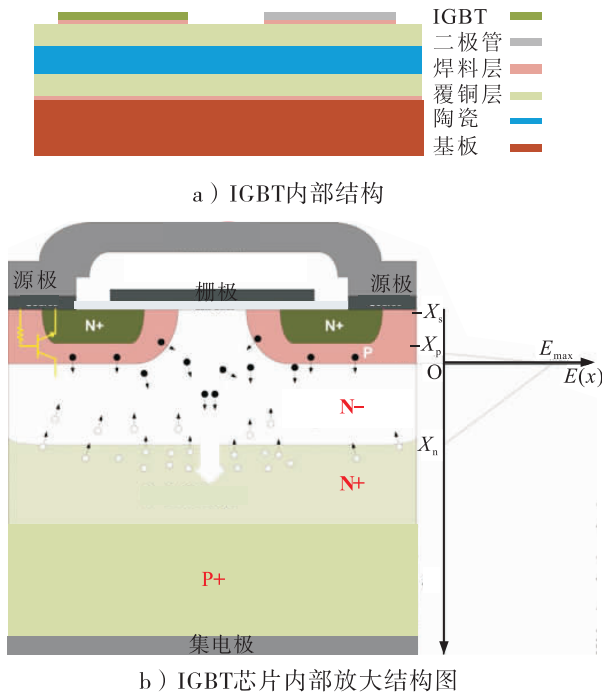


图 7 IGBT 有限元热电耦合模型

Fig. 7 Finite element thermo-electric coupling model of IGBT

表 1 IGBT 各层材料的物理参数

Table 1 Each layer of physical parameters of IGBT

名称 (材料)	比热容/ (J · kg ⁻¹ · K ⁻¹)	密度/ (kg · m ⁻³)	热传导系数/ (W · m ⁻¹ · K ⁻¹)
IGBT 芯片 层(硅)	700	2329	131
二极管(硅)	700	2329	131
覆铜层(铜)	385	8700	400
焊料层	200	7360	48
陶瓷(Al ₂ O ₃)	200	7360	35
基板(铜)	385	8700	400

在短路瞬间,当直流母线电压施加在功率器件上时,将会形成一个宽度为 x_p 的 P 沟道和一个宽度为 x_n 的 N 漂移区的耗尽层,即

$$x_p = \frac{N_d}{N_d + N_a} \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{q} \left(\frac{N_d + N_a}{N_d N_a} \right) V_{dc}} \quad (1)$$

$$x_n = \frac{N_a}{N_d + N_a} \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{q} \left(\frac{N_d + N_a}{N_d N_a} \right) V_{dc}} \quad (2)$$

其中, ε_s 为硅材料的电介质常数, q 为电子电荷, N_a 和 N_d 分别代表 P 沟道和 N 漂移区的掺杂浓度. 在此模型中,根据击穿电压的大小可以确定 N 漂移区的厚度为 20 μm , 掺杂浓度为 $2 \times 10^{15} \text{cm}^{-3}$. 在不同的短路条件下,IGBT 的温度分布可以通过在笛卡尔坐标下求解热传递公式而得到

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(k_p \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(k_p \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(k_p \frac{\partial T}{\partial z} \right) + Q = \rho c_p \frac{\partial T(x, y, z)}{\partial t} \quad (3)$$

其中, k_p, ρ, c_p 分别为硅材料的热传导系数、材料密度和比热容; Q 为 IGBT 在短路过程中的功率损耗所产生的热量. 由于热量的流动方向是从 IGBT 芯片层向基板传递,因此式(3)可以简化为

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(k_p \frac{\partial T}{\partial x} \right) + Q = \rho c_p \frac{\partial T(x, y, z)}{\partial t} \quad (4)$$

内部热源 Q 可以由下式计算得到:

$$Q = E(x)J(t) = \frac{E(x)I(t)}{S} \quad (5)$$

其中, $J(t)$ 为短路电流密度; S 为 IGBT 的有效面积; $I(t)$ 为试验所测短路电流; $E(x)$ 为空间电荷区的电场分布,可以由式(6)(7)计算得到

$$E(x) = \frac{qN_d}{\varepsilon_s} (x - x_n) \quad 0 \leq x \leq x_n \quad (6)$$

$$E(x) = \frac{qN_a}{\varepsilon_s} (x + x_p) \quad -x_p \leq x \leq 0 \quad (7)$$

将式(1)(2)(5)(6)(7)带入式(4)中可以得出

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(k_p \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{qN_d}{\varepsilon_s} \times$$

$$\left[\frac{N_a}{N_d + N_a} \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{q} \left(\frac{N_d + N_a}{N_d N_a} \right) V_{dc}} - x \right] \times \frac{I(t)}{S} = \rho c_p \frac{\partial T(x)}{\partial t} \quad (8)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(k_p \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{q N_d}{\varepsilon_s} \times \left[\frac{N_d}{N_d + N_a} \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{q} \left(\frac{N_d + N_a}{N_d N_a} \right) V_{dc}} - x \right] \times \frac{I(t)}{S} = \rho c_p \frac{\partial T(x)}{\partial t} \quad (9)$$

根据式(8)和(9),得出以下结论:

1) 随着直流母线电压的升高,短路电流也升高,将会导致结温迅速上升. 对于给定的临界失效温度,从短路发生到器件失效之间的维持时间将会大大缩短.

2) 在同样的直流母线电压下,结温的上升率与短路电流密度成正比.

在此模型中,基板下表面($x = x_c$)被设定为恒定温度(从 25 °C 到 200 °C),假设 IGBT 内部热量流通是单向的,且由于绝热硅胶芯片层上表面($x = -x_s$)是绝热的,因此短路前 IGBT 的温度等于基板温度. 由此可得模型中的边界条件和初始值如下:

$$T(x = x_c, t) = T_c$$

$$k_p \frac{\partial T}{\partial x} \Big|_{x = -x_s} = 0$$

$$T(x, t = 0) = T_c$$

3 仿真结果与分析

根据试验短路电流波形和 IGBT 的有限元热电耦合模型,通过数值仿真的方法可以得到 IGBT 的温度分布. 图 8 为直流母线电压 300 V, 基板温度 25 °C 的情况下 IGBT 发生短路后关断时刻垂直方向温度分布图.

从图 8 可以看出,由于短路时间非常短,在整个短路过程中,IGBT 的热量传递仅仅传递到焊料层且最高温度在耗尽区的边界($x = 0$),这

是由于此边界处的电场强度最高. 如此短的热量传递距离反映了在短路过程中温度的分布与 IGBT 封装技术和外部冷却条件无关. 此外,在耗尽区产生的集中热量将会造成栅极氧化层和金属层的退化甚至破坏.

图 9 为 IGBT 在不同的直流母线电压和基

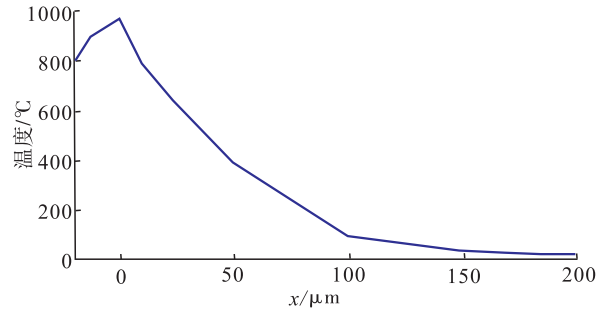


图 8 IGBT 短路关断时刻垂直方向温度分布图
Fig. 8 Vertical temperature distribution diagram of IGBT at short-circuit shutdown time

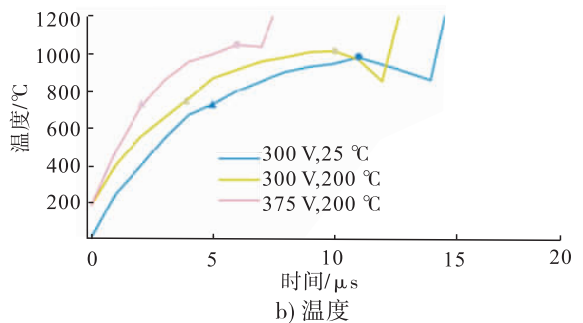
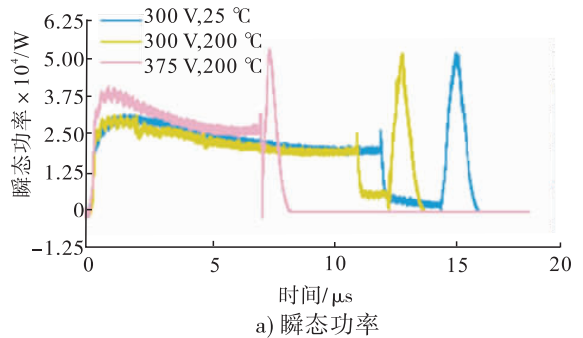


图 9 不同直流母线电压和基板温度下,耗尽层边界处不同瞬态功率、温度曲线图
Fig. 9 Curves of different transient power and temperature at the boundary of depletion layer under different DC bus voltage and base temperature

板温度下,耗尽层边界处($x=0$)的瞬态功率、温度曲线对比图。

从图9可以看出,发生短路时IGBT温度的变化对失效临界温度点影响不大,仅仅缩短了短路过程所维持的时间。而在不同的直流母线电压下,直流母线电压的升高会使失效临界温度点有所升高,并且短路过程所维持的时间几乎缩短了一半。相比较于较高的温度,由于短路过程所维持的时间更短,较高的直流母线电压对IGBT短路所造成的损害更加严重,这也对整个系统的保护装置提出了更高的要求。

4 结语

本文对IGBT进行了破坏性短路试验,在分析IGBT短路过程中的失效机理、IGBT失效临界能量值及其在不同情况下演化规律的基础上,建立了IGBT的有限元热电耦合模型,通过仿真得出了IGBT在瞬态短路情况下的内部温度分布和直流母线电压与初始温度对内部温度分布的影响。结果如下:

1)随着直流母线电压、初始温度、电流密度的增加,IGBT的短路维持时间和临界能量值都将会大幅度减小,而IGBT发生失效的临界温度点与初始温度的大小无关,与直流母线电压、电流密度有关,且呈现出正反馈关系。

2)IGBT发生短路瞬间,结温迅速上升且结温的最高点分布在耗尽层的边界处($x=0$);短路电流密度越大将会导致结温上升的速度越快,且造成较大的温度梯度。

3)在短路过程中,IGBT失效前热量的传递仅仅达到焊料层,这说明IGBT的短路能力与其封装、散热条件无关。

对于电力电子功率电路的设计者来说,在设计电路的过程中必须考虑一定的安全裕度,本文所得试验数据和仿真数据具有一定参考价值,可为高可靠性IGBT模块的设计提供数据

积累和实验参考,也可为电力电子故障诊断和容错提供新思路。

参考文献:

- [1] 李武华,陈玉香,罗皓泽,等.大容量电力电子器件结温提取原理综述及展望[J].中国电机工程学报,2016,36(13):3546.
- [2] 汪波,罗毅飞,张烁,等.IGBT极限功耗与热失效机理分析[J].电工技术学报,2016,31(12):135.
- [3] SONG Y, WANG B. Survey on reliability of power electronic systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28(1):591.
- [4] 徐帅,杨欢,王田刚,等.电力电子变换器可靠性研究[J].北京交通大学学报(自然科学版),2015,39(5):125.
- [5] WU R, BLAABJERG F, WANG H, et al. Catastrophic failure and fault-tolerant design of IGBT power electronic converters-an overview[C]// IECON 2013—39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vienna: IEEE,2013:507-513.
- [6] 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.
- [7] LEFEBVRE S, KHATIR Z, SAINT-EVE F, et al. Experimental behavior of single-chip IGBT and CoolMOS devices under repetitive short-circuit conditions[J]. IEEE Transactions on Electron Devices,2005,52(2):2763.
- [8] 汪波,胡安,唐勇,等.IGBT电压击穿特性分析[J].电工技术学报,2011,26(8):145.
- [9] 窦智峰,翟朝伟,崔光照,等.IGBT现场失效短路结温测量方法研究[J].轻工学报,2017,32(4):73.
- [10] AMMOUS A, AMMOUS K, MOREL H, et al. Electro-thermal modeling of IGBTs: application to short-circuit conditions[J]. IEEE Transac-

- tions on Power Electronics, 2000, 15(4):778.
- [11] RACITI A, MUSUMECI S, CRISTALDI D. Modeling and simulation of IGBT thermal behavior during a short circuit power pulse [C] // 2015 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), Taormina; IEEE, 2015: 542 - 547.
- [12] CLEMENTE S. Transient thermal response of power semiconductors to short power pulses [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(4):337.
- [13] 唐云宇, 林燎源, 马皓. 一种改进的并联 IGBT 模块瞬态电热模型 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(12):88.
- [14] 唐勇, 汪波, 陈明. IGBT 开关瞬态的温度特性与电热仿真模型 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(12):146.
- [15] SANO K, HAYASHI K, KAWAFUJI H, et al. Ultra-small compact transfer molded package for power modules [C] // 2008 58th Electronic Components and Technology Conference, Lake Buena Vista; IEEE, 2008:1832.
-
- (上接第 100 页)
- [18] JEPPSSON U, PONS M N. The COST benchmark simulation model-current state and future perspective [J]. Control Engineering Practice, 2004, 12(3):299.
- [19] HAN H G, QIAO J F. A structure optimization algorithm for feedforward neural network construction [J]. Neurocomputing, 2013, 1(99):347.
- [20] CHEN C, YAN X. Optimization of a multilayer neural network by using minimal redundancy maximal relevance-partial mutual information clustering with least square regression [J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(6):1177.