

doi: 10.11835/j.issn.1000-582X.2023.227

引用格式:罗丹,陈民铀,赖伟,等.基于开通延时变化的多芯片 IGBT 模块部分芯片失效监测方法[J].重庆大学学报,2025,48(3): 14-26.



基于开通延时变化的多芯片 IGBT 模块部分芯片失效监测方法

罗丹¹, 陈民铀², 赖伟², 李涵锐², 夏宏鉴²

(1. 国网重庆市电力公司市南供电公司, 重庆 400000; 2. 重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044)

摘要:多芯片绝缘栅极双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)模块被广泛应用于大功率变换器中,对其进行状态监测可以有效提高电力设备可靠性。文中提出了一种基于开通延时变化的多芯片 IGBT 模块部分芯片故障检测方法,分析了芯片失效对开通过程的影响,指出了芯片失效与开通延时的关系,基于开通延时与失效芯片数的映射关系提出了对应的故障监测方法,并通过实验验证了方法的有效性。实验结果表明:文中所提方法可用于多芯片模块的健康状态监测,对提高变流器的运行可靠性具有重要意义。

关键词:故障诊断;IGBT;多芯片模块;开通延时;状态监测

中图分类号:TM46

文献标志码:A

文章编号:1000-582X(2025)03-014-13

A fault detection method for partial chip failure in multichip IGBT modules based on turn-on delay time

LUO Dan¹, CHEN Minyou², LAI Wei², LI Hanrui², XIA Hongjian²

(1. Shinan Power Supply Branch Company of State Grid Chongqing Electric Power Company, Chongqing 400000, P. R. China; 2. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China)

Abstract: Multichip insulated gate bipolar transistor(IGBT) modules are widely used in high-power converters, where condition monitoring plays a crucial role in improving the reliability of power equipment. This paper proposes a fault detection method for identifying partial chip failures in multichip IGBT modules by analyzing variations in turn-on delay time. First, the influence of chip failure on the turn-on process is analyzed, establishing the relationship between chip failure and turn-on delay. Based on this relationship, a fault monitoring method is developed to correlate turn-on delay with the number of failed chips. The effectiveness of the proposed method is verified by experimental testing. The results show that this method is significant for improving the operational reliability of power converters.

Keywords: fault detection; IGBT; multichip module; turn-on delay; condition monitoring

收稿日期:2023-05-08 网络出版日期:2023-12-12

基金项目:国家自然科学基金资助项目(5200070692);高等学校学科创新引智计划(111计划)资助项目(B08036)。

Supported by National Natural Science Foundation of China(5200070692), and National “111” Project(B08036).

作者简介:罗丹(1991—),男,博士,主要从事设备可靠性相关研究,(E-mail)walluodan@163.com。

通信作者:陈民铀,男,教授,博士生导师,(E-mail)mchencqu@126.com。

随着节能环保意识的增强,功率变换器被越来越多地应用于可再生能源领域。随着应用需求的增大,功率变换器的功率等级也随之提升,对其运行要求也逐渐升高。功率等级上升后芯片工作所需的导通电流增大,现有单芯片模块的技术可能已经无法满足应用需求^[1],常采用在模块内部封装多个IGBT并联芯片结构,以实现更大功率工况下的运行能力。因此,多芯片IGBT模块的运行可靠性问题受到了越来越多的关注。

焊料层疲劳是功率模块老化的主要原因^[2],然而它并不会直接导致模块故障。导致模块失效的主要途径为引线失效^[3]。单个IGBT芯片在其所有键合线失效后会发生开路故障而停止工作^[4],而多芯片模块中部分芯片失效后运行电流会重新分配到剩余芯片上,此时模块虽然可以继续运行,但是剩余芯片将承受较大的电流导致模块加速老化,故可以将键合线脱落引起的芯片失效作为多芯片模块故障的前兆^[5]。

近年来,对多芯片IGBT模块可靠性的研究较多地集中在故障检测上,及时检测到模块中部分芯片的失效并及时制定对应的维护措施,可以有效地保证模块的运行可靠性^[6]。由于多芯片模块结构的特殊性,诸多传统的单芯片监测方法难以直接应用在多芯片模块^[7]。现有针对多芯片并联模块的状态监测方法还较少,根据检测原理可以分为2类:基于内部集成传感器的方法和基于模块端部监测电气参量的方法。

基于内部集成传感器方法有Dalessandro等^[8]提出的模块内部集成电流传感器来监测模块健康状态;Chen等^[9]提出的每个芯片均架设监测线路的新型结构来实现模块的健康评估;Tomonaga等^[10]通过内置微型磁场传感器实现对状态检测。该类方法虽然能有效检测到多芯片模块内部各芯片模组的健康状态,但是需对模块内部封装进行布局调整,侵入性较强,实施难度较大。

基于模块端部监测电气参量的方法是通过基于准阈值电压^[5]、阈值电压^[11]、充电时长^[12]、模块跨导^[13]和导通压降^[1]等电气参量实现对模块状态监测的方法,其优点是对模块侵入性较低。其中基于导通压降的方法需要增加高电压、大电流工况下具备较复杂的钳位、隔离等功能的测量电路,难以应用在大功率工况下,基于门极信号的方法虽然具备较高的准确度,但在实际运行中由于监测信号的干扰和门极信号的波动,难以获取完整的门极信号^[14]。所以对于多芯片模块的芯片失效监测仍然需要简单有效的方法。

文中提出了一种新的IGBT多芯片故障检测方法,通过测量开通延时的变化来检测IGBT芯片故障。首先,分析了多芯片IGBT模块的结构特性,研究了多芯片IGBT模块的开通机理。然后,分析了芯片失效对开通过程的影响,发现模块开通延时与失效芯片数目具备较强的关联规律。最后,基于开通延时和芯片失效的映射关系,提出了基于开通延时变化的多芯片IGBT模块芯片失效监测方法,并通过实验验证了方法的准确性和有效性。

1 多芯片IGBT模块开通过程分析

1.1 多芯片IGBT模块结构

多芯片并联模块主要是由多个同型号IGBT芯片通过键合引线并联至共同的门极、发射极和集电极,通过外部统一端口工作以增强大功率工况下的工作能力,其电气结构如图1(a)所示。图1中展示了拥有n个芯片的并联模块,其中 C_{GE_n} 为各芯片的栅源电容(容值 C_{GE}), C_{GC_n} 为各个芯片的栅漏电容(米勒电容,容值 C_{GC}), R_{int_n} 为各芯片对应的门极内阻(阻值 R_{int})。多个内部芯片通过共同的门极、集电极、发射极连接组成为多芯片并联的模块。

根据并联多芯片模块的物理结构可以将其等效电气结构简化,如图1(b)所示,其中 C_{GE_total} 、 C_{GC_total} 、 R_{int_total} 分别为等效的总栅源电容、总米勒电容和总门极内阻,其等效参数与芯片数量的关系如式(1)所示。当多芯片模块芯片失效后会引起模块内部的参数变化,并最终导致动态特性的变化。因此,提取模块的全局动态特性变化有助于提取其对应的失效特征。

$$C_{GC_total} = nC_{GC}, \quad C_{GE_total} = nC_{GE}, \quad R_{int_total} = \frac{R_{int}}{n} \quad (1)$$

1.2 多芯片IGBT模块开通过程分析

IGBT的动态开关过程主要包括其开通过程和关断过程,IGBT导通前需要门极电压上升至阈值电压,开通延时的测量只需测量门极信号和导通电流的变化^[14];而IGBT关断前需要门极电压降低至阈值电压,此外还会受到导通电流和门极电压的影响^[15],关断过程的测量也需要测量导通电流的变化或者更为复杂的隔离

电路检测集射电压的变化^[16]。

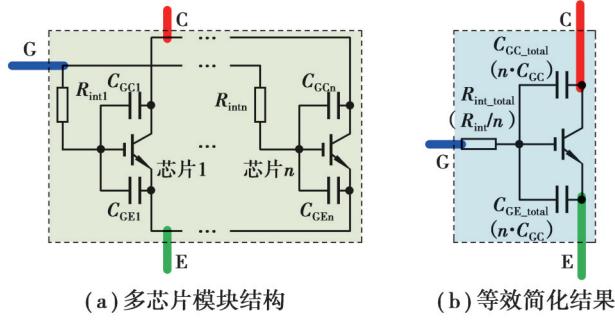


图 1 多芯片模块电气结构

Fig. 1 Electrical structure of multichip module

IGBT开通过程的波形如图2所示,根据运行机理可以将其分为3个阶段^[17]:开通延时、电流上升时间和米勒平台充电时间。

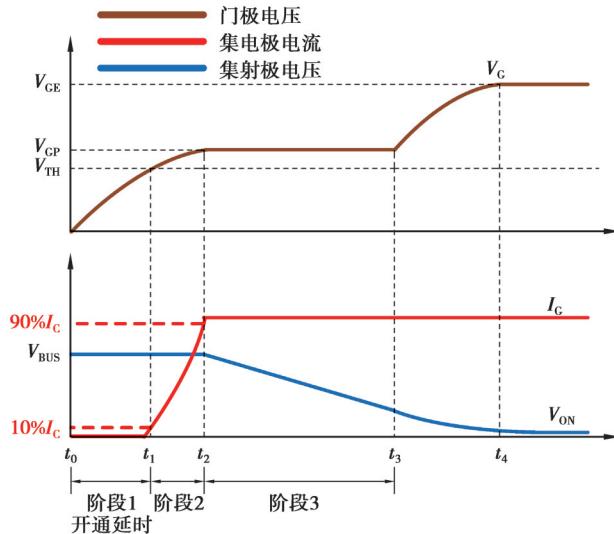


图 2 IGBT 导通过程

Fig. 2 Turn-on process of IGBT

1.2.1 开通阶段一:开通延时($t_0 \sim t_1$)

在开通初期门极触发导通信号,门极电源 V_g 由负压转向正压,此时门极电源电压 V_{GE} 经过门极内阻 R_{int} 和门极外阻 R_{ext} 向各芯片对应的 C_{GE} 和 C_{GC} 进行充电。此时门极电压低于打开IGBT沟道的阈值电压 V_{TH} ,因此电流并未发生变化。开通延时过程的等效电路如图3所示。

门极电压信号从零电位开始增大,门极电压信号变化为

$$V_G(t) = V_{GE} \left(1 - \exp \left(-t / (R_{ext_total} + R_{int_total}) (C_{GC_total} + C_{GE_total}) \right) \right) \quad (2)$$

将 $V_g = V_{TH}$ 代入式(2),可求出预充电阶段的持续时间为

$$t_1 - t_0 = (R_{ext} + R_{int_total}) [C_{GC_total} + C_{GE_total}] \cdot \ln \left(\frac{V_g}{V_g - V_{TH}} \right) \quad (3)$$

将多芯片模块的电气参数式(1)代入式(3),可得到对应的开通延时持续时间为

$$t_{stage1}(n) = \left(R_{ext} + \frac{R_{int}}{n} \right) [nC_{GC} + nC_{GE}] \ln \left(\frac{V_g}{V_g - V_{TH}} \right) = (nR_{ext} + R_{int}) [C_{GC} + C_{GE}] \ln \left(\frac{V_g}{V_g - V_{TH}} \right) \quad (4)$$

根据式(4)可知,开通延时的变化只与芯片的阈值电压和RC时间参数有关,而与其工况的母线电压和导

通电流无关^[18]。当芯片失效后引起工作芯片数量减少使得回路中电阻和电容减小,充应回路的时间常数降低,提升了米勒电容和栅源电容的充电速度。因此当部分芯片失效后导致多芯片模块开通过程中的开通延时阶段持续时间降低。

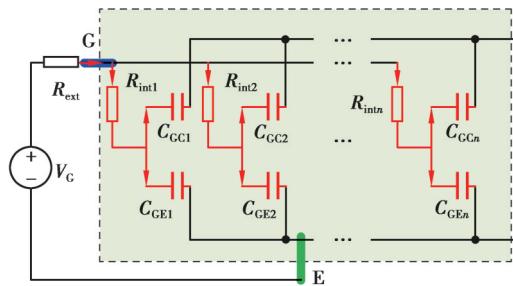


图3 开通阶段一和开通阶段二过程中IGBT等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of IGBT turn-on process in stage 1 and stage 2

1.2.2 开通阶段二:电流上升时间($t_1 \sim t_2$)

在开通阶段,随着门极电压超过阈值电压后IGBT芯片开始导通,此时集射电压仍然保持在母线电压而导通电流 I_C 从0上升,直到门极电压上升到米勒平台电压 V_{GP} 处以维持对应导通电流的。此阶段的持续时间可以视为门极电压从阈值电压上升至米勒平台的持续时间。该阶段的等效电路同图3所示。

根据式(2)可以提取出门极电压上升至米勒平台的时间,为

$$t_2 - t_0 = (R_{ext_total} + R_{int_total}) \cdot [C_{GC_total} + C_{GE_total}] \ln \left(\frac{V_{GE}}{V_{GE} - V_{GP}} \right) \quad (5)$$

结合式(3)和式(5)可以获得阶段二电流上升阶段的持续时间,为

$$t_2 - t_1 = (t_2 - t_0) - (t_1 - t_0) = (R_{ext_total} + R_{int_total}) \cdot (C_{GC_total} + C_{GE_total}) \ln \left(\frac{V_G - V_{TH}}{V_G - V_{GP}} \right) \quad (6)$$

米勒平台电压 V_{GP} 为维持电流导通的最低门极电压,通常可以根据芯片上的跨导 g_m ,各芯片上的导通电流 I_s 进行定义,为

$$V_{GP} = \frac{I_s}{g_m} + V_{TH} = \frac{I_C/n}{g_m} + V_{TH} \quad (7)$$

将式(7)和式(1)代入式(6),可得到多芯片模块对应的电流上升阶段持续时间,为

$$t_{stage2}(n) = (nR_{ext} + R_{int})(C_{GC} + C_{GE}) \cdot \ln \frac{V_G - V_{TH}}{V_G - \left(V_{TH} + \frac{I_C/n}{g_m} \right)} \quad (8)$$

芯片的失效虽然会引起门极充应回路时间常数减小而加快充电速度,但也增大各芯片上的导通电流而造成米勒电压上升进而延长充电时间。两者共同作用于电流上升阶段,使得该阶段的持续时间与失效芯片数可能呈现出正相关、负相关或不相关。

1.2.3 开通阶段三:米勒平台充电阶段($t_2 \sim t_3$)

当门极电压上升到米勒平台后,栅源电容 C_{GE} 的电压不变以保持电流导通,集射电压开始降低,门极电流均用于米勒电容的充电。该阶段的等效电路结构如图4所示。由于门极电压保持不变,使得门极回路的充应回路也保持恒定,为

$$i_{GP} = \frac{V_G - V_{GP}}{R_{ext} + R_{int_total}} \quad (9)$$

由于门极电流均用于米勒电容的充电,而集射电压的变化也与米勒电容相关,米勒电容上电压的变化可以根据集射电压和门极电流的变化提取,为

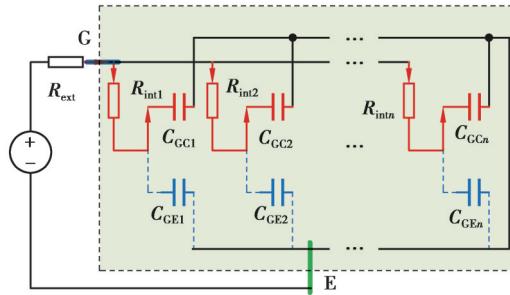


图4 开通阶段三过程中IGBT等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of IGBT turn-on process in stage 3

$$\frac{dV_{CE}}{dt} = \frac{dV_{GC}}{dt} = \frac{i_{GP}}{C_{GC_total}} = \frac{V_G - V_{GP}}{(R_{ext} + R_{int_total})C_{GC_total}}. \quad (10)$$

根据式(10)和母线电压 V_{BUS} 的变化趋势可以推导出集射电压 V_{CE} 的表达式(假设 C_{GC} 在开通过程中保持不变^[17]),为

$$V_{\text{CE}}(t) = V_{\text{BUS}} - \frac{V_{\text{G}} - V_{\text{GP}}}{(R_{\text{ext}} + R_{\text{int_total}})C_{\text{GC_total}}} t_{\circ} \quad (11)$$

在米勒平台充电完成后,此时芯片上的集射电压 V_{CE} 由母线电压 V_{BUS} 下降至导通压降 V_{ON} , 该阶段的持续时间为

$$t_3 - t_2 = \left(R_{\text{ext}} + R_{\text{int_total}} \right) C_{\text{GC_total}} \frac{V_{\text{BUS}} - V_{\text{ON}}}{V_G - V_{\text{GP}}} \circ \quad (12)$$

多芯片模块上的导通压降 V_{ON} 受到各芯片导通电阻 R_{ON} 和 I_s 的影响, 其表达式为

$$V_{\text{ON}} = R_{\text{ON}} I_s = R_{\text{ON}} I_C / n_{\circ} \quad (13)$$

将式(1)和式(13)代入式(12),可将该阶段的持续时间改写为关于芯片数量的表达式,为

$$t_{\text{stagc3}}(n) = (nR_{\text{ext}} + R_{\text{int}}) C_{\text{GC}} \frac{V_{\text{BUS}} - R_{\text{ON}} I_C/n}{V_G - \left(\frac{I_C/n}{g_m} + V_{\text{TH}} \right)} \circ \quad (14)$$

由式(14)可知,芯片失效不仅会引起门极充电回路的时间常数降低,还会引起芯片导通压降增大,使得模块从母线电压降低至集射电压的时间进一步缩短。这2种效应共同作用,导致米勒平台充电阶段的持续时间减少;然而米勒平台电压的上升却延长了该阶段的持续时间。在多因素相互作用下使得芯片失效后该阶段的持续时间充满了不确定性。

由多芯片 IGBT 模块的开通过程可以看出,开通延时阶段受芯片失效数增大的影响导致持续时间的降低,而电流上升阶段和米勒平台充电阶段的变化规律受到芯片参数影响,不同芯片参数下都可能导致不同的变化结果。同时,表 1 总结出开通延时仅受芯片数量、阈值电压、RC 时间参数和门极电阻的影响,受工况变化影响极低。因此,文中采用多芯片模块的开通延时作为特征以监测芯片失效。

表 1 影响开通过程各阶段的运行参数

Table 1 Parameters affecting each stage of turn-on process

1.3 基于开通延时的多芯片模块失效监测方法

根据1.2节的分析可知,芯片失效后会对多芯片IGBT模块的开通过程造成影响,其特性变化如表2所示。芯片失效后引起剩余芯片数量降低,各剩余芯片上的导通电流增大。电流增大后引起各芯片的导通压降上升并且维持电流所需的米勒平台电压增大。虽然阈值电压保持不变,但是门极充电回路的RC时间常数随着芯片失效而降低。最终随芯片失效引起显著变化的只有开通延时。

表2 多芯片IGBT模块芯片失效后开通过程参数变化

Table 2 Parameter variation of multichip IGBT module after chip failure during turn-on process

参数	芯片数量	导通电流/ 各芯片	米勒平台 电压	导通 压降	阈值 电压	RC时间 常数	开通 延时	电流 上升时间	米勒平台 充电时间	开通时间
变化趋势	降低↓	增大↑	增大↑	增大↑	不变	降低↓	降低↓	不确定	不确定	不确定

芯片失效前后多芯片IGBT模块的开通过程变化如图5所示。开通过程只有开通延时受到门极回路充电常数降低的影响而减少,同时电流上升阶段和米勒电容充电时间的变化存在不确定性,并最终引起IGBT完整开通时间变化的不确定性。因此,开通延时被选取作为表征芯片失效的特征参量。

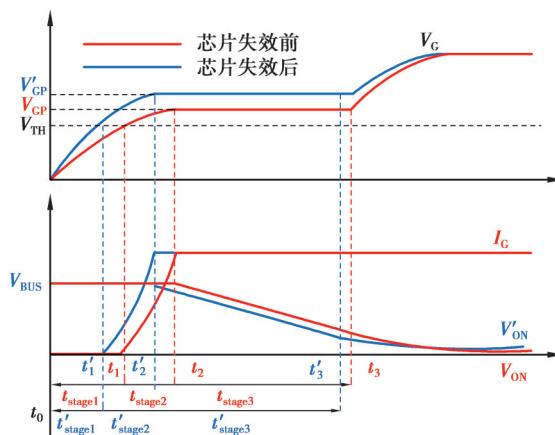


图5 芯片失效对开通过程的影响

Fig. 5 Effect of chip failure on turn-on process

芯片失效引起IGBT的开通延时降低,通过对比不同芯片数量n和n'下开通延时 $t_{on_delay}(n)$ 和 $t_{on_delay}(n')$ 可以提取出开通延时关于失效芯片数量的灵敏系数 η ,为

$$\eta = \frac{t_{on_delay}(n) - t_{on_delay}(n')}{n - n'} \quad (15)$$

根据提取出的灵敏系数,比对失效后开通延时 t'_{on_delay} 与健康时的变化,即可计算出多芯片模块中的失效芯片数 n_{fail} ,为

$$n_{fail} = \frac{t_{on_delay} - t'_{on_delay}}{\eta} \quad (16)$$

在监测多芯片模块开通时间延时后,根据式(16)对比可以提取出失效的芯片数量,并在芯片失效数到达标准后进行更换,以保证模块的可靠运行。

2 实验验证和结果分析

2.1 实验平台搭建

为验证文中所提方法,在实验室中搭建双脉冲测试平台监测多芯片模块的开通过程变化。实验电路参

数如图 6(a)所示,一个 450 V 电源作为母线电源供电,稳压电容为 1 000 μF ,电感为 80 μH 的铁芯电感,二极管使用的是 TOKMAS 公司的 CI30S65D3L2。由于完整多芯片模块难以定量进行加热分析,为模拟多芯片模块的实际工作情况,文中以芯长征公司 650 V/40 A 的 IGBT 模块 MPBW40N65BU 作为待测对象,使用 6 个 IGBT 模块并联模拟多芯片 IGBT 模块。在实际运行中单个模块的正常工作电流为 40 A,极限导通电流为 80 A,为保证器件运行在安全工况内,设置 60 A 电流为基准工况。根据数据手册的正常工况,IGBT 的驱动电阻被设定在 10 Ω ,门极电源为 15 V,实验室环境温度为 25 $^{\circ}\text{C}$ 。模块的门极信号使用示波器直接通过 BNC 接口进行采集,模块的集射电压通过隔离探头转换后输入到示波器中,模块的导通电流通过罗氏线圈进行采集。双脉冲信号通过信号发生器产生后输送到 IGBT 驱动中控制模块的开关。实验中的芯片通过加热台加热控制芯片工作在设定的温度下,实验平台如图 6(b)所示。

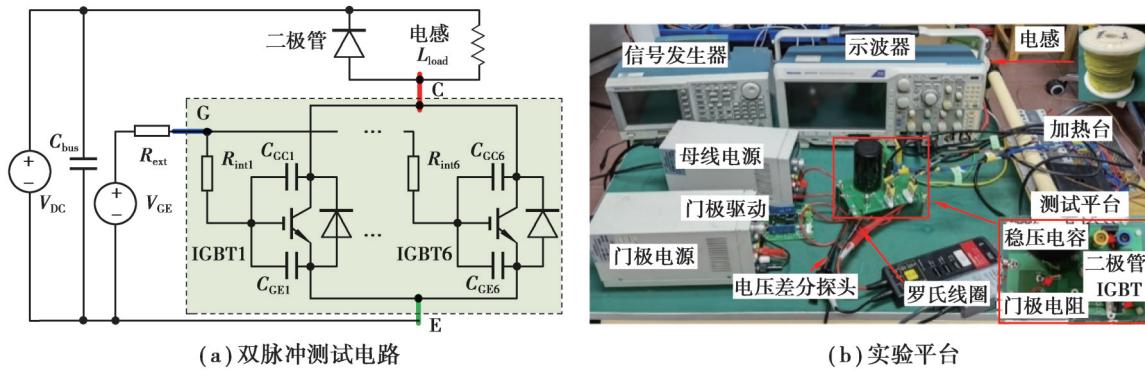


图 6 实验平台设置

Fig. 6 Test bench set up

实验环境的测试参数如表 3 所示。通常为避免电源波动对功率模块的运行造成影响,功率模块承受的电压一般设置为母线电压的 1.5~2 倍^[18]。文中所用模块能承受的最大母线电压约为 300~400 V,能确保模块的正常运行。由于实验中需要监测不同温度下芯片失效对开通延时的影响,该模块的正偏安全工作区如图 7 所示。该芯片在 25 $^{\circ}\text{C}$ 温度工况下,极限运行电流为 80 A、400 V 工况下仅能运行数微秒,如红色虚线部分所示,此时对双脉冲电路的脉冲宽度提出了极为严苛的要求,要求加热时间极短。在 100 $^{\circ}\text{C}$ 工况下最大运行电流甚至降低到 40 A,此时的安全工作范围会急剧减小。若仍设计 400 V 作为母线电压,可能会导致在实验过程中芯片发生破坏。母线电压并不会对开通延时过程造成影响。因此,文中以 200 V 作为基本测试工况,此时安全工作区域如图 7 中红色实线部分所示,具备了较大的安全工作范围。

表 3 实验平台参数

Table 3 Parameters of test bench

参数	数值	参数	数值
IGBT	MPBW40N65BU	IGBT 数量	6
Diode	CI30S65D3L2	直流母线电压 V_{bus}/V	200
电感 $L_{\text{load}}/\mu\text{H}$	80	门极电压 V_{GE}/V	15/-5
负载电流 I_c/A	60	直流稳压电容 $C_{\text{bus}}/\mu\text{F}$	1 000
温度/ $^{\circ}\text{C}$	25	门极电阻 R_{ext}/Ω	10

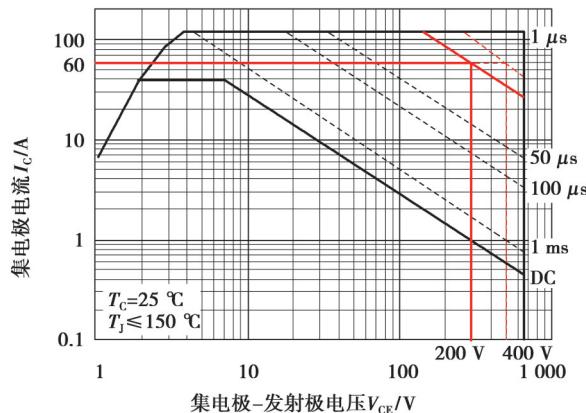


图7 IGBT正偏安全工作区

Fig. 7 Forward-biased operation area of IGBT

由于IGBT的电流突变点难以测量,因此根据文献[19]定义电流从0上升到最大值10%的时间为开通延时,集电极电流从最大值10%上升到90%的时间定义为上升时间,集射电压降低到导通电压的时间为米勒平台充电阶段时间。

2.2 芯片失效对开通延时的影响

在实验中,通过依次移除IGBT芯片以模拟多芯片模块中芯片失效的情况,模块集射电压、门极波形和电流的变化如图8所示。当6个芯片都健全时,如图8(a)所示,IGBT开通初期电压和电流保持不变,门极电压上升到阈值电压后芯片开始导通电流,此时阶段1开通延时的持续时间为113.6 ns;阶段2时导通电流随着门极电压增大而继续上升并到达导通电流值,门极电压由阈值电压上升至米勒平台,门极电路对米勒电容继续充电,该阶段持续时间为307.2 ns;随后,电流保持不变而集射电压开始下降,并最终降至导通电压,该阶段持续时间为283.2 ns。

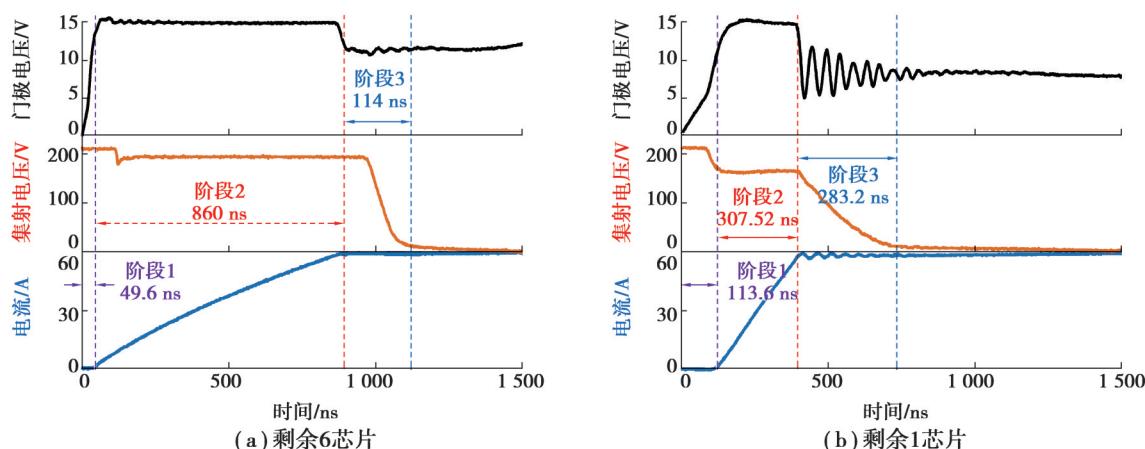


图8 不同芯片下IGBT开通波形

Fig. 8 Turn-on waveform of IGBT with different failed chips

去除5个芯片仅剩余1个芯片后,如图8(b)所示,在相同工况下,开通过程中开通延时阶段的持续时间降低至49.6 ns;而阶段2电流上升时间也大幅上升至860 ns;同时,阶段3米勒平台充电时间则降低至114 ns。可以看出,芯片失效后对多芯片模块开通过程中的开通延时造成了明显的变化。虽然通过门极电压变化可以提取开通延时,但是在实际应用中门极电压测量的噪声和波动难以监测^[20]。通过监视门极电压变化和导通电流变化求取开通延时可以避免门极振荡和噪声的影响,文中分析主要集中在导通电流和集射电压的波形。芯片失效前后集射电压和导通电流的波形变化如图9(a)所示。图中可以看出,在多芯片模块中芯片失

效加速了IGBT的开通过程中的开通延时部分。IGBT开通过程的时间组成如图9(b)所示,可以看出,组成开通延时随着芯片失效而显著降低,虽然阶段2和阶段3分别增大和减小,但是根据式(8)和(14)可知,这两个阶段的变化与芯片参数有较强的相关性,不具备有效提取出失效芯片数的普适性。

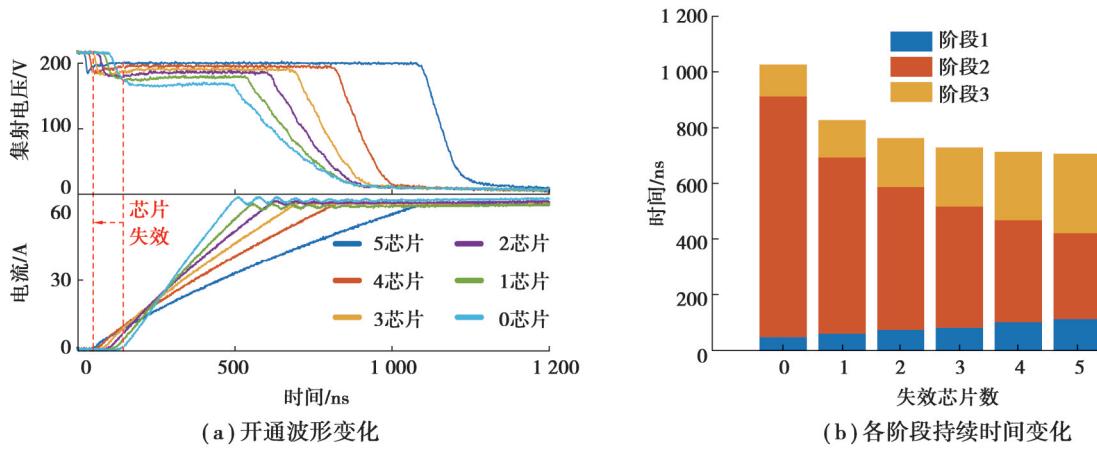


图9 芯片失效后IGBT开通过程变化

Fig. 9 Turn-on process variation of IGBT after chip failure

实验监测结果如表4所示。每个芯片失效导致开通延时降低了约10%,即每个芯片失效均会降低约12 ns的开通延时。因此,文中所提方法通过开通延时的变化来监测芯片失效具备了一定的可行性和有效性。

表4 监测结果变化

Table 4 Variations in test results

失效芯片数	0	1	2	3	4	5
开通延时/ns	113.6	102.4	83.2	74.8	61.6	49.6
变化幅度/%	0	10	27	34	46	56

2.3 开通延时测量的灵敏度分析

根据式(4)可知,开通延时只受到阈值电压和门极充电回路参数的影响,文中主要分析相关因素对开通延时监测的影响。

2.3.1 结温变化

IGBT芯片失效会引起剩余芯片上的电流增大损耗上升,而损耗增大导致其结温上升。研究表明,IGBT芯片结温上升后,引起阈值电压^[11]减小和米勒电容^[21]增大,最终可能会引起开通延时变化。因此,需要研究结温变化是否会在芯片失效后对开通延时的测量造成干扰。通过加热台控制加热片分别加热各芯片至25 °C和100 °C,并在加热30 min后芯片到达热稳态再进行测试。

在不同温度下,分别模拟不同芯片失效后测量的开通波形如图10(a)所示。芯片温度上升后芯片的开通延时出现了少量的降低,不同温度下开通延时阶段的持续时间如图10(b)所示。虽然结温上升75 °C后开通延时降低了2%,但是与芯片失效引起的10%的变化相比微乎其微。结温上升会引起开通延时降低,但是对开通延时的影响远低于芯片失效的变化,因此如文献[21]所言,IGBT开通延时受到温度的影响极小。然而在运行时芯片并不会产生如此大幅度的结温变化,实际上温度变化对开通延时的影响会更低,故温度波动并不会影响用开通延时监测芯片失效。

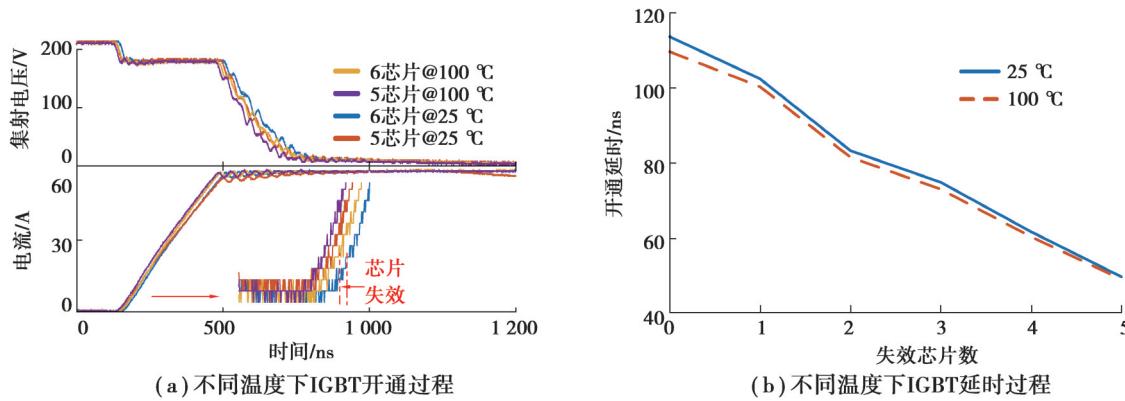


图10 不同温度下IGBT开通特性

Fig. 10 The characteristics of IGBT turn-on process at different temperatures

2.3.2 门极电阻

门极电阻是驱动调节IGBT开关速度最为重要的部件之一,通过控制门极电流的大小直接影响到IGBT的开关速度。通常门极电阻的大小主要由开关频率所需决定,因此也需要研究门极电阻对开通延时测量的影响。不同门极电阻下的开通波形如图11(a)所示。可以看出,门极电阻越大,门极电流越小,开通延迟时间更长,芯片失效引起的开通延时变化也越大。

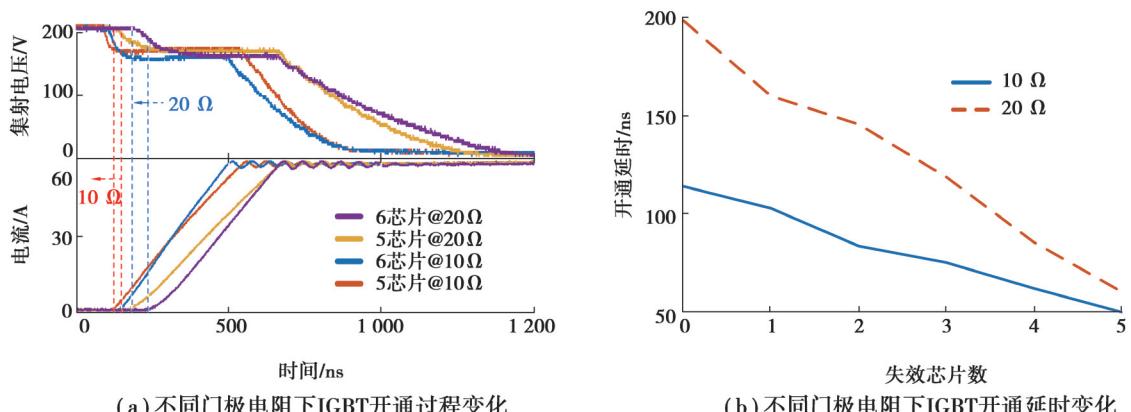


图11 不同门极电阻下IGBT开通特性

Fig. 11 The characteristics of IGBT turn-on process at different gate resistances

提取不同门极电阻下的开通延时持续时间如图11(b)所示,随着门极电阻的增大,开通延时出现了明显上升,芯片失效相关的灵敏度由 10Ω 时的12 ns/每芯片上升到了 20Ω 时的27 ns/每芯片。在大門极电阻下,开通延时的变化更加明显,这使得低频的应用场景中更容易监测芯片失效。可以看出,开通延时高度依赖门极电阻的变化,且必须对不同应用场景中不同开关频率需求的门极电阻进行校准处理,确保对应监测结果的准确性,也可以通过选择较大门极电阻的监测电路降低监测的难度。

开通延时的测量灵敏性变化如图12所示。可以看出,除了门极电阻影响较大外,温度的影响极小。由于开通延时变化不受导通电流和母线电压变化的影响^[14],使用开通延时的测量具备较好的适用性。

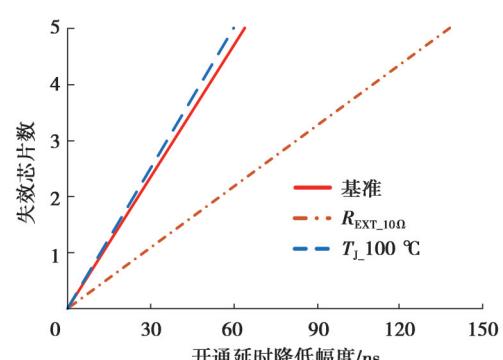


图12 开通延时灵敏度变化

Fig. 12 Sensitivity variation of turn-on delay

3 讨 论

文中所提监测方法都可以检测出多芯片模块的健康状态,为功率变流器的运维提供参考信息,文中所提方法流程图如图 13 所示,具体流程如下:

- 1) 校准开通延时和失效芯片数的关系。通过校准不同工况下的开通延时的变化灵敏度可以更准确地获取其与芯片失效数对应变化关系。
- 2) 初始化监测条件。监测时根据实际运行环境选择对应的灵敏度参数变化可以提升监测准确性。
- 3) 测量开通延时并更新芯片失效数量。通过监测对应运行环境下的开通延时变化并根据对应的灵敏度和初始值根据式(16)计算对应的失效芯片数。根据计算的结果设置并更新失效的芯片数量。
- 4) 判断是否到达失效标准。比较芯片数量和失效标准的关系,当失效数量低于失效标准时,则继续返回步骤 2) 进行监测,并重复步骤 1)~4)。若到达失效标准后则对变换器进行停机维护措施处理。

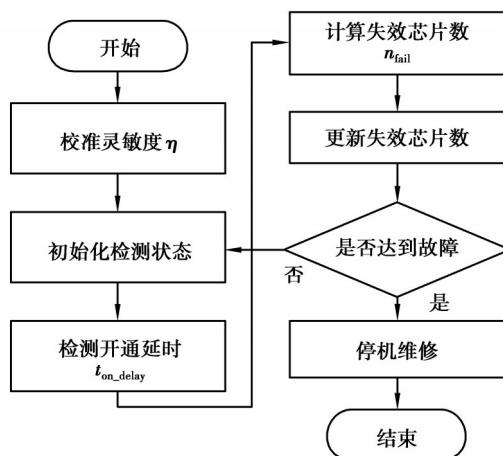


图 13 基于开通延时的芯片失效监测方法流程图

Fig. 13 Flow chart of proposed method

开通延时是根据模块的结构和参数决定的,通常相同型号的 IGBT 模块都具备相似特性。模块的失效标准通常与其运行工况和结构参数相关,模块的芯片数量、运行性能、运行工况都决定了模块不同的失效标准。根据实际工况设定合适的失效标准有利于提升模块的运行可靠性和经济性^[12]。目前,对功率变换器的监测大多需要进行停机处理,然而停机监测的频率低、停机后变换器无法工作的特点对变换器的正常运行造成了一定的困扰。开通延时的测量只需要通过监测门极电压开始上升的时间和电流变化的时间即可以实现测量,不需要针对集射电压的降压电路或者隔离电路,实现开通延时的提取。例如,文献[14]提出的针对开通延时的测量电路即可在实际应用中集成在门极驱动中以实现开通延时的测量。

文中根据前期研究总结了不同的多芯片模块中芯片失效监测方法,如表 5 所示。使用附加传感器的监测方法虽然较为准确,但是均需要更改模块结构使得方法的侵入性较高,可行性较低;基于门极充电时间的监测方法需要特殊驱动在器件关断期间注入恒流导通信号实现充电时间的测试,对于监测控制、驱动都提出了一定的需求;跨导测量除了难以实时在线外,还需要特殊的驱动进行监测,并且还要避免在零温点进行测试,是一种较难测量的参量;导通压降测量更为简单,但是需要复杂的隔离降压电路;准阈值电压法也需要完整的门极波形和特定的采样时间点才能进行测试;关断延时的测量对于运行工况中的电流变化和母线电压的测量有一定的要求;测量开通延时也需要对应的电路,但是对采样环境无要求,可以在不同电流工况下测量,不需要复杂的隔离电路和完整的门极信号采集,是一种具备应用潜力的监测方法。

表5 多芯片模块中芯片失效监测方法对比
Table 5 Comparison of chip failure detection methods in multichip modules

方法类型	监测参数	测量要求	参考文献
附加 传感器	电流传感器 附加电极 磁感应线圈	电流 辅助电压 磁场	[8] [9] [10]
	门极充电时间	特殊工况下的门极波形	特殊驱动,门极信号采集电路 [12]
	跨导	门极信号对应的导通电流	离线,特殊驱动 [5][13]
电气 参量	导通压降	导通集射电压	隔离电路 [1]
	准阈值电压	特定时间点门极波形	门极信号采集电路 [11][20]
	关断延时	门极信号和集射电压	相同运行电流工况和极射电压测量电路 [22]
	开通延时	门极信号和导通电流	开通延时测量电路 本文方法

4 结 论

针对多芯片模块中的芯片失效监测问题,文中从IGBT的开通机理出发探究了芯片失效对多芯片模块开通过程的影响,并提出了一种基于开通延时变化的多芯片模块芯片失效监测方法。研究结果表明:

1)芯片失效后会加速开通过程中开通延时阶段的持续时间,而对电流上升阶段和米勒平台充电阶段的影响却无法确定。因此,IGBT的开通延时随着多芯片模块中芯片的失效而降低。

2)提出了一种基于开通延时变化监测芯片失效的识别方法,并通过实验结果证明了方法的有效性,能够实现芯片的健康状态监测。

文中提出的方法在运行中是一种容易校准并且实现的监测方法,能够有效地实现对多芯片模块进行故障识别从而提升IGBT模块的运行可靠性。在未来的研究中可以将该方法嵌入到功率变换器中,为其安全可靠运行和状态维修提供理论和数据支撑。

参考文献

- [1] Yuan W, He Y, Li Z, et al. A real-time aging monitoring method of parallel-connected IGBT modules[J]. Materials Science in Semiconductor Processing, 2021, 124(15): 105555.
- [2] Huang H, Mawby P A. A lifetime estimation technique for voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 4113-4119.
- [3] Baker N, Liserre M, Dupont L, et al. Improved reliability of power modules: a review of online junction temperature measurement methods[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2014, 8(3): 17-27.
- [4] An Q T, Sun L Z, Zhao K, et al. Switching function model-based fast-diagnostic method of open-switch faults in inverters without sensors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 119-126.
- [5] Mandeya R, Chen C L, Pickert V, et al. Gate-emitter pre-threshold voltage as a health-sensitive parameter for IGBT chip failure monitoring in high-voltage multichip IGBT power modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(9): 9158-9169.
- [6] 张军,张犁,成瑜.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. (in Chinese)
- [7] 丁雪妮,陈民铀,赖伟,等.多芯片并联IGBT模块老化特征参量甄选研究[J].电工技术学报,2022,37(13): 3304-3316, 3340.
Ding X N, Chen M Y, Lai W, et al. Selection of aging characteristic parameter for multi-chips parallel IGBT module[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(13): 3304-3316, 3340. (in Chinese)

- [8] Dalessandro L, Karrer N, Ciappa M, et al. Online and offline isolated current monitoring of parallel switched high-voltage multi-chip IGBT modules[C]//2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. June 15-19, 2008, Rhodes, Greece. IEEE, 2008: 2600-2606.
- [9] Chen C L, Pickert V, Al-Greer M, et al. Localization and detection of bond wire faults in multichip IGBT power modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 7804-7815.
- [10] Tomonaga H, Tsukuda M, Okada S, et al. 16-Channel micro magnetic flux sensor array for IGBT current distribution measurement[J]. Microelectronics Reliability, 2015, 55(9/10): 1357-1362.
- [11] Mandeya R, Chen C L, Pickert V, et al. Prethreshold voltage as a low-component count temperature sensitive electrical parameter without self-heating[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 2787-2791.
- [12] Wang K H, Zhou L W, Sun P J, et al. Monitoring bond wires fatigue of multichip IGBT module using time duration of the gate charge[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 888-897.
- [13] Wang K H, Zhou L W, Sun P J, et al. Monitoring bond wire defects of IGBT module using module transconductance[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 2201-2211.
- [14] Yang F, Pu S, Xu C, et al. Turn-on delay based real-time junction temperature measurement for SiC MOSFETs with aging compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1280-1294.
- [15] 耿学锋, 何赟泽, 王广鑫, 等. IGBT关断时刻的应力波测量优化及影响因素分析[J]. 电工技术学报, 2022, 37(21): 5503-5512.
Geng X F, He Y Z, Wang G X, et al. Measurement optimization and analysis of influencing factors of IGBT's turn-off stress wave[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(21): 5503-5512. (in Chinese)
- [16] Li L, Ning P Q, Wen X H, et al. A turn-off delay time measurement and junction temperature estimation method for IGBT[C]//2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). March 26-30, 2017, Tampa, FL, USA. IEEE, 2017: 2290-2296.
- [17] Baliga B J. Fundamentals of power semiconductor devices[M]. Boston, MA: Springer, 2008.
- [18] Zhang Z Y, Dyer J, Wu X L, et al. Online junction temperature monitoring using intelligent gate drive for SiC power devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7922-7932.
- [19] Zeng Z, Zhang X, Li X L. Layout-dominated dynamic current imbalance in multichip power module: mechanism modeling and comparative evaluation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 11199-11214.
- [20] Zhang Q, Zhang P. A novel on-line method for monitoring the junction temperature of SiC MOSFET based on threshold voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(18): 5742-5751.
- [21] 宁圃奇, 李磊, 温旭辉, 等. SiC MOSFET 和 Si IGBT 的结温特性及结温监测方法研究[J]. 大功率变流技术, 2016(5): 65-70.
Ning P Q, Li L, Wen X H, et al. Temperature characteristics and junction temperature estimation methods for SiC MOSFET and Si IGBT[J]. High Power Converter Technology, 2016(5): 65-70. (in Chinese)
- [22] Luo D, Chen M Y, Lai W, et al. A fault detection method for partial chip failure in multichip IGBT modules based on turn-off delay time[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2022, 69(6): 3319-3327.

(编辑 詹燕平)