

电力电子器件

大功率 IGBT5 模块开关特性研究

赵振波¹, Wilhelm Rusche², 马国伟¹

(1. 英飞凌科技(中国)有限公司, 上海 201203; 2. 英飞凌科技股份有限公司, 德国 瓦尔施泰因 59581)

摘要: 为在实际工程应用中实现更高系统功率密度输出和可靠性要求, 基于器件测试平台, 对 IGBT5 大功率芯片 P5 的开关特性进行了研究, 分析了其开通、关断过程随门极电阻、驱动电压、结温等外部应用条件变化的规律, 研究了异常短路条件下其开关特性, 并对开关异常现象从半导体原理上进行解释和说明。

关键词: IGBT5; PrimePACKTM3+; 开关特性; 安全工作区; 电流密度

中图分类号: TN32

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2017)02-0033-05

doi:10.13889/j.issn.2095-3631.2017.02.006

Research on Switching Behavior of High Power IGBT5 Module

ZHAO Zhenbo¹, Wilhelm RUSCHE², MA Kwokwai¹

(1. Infineon Technologies China Co., Ltd., Shanghai 201203, China; 2. Infineon Technologies AG, Warstein, Germany 59581)

Abstract: It investigated the switching characteristics of IGBT5 P5 chip for the requirement of higher power density output and high reliability in practical application. From test bench of component level, it was further analyzed how to influence the turn-on and turn-off process by external parameters like gate resistor, gate voltage and junction temperature, short pulse etc. The abnormal switching phenomena during test were explained from the view of semiconductor mechanism. It is obviously concluded to be the strong robustness and high stability of IGBT5 switching characteristic during normal and abnormal condition.

Keywords: IGBT5; PrimePACKTM3+; switch characteristic; SOA(safe operation area); current density

0 引言

PrimePACKTM IGBT 模块是目前大功率 IGBT 市场主要产品系列之一, 其典型封装形式有两种, 即 PrimePACKTM2 和 PrimePACKTM3, 为半桥结构。该模块最大额定电流等级为 1 400 A, 采用大功率芯片 P4, 开关特性软度好、拖尾电流长, 适用于因杂散电感导致电压过冲或关断振荡的场合^[1]。IGBT5 模块基于现有的 PrimePACKTM 封装平台, 结合 IGBT5 (第五代 IGBT) 芯片和 .XT 技术来进一步提升模块电流密度, 其允许的最高工作结温达到 175 ℃; 相比传统的标准工艺, 其采用了铜绑定线键合工艺, 增加了载流能力, 加之最新的第五代 IGBT 和二极管芯片技术, 使 PrimePACKTM3+ 封装产品的电流等级扩充至 1 800 A, 提升了近 30%^[2-3]。

PrimePACKTM3+ 模块与 PrimePACKTM3 的外形尺寸一致, 在相同 IGBT 产品平台条件下, 不用变动或很少改变外部结构设计就能实现更高的系统功率输出^[4-5]。

目前 IGBT5 模块采用 2 种芯片: 大功率 P5 和中等功率 E5, 其基于 IGBT4 芯片开关性能进行优化和平衡, 在关断损耗 E_{off} 和饱和电压 V_{CEsat} 之间寻求最佳工作点。大功率 P5 芯片是在 P4 芯片软特性基础上进行优化, 提升了开关速度, 增加了模块电流密度。对该模块开关行为及特性的深入分析和研究, 特别是对工作结温 $T_{vj,op}=175$ ℃时的开关行为的分析, 有助于工程技术人员更好地使用该器件。

1 测试平台

为了分析和研究 IGBT 器件开关特性, 采用双脉冲测试平台测量 IGBT 和 FWD (快速恢复二极管) 的相关开关电气参数, 包括开关时间、损耗、短路电流等,

收稿日期: 2016-12-05

作者简介: 赵振波 (1976-), 男, 高级主任工程师, 主要从事功率 IGBT 模块相关技术研究及市场推广工作。

同时观测在不同应用条件下器件的开关行为表现，如窄脉冲、大电感、并联、死区时间等工况。图 1 示出测试基本原理，用以准确地展示 IGBT 与 FWD 之间的换流过程。测试平台基于 PrimePACK™ 模块封装进行布局设计，电路采用半桥结构；以 FF1800R17IP5 型 PrimePACK™3+ 模块为被测对象、空心电感为负载；系统杂散电感实测值为 $L_s=30\text{ nH}$ ，大小同产品样本手册中的电感水平。

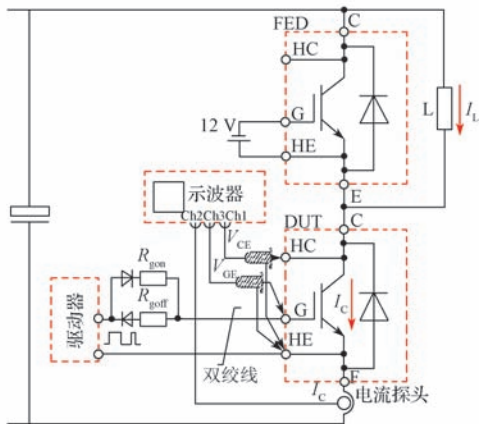


图 1 双脉冲测试原理示意
Fig. 1 Schematic of double pulse test

2 开通特性

2.1 IGBT 开通特性

门极电阻对于功率转换系统驱动电路的设计至关重要，其大小决定着 IGBT 的开关表现，选择时需权衡开关损耗、噪声和安全工作区 SOA 等因素。样本手册中提供的门极电阻数据只是器件级别、理想测试条件下建议采用的最小值。由于在开通过程中会有换流现象发生，电流、电压的瞬间变化可能会引起寄生振荡，且实际系统平台不同于器件测试平台，所选择的门极电阻阻值若过小，则会导致电磁干扰现象的发生。因此，需要了解和析门极电阻变化对开通过程的影响。

图 2 示出 FF1800R17IP5 的开关损耗 E_{on} 、电流变化率 di/dt 和电压变化率 dv/dt 随门极开通电阻 R_{gon} 的变化趋势。其测试条件为：直流电压 $V_{dc}=900\text{ V}$ ，工作结温 $T_{vj,op}=175\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，额定电流 $I_c=1\text{ 800 A}$ 。 R_{gon} 变化范围为

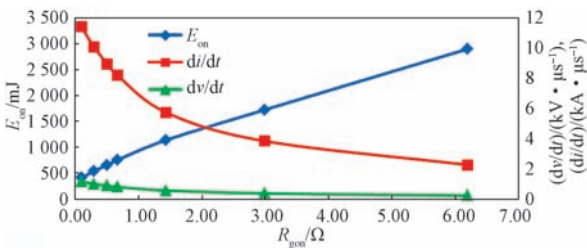


图 2 开通过程随 R_{gon} 变化
Fig. 2 Turn-on process

$0.1\text{ }\Omega\sim6.2\text{ }\Omega$ ， R_{gon} 不包括内部采用的集成门极电阻 ($R_{gint}=0.8\text{ }\Omega$)。由测试结果可以看出， di/dt 受 IGBT 门极电阻控制比较明显，但 dv/dt 受其控制相对比较弱，这更多与 FWD 反向恢复速度的快慢有关。开通损耗 E_{on} 受 R_{gon} 控制程度几乎呈线性地增长。

在实际应用中，可通过适当增加 R_{gon} 阻值来降低 dv/dt ； R_{gon} 若过大，则易引起寄生误开通。图 3 为 $T_{vj,op}=175\text{ }^{\circ}\text{C}$ ， $V_{dc}=1\text{ 200 V}$ ， $V_{GE}=-5\text{ V}$ ， $R_{goff}=0.56\text{ }\Omega$ 条件下所测出的 FF1800R17IP5 寄生导通波形。由图可以看出，下管门极电压出现了短时间的电压突变现象，这是由于上、下管之间的寄生导通所致。关断门极电压 V_{ge} 越小，越容易触达到器件的阈值电压 V_{th} ，进而导致上、下管直通而出现瞬时电流尖峰。

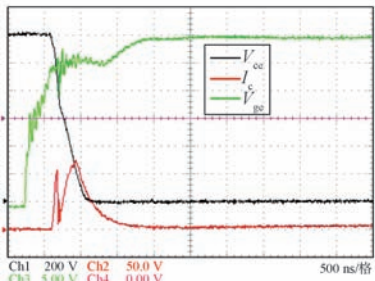


图 3 寄生导通现象
Fig. 3 Phenomena of parasitic turn-on

2.2 二极管反向恢复特性

与 IGBT5 芯片配对的二极管 Emcon5 采用优化的发射极控制设计。Emcon5 与 Emcon4 开关特性基本类似，但 Emcon5 芯片厚度小一些，且器件最高允许工作结温增加了 $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ；同时，利用芯片表面上厚的铜金属镀层增加了二极管抗浪涌电流的能力。小电流、低温条件下，二极管特性比较苛刻。图 4 示出二极管在 1/10 额定电流条件下的反向恢复特性随 R_{gon} 的变化情况。当 R_{gon} 很小时，Emcon5 的 dv/dt 达到 $15.96\text{ kV}/\mu\text{s}$ ，此时最大反向峰值功率 $P_{rr}=615\text{ kW}$ 。

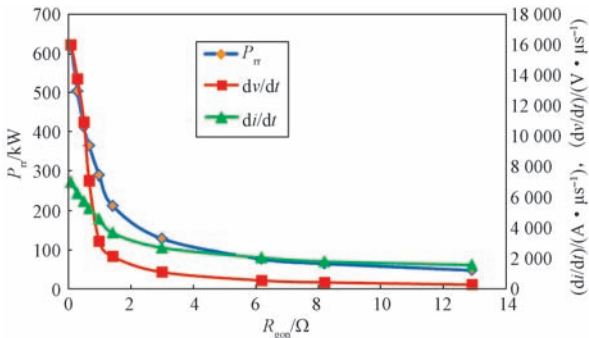


图 4 二极管的反向恢复过程
Fig. 4 Reverse recovery process of diode

二极管最基本的边界运行条件是其定义的安全工作区 (SOA)。反向恢复过程中瞬时峰值功率 P_{max} 不超过器件所允许的最大功率值，且样本手册中所给出是在

最苛刻条件下的安全限制。IGBT 开通 di/dt 和 dv/dt 水平没有运行瓶颈，且内部 R_{gint} 会限制器件开通速度。以 FF1800R17IP5 为例，其所允许的最大瞬时功率值为 1.8 MW。通常，二极管恢复过程所引起的峰值功率大小受外部因素的影响较大，如换流回路电感 L_s 、驱动电路、门极电阻、结温、直流电压等。

2.3 二极管最小开通时间

当二极管开通过程很短暂时，载流子没有完全充满整个 PN 结，内部载流子以一定速度在扩散，此时对二极管进行关断就容易引起很高的 di_F/dt 。导通时间越短，其电流、电压变化率越大，加之换流回路存在杂散电感，在二极管反向恢复过程中容易产生高的过冲电压，同时会导致很大的反向峰值电流。在如此严苛条件下，较易超过二极管最大峰值功率所限制的安全工作区。表 1 示出 Emcon5 二极管特性随着导通时间 t_{on} 的变化情况，测试条件是 $I_F=20\text{ A}$ ， V_{dc} 分别为 900 V 和 1 200 V， $R_{gon}=0.64\text{ }\Omega$ ， $R_{goff}=0.84\text{ }\Omega$ 。

表 1 二极管特性变化与开通时间 t_{on} 关系

Tab. 1 Diode recovery behaviour in relation with t_{on}

开通 时间 $t_{on}/\mu\text{s}$	反向恢复最大 (dv/dt)/($\text{kV}\cdot\mu\text{s}^{-1}$)		最大反向峰值 电流 I_{FR}/A		电流变化率 (di/dt)/($\text{kA}\cdot\mu\text{s}^{-1}$)	
	$V_{dc}=900\text{ V}$	$V_{dc}=1\text{ }200\text{ V}$	$V_{dc}=900\text{ V}$	$V_{dc}=1\text{ }200\text{ V}$	$V_{dc}=900\text{ V}$	$V_{dc}=1\text{ }200\text{ V}$
10	13.83	17.73	258	286	3.29	3.91
5	18.46	21.34	250	280	4.45	5.33
4	23.54	32.7	240	268	5.46	6.61
3	52.07	44.33	216	238	12.9	12.89

随着二极管导通时间 t_{on} 的缩短，其 dv/dt 和 di/dt 会逐渐增加，尤其当 t_{on} 很小的时候，还会出现电流突变，引起干扰。在实际应用中，这种现象出现在负载电流过零情况下，此时若处于小电流、窄脉冲工况，则会产生电流、电压高频振荡，容易导致因系统噪声干扰而停机现象的发生。图 5 示出 $V_{dc}=1\text{ }200\text{ V}$ ， $I_F=20\text{ A}$ ， $T_a=25\text{ }^\circ\text{C}$ ， $R_{gon}=0.67\text{ }\Omega$ 条件下 $t_{on}=3\text{ }\mu\text{s}$ 时二极管的波形。

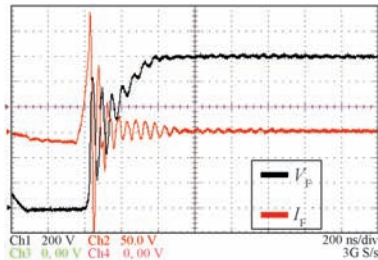


图 5 $t_{on}=3\text{ }\mu\text{s}$ 时二极管 20 A 恢复特性
Fig. 5 Diode recovery waveforms at $t_{on}=3\text{ }\mu\text{s}$ and $I_F=20\text{ A}$

但是当 I_F 为额定电流（1 800 A）时，其在脉冲导通时间很短时恢复特性则好些，不会出现振荡现象。图 6 示出在 $V_{dc}=1\text{ }200\text{ V}$ ， $I_F=1\text{ }800\text{ A}$ ， $R_{gon}=0.67\text{ }\Omega$ ， $T_a=25\text{ }^\circ\text{C}$ 条件下二极管导通时间 $t_{on}=2\text{ }\mu\text{s}$ 时候的二极管波形。

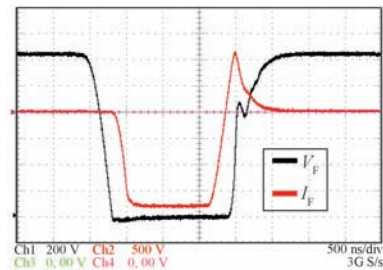


图 6 在 $t_{on}=2\text{ }\mu\text{s}$ 时二极管 1 800 A 恢复特性
Fig. 6 Diode recovery waveforms at $t_{on}=2\text{ }\mu\text{s}$ and $I_F=1\text{ }800\text{ A}$

3 关断特性

3.1 IGBT 正常关断特性

当 IGBT 关断时候，一个重要影响因素是拖尾电流，其性能主要由 IGBT 芯片技术、结温和杂散电感、母线电压等决定。IGBT5 芯片仍采用沟槽栅 - 场终止（trench-field stop）技术，对电流拖尾过程和电流下降率进行了平衡优化设计。关断时刻，当门极电压降至密勒平台水平以下时，密勒电容 C_{res} 开始放电，IGBT 逐渐形成阻断电压，外部 R_{goff} 大小影响关断 dv/dt 的速度，但关断 di/dt 已不受控，除非采用阻值很大的 R_{goff} 来确保电流开始变小前门极电压不低于密勒平台电压。

图 7 示出 $V_{dc}=900\text{ V}$ ， $T_{vj,op}=175\text{ }^\circ\text{C}$ 时 FF1800R17IP5 关断特性随门极电阻 R_{goff} 变化情况。可以看到，关断 dv/dt 随电阻增加而降低， E_{off} 也随之呈近线性地增加。为评估器件特性，测试时给定 R_{goff} 很宽的选择范围，但实际应用时不建议 R_{goff} 过大，其合理的选择值已在样本手册中给出。图 8 示出 $T_{vj,op}=175\text{ }^\circ\text{C}$ 、关断 1 800 A 额定电流时的典型测试波形，其集电极与发射极间峰值关断

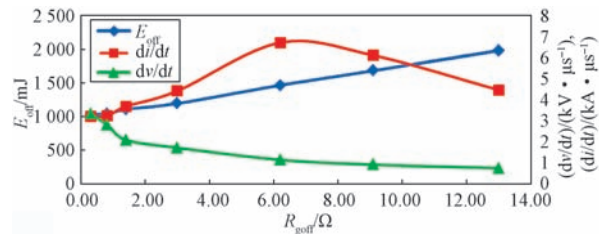


图 7 关断特性随 R_{goff} 变化
Fig. 7 Turn-off behaviour in relation with R_{goff}

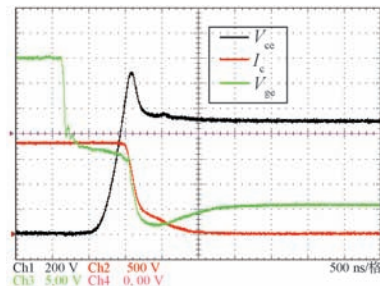


图 8 在 $T_{vj,op}=175\text{ }^\circ\text{C}$ 时 1 800 A 电流关断波形
Fig. 8 Turn off waveforms at $I_c=1\text{ }800\text{ A}$ and $T_{vj,op}=175\text{ }^\circ\text{C}$

电压 $V_{cep}=1.272\text{ kV}$ ， $di/dt=2.3\text{ kA}/\mu\text{s}$ ， $dv/dt=2.49\text{ kV}/\mu\text{s}$ 。由图可以看到，关断波形具有较长的拖尾电流。

3.2 峰值关断电压

通常，IGBT 峰值关断电压 V_{cep} 主要受器件芯片特性、换流回路杂散电感等因素影响，相关联的芯片特性主要是最大 di/dt 变化率。在 IGBT4 P4 基础上，对 IGBT5 P5 芯片进行关断特性优化设计，在保持关断特性软度的前提下降低了关断损耗。图 9 示出 $V_{dc}=900\text{ V}$ ， $I_c=1\text{ 800 A}$ 时结温为 $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 和 $175\text{ }^{\circ}\text{C}$ 工况下关断峰值电压的变化趋势。峰值电压随着门极阻值呈现抛物线形状变化，这种现象在 IGBT 芯片沟槽栅-场终止技术中会经常出现。

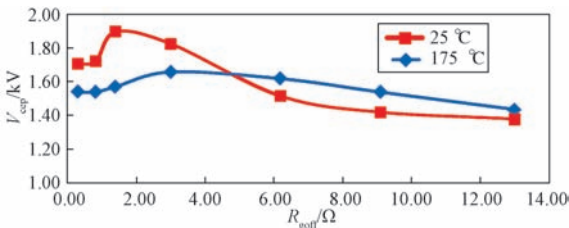


图 9 关断电压尖峰值与门极电阻关系
Fig. 9 Relation of V_{cep} and R_{goff}

当器件电压升高时，器件内部会建立起一个维持这一电压的空间电荷区。门极电阻较小时，有较快的 dv/dt 产生，但沟道已经被关断，因此只能由空穴来形成这一电流；门极电阻很大时，沟道在这一阶段仍然处于开启状态，因此电子和空穴对电流都有影响。一旦达到了母线电压水平，由于负载电流换向而流入续流二极管，因此流过器件的电流将减小。该过程由寄生的杂散电感、器件上的电压和器件内残余电荷之间的相互作用来决定。如果靠近器件背面的电荷较少，则电流下降得较快；反之，则下降得较慢。因此，门极电阻无论很小还是很大都同样能引起电压过冲，只是门极电阻很小的器件具有关断损耗小的优势。总之，门极电阻的选择对关断瞬态特性有着显著的非线性影响。根据应用电路的要求和限制，门极电阻较小时，IGBT 不仅关断损耗小，而且特性曲线也更好。

3.3 RBSOA 能力

RBSOA（反向偏置安全工作区）是器件关断电流的安全运行指标，关断 2 倍额定电流工况下阻断电压不应超过规定的限值；对于超过 2 倍额定电流的关断，样本手册中没有明确规定其 RBSOA。通常，通过选择功率端子电压和芯片电压来限定安全工作边界水平，二者之间电压差就是模块内部杂散电感所引起的电压降。图 10 示出在 $V_{dc}=900\text{ V}$ 及 $V_{dc}=1\text{ 200 V}$ 工况下关断 2 倍额定电流 (3 600 A) 时的典型电压波形，其关断电压峰

值分别为 1.45 kV 和 1.69 kV 。可以看到，关断过程中没有出现寄生振荡现象，且拖尾电流曲线平滑。

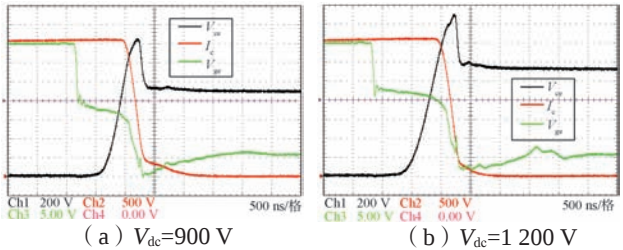


图 10 2 倍额定电流 ($I_c=3\text{ 600 A}$) 时关断波形
Fig. 10 Turn-off waveforms as $I_c=3\text{ 600 A}$

4 短路特性

IGBT 短路模式通常有 2 种：一种为先短路后开通（短路 1），即在 IGBT 开通前已处于短路状态；另一种为先导通后短路（短路 2），即在 IGBT 导通状态下发生短路。整个短路过程中 IGBT 状态变化受外部短路回路阻抗大小、驱动器驱动能力及 IGBT 结温水平影响较明显，短路模式间会发生变化。样本手册中仅定义在一定条件下的短路 1；而短路 2 是相对比较有损坏性的风险，存在退饱和过程和短路电流变化率 dI_{sc}/dt 的问题。短路过程受门极电压、直流电压、短路时间、芯片结温和 IGBT 芯片技术等因素影响，尤其是门极电压和直流电压这 2 个因素，这是因为根据转移特性可以视门极电压决定 IGBT 短路电流的大小，而直流电压决定着短路能量和关断过冲电压大小。

以 FF1800R17IP5 为研究对象，在 $V_{dc}=1\text{ 000 V}$ ， $R_{goff}=3\text{ }\Omega$ ，短路时间 $t_{sc}=10\text{ }\mu\text{s}$ ， $T_a=25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 条件下进行基本的短路测试。图 11 示出其短路 1 的典型波形，短路电流 I_{sc} 达到 10 kA ，而尖峰电压仍在允许的安全工作电压范围内。图 12 示出短路 1 状态下不同直流电压和结温条件下的电流水平，其中 E_{sc} 为短路能量。可以看出，结温越高， I_{sc} 值越小，但此时器件容易因超过热限制而击穿，且短路能量也较大。另外，在低温、高母线电压工况下，严酷短路状态时短路电流较大，使器件在关断短路电流时容易超过器件 SOA 边界而导致 IGBT 因过压击穿而损坏。所以，限制短路电流水平是保证器

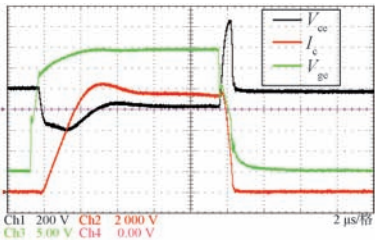


图 11 短路 1 波形
Fig. 11 Waveforms of IGBT under the condition of short-circuit I

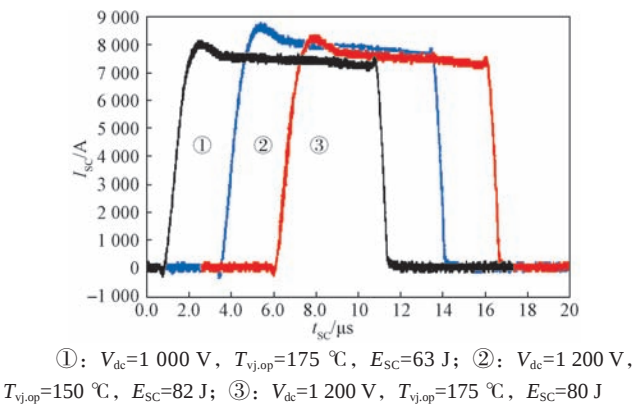


图 12 短路电流 I_{SC}
Fig. 12 Short circuit current I_{SC}

件安全关断需主要考虑的方向。

图 13 示出 FF1800R17IP5 在不同门极电压条件下的短路电流水平，门极关断电压 V_{GE} 从 15 V 降至 9 V，电流从 10.8 kA 降至 2.64 kA，且从结果来看，一定条件下， V_{GE} 与 I_{SC} 呈一定的线性比例关系。因此，门极电压的大小是影响短路的关键因素。在 IGBT5 应用中，根据 I_{SC} 与 V_{GE} 关系的线性特征能够评估更高门极电压条件下的短路电流水平。

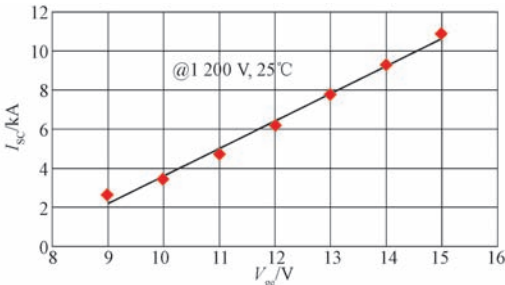


图 13 短路电流 I_{SC} 与 V_{ge} 关系
Fig. 13 Relationship of I_{SC} and V_{ge}

图 14 示出 FF1800R17IP5 在低电压 ($V_{dc}=800\text{ V}$)、常温、 $R_{goff}=3.0\text{ }\Omega$ 工况下短路时的电压波形。通常，这种过低母线电压水平在 1 700 V IGBT 实际应用中不会出现。如果出现且发生短路，会在形成恒定短路电流后很短时间内发生振荡，且在门极电压波形上可观测到明显的振荡现象；一旦提升母线电压水平，该振荡会即刻消失。图 14 中电压、电流波形上没有明显的异常振荡现象，但实际可能会有振荡存在，其是由内部寄生参数

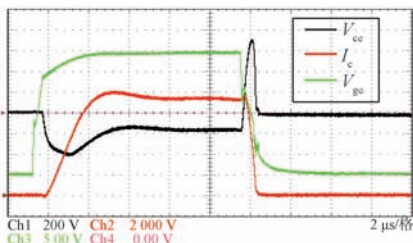


图 14 在 $V_{dc}=800\text{ V}$ 条件下的短路波形
Fig. 14 Short circuit waveforms at $V_{dc}=800\text{ V}$

与芯片布线相互耦合所致，电感和电容相互作用形成寄生振荡，且其易在低温和低电压工况下发生^[8-9]。

5 IGBT5 与 IGBT4 的比较

IGBT4 与 IGBT5 采用相同沟槽栅-场终止技术芯片技术，图 15 为 IGBT5 与 IGBT4 芯片剖面的比较示意。相比 IGBT4 芯片，IGBT5 芯片厚度薄 10 μm 。为了应对在短路工况下更高等级的耗散功率，IGBT5 芯片表面覆盖了一层厚的铜 (Cu) 金属镀层。对同电流等级的器件而言，采用改良后的垂直沟道设计极大地降低了导通压降，较同等封装尺寸产品，则有机会提升到更大的电流密度水平^[6-7]。同时，由于电流的增加会引起模块封装形式和结构的差异，PrimePACKTM3+ 就是在 PrimePACK3 基础上进行的优化设计，具体参考文献 [2-3]。

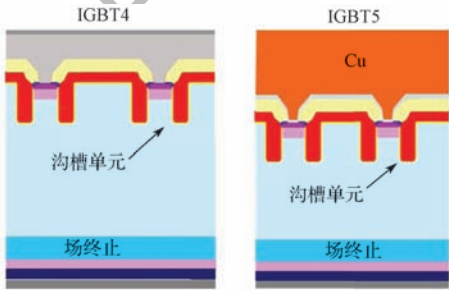


图 15 IGBT4 与 IGBT5 剖面图
Fig. 15 Chip sections of IGBT4 and IGBT5

由于 IGBT4 模块 (FF1400R17IP4) 和 IGBT5 模块 (FF1800R17IP5) 额定电流不同，且二者所适配的门极电阻不同，因此，相关比对分析需要用归一化到单位电流上的数据以及外部采用相同驱动参数来评估。图 16 示出不同温度条件下开通损耗与 R_{gon} 关系的对比情况，对应测试条件为 $V_{dc}=900\text{ V}$ ， $I_c=I_{nom}$ ， $V_{GE}=\pm 15\text{ V}$ 。从测试结果可以看出，FF1800R17IP5 开通损耗低于 FF1400R17IP4 的^[5]。

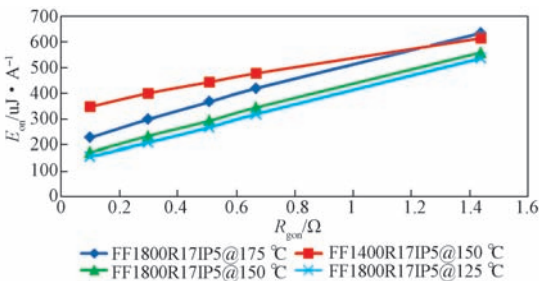


图 16 FF1400R17IP4 与 FF1800R17IP5 开通损耗对比
Fig. 16 Turn-on loss comparison between FF1400R17IP4 and FF1800R17IP5

6 结语

本文以 1 700 V/1 800 A 规格 IGBT5 模块为例对 PrimePACKTM 3+ 封装 IGBT5 模块进行动态性能研究，分析其开关过程中的损耗以及 di/dt ，（下转第 62 页）