

分类号: TN386
密 级: 非涉密论文

单位代码: 10335
学 号: 21910128

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 高压 SiC MOSFET 动态特性测试技术研究

英文论文题目: Research on Dynamic Characteristic test of High-voltage SiC MOSFETs

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

申请人姓名: 李欣宜

指导教师: 张军明 教授

合作导师: 无

专业名称: 电气工程

研究方向: 电力电子与电力传动

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2022.1.5

**A Dissertation submitted to Zhejiang University in partial fulfillment of the
requirements for the degree of Master of Engineering**

**Research on Dynamic Characteristic test of High-
voltage SiC MOSFETs**

Candidate: Xinyi Li

Supervisor: Prof. Junming Zhang



Zhejiang University, Hang Zhou, P. R. China, 310027

January, 2022

浙江大学研究生学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的
研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发
表或撰写过的研究成果，也不包含为获得 浙江大学 或其他教育机构的学位或
证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文
中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：

签字日期： 年 月 日

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 浙江大学 有权保留并向国家有关部门或机
构送交本论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权 浙江大学
可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索和传播，可以采用影
印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。
(保密的学位论文在解密后适用本授权书)

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期： 年 月 日

签字日期： 年 月 日

本论文工作得到以下项目：

国家重点研发计划

高压大功率 SiC 材料、器件及其在电力电子变压器中的应用示范

（2016YFB0400500）

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

谨致感谢！

摘要

随着现代电力电子技术向着高频大功率方向发展,高压大电流 SiC MOSFET 模块正受到广泛关注并逐渐得到实际应用,但由于其开关速度快,在对其进行动态特性测试时,开关瞬态同时存在高压大电流,这对测试装置的安全性带来了挑战;开关损耗作为主要功耗来源,是评估功率 MOSFET 器件动态性能的重要指标,双脉冲测试电路的主回路寄生电感会对测试得到的电流和电压波形产生影响,继而影响开关损耗测量的准确性,因此,建立适合高压 SiC MOSFET 模块的低寄生参数测试平台,准确评测其在各测试条件下的动态特性不仅对评估器件自身的性能意义重大,对其实际应用设计也非常关键。

本文基于传统双脉冲测试电路,提出了一种能够较为准确地测量评估主回路寄生参数的方法,即用低感电阻替换测试电路中的续流二极管,通过对母线电容放电状态下的电压和电流波形进行高阶多项式拟合,计算得到双脉冲测试电路主回路的寄生参数。通过调整主回路跳线接口处的空心小电感感值,获得不同主回路寄生电感值的双脉冲测试电路。对比分析了不同电压电流测试条件下寄生电感对开关损耗测量的影响。结果表明:随着主回路寄生电感的增大,在开通阶段漏源电压下降变快,开通损耗随之减小;而在关断阶段漏源电压过冲增大,关断损耗随之增大,总开关损耗几乎不变。

通过探究影响高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试的相关因素,本文搭建了低寄生参数 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态参数测试平台,包括硬件系统设计和 LabVIEW 测试软件编写,能够实现一键式自动测试。最后对项目组自主研发的 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块进行了动态特性测试,验证了测试平台功能。同时还研究了该模块在不同的驱动电阻 R_g 、运行结温 T_j 、负载电流 I_D 、母线电压 V_{DS} 和短路脉宽 T_{pulse} 等参数下的开关瞬态特性、体二极管反向恢复特性及短路特性,对 SiC MOSFET 模块在实际应用中的器件选型和驱动设计提供了一定的参考价值。

关键词: SiC MOSFET, 高压大电流, 开关损耗, 寄生参数, 动态特性

Abstract

With the progress of high-frequency and high-power power electronics technology, high-voltage and high-current SiC MOSFET modules are receiving more attention and are gradually adopted in real applications. However, because of their fast switching speed, d the high voltage and high current exist during the dynamic characteristic test, may cause safety challenges of the device under test. The switching loss is an important indicator for evaluating the switching transient performance of power MOSFETs. In the double-pulse test circuit, the parasitic inductance of the main loop will affect the voltage and current waveforms and the accuracy of the switching loss. Therefore, the dynamic characteristic test platform with low parasitic parameters is very important for high-voltage SiC MOSFET modules to evaluate its dynamic performance under various test conditions and provide useful referece for real applicaiton.

Based on the double-pulse test circuit, this paper proposes a method that can measure the parasitic parameters of the power path more accurately. By replacing the freewheeling diode in the test circuit with a low-inductance resistor, through the high-order polynomial fitting of the voltage and current waveforms in the discharge state of the bus capacitor, the parasitic parameters of the power path of the double-pulse test circuit are extracted. By adjusting the external inductance series in the circuit, a double-pulse test circuit with different parasitic inductance of the power path can be obtained. Then the influence of parasitic inductance on SiC MOSFET switching loss under different test conditions can be compared and analyzed. The results show that with the increase of the parasitic inductance of the power path, the drain-source voltage drops faster during the turn-on phase, and the turn-on loss decreases accordingly; while the drain-source voltage overshoot increases during the turn-off phase, and the turn-off loss increases accordingly. The total switching loss is almost unchanged.

By exploring the relevant factors that affect the dynamic parameter test of high-voltage SiC MOSFET modules, this paper builds a 6.5kV/400A dynamic parameter test platform for SiC MOSFET, including hardware design and LabVIEW software, to realize one-button automatic testing. Finally, the dynamic characteristics test of the 6.5kV/400A SiC MOSFET module developed by the Global Energy Internet Research Institute Co., Ltd. was carried out to verify

- 删除[ZhangJunming]: widespread
- 删除[ZhangJunming]: being put into practical
- 删除[ZhangJunming]: when
- 删除[ZhangJunming]: the dynamic characteristics are tested,
- 删除[ZhangJunming]: large
- 删除[ZhangJunming]: at the same time
- 删除[ZhangJunming]: , which brings
- 删除[ZhangJunming]: to the safety
- 删除[ZhangJunming]: test
- 删除[ZhangJunming]: test. The
- 删除[ZhangJunming]: have an impact on
- 删除[ZhangJunming]: measurement
- 删除[ZhangJunming]: establishment of a
- 删除[ZhangJunming]: test platform suitable
- 删除[ZhangJunming]: and the study of
- 删除[ZhangJunming]: characteristics
- 删除[ZhangJunming]: are not only useful for eval
- 删除[ZhangJunming]: main circuit
- 删除[ZhangJunming]: Replace
- 删除[ZhangJunming]: resistance
- 删除[ZhangJunming]: main loop
- 删除[ZhangJunming]: calculated
- 删除[ZhangJunming]: small hollow
- 删除[ZhangJunming]: value at the jumper interface of
- 删除[ZhangJunming]: main loop
- 删除[ZhangJunming]: main loop
- 删除[ZhangJunming]: Compare and analyze
- 删除[ZhangJunming]: measurement
- 删除[ZhangJunming]: main circuit
- 删除[ZhangJunming]: technology
- 删除[ZhangJunming]: SiC MOSFET module
- 删除[ZhangJunming]: system
- 删除[ZhangJunming]: test
- 删除[ZhangJunming]: writing

the function of the test platform. Also, the switching transient characteristics, body diode reverse recovery characteristics and short circuit characteristics of the SiC MSFET module under different parameters are evaluated, such as driving resistance R_g , junction temperature T_j , load current I_D , bus voltage V_{DS} , short-circuit pulse width T_{pulse} , etc., which provides important information for the device rating selection and drive circuit design of SiC MOSFET modules in real applications.

删除[ZhangJunming]: At the same time

删除[ZhangJunming]: module was also studied in the

删除[ZhangJunming]: has great practical significance

删除[ZhangJunming]: for

删除[ZhangJunming]: application

Key words: SiC MOSFET; high-voltage and high-current; switching losses; dynamic parameters

仅限PMIC会员单位内部使用， 不得外传

插图清单

图 1-1 SiC MOSFET 应用领域.....2

图 1-2 国内外静态参数测试装备.....5

图 1-3 国内动态参数测试装备概况.....6

图 1-4 国外动态参数测试装备概况.....7

图 1-5 CREA 公司开发的针对 SiC 器件动态测试夹具系统..... 7

图 2-1 典型的双脉冲测试电路原理图.....9

图 2-2 双脉冲测试时序图.....10

图 2-3 寄生电感测试电路.....11

图 2-4 关断阶段和开通阶段母线电容端口电压和主回路电流波形.....13

图 2-5 开通阶段工作点经坐标变换求取主回路寄生参数.....14

图 2-6 双脉冲测试平台样机.....15

图 2-7 改变主回路寄生电感.....16

图 2-8 主回路寄生电感 16.7nH，400V，20A 测试条件下开关波形.....17

图 2-9 不同测试条件下寄生电感对开关损耗测量的影响.....18

图 2-10 不同寄生电感条件下开通波形对比.....18

图 2-11 不同寄生电感条件下开通波形对比.....19

图 2-12 开通损耗与关断损耗之和.....19

图 3-1 高压 SiC MOSFET 模块双脉冲测试电路原理图.....22

图 3-2 叠层母排磁场分布示意图.....23

图 3-3 SiC MOSFET 模块栅极驱动器结构框图.....24

图 3-4 电压探头连接测试点的模型示意图.....25

图 3-5 常见电压检测探头.....26

图 3-6 常见电流检测探头.....27

图 3-7 动态测试平台系统框架.....28

图 3-8 高压 SiC MOSFET 动态特性测试电路图.....29

图 3-9 动态特性硬件平台.....31

图 3-10 动态测试平台软件结构.....31

图 3-11 动态测试软件功能结构.....32

图 3-12 动态测试软件前面板显示（UI 界面）	32
图 3-13 动态测试软件后面板部分主要程序	32
图 3-14 动态测试软件运行流程	33
图 3-15 动态测试软件生成报表	33
图 3-16 编号为 G40650004A 的 6.5kV/400A SiC 模块	34
图 3-17 G40650004A 额定状态下的开关瞬态波形（本文设计的动态测试平台）	35
图 3-18 G40650004A 额定状态下的开关瞬态波形（Lemsys 测试平台）	35
图 4-1 不同驱动电阻下的开关瞬态电压电流波形	38
图 4-2 开关特性参数随驱动电阻的变化趋势	38
图 4-3 3600V/800A 下不同工作温度下的开关瞬态波形	39
图 4-4 3600V/800A 下 25℃和 150℃时的开关瞬态参数	40
图 4-5 不同负载电流下 SiC MOSFET 开关瞬态的电压电流波形	40
图 4-6 1800V 和 3600V 下 800A 测试点开关瞬态波形	41
图 4-7 SiC MOSFET 和 SiC SBD 的伏安特性曲线	42
图 4-8 被测模块的电流波形 I_D	43
图 4-9 不同关断电流下续流模块等效寄生二极管的反向恢复特性	43
图 4-10 不同温度下寄生二极管反向恢复电流波形	44
图 4-11 不同温度下寄生二极管反向恢复电荷分析	45
图 4-12 单脉冲测试原理图	45
图 4-13 I型短路故障随短路脉宽变化特性图	46
图 4-14 I型短路故障器件失效特性图	47
图 4-15 I型短路故障随母线电压变化特性图	47

附表清单

表 1-1 SiC MOSFET 常见动态参数 4

表 2-1 双脉冲测试平台采用的母线电容 13

表 2-2 改变母线电容预充电电压测得主回路寄生参数值 15

表 2-3 各个跳线情况下测得的主回路寄生电感 16

表 3-1 SiC MOSFET 静态参数 34

表 3-2 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块开关瞬态参数 35

表 4-1 SiC MOSFET 前向导通压降特性 42

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目录

摘要	I
Abstract	II
插图清单	IV
附表清单	VI
目录	VII
第 1 章 绪论	1
1.1 论文研究背景	1
1.2 功率 SiC MOSFET 参数测试的意义	2
1.3 功率 SiC MOSFET 参数测试技术发展及现状	3
1.3.1 测试参数概述	4
1.3.2 测试装备概述	5
1.4 本论文主要研究内容	8
第 2 章 主回路寄生电感对 SiC MOSFET 器件开关损耗测量的影响	9
2.1 双脉冲测试主回路寄生参数的测量方法	9
2.1.1 双脉冲测试电路	9
2.1.2 主回路寄生参数测试方法	10
2.1.3 主回路寄生参数测试结果	12
2.2 双脉冲测试平台主回路寄生电感对开关损耗测量的影响	15
2.2.1 调整主回路寄生电感	15
2.2.2 开关损耗计算方法	16
2.2.3 不同主回路寄生电感值条件下的开关损耗测量结果	18
2.3 本章小结	20
第 3 章 高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试技术研究	21
3.1 影响高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试的相关因素	21
3.1.1 高压测试电路的寄生电感	21
3.1.2 栅极驱动器	23
3.1.3 测量仪器设备	25
3.2 6.5kV/400A SiC MOSFET 动态参数测试平台搭建	28

3.2.1 测试平台硬件系统设计28

3.2.2 测试平台软件系统设计31

3.3 6.5kV/400A SiC MOSFET 动态参数测试平台功能验证 34

3.4 本章小结36

第 4 章 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态特性测试结果及分析 37

4.1 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块开关瞬态特性测试 37

4.1.1 驱动电阻对开关瞬态特性的影响37

4.1.2 运行结温对开关瞬态特性的影响38

4.1.3 负载电流对开关瞬态特性的影响40

4.1.4 母线电压对开关瞬态特性的影响41

4.2 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块寄生二极管反向恢复特性测试 42

4.2.1 负载电流对反向恢复特性的影响43

4.2.2 运行结温对反向恢复特性的影响44

4.3 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块短路特性测试 45

4.3.1 短路测试原理45

4.3.2 短路脉宽对短路特性的影响46

4.3.3 母线电压对短路特性的影响47

4.4 本章小结48

第 5 章 总结与展望49

5.1 工作总结49

5.2 课题展望50

参考文献51

攻读硕士学位期间所发表的论文与专利57

致谢58

仅限PMP会员单位内部使用，不得外传

第 1 章 绪论

1.1 论文研究背景

随着全球能源供应的日益紧张以及环境保护需求日趋突出,清洁能源的开发和高效利用已经成为全世界各个国家的关注焦点。我国是世界第一发电大国,但以煤炭为主的能源结构所导致的环境污染和气候变化,严重影响我国经济社会可持续发展,调整能源结构已成为我国新时期发展的国家战略。随着习近平总书记有关“四个革命、一个合作”的能源发展战略、“碳达峰”和“碳中和”的“双碳战略”和“构建以新能源为主体的新型电力系统”等一系列重要任务的提出,我国能源革命战略持续推进,电能的生产、输送及使用正在发生革命性的变化,并将带来重大的技术变革。以电力电子技术为基础的电能高效转换和控制技术,已经成为我国电能生产、输送和消费的重要支撑技术^{[1]-[4]}。

电力电子装置以功率半导体器件为核心实现电能变换功能,功率器件很大程度上决定了电力电子变换器的性能及应用水平。自 1957 年世界上第一只硅晶闸管问世以来,经过研究人员数十年的努力,电力电子器件已逐渐由传统的不可控、自锁型器件向 MOS 门极控制器件、高压大功率模块方向发展。由于传统硅基功率半导体器件已经逼近其物理极限,难以在提升芯片击穿电压的同时进一步降低其导通电阻,为了突破当前的应用瓶颈,业界主要有两大技术发展方向:一是采用各种新的器件结构;二是采用宽禁带材料(Wide Bandgap Semiconductor, WBG)的半导体器件,如碳化硅(Silicon Carbide, SiC)或氮化镓(Gallium Nitride, GaN)器件。相比传统材料的功率器件,宽禁带电力电子器件拥有更加出色的电能变换性能,尤其是 SiC 功率半导体器件,可以极大提升电力电子变换装置的功率密度和电能转换效率。近 20 年来在高校、研究机构和器件厂商的不断努力下,目前已经具有较高的成熟度和可靠性。越来越多的由 SiC 功率器件组成的电力电子装置被运用到高压大功率的电力系统中,对提升能源利用率起到了重要作用^{[5][6]}。

SiC 材料作为一种宽禁带材料,其禁带宽度是 Si 的 3 倍,临界击穿场强是 Si 的 8 倍,热导率是 Si 的 3 倍,因此,由其制得的 SiC 器件更加适用于高温、高压、高频、大功率等应用场合。自本世纪初德国 Infineon 公司首次推出商用 SiC 二极管以来, SiC 器件的研发逐渐从学术界向企业界转移,并且在多种器件领域都有所发展。其中, SiC JFET、SiC MOSFET 属于单极型器件,其开关速度快,主要适用于 0.6-10kV 的范围;而 SiC IGBT、SiC GTO 为双极型器件,适用于 4.5-10kV 以上的高压范围^{[7][8]}。

1.2 功率 SiC MOSFET 参数测试的意义

碳化硅金属氧化物半导体场效应晶体管（Silicon-Carbide Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor, SiC MOSFET）是一种电压驱动式单极型功率器件。由于碳化硅 MOSFET 开关速度快，开关频率可达 MHz 级别，因而可以提高电力电子变换装置的功率密度，减小装置中电容和电感的体积；同时，由于其在关断过程中没有拖尾电流的存在，减小了器件的开关损耗，有利于缩小散热器的体积。

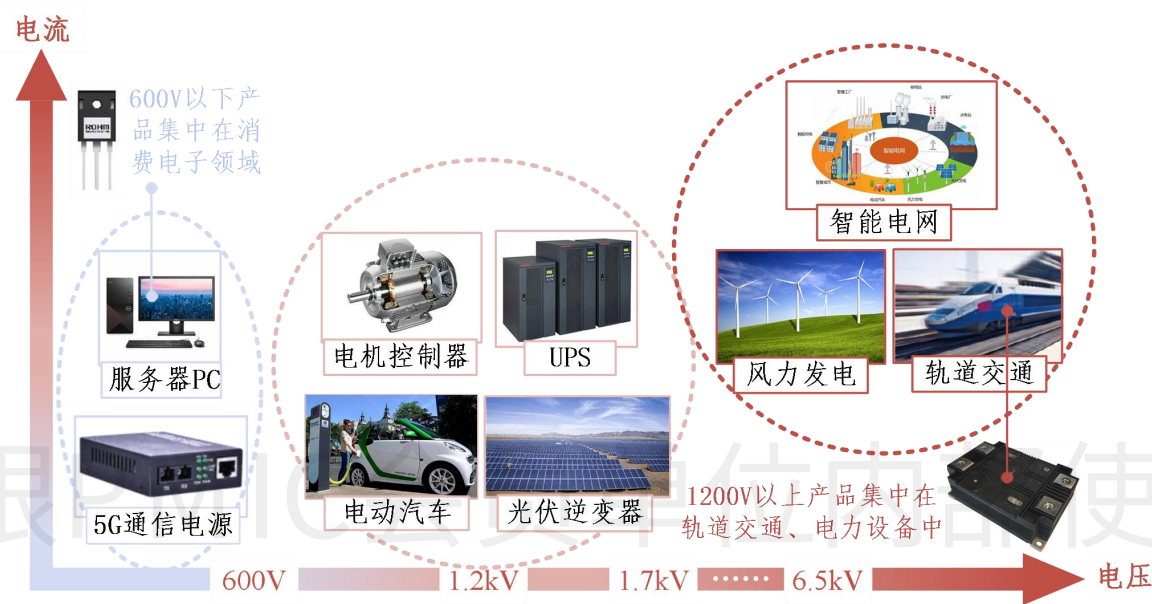


图 1-1 SiC MOSFET 应用领域

碳化硅 MOSFET 功率器件可分为低压的单管分立器件和高压的功率集成模块。高压 SiC MOSFET 模块按照组成结构分为全 SiC MOSFET 模块和混合 SiC MOSFET 模块。其中，全 SiC MOSFET 模块仅由 SiC MOSFET 芯片封装而成，而混合 SiC MOSFET 模块通常由 SiC MOSFET 芯片并联 SiC SBD 芯片后集成。如图 1-1 所示，SiC MOSFET 器件的主要应用包括低压的通信电源、服务器 PC 等消费电子领域，电机控制器、电动汽车、UPS 和光伏发电等中压领域以及轨道交通、智能电网等高压领域。针对高压大功率的电力系统应用，需要更高电压等级、更大功率等级的 SiC MOSFET 模块，以进一步提升系统性能^[9]。

在过去几年里，高压 SiC MOSFET 器件和模块相继被报道。在国外，文献[13]报道了一种使用 10 kV 碳化硅 MOSFET 和 15 kV 碳化硅 n-IGBT 的中压 DC/DC 升压转换器，其效率超过 98%。文献[14]报道了一种 10kV/100A SiC MOSFET 模块，该模块在室温下的导通电阻为 40mΩ，漏电流为 100nA，比 6.5kV 的 Si-IGBT 模块低大约一个数量级。文献[15]报道了一种 6.5kV/30A 的 SiC MOSFET 模块，开关频率可达 20kHz，有利于缩小

电力电子变换器体积。在国内,由全球能源互联网研究院牵头,国内自主研发的 6.5kV/25A、100A SiC MOSFET 模块通过了器件特性的初步评估,该 SiC 模块基于 4 寸 4H-SiC 晶圆研制,模块的击穿电压可达 7kV^[16]。在此基础上,该项目组基于 6 寸碳化硅材料制备了改进后的 6.5kV/50A 的 SiC MOSFET 模块,和 Si 基 IGBT 模块相比,其在开关速度和开关损耗等方面有显著优势^[17]。2020 年,该项目组成功研制了 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块^[18],对于推动国内碳化硅模块的大功率化发展具有重要意义。这些出现在文献报道中的高压 SiC MOSFET 模块仍处于实验室研发阶段,进入实际量产应用还有很长一段路要走。

目前商业化 SiC MOSFET 模块的电压等级大多为 1.2kV 和 1.7kV,业界仅有日本三菱电机公司和美国 CREE 公司生产出了 6.5kV 的 SiC MOSFET 模块。三菱电机公司在 2017 年报道了 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块成功问世,它通过碳化硅 MOSFET 芯片反并联肖特基二极管芯片后封装集成,该项技术不仅提高了模块的功率密度,还有效抑制了碳化硅 MOSFET 寄生体二极管的导通,从而避免了双极性退化效应的发生,在高温下反向恢复电流较小^[19];而 CREE 公司生产的 XHV 系列 6.5kV/340A 的 SiC MOSFET 模块由纯 SiC MOSFET 芯片封装而成,在常温下的导通电阻仅有 12.5mΩ,由于该模块没有额外反并联 SiC 二极管,降低了模块的制造成本,提高了功率密度^[20]。

目前国内对于高压大电流碳化硅 MOSFET 模块的研究仍较少。除了技术难度以外,碳化硅 MOSFET 模块的性能测试及可靠性问题成为其研究发展停滞不前的主要制约因素。虽然 SiC 器件的热导率高,但其具有较小的芯片面积和较高的电流密度,这导致了 SiC 器件具有比 Si 基器件更加短暂的短路耐受时间^[21]。除此之外,随着 SiC 器件开关速度的提高,开关过程中的 di/dt 和 dv/dt 虽然有助于减小器件的开关损耗,但同时也会产生严重的 EMI 问题,在实际应用中对系统稳定性带来新的挑战,同时受系统杂散参数影响,高速开关会引起电压电流过应力,可能会使得模块失效,甚至造成装置损坏^[22]。因此,对 SiC MOSFET 的动态特性研究十分必要。为研究高压 SiC MOSFET 的动态特性,需要搭建一套动态参数测试平台。由于 SiC MOSFET 开关速度快,在对其进行动态特性测试时,开关瞬态同时存在高压大电流,这对测试装置的安全设计带来了新的挑战,同时测试装置的寄生参数也会对测试结果的准确性产生重要影响。因此,为准确评估高压大电流 SiC MOSFET 器件及模块的动态性能,为其实际应用打下良好基础,应当建立适合其动态特性检测的低寄生参数测试平台,探究一整套可靠的测试流程和检验方法。

1.3 功率 SiC MOSFET 参数测试技术发展及现状

1.3.1 测试参数概述

功率 SiC MOSFET 的特性参数，是其应用的重要设计指标。目前 SiC MOSFET 的测试主要是针对封装后的分立器件或者模块的测试。按照测试参数来分，有电性参数测试、热学参数测试以及可靠性测试。电性参数测试主要有两大类：动态参数测试和静态参数测试。其中，动态参数测试包括功率器件开关动作过程中的瞬态特性、安全工作区 SOA、雪崩能量以及短路特性等相关参数的测试；热学参数测试主要为瞬态热阻测试和稳态热阻测试；可靠性验证包含功率循环测试、温度循环测试以及热疲劳失效测试等。

动静态参数测试是评估功率器件性能是否达标的基础流程。对于动态测试而言，比较常见的动态参数有上升时间 t_r 、下降时间 t_f 、开通损耗 E_{on} 、关断损耗 E_{off} 、反向恢复电流 I_{rr} 以及反向恢复电荷 Q_{rr} 等。这类参数会随着器件所在电路工况的变化而改变，在进行动态参数测试时，若改变测试电路的母线电压、工作电流、驱动电压、驱动电阻等测试条件，器件也会随之呈现出不同的开关瞬态特性。与之相反，静态参数主要是指 SiC MOSFET 本身所固有的或者在稳态工作下的特征参数，主要有（1）栅极参数：开启电压 $V_{GS(th)}$ 、栅极击穿电压 V_{GES} ；（2）功率端参数：漏极源极间耐压 V_{DSS} 、漏极源极间漏电流 I_{DSS} ；（3）寄生电容：输入电容 C_{iss} 、米勒电容 C_{res} 、输出电容 C_{oes} 、饱和导通压降 $V_{CE(sat)}$ ，和以上参数相关的特性曲线测试^[23]。由于目前国内外没有针对碳化硅器件测试的特有标准，因此对于 SiC MOSFET 而言，表征其特性参数的定义仍沿用 Si MOSFET 的 IEC 60747-8-2010 标准^[24]，相关的常见动态参数及定义如表 1-1 所示。

表 1-1 SiC MOSFET 常见动态参数

符号	名称	定义
$t_{d(on)}$	开通延迟时间	开通时， V_{GS} 上升至开通值的 10% 到 V_{DS} 下降至稳态的 90%
$t_{d(off)}$	关断延迟时间	关断时， V_{GS} 下降至开通值的 90% 到 V_{DS} 上升至稳态的 10%
t_r	上升时间	开通时， V_{DS} 由稳态的 90% 下降至 10%
t_f	下降时间	关断时， V_{DS} 从稳态的 10% 上升至 90%
E_{on}	开通损耗	开通时， I_D 上升到稳态的 10% 至 V_{DS} 下降到稳态的 10% 所产生的损耗
E_{off}	关断损耗	关断时， V_{DS} 上升到稳态的 10% 至 I_D 下降到稳态的 10% 所产生的损耗
I_{rr}	反向恢复电流	体二极管反向恢复电流峰值
t_{rr}	反向恢复时间	从反向恢复电流出现开始到反向恢复电流下降至峰值一半处与峰值处两点连线与时间轴交点所经历时间
Q_{rr}	反向恢复电荷	$Q_{rr}=0.5\times I_{rr}\times t_{rr}$

1.3.2 测试装备概述

国内外现有的测试装备基本上是针对分立功率器件或者模块的动静态测试装备。总体来说，美国、日本和瑞士等国家在功率器件自动测试装置方面的研究在行业内处于领先地位，各类自动测试系统研发趋于成熟，而在测试软件方面，以 NI 公司为首的仪器公司也具备了较为成熟的技术，其研发的 LabVIEW 系统更是开辟了虚拟仪器这一全新的概念，可以方便快捷地帮助公司完成测试程序的开发。国内由于功率器件起步较晚，其测试设备的研制也相对晚于国外。近年来随着国家在功率器件产业上的不断投入，行业迅速发展。



图 1-2 国内外静态参数测试装备

静态测试装备较为成熟，目前国外研制功率器件静态测试系统的厂商主要有美国泰克 Tektronix 和美国是德科技 Keysight（原安捷伦）。其中，泰克公司在上世纪研发的 Tektronix 371A 晶体管测试仪是全球著名的高分辨率特性曲线图示仪，该装置具有 1nA 的测量分辨率、3000V 的测试电压上限，可实现半导体器件静态参数高精度宽范围的测试，被各器件厂商广泛采用^[25]。是德科技生产的 Keysight B1505A 功率器件分析仪是唯一能够测量 pA 及以下电流的综合性测试系统，其测试能力达 10kV /1500 A，温控范围为-50℃~+250℃，测试对象覆盖硅基和宽禁带器件^[26]。国内研制静态测试装备的厂商主要有山东悦芯、西安天光、华科智源等企业。目前山东悦芯生产的 AVATAR-S 系列测试能力可达 10kV/5kA，变温测试支持常温到 200℃。西安天光公司 ST-SP3020 系列 IGBT 静态参数测试仪可作为瑞士 LEMSYS 公司 IGBT 参数测试仪的国内替代方案，该测试仪通过 DUT 适配器的转换，可实现对器件、晶圆以及 DBC 衬板的静态电性参数测试，测试能力达 10kV/10kA，温度范围为常温到 200℃^[27]。华科智源公司开发的 HUSTEC-1600A-MT 系列静态参数测试仪，测试能力达 5kV/2kA，可实现多种封装形式的功率模块的在线测试以及电力电子变换器的在线检修^[28]。浙江大学电力电子研究所研发了针对高压大容量 IGBT 模块的静态测试平台，

测试能力达 6.5kV/10kA，可实现功率模组静态参数全参数自动化测试^[23]。

动态参数测试基本上是基于双脉冲测试电路进行。由于测试时功率器件在开关瞬态测试系统中同时存在高电压和大电流，测试电路的寄生参数对测试结果准确性有重要影响，因此掌握低寄生参数动态测试技术对于动态测试系统的开发十分重要。

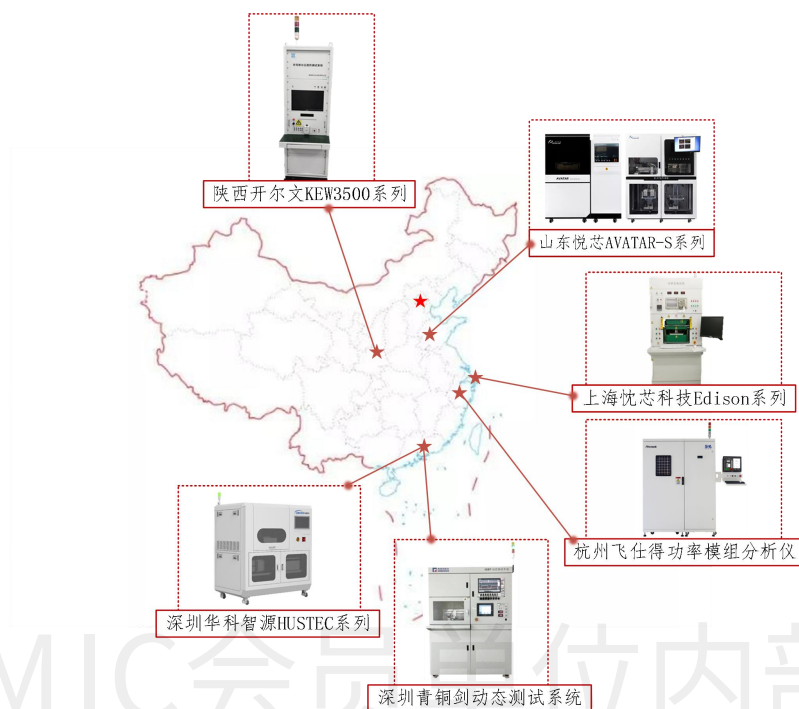


图 1-3 国内动态参数测试装备概况

目前国内研制功率器件动态测试装置的厂商主要有深圳青铜剑、山东悦芯、华科智源、悦芯科技、陕西开尔文、杭州飞仕得、西安美泰等企业，如图 1-3 所示。浙江大学等科研机构在国家重点研发计划支持下，较早地对 IGBT、碳化硅宽禁带半导体低寄生参数动态测试技术开展了研究工作^[29]。山东悦芯开发的针对硅基器件的 AVATAR-D 系列产品，可实现动态参数、短路安全工作区（SCSOA）和反偏安全工作区（RBSOA）测试，在常温到 200℃ 下测试能力可达 5kV/10kA^[30]。深圳青铜剑科技的功率器件动态参数测试系统，测试能力达 6.5kV/3kA，短路电流峰值为 5kA，支持远程操控^[31]。西安美泰研发的 IGBT 测试系统，是一套全自动综合式测试系统（包含静态和动态参数测试），集成度高^[32]。悦芯科技开发了针对碳化硅器件的 Edison 系列，可实现双脉冲、单脉冲和 SCSOA 测试，测试能力达 2kV/1.5kA，寄生电感 15nH，温控范围为常温~175℃^[33]。陕西开尔文测控公司、华科智源也有类似测试装备，可采用感性负载或阻性负载，测试能力为 2kV/1kA。杭州飞仕得科技是国内较早开展功率器件及其模组相关测试产品研发的企业，聚焦功率模组电气应力、损耗以及极限工况下可靠性的全自动测试设备，测试能力达 6kV/8kA，支持系统功

能级别多管并联测试，在功率模组应用场景实际工况测试下有很好的技术积累^[34]。

国外研制功率器件动态测试系统的厂商主要有瑞士 LEMSYS 公司、德国 Schuster 公司、意大利 CREA 公司和日本 IWATSU 公司等，如图 1-4 所示。LEMSYS 公司的 IGBT 动态测试系统被业界广泛采用，其 AC-DC 系列产品是动静态集成测试装备，静态可达 10kV/2kA，动态为 1.5kV/600A；TRD/TRDS 系列测试能力可达 7kV/4kA，测试温度可达 200℃^[35]。CREA 公司研发的 MT200SHP 系列，测试能力可达 7.5kV/6kA，覆盖市场上主流应用的模块功率等级，可实现大批量常温/高温测试(高温可达 180℃)。IWATSU 公司的 CS10000 系列，峰值电压可达 10KV，峰值电流可达 8000A^[36]。国外的这些测试设备，基本可以涵盖目前市面上的 6.5kV 以下的功率器件，技术先进，在功率器件测试领域得到广泛应用。但它们大多都以传统 Si 器件作为测试对象，通常针对半桥结构，以双脉冲测试为基础，寄生参数较大，不适合高速宽禁带功率器件的测试。现阶段市场仅有 CREA 公司针对 SiC 器件的特性对测试设备做出了相应改良，制作了低寄生参数的夹具(约为 20nH)，如图 1-5 所示，但还有待于进一步改良减小^[29]。

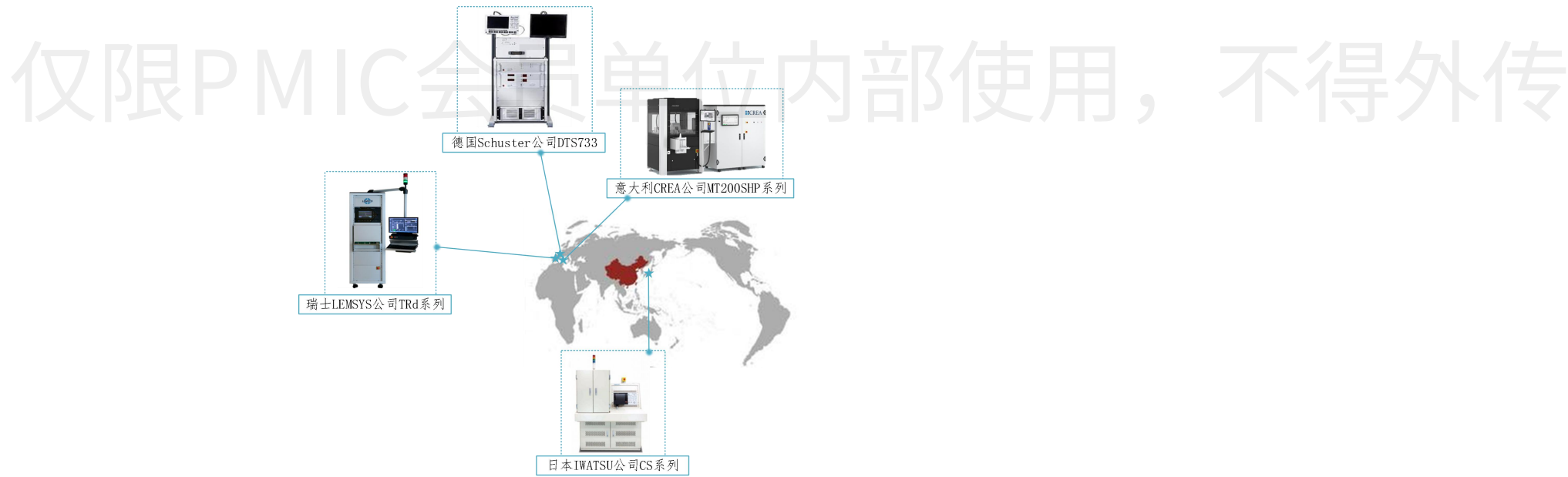


图 1-4 国外动态参数测试装备概况

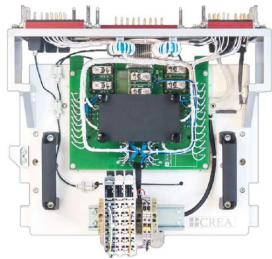


图 1-5 CREA 公司开发的针对 SiC 器件动态测试夹具系统

1.4 本论文主要研究内容

由于高压 SiC MOSFET 模块开关速度快,进行动态特性测试时,开关瞬态同时存在高压大电流,这对测试装置的安全性带来了挑战,同时测试装置的寄生参数也会对测试结果的准确性产生重要影响。因此,本文搭建了适合高压大功率 SiC MOSFET 的低寄生参数动态参数测试平台,并以项目组自主研发的 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块为实验对象,研究分析了各工况参数对 SiC MOSFET 模块动态特性的影响。

本论文的主要内容安排如下:

第一章,介绍本文研究工作的背景以及功率 SiC MOSFET 参数测试技术的发展和国内外研究现状,就目前市面上测试装备进行调研分析,说明了搭建高压 SiC MOSFET 模块测试平台的技术难点,阐述了研究高压 SiC MOSFET 动态特性的必要性。

第二章,基于双脉冲测试电路,提出一种能够较为准确地测量评估主回路寄生参数的方法,并通过此方法计算得到双脉冲测试电路中主回路的寄生参数。然后通过调整主回路跳线接口处的空心小电感感值,获得不同主回路寄生电感值的双脉冲测试电路。最后对比分析了不同电压电流测试条件下寄生电感对 SiC MOSFET 开关损耗测量的影响。

第三章,对影响高压大电流 SiC MOSFET 模块动态参数测试技术的相关因素进行探究,搭建 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态参数自动化测试平台,包括硬件系统设计和 LabVIEW 测试软件编写,实现一键式自动测试。对项目组自主研发的 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块进行动态特性测试,验证测试平台功能,并将测试结果与瑞士 LEMSYS 公司的 TRds 4050-4070 测试平台测试结果进行比较。

第四章,基于控制变量原理,在不同的驱动电阻 R_g 、运行结温 T_j 、负载电流 I_d 、母线电压 V_{ds} 等参数下对 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块进行开关瞬态测试、短路特性测试以及寄生二极管反向恢复特性测试,根据实验结果评估与分析各参数对 SiC MOSFET 模块动态特性的影响。

第五章,对本文研究内容进行总结,并对之后的研究进行展望。

第2章 主回路寄生电感对 SiC MOSFET 器件开关损耗测量的影响

本章将基于双脉冲测试电路，提出一种能够较为准确地评估主回路寄生参数的方法，并通过此方法计算得到双脉冲测试电路中主回路的寄生参数。然后通过调整主回路跳线接口处的空心小电感感值，获得不同主回路寄生电感值的双脉冲测试电路。最后对比分析了不同电压电流测试条件下寄生电感对 SiC MOSFET 开关损耗测量的影响。

2.1 双脉冲测试主回路寄生参数的测量方法

2.1.1 双脉冲测试电路

双脉冲测试是用于评估功率器件开关瞬态性能的常用测试方法，能够得到功率器件在设定电路工况下的开关时间、开关损耗等动态参数，从而评估其应用时的动态性能^[37]。

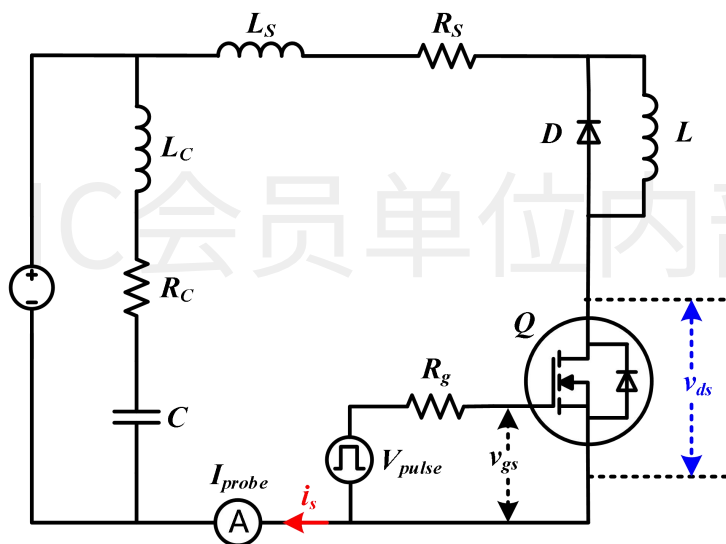


图 2-1 典型的双脉冲测试电路原理图

典型的双脉冲测试电路的原理图如图 2-1 所示。其中 Q 是待测器件，D 是续流二极管，L 是负载电感，C 是母线电容， I_{probe} 是电流传感器（这里采用同轴电阻）， L_c 表示母线电容内部的寄生电感， R_c 表示母线电容内部的寄生电阻， L_s 表示主回路中除了母线电容内部寄生电感以外的所有寄生电感， R_s 表示主回路中除了母线电容内部寄生电阻以外的所有寄生电阻。 L_s 和 R_s 表示的寄生参数包括了 PCB 走线寄生参数、续流二极管 D 内部寄生参数、待测器件 Q 内部寄生参数、同轴电阻内部寄生参数等。

待测器件 Q 接收驱动设备给出的门极控制信号，如图 2-2 所示。分别导通两次，在第一个驱动脉冲结束时，电感电流上升到测试值，可获得在指定测试母线电压和测试电流

下的器件关断时刻的动态参数，但由于主功率回路寄生参数的存在，待测器件 Q 的漏源电压上会感应出一个电压过冲；在第二个驱动脉冲到来前，电感电流在上管反并联二极管和负载电感间续流，能够维持测试电流不变，在第二个驱动脉冲到来时便可获得相应测试条件下被测器件开通时刻的动态参数，但此时由于续流二极管反向恢复电流的存在，会在待测器件 Q 的开通电流上感应出一个电流过冲。

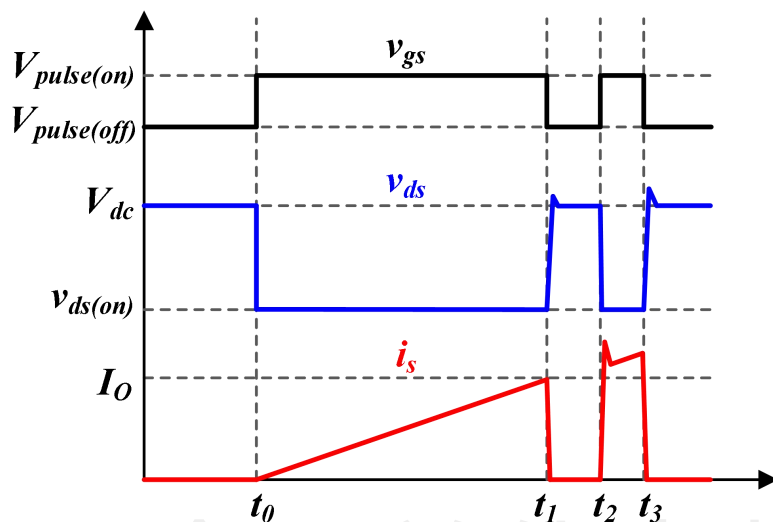


图 2-2 双脉冲测试时序图

由此可见，双脉冲测试电路的主回路寄生参数会对测得的电压和电流波形产生影响^[38]。

在理想状况下，当主回路寄生电感为零时，测得的开关波形为理想波形；当主回路存在寄生电感时，测得的电压和电流波形则会产生过冲及振荡。寄生电感越大，波形畸变越严重^[39]。由于开关波形是读取被测器件动态参数的重要依据，为保证测试的精确性，需要尽量减小测试电路的主回路寄生电感^[40]。而主回路中不可避免地存在寄生电感，且开关损耗是受测量电压和电流波形畸变程度影响最大的动态参数之一，因此需要探究主回路寄生电感对开关损耗测量的影响。当设计良好时，主回路寄生电感一般为 nH 数量级，难以直接用仪器测量，因此本文提出了一种能够较为准确地估测主回路寄生参数的方法。

2.1.2 主回路寄生参数测试方法

对于搭建的双脉冲测试电路，为了测量其主回路寄生参数，采用如图 2-3 所示的测试电路。对于开关状态下的高频电流而言，由于负载电感很大，因此负载电感支路相当于断路，在测量主回路的寄生参数时无需考虑。与双脉冲测试电路相比，这里移除了负载电感。与此同时，采用了 TO-220 封装的 MP930 20 mΩ 低感电阻代替原先的续流二极管。由于低感电阻和续流二极管封装相同，因此可近似认为两者的内部寄生电感相等，从而该电

路中的寄生电感值与原先双脉冲测试电路中的相等。而利用该测试电路测得的主回路寄生电阻，只需减去低感电阻的阻值，即为原先双脉冲测试电路的寄生电阻。如续流二极管寄生电感占比很小，可以将其短路进行主电路寄生参数评估。

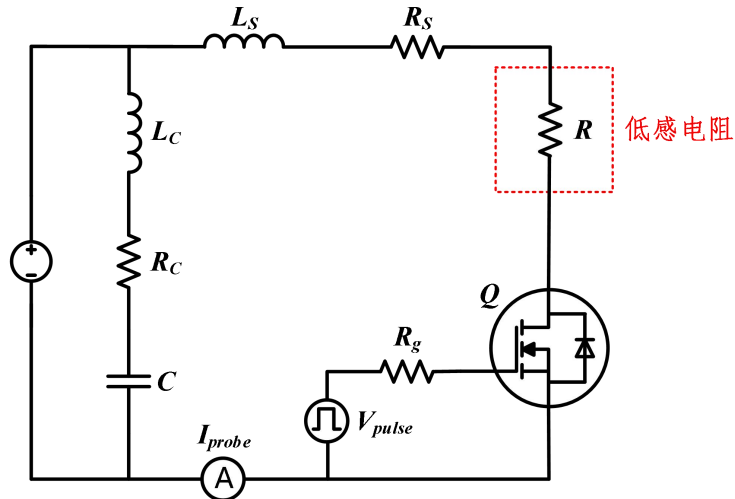


图 2-3 寄生电感测试电路

本文提出的方法直接测得的寄生参数为 L_s 和 R_s ，不包括 L_c 和 R_c 。由于母线电容采用多个并联结构，并且有高频小电容进行解耦，内部寄生参数较小。因此可近似用测得的 L_s 和 R_s 作为主回路的寄生电感和寄生电阻。

主回路寄生参数的测试过程如下：（1）通过直流电源将母线电容预充电至某一电压，然后将直流电源断开；（2）给待测器件一个单脉冲，同时捕捉母线电容的端口电压 v_c 和主回路的电流 i_c ；（3）通过测得的开通阶段电容端口电压和主回路电流波形来计算得到主回路寄生参数。

对于该测试电路，在任意时刻，(2-1)式均成立。

$$v_c = \frac{di_s}{dt} L_s + i_s R_s \quad (2-1)$$

将(2-1)式进行变换，可以得到如(2-2)式所示的形式。

$$\frac{v_c}{i_s} = \frac{di_s/dt}{i_s} L_s + R_s \quad (2-2)$$

对于该测试电路的任意时刻，(2-2)式也均成立。根据(2-2)式，如果以 $(di_s/dt)/i_s$ 作为横坐标项， v_c/i_s 作为纵坐标项，那么该测试电路任意时刻的工作点经坐标变换后，在新坐标系里应位于一条直线上，这条直线的斜率就是 L_s ，即为主回路寄生电感值。

同理可将(2-1)式变换成如(2-3)式所示的形式。

$$\frac{v_c}{di_s/dt} = \frac{i_s}{di_s/dt} R_s + L_s \quad (2-3)$$

如果以 $i_s/(di_s/dt)$ 作为横坐标项, $v_c/(di_s/dt)$ 作为纵坐标项, 那么经坐标变换后的直线斜率则为 R_s , 即寄生参数测试电路的主回路寄生电阻值。该值减去低感电阻值即为原先双脉冲测试电路的主回路寄生电阻值。

在(2-2)和(2-3)式中都存在 di_s/dt 项。在开通阶段, di_s/dt 值较大; 开通阶段结束以后, di_s/dt 值接近零, 此时的波形数据会引入较大误差。为了得到更准确的计算结果, 本文采用开通阶段的波形作为数据源进行计算。

通过探头和示波器测得的电容端口电压和主回路电流波形通常存在毛刺。而在数据处理的过程中存在微分环节, 波形的毛刺会引入较大的误差, 因此本文先用连续函数对测得的电压和电流波形进行拟合, 然后用拟合函数代替原始波形进行后续坐标变换计算。一个合适的拟合函数是高阶多项式函数。通过截取开通阶段波形, 使用连续函数拟合波形, 对波形中每点进行坐标变换, 最后在新坐标系中进行线性拟合, 求取斜率, 可以较为准确地测出双脉冲测试电路主回路的寄生电感和寄生电阻。

2.1.3 主回路寄生参数测试结果

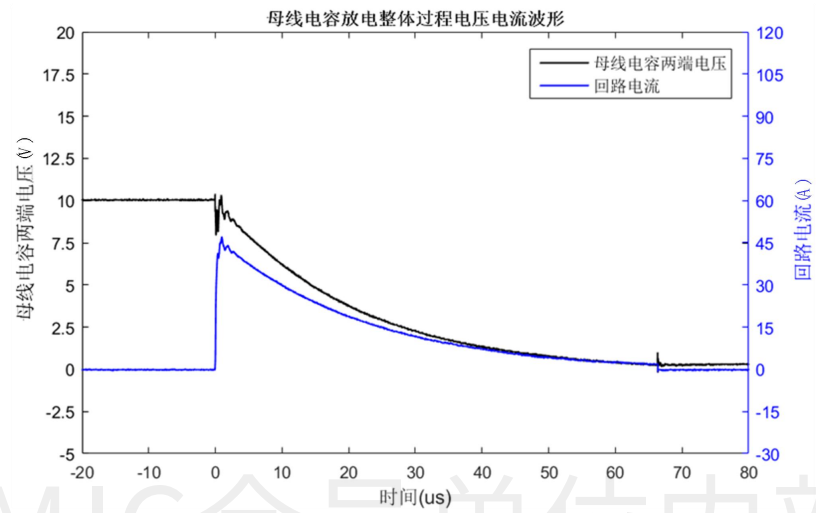
本文基于一个 1000V 电压等级的双脉冲测试平台, 用于探究寄生参数对 SiC MOSFET 器件开关损耗测量的影响。采用三种电容并联作为母线电容, 如表 2-1 所示。其中大电容提供双脉冲测试的能量, 高频小电容用于减小电容端的等效寄生参数。采用 SiC MOSFET 作为待测器件, 型号为 Cree C3M0065090J, 耐压为 900V, 常温下额定电流为 35A。采用 SiC 二极管作为续流二极管, 型号为 Cree C4D10120A, 耐压为 1200V, 常温下额定电流为 33A, 封装为 TO-220-2。采用同轴电阻作为电流探头, 型号为 T&M Research Products SSDN-10, 阻值为 97.5mΩ, 带宽为 2000MHz, 上升时间为 0.18ns。

测量母线电容端口电压使用的电压探头为 Lecroy PP019, 带宽为 250MHz。测量主回路电流使用的电流探头为 PEM CWT Ultra-mini 罗氏线圈, 量程为 300A 峰值电流, 灵敏度为 20mV/A, 带宽为 30MHz。首先通过直流电源将母线电容预充电至 10V, 然后将直流电源断开。给待测器件的栅极一个单脉冲信号, 同时捕捉母线电容端口电压 v_c 和主回路电流 i_s , 得到的电压和电流波形如图 2-4 (a) 所示。在待测器件开通前, 母线电容端口电压维持在 10V, 主回路电流为零。当待测器件开通后, 主回路电流开始上升。电流的上升速度

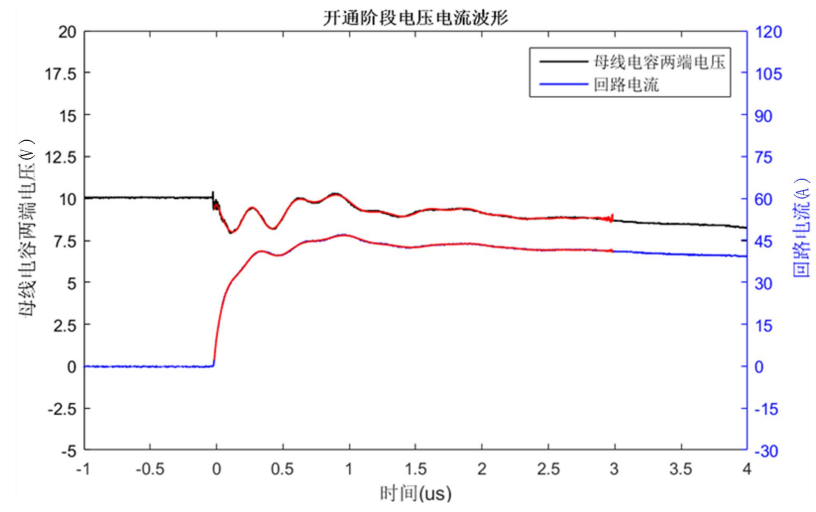
受主回路寄生电感限制，电流上升的峰值主要由主回路中的总电阻决定。当电流上升至峰值后，在主回路电阻的作用下，母线电容的能量逐渐消耗，电容端口电压以指数规律降低。

表 2-1 双脉冲测试平台采用的母线电容

型 号	容 值	耐 压	数 量
Vishay MKP1848C65010JY5	50μF	1000V	2
Kemet R75QR34704010J	0.47μF	1000V	4
AVX 2220AC124KAZ1A	120nF	1000V	6



(a) 母线电容放电整体过程中电容端口电压和主回路电流波形



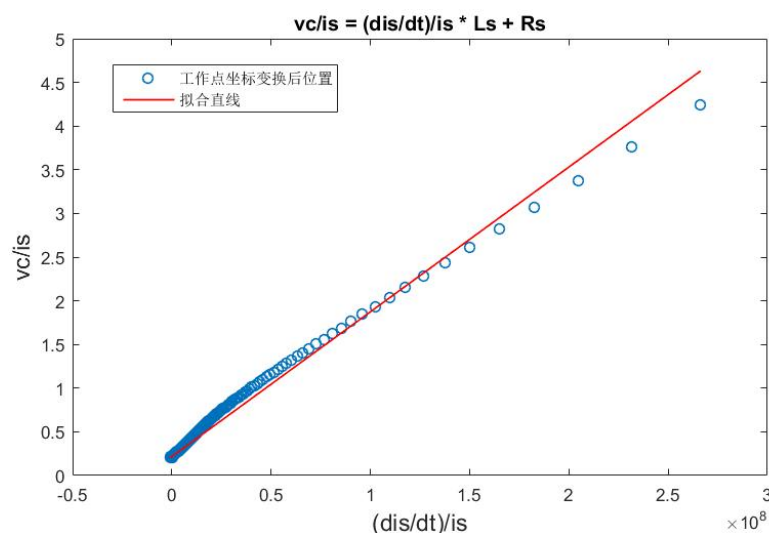
(b) 开通阶段母线电容端口电压和主回路电流波形

图 2-4 关断阶段和开通阶段母线电容端口电压和主回路电流波形

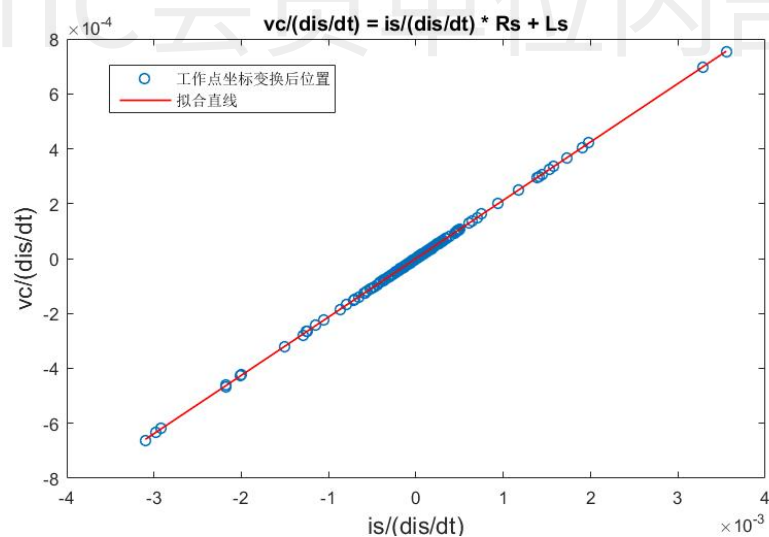
取开通时刻到开通后 3μs 的波形作为开通阶段的波形，如图 2-4（b）所示。使用 50 次多项式函数对开通阶段的电压和电流波形进行拟合，如图 2-4（b）中红色曲线所示。可以看到，拟合函数和原始波形的匹配程度较高。采用拟合函数来代替原始波形，可以提

高计算结果的平滑程度。

依据上文所述的计算方法，对于开通 $3\mu\text{s}$ 内的波形，经坐标变换将每一个 (v_c, i_s) 工作点转换到新坐标系中，如图 2-5 所示。其中蓝色圆圈为各工作点在新坐标系中位置，红色直线为拟合直线。可以看到，新坐标系下的各个工作点呈线性关系。使用线性函数进行拟合，可以得到主回路寄生电感值（图 2-5 (a) 拟合直线的斜率）为 16.6nH 。



(a) 开通阶段工作点经坐标变换求取主回路寄生电感



(b) 开通阶段工作点经坐标变换求取主回路寄生电阻

图 2-5 开通阶段工作点经坐标变换求取主回路寄生参数

同样，对开通 $3\mu\text{s}$ 内的每一个 (v_c, i_s) 工作点，计算 $i_s/(di_s/dt)$ 作为横坐标项， $v_c/(di_s/dt)$ 作为纵坐标项，得到该工作点在新坐标系中的位置，如图 2-5 (b) 所示。其中蓝色圆圈为各工作点在新坐标系中位置，红色直线为拟合直线。可以看到，新坐标系下的各个工作点的线性度很高。使用线性函数对各工作点进行拟合，可以得到该寄生参数测试电路的主

回路寄生电阻值（即拟合直线的斜率）为 212.5mΩ。

测试电路主回路寄生电阻值减去串入的低感电阻值（20mΩ）可以得到原先双脉冲测试电路主回路的寄生电阻值为 192.5mΩ。已知主回路中串入了阻值为 97.5mΩ的同轴电阻作为双脉冲测试的高带宽电流探头，采用的 SiC MOSFET 导通电阻为 65mΩ，从而可以得到主回路中 PCB 布线上的寄生电阻约为 30mΩ。

改变母线电容预充电电压进行重复性实验，测得的主回路寄生电感和寄生电阻结果如表 2-2 所示。实验结果显示测得的寄生电感值和寄生电阻值基本上是平稳的。取 4 次实验测得结果的平均值，可以得到该双脉冲测试电路主回路的最终测试结果为寄生电感 16.7nH，寄生电阻 193.3 mΩ。

表 2-2 改变母线电容预充电电压测得主回路寄生参数值

母线电容预充电电压/V	测得寄生电感/nH	测得寄生电阻/mΩ
2.5	17.1	189.7
5	17.2	196.8
7.5	15.9	194.2
10	16.6	192.5
测得寄生参数平均值	16.7	193.3

2.2 双脉冲测试平台主回路寄生电感对开关损耗测量的影响

2.2.1 调整主回路寄生电感

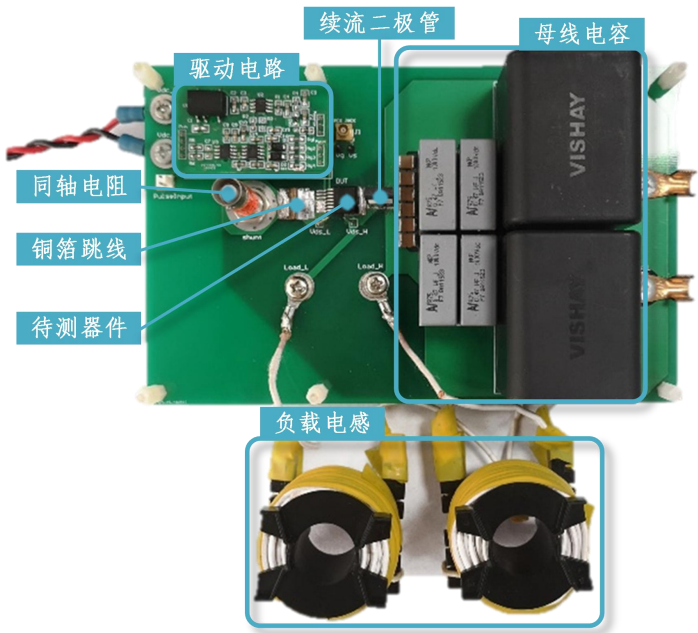
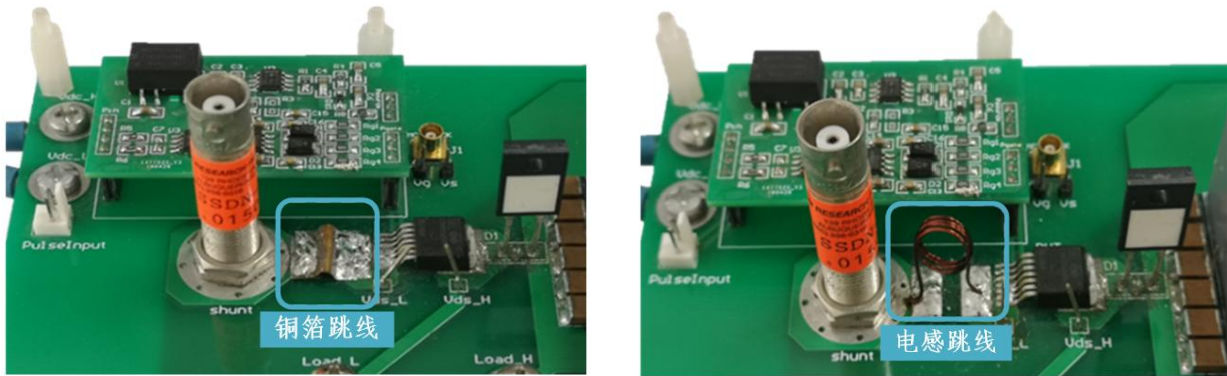


图 2-6 双脉冲测试平台样机

依据上文所述的元件和参数，搭建的双脉冲测试平台如图 2-6 所示。其中母线电容、续流二极管、待测器件、铜箔跳线、同轴电阻和地平面组成最小回路，以减小主回路的寄生电感。在双脉冲测试电路的主回路上设置跳线位置的目的是提供修改主回路寄生电感的接口。当使用铜箔跳线时，如图 2-7(a)所示，由于铜箔和地平面贴近，因此回路面积达到最小。此时的双脉冲测试电路的主回路寄生电感最小。主回路跳线接口改用空心小电感代替铜箔进行连接，可使主回路寄生电感增大，如图 2-7(b)所示。通过使用不同匝数的空心小电感，可以调整主回路的寄生电感值。



(a) 主回路上采用铜箔跳线 (b) 主回路上采用空心小电感跳线

图 2-7 改变主回路寄生电感

实验中使用的空心小电感内径为 3.5mm，线径为 0.7mm，匝数为 1.5 至 7.5 匝。加上直接使用铜箔跳线的情况，一共可获得 8 种不同主回路寄生电感值条件的双脉冲测试电路。通过上文所述的寄生参数测试方法，测得各个条件下的主回路寄生电感如表 2-3 所示。

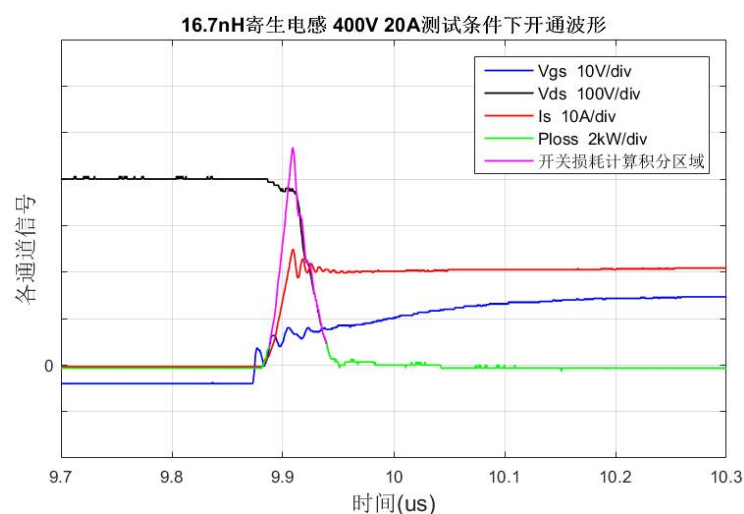
表 2-3 各个跳线情况下测得的主回路寄生电感

跳线情况	测得寄生电感值/nH	跳线情况	测得寄生电感值/nH
铜箔跳线	16.7	4.5 匝电感	98.2
1.5 匝电感	37.9	5.5 匝电感	116.6
2.5 匝电感	54.4	6.5 匝电感	141.8
3.5 匝电感	71.7	7.5 匝电感	163.6

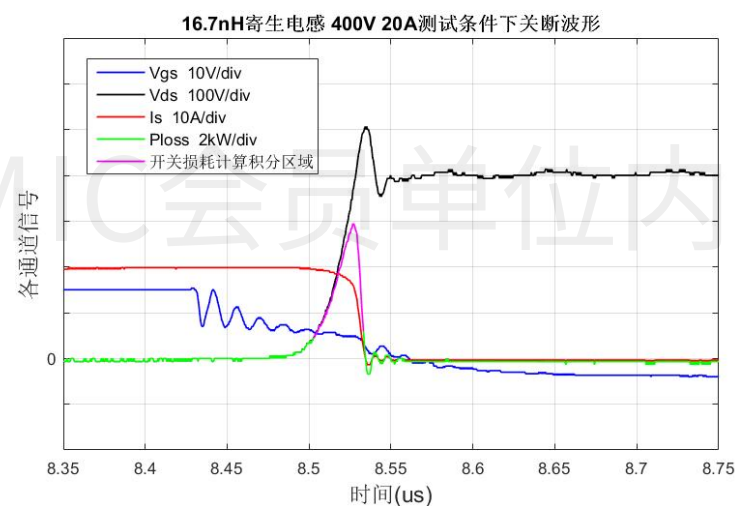
2.2.2 开关损耗计算方法

功率 SiC MOSFET 的开关损耗主要包括器件的开通损耗 E_{on} 和关断损耗 E_{off} 。由于 SiC MOSFET 开关速度快，和同电压电流等级的 Si MOSFET 器件相比，开关损耗更小^[39]。SiC MOSFET 器件开关损耗的测量依据 IEC 60747-8 标准^[24]，即开通损耗存在于器件开通过程中源极电流 i_s 上升和漏源电压 v_{ds} 下降的区域，计算时从源极电流 i_s 上升至 10%额定电流时开始，直到漏源电压 v_{ds} 下降至 10%额定电压时结束。关断损耗存在于器件关断过程中

漏源电压 v_{ds} 上升和源极电流 i_s 下降的区域，计算时从漏源电压 v_{ds} 上升至 10% 额定电压时开始，直到源极电流 i_s 下降至 10% 额定电流时结束。



(a) 主回路寄生电感 16.7nH, 400V, 20A 测试条件下开通波形



(b) 主回路寄生电感 16.7nH, 400V, 20A 测试条件下关断波形

图 2-8 主回路寄生电感 16.7nH, 400V, 20A 测试条件下开关波形

在实际测试时，将示波器端由电压探头和电流探头捕获到的漏源电压 v_{ds} 和源极电流 i_s 的开关波形中的每一个工作点数值相乘，并在对应时间区域内进行积分。例如，当主回路使用铜箔跳线时（寄生电感 16.7nH），在 400V, 20A 测试条件下得到的开通波形和关断波形如图 2-8 所示。其中，蓝线表示栅源极电压信号 v_{gs} 波形，黑线表示功率端漏源极电压信号 v_{ds} 波形，红线表示主回路电流 i_s 波形。绿线表示开关阶段的损耗功率 P_{loss} ，由 v_{ds} 和 i_s 相乘得到。绿线中的紫色部分表示计算开关损耗时依据 IEC 60747-8 标准^[24]选取的积分区域。对紫色部分的损耗功率曲线进行积分可得在 400V, 20A 测试条件下，开通损耗为 234μJ，关断损耗为 102μJ。

2.2.3 不同主回路寄生电感值条件下的开关损耗测量结果

通过上述调整主回路跳线接口的空心小电感感值方法，可获得 8 种不同主回路寄生电感值条件的双脉冲测试电路。待测 SiC MOSFET 器件 Cree C3M0065090J 的耐压为 900V，常温下额定电流为 35A。考虑到与器件数据手册中 400V，20A 的动态测试条件一致，选取 100，200，300，400V 作为测试电压点；10，20A 作为测试电流点。为了减小波形振荡对开关损耗测量的影响，驱动电阻选取为 51 欧姆。

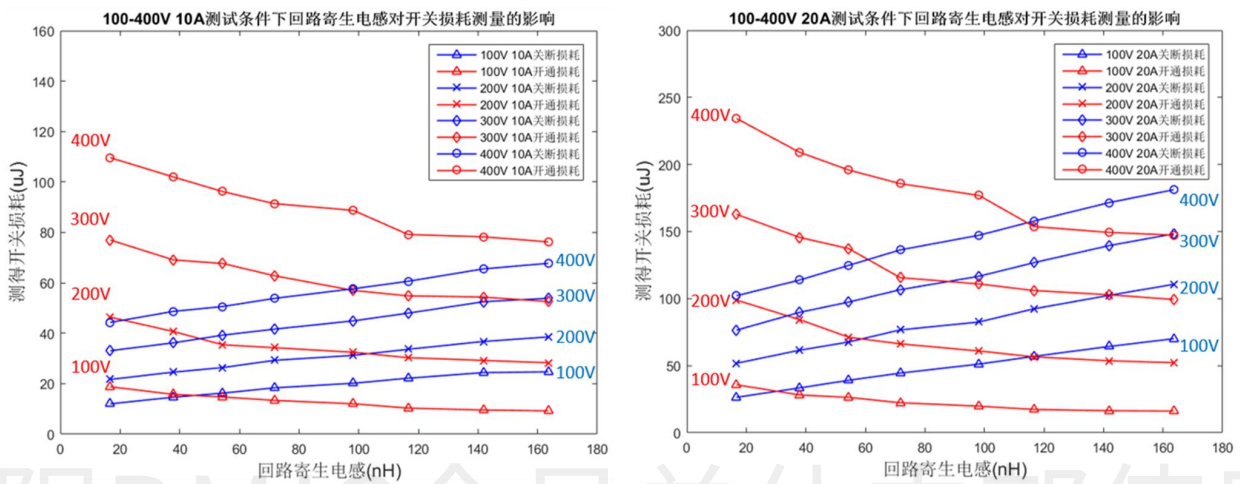


图 2-9 不同测试条件下寄生电感对开关损耗测量的影响

分别使用 8 种不同主回路寄生电感值的双脉冲测试电路，在各个电压和电流测试点进行双脉冲测试实验，测得待测 SiC MOSFET 器件的开关损耗如图 2-9 所示。可以看到，在各个电压和电流测试点，测得的开通损耗均随主回路寄生电感的增大而减小，而关断损耗均随主回路寄生电感的增大而增大。

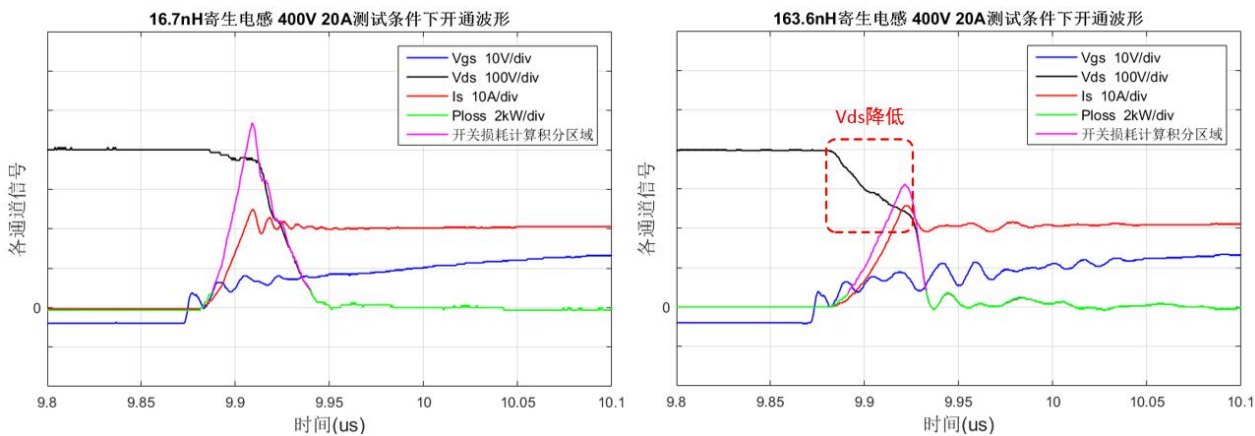


图 2-10 不同寄生电感条件下开通波形对比

在开通阶段，主回路电流上升，主回路寄生电感产生压降，导致真正加在待测器件漏源极两端的电压 v_{ds} 降低。主回路中的寄生电感越大， v_{ds} 降低得也越多，因此测得的开通

损耗会降低，如图 2-10 所示。

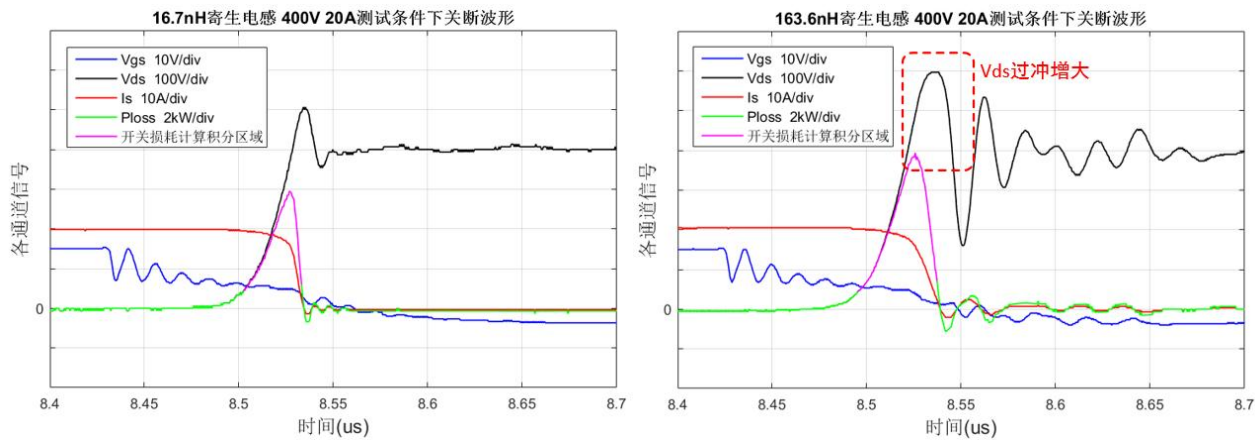


图 2-11 不同寄生电感条件下开通波形对比

在关断阶段，主回路电流下降，主回路中的寄生电感阻碍电流下降，使得待测器件漏源极两端的电压 v_{ds} 出现过冲。主回路中的寄生电感越大，关断阶段 v_{ds} 的过冲也越大，因此测得的关断损耗会增大，如图 2-11 所示。

主回路中的寄生电感增大时，除了使得 v_{ds} 过冲增大外，还会使得 v_{ds} 波形的振荡程度显著增加。由于关断损耗计算区域从 v_{ds} 上升至 10%额定电压时开始，直到 i_s 下降至 10%额定电流时结束。 v_{ds} 振荡主要发生在 i_s 降至 10%额定值以后，因此关断损耗的测量主要受第一个过冲的大小影响， v_{ds} 振荡对关断损耗测量影响并不大。对于硬开关的应用而言，影响开关损耗计算的其实是开通损耗与关断损耗之和。对于不同主回路寄生电感的双脉冲测试电路，在各个电压和电流测试点测得的开通损耗与关断损耗之和如图 2-12 所示。

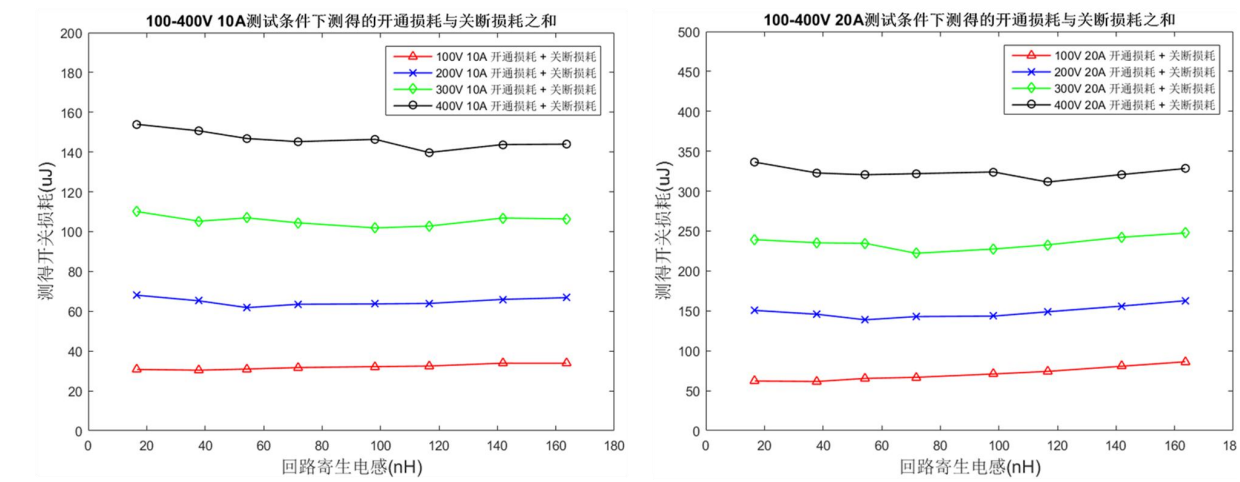


图 2-12 开通损耗与关断损耗之和

可以看到，曲线变得较为平坦。由于主回路寄生电感增大时，开通损耗与关断损耗的变化趋势是相反的，因此主回路寄生电感对开关损耗测量的影响较小。因此主回路寄生电

感对开通损耗与关断损耗之和的影响是比较小的。也就是说，对于硬开关的应用而言，开关损耗计算受双脉冲测试电路主回路寄生电感的影响较小。

然而，对于零电压开通的软开关应用，比如 LLC 电路和移相全桥电路而言，开通损耗较小，开关损耗主要取决于关断损耗。当双脉冲测试电路主回路寄生电感增大时，测得的关断损耗显著增大。为了准确地计算开关损耗，需要保证主回路寄生电感足够小。

2.3 本章小结

本章主要研究了双脉冲测试电路中主回路寄生电感对开关损耗测量的影响。

首先，本章提出了一种能够较为准确地测量主回路寄生参数的方法。利用相同封装的低感电阻替换测试电路中的续流二极管，然后获得该电路在母线电容放电状态下的电压和电流波形，并对波形数据进行处理，可以计算出双脉冲测试电路主回路的寄生参数。

其次，本章提出了一种调整双脉冲测试电路主回路寄生电感的方法。通过在主回路上设置跳线接口并采用空心小电感跳线，可以自由调节回路寄生电感。

最后，本章采用主回路寄生电感值不同的双脉冲测试电路，在各个电压和电流测试点进行了双脉冲测试实验。实验结果表明：在各个电压和电流测试点，测得的开通损耗均随寄生电感的增大而减小，关断损耗均随寄生电感的增大而增大，并且开通损耗与关断损耗之和受寄生电感的影响较小。

第3章 高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试技术研究

上一章详细介绍了双脉冲测试电路主回路寄生参数的测量方法，并通过实验研究了主回路寄生电感对 SiC MOSFET 器件开关损耗测量的影响。在本章中，将对高压大电流 SiC MOSFET 模块的动态参数测试技术进行探究，搭建 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态参数自动化测试平台，并与 LEMSYS 测试平台 TRDs 4050-4070 的测试结果进行比较。

3.1 影响高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试的相关因素

随着电力电子技术在电力系统应用的不断拓展，电力电子变换器的功率和电压等级不断提升，硅器件通常电压等级受限，高压器件开关频率低，相应的装置通常体积大、损耗高、重量大，难以满足应用需求，而 SiC 器件与之相比能够拥有更高的电压等级、更强的通流能力、更高的频率、更低的损耗，从而使变换器的体积与重量大幅减小，降低变换器损耗。因此，高压大电流 SiC MOSFET 模块将是高压大功率装置的首选功率器件。

国内目前对于高压大电流 SiC 模块的研究较少，除了技术难度以外，另一个主要制约因素就是性能测试及可靠性问题。随着 SiC 器件电压电流等级的提高，其开关过程中的 di/dt 和 dv/dt 作为共模干扰源，可能会引起严重的 EMI 问题，在实际应用中对绝缘带来挑战^[40]。因此，对高压 SiC MOSFET 模块的暂态特性研究十分必要。由于高压大电流下的暂态特性测试难度较高，为了提高测试平台精准性，首先需要研究影响待测模块动态特性测试的因素，本文将从测试回路寄生参数、栅极驱动器以及测量仪器设备这三方面进行探究。

3.1.1 高压测试电路的寄生参数

对高压 SiC MOSFET 模块的动态参数测试同样采用双脉冲电路，但其中作为陪测的续流二极管采用高压 SiC MOSFET 模块的体二极管对电感电流进行续流。如图 3-1 所示。电路主要寄生参数的影响包括回路寄生电感和寄生电容。

其中，回路寄生电感包括 SiC MOSFET 模块的等效寄生电感、母线电容的寄生电感和 PCB 连接线的寄生电感。其中，SiC MOSFET 模块的等效寄生电感包括内部等效寄生电感和引线寄生电感。以图 3-1 中的 Q1 为例，SiC MOSFET 模块内部等效寄生电感包括：门极等效寄生电感 L_{G1}' 、漏极等效寄生电感 L_{D1}' 、源极等效寄生电感 L_{S1}' ；SiC MOSFET 模块引线寄生电感包括：SiC MOSFET 的门极与其驱动电路间的寄生电感 L_{G2}' 、源极与主回

路间的寄生电感 L_{S2}' 、漏极和主回路间的寄生电感 L_{D2}' 。主功率回路的总寄生电感=母线电容寄生电感+PCB 连接线寄生电感+ $(L_{D1}+L_{D2}+L_{S1}+L_{S2})+(L_{D1}'+L_{D2}'+L_{S1}'+L_{S2}')$ ^[40]。回路寄生电容主要包括起续流作用的续流二极管的体二极管寄生电容和负载电感的寄生电容。

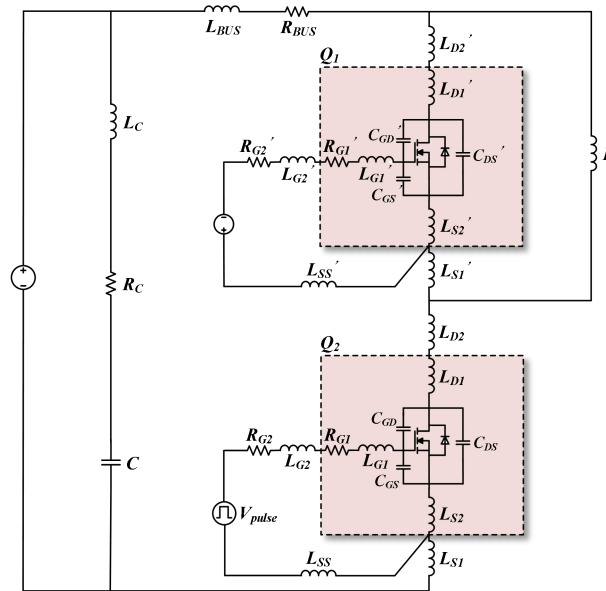


图 3-1 高压 SiC MOSFET 模块双脉冲测试电路原理图

如第 2 章所述，当被测模块由稳态导通状态迅速关断的时候，由于主回路中寄生电感的存在，会在被测模块的漏源极电压 V_{DS} 上感应出一个电压过冲 ΔU_{off} ：

$$\Delta U_{off} = L \frac{di}{dt} \quad (3-1)$$

而当被测模块由关断状态迅速开通的时候，由于主回路中寄生电容的影响，会在被测模块的漏极开通电流 I_D 上叠加一个电流过冲 Δi_{on} ：

$$\Delta i_{on} = C \frac{dv}{dt} \quad (3-2)$$

由于 SiC MOSFET 模块开关速度快，开关时间仅有 ns 数量级，因此开关瞬间产生的电流变化率 di/dt 和电压变化率 dv/dt 很大。在关断时刻，电流变化率 di/dt 会使得回路寄生电感的感应电动势很高，从而在 V_{DS} 叠加上一个很高的电压过冲 ΔU_{off} ，引起模块关断损耗急剧增加。并且，SiC MOSFET 模块承受的电气应力也会相应增加，当超过被测模块的安全工作区时，甚至可能会对模块的安全性造成不良影响，严重时会引起模块失效。因此，为保证测试的精确性和可靠性，需要尽量减小测试电路的主回路寄生电感^[41]。在开通时刻，电压变化率 dv/dt 会对寄生电容充电，同时，续流二极管存在反向恢复电流，从而引起开通电流尖峰，使模块开通损耗变大，严重时可能会导致模块电击穿或者热损坏^[42]。

对于高压 SiC MOSFET 模块的动态特性测试,双脉冲测试电路的功率主回路的总寄生电感中,PCB 引线的寄生电感占比最高。除此之外,由于 SiC MOSFET 模块和母线电容的生产工艺较为固定, SiC MOSFET 模块本身的漏极等效寄生电感、源极等效寄生电感以及母线电容的寄生电感几乎不能改变,只能在选型阶段,尽量选择寄生电感较小的母线电容,或者采用多个母线电容并联的方式降低其寄生电感。因此,减小双脉冲电路主功率回路的总寄生电感的关键是尽量减小母线电容和被测器件连接引线的寄生电感。

高压大电流功率模块动态特性测试电路中的连接线通常为叠层母排结构,母排中两导体层的物理位置关系为层叠结构,当模块开关瞬态的高频电流出现时,由于两导体层中的电流流向相反,产生的空间磁场高度抵消,从而大幅度减小了测试电路中起连接作用的直流母排的寄生电感,如图 3-2 所示。叠层母排的设计原则是应当使两导体层间的耦合程度尽可能地大,从而使得主回路寄生电感尽可能地小。

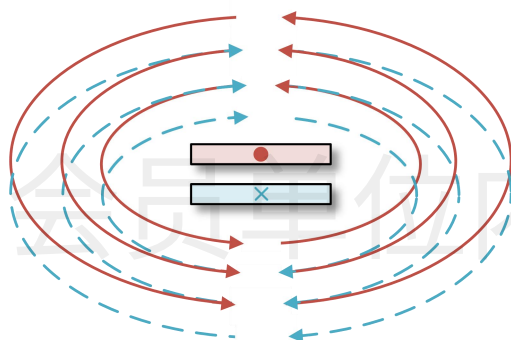


图 3-2 叠层母排磁场分布示意图

在实验过程中,还需要在被测模块两端并联适当容值的吸收电容,可以抑制母线电容到被测器件之间的部分寄生电感带来的过电压,以及续流器件和负载电感上的寄生电容造成的过电流。但在动态测试过程中,母线电容和吸收电容之间会发生幅度逐渐衰减的谐振,在测试波形上体现为振幅较小的振铃。吸收电容的设计原则是电容的容值尽量大,电容自身的等效串联电感尽量小。

3.1.2 栅极驱动器

栅极驱动器通常由供电电源和信号控制两部分构成,如图 3-3 所示。对于高压 SiC MOSFET 模块而言,由于其栅极驱动器原副边分别连接高压功率电路和低压控制电路,因此需要具备高电压隔离能力。考虑到设计成本和便捷性,对驱动信号的传输通常采用光纤隔离,对功率的传输通常采用磁隔离(即变压器隔离)。由于变压器原副边绕组间有分布

电容的存在,而功率器件在开关瞬态时,高 dv/dt 作为共模干扰源会产生严重的 EMI 问题,故在采用变压器隔离时需要尽量降低原副边耦合电容至 2pF 以下,还可以采用在隔离变压器前级增加共模扼流圈的方法抑制共模电流对测试波形的干扰^[43]。

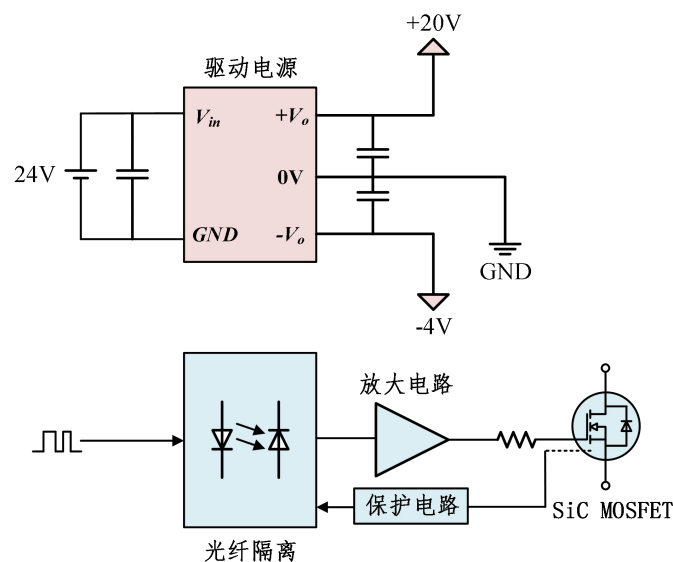


图 3-3 SiC MOSFET 模块栅极驱动器结构框图

除此之外,栅极驱动器受 SiC MOSFET 模块开关瞬态产生的共模噪声的影响,可能会导致被测模块误导通和短路^[44]。因此短路保护也是设计栅极驱动器的重要考虑因素之一。器件的短路保护判定量一般为器件发生短路故障时的短路电流 $I_{D(SC)}$,若短路电流 $I_{D(SC)}$ 达到了设定的短路保护阈值,则短路保护快速动作。由于器件发生短路故障时,短路电流会在极短时间内急剧上升至判定值,因此短路保护检测响应必须具有快速性。对于高压大功率模块,如 6.5kV IGBT 模块,目前市面上商用栅极驱动器的短路保护法为退饱和保护,其检测判定量为集射极电压 V_{CE} ,根据功率模块的输出特性将集射极电压 V_{CE} 对应换算成短路电流 $I_{C(SC)}$,若在器件导通过程中,检测到集射极电压 V_{CE} 上升至设定的电压保护阈值,栅极驱动器的驱动电平就会迅速由正变负,使器件关闭^[45]。退饱和功能的实现,要求栅极驱动器响应速度足够快,能够实现从故障发生时刻到保护动作之间的快速响应。

与 Si IGBT 模块不同的是, SiC MOSFET 模块的驱动电平一般为 -5/+20V,而 Si IGBT 模块的驱动电平为 -9/+15V。并且在双脉冲测试电路中,作为陪测模块(体二极管为负载电感续流)的 SiC MOSFET 模块也需要采用 -5V 关断。因为 SiC MOSFET 模块的开启阈值电压通常为 2~3V,若采用 0V 关断,则可能因为串扰而发生误导通。由于 SiC MOSFET 模块栅极氧化层可靠性的原因,其栅极负压承受范围有限,因此负电压不能过低。并且对于陪测模块而言,为利用 SiC MOSFET 模块的体二极管进行电感续流,若负电压过低会引

起器件前向导通损耗增加，故选用-5V 为关断电平为宜。开通正电平选取为+20V 有两方面的原因，其一是因为随着开通电平下降，功率模块的导通电阻会变大，导致器件开关瞬态的开通损耗增大，在实际应用中的效率会降低；其二是由于正电平如果过高的话，可能在测量时会有由于寄生参数引起的电压振荡造成功率器件栅极过压损坏。

3.1.3 测量仪器设备

测量仪器设备的影响主要包括测试仪器的带宽、电压探头和电流探头三方面的影响。

带宽转换系数是指一个测试系统的上升时间和带宽的乘积一般为一个常数。在实际测试时，由示波器和测量探头组成的测试系统的带宽转换系数通常用 0.35 进行估计。由于 SiC MOSFET 模块的开关时间在 ns 级别，其开关过程电压电流波形有效带宽约为数十兆赫兹。开关过程中电压电流波形有效带宽根据其上升时间 t_r 和下降时间 t_f 确定，公式为

$$f = \frac{0.35}{\min(t_r, t_f)} \quad (3-2)$$

在选择测试系统带宽时，首先将信号源等效频率按照 0.35 的带宽转换系数进行估算，然后根据测试系统带宽选择的“3 倍原则”和“5 倍原则”，选择测试系统带宽为信号源等效频率的 3~5 倍以上。通常来讲，带宽越高，捕捉到的波形越完整真实，但同时也会采集到不必要的高频噪声。因此，尽可能使用能够满足测试要求的足够带宽来准确捕获信号。

在使用电压探头进行测量时，应遵循最小测量回路原则，这样可以使得电压探头测量回路的引线电感 L_G 足够小。由于电压探头连接测试点的模型如图 3-4 所示。

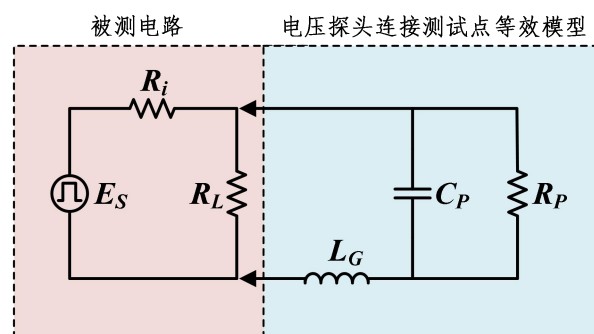


图 3-4 电压探头连接测试点的模型示意图

其中，电压探头的输入电容 C_P ，通常为 pF 数量级，并且会随着探头带宽的增大而减小；电压探头的内阻 R_P ，通常为 $M\Omega$ 数量级。引线电感 L_G 和输入电容 C_P 构成一个串联谐振电路， R_P 为阻尼电阻。当一个脉冲信号到来时，这个串联谐振电路会随之发生振荡，其

谐振频率为

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(3-3)

在使用电压探头测试的实验波形上会看到脉冲波形上叠加了一个逐渐衰减的振铃。由于一个电压探头的输入电容 C_P 固定，而引线电感 L_G 的大小和探头的连接方式有关。当测量回引线电感 L_G 越小，由式（3-3）可得，电压探头等效串联谐振电路的谐振频率就越高，若振铃的频率大于测试系统带宽时，示波器屏幕捕捉的电压波形就不会受其影响^[29]。

目前常见的电压检测探头有无源探头、有源探头、差分探头以及高压探头，如图 3-5 所示。无源探头通常包含无源元件（如电阻、电容等），带宽范围覆盖 10MHz~500MHz，一般用于 400V 以下的中低压场合。有源探头由有源元件（如场效应管、晶体管等）构成，带宽范围为 500MHz~4GHz，电压测量范围通常不超过 40V。差分探头具有较高的共模抑制比，用于测量差分信号，带宽范围为 20MHz~1GHz 以上。高压探头通常比常规电压探头的电缆线更长（典型值为 3 米），当前市面上已有的高压探头测量电压可达 20kV。



图 3-5 常见电压检测探头

目前市面上的电流检测方法分为接触式检测和非接触式检测。其中，接触式检测主要指同轴电阻；非接触式探头包括电流互感器、罗氏线圈、霍尔传感器和磁电阻类传感器，如图 3-6 所示。同轴电阻使用时串联在被测电路中，能够测量交流或直流，测试带宽高，响应速度快，但与被测电路构成的回路面积较大，会使得测试电路的寄生参数较大，并且功率损耗较大，不适用于高压大电流检测场合；电流互感器作为非接触式探头，基于法拉第电磁感应原理进行测量，只能测量交流电，测量带宽较高，适用于中小电流测试场合；

罗氏线圈同样基于法拉第电磁感应定律来检测电流，它是一种由上百圈线圈组成的环形空芯线圈，均匀缠绕在非铁磁性材料上，载流导体穿过线圈中心通过，利用载流导体和环形线圈之间的互感来检测导体电流，故只能测量交流电。其工作原理是当被测载流导体的电流高速变化时，在罗氏线圈的每一个小线圈上会感应出电压，这些感应得到的电压信号将会累计相加在罗氏线圈的开口处，再通过对其积分即可换算成对应的测量电流值，但其带宽有限，通常只有 30MHz 左右。对于功率模块的动态参数测试，模块开通与关断瞬间的电流波形可视作交流电进行测量。霍尔线圈是基于磁平衡式霍尔原理，即当电流流经导体时，会在其垂直方向上感应出磁场，而载流子在洛伦兹力的作用下会产生电压差，此电压差与电流大小成正比，从而测算出对应的电流大小，既能测磁场又能测电场，霍尔线圈具有响应时间快、精度高、频带宽等特点。磁电阻是指一类电阻值会随着周围外加磁场的变化而线性变化的元件，目前使用最广泛、性能最好的磁电阻是隧道磁电阻（TMR），其测量原理是，当待测导体电流发生变化时，根据安培定律，磁感应强度与电流大小成正比，而隧道磁电阻的阻值大小会随磁感应强度的变化而变化，通过磁电阻串并联构成的桥式分压电路的输出电压会随之变化，通过差分放大电路对变化的电压差进行放大，最终能够准确测得待测导体的电流，但由于邻近磁场的干扰可能会影响电流测量结果的准确性，因此尚未运用到高压大功率 SiC MOSFET 模块的动态特性测试技术中^[46]。对于高压 SiC MOSFET 模块的动态测试而言，在选取电流探头时，不仅需要考虑测量电流峰值大小、测量带宽，还需要考虑探头的绝缘电压耐量、温度耐量等因素。

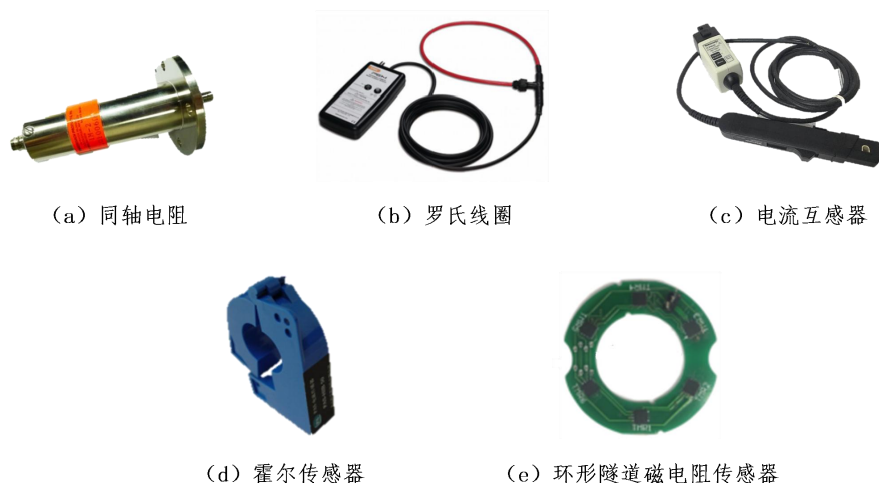


图 3-6 常见电流检测探头

由于不同测量探头的信号延时具有差异性，因此示波器采集到的开关瞬态电压电流波形之间会有一段几十纳秒的延时差异，由于高压 SiC MOSFET 模块开关速度快，且开关瞬态的电压电流变化率大，因此仅仅几十纳秒的探头延时就会导致最终测得的器件开关损

耗产生巨大影响，在具体测试过程中，需要在示波器端对所有的测量探头进行延时校正。

3.2 6.5kV/400A SiC MOSFET 动态参数测试平台搭建

本节主要介绍高压 SiC MOSFET 模块动态特性测试的框架搭建，包括硬件平台开发和软件控制部分的设计。硬件平台包括双脉冲测试主功能电路设计和仪器设备选型等。软件部分主要基于 LabVIEW 设计上位机程序，能够实现一键式自动化测试并生成测试报告。

3.2.1 测试平台硬件系统设计

动态参数测试平台的功能是完成对 SiC MOSFET 模块各项动态参数的自动测试，在系统设计的过程中需要考虑到测试过程的灵活性、便捷性与安全性，可用于测试不同母线电压、负载电流、工作温度、门极电阻、负载电感等条件下高压大电流 SiC MOSFET 模块的开关特性、功率损耗以及体二极管的反向恢复特性。

本文设计的动态参数测试系统的框架如图 3-7 所示，包括以下几个部分：高压直流电源、充放电继电器、母线电容、负载电感、被测元件、DSP 控制器、示波器和上位机。

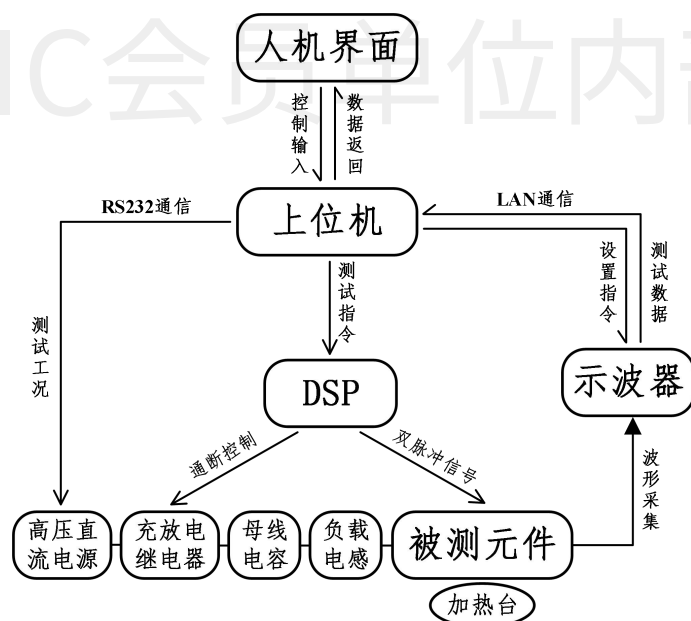


图 3-7 动态测试平台系统框架

高压直流电源的作用是根据上位机设定的测试工况提供相应的母线电压，由于本文的测试对象是 6.5kV 的高压 SiC MOSFET 模块，因此高压源的输出电压能力需达到 6.5kV 以上，并且带有 RS232 通信口。故最终选取法国 Technix 公司的高压源 SR15-X-1200，该电源输出电压可达 15kV，输出电流可达 80mA，并且自带 RS232 接口，上位机可以通过串口通信实现对高压直流电源的工况设置以及电压电流输出与否的通断控制。

充放电继电器由正母线充电继电器、负母线充电继电器和放电继电器组成，如图 3-8 所示，用于控制母线电容的充电与放电。在双脉冲信号触发之前，控制正负母线上的两个充电继电器闭合，以便为高压源给母线电容充电提供通路；待驱动端的双脉冲信号触发完成后，控制正负母线间的放电继电器闭合，母线电容上的残压会由泄放电阻快速消耗掉，保障了测试系统的安全性。其中，正负母线上的两个充电继电器选用美国斯丹麦德公司的高压簧片继电器 HM12-1A69-06，该继电器具有 10kV 开关电压能力，导通电流峰值为 3A；放电继电器则选用英国 Cynergy3 公司的干簧继电器 DAT71215-HR，该继电器为单刀单掷的常开继电器，同样具有 10kV 开关电压能力，导通电流峰值为 2A。

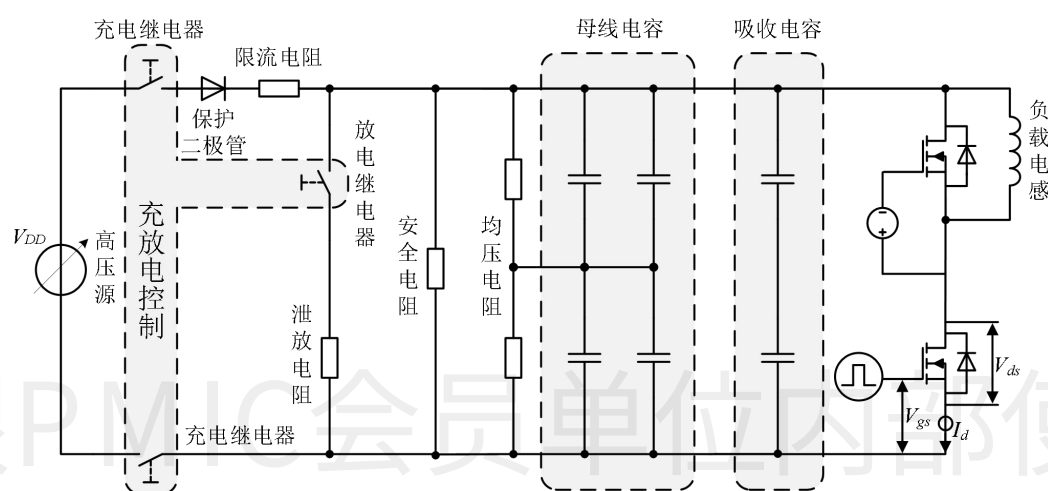


图 3-8 高压 SiC MOSFET 动态特性测试电路图

母线电容用于提供动态参数测试时的瞬时功率。在母线电容为负载电感充电时，母线电容上的电压会发生一定程度上的电压跌落。根据能量守恒定律以及恒压充电条件，将母线电容初始电压值设置为较测试电压波动范围在 5% 以内。由于测试器件为 6500V, 400A 的 SiC MOSFET 模块，其测试电压范围为：1300V~4200V，测试电流范围为：120A~400A。为满足 6.5kV SiC 模块的测试需求，同时降低功率回路寄生参数，采用四个薄膜电容两串两并的方式。薄膜电容选用台湾 VDTCAP 公司的 FG713K362-1，容值 130uF，耐压 3600V。

负载电感用于提供动态参数测试下的瞬时电流。为了满足不同规格的 SiC MOSFET 模块的动态特性测试，特定制了一款多级可调电感，电感感值档位有 250μH、500μH 和 2000μH。当被测模块的额定电流较大时，选用低档位小电感，此时电感电流上升速度较快，在双脉冲测试时第一段脉冲时间较短，因此在第一段脉冲结束时母线电容上的电压跌落较小；而当被测模块的额定电流较小时，选用高档位大电感，此时电感电流上升速度较慢，第一段脉冲时间较长，能够观测到功率模块从截止到饱和和导通全过程的完整开关波形。

被测元件根据接收到的测试信号导通或关断，测试其开关动态参数。为了分析功率模

块的温控特性，选用了分体式加热台放置在器件底部，温度变化范围为常温~150℃。为降低寄生参数对动态特性测试的影响，在被测元件两端并联 3 个 3μF 的吸收电容，吸收电容采用 VDTCAP 系列耐压为 8000V 的薄膜电容，此电容寄生电感为 20nH。

DSP 控制器用于控制充放电继电器的通断以及触发被测元件的双脉冲驱动信号。DSP 控制器选用美国 TI 公司 DSP 家族中的 C2000 系列，型号为 TMS320F28377，该控制器具有 32 位 CPU，频率为 200MHz，具有体积小、便携性高、发热量小等特点。

示波器用于采集被测元件的电压电流波形，由于 SiC 模块开关速度快，且动态特性测试时需要同时采集其漏源电压 V_{ds} 、漏极电流 I_d 、栅源电压 V_{gs} 三种参数的电压电流波形，因此需要至少具有 3 个通道的高带宽示波器。在本系统中选用美国 Lecroy 公司生产的 4 通道示波器 HDO6104A，该示波器具有 1GHz 带宽，10G/s 采样率，具有 LAN 接口，双脉冲测试捕捉到的波形能够通过 TCP/IP 协议传送给上位机。

上位机根据示波器的测试数据提取出开关动态特性参数并自动生成测试报告。上位机程序通过 LabVIEW 软件编写，在下一小节中将详述测试软件的具体设计。

由于 SiC 模块开关速度快，极大的 di/dt 将引起测试回路寄生电感产生过高的电压尖峰，甚至产生高频的 EMI 噪声。为减小主功率回路中由于寄生电感引起的开关瞬态过程中非理想的电压电流高频振荡，本文设计了拼接式叠层母排，通过 ANSYS Q3D Extractor 仿真可得到该母排在仿真精度为 10mm，Source=300A 时的寄生交流电感为 20.5nH。

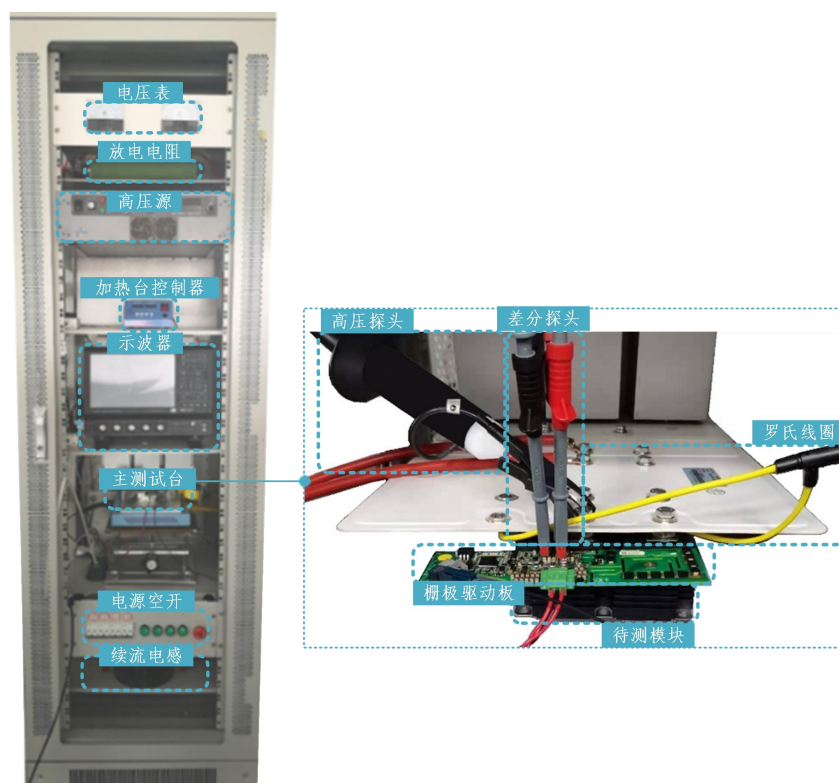


图 3-9 动态特性硬件平台

实验平台部分硬件如图 3-9 所示。实验所用 V_{DS} 电压探头为高压无源探头 PPE20kV(带宽为 100MHz)， V_{GS} 电压探头为差分探头 HVD3106（带宽为 120MHz）， I_D 电流探头为罗氏线圈 PEM CWT30Bmini（带宽为 30MHz），通过同轴电阻 SSDN-015 对照测试，得到罗氏线圈的延时为 17ns，在实际测试前需要对探头进行延时校正。

3.2.2 测试平台软件系统设计

动态测试系统的软件部分主要通过 LabVIEW 开发上位机完成，根据测试需求在上位机添加设计相关功能，并围绕自动测试的目的对测试系统逐步完善。软件设计包含三层结构，如图 3-10 所示。

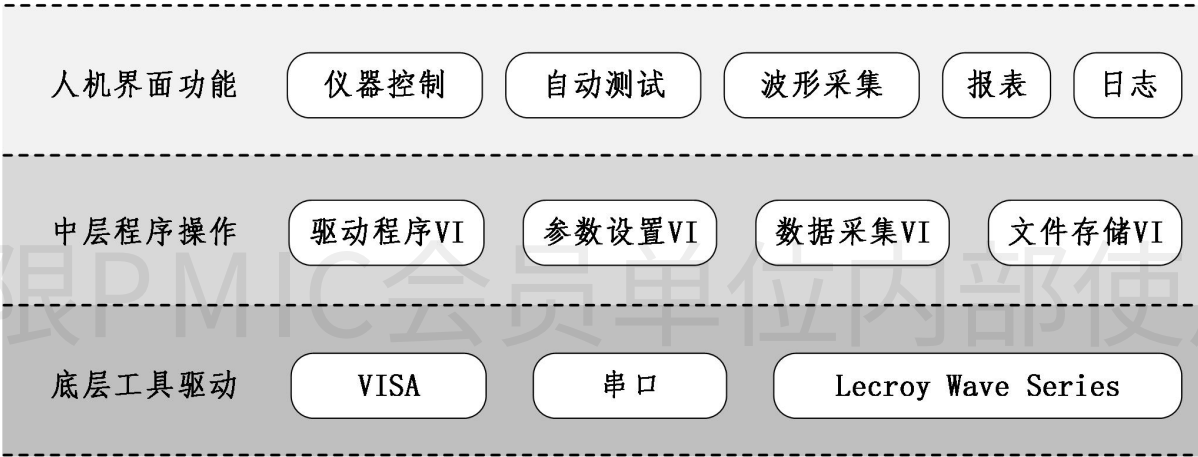


图 3-10 动态测试平台软件结构

作为测试软件的底层驱动，工具包是各个 VI 程序的主要组成部分。在具体设计时，运用后面板的仪器 I/O 面板的 VISA 工具包实现示波器驱动，使用串口工具包完成高压源的驱动控制，借助 Lecroy Wave Series 工具包完成数据采集。测试软件的中层程序设计主要为实现各功能所执行的子程序 VI。为实现整体程序的一键式自动化运行，在软件设计时把多个子功能模块封装成对应子程序 VI，方便在总程序中相应功能被触发时能够调用，子程序 VI 按照功能分类可以分为四类：驱动程序 VI、参数设置 VI、数据采集 VI 和文件存储 VI。人机交互界面即为高层应用程序，也是软件最终呈现在测试人员眼前的操作界面，具体包括测试参数输入框、测试功能按键、示波器界面显示以及最终的数据处理结果显示等。动态测试平台的人机界面所包含的功能主要有：仪器控制、自动测试、波形采集和生成报表等。在程序编写时，需要对前面板和后面板交互进行设计，在前面板中设计 UI 界面，在后面板中对前面板创建的属性节点按照运行逻辑编写对应程序。

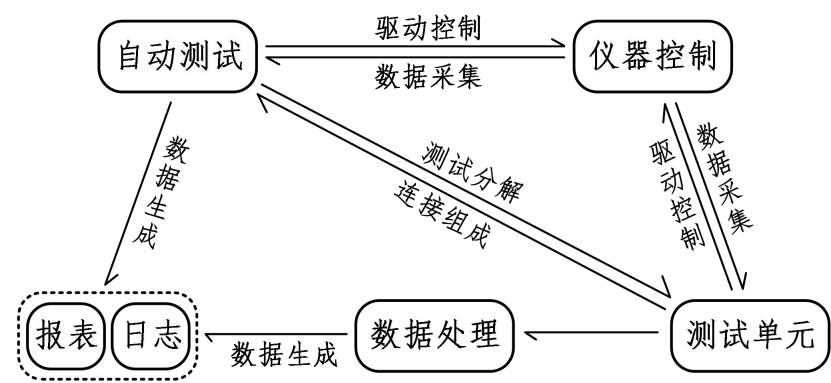


图 3-11 动态测试软件功能结构

软件模块的功能结构如图 3-11 所示。在程序设计的过程中，以自动测试模块为核心进行一系列的辅助设计，包括仪器控制、测试子单元、报表、日志等常见功能。对于动态测试系统中的各类测量仪器，仪器控制模块实现对示波器、高压源、DSP 控制器等仪器的基本控制，测试单元将自动测试任务的测试流程按照先后顺序拆分成子单元单独设计，用户可以对各项测试的测试参数与仪器对应的工况通过输入控件进行设定，运行所选单元可以进行相应的测试操作。运行自动测试能够逐步实现各步骤的测试，并将测试进展显示在测试日志中，最后将采集波形根据 IEC 60747-8: 2010 标准^[24]进行数据处理，可以计算得到 $t_{d(off)}$ 、 t_f 、 $t_{d(on)}$ 、 t_r 、 E_{on} 和 E_{off} 等动态特性参数，最后生成 Word 类型的报表，可以对报表内容及其存储路径进行编辑设置。



图 3-12 动态测试软件前面板显示 (UI 界面)

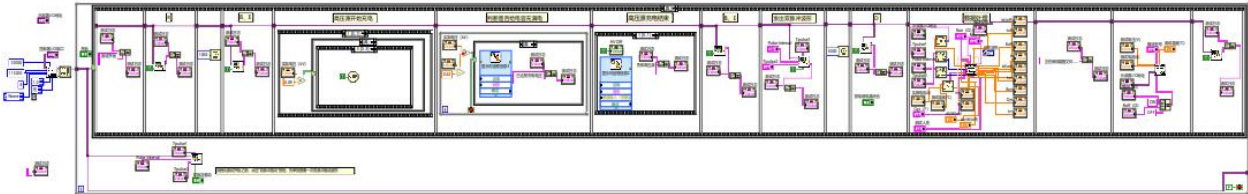


图 3-13 动态测试软件后面板部分主要程序

动态测试软件的前面板 UI 界面如图 3-12 所示,后面板部分主要程序如图 3-13 所示。根据其功能设计,软件运行步骤如图 3-14 所示。首先进入测试界面配置测试参数,包括测试电压范围选择、示波器 I/O 地址、控制器 I/O 地址以及高压源的通信串口选择。待配置完成测试参数后,点击“发双脉冲”按钮控制功率器件栅极开关动作,若示波器上未显示 V_{gs} 双脉冲波形,则重新发送双脉冲波形或检查硬件连接是否出问题;若示波器上随即显示 V_{gs} 双脉冲波形,则点击“开始”按钮进行测试,测试系统会按照测试流程进行本轮动态测试,若未出现测试故障,则示波器会将测得的波形显示在动态测试软件 UI 界面中,并将程序处理结果显示在“测试结果”框中,最后生成测试报表如图 3-15 所示;若出现测试故障,则需要终止运行程序,待查明故障原因解除故障之后,再重新开始新一轮测试。

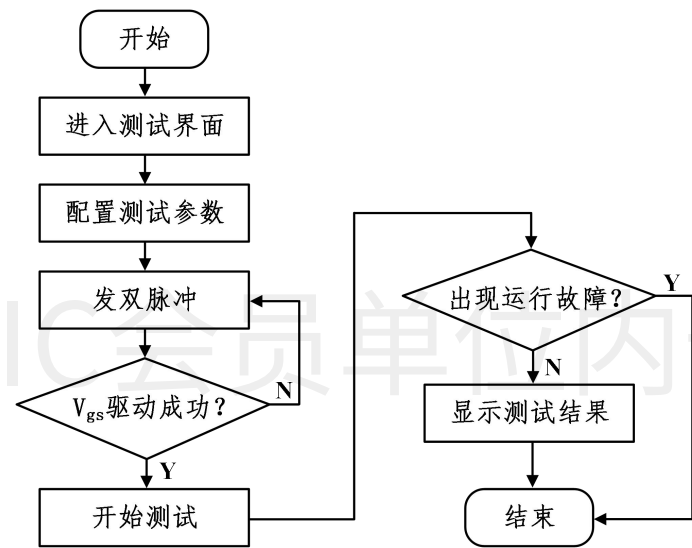


图 3-14 动态测试软件运行流程

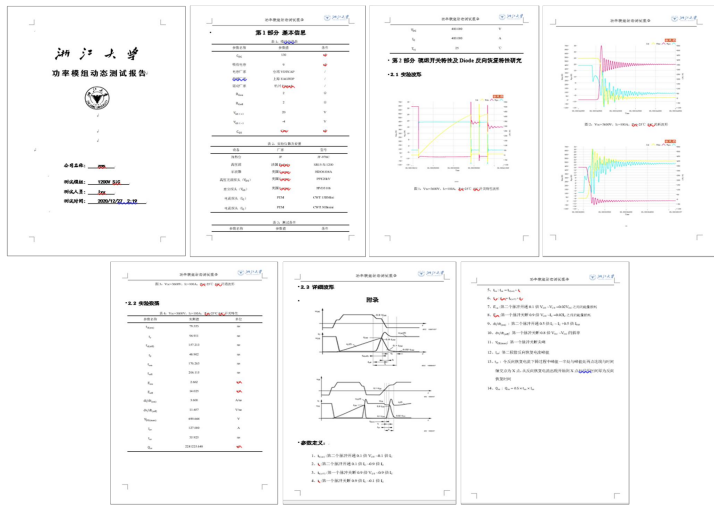


图 3-15 动态测试软件生成报表

3.3 6.5kV/400A SiC MOSFET 动态参数测试平台功能验证

为验证 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态特性测试平台的相关功能，选用由项目组自主研发的 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块 GEIRI G40650004A 进行感性负载下的双脉冲测试。该模块在 6 寸 SiC 衬底上制备而成，如图 3-16 所示。其静态参数如表 3-1 所示^[18]。



图 3-16 编号为 G40650004A 的 6.5kV/400A SiC 模块

表 3-1 SiC MOSFET 静态参数

静态参数	测试条件	25℃	150℃
I_{DSS}/mA	$V_{DS}=6.5kV, V_{GS}=0V$	0.021	0.146
$V_{GS(th)}/V$	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=100mA$	2.589	1.48
$V_{DS(on)}/V$	$V_{GS}=20V, I_D=400A$	3.726	8.316
V_f/V	$I_F=400A, V_{GS}=0V$	2.94	5.266

该 SiC MOSFET 模块的开关瞬态特性通过本文第三章所搭建的动态特性测试平台获得。设定驱动电平 V_{gs} 为 -5/+20V，母线电压 $V_{ds}=3600V$ ，负载电流 $I_d=400A$ ，驱动电阻 $R_{gon}=2\Omega$ 、 $R_{goff}=4.7\Omega$ ，测试 GEIRI G40650004A 额定状态下的 I_d 、 V_{ds} 和 V_{gs} 波形如图 3-17 所示，能够完整准确地测试其开关瞬态参数。将该模块在现有商用动态测试平台——瑞士 LEMSYS 公司生产的 TRds 4045-4070 测试装置上的进行双脉冲测试的波形图如图 3-18 所示。与 LEMSYS 测试平台相比，本文设计的测试平台寄生参数较小，仅有 30nH 左右，因此测试波形较为平滑；而 LEMSYS 测试平台由于与被测模块的连接需要一段外接引线相连，因此引入了较高的寄生参数，测得的开关波形栅极寄生振荡明显，并且电压波形发生了畸变。同时，两者在相同驱动条件下，开关速度有明显差异，在驱动电阻 $R_g=4.7\Omega$ 时，本文设计的测试平台测得的上升时间 $t_r=874.4ns$ ，下降时间 $t_f=325.6ns$ ；而 LEMSYS 测试平台测得的上升时间 $t_r=1417.23ns$ ，下降时间 $t_f=857.13ns$ ，说明二者测试回路的寄生参数和换流速度有明显差别。同时，在器件开通时由于陪测器件体二极管引起的反向恢复波形，两平台的测试结果有较为明显的差异，这是因为在本文设计的测试平台上测试时，是以 SiC MOSFET 模块的体二极管作为续流二极管进行测试的，而在 LEMSYS 测试平台测试时，由于 LEMSYS 测试平台有内置硅二极管，因此续流二极管实际为内置硅二极管与 SiC

MOSFET 模块体二极管并联而成,导致二者的开通电流波形上的电流过冲与寄生振荡有所差别。

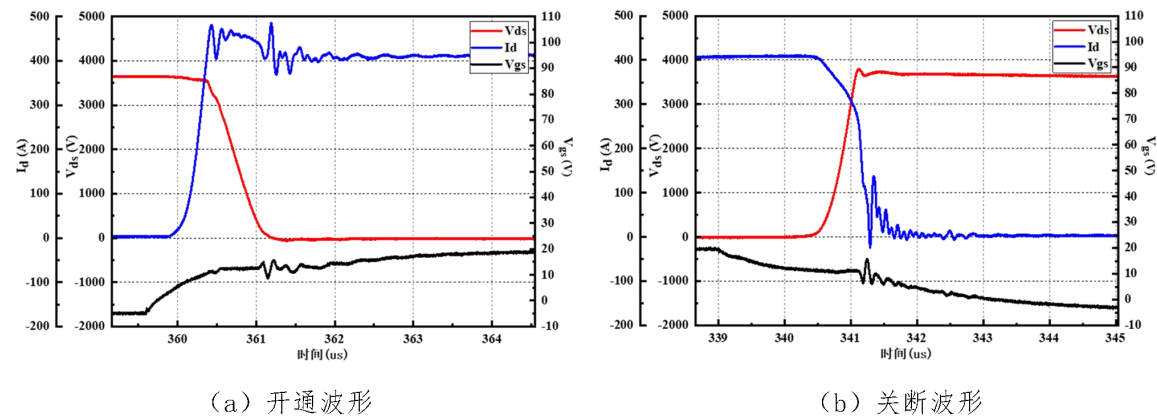


图 3-17 G40650004A 额定状态下的开关瞬态波形（本文设计的动态测试平台）

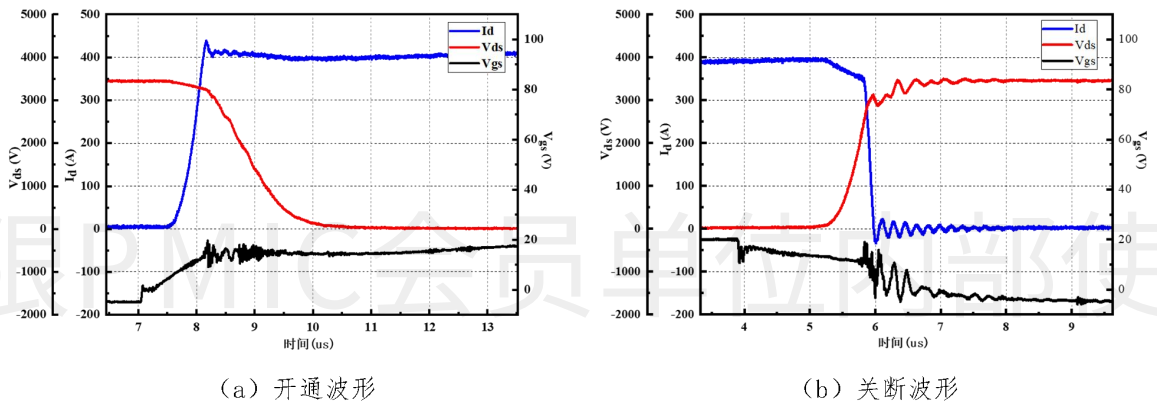


图 3-18 G40650004A 额定状态下的开关瞬态波形（Lemsys 测试平台）

表 3-2 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块开关瞬态参数

动态参数	25℃	150℃
$t_{d(off)}/\mu s$	1.5242	2.1034
$t_f/\mu s$	0.4128	0.4552
$t_{d(on)}/\mu s$	0.6086	0.4666
$t_r/\mu s$	0.5664	0.4292
E_{on}/mJ	805.55	714.19
E_{off}/mJ	417.21	447.95

该 SiC MOSFET 模块的开关瞬态参数如表 3-2 所示。为体现该 SiC 模块开关动作的快速性,借助此测试平台还测试了三菱公司 6.5kV IGBT 模块 CM600HG-130H。在常温下,该 SiC 模块的开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 仅有 $0.61\mu s$,而 IGBT 模块为 $t_{d(on)}=1.2\mu s$; SiC 模块开通损耗 E_{on} 为 $805.6mJ$,而 IGBT 模块为 $4.5J$ 左右。关断过程的差异则更加明显, SiC 模块关断延迟时间 $t_{d(off)}=1.52\mu s$,而 IGBT 模块为 $8.2\mu s$; SiC 模块的关断损耗 E_{off} 为 $417mJ$,而 IGBT 模块为 $4.3J$,增大了约 10 倍。总之,与 Si IGBT 模块相比,相同电压等级的 6.5kV SiC 模

块具备更高开关频率的能力，并且开关损耗更小，因而具有更加广泛的应用前景。但在其实际应用时，通常运行在多种多样的复杂工况下，因此还需进一步研究影响其动态性能变化的各项参数，为其在电力电子变换器中的具体应用设计提供参考和可能存在的不足之处。

3.4 本章小结

本章通过探究影响高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试技术的相关因素，搭建了 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态参数测试平台，包括硬件系统设计和 LabVIEW 测试软件编写，实现一键式自动测试。最后对由项目组自主研发的 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块进行了动态特性测试，验证了测试平台的功能，测试结果与瑞士 LEMSYS 公司的 TRd 2015 测试平台对比，验证了测试平台的性能。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第4章 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态特性测试结果及分析

上一章详细介绍了高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试平台的系统设计。在本章中，将以由全球能源互联网研究院有限公司牵头、课题组自主研发的 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块为研究对象，然后基于控制变量原理，在不同的驱动电阻 R_g 、运行结温 T_j 、负载电流 I_d 、母线电压 V_{ds} 等参数下对其进行开关瞬态测试、短路特性测试以及寄生二极管反向恢复特性测试，根据测试结果评估与分析各参数对 SiC MOSFET 动态特性的影响。

4.1 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块开关瞬态特性测试

基于第三章所搭建的高压 SiC MOSFET 模块动态特性参数测试平台，测试了 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块在额定工况下的开关瞬态特性，对于其在电力电子变换器领域的应用设计提供了参考。为进一步评估高压 SiC MOSFET 模块在不同的应用场景下的动态特性，基于控制变量原理，在不同的驱动电阻 R_g 、运行结温 T_j 、负载电流 I_d 、母线电压 V_{ds} 下对 SiC MOSFET 进行了开关瞬态测试，根据测试结果分析各参数对 SiC MOSFET 模块动态特性的影响。

4.1.1 驱动电阻对开关瞬态特性的影响

栅极驱动电阻对于 SiC MOSFET 开关动态特性具有重要影响，通过改变栅极驱动电阻，可以调节栅极输入电容的充放电速度，进而通过驱动电路的性能对 SiC MOSFET 的开关瞬态过程进行调节和控制，影响开关动态特性，包括 SiC MOSFET 的开关损耗、开关时间、 dv/dt 、 di/dt 、开关电压电流应力以及安全工作区等。为了研究栅极驱动电阻对 SiC MOSFET 开通过程的影响，分别选取驱动电阻为（1） $R_{gon}=R_{goff}=10\Omega$ ，（2） $R_{gon}=R_{goff}=4.7\Omega$ ，（3） $R_{gon}=2\Omega$ ， $R_{goff}=4.7\Omega$ ，对不同驱动电阻下的开关瞬态电压电流波形进行测试，测试结果分别如图 4-1 和图 4-2 所示，其测试条件为 $V_{DS}=3600V$ ， $I_D=400A$ ，工作温度 $T_j=25^\circ C$ ，驱动电压为 $V_{gs}=+20V/-5V$ 。

不同驱动电阻下的开通瞬态波形如图 4-1 所示。SiC MOSFET 的开关时间随 R_g 的增加而延后，电流变化率降低，开关过程逐渐变缓，开关时间变长，开通电流峰值和关断电压峰值降低。利用 SiC MOSFET 开关特性自动化提取程序对 SiC MOSFET 的动态开关瞬态参数进行提取与分析，不同驱动电阻下的 SiC MOSFET 开通损耗、开通时间和开通电流应力如图 4-2 所示。

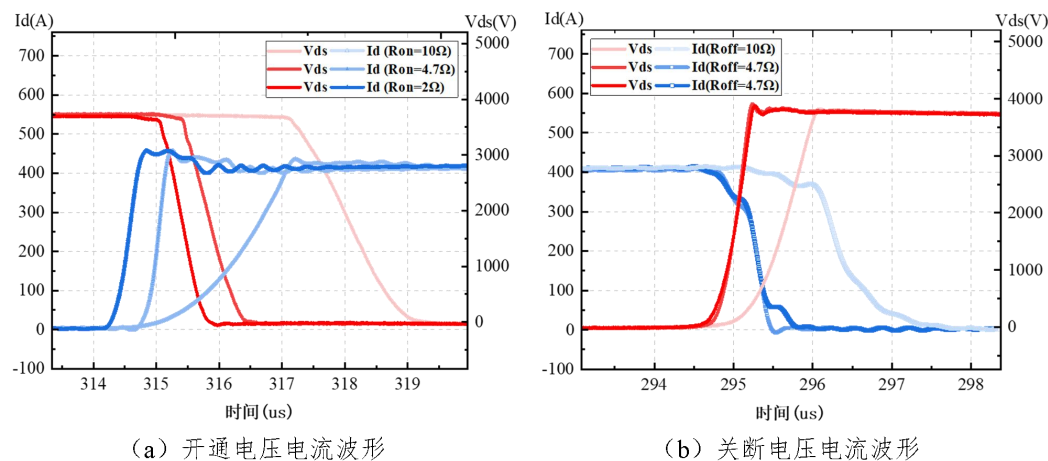


图 4-1 不同驱动电阻下的开关瞬态电压电流波形

在 SiC MOSFET 开通过程中,随着驱动电阻的增大,在相同的驱动电压下,栅极输入电容的充电速度减缓, V_{gs} 需要较长时间才能到达开通阈值电压,因此驱动电阻越大,开通时刻越延后。同时,较大的驱动电阻使得驱动电流减小,开通电流上升率 di/dt 和峰值电流 I_{max} 随之减小,到达相同的开通电流所需要的开通时间更长,增加了开通损耗。同时,驱动电阻增大使得反向恢复时间延长,反向恢复电荷增大。为了减小器件的开关损耗,需使开关速度尽可能快,但过高的 di/dt 和 dv/dt 会使器件的电压过冲和反向恢复电流增加,因此在驱动设计时应综合考量后选取 R_g 。对于本文中的功率器件,选取 $R_g=2/4.7\Omega$ 为宜。

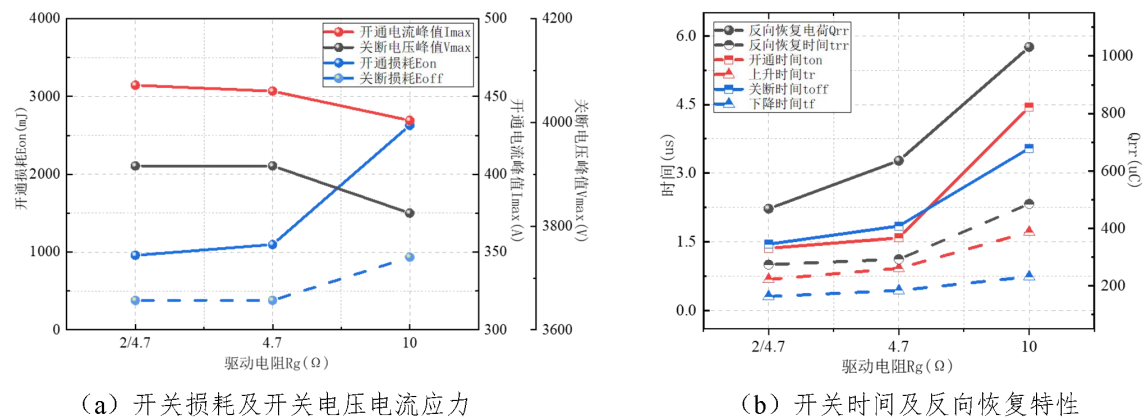


图 4-2 开关特性参数随驱动电阻的变化趋势

4.1.2 运行结温对开关瞬态特性的影响

由于 SiC MOSFET 开关过程的温度特性差异会对器件的实际应用产生影响,例如在串并联应用中对器件开关过程的同步性产生影响,使得串联应用时不均压或者并联应用时不均流^[47]。因此研究 SiC MOSFET 随温度变化的动态特性具有重要意义。设定驱动电阻 $R_g=2/4.7\Omega$ 、驱动电压 $V_{gs}=+20V/-5V$, 改变测试温度为 25°C 和 150°C , 在 $V_{DS}=3600V$, $I_D=800A$ 工况下测试 GEIRI G40650005A 的开关瞬态波形,如图 4-3 所示。

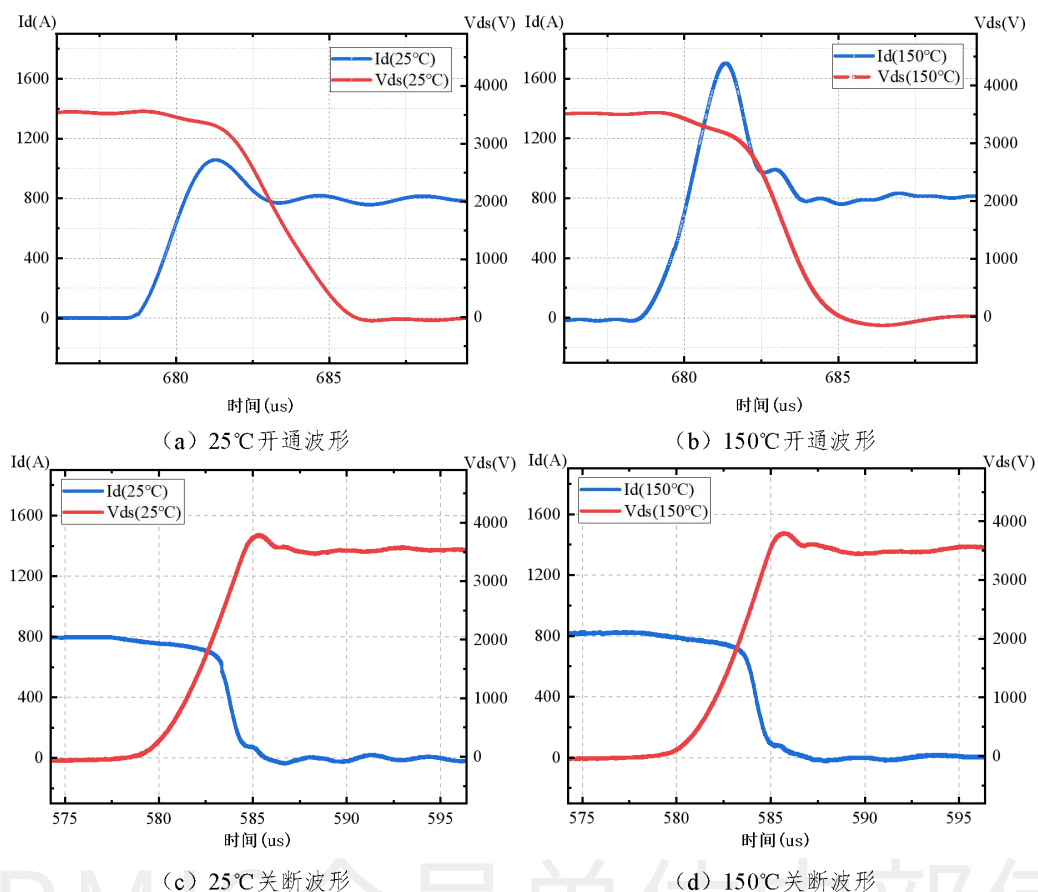


图 4-3 3600V/800A 下不同工作温度下的开关瞬态波形

由图 4-3 可见，常温和高温下的开关瞬态波形较为明显的差异出现在开通电流波形上。其中，SiC MOSFET 开通时刻的 di/dt 和 dv/dt 绝对值在高温时相较常温均上升 32% 左右，而关断时刻的 di/dt 的绝对值和 dv/dt 在高温时相较常温均下降 10% 左右，如图 4-4 所示。随着温度升高，SiC MOSFET 开通过程变快，开通电流峰值由常温下的 $I_{max}=1057A$ 增加为高温下的 $I_{max}=1702A$ ，增大了 61%。关断过程却正好与开通过程相反，高温下的 SiC MOSFET 关断电压过冲由常温下的 $V_{max}=3774V$ 减小为高温下的 $V_{max}=3727V$ 。

由此可见，SiC MOSFET 开通阶段的 di/dt 和 dv/dt 的绝对值具有正温度系数，而关断阶段的 di/dt 的绝对值和 dv/dt 具有负温度系数，随着工作温度的升高，SiC MOSFET 开通过程越快，开通电流峰值增大，而关断过程随温度升高而变慢，关断电压过冲减小。而在桥式电路应用中，由于上下开关管通常呈现互补导通状态，SiC MOSFET 开通电流峰值由与其进行换流的对管的体二极管反向恢复电流形成。根据前文所述，随着温度升高，SiC MOSFET 对管的体二极管反向恢复电流峰值增大，由于死区时间的存在，体二极管的反向恢复问题也会带来一部分开关损耗，影响功率变流器的变换效率，因此研究 SiC MOSFET 体二极管反向恢复特性具有重要意义。

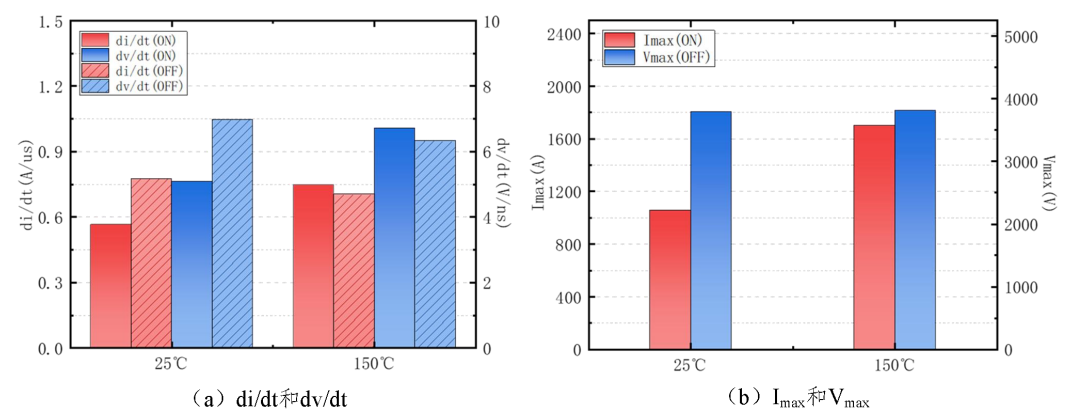


图 4-4 3600V/800A 下 25°C 和 150°C 时的开关瞬态参数

4.1.3 负载电流对开关瞬态特性的影响

为研究负载电流对 SiC MOSFET 开关瞬态特性的影响, 设定下管驱动电阻 $R_g=2/4.7\Omega$, 母线电压 $V_{bus}=3600V$, 器件工作结温 $T_j=25^\circ C$ 。通过调节脉冲时长改变负载电流, 分别在测试电流为 100A-800A 条件下对 GEIRIG40650005A 进行开关特性测试。测试所得的不同负载电流下 SiC MOSFET 开关瞬态电压电流波形如图 4-5 所示。

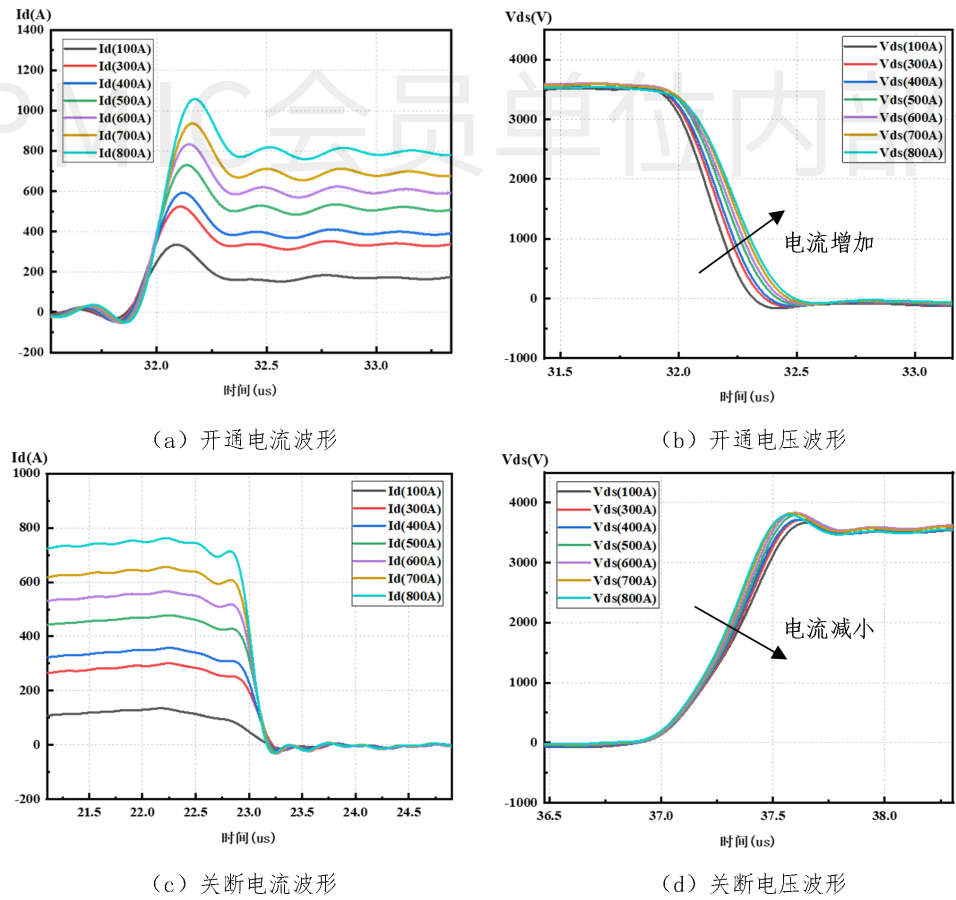


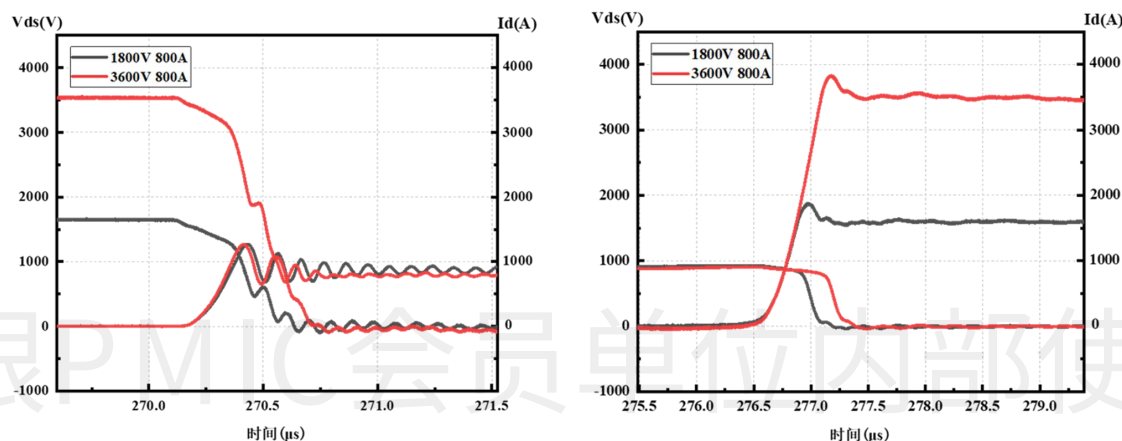
图 4-5 不同负载电流下 SiC MOSFET 开关瞬态的电压电流波形

图 4-5 显示了不同负载电流下 SiC MOSFET 开关瞬态的电压电流波形, 随着开通电流

的增加, 开通电流的过冲增加, 开通时间变长, 而开通电流变化率 di/dt 基本保持不变。当前向导通电流从 100A 增加到 800A 时, 续流器件反向恢复峰值电流由 172A 变为 266A, 增大了 54.7%。而随着关断电流的增加, 关断电流变化率 di/dt 增大, 电流下降变快, 因此在关断电压上表现为电压过冲增加, 但变化幅度不大。当关断电流从 100A 增加到 800A 时, V_{DS} 电压过冲由 3663V 增加为 3800V, 仅变化了 3.7%。

4.1.4 母线电压对开关瞬态特性的影响

为探究母线电压对 SiC MOSFET 开关瞬态特性的影响, 在驱动电阻 $R_g=2/4.7\Omega$, 负载电流 $I_D=800A$, 器件工作结温为 $T_j=25^\circ C$ 的条件下, 分别在 $V_{DS}=1800V$ 和 $V_{DS}=3600V$ 下对 GEIRIG 40650005A 进行开关特性测试, 测得的 SiC MOSFET 开关瞬态波形如图 4-6 所示。



(a) 开通波形

(b) 关断波形

图 4-6 1800V 和 3600V 下 800A 测试点开关瞬态波形

图 4-6 显示了不同母线电压下 SiC MOSFET 的开关瞬态电压电流波形。在开通波形图中, 1800V 和 3600V 关断电压下的 SiC MOSFET 几乎在同一时刻开通, 电流以不同的变化率同时上升, $V_{DS}=3600V$ 下的 SiC MOSFET 电流变化率为 $di/dt(V_{DS}=3600V)=4.94A/ns$, 高于 $V_{DS}=1800V$ 下的 SiC MOSFET 电流变化率为 $di/dt(V_{DS}=1800V)=4.59A/ns$, 这主要是由被测器件的栅源电容 C_{GS} 和跨导 g_m 造成的, 由于 $V_{DS}=1800V$ 下的栅源电容与 $V_{DS}=3600V$ 下的栅源电容几乎相同, 因此导通电流变化率 di/dt 主要受跨导的影响。当漏源电压 V_{DS} 增加时, SiC MOSFET 的 g_m 变大^[48]。因此可得, 在 $V_{DS}=3600V$ 下, I_D 随着 g_m 的增加而增加得更快, 从而导致电流变化率随之增大。同时, $V_{DS}=3600V$ 的 SiC MOSFET 的电流峰值也比 $V_{DS}=1800V$ 下的电流峰值高 5A。由开通电压波形可以得出, 高母线电压下的 SiC MOSFET 后完成开通, 所需开通时间更长。在关断波形图中, 两种关断电压下的漏源极电压以相同的变化率 dv/dt 上升, 随着关断电压的增加, 关断电流开始下降的时刻延后, 电流变化率 di/dt 引起的关断电压过冲增大 2 倍, 关断时间延长 200ns。

4.2 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块寄生二极管反向恢复特性测试

由于 SiC MOSFET 体二极管为 PiN 结构，通常情况下，PiN 二极管的正向导通压降 V_F 比同电压等级下的碳化硅肖特基二极管(SiC SBD)压降高出 1.5~2V。若在 SiC MOSFET 两端反向并联 SiC SBD，可以使得导通电流全部流过 SiC SBD，降低 SiC MOSFET 作为续流器件时的导通损耗，减小由于 PiN 二极管反向恢复带来的开关管开通电流尖峰，提高器件的性能。本文中的 SiC MOSFET 模块也是通过全 SiC MOSFET 反并 SiC SBD 实现的，以下简称为 SiC MOSBD，其正向导通特性如表 4-1 所示。全 SiC MOSFET 模块和全 SiC SBD 模块的伏安特性曲线如图 4-7 所示。

表 4-1 SiC MOSFET 前向导通压降特性

测试项目	测试条件	SiC MOSBD	SiC MOSFET	SiC SBD
$V_F(V)$ @ $I_F=400A$	$T_C=25^{\circ}C$	3.154	7.648	3.486
	$T_C=150^{\circ}C$	4.746	7.344	6.345

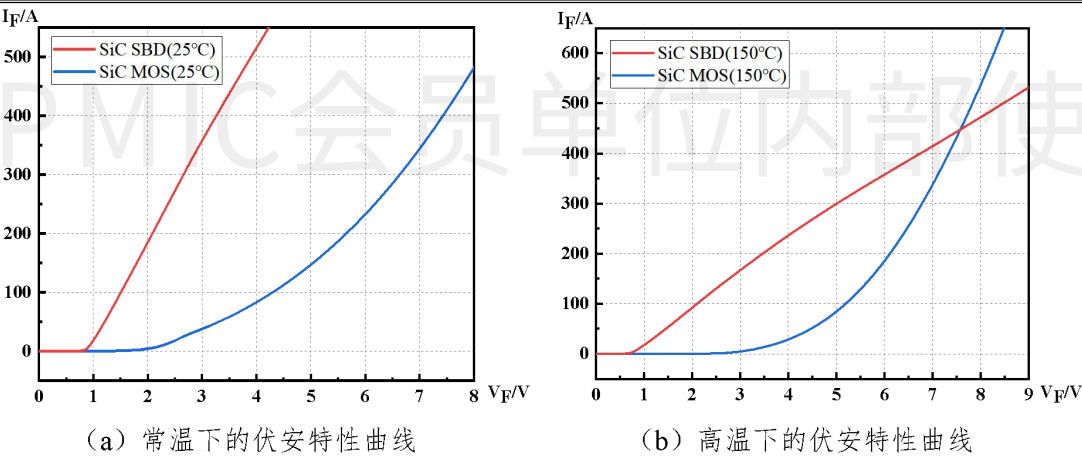


图 4-7 SiC MOSFET 和 SiC SBD 的伏安特性曲线

全 SiC SBD 模块在常温下的开启电压为 $V_{th(25^{\circ}C)}=0.78V$ ，高温下的开启电压为 $V_{th(150^{\circ}C)}=0.67V$ ；而全 SiC MOSFET 模块在常温下的开启电压为 $V_{th(25^{\circ}C)}=1.56V$ ，高温下的开启电压为 $V_{th(150^{\circ}C)}=2.18V$ 。因此大电流负载下，电流同时流过 SiC MOSBD 模块中的 PiN 二极管和 SiC SBD 二极管。由于 SiC SBD 常温下的前向导通压降 V_F 比 PiN 二极管低，因此在续流阶段 SiC MOSBD 模块的大部分电流流过其并联的 SiC SBD。但在高温时，由于外延层载流子迁移率的影响，其导通电阻增大，此时前向导通压降 V_F 比 PiN 二极管高，大部分电流被 SiC MOSFET 分流，因此高温时 SiC MOSBD 模块的等效寄生二极管特性受 SiC MOSFET 的影响较大。根据前文所述，高温下的 SiC MOSBD 反向恢复电流峰值增加

了 61%左右，在实际应用中会对功率变换器的效率造成严重影响。本文通过双脉冲实验对 6.5kV/400A 的 SiC MOSFET 体二极管的反向恢复特性进行了研究。

4.2.1 负载电流对反向恢复特性的影响

为探究 SiC MOSBD 作为续流器件关断时的负载电流对其等效寄生二极管反向恢复特性的影响，设定测试条件为 $R_g=2/4.7\Omega$ ， $T_j=25^{\circ}\text{C}$ ， $V_{ds}=3600\text{V}$ 。不同负载电流下，被测模块的开通电流波形如图 4-8 所示，续流模块等效寄生二极管的反向恢复电荷 Q_{rr} 和反向恢复峰值电流 I_{rrpk} 如图 4-9 所示。

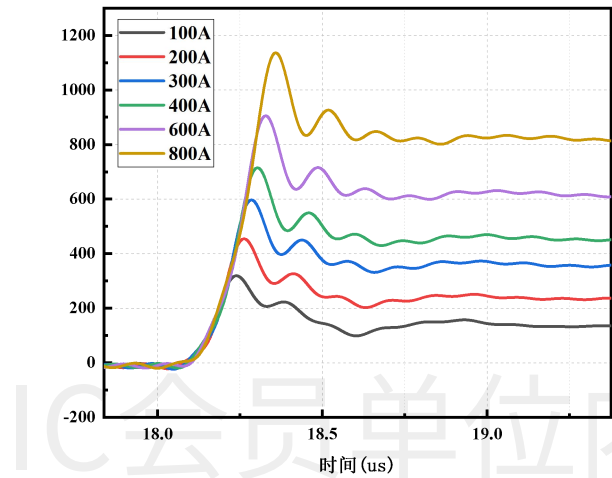


图 4-8 被测模块的电流波形 I_D

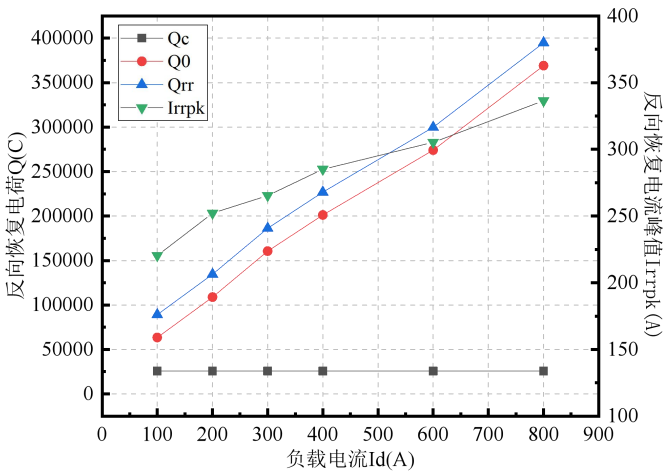


图 4-9 不同关断电流下续流模块等效寄生二极管的反向恢复特性

当负载电流从 100A 增加到 800A 时，续流模块等效寄生二极管的反向恢复峰值电流 I_{rrpk} 由 220.4A 变为 336.4A，增大了 52.2%。这是由于随着负载电流的增加，续流模块 SiC MOSBD 中 MOSFET 的 PiN 体二极管将有更多的自由载流子注入到漂移区。当续流模块关断时，PiN 体二极管将抽取出更多的载流子，被抽取的存储电荷 Q_0 随之增加。由于母

线电压始终保持为 3600V，续流模块 SiC MOSBD 的等效结电容电荷 Q_C 相应保持不变。其等效寄生二极管的反向恢复电荷 $Q_{rr}=Q_0+Q_C$ 随 Q_0 的增加呈上升趋势。

4.2.2 运行结温对反向恢复特性的影响

为探究 SiC MOSBD 寄生二极管在高温下反向恢复电流峰值增大的原因，保持其他测试条件不变，设定关断电压为 3600V，负载电流为 400A，分别测试 6.5kV/400A SiC MOSBD、SiC MOSFET 以及 SiC SBD 在常温和高温下的反向恢复特性。

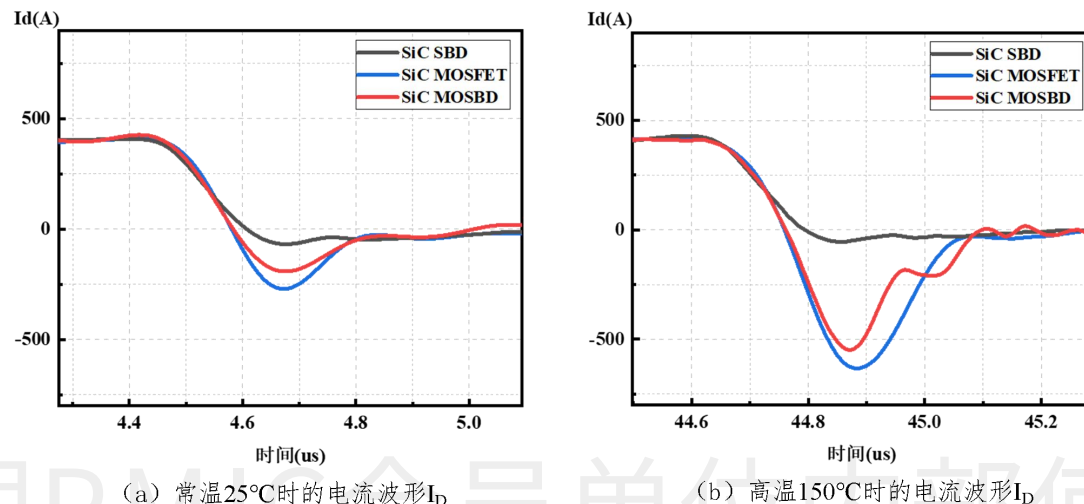


图 4-10 不同温度下寄生二极管反向恢复电流波形

图 4-10 给出了三者在 25°C 和 150°C 条件下的测试结果。由于 SiC SBD 的正向导通过程与 PiN 二极管有所差异，没有少子注入现象发生，仅与结电容的充放电有关，而结电容几乎不随温度变化，因此 SiC SBD 在常温和高温下的关断电流波形基本不变。而 SiC MOSFET 寄生 PiN 体二极管的反向恢复电荷 Q_{rr} 却明显增多，导致 I_{rrpk} 也明显增大。由于 SiC MOSBD 是由 SiC MOSFET 反并 SiC SBD 而成，随着温度增加，SiC MOSBD 等效寄生二极管反向恢复特性也随结温增加而急剧恶化。由于器件输出电容受结温影响很小，因此在不同结温下，输出电容电荷基本不变^{[48][49]}。常温下，SiC MOSBD 等效寄生二极管的反向恢复电荷主要为电容电荷，由图 4-11 (a) 所示。但在高温下，由于注入其内部 PiN 二极管漂移区的少子寿命被延长^[49]，因此在其关断时，从 PiN 二极管漂移区抽取的电荷量大幅增加，如图 4-11(b) 所示，由常温下的 33.87μC 变为高温下的 90.2μC，变化了约 1.7 倍。

由于 SiC MOSBD 在常温和高温下的前向导通压降 V_F ($@I_F=400A$) 均低于相同条件下的 SiC MOSFET 和 SiC SBD，因此通过反并 SiC SBD 可提升 SiC MOSBD 作为续流器件使用时的正向导通性能；同时，SiC MOSBD 寄生二极管关断时的反向恢复电荷在 25°C 和 150°C 时分别减小 32% 和 22%，有利于降低开关损耗，提升功率变流器的转换效率，但由

于成本和封装难度的考虑，在实际生产制造时，还需在二者之间做一个权衡设计。

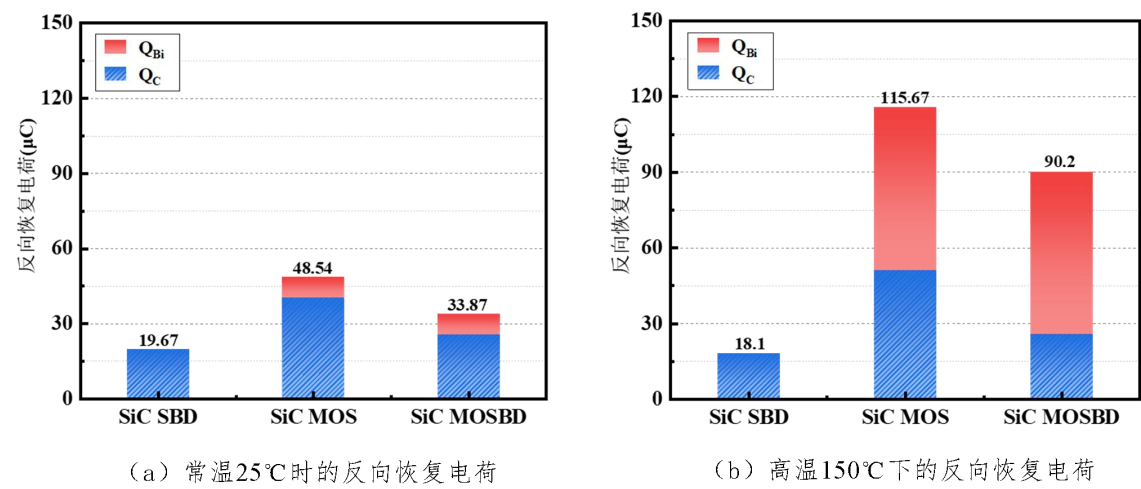


图 4-11 不同温度下寄生二极管反向恢复电荷分析

4.3 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块短路特性测试

由于电力电子器件的失效故障中大部分是由于热应力引起的，且多数是由于极端条件下发生短路故障所积累的瞬时能量未能及时释放而导致过热损坏，因此研究 SiC MOSFET 在高温下的短路特性具有重要意义^[50]。

4.3.1 短路测试原理

待测 SiC MOSFET 模块的短路特性通过单脉冲测试获得。单脉冲测试原理如图 4-12 所示，通过构建I型短路故障(Hard Switching Fault)，即当被测器件在高压下处于关断状态时，突然给器件一个单脉冲信号，使器件在短暂开通瞬间从零电流迅速切换至同时承受高电压和大电流状态。本节探究了高温短路实验中的短路脉宽和母线电压对实验结果的影响。

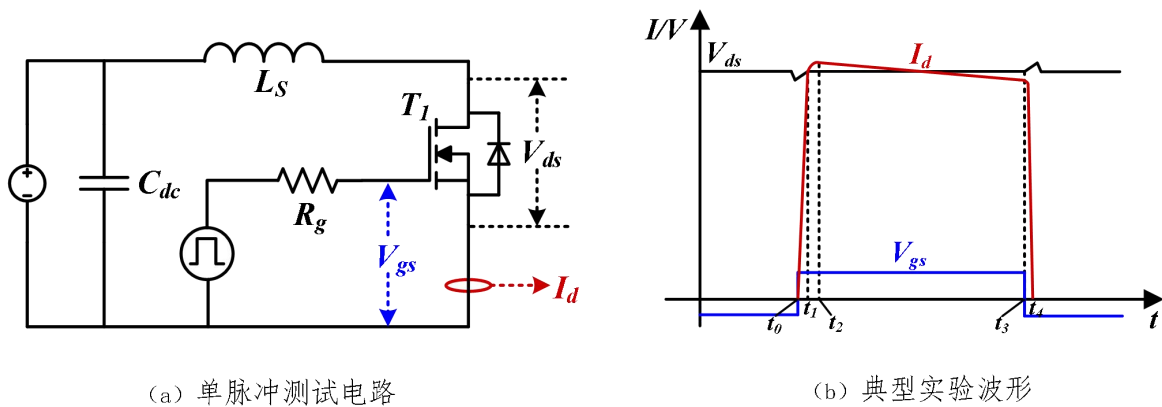


图 4-12 单脉冲测试原理图

4.3.2 短路脉宽对短路特性的影响

为评估短路脉宽对器件短路特性的影响，设定测试条件为额定母线电压 $V_{DS}=3600V$ ，门极驱动电阻 $R_g=2/4.7\Omega$ 、驱动电压为 $V_{gs}=+20V/-5V$ ，运行壳温 $T_c=150^\circ C$ 。首先对 5A 器件在短路脉宽 $T_{pulse}=2.5\mu s$ 条件下进行测试，此时器件正好能够完全开通，在此基础上逐步增加短路脉宽至器件失效，以此根据器件短路承受时间上的差异来评估器件的短路性能。

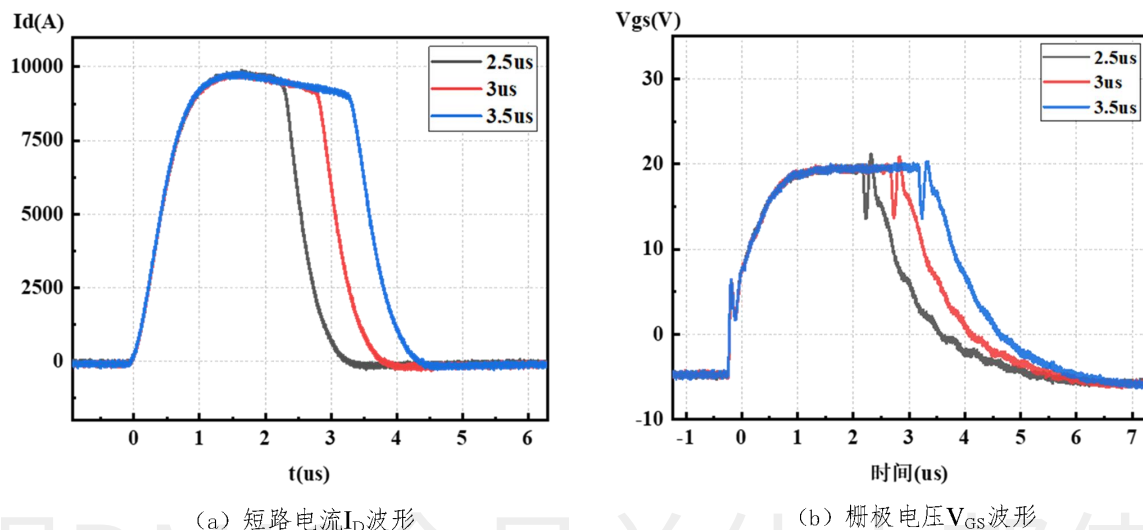


图 4-13 I型短路故障随短路脉宽变化特性图

图 4-13 为器件发生I型短路故障的特性图，其中，图 4-13 (a)为短路电流 I_D 波形图，当施加栅极驱动信号后，器件沟道打开，短路电流急剧上升并进入饱和状态。此时高压大电流下的较大功率损耗引起器件结温过热，使得沟道中载流子的迁移速度变快，电流继续上升至饱和峰值电流 $I_{peak}=9800A$ ，为额定电流的 24 倍。由于此时极大的功率损耗导致器件结温迅速上升，沟道处负温度相关的散射机制使得载流子的迁移速度减慢，短路电流波形开始呈负斜率 $di/dt=-0.435A/ns$ 下降，直到关断信号到来时才迅速减小至 0。图 4-13(b) 为栅极电压 V_{GS} 波形图。以 $0.5\mu s$ 为步长，逐渐增加短路脉宽至 $3.5\mu s$ ，随着短路脉宽的延长，短路电流 I_D 饱和和下降的时间随之增长，但仍处于正常短路状态，无异常现象发生。

图 4-14 为 SiC MOSFET 栅源极和漏源极同时击穿而失效特性图。在器件开通 $3.6\mu s$ 左右，栅极寄生参数引起的振荡导致漏源极击穿失效，漏极电流失控，此时栅源极电压仍呈关断下降趋势。而后在器件短路 $5\mu s$ 左右，栅源极电压波形也出现明显的跑飞现象，体现出栅源极已经击穿失去了控制能力。由于I型短路故障失效原因与器件短路瞬间积累的能量大小有关，可以得到此时器件的临界短路能量约为 $E_{sc}=88.473J$ 。

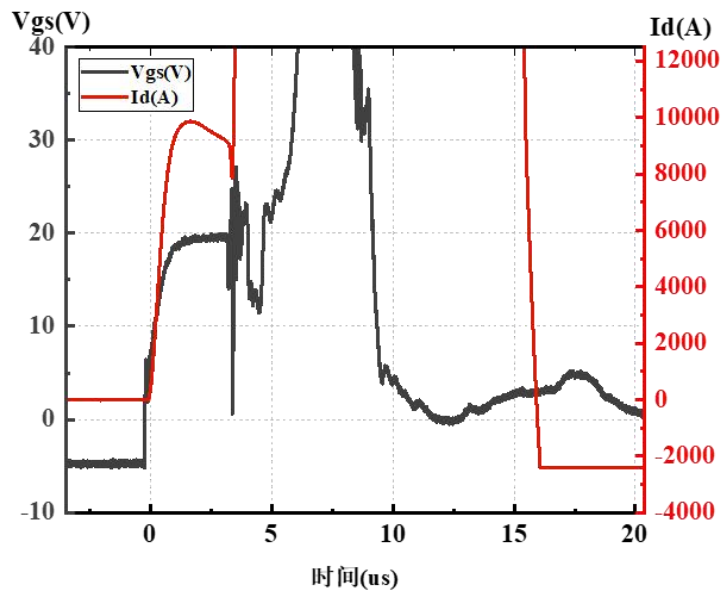


图 4-14 I型短路故障器件失效特性图

4.3.3 母线电压对短路特性的影响

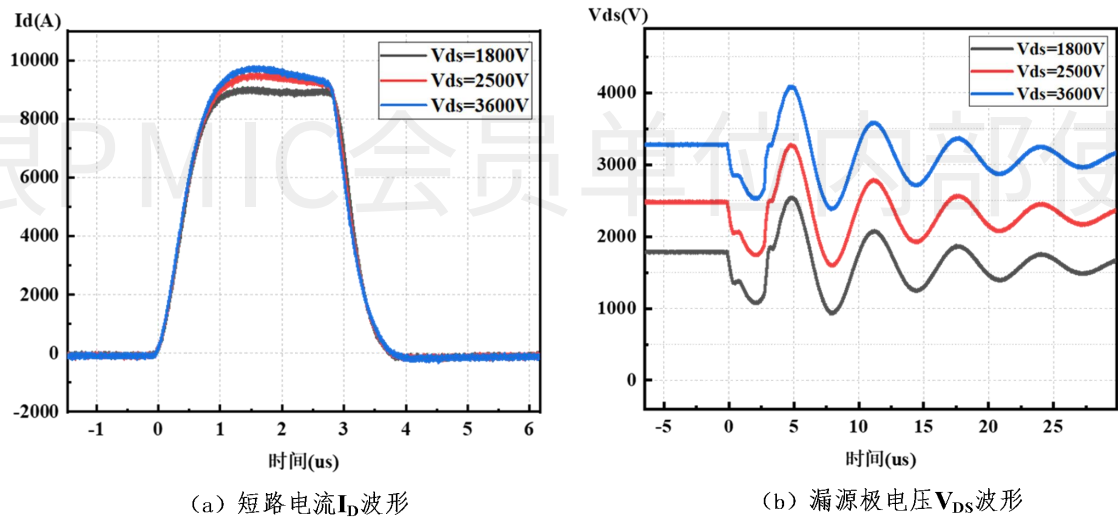


图 4-15 I型短路故障随母线电压变化特性图

为评估母线电压对器件短路特性的影响，在其他测试条件保持不变的情况下，设定短路脉宽 $T_{pulse}=3\mu s$ ，分别在母线电压 V_{bus} 为 1800V、2500V、3600V 条件下进行短路特性测试。由图 4-15 可知，母线电压 V_{bus} 对 SiC MOSFET 漏源极电压 V_{ds} 趋势基本无影响，但从图 4-15（a）可看出，母线电压 V_{bus} 越高，漏极电流 I_d 越快到达峰值，且峰值电流也越大。因此，在实际应用中，为了避免工作电压过高而造成的器件损坏，一般应降额使用。并且针对不同电压等级的 SiC MOSFET，故障检测时间应当区别设计，以保证在发生短路情况下能快速关断器件，防止其失效损坏。

4.4 本章小结

本章研究了 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块在不同的驱动电阻 R_g 、运行结温 T_j 、负载电流 I_D 、母线电压 V_{DS} 、短路脉宽 T_{pulse} 等参数下的开关瞬态特性、体二极管反向恢复特性及短路特性。在理论分析的基础上通过实验测得开关波形，对器件开关过程中的上升下降时间、开关损耗、电压电流应力等参数进行定量分析，得出 SiC MOSFET 在高压大电流下的动态特性规律，对 SiC MOSFET 模块在实际应用中的器件选型和驱动设计提供了一定的参考价值。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第 5 章 总结与展望

5.1 工作总结

本文结合国内外对 SiC MOSFET 动态参数测试电路的研究成果,提出了一种双脉冲测试主回路寄生参数测试方法,分析了主回路寄生电感对开关损耗测量的影响,搭建了高压动态参数测试平台,并对 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块开展了动态特性测试。

本文的主要研究成果如下:

(1) 提出一种双脉冲测试主回路寄生参数测试方法

双脉冲测试是评估器件动态特性的重要手段。测试电路的寄生参数将对测试结果产生直接影响。本文基于双脉冲测试电路,提出了一种能够较为准确地测量评估主回路寄生参数的方法,即用低感电阻替换测试电路中的续流二极管,通过对母线电容放电状态下的电压和电流波形进行高阶多项式拟合,计算得到双脉冲测试电路主回路的寄生参数。

(2) 研究主回路寄生电感对 SiC MOSFET 开关损耗测量的影响

通过调整主回路跳线接口处的空心小电感感值,获得不同主回路寄生电感值的双脉冲测试电路。对比分析不同电压电流测试条件下寄生电感对 SiC MOSFET 开关损耗测量的影响。结果表明:随着主回路寄生电感的增大,在开通阶段漏源电压下降变快,开通损耗随之减小;而在关断阶段漏源电压过冲增大,关断损耗随之增大,总开关损耗几乎不变。

(3) 搭建 6.5kV/400A SiC MOSFET 动态参数测试平台

通过探究影响高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试技术的相关因素,搭建了 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态参数测试平台,包括测试系统的硬件系统设计和 LabVIEW 测试软件编写,实现一键式自动测试。最后对由项目组自主研发的 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块进行了动态特性测试,验证了测试平台功能,测试结果与瑞士 LEMSYS 公司的 TRd 2015 测试平台对比,验证了测试平台的性能。

(4) 研究 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态特性影响因素

研究了 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块在不同的驱动电阻 R_g 、运行结温 T_j 、负载电流 I_D 、母线电压 V_{DS} 、短路脉宽 T_{pulse} 等参数下的开关瞬态特性、体二极管反向恢复特性及短路特性。在理论分析的基础上通过实验测得开关波形,对器件开关过程中的上升下降时间、开关损耗、电压电流应力等参数进行定量分析,得出 SiC MOSFET 在高压大电流下的动态特性规律,对 SiC MOSFET 模块的应用选型和驱动设计有重要的实际意义和参考价值。

5.2 课题展望

本文的研究仍有不足之处，需要在后续工作中完善：

（1）本文设计的测试系统每次仅能实现某个设定工况下的动态测试，不能实现多个电压电流等级下的自动化循环测试，对于新研制的器件，为了全方位评估其特性，往往需要进行功率循环测试，现阶段的测试软件还未能满足这一需求。在之后的程序设计中，可以引入配置文件，先设定待测的多个工况以及循环测试次数，拓展该测试平台的应用功能。

（2）本文提出的主回路寄生参数测量方法需要提供与测试电路续流二极管寄生参数等效的低感电阻，对于新开发的 SiC MOSFET 模块，难以找到与其寄生二极管寄生参数等效的电阻，未来的研究中可以进一步探索获取高压 SiC MOSFET 模块寄生参数的方法。

（3）本文搭建的 6.5kV/400A SiC MOSFET 测试装置测试结果准确，和 Lemsys 测试平台对比效果良好，下一步可以根据目前市面上已有商用化模块的封装进行多种相应的测试治具定制，将之应用于多种 SiC MOSFET 模块或者功率模组的测量。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] 中国能源中长期发展战略研究项目组. 中国能源中长期 (2030、2050) 发展战略研究[M]. 科学出版社, 2011.
- [2] 中国科学院能源领域战略研究组. 中国至 2050 年能源科技发展路线图[J]. 科学出版社, 2009.
- [3] 陈国平, 董昱, 梁志峰. 能源转型中的中国特色新能源高质量发展分析与思考[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(17):13.
- [4] 舒印彪, 陈国平, 贺静波, 张放. 构建以新能源为主体的新型电力系统框架研究[J/OL]. 中国工程科学: 1-9[2021-12-10].
- [5] 钱照明, 张军明, 盛况. 电力电子器件及其应用的现状和发展[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29):5149-5161.
- [6] 钱照明, 张军明, 吕征宇, 彭方正, 汪樾生. 我国电力电子与电力传动面临的挑战与机遇[J]. 电工技术学报, 2004(08):10-22.
- [7] 盛况, 任娜, 徐弘毅. 碳化硅功率器件技术综述与展望[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(06):1741-1753.
- [8] 盛况, 郭清, 张军明, 钱照明. 碳化硅电力电子器件在电力系统的应用展望[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(30):1-7+3.
- [9] 王学梅. 宽禁带碳化硅功率器件在电动汽车中的研究与应用[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(03):371-379.
- [10] Pala V , Brunt E V , Cheng L , et al. 10 kV - 15 kV Silicon Carbide Power MOSFETs for Next-Generation Energy Conversion and Transmission Systems[C]// IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2014 (ECCE 2014). IEEE, 2014.
- [11] Palmour J W , Cheng L , Pala V , et al. Silicon carbide power MOSFETs: Breakthrough performance from 900 V up to 15 kV[J]. IEEE, 2014.
- [12] Vechalapu K , Bhattacharya S , Brunt E V , et al. Comparative Evaluation of 15-kV SiC MOSFET and 15-kV SiC IGBT for Medium-Voltage Converter Under the Same dv/dt Conditions[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(1):469-489.
- [13] Kranzer D . Demonstration of a Medium Voltage Converter with High Voltage SiC

- Devices and Future Fields of Application[C]// Pcim Europe, International Exhibition & Conference for Power Electronics. VDE, 2015.
- [14] Johannesson D , Nawaz M , Ilves K . Assessment of 10 kV, 100 A Silicon Carbide mosfet Power Modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018.
- [15] Sabri S , Brunt E V , Barkley A , et al. New generation 6.5 kV SiC power MOSFET[C]// 2017 IEEE 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA). IEEE, 2017.
- [16] 金晓行, 李士颜, 田丽欣,等. 6.5kV 高压全 SiC 功率 MOSFET 模块研制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(6):6.
- [17] 吴沛飞,杜泽晨,杨霏,杜玉杰,吴军民,汤广福.6500V SiC MOSFET 模块测试与分析[J/OL]. 中国电机工程学报 :1-13[2021-12-22].<http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2107.TM.20211028.1619.025.html>.
- [18] Yujie D U , Cui L I , Xinling T , et al. Fabrication and dynamic switching characteristics of 6.5kV400A SiC MOSFET module[C]// 2020 17th China International Forum on Solid State Lighting & 2020 International Forum on Wide Bandgap Semiconductors China (SSLChina: IFWS). 2020.
- [19] Kawahara K , Hino S , Sadamatsu K , et al. 6.5 kV schottky-barrier-diode-embedded SiC-MOSFET for compact full-unipolar module[C]// 2017 29th International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD). IEEE, 2017.
- [20] Passmore B , Cole Z , McGee B , et al. The next generation of high voltage (10 kV) silicon carbide power modules[C]// Wide Bandgap Power Devices & Applications. IEEE, 2016.
- [21] PREZ-TOMS A, BROSSELDARD P, GODIGNON P, et al. Field-effect mobility temperature modeling of 4H-SiC metal-oxide-semiconductor transistors[J]. Journal of Applied Physics, 2006, 100(11): 1009.
- [22] 赵争鸣,白华,袁立强.电力电子学中的脉冲功率瞬态过程及其序列[J].中国科学(E 辑: 技术科学),2007(01):60-69.
- [23] 夏明华. 高压大容量 IGBT 测试技术及测试平台的研究[D].浙江大学,2014.
- [24] BS IEC 60747-8-2010,半导体装置.分立器件.场效应晶体管[S].
- [25] Tektronix 370A and 371A Curve Tracer Data Sheet [M]. Tektronix Inc,1996

- [26] Agilent B1505A Power Device Analyzer Curve Tracer [M]. Agilent Technologies (China) Co., Ltd.,2012
- [27] 大功率半导体器件静态参数测试系统 [M]. 西安天光测控技术有限公司
- [28] 华科智源. IGBT 静态参数测试仪 HUSTEC-1600A-MT [EB/OL].
<http://www.hustec.cn/ProductDetail/4785230.html>
- [29] 朱翔文. 高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试技术研究[D].浙江大学,2020.
- [30] 功率器件动态特性智能测试系统 [M].山东悦芯电子科技有限公司,2018
- [31] 功率半导体器件动态参数测试系统 [M].深圳青铜剑科技股份有限公司
- [32] 西安美泰. IGBT 综合参数测试系统[EB/OL]. <http://www.xameitai.com/Pshow.asp?Thex=67&Cla=26>.
- [33] 忱芯科技. 碳化硅功率半导体模块动态特性测试装备 [EB/OL].
<http://www.unisic-tech.com/page/thgzb.html>
- [34] 飞仕得科技. 功率模组分析仪 [EB/OL].
<http://www.firstack.com/product-detail.aspx?id=175>
- [35] LEMSYS PRO AC-DC FAMILY RANGE [EB/OL]. <http://www.lemsys.com/product/igbt-and-mosfet-testing-solutions>.
- [36] Semiconductor Curve Tracer CS-10000 Series(UL approved) [EB/OL].
https://www.iti.iwtsu.co.jp/en/products/cs/cs10000_top.html.
- [37] S.S. Ahmad, and G. Narayanan, “Double pulse test based switching characterization of SiC MOSFET,”[C] in 2017 National Power Electronics Conference (NPEC), Dec. 2017
- [38] 梁美,李艳,郑琼林,赵红雁.高速 SiC MOSFET 开关特性的测试方法[J].电工技术学报,2017,32(14):87-95.
- [39] 董泽政,吴新科,盛况,张军明.共源极电感对 SiC MOSFET 开关损耗影响的研究[J].电源学报,2016,14(04):112-118.
- [40] Wang J , Chung S H , Li T H . Characterization and Experimental Assessment of the Effects of Parasitic Elements on the MOSFET Switching Performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1):573-590.
- [41] Zheng C , D Boroyevich, Burgos R . Experimental parametric study of the parasitic inductance influence on MOSFET switching characteristics[C]// Power Electronics

- Conference (IPEC), 2010 International. IEEE, 2010.
- [42] Wang J , Shu-Hung Chung H . Impact of Parasitic Elements on the Spurious Triggering Pulse in Synchronous Buck Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12):6672-6685.
- [43] Yao C , Leng M , He L , et al. Electromagnetic noise coupling and mitigation in dynamic tests of high power switching devices[C]// Energy Conversion Congress & Exposition. IEEE, 2015.
- [44] John, Perales, Mico, et al. A Gate Drive With Power Over Fiber-Based Isolated Power Supply and Comprehensive Protection Functions for 15-kV SiC MOSFET.
- [45] Chen M , D Xu, Zhang X , et al. An Improved IGBT Short-Circuit Protection Method with Self-Adaptive Blanking Circuit Based on V_{CE} Measurement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017:1-1.
- [46] 虞乃鹏. 基于隧道磁电阻的 IGBT 模块短路及过流保护的研究[D]. 浙江大学, 2020. DOI:10.27461/d.cnki.gzjdx.2020.000829.
- [47] Zheng C , Yao Y , Danilovic M , et al. Performance evaluation of SiC power MOSFETs for high-temperature applications[C]// Power Electronics & Motion Control Conference. IEEE, 2013.
- [48] Dong Z , Wu X , H Xu, et al. Accurate Analytical Switching-on Loss Model of SiC MOSFET Considering Dynamic Transfer Characteristic and Q_{gd} [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020.
- [49] Wang Z , Zhang J , Wu X , et al. Evaluation of reverse recovery characteristic of silicon carbide metal–oxide–semiconductor field-effect transistor intrinsic diode[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(5):969-976.
- [50] Kordina O, Bergman JP, Hallin C. The minority carrier lifetime of n-type 4H-and 6H-SiC epitaxial layers[J]. Applied Physics Letters, 1996, 69(5): 679-681.
- [51] 康建龙,辛振,陈建良,王怀,李武华.SiC MOSFET 短路失效与退化机理研究综述及展望[J].中国电机工程学报,2021,41(03):1069-1084.
- [52] Baliga B J. Fundamentals of power semiconductor devices[M]. Springer, 2008.
- [53] Kordina O, Bergman JP, Hallin C. The minority carrier lifetime of n-type 4H-and 6H-SiC epitaxial layers[J]. Applied Physics Letters, 1996, 69(5): 679-681.

- [54] Hull B, Allen S, Zhang Q, Gajewski D. Reliability and stability of SiC power mosfets and next-generation SiC MOSFETS[C]. in Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), 2014 IEEE Workshop on, Knoxville, TN, Oct. 2014.
- [55] Wang J , Mocevic S , Hu J , et al. Design and Testing of 6 kV H-bridge Power Electronics Building Block Based on 10 kV SiC MOSFET Module[C]// 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 –ECCE Asia). IEEE, 2018.
- [56] Pikuz S A , Ter-Oganesyan A E , Mingaleev A R , et al. Studying of the resistance stage of heating of thin wires by high-power current pulse in different external media. IEEE, 2004.
- [57] Dong Z , Wu X , Kuang S . Analysis of gate signal interference in an integrated SiC MOSFET module[C]// 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2018.
- [58] Kumar M , Yakala R K , Pramanick S , et al. Improved Interconnect Layout of DC Link Capacitor Bank to Minimize Parasitic Inductance and its Effect on Performance of SiC MOSFET[C]// 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE). IEEE, 2020.
- [59] Liu Y , See K Y , Simanjorang R , et al. Modeling and simulation of switching characteristics of half-bridge SiC power module in single leg T-type converter for EMI prediction[C]// 2018:1314-1318.
- [60] Zheng C , Yao Y , Danilovic M , et al. Performance evaluation of SiC power MOSFETs for high-temperature applications[C]// Power Electronics & Motion Control Conference. IEEE, 2013.
- [61] Qu J , Yuan X , Zhang Q , et al. Simulation Based Method to Characterize Parasitic Parameters in a Double Pulse Test System[C]// 2020 15th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). IEEE, 2020.
- [62] Nayak P , Krishna M V , Vasudevakrishna K , et al. Study of the effects of parasitic inductances and device capacitances on 1200 V, 35 A SiC MOSFET based voltage source inverter design. IEEE.
- [63] Wang Z , Ouyang J , Zhang J , et al. Analysis on reverse recovery characteristic of

- SiC MOSFET intrinsic diode[J]. IEEE, 2014.
- [64] Shamas. A novel technique to reduce the reverse recovery charge of a power diode[C]// European Conference on Power Electronics & Applications. IEEE, 2008.
- [65] Jordan J , Esteve V , Sanchis-Kilders E , et al. A Comparative Performance Study of a 1200 V Si and SiC MOSFET Intrinsic Diode on an Induction Heating Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5):2550-2562.
- [66] Horie S . Analysis of gate voltage oscillation in a module with combination of Si-IGBT and SiC Schottky Diodes[C]// 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe). IEEE, 2018.
- [67] FANChunli, Chenglong Y U , Long J , et al. Simulation of Parasitic Parameters Influence on SiC MOSFET Switching Performance[J]. Journal of Shanghai Dianji University, 2015.
- [68] Jiang H , Wei J , Dai X , et al. SiC MOSFET With Built-in SBD for Reduction of Reverse Recovery Charge and Switching Loss in 10-kV Applications[C]// International Symposium on Power Semiconductor Devices & Ics. IEEE, 2017:49-52.

攻读硕士学位期间所发表的论文与专利

- [1] 李欣宜,王泽峰,邵帅,张军明.寄生电感对 SiC MOSFET 开关损耗测量的影响[J].电力电子技术,2021,55(06):141-145.
- [2] 李欣宜,杜玉杰,唐新灵,田丽欣,李士颜,郝凤斌,张军明,杨霏.6.5kV/400A SiC MOSFET 模块开关特性测试研究[C].中国电机工程学会电力电子器件专业委员会 2021 年学术年会
- [3] 张军明, 李欣宜. 一种高压器件动态特性测试电路、测试平台及测试方法[P]. 中国发明专利. CN113917303A (已公开)

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

致谢

两年半的研究生生涯已近尾声，在浙大学习生活的这段短暂时光里，我遇到了许多温暖有趣的朋友，在学习知识提升本领的同时，也学会了很多为人处世的道理。在学生生涯即将结束之际，回首点滴时光，我想要对所有曾经帮助过我的大家表示最由衷的感谢。

首先，我要感谢的是我的导师张军明教授。张老师学识渊博，平易近人，在学术方面雕精达博的同时，也总能为我耐心指点，是最值得我学习的榜样。谢谢您在我做实验遇到难题时的悉心指导与辛勤付出，才使得我能够不断取得进步；谢谢您在我面临职业选择感到迷茫时，为我答疑解惑；谢谢您每次都在百忙之中抽出时间在组会上对我们的科研进展耐心指导。您不仅是一位杰出的学者，更是一位优秀的导师。在这里，我衷心祝愿您和您的家人身体健康，万事顺意，阖家欢乐！

感谢实验室的邵帅老师，您科研勤奋，治学严谨，对待学生认真负责；也感谢实验室的周大姐，谢谢您在日常生活中对我们无微不至地关怀，谢谢您为实验室提供的坚实的后勤保障和舒适的实验环境，让我们可以安心科研学习！

感谢大功率实验室的朱翔文师兄和王泽峰师兄，谢谢你们的指导与帮助，使我体会到了获得科研成果的乐趣。也非常感谢张桢、江崴、龙莉娟、林绿漪、杨得秋、王楠、张博诚、王泽峰、朱翔文、李雨岑、叶蔚文、崔文韬、牛雨萱、朱世隆、张建佳、杨秋哲、高枝等师兄师姐们，冯雨心、何杨、王勋、马睿、林伟聪等同窗们，张飞力、陈毅飞、汪欣、王金帅、杜佳坤、陈张昊、施毅能、张光耀、吴彤、袁钰淼、邵可炜、朱志豪等师弟师妹们，谢谢你们这段时间的陪伴与帮助，为我的硕士生涯留下了美好的回忆！

还要感谢全球能源互联网有限公司的杜玉杰、唐新灵、杨霏博士，谢谢你们设计研发的碳化硅模块，让我能够顺利完成动态参数测试平台的相关实验；感谢杭州飞仕得科技有限公司的施贻蒙董事长，谢谢您为我做动态参数测试实验时提供的辅助仪器设备以及相关的经验指导；感谢邓志江、林氩师兄的帮助，谢谢你们让我更快地进入了科研的状态，掌握了许多硬件设计必备的基础知识！

最后我要感谢我的父母，是你们一直以来的支持与鼓励，让我能够专心学习，没有后顾之忧之忧，祝你们身体健康，事事如意！

李欣宜

2021 年 12 月于玉泉