

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: 公开

学 号: 21760408

浙江大学

工程硕士专业学位论文



中文论文题目: 高压 SiC MOSFET 模块动态参数
测试技术研究

英文论文题目: Research on Dynamic Parameter
Testing Technology of High Voltage SiC MOSFET
Module

申请人姓名: 朱翔文

指导教师: 张军明

合作导师: 赵 晨

专业学位类别: 工程硕士

专业学位领域: 电气工程

所在学院: 工程师学院

论文提交日期 2020 年 3 月 8 日

高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试技术研究



论文作者签名: _____

指导教师签名: _____

论文评阅人 1: _____ 隐名评阅

评阅人 2: _____ 隐名评阅

评阅人 3: _____ 隐名评阅

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: _____ 谢小高

委员 1: _____ 吴新科

委员 2: _____ 陈 敏

委员 3: _____ 邵 帅

委员 4: _____ 郭 清

委员 5: _____

答辩日期： 2020.3.11

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

Research on Dynamic Parameter Testing Technology of
High Voltage SiC MOSFET Module



Author's signature:_____

Supervisor's signature:_____

External Reviewers: _____anonymity_____

_____anonymity_____

_____anonymity_____

Examining Committee Chairperson:

_____Xie Xiaogao_____

Examining Committee Members:

_____Wu Xinke_____

_____Chen Min_____

_____Shao Shuai_____

_____Guo Qing_____

Date of oral defence: _____2020.3.11_____

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

致谢

三载寒来暑往，转瞬在浙大的研究生生涯即将告一段落，同时我的学生时代也至此落下帷幕。

感谢我的导师张军明教授。张老师炉火纯青的学术知识和一丝不苟的治学作风让我受益匪浅；在日常生活上的交流和关心令我如沐春风。您不但是我学习上的良师，更是我人生中的明灯。祝您的事业一帆风顺，家庭幸福美满！

感谢实验室的邵帅副教授。谢谢邵老师在专业上对我的耐心指导，您对专业一片赤诚和在科研中不断奋进的精神深深感染了我。祝您的事业顺顺利利！

感谢实验室的周莉英大姐。您的笑容让我在实验室的生活中感受到了无微不至的关怀。祝您身体健康！

感谢大功率实验室的中舒露、张桢、方迟清、沈莉娟、王天威、林绿漪、江崴、高贺、孙旦跃、龙莉娟、温剑威、吴贤、王楠等师兄师姐，王泽峰、虞乃鹏、张博诚、崔文韬、李雨岑、叶蔚文、牛雨萱等同窗，杨得秋、杨秋哲、朱世隆、张建佳、高枝、范俊崇、何杨、李欣宜、冯雨心、林伟聪、马睿、王勋等师弟师妹。与大伙在实验室度过的寥寥数载时光，是我人生中最充实和快乐的日子。

感谢我的班主任黄群赞老师以及班级大家庭的每一个成员。

感谢父母和亲朋好友对我的支持。你们是我前行路上源源不断的动力，也是坚强的后盾，有了你们我才能在人生的道路上一往无前。

感谢大家！我会继续努力！

朱翔文

2020年1月于求是园

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)

资助

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

谨致感谢！

摘要

电力电子技术是新一代科技革命和现代国防工业的技术支撑,功率器件的发展是其发展的核心和基础。动态参数是评估电力电子器件性能的重要指标。以 SiC 材料为代表的下一代宽禁带型电力电子器件受到广泛关注并得到实际应用,但其高速开关特性产生的大电流变化率使之对动态参数测试电路中的寄生参数较为敏感。因此掌握高压 SiC 功率模块高精度的动态参数测试方法,并设计符合高速开关瞬态测试需求的专用测试平台,对下一代新型器件性能的评估以及应用具有重大意义。

为研究高压 SiC MOSFET 器件高速开关条件下的动态参数测试技术,准确测试 SiC MOSFET 模块的动态参数,本文首先研究了测试回路寄生电感、测量系统带宽、电压电流测试方法、驱动器的可靠性和延时校正等影响 SiC 器件动态参数测试的相关因素。根据研究结果,通过对叠层母排结构进行仿真和选择合适参数的元件来设计测试主功率电路,并结合高压 SiC MOSFET 模块驱动电路、相关辅助电路的设计以及对测试仪器设备的选取,完成了硬件系统的搭建。同时,采用 LabVIEW 为主体编写了软件系统,实现了动态参数测试平台自动化测试控制、数据处理和人机交互等功能。通过结合硬件和软件两部分系统,搭建完成了 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态参数测试平台,并验证了测试平台系统的可行性和准确性。

关键词: 高压; SiC MOSFET 模块; 动态参数; 测试平台; LabVIEW.

Abstract

Power electronics technology is one of the key technologies for modern science, industry and national defense, and the power electronics devices is the most important component for the power electronics technology. The Dynamic parameters of power electronics devices are important specifications to evaluate their performance, and the next generation of wide band gap semiconductor devices, such as SiC devices, are more sensitive to parasitic parameters of the test circuit due to the fast switching transient. Therefore, the test method and dedicated test platform that meets the requirements of fast switching transient of high voltage SiC devices are very important to evaluate the performance of the SiC devices.

In order to study the dynamic parameters testing technology of high-voltage SiC MOSFET devices with fast switching transient and extract the dynamic parameters accurately, this paper first studies the relevant factors that may affect the dynamic parameter testing of SiC devices, such as circuit parasitic inductance, measure system bandwidth, test methods of voltage and current, reliability of gate driver and delay calibration. Based on the study, the design considerations of the key components are presented, the laminated busbar is adopted to minimize the test circuit parasitic inductance. With the proper designed gate driver circuit for SiC MOSFET module, necessary auxiliary circuit, and the proper selection of test equipment, the hardware of dynamic parameters test platform for high voltage SiC MOSFET module is built. At the same time, a software using LabVIEW is designed and programmed for the test platform to realize the automatic test control, data processing, results display and user interface. Finally, combining the two parts of the hardware and software systems, a 6.5kV / 400A SiC MOSFET module dynamic parameter test platform was completed. The function, feasibility and accuracy of the test platform system was verified based on the experimental test results.

Key words: high voltage; SiC MOSFET module; dynamic parameters; test platform; LabVIEW

插图目录

图 1.1 能源转型中我国一次能源消费结构演化趋势	1
图 1.2 我国直流输电工程示意图	2
图 1.3 各种封装的 SiC 器件	3
图 1.4 LEMSYS 公司的器件测试平台	5
图 1.5 CREA 公司开发的针对 SiC 器件动态测试夹具系统	5
图 2.1 动态开关过程相关参数的典型波形图	8
图 2.2 反并联二极管反向恢复电流变化波形图	8
图 2.3 IEC 60747-8-2010 双脉冲测试原理图	9
图 2.4 改进后的双脉冲电路原理图	9
图 2.5 一阶 RC 测试系统输入阶跃信号	10
图 2.6 测试系统自身上升时间与信号源上升时间的比值对测试结果误差的 影响	12
图 2.7 测量在不同带宽原则下上升时间的信号源所需最小测试系统带宽	13
图 2.8 理论计算和仿真得到的不同约束条件下的原始信号上升时间-最小测 试系统带宽曲线	13
图 2.9 理论计算和实测得到的罗氏线圈上升时间对比图	15
图 2.10 理论计算和实测得到的罗氏线圈下降时间对比图	16
图 2.11 驱动电阻为 2.4Ω 时, 罗氏线圈和同轴电阻测得的脉冲电流开通波形	16
图 2.12 驱动电阻为 2.4Ω 时, 罗氏线圈和同轴电阻测得的脉冲电流关断波形	17
图 2.13 驱动电阻为 51Ω 时, 罗氏线圈和同轴电阻测得的脉冲电流开通波形	17
图 2.14 驱动电阻为 51Ω 时, 罗氏线圈和同轴电阻测得的脉冲电流关断波形	18
图 2.15 电压探头连接测试点的模型示意图	19
图 2.16 测量 V_{GS} 的 MCX 接口	19
图 2.17 外部电流放大器 (external current booster)	20

图 2.18 无延时的开关动态参数测量波形	22
图 2.19 电流探头较电压探头存在延时的开关动态参数测量波形	22
图 3.1 系统框架原理图	24
图 3.2 测试系统人机交互示意图	24
图 3.3 双脉冲测试电路	25
图 3.4 测试时序及待测量和电感电流变化趋势	25
图 3.5 测试电路寄生参数分布	28
图 3.6 母线电容	29
图 3.7 吸收电容	29
图 3.8 续流电感	29
图 3.9 叠层母排整体装配示意图	30
图 3.10 弯折式叠层母排	30
图 3.11 拼接式叠层母排	30
图 3.12 弯折式叠层母排仿真	30
图 3.13 拼接式叠层母排仿真	30
图 3.14 busbar Q3D 寄生电感仿真结果对比图	31
图 3.15 驱动电路原理图	31
图 3.16 光纤信号传输装置	32
图 3.17 F28377S 开发板	33
图 3.18 母线电容充放电电路原理图	33
图 3.19 Technix SR15-P-1200-OP	34
图 3.20 HDO6104A	34
图 3.21 PEM-CWTmini30	35
图 3.22 PPE20kV	35
图 3.23 HVD3106	36
图 3.24 动态参数测试回路框架图	36
图 3.25 动态测试平台机柜实物图	37
图 4.1 软件系统功能分布图	39
图 4.2 高压电源控制框架图	40

图 4.3 高压电源控远程序框图	40
图 4.4 双脉冲信号和充放电控制控制框架图	40
图 4.5 双脉冲信号和充放电控制程序框图	41
图 4.6 示波器控制框架示意图	41
图 4.7 示波器显示界面	41
图 4.8 数字滤波器效果图	42
图 4.9 测试平台人机交互界面（一键式）	43
图 4.10 测试平台工作流程图	43
图 4.11 数据处理误差统计图	46
图 5.1 可行性测试模块 CM600HG-130H	47
图 5.2 不同测试电压下模块的开通电压波形	47
图 5.3 不同测试电压下模块的关断电压波形	48
图 5.4 不同测试电流下模块的开通电流波形	48
图 5.5 不同测试电流下模块的关断电流波形	49
图 5.6 不同测试电流下模块的开通和关断能量损耗曲线	49
图 5.7 不同测试电流下模块的反向恢复电流、反向充电电量曲线	49
图 5.8 不同工作温度下模块的开通波形	50
图 5.9 不同工作温度下模块的关断波形	50
图 5.10 不同工作温度下测得模块的开通上升和关断下降时间对比图	51
图 5.11 不同工作温度下测得模块的开通和关断能量损耗对比图	51
图 5.12 SKM350MB120SCH17 和其内部半桥结构	52
图 5.13 驱动电路原理图	52
图 5.14 不同驱动电阻下模块的开通波形	53
图 5.15 不同驱动电阻下模块的关断波形	54
图 5.16 不同驱动电阻下模块的开关能量损耗曲线	54
图 5.17 平台测试模块损耗曲线与数据手册对比图	55

附表目录

表 2.1 不同速度下两个电流探头测得的脉冲电流波形参数 14

表 3.1 电感值计算表 27

表 3.2 电容值计算表 27

表 4.1 测试可重复性数据统计表 44

表 4.2 测试数据误差统计表 44

表 5.1 不同工作温度下动态参数的测试结果 53

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目录

致谢 I

摘要 III

Abstract IV

插图目录 V

附表目录 VIII

目录 IX

1 绪论 1

 1.1 课题背景 1

 1.2 SiC 器件的应用现状 2

 1.3 SiC 器件动态参数测试现状 4

 1.4 课题研究内容 6

2 SiC MOSFET 模块测试技术研究 7

 2.1 概述 7

 2.2 功率回路寄生电感和过冲电压的影响 9

 2.3 系统带宽对测量的影响 10

 2.4 电流测量技术 13

 2.5 电压测量技术 18

 2.5.1 最小测量回路原则 18

 2.5.2 地回路引入噪声 19

 2.6 栅极驱动的可靠性 20

 2.7 测量延时校正 21

 2.8 本章小结 23

3 高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试平台硬件设计 24

 3.1 概论 24

 3.2 测试主电路 25

 3.2.1 电路元件参数设计 26

 3.2.2 叠层母排设计 29

3.3 驱动电路设计	31
3.4 辅助电路设计	32
3.5 测试设备选择	33
3.5.1 高压直流电源	33
3.5.2 高带宽示波器	34
3.5.3 电流测量探头	35
3.5.4 电压测量探头	35
3.6 动态参数测试平台机柜设计	36
3.7 本章小结	37
4 高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试平台软件设计	39
4.1 自动化控制	39
4.1.1 高压电源远程控制	39
4.1.2 双脉冲信号和充放电控制	40
4.1.3 示波器设置	41
4.2 数据处理	42
4.3 人机交互	42
4.4 软件系统的可靠性验证	44
4.4.1 可重复性验证	44
4.4.2 精确性验证	44
4.5 本章小结	46
5 动态参数测试平台实验结果	47
5.1 测试平台可行性验证	47
5.1.1 不同测试电压下测试结果	47
5.1.2 不同测试电流下测试结果	48
5.1.3 不同工作温度下测试结果	50
5.1.4 小结	51
5.2 测试平台准确性验证	51
5.2.1 驱动电路设计	52
5.2.2 不同工作温度对动态参数的影响	52

5.2.3 不同驱动电阻下测得损耗结果 53

5.2.4 结果对比 54

5.3 本章小结 55

6 总结与展望 56

6.1 课题工作总结 56

6.2 课题工作展望 56

参考文献 58

作者简历及在学期间完成的工作 63

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

1 绪论

1.1 课题背景

为推进能源生产和消费革命，保障国家能源安全，国家发展改革委和国家能源局于 2016 年 12 月 29 日发布《能源生产和消费革命战略(2016—2030)》，提出了我国能源革命中长期的战略目标^[1]。在未来相当长一段时间内，我国将以能源转型为动力，努力建设清洁低碳、安全高效的新一代能源系统。电力系统与新一代能源系统的生产、输送和消费等环节紧密相关，是其不可或缺的重要组成部分。它对于实现新一代能源建设中的重点指标具有举足轻重的作用^[2]。因此推动能源转型和建设新一代能源系统，在发展技术和创新的基础上，必须着重推进电力系统的转型，建设作为新一代能源系统核心的新一代电力系统^[3]。

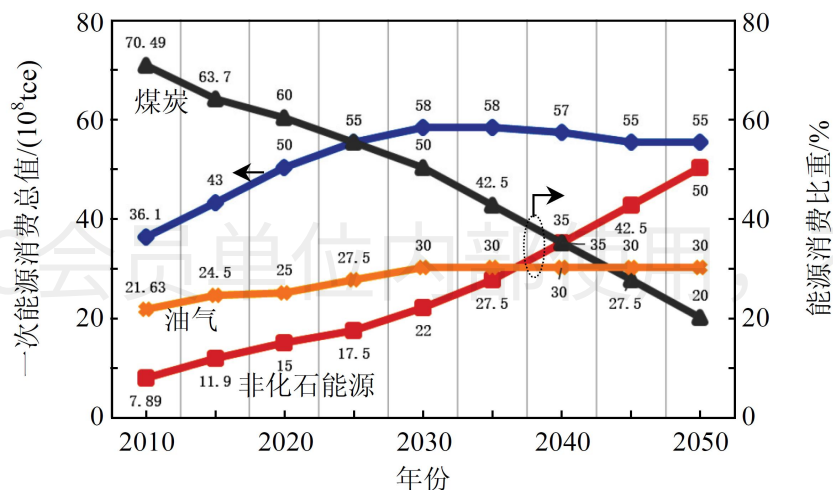


图 1.1 能源转型中我国一次能源消费结构演化趋势^[1]

高比例电力电子装备的使用是新一代电力系统的主要技术特征。新一代电力系统中将会有大量的电力电子设备。2010 年以来我国电力系统的高速发展，特别是风水光等新能源发电技术的快速发展，特高压直流输电的大规模建设，以及能源互联网的兴起，极大地推广了电力电子装备在电力系统装置中的应用。至 2016 年末，我国有 29 项直流输电工程正在运行，并于 2017 年建成了 4 条大规模的特高压直流工程。目前正在推行的光伏扶贫政策，也大大增加了接入电力系统的电力电子设备数量。随着大量不同类型、不同电压等级的电力电子设备接入电网，我国电力系统电力电子化的趋势逐步显现^[4]。



图 1.2 我国直流输电工程示意图^[1]

电力电子是现代科学、工业和国防的重要支撑技术，是改造传统行业，发展新兴产业的核心技术之一。功率器件是电力电子技术的核心和基础，是电力电子技术发展的核心驱动力，很大程度上决定了电力电子变换器的性能。自 20 世纪 50 年代硅晶闸管面世以来，在研究人员的不懈努力下，电力电子器件的发展已经取得了巨大的成就，为电力电子行业的繁荣奠定了坚实的基础。经过数十年的发展研究，以晶闸管为代表的半控型器件，至 2005 年已达到了 70MW/9000V 的水平；以绝缘栅双极性晶体管（IGBT）为代表的全控型器件，于在 20 世纪 90 年代后期提出了若干种改进优化的器件结构，目前也已经有了 1.2 kV/3.6 kA 至 6.5 kV/600 A 的产品^[5]。进入新世纪，提高功率设备性能的新方法受到了前所未有的关注，作为其中的核心组成部分，功率器件也正经历着快速而蓬勃的发展。

1.2 SiC 器件的应用现状

近些年来，在高压大功率应用场合，随着研究人员对新能源分布式发电和柔性直流输电等技术的研究，对电力电子装置也提出了更高的要求。越来越多的太阳能和风力发电设备已经连接到电力系统。相应配套的超高压电力电子设备组件，例如静态无功补偿器，步进电压调节器，环路平衡控制器和静态同步补偿器等，对于其系统控制能量平衡而言是必不可少的。但是传统 Si 材料器件的耐压和开关性能制约了装备技术的进一步发展，采用传统器件的装置需要相应配套复杂且昂贵的冷却系统和昂贵的无源组件，极大地降低了电力电子变换器的工作效率和

功率密度。由于 Si 基功率器件已经逼近了 Si 材料的物理极限，为了突破当前的器件瓶颈，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（WBG）的半导体器件，如碳化硅（SiC）或氮化镓（GaN）器件^[6]。相比传统材料的半导体，宽禁带半导体拥有更加出色的性能。宽禁带半导体的本征温度高使其可以工作在更高温度，低通态电阻保证了快速开关能力，高热导率使其适于高温高频条件下工作。这些宽禁带功率半导体器件的使用将提高电能转换的效率，从而实现对电能的更合理利用，同时功率转换器的尺寸和耐用性也得到了显著改善。对于宽禁带半导体，尤其是 SiC 工艺技术，它是宽禁带半导体材料中最成熟的技术，其电气特性较 Si 器件更为优良。例如 SiC 的击穿电场（Ebd）大约是 Si 的击穿电场的 10 倍，因此 SiC 器件可以实现更高的耐压，如达到 10 kV 及以上。而且，这种高 Ebd 使得 SiC 功率器件的漂移层的厚度和掺杂密度分别是 Si 功率器件的厚度的 1/10 和 100 倍，使得相同电压等级的 SiC 功率器件拥有更小的导通电阻^[7]。

尽管现有的多电平技术可将低压器件应用到高压场合，但存在复杂性和可靠性之间的制约关系以及性价比低的缺点，因此用宽禁带半导体器件代替 Si 器件日益受到重视^[8]。2009 年 6 月，EPC 公司推出了首批 GaN FET。ROHM 公司也于 2010 年 12 月将第一批功率 SiC MOSFET 投放市场。此后，制造商们已经研制开发了数代 SiC MOSFET^[9]。

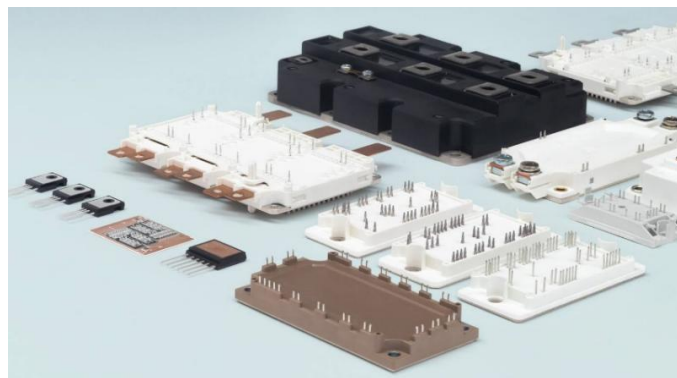


图 1.3 各种封装的 SiC 器件

在上述背景下，以 SiC 材料为代表的下一代宽禁带电力电子器件已经开始了商业化的应用。尤其是基于 SiC 材料的电力电子器件，这些年来在高校研究机构和厂商的不断努力下，目前已经具有较高的成熟度和可靠性。越来越多的 SiC 电力电子装置运用到高压大功率的电力系统中，对提升能源利用率，提升国民经济

起到了重要作用^[10]。

1.3 SiC 器件动态参数测试现状

SiC 器件的高耐压、低损耗、快速开关等特性让其在高频电力电子变换器中的应用前景广阔。动态参数是评估电力电子器件性能的重要指标，是影响功率变换器效率的重要因素。但是目前 SiC 器件动态参数测试方法没有特有的标准，借鉴 Si 器件的测试方法对其进行测试成为了首选方式。

功率器件的动态参数主要包括器件的开关时间参数和能量损耗参数，以及上述随工作条件的变化趋势^[11]。由于 SiC 器件结电容小，栅极充放电荷低，开关速度极快，使得开关过程中的电压电流变化率均非常高，导致由开关引起的能量损耗会显著减小。但是器件封装中不可避免地存在杂散电感，在大电流变化率下会产生较大的过冲电压和振荡，引起器件电压应力、损耗的增加以及电磁干扰(EMI)问题^[12]。文献[13]针对 SiC MOSFET 的导通和关断阶段开关振荡现象进行理论分析，设计了包含寄生元件的等效电路模型，推导出相对简单的数学公式，用以指导缓冲或阻尼电路设计^[13]。文献[14]通过对器件进行建模，建立了电流电压之间的数学模型^[14]。SiC 器件开关时的栅源极电压正向尖峰可能引起不完全导通，使功率器件流过较大电流，增加开关损耗，严重时造成桥臂短路，功率器件过流损坏；而栅源极电压负向尖峰可能造成功率器件的栅源极击穿，进而损坏功率器件，降低系统的可靠性。文献[15]展示了用于 10 kV SiC MOSFET 实验模块的栅极驱动器设计，设计采用了高共模噪声抗扰度的电源架构，选择性能兼具优越性和完整性的栅极驱动器 IC，并加入了外部电流放大器、软关断和 Miller 钳位等电路设计，还提出了一种基于 PCB 的高带宽 Rogowski 电流传感器，以作为一种更有效的方法来对高成本 SiC MOSFET 模块进行短路保护^[15]。文献[16]分析了负载电感的寄生电容对 SiC MOSFET 开通特性的影响^[16]。在相同杂散电容情况下，更高的 dv/dt 也会增加共模电流。同时 SiC 器件高速开关特性产生的较大电流变化率使其对测试电路寄生参数较为敏感，由此产生的电压过冲严重时可损坏器件，烧毁电路。由于以上因素的存在，测试 SiC 器件的动态参数对测试设备也提出了新的要求。因此探索适合 SiC 器件的测试方法和检测标准，以此建立一套高压 SiC 器件功率模块的测试平台，对器件性能的评估以及应用具有重大意义。

当前商业市场诸多国外厂商已经推出功率器件的测试系统设备，例如瑞士

LEMSYS 公司的 TR 系列，意大利 CREA 公司的 MT 系列，日本 IWATSU 公司的 CS 系列以及日本 TESEC 公司的 3430-SW 系列等。



图 1.4 LEMSYS 公司的器件测试平台

这些公司的产品测试性能（精确性和可靠性）已得到业界的普遍认可，测试范围也覆盖 10kV 以下的器件等级。但是它们大多都是以传统 Si 器件的作为测试对象，将 Si 器件的动态特性作为其测试系统的技术要求，相关的动态测试设备的寄生参数仅能满足传统功率器件低速开关特性的测试要求，并没有针对和适配本课题拟研究的高压 SiC 功率器件。现阶段市场仅有 CREA 公司针对对 SiC 器件的特性对测试设备做出了相应的改良。其新推出的测试系统专为 SiC 动态测试开发的夹具系统具有较低的寄生参数（低杂散电感），约为 20nH，如图 1.5 所示。但相比于新型器件的超快速开关特性，其动态参数测试夹具的杂感还有待于进一步改良减小。此外，上述的这些进口设备的售价和维护费用都非常昂贵，一定程度上制约了我国功率器件产业进一步的快速发展^[17]。

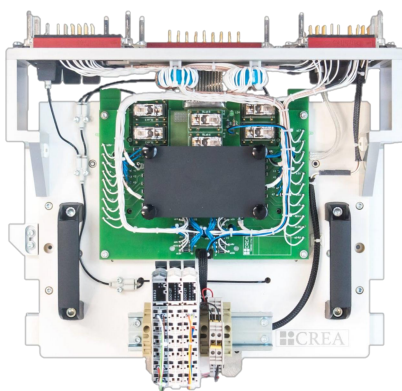


图 1.5 CREA 公司开发的针对 SiC 器件动态测试夹具系统

综上所述，研究并掌握高压 SiC 功率器件高精度的动态参数测试方法，并设计一套符合测试需求的动态参数测试平台，打破国外公司在功率半导体器件测试

领域的垄断地位和掣肘，对我国电力电子器件的推广、应用以及行业发展具有重要意义。

1.4 课题研究内容

本课题论文的主要研究内容安排如下：

第一章，介绍了课题的时代背景，分析了 SiC 器件模块应用背景和其动态参数测试的现状。

第二章，结合理论推导、仿真计算、实验验证和 Si 器件的动态参数测试技术，研究了 SiC MOSFET 的动态参数测试技术，探究了影响 SiC 器件动态参数测量结果的因素，并提出了需要注意的事项相应和改进方法。

第三章，介绍了 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态参数测试平台的硬件系统设计。本章通过主测试电路、驱动电路和辅助电路的设计，以及对测试仪器设备的选取，详细阐述了测试平台硬件系统的设计和搭建。

第四章，介绍了动态参数测试平台的软件系统设计。动态参数测试平台的软件部分包含了自动化的测试控制、数据处理以及人机交互三个部分，主体采用了 LabVIEW 进行编写，最终实现了一键式操作的全自动测试系统。

第五章，利用测试平台通过测试相应的高压功率模块和 SiC 模块的动态参数，验证了测试平台的可行性。同时研究了不同条件下的模块动态参数，将测试平台测试结果与厂商数据手册数据作对照，验证了测试平台的准确性。

第六章，总结与展望。

2 SiC MOSFET 模块测试技术研究

2.1 概述

功率模块的动态参数是表征器件以及模块性能的重要指标之一。SiC 器件测试方法没有特有的标准，作为 MOSFET 器件，其表征参数的测试仍然沿用 Si 器件参数的定义。本课题的测试对动态参数的选取是以 IEC 60747-8-2010 为标准^[18]。相关的测试参数和定义如下表所示。

表 2-1 常见动态参数

符号	名称	定义
$t_{d(on)}$	开通延迟时间	开通时，从栅极电压上升到开通值的 10%开始到漏源极电压下降到稳态的 90%为止
$t_{d(off)}$	关断延迟时间	关断时，从栅极电压下降到开通值的 90%开始到漏源极电压上升到稳态的 10%为止
t_r	上升时间	开通时，漏源极电压由稳态的 90%下降到 10%经历的时间
t_f	下降时间	关断时，漏源极电压从稳态的 10%上升到 90%经历的时间
$t_{(on)}$	开通时间	开通延迟时间和上升时间之和
$t_{(off)}$	关断时间	关断延迟时间和下降时间之和
E_{on}	开通损耗	开通时，在漏极电流上升至稳态的 10%到漏源极电压降至稳态的 10%时间内两者交叠产生的损耗
E_{off}	关断损耗	关断时，在漏源极电压上升至稳态的 10%到漏极电流降至稳态的 10%时间内两者交叠产生的损耗
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	令反向恢复电流下降过程中峰值一半处与峰值处两点连线与时间轴交点为 X 点，从反向恢复电流出现开始到 X 点处经历时间即为反向恢复时间

Q_{rr} 二极管反向充电电量 $Q_{rr} = 0.5 \times t_{rr} \times I_{rr}$

下图展示了 MOSFET 动态开关过程相关参数的典型波形图。

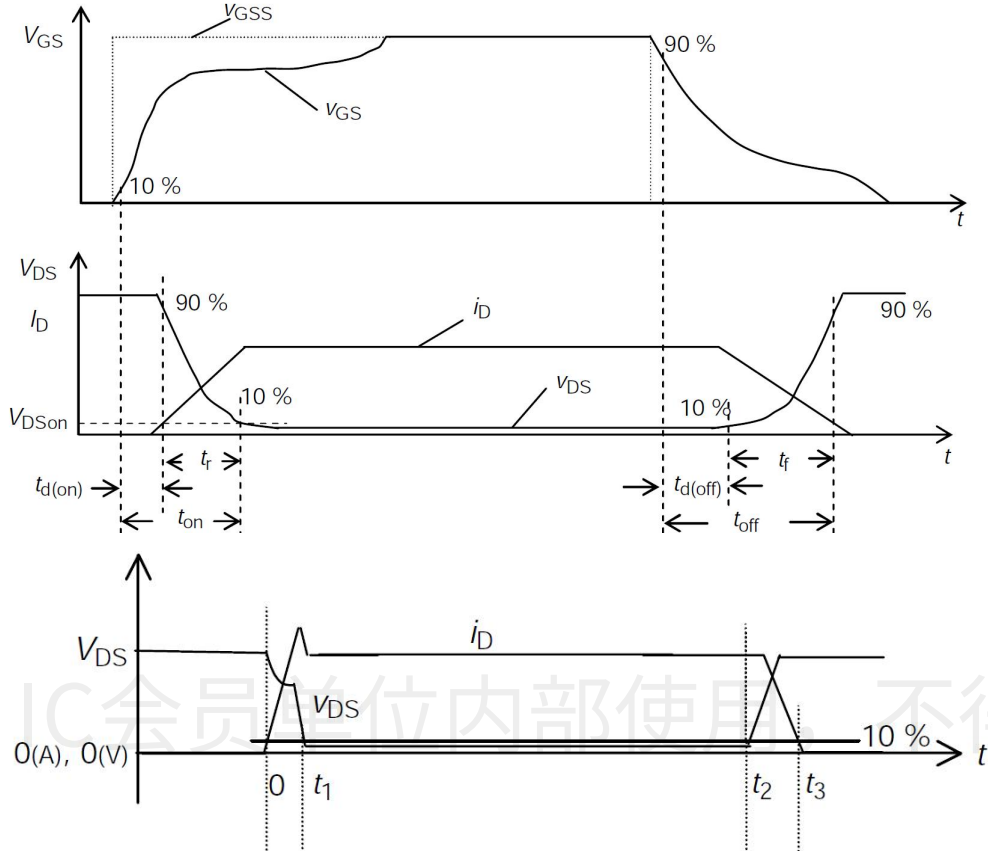


图 2.1 动态开关过程相关参数的典型波形图^[18]

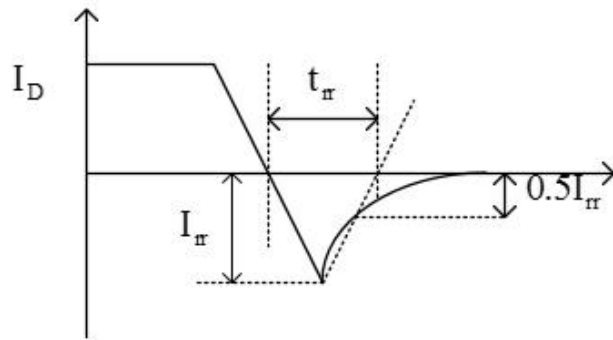


图 2.2 反并联二极管反向恢复电流变化波形图

SiC 器件相较于传统 Si 材料器件的典型特征就是开关速度更快,其开关速度一般要快出一个数量级以上,达到纳秒数量级^[19]。超快的开关速度也给测试带来了新的挑战。器件的开关特性、测试中的电气应力以及动态损耗与测试电路的寄生参数密切相关。而其超高速的开关动作,会产生极大的电流变化率,使之对动

态参数测试的电路寄生参数非常敏感,导致较高的测试电路寄生参数会严重影响 SiC 器件动态特性的精确测量和表征 [20-22]。另外,测试过程需要多个测试设备进行数据的采集,考虑到 SiC 器件的开关时间量级在纳秒级别,采样过程中信号间的微小延时差异都可能导致动态损耗的较大测量误差。因此需要通过离线测试不同频段下采样信号延时差异,通过数据处理软件和修正延时差异的方法,消除信号延时影响。此外,快速开关特性引起的电压和电流边沿陡峭,频谱分量丰富,对测试仪器的带宽也有一定的限制。

2.2 功率回路寄生电感和过冲电压的影响

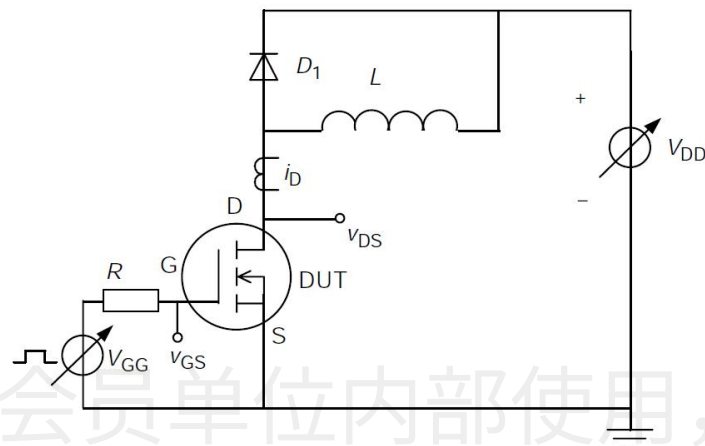


图 2.3 IEC 60747-8-2010 双脉冲测试原理图^[18]

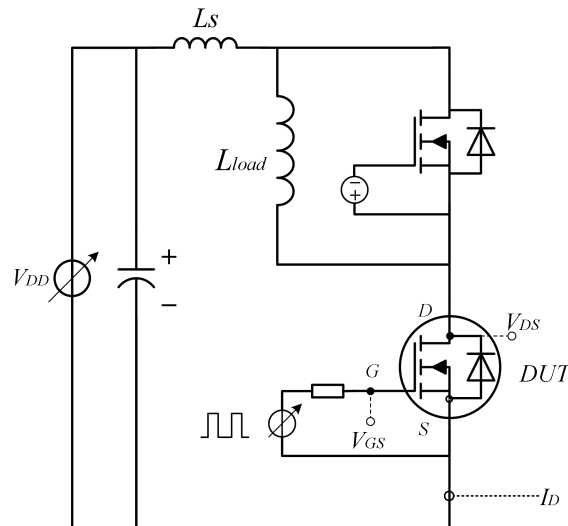


图 2.4 改进后的双脉冲电路原理图

SiC 器件动态参数测试的主电路以 IEC 60747-8-2010 中传统 Si 器件测试的双脉冲电路(图 2.3)为基础作了改进——测试采用半桥结构,以上桥的 MOSFET

体二极管作为续流二极管，如图 2.4 所示。在双脉冲测试电路中，以下管 DUT 为测试对象。当下管测试开关关断时， I_D 电流迅速减小，测试电路中的杂散电感 L_S 会阻止其变化，随之感应出尖峰电压 ΔV 叠加在待测器件两端。感应电动势 ΔV 方向和电流减小方向一致，由于负载电感和上管的反并联二极管形成续流回路，负载电感 L_{load} 上电压为二极管的导通压降忽略不计。因此开关关断时刻，其承受电压大小 V_{DS} 如式(2-2)所示。

$$\Delta V = L_S \frac{di}{dt} \quad (2-1)$$

$$V_{DS} = V_{DD} + \Delta V \quad (2-2)$$

尖峰电压的叠加使得开关器件上产生一个过冲电压，由于 SiC 器件的高速开关特性，特有的大 di/dt 特性会使得感应电动势特别高，从而叠加上的过冲电压非常高，极大的电压过冲使得器件在关断时刻的开关损耗急剧增加，同时也带来了严重的 EMI，不仅干扰器件的正常关断过程，也会对电路的正常运行产生影响，导致测试得到的电压和电流波形结果产生影响，继而对开关损耗的测量产生影响，严重时甚至会击穿器件^[23-25]。因此，电路设计过程中需要将寄生参数降到最低。功率主回路宜采用叠层母排结构进行设计以获得低杂感。叠层母排具有很高的安全性和可靠性，较小的回路面积大大降低了杂散电感，能够以更低的电压实现高电流承载，并且散热冷却效果好^[26]，可根据模块结构量身定做，便于安装和现场服务。同时，需要在测试半桥臂两端放置吸收电容。吸收电容并联在双脉冲测试电路半桥桥臂两端，可以阻隔母线电容到测试半桥之间部分寄生电感，但测试过程中，母线电容和吸收电容之间会发生幅度逐渐衰减的谐振。吸收电容设计原则是电容容值尽量大，自身寄生电感尽量小（比前端隔离部分小）。

2.3 系统带宽对测量的影响

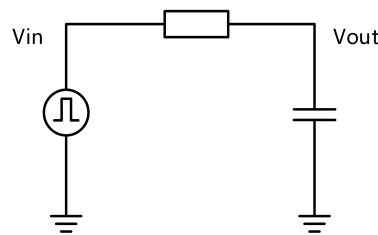


图 2.5 一阶 RC 测试系统输入阶跃信号

从理论上进行分析，一个系统的上升时间和带宽的乘积一般为一个常数，这

个常数称为带宽转换系数。如图 2.5 所示, 对于一阶 RC 系统, 可以计算得到它的带宽转换系数为 0.35。实际中探头和示波器组成的测试系统一般不是一阶 RC 系统, 但测试系统的带宽转换系数通常也可以用 0.35 进行估计。开关过程中电流电压波形有效带宽可以根据其上升时间 t_r 和下降时间 t_f 确定, 公式为

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

SiC 材料器件开关速度远快于 Si 材料器件, 因此对测试仪器探头的带宽也提出了更高的要求。为了获得更为准确的波形, 测量设备的带宽需要满足一定要求。考虑到 SiC 器件开关时间在 ns 级别, 其开关过程电压电流波形有效带宽估算在数十兆赫兹水平。

在一个边沿信号的测量中, 示波器屏幕上显示的上升时间、测试系统自身的上升时间和信号源上升时间之间存在一定的关系。对于高斯型测试系统, 示波器屏幕上显示的上升时间、测试系统自身的上升时间和信号源上升时间之间满足关系:

$$T_{rD} = \sqrt{T_{rO}^2 + T_{rS}^2} \quad (2-4)$$

其中 T_{rD} 为示波器屏幕上显示的上升时间, T_{rO} 为测试系统自身的上升时间, T_{rS} 为信号源上升时间。对于非高斯型测试系统, 一般也可以用该式作为近似公式进行估计。如果将示波器屏幕上显示的上升时间直接当作信号源上升时间, 那么理论上会引入一定的误差。为了使这个误差足够小, 信号源与测试系统的上升时间比需要达到 3 倍 (5%误差) 或者 5 倍 (2%误差) 以上。

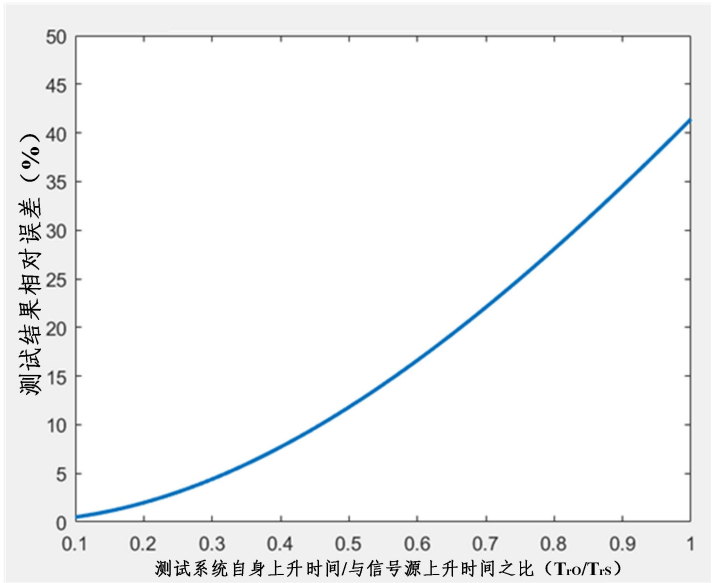


图 2.6 测试系统自身上升时间与信号源上升时间的比值对测试结果误差的影响

如图 2.6 所示，当测试系统自身上升时间是信号源上升时间的 1/3 时，将示波器屏幕上显示的上升时间当作信号源上升时间引入的测量误差为 5.41%；当测试系统自身上升时间是信号源上升时间的 1/5 时；将示波器屏幕上显示的上升时间当作信号源上升时间引入的测量误差为 1.98%，即为测试系统带宽选择的“3 倍原则”和“5 倍原则”。由于系统上升时间和带宽之间存在着反比例的对应关系，这个测量原则也可以等效为：测试系统带宽需要达到信号源等效频率的 3~5 倍以上。其中信号源等效频率可以按照 0.35 的带宽转换系数进行估算。在理论分析中，运用 0.35 的带宽转换系数和 3 倍或 5 倍带宽原则，可以计算得到测量各个上升时间的信号时，需要的最小测试系统带宽如图 2.7 所示。

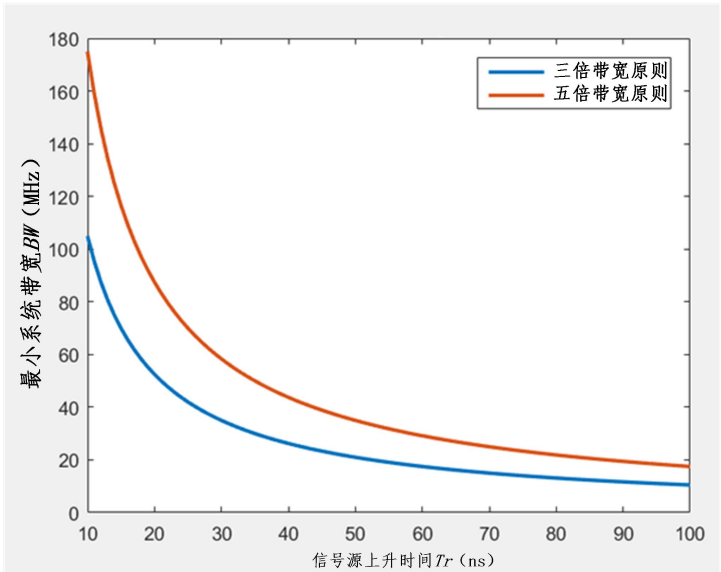


图 2.7 测量在不同带宽原则下上升时间的信号源所需最小测试系统带宽

为了研究测试系统带宽对测量效果的影响，搭建仿真模型：一个理想的上升沿原始信号通过了一个理想的低通滤波测试系统，通过系统之后呈现出示波器屏幕上显示的信号。仿真模型的输入参数是原始信号上升时间 Tr ，测试系统的带宽 BW ，输出参数是滤波后信号波形的畸变程度，包括测量上升时间相对误差、测量信号上升沿过冲、测量开关损耗相对误差等三个方面。在测量上升时间相对误差小于 5%、测量信号上升沿过冲小于 5%、测量开关损耗（ E_{on} , E_{off} ）相对误差小于 5% 三个约束条件下，分别可以得到测量各个上升时间的原始信号时，所需的最小测试系统带宽。相关仿真数据如下图所示：

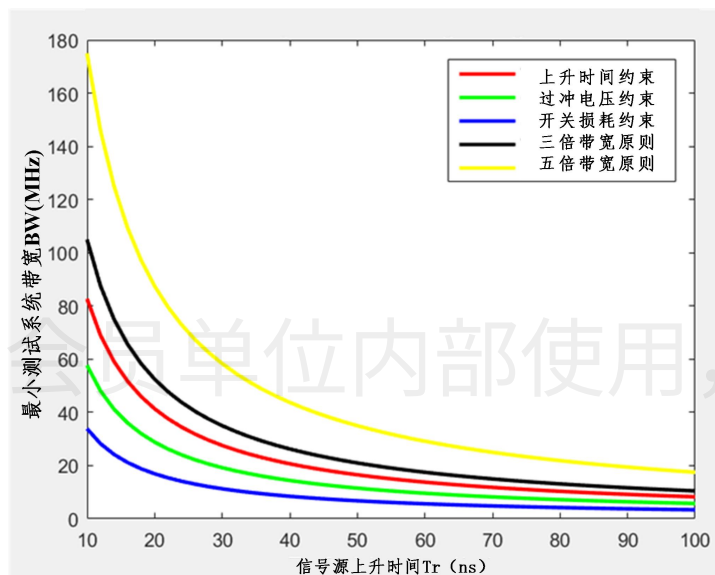


图 2.8 理论计算和仿真得到的不同约束条件下的原始信号上升时间-最小测试系统带宽曲线

仿真结果显示，上升时间相对误差小于 5% 是最大的约束条件。对于同一上升时间的原始信号，该约束条件需要的最小测试系统带宽最高。并且该约束条件对应的原始信号上升时间-最小测试系统带宽曲线与 3 倍带宽原则下（5% 误差）理论计算得到的曲线非常接近，趋势一致，吻合程度较好。这反映了仿真结果和理论分析结果的一致性。

2.4 电流测量技术

测试中需要测试的电流为 I_D ，常用的电流测试方式有同轴电阻（同轴分流器），电流互感器和罗氏线圈。

同轴电阻是通过精密工艺制作成的电阻，通过磁场抵消技术，将自身的寄生电感最小化，带宽很大，能测量交流或直流电流，但与电路没有电气隔离，需要在电路上额外安排同轴电阻的安装位置，因此同轴电阻构成的回路面积较大，会增大测试电路的寄生参数。

电流互感器具有电气隔离，依据电磁感应原理进行测量，只可以测量交流，带宽较高，但原边电流较大时易发生饱和现象不适合测量大电流。

罗氏线圈是一个均匀缠绕在非铁磁性材料上的环形线圈，依据法拉第电磁感应定律进行测量。其具体工作原理是通过对线圈感应得到的电压信号进行积分，获取原始的测量电流值。罗氏线圈测量电流响应速度快，不会出现大电流饱和现象，且与电路具有电气隔离，但其带宽有限，只能测量交流。对于动态参数测试，器件的开关电流波形可视作交流量。

为了探究罗氏线圈和同轴电阻自身的带宽分别对测量信号的上升下降波形捕捉的影响，研究课题设置了相应的对照实验。设置母线电压为 200V，脉冲宽度为 8 μ s，并设置一系列的驱动电阻，获得不同速度的脉冲电流。用罗氏线圈和同轴电阻测得不同速度下的脉冲电流开关波形，并读取边沿波形的上升时间或下降时间。获得的实验数据如表 2.1 所示。

表 2.1 不同速度下两个电流探头测得的脉冲电流波形参数

驱动电阻 (Ω)	同轴电阻 tr (ns)	罗氏线圈 tr (ns)	同轴电阻 tf (ns)	罗氏线圈 tf (ns)
1	5.5	12.5	4	10.5
2.4	6.5	12.5	5	11
5.1	7.5	14	6.5	12.5
12	13	18	11	15
20	19	22	16.5	19
30	27.5	28	22	25.5
39	32	32.5	26	29.5
51	38	41	33	35.5

同轴电阻的带宽为 2GHz，示波器的带宽为 200MHz，可以认为这一路通道的带宽约为 200MHz，对应的自身上升时间约为 1.75ns，远小于原始信号的上升时间。因此可以认为同轴电阻测得的电流波形和电路中真正的电流波形是一致的，从同轴电阻测得波形上读取的上升或下降时间就是原始信号的上升或下降时间。

而罗氏线圈的带宽为 30MHz，示波器的带宽为 200MHz，实验时可以认为这

一路通道的带宽约为 30MHz，对应的自身上升时间约为 11.7ns。可以看到，当原始信号上升或下降时间比较大时，罗氏线圈测得波形的上升或下降时间接近真实值；当原始信号上升或下降时间比较小时，罗氏线圈测得波形的上升或下降时间就和真实值有较大的差距。

在先前的理论分析中，根据(2-4)式知，测得信号的上升时间可按下式进行估算：

$$Tr_{measure} = \sqrt{Tr_{original}^2 + Tr_{rogowski}^2} \quad (2-5)$$

其中 $Tr_{measure}$ 是测得信号的上升时间， $Tr_{original}$ 是原始信号的上升时间（这里也就等于同轴电阻测得波形的上升时间）， $Tr_{rogowski}$ 是罗氏线圈自身的上升时间。依据(2-5)式可以计算得到理论上罗氏线圈测得波形的上升或下降时间，并与实测值进行比较，如

图 2.9 和图 2.10 所示。可以看到罗氏线圈实测波形的上升或下降时间和理论计算值吻合程度较好，从而也验证了先前关于探头带宽对信号测量效果影响的理论分析。

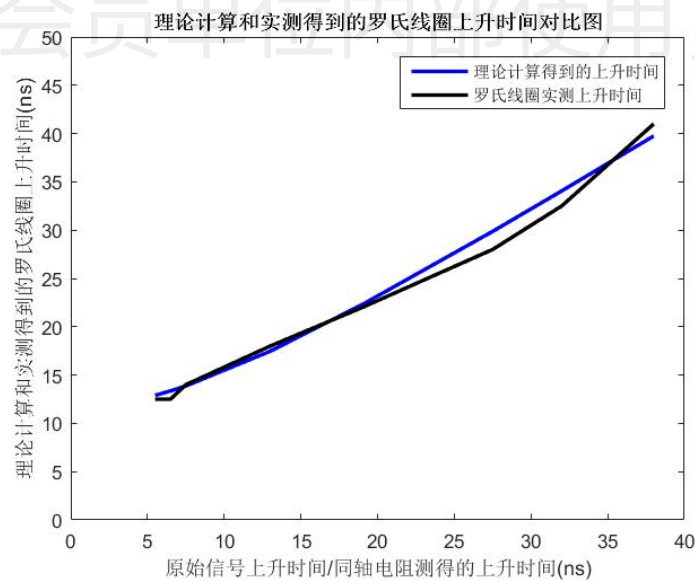


图 2.9 理论计算和实测得到的罗氏线圈上升时间对比图

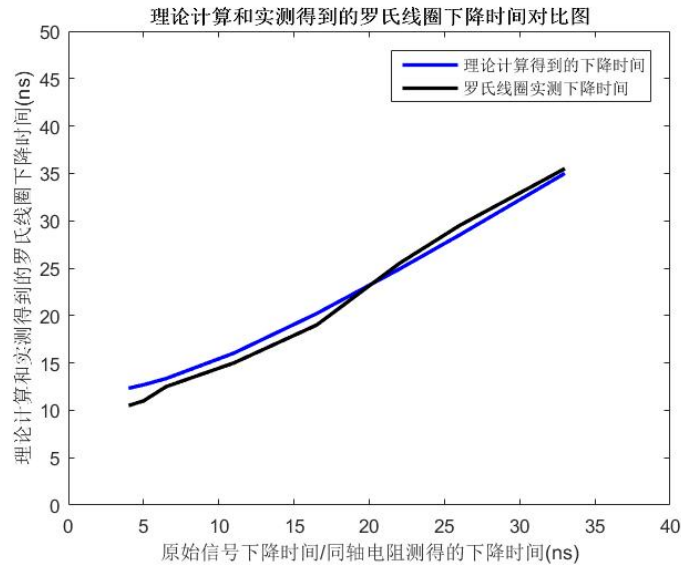


图 2.10 理论计算和实测得到的罗氏线圈下降时间对比图

罗氏线圈的带宽为 30MHz，依据 3 倍带宽原则，它只能用来测量等效频率为 10MHz 以下的原始信号，也就是上升时间为 35ns 以上的原始信号。

对于上升时间为 35ns 以下的情况，比如驱动电阻为 2.4Ω时，罗氏线圈和同轴电阻测得的脉冲电流波形如图 2.11 和图 2.12 所示。

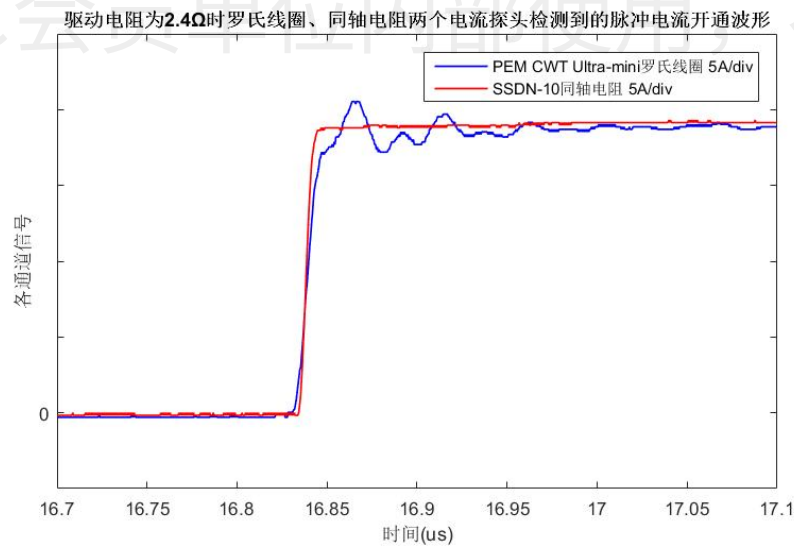


图 2.11 驱动电阻为 2.4Ω时，罗氏线圈和同轴电阻测得的脉冲电流开通波形

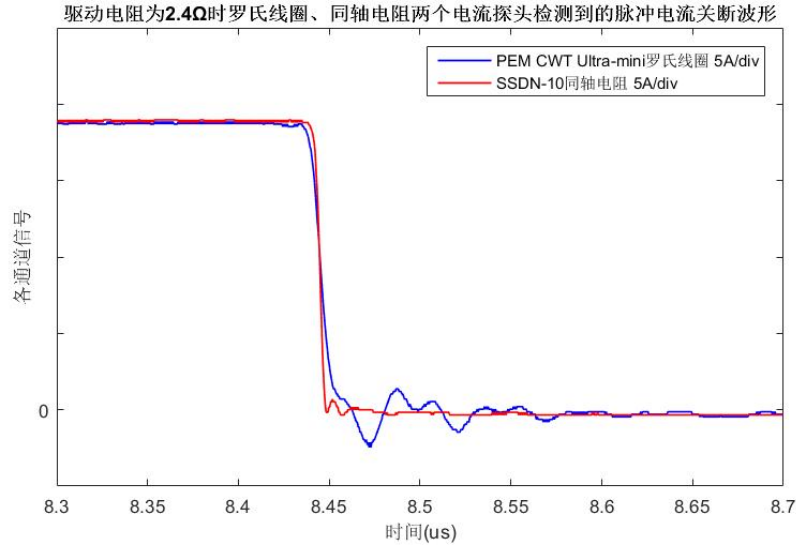


图 2.12 驱动电阻为 2.4Ω 时，罗氏线圈和同轴电阻测得的脉冲电流关断波形

该条件下同轴电阻测得波形的上升时间为 6.5ns ，下降时间为 5ns ，罗氏线圈测得波形的上升时间为 12.5ns ，下降时间为 11ns 。可以看到，同轴电阻测得的电流波形完好，可以认为是真实波形。而罗氏线圈测得的波形不仅斜率变缓，而且增加了过冲和振荡。在该条件下，罗氏线圈测得的波形是不准确的。

对于上升时间为 35ns 以上的情况，比如驱动电阻为 51Ω 时，罗氏线圈和同轴电阻测得的脉冲电流波形如图 2.13 和图 2.14 所示。

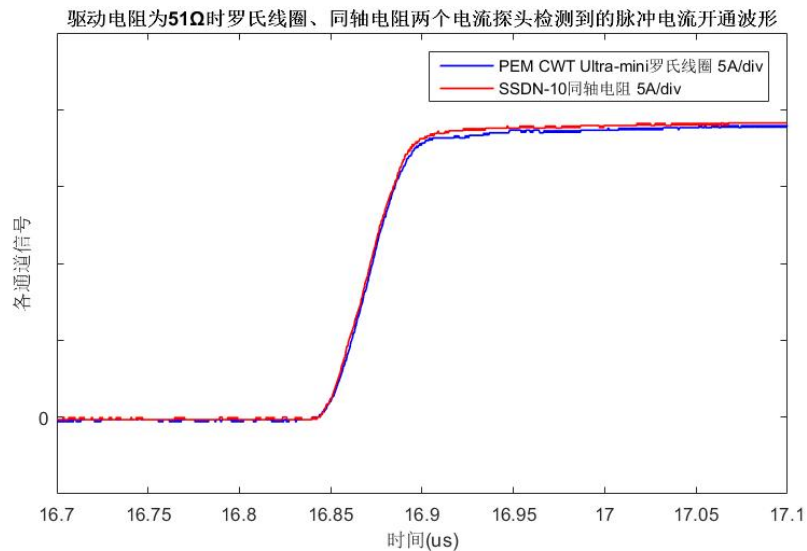


图 2.13 驱动电阻为 51Ω 时，罗氏线圈和同轴电阻测得的脉冲电流开通波形

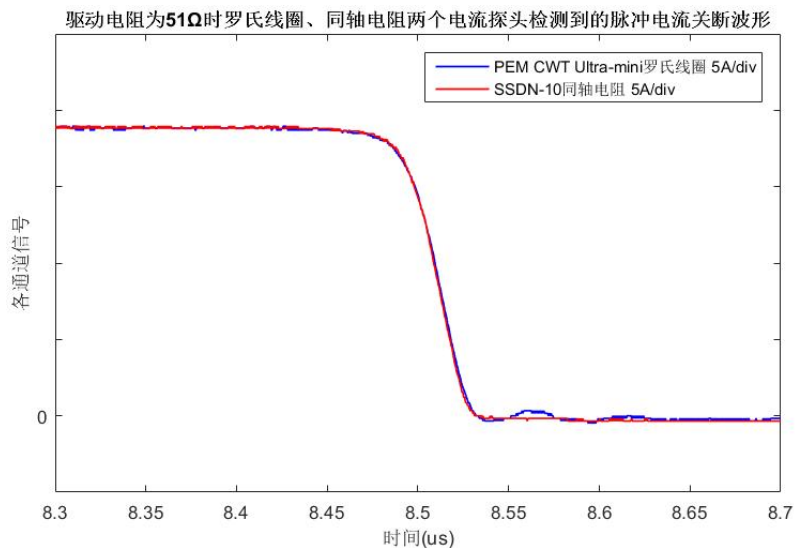


图 2.14 驱动电阻为 51Ω 时，罗氏线圈和同轴电阻测得的脉冲电流关断波形

该条件下同轴电阻测得波形的上升时间为 38ns ，下降时间为 33ns ，罗氏线圈测得波形的上升时间为 41ns ，下降时间为 35.5ns 。可以看到，此时同轴电阻和罗氏线圈测得波形的吻合程度较好。在该条件下，可以认为罗氏线圈测得的波形就是电路中真实的信号波形。

以上实验不但验证了先前对原始信号上升时间、测试系统自身上升时间、测得信号（即示波器屏幕上显示的信号）上升时间这三者之间关系的理论分析的正确性，而且也证明了依据 3 倍带宽的原则，罗氏线圈可以准确测量等效频率为 10MHz 以下（也就是上升时间约为 35ns 以上）的信号。

实际测试要求电流较大为 400A ，在电流高速变化情况下希望测试设备的引入对电路寄生参数影响减至最小，综合考虑选用罗氏线圈对电流进行测量。

2.5 电压测量技术

2.5.1 最小测量回路原则

一个电压探头连接测试点的模型如图 2.15 所示。其中 C_P 是电压探头的输入电容，一般为 pF 数量级， R_P 是电压探头的电阻，一般为 $\text{M}\Omega$ 数量级。 L_G 是探头的测量回路引线电感。

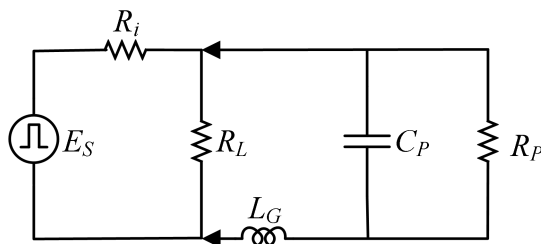


图 2.15 电压探头连接测试点的模型示意图

C_P 是探头的重要参数，通常 C_P 会随着探头带宽的增大而减小。这里的 L_G 和 C_P 会组成一个串联谐振电路，阻尼电阻为 R_P 。当一个脉冲信号到来时，这个串联谐振电阻会发生振荡，其谐振频率为下式

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2-6)$$

从而使得实验波形上看到的脉冲波形上叠加了一个逐渐衰减的振铃。

对于一个探头而言， C_P 固定，而 L_G 大小则和探头的连接方式有关。测量实验希望测量回路引线电感 L_G 尽量小，这样根据式 (2-6) 由它组成的串联谐振电路的谐振频率就能更高。当振铃的频率足够高（超出测试系统的带宽）时，示波器屏幕显示的波形就不会受其影响。从另一方面来讲，当 L_G 变小时，在 L_G 上存储的能量也变小了，这也意味着振铃的幅度减小。因此当探头的地引线最短时，测量回路能做到最小，测量回路上的寄生电感也能达到最小。在进行 V_{GS} 的测量时，测量手段可以采用如图 2.16 所示的 MCX 接口。该接口就是一个典型的应用最小测量回路的例子。

图 2.16 测量 V_{GS} 的 MCX 接口

2.5.2 地回路引入噪声

测试电路有功率地线，示波器有功率地线，而探头的地引线和电缆，将这两个地连接在了一起。如果测试电路和示波器的电源地线连接在未经隔离的两个插座上，那么这些地就形成了一个回路。

理想情况下，所有地电位都为零，这个地回路之中不会有电流。但是实际中，测试电路和示波器的电源地线处于不同的位置，它们之间可能会有微小的电压差

或者噪声。不同点地电位的差别就会使得地回路中流过噪声电流。这个噪声电流流过探头和电缆，并进入示波器，最终会导致探头测得的波形叠加了一个噪声。这个噪声与测试系统、示波器处于的电网系统有关，噪声可能来自于电网系统中的其他用电器。

为了避免地回路噪声的影响，测量时应该将这个地回路断开，可以采用以下的方法：

- 1) 使用隔离变压器给测试系统或者示波器供电。
- 2) 使用带有隔离能力的探头。
- 3) 使用差分探头（因为差分探头能抑制共模噪声）。

综上所述，在搭建测试系统时，要注意尽量减小测量回路，以减小测量回路中的寄生电感，从而减小测得波形中的振铃。同时要注意切断测试电路功率地线、示波器功率地线、探头地引线和电缆组成的地回路，防止探头测得的波形中叠加地回路的噪声。

2.6 栅极驱动的可靠性

为高压 SiC 器件设计的栅极驱动，首先驱动器必须具备高电压隔离能力。这可以通过设计相应高压隔离的供电电源来实现。考虑到测试主功率回路在器件开关瞬间会产生严重的 EMI，因此该供电电源还需要能够抵抗高共模噪声的干扰。

其次，驱动器的驱动回路要能够为保证 SiC 器件高速开关动作而提供充足的驱动电流。在驱动输出放置外部电流放大器（external current booster）是理想的解决途径。如图 2.17 所示，采用数对 NPN/PNP 晶体管的推挽型电流放大电路，可以显著增强驱动电流的输出能力。

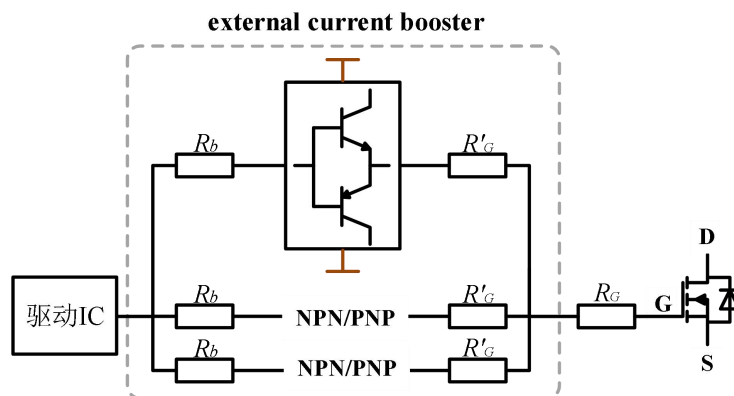


图 2.17 外部电流放大器（external current booster）

由于驱动器靠近功率回路,而功率回路通常会产生较高的共模噪声,栅极信号极易受此干扰,可能会导致误导通和短路。所以短路保护也是设计栅极驱动器所需考虑的。器件短路保护可以通过在导通状态下检测器件电流来实现。此检测必须快速响应并具有高带宽,因为短路电流会以非常高的 di/dt 斜率上升。在大电流应用中,检测传统 IGBT 器件电流的常规方法是测量导通电压 V_{CE} ,并根据器件的输出特性计算集电极电流和 V_{CE} 的关系。一旦在开启状态下检测到很高的 V_{CE} ,就会关闭器件。因为在短路时 IGBT 偏离其饱和区域,此种保护被称为退饱和保护。为了实现退饱和功能,设计电路应该根据 SiC MOSFET 的输出特性提供足够高的阈值电压,同时检测和关闭之间的响应时间应尽可能短。一般在选择短路保护功能,推荐使用集成相关功能的驱动 IC 来实现。因此在给驱动器选择栅极驱动器 IC 时,要考虑 IC 的功能全面性,如电压退饱和保护、两电平关断以及采取有源钳位的过流保护等功能^[27-31]。

最后,为了减少器件开关瞬间产生的串扰干扰驱动的正常运行工作,驱动回路面积需要设计得尽可能小,从而减小回路寄生参数,降低其带来的干扰。

2.7 测量延时校正

在信号传递延时的研究中,认为整个测试系统是一个非线性相位系统。信号不同频率分量通过测试系统的延时不同,不同频率分量在测试系统输出口叠加后,和原始信号比起来,会产生一定程度的畸变。

对一阶 RC 测试系统进行理论分析显示,它的延时-频率曲线是一条单调递减曲线,并且当频率较小时(小于 1/3 系统带宽),延时-频率曲线几乎是水平的。也就是说,频率较小的分量通过该系统的延时基本上等于一个固定的常数。这反映了当采用 3 倍或 5 倍带宽原则时,通过测试系统的原始信号等效频率处于该系统延时-频率曲线的平坦区域。原始信号各频率分量通过该系统的延时基本都为常数,它们叠加为示波器屏幕上显示的波形。这个波形与原始信号比起来,在形状上的差异足够小,在时域上有与延时常数对应的偏移。因此可以用一个常数对示波器屏幕上的波形进行延时补偿。

从相频特性的角度,这也反映了测试系统带宽对测试精度的重要性。只有测试系统带宽足够大,其延时-频率曲线才有足够宽的平坦区域,实验才能在示波器屏幕上得到形状足够真实的测量信号。当测量信号形状足够真实时,它与原始

信号相比,几乎就只有一个时域上的偏移,从而也就能用常数对不同通道的测量信号进行延时差异补偿。

在实际测量中,由于测量探头存在延时,使得采集到的开关波形会发生水平位移。如下图 2.18 和图 2.19 所示,由于电流探头相对于电压探头存在一定的延时, I_D 开关波形相较于未存在延时的测量系统发生了时域上的左移。这会导致实验测得的开通损耗 E_{on} 增大,关断损耗 E_{off} 减小。尽管测量探头的延时只有一、二十纳秒,但对于 SiC 器件,其开关速度达到了几十纳秒的级别,相应的仅仅数十纳秒延时就会对动态参数测量结果产生巨大的影响,这使得延时校正成为 SiC 器件测量不可忽视的环节。

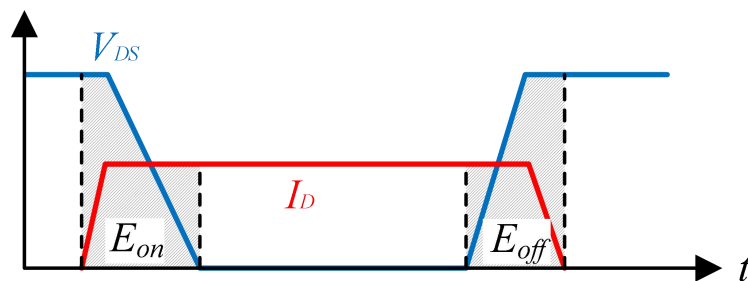


图 2.18 无延时的开关动态参数测量波形

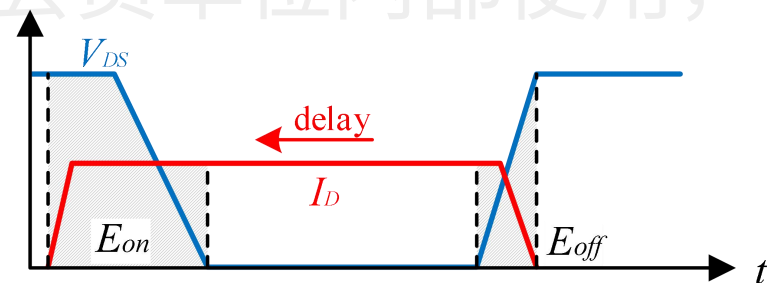


图 2.19 电流探头较电压探头存在延时的开关动态参数测量波形

对于电压探头和电流探头之间延时差异的测量,可以搭建一个测试电路,在低感电阻上产生一个脉冲电流信号。同时测量低感电阻两端的电压信号和流过它的电流信号,比较电压和电流波形的延时差异,进行电压探头和电流探头之间延时差异的测量和补偿。测量两个电压探头之间延时差异,只需将它们接到同一个脉冲电压信号输出口(比如信号发生器),然后在示波器上观察它们的波形延时差异并进行补偿即可。一些示波器厂商也提供相关工具用于校验不同通道的信号延时。

2.8 本章小结

本章通过理论分析、实验验证以及参考传统 Si 器件的动态参数测试技术，对影响 SiC 模块动态参数测试的相关因素进行了探究：研究了测试功率回路寄生电感和过充电压对主功率回路设计的影响；根据理论分析、仿真和实验，研究了测试系统带宽对测量的影响，作为测试仪器设备的选取的理论基础；研究了电流测量技术，并根据实际需求对电流探头进行了对比选择；研究了电压测量的相关技术和注意事项；探究了栅极驱动的可靠性以设计符合要求的栅极驱动器；研究了系统延时对高速开关动态特性测试的影响和校正的方法。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

3 高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试平台硬件设计

3.1 概论

为了系统化研究 SiC 器件动态参数测试，课题需要搭建测试系统平台。其中既涉及到硬件部分的设计与选型，也包括软件部分的控制程序编写和人机交互界面设计。测试平台硬件设计部分包括双脉冲测试主电路、驱动电路和母线电容充放电回路的设计，设备仪器选择包括示波器以及各类探头的选取。软件部分包括上位机与测试仪器设备通信程序的编写，测试数据的自动处理以及相关人机交互界面的设计。最终构成了实现自动化控制的动态参数测试平台。测试平台系统框架原理图和测试系统人机交互图如图 3.1 和图 3.2 所示。本章节主要介绍硬件部分设计。

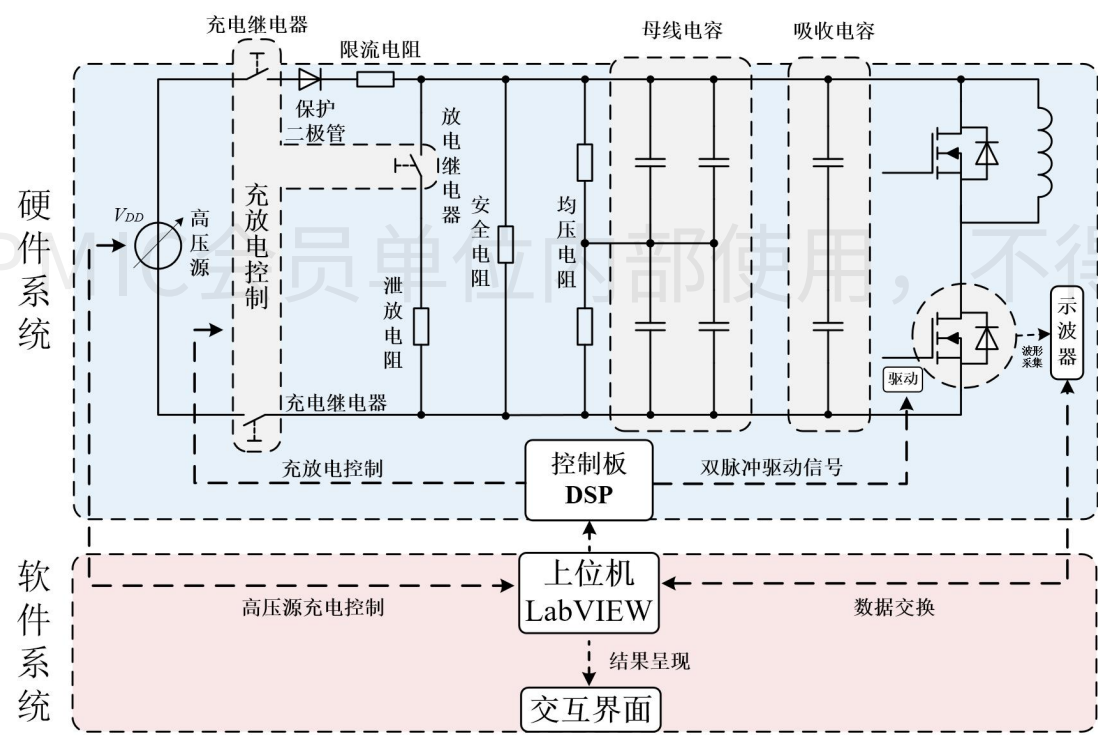


图 3.1 系统框架原理图

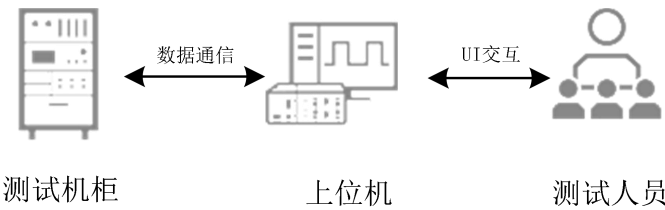


图 3.2 测试系统人机交互示意图

3.2 测试主电路

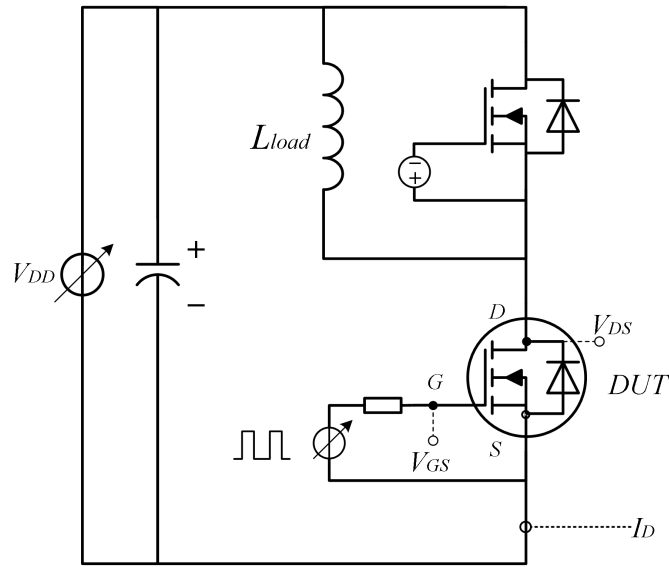


图 3.3 双脉冲测试电路

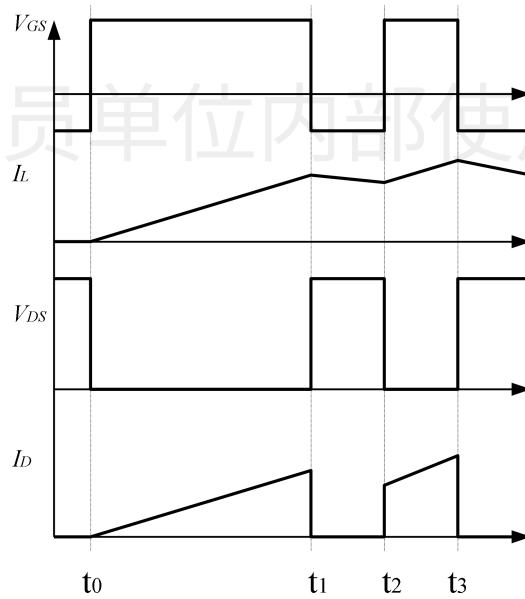


图 3.4 测试时序及待测量和电感电流变化趋势

在如图 3.3 双脉冲测试电路所示的 MOSFET 双脉冲测试电路中，电路基本结构由两个串联的 SiC MOSFET、母线电容和感性负载（续流电感）构成。在整个实验过程中，对上桥臂的 MOS 管的门极施加负压或者短路，使其处于常闭状态，利用其体二极管和续流电感组成续流的回路。测试开始时，给下管的门极发出一组包含两个脉冲的驱动信号。第一个脉冲信号作用是为电感充电，期间电感

电流逐渐上升。在脉冲结束时，电感的电流达到预定的测试值，捕获的关断波形即为待测的电压和电流点的关断过程。在 t_1 - t_2 ，随即电感电流与上管的体二极管组成续流回路进行续流，在极短的间隔内，电感中的续流电流变化可以忽略不计，即可认为其电流保持恒定。直到在第二个脉冲信号到来时，下管再次开通，其开通波形为待测电压电流的开通过程波形^[32-34]。

3.2.1 电路元件参数设计

功率主电路中的相关元件参数设计包括母线电容、续流电感和吸收电容。

理想情况下测试过程中母线电容电压保持不变始终为母线电压，在固定母线电压充电条件下，负载电感电流持续上升至测量要求值。而实际上，电容和电感能量转换过程中，电容电压会有下跌，电感电流也不是在稳定电压下直线上升。具体电压电流变化的关系式如下所示（忽略线路电阻和开关管导通电阻）：

$$L \frac{di_L}{dt} = u_C \quad (3-1)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = -i_L \quad (3-2)$$

对上面公式进行拉普拉斯变换后进行代数运算，得电感电流和电容电压表达式如下所示：

$$i_L = \sqrt{\frac{C}{L}} U_0 \sin\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \quad (3-3)$$

$$u_c = U_0 \cos\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \quad (3-4)$$

其中， U_0 为电容初始电压， L 、 C 分别为负载电感和母线电容值， u_c 、 i_L 分别为母线电压和电感电流瞬时值。

课题设计测试器件为 6500V，400A 的 SiC MOSFET 模块。按照测试电压范围为 20%-65%额定电压，测试电流范围为 20%-65%额定电流的原则，此模块的测试电压范围为：1300V-4200V，测试电流范围约为：120A-400A。

驱动脉冲宽度确定原则为：在满足驱动信号发出设备能力的前提下，第二段驱动脉冲宽度确保能看到完整的器件开通过程波形，在此基础上，第一段驱动脉冲宽度尽可能小以防止结温过高，同时又不能过小使得第二段驱动脉冲持续期间电感电流上升幅度过大。

结合驱动脉冲宽度原则，第二段驱动脉冲宽度确定为 $1\text{-}5\mu\text{s}$ ，前后两段驱动脉冲宽度比至少为 $4:1$ ，则第一段脉冲宽度为 $4\text{-}20\mu\text{s}$ 。

假设在测试范围内都能满足恒压充电条件，根据公式(3-1)变换得到

$$L = u_C \frac{dt}{di_L} \quad (3-5)$$

由此公式估算不同测试点对应最小电感值结果如下表 3.1 所示。

表 3.1 电感值计算表

测试电压 U_n (V)	测试电流 I (A)	充电时间 $t_0\text{-}t_1$ (μs)	最小电感值 L (μH)
1300	400	4	13
1300	400	20	65
4200	100	4	168
4200	100	20	840

根据计算结果，电感值最小为 $840\mu\text{H}$ ，取整数位 $1000\mu\text{H}$ 。考虑到测试电流较大，为防止电感磁饱和，采用空芯电感进行测试。

在确认电感值的基础上计算电容值，根据能量守恒公式，电容值的表达式如下所示。

$$C = \frac{LI^2}{U_0^2 - U_n^2} \quad (3-6)$$

为了确保满足恒压充电的条件，认为母线电容初始电压相较测试电压波动范围在 5% 内合理，则电容值表达式为

$$C \geq \frac{1000I^2}{0.1025U_n^2} \quad (3-7)$$

对应不同测试点情况下的最小母线电容值计算结果如下表 3.2 所示。

表 3.2 电容值计算表

测试电压 U_n (V)	测试电流 I (A)	最小电容值 C (μF)
1300	100	58
1300	200	231
1300	300	520
1300	400	924
2750	100	13
2750	200	52
2750	300	116
2750	400	206

4200	100	6
4200	200	22
4200	300	50
4200	400	88

考虑到现实可购买电容容值和耐压的限制,采用 VDTCAP 生产的耐压为 3600V,容值为 130 μ F 的 4 个薄膜电容,连接方式为两串两并。

吸收电容并联在双脉冲测试电路半桥桥臂两端,可以阻隔母线电容到半桥之间部分寄生电感。但测试过程中,母线电容和吸收电容之间会发生幅度逐渐衰减的谐振^[35]。吸收电容既要满足较小的自身寄生电感,又要拥尽可能大的电容容值。测试电路中母线电容根据厂商数据手册寄生电感为 65nH,线路寄生电感通过仿真得出在 20nH 左右,模块部分寄生电感取 20nH。市场上 3600V 耐压的薄膜电容寄生电感值多在 30-50nH 之间,认为通过并联方式将吸收电容总寄生电感控制在 20nH 以下是最佳选择。则根据以上寄生参数值,测试电路的寄生参数分布情况如图 3.5 所示。

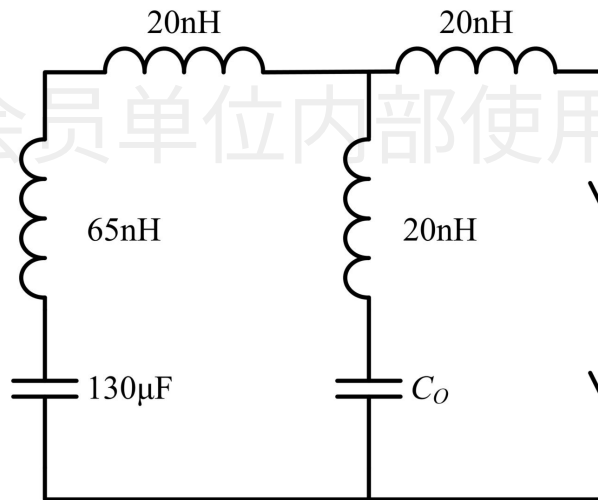


图 3.5 测试电路寄生参数分布

根据能量守恒定律,母线电容和吸收电容谐振时,谐振幅度计算式为

$$\Delta U = \sqrt{\frac{L_r I_r^2}{C_r}} \quad (3-8)$$

其中, ΔU 为谐振幅度, L_r 、 I_r 、 C_r 分别为谐振电感、谐振电流以及谐振电容。吸收电容容值一般比母线电容小很多,因此,谐振电容容值即可看作吸收电容 C_o 的容值^[36-37]。另取谐振电流为测试电流的一半,谐振幅度上限规定为模块常用电压 1200V 时的 5%,即 60V,则吸收电容容值范围计算如公式(3-9)所示。

$$C_o = C_r = \frac{L_r I_r^2}{\Delta U^2} \geq \frac{L_r I_r^2}{\Delta U_{\max}^2} = \frac{(65 + 20 + 10) \times 200^2}{60^2} \approx 1.1 \mu F \quad (3-9)$$

经过筛选，确定采用 VDTCAP 系列耐压为 8000V，容值为 3 μ F 的薄膜电容，此电容寄生电感为 20nH，最后测试时使用三个并联，容值为 9 μ F，寄生电感为 6.7nH，即可满足要求。母线电容、吸收电容和续流电感的实物图如下所示。



图 3.6 母线电容



图 3.7 吸收电容



图 3.8 续流电感

3.2.2 叠层母排设计

为了更好地匹配机柜尺寸，合理利用机柜的内部空间，将叠层母排由传统设计的水平式结构替换为成弯折结构（图 3.9）。对于新构造的叠层母排，考虑到装配环节的便易程度，课题设计了弯折式（图 3.10）和拼接式（图 3.11）两种叠层母排结构。和弯折式相比，拼接式结构在测试时更利于模块的安装和拆卸，使实验有效时间利用率最大化。

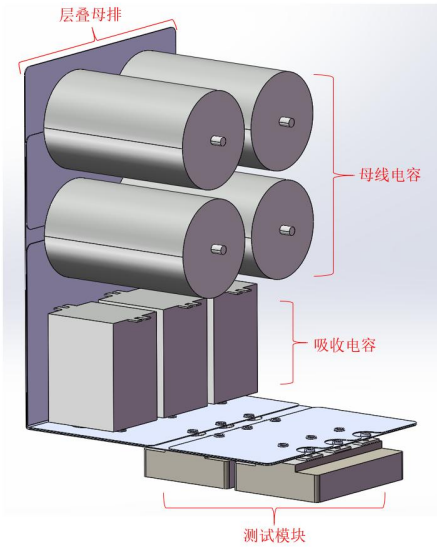


图 3.9 叠层母排整体装配示意图

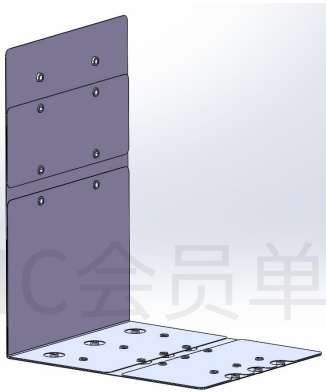


图 3.10 弯折式叠层母排

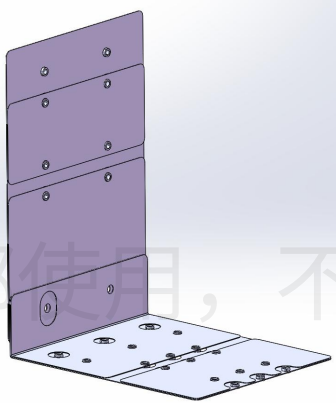


图 3.11 拼接式叠层母排

为了探究弯折式和拼接式两种母排结构的寄生电感等影响测试结果的相关参数，本文对两种母排分别通过 ANSYS Q3D Extractor 仿真软件对其寄生参数进行仿真。在仿真时，设定仿真精度为 10mm，Source 为 300A。仿真结果入下图所示。

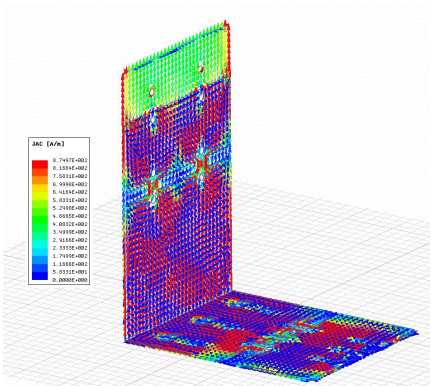


图 3.12 弯折式叠层母排仿真

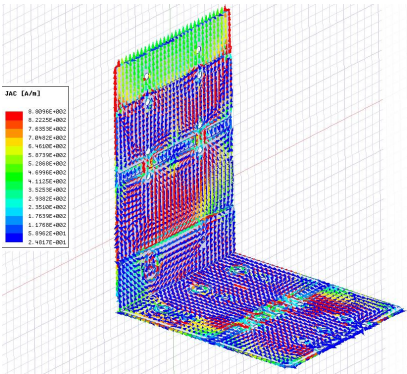


图 3.13 拼接式叠层母排仿真

通过整理实验数据（图 3.14），可以得到弯折式母排的寄生交流电感约为 19.5nH，拼接式母排的约寄生交流电感为 20.5nH，二者在主要寄生的主要参数——交流杂散电感大小上相差无几。考虑到测试的效率，选择采用拼接式叠层母排结构。

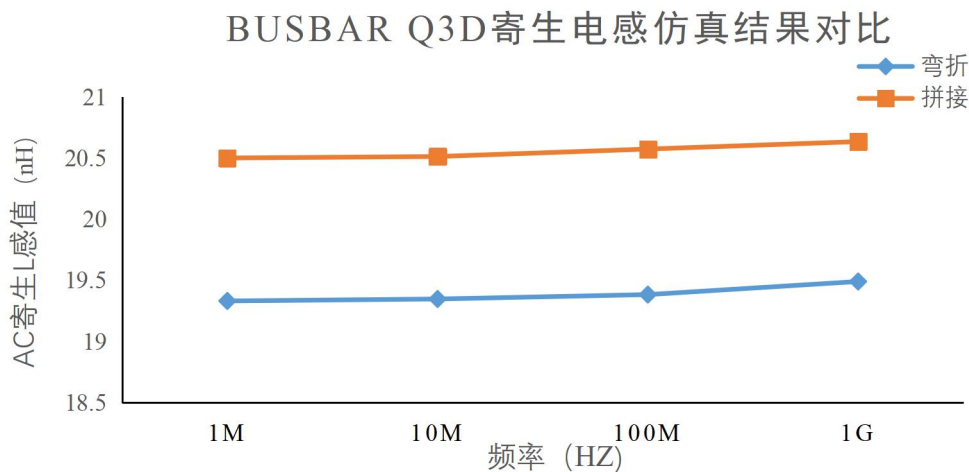


图 3.14 busbar Q3D 寄生电感仿真结果对比图

3.3 驱动电路设计

测试所用 SiC MOSFET 模块数据手册中标明驱动电压范围为 -6~22V，通过上一章节对驱动器设计的研究，采用的驱动电路原理图如下图所示。

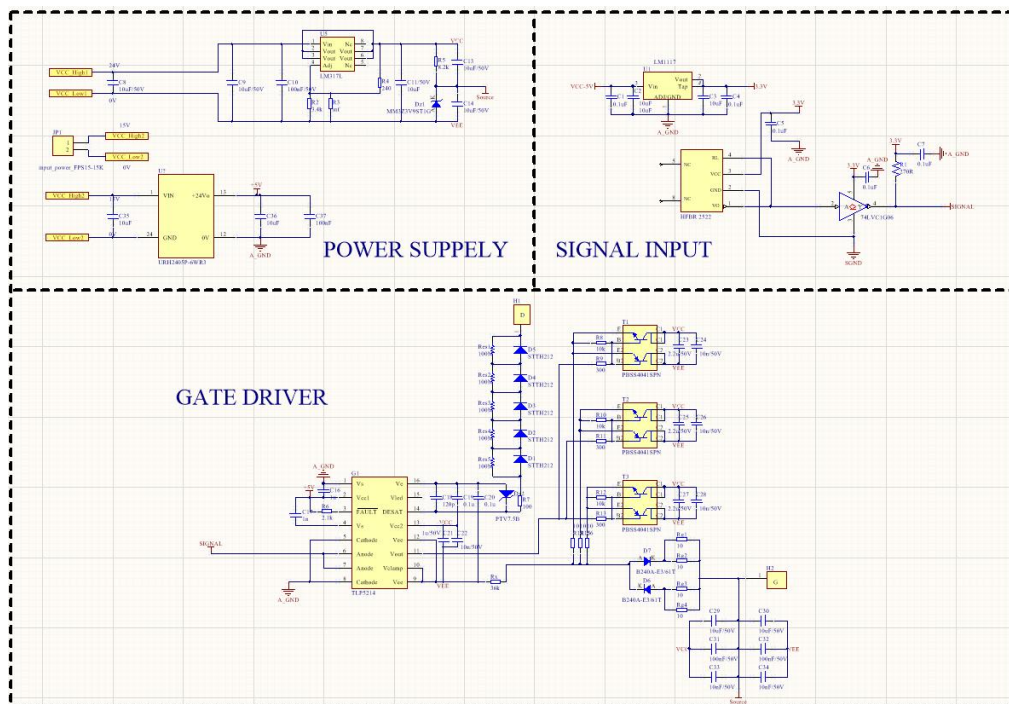


图 3.15 驱动电路原理图

驱动主供电由飞仕得的 FPS15-15K 双通道高绝缘 DC/DC 电源提供, 其原副边最大绝缘电压可达 15kV, 并同时在输出端用 4V 的稳压管分压, 形成 20V 和 -4V 的关断和开通电压。辅助供电采用 MORNSUN 公司的 URH2405P-6WR3 24V/5V 电源隔离芯片。驱动信号通过 TLP5214 光耦隔离芯片后再通过 3 对 NPN/PNP 推挽结构构成的外部电流放大电路, 使得驱动电路电流输出能力最大达到 21A。并且该驱动芯片具有退饱和和短路保护功能, 原副边的输入输出寄生电容只有 1pF。此外, 驱动电阻处并联电路处理可以灵活调节栅极开通电阻和关断电阻大小。

由于动态参数测试电路的电压电流等级较高, 考虑到安全性, 需要将驱动信号源和驱动电路进行电气隔离, 选取光纤传输作为驱动信号传输形式。相比于传统的铜质信号线, 光纤传输凭借其光学信号传输这一特点, 具有更为强大的抗干扰能力, 传输信号的衰减也更小。尤其在复杂电磁环境下和远距离传输工作场景中, 光纤传输更具优势。在信号传输中, 光纤连接的信号经过发射器和接收器, 实现电信号和光信号的相互转换, 即光纤一端的发射器接收驱动电信号并利用发光二极管产生光信号将光脉冲传送至光纤, 光纤另一端的接收器使用光敏元件检测光脉冲, 再把光信号转换为电信号传递给驱动回路。



图 3.16 光纤信号传输装置

3.4 辅助电路设计

在测试平台的辅助控制电路中, 选取了 DSP 作为控制中枢核心, 通过 USB 接口与上位机进行通信工作, 将相应的测试转换为具体的控制信号, 包括母线电容充电电压、双脉冲时间长度等, 并且通过控制继电器的通断, 完成母线电容的充放电。驱动电路的驱动信号来源以及辅助电路的控制信号均由 DSP 发出, 选用以 TI 公司型号为 TMS320F28377S 为芯片的 DSP 开发板, 如图 3.17 所示。

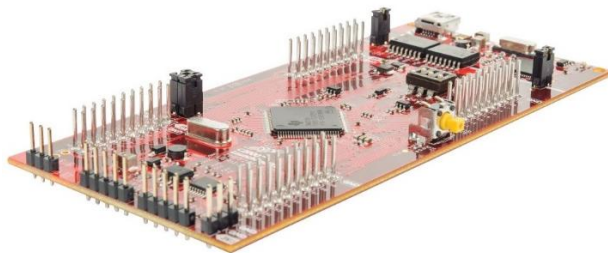


图 3.17 F28377S 开发板

在双脉冲测试之前，母线电容能量由高压直流源提供充电。测试结束后，母线电容剩余的能量需要及时泄放，以保证测试环境的安全性。放电回路采取通过电阻进行能量泄放的方式。测试充放电电路的原理图如下所示。

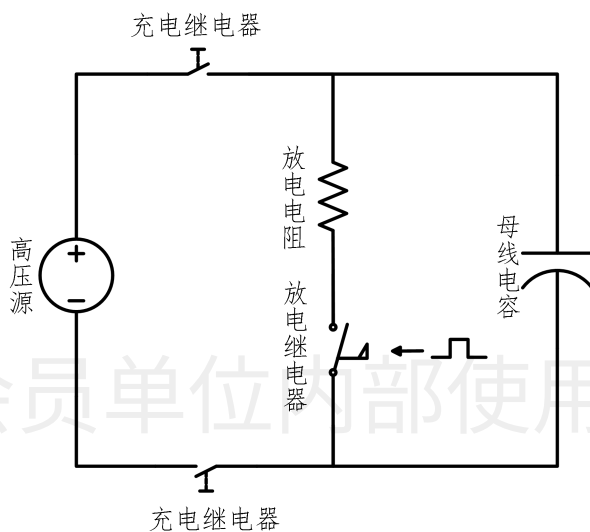


图 3.18 母线电容充放电电路原理图

考虑到本课题的测试电压等级较高以及测试机柜的组件安置，主功率母线上的断路开关不宜使用一般的空气开关。综合考虑，决定采用性能和体积更为安全和小巧的高压簧片继电器作为充放电回路的开关。该类高压簧片继电器通过控制其吸合线圈的电流通断，控制内部簧片的吸合，从而实现继电器的闭合和断开。充电时，上位机控制 DSP 通过辅助电路发出动作信号使得继电器吸合线圈通电，令继电器处于闭合状态，使高压直流源和母线电容连接导通，高压源得以给母线电容充电达到预设电压。放电时，控制继电器处于闭合状态，放电回路导通，母线电容通过放电电阻释放储存在其中的能量。

3.5 测试设备选择

3.5.1 高压直流电源

器件动态参数测试所需电压的来自母线电容，因此测试开始前需要对母线电

容进行充电至待测电压。因此，需要一台能提供 6.5kV 电压输出的直流电压源。同时，为了满足系统与上位机进行数据交换，所需的高压源具有远程通信功能。综合考虑，课题选择了法国 Technix 公司的 SR15-P-1200-OP 型号高压直流电源，此型号的高压源功率为 1.2kW，最大能够提供 15kV-80mA 的输出，具有连续调节输出和紧急保护功能，并且自带 RS232 接口，能够与计算机进行通信，利用相应软件实现远程操控^[38]。



图 3.19 Technix SR15-P-1200-OP

3.5.2 高带宽示波器

根据第 2 章的分析，SiC 模块开关速度非常快，其动态参数的测试需要高带宽的仪器设备。示波器作为信号采集的母体需要能够提供更高的带宽才能准确测量被测信号，本课题选取 Teledyne LeCroy 的 HDO6104A 示波器，该示波器带宽为 1 GHz，采样率为 10 G/S，垂直分辨率为 12bit。对比 8-bit 示波器，其高出的 16 倍的分辨率提供了更多的信号细节，能够尽可能精确地记录 MOSFET 动态开关过程中的开关波形，可以通过更高的测量精度分析宽动态范围的信号^[39]。此外，该设备支持 LAN 口远程通信，避免了测试产生的 EMI 对上位机通信的影响。



图 3.20 HDO6104A

3.5.3 电流测量探头

根据第 2 章的分析和综合考虑,动态测试的电流测量探头决定采用英国 PEM 公司的 CWTmini30 探头,该电流探头具有 30 MHz 的带宽,线圈绝缘能力达到 5kV,基本满足本测试的测试要求^[40]。



图 3.21 PEM-CWTmini30

3.5.4 电压测量探头

对于 V_{DS} 电压信号,所需的探头至少具有 6.5kV 的测试能力,考虑到寄生电感的过冲电压,以及 SiC 器件高速开关特性对测试设备的高带宽捕捉能力需求,课题决定采用 LeCroy 的 PPE20kV 高压无源探头。其最大测量电压为 20kV,带宽为 100 MHz。并且 PPE 系列高压探头采用混合线路设计技术(探头读数随探头增益/衰减变化),最大程度减小阶跃电压响应的振铃和过冲^[41]。



图 3.22 PPE20kV

栅极电压信号采用的是 LeCroy 的 HVD3106 高压差分探头。该 HVD 系列高压差分探头允许功率电子电路进行浮地测量,使示波器可以安全接地,不受地线回路带来干扰的影响。高频时其具有优秀的共模抑制比 (CMRR)、低噪声、高偏移电压调节及高 DC 增益精度。功率电子环境下共模噪声通常比较大,高共模抑制比 CMMR 对于测量必不可少。高 CMMR 加上低噪声探头和高偏置范围,

使得这种探头非常适合测量浮地的小信号。HVD 探头在直流和低频下的增益精度可达 1%，有助于精确电压测量。其自动校零功能可以消除很小的偏置漂移，更有利于提供测量精度^[42]。



图 3.23 HVD3106

3.6 动态参数测试平台机柜设计

动态测试平台测试回路框架图如图 3.24 所示。充电时，闭合充电继电器，通过高压源给母线电容充电，并由放反灌二极管和充电限流电阻提供安全保障。待充电完成，断开充电继电器，主电路进行双脉冲测试。测试完成后，放电继电器闭合，剩余能量通过泄放电阻释放。

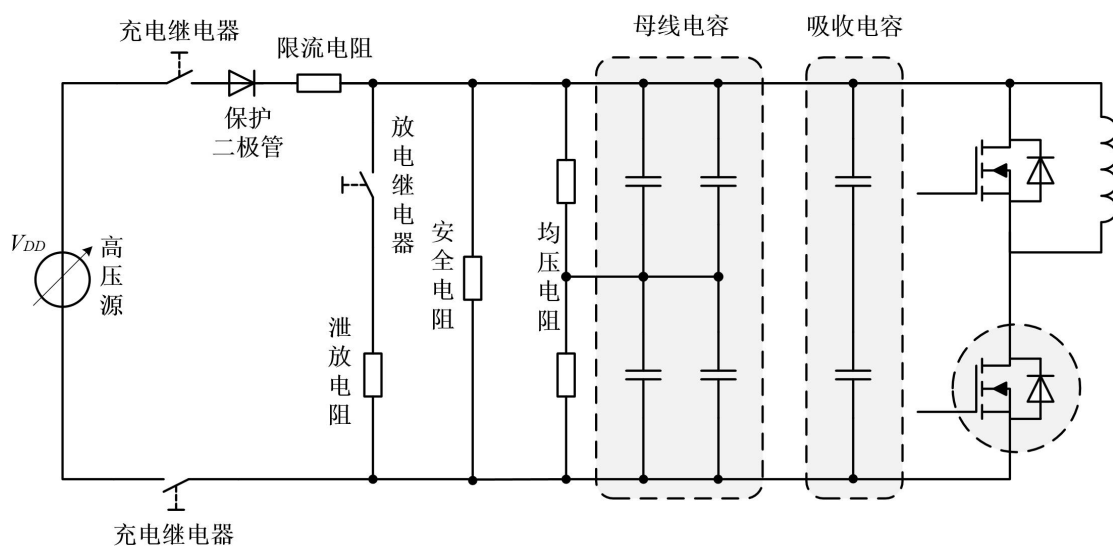


图 3.24 动态参数测试回路框架图

通过前述的硬件设计，本课题完成了高压 SiC MOSFET 动态测试平台机柜的搭建。机柜实体以及各主要组成部分如图 3.25 所示。

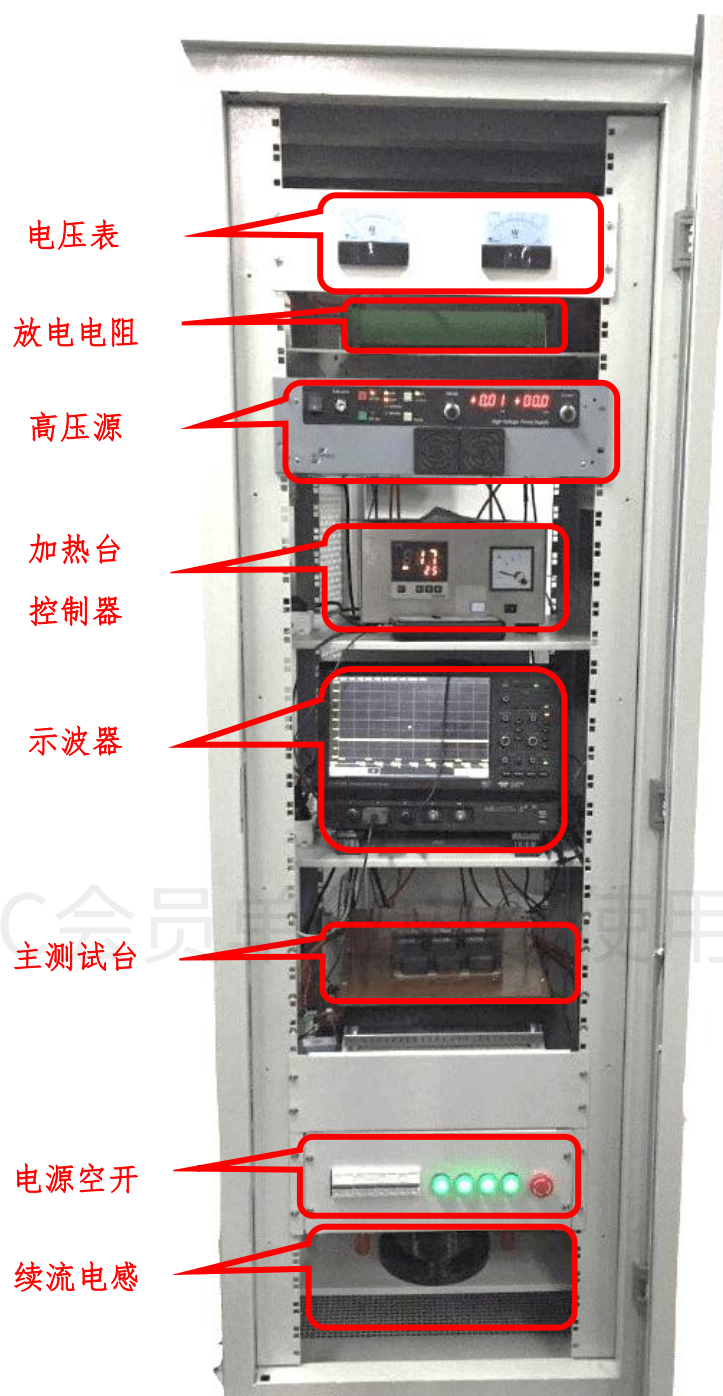


图 3.25 动态测试平台机柜实物图

3.7 本章小结

本章根据第 2 章的研究内容,依据测试电压电流等级对元件的参数进行选择,通过仿真分析设计和实际需求设计了叠层母排,根据测试条件设计了高压 SiC MOSFET 模块的驱动器和控制辅助电路,并对测试的仪器设备进行了选取,搭

建了测试平台实体机柜，完成了高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试的硬件系统。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

4 高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试平台软件设计

高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试平台的软件系统部分包含了自动化控制、数据处理以及人机交互三个部分，如图 4.1 所示，其主体采用了 LabVIEW 进行编写。LabVIEW 是 NI（National Instruments）公司专为测试控制应用而设计的系统工程软件。该软件采用图形化的程序语言（G 语言），易于上手，可以帮助用户轻松集成仪器设备、快速访问硬件和数据信息，并能够借助简单的 G 语言实现复杂逻辑结构、制定分析算法以及设计自定义工程用户界面。配合 NI 的嵌入式设计平台，LabVIEW 结合了完整的软件堆栈、紧密集成且可定制的硬件以及充满活力的用户和 IP 生态系统，用户可对连接的设备、软件部署和系统诊断进行大规模协调，并且可以在开发环境中直接简化部署和系统管理任务。借助 LabVIEW，系统平台可以更快速地构建工业设备和智能仪器的自动化，极大地提高工程人员开发测试系统的工作效率^[43]。

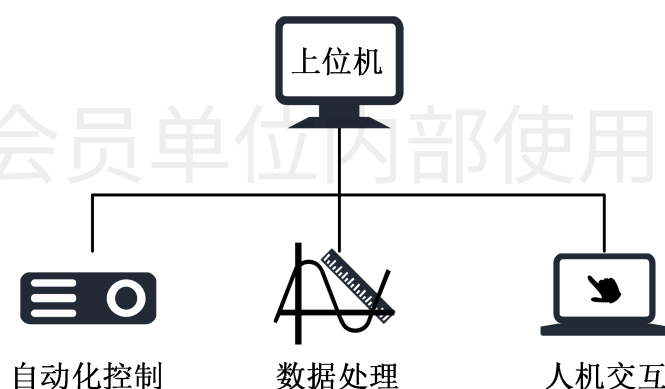


图 4.1 软件系统功能分布图

4.1 自动化控制

4.1.1 高压电源远程控制

测试平台在测试时通过高压直流电源给母线电容充电，考虑到测试的安全性和便捷性，软件系统采取了对高压直流电源的控制使用远程通信操控的方式。为了实现高压电源与上位机的远程通信、实时检测工作状态、充电电压数值和充电电流速度连续可调、紧急情况断路保护等功能，课题单独对高压电源进行了 LabVIEW 控制的设计，并进行了验证。设计框架图和程序框面如下图 4.2 和图 4.3 所示。

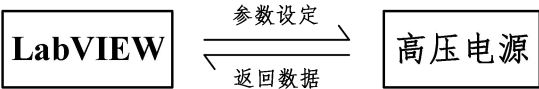


图 4.2 高压电源控制框架图

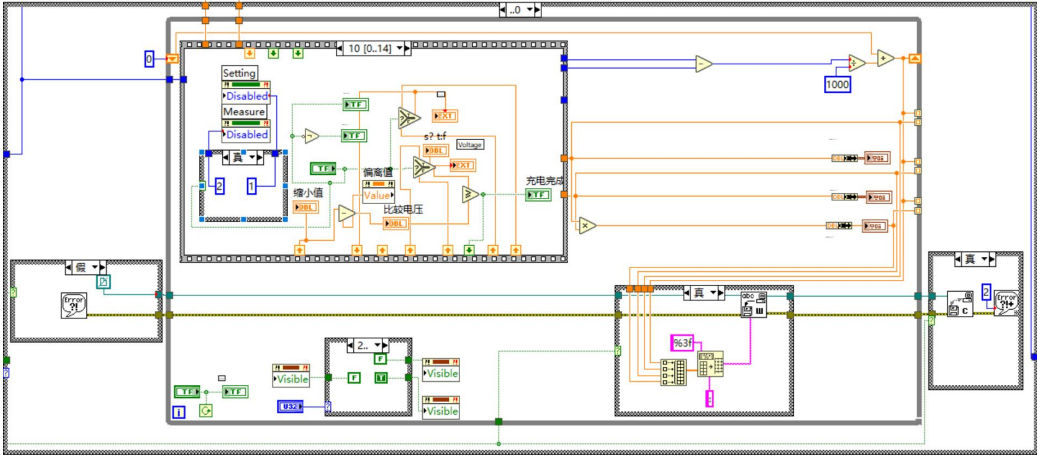


图 4.3 高压电源控远程制程序框图

4.1.2 双脉冲信号和充放电控制

在 LabVIEW 编写的控制程序中，上位机通过 COM 口与 DSP 进行通信，利用 SCI 串口通信协议将控制命令传递至 DSP 内部，由 DSP 向测试功率回路中的待测器件驱动发出双脉冲信号，脉冲时间的长度由系统根据输入的待测电压电流计算获得。辅助电路中，充放电继电器的通断信号亦由上位机程序控制 DSP 给出。在实际测试时，程序首先控制充电继电器给测试系统充电，再发出双脉冲信号进行双脉冲测试，最后控制断电继电器放电，相应控制框架图和程序框图如下图 4.4 和图 4.5 所示。

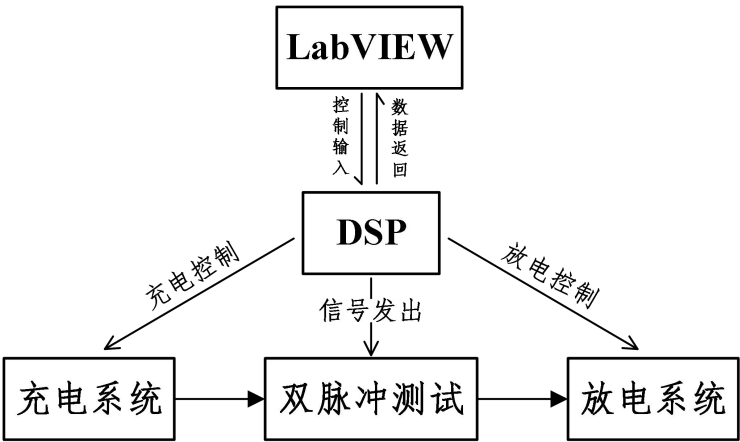


图 4.4 双脉冲信号和充放电控制控制框架图

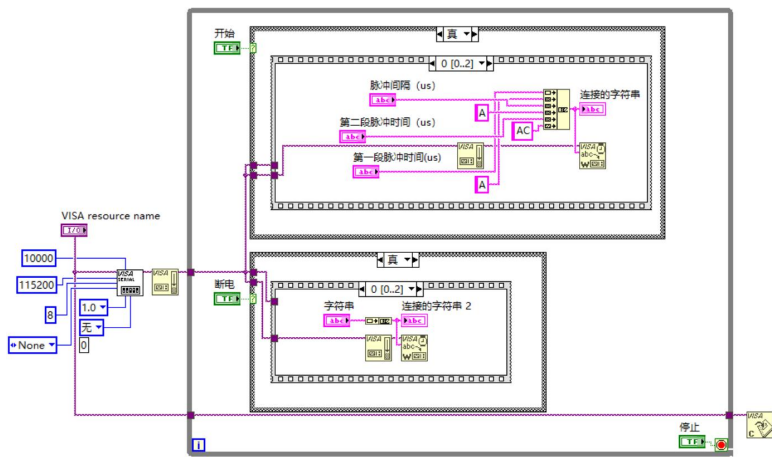


图 4.5 双脉冲信号和充放电控制程序框图

4.1.3 示波器设置

软件系统中，课题设计上位机通过 LAN 口与示波器进行通信，实现了示波器自动选择测试通道、根据待测电压电流自动调节显示时间刻度和垂直刻度、自动调节触发电平设置等功能。在软件界面中，显示界面可以同时显示示波器测量的所有波形，并能够自由缩放波形并保存截图。

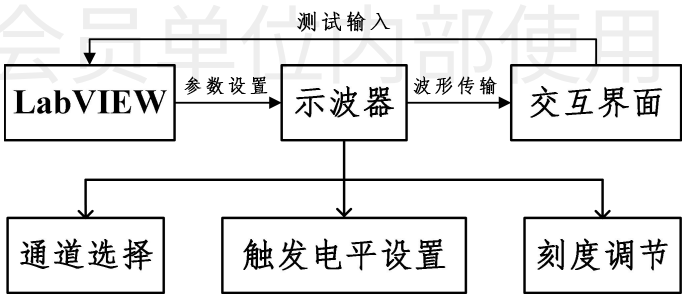


图 4.6 示波器控制框架示意图

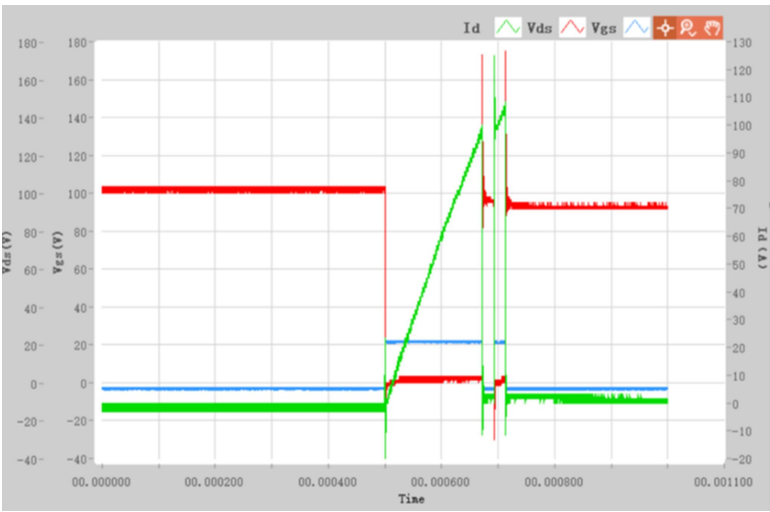


图 4.7 示波器显示界面

4.2 数据处理

为了能够自动获取动态参数的结果，软件系统需要对测试数据进行处理。课题设计将示波器采集到的波形数据导入上位机，利用 LabVIEW 对数据进行分析 and 计算。在处理测量波形上升下降时间的环节中，设定测量从波形的左边沿起始，查找位于波形与高（低）参考电平的第一个交点前，波形与低（高）参考电平的所有交点，其与低（高）参考电平的最后一个交点用于计算。为了确定波形上升下降过程的高低电平，选取了直方图（Histogram）算法处理波形数据。直方图算法以波形上下区域中具有最多波形点的直方图区间的中心高度作为状态电平的高度，波形的上下区域分别为从波峰波谷开始算起、包含峰峰值 40% 的上下范围。该方法可以有效排除波形中的尖刺点，提高测量的精准性。

同时为了简化数据处理的计算复杂度，令数据处理系统快速准确分析波形上升和下降时间，课题考虑通过减小测量波形振荡包络线的幅值，采用了低通数字滤波器对波形进行处理。滤波器选取椭圆滤波器（Elliptic filter），又称考尔滤波器（Cauer filter），是在通带和阻带等波纹的一种 IIR 型数字滤波器。相较其他类型的滤波器，椭圆滤波器在阶数相同的条件下有着最小的通带和阻带波动。

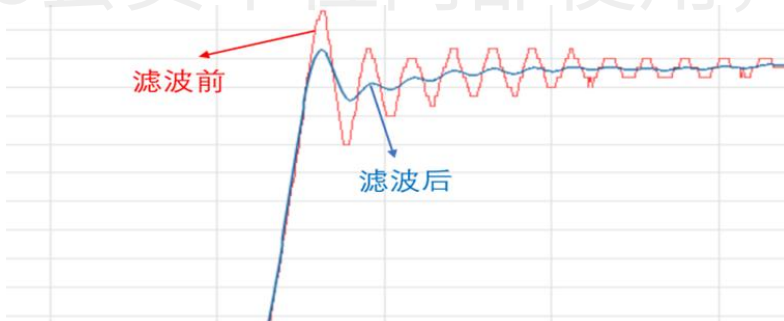


图 4.8 数字滤波器效果图

4.3 人机交互

为了提高测试平台系统的工作效率、提升测试人员操作的便捷性，课题设计了人机交互界面作为软件系统的组成部分。该人机交互界面集成了自动化控制的参数输入、测试数据处理的结果显示、相关设置的反馈信息以及安全保护等功能。人机交互界面如下图 4.9 所示。

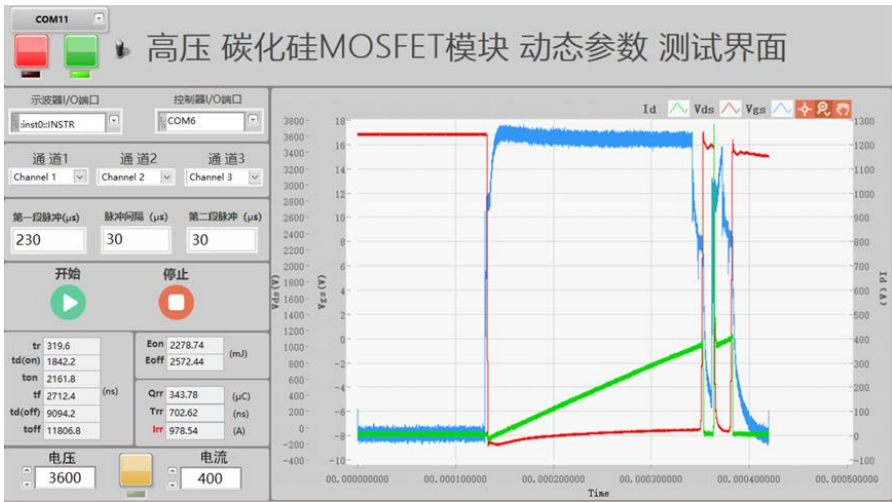


图 4.9 测试平台人机交互界面（一键式）

在人机交互界面下，用户只需在操作界面输入相关参数，软件就会自动完成高压源预充电，双脉冲信号输出，示波器测试数据传输，母线电容放电触发等功能，同时 LabVIEW 程序还会对测得的波形数据进行分析计算，得到所需的一系列动态参数结果，并显示在交互界面中，并且会以 EXCEL 的形式保存，用后续的分析 and 记录。测试系统工作流程如图 4.10 所示。

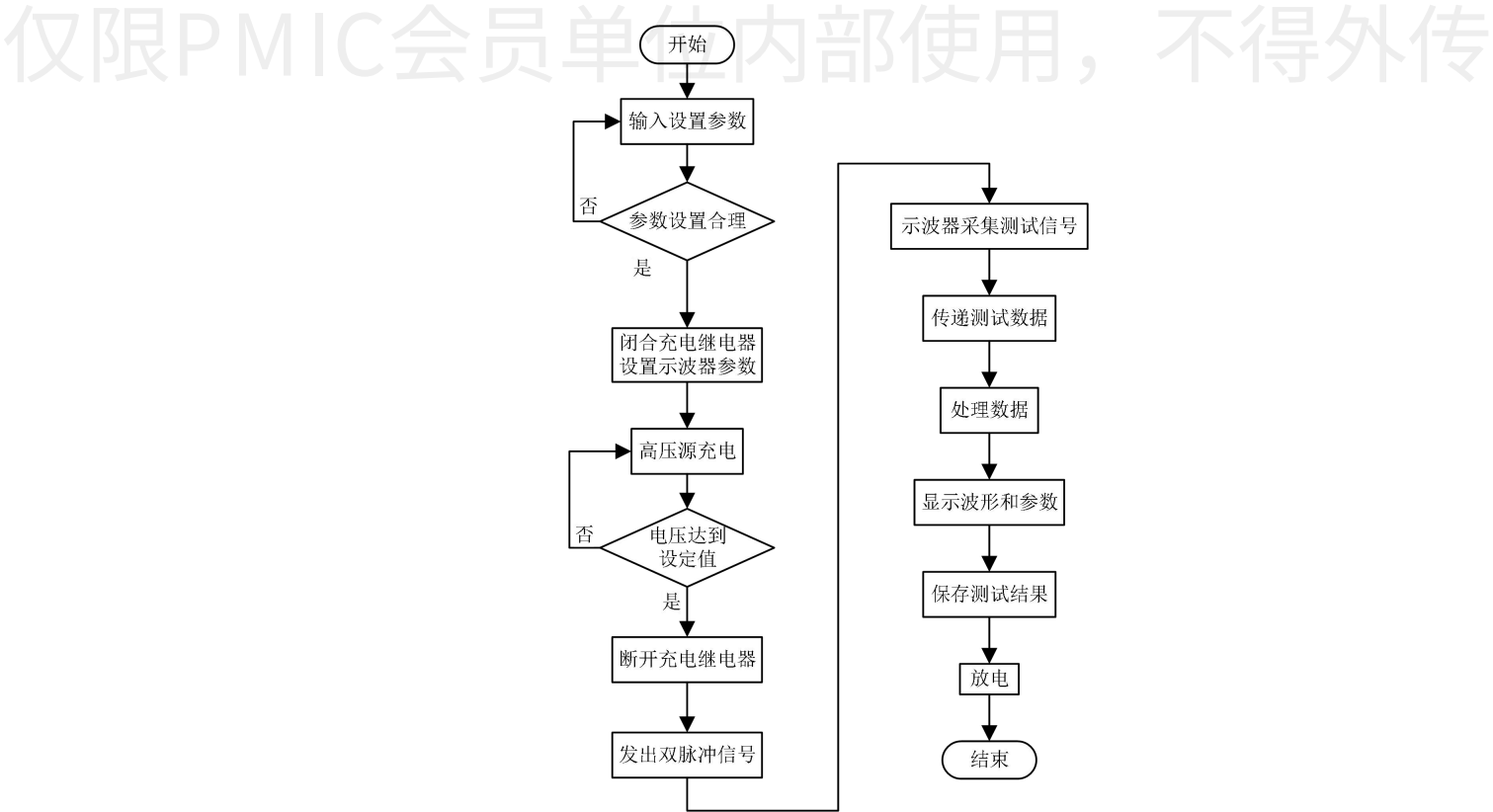


图 4.10 测试平台工作流程图

4.4 软件系统的可靠性验证

测试平台数据处理功能是通过自身软件系统实现，在平台投入运行前，必须验证测试软件的可靠性。为了验证测试平台测试软件的可靠性，课题选择从可重复性和精确性两个方面对测试软件系统进行评估。

4.4.1 可重复性验证

在验证测试软件的可重复性的实验中，本文选取了 SEMIKRON 公司的 SKM350MB120SCH17 SiC MOSFET 模块，在 600V350A 测试条件下进行了 10 次测试，测试结果如表 4.1 所示，可以看到测试结果基本保持一致性，从而验证了测试软件具有可重复性。

参数 测试条件	tr(ns)	tdon(ns)	tf(ns)	tdoff(ns)	Eon(mJ)	Eoff(mJ)
600V350A (1)	105.3	108.3	46.6	249.8	5.5	14.5
600V350A (2)	103.2	107.3	46.8	247.5	5.5	14.3
600V350A (3)	105.2	108.5	46.4	249.4	5.5	14.5
600V350A (4)	105.5	108.7	47.1	250.4	5.5	14.5
600V350A (5)	103.7	106.3	46.2	248.1	5.5	14.3
600V350A (6)	104.3	107.3	46.1	249.3	5.5	14.4
600V350A (7)	104.5	108.3	45.8	249.1	5.5	14.5
600V350A (8)	105.2	107.8	46.2	248.8	5.5	14.5
600V350A (9)	104.9	107.9	46.0	248.3	5.5	14.5
600V350A (10)	104.8	107.6	46.0	247.2	5.5	14.5

表 4.1 测试可重复性数据统计表

4.4.2 精确性验证

为了验证软件的精确性，选取了不同型号的 SiC MOSFET 模块，在相应测试条件下测得一系列数据，并将数据导入 MATLAB 中进行人工处理得到测试参数结果，再分别与测试界面软件自动处理结果作对比，以误差率作为对比参数，对其进行统计（表 4.2）。

表 4.2 测试数据误差统计表

测试条件 \ 参数	$t_r(ns)$ (人工)	$t_r(ns)$ (软件)	误差率	$t_{don}(ns)$ (人工)	$t_{don}(ns)$ (软件)	误差率
CreeCAS300M12BM2 100V100A	73.2	72.1	-1.5%	86.0	86.1	0.1%
CreeCAS300M12BM2 100V200A	103.6	106.2	2.5%	81.2	81.9	0.9%
CreeCAS300M12BM2 200V100A	61.6	60.5	-1.8%	87.6	88.3	0.8%
CreeCAS300M12BM2 200V200A	78.8	77.4	-1.8%	87.2	88.6	1.6%
CreeCAS300M12BM2 400V100A	68.8	68.9	0.1%	91.6	92.2	0.7%
CreeCAS300M12BM2 400V200A	82.8	79.3	-4.2%	90.4	93.8	3.7%
StarMD300HFC120C2S 400V200A	133.6	135.0	1.1%	112.8	111.1	-1.5%
StarMD300HFC120C2S 200V200A	115.4	109.6	-5.0%	111.0	107.5	-3.2%
SKM350MB120SCH17 800V400A	245.0	245.3	0.1%	404.0	410.9	1.7%
SKM350MB120SCH17 600V350A	100.5	105.3	4.8%	108.5	108.3	-0.1%
测试条件 \ 参数	$t_f(ns)$ (人工)	$t_f(ns)$ (软件)	误差率	$t_{doff}(ns)$ (人工)	$t_{doff}(ns)$ (软件)	误差率
CreeCAS300M12BM2 100V100A	44.8	43.5	-2.9%	222.0	221.1	-0.4%
CreeCAS300M12BM2 100V200A	40.8	38.2	-6.4%	198.8	199.4	0.3%
CreeCAS300M12BM2 200V100A	45.6	44.6	-2.2%	241.2	238.7	-1.0%
CreeCAS300M12BM2 200V200A	40.0	38.6	-3.5%	214.8	214.7	0.0%
CreeCAS300M12BM2 400V100A	60.0	60.4	0.7%	249.6	248.5	-0.5%
CreeCAS300M12BM2 400V200A	50.8	49.1	-3.4%	226.0	225.8	-0.1%
StarMD300HFC120C2S 400V200A	38.8	38.6	-0.5%	200.0	199.5	-0.2%
StarMD300HFC120C2S 200V200A	32.4	31.6	-2.4%	184.4	184.6	0.1%
SKM350MB120SCH17 800V400A	164.0	160.4	-2.2%	726.0	751.4	3.5%
SKM350MB120SCH17 600V350A	47.0	46.6	-0.9%	251.0	249.8	-0.5%
测试条件 \ 参数	$E_{on}(mJ)$ (人工)	$E_{on}(mJ)$ (软件)	误差率	$E_{off}(mJ)$ (人工)	$E_{off}(mJ)$ (软件)	误差率
CreeCAS300M12BM2 100V100A	0.123	0.123	0.0%	0.477	0.456	-4.4%
CreeCAS300M12BM2 100V200A	0.356	0.358	0.6%	1.33	1.310	-1.5%
CreeCAS300M12BM2 200V100A	0.269	0.268	-0.4%	0.852	0.855	0.4%
CreeCAS300M12BM2 200V200A	0.559	0.560	0.2%	2.093	2.094	0.0%
CreeCAS300M12BM2 400V100A	1.071	1.071	0.0%	2.012	2.013	0.1%
CreeCAS300M12BM2 400V200A	1.848	1.852	0.2%	4.239	4.239	0.0%
StarMD300HFC120C2S 400V200A	3.401	3.378	-0.7%	4.289	4.388	2.3%
StarMD300HFC120C2S 200V200A	1.252	1.254	0.2%	2.266	2.264	-0.1%
SKM350MB120SCH17 800V400A	50.258	51.0	1.4%	56.345	56.6	0.5%
SKM350MB120SCH17 600V350A	5.32	5.5	4.2%	14.48	14.5	0.0%

从误差率统计图（图 4.11）中能够看到大部分数据误差据落在 1%以内，绝大部分误差在 5%以内。仅有一项相对误差率超过 5%，但其绝对误差值仅为 2.6ns，可以认为此误差为较小的误差。由此可以验证测试软件数据处理具有较高的精确性。

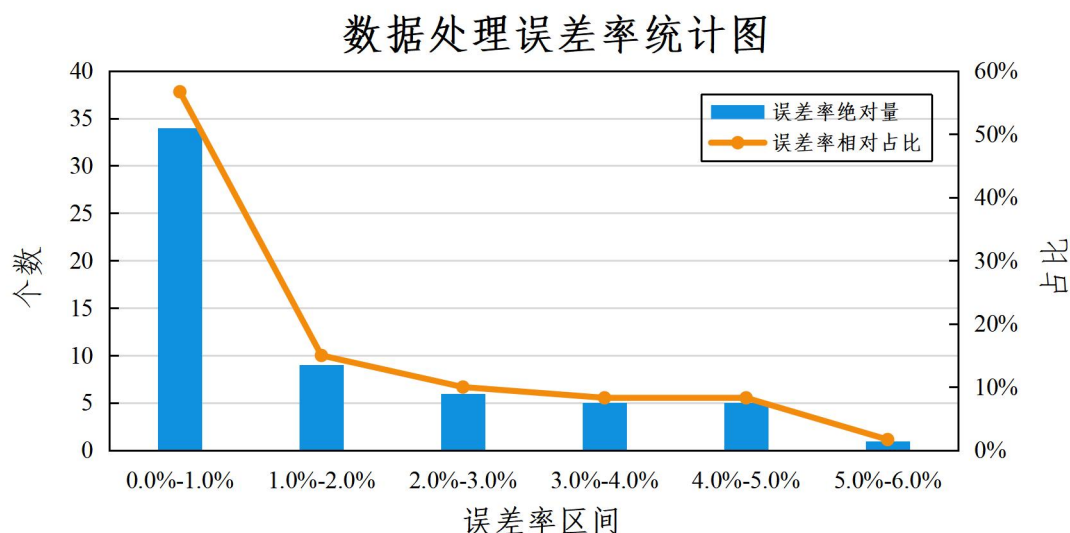


图 4.11 数据处理误差统计图

4.5 本章小结

本章详细阐述了高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试平台的软件系统设计。软件系统以 LabVIEW 为基础，通过程序的编写设计了上位机与测试设备和 DSP 的通信连接，实现了测试平台的自动控制功能；利用程序内部的波形和数据处理模块，完成了实验数据的自动处理功能；根据测试操作需求，设计了一键式操作的人机交互界面。此外，课题还从可重复性和精确性两方面验证了软件系统的可靠性。

5 动态参数测试平台实验结果

5.1 测试平台可行性验证

测试平台的可行性测试是为了验证测试平台对实际高压大电流的测试能力。设计测试器件使用的 6500V IGBT 模块型号为三菱公司的 CM600HG-130H, 额定电压和电流分别为 6500V, 600A^[44]。按照测试电压范围为 20%-65%额定电压, 测试电流范围为 20%-65%额定电流的原则, 此模块的测试电压约范围为: 1300V-4200V, 测试电流范围约为: 120A-400A。



图 5.1 可行性测试模块 CM600HG-130H

5.1.1 不同测试电压下测试结果

由于 CM600HG-130H 模块数据手册推荐的电压等级为 3600V, 于是将测试电压分别设为 1000V、2000V、3000V、3600V, 其余测试条件一致 (测试电流 400A, 门极驱动电阻 $R_{g(on)}$ 为 10Ω , $R_{g(off)}$ 为 33Ω , 门极电压 -15/+15V), 测量相应的动态参数, 获得结果如下图所示。

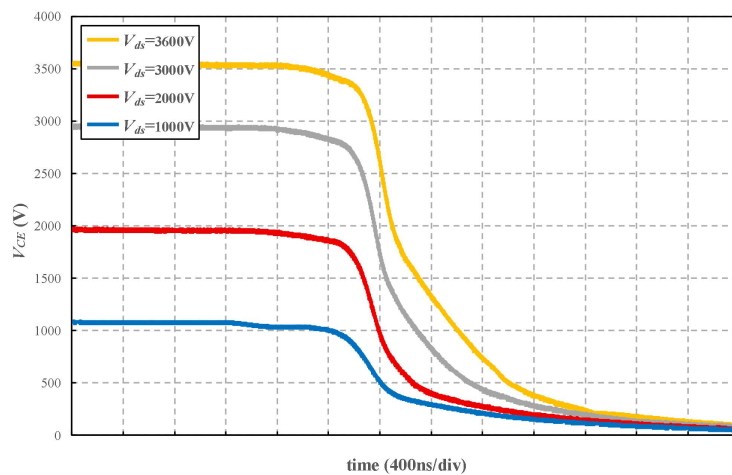


图 5.2 不同测试电压下模块的开通电压波形

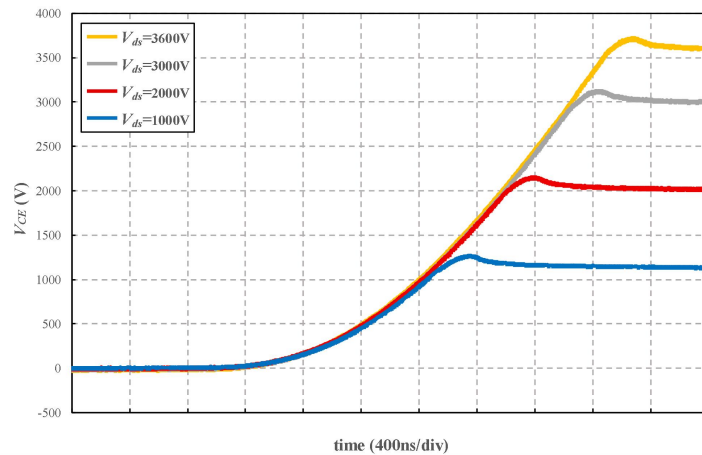


图 5.3 不同测试电压下模块的关断电压波形

由图 5.2 和图 5.3 可知，模块在其余测试条件相同的情况下，随着测试电压的增加，其开通和关断的电压下降和上升时间随之增加。

5.1.2 不同测试电流下测试结果

CM600HG-130H 模块的数据手册推荐的测试电流等级为 600A，但是考虑到该器件测试时过高的反向恢复电流会影响器件的性能和寿命，于是课题将测试电流分别设为 100A、200A、300A、400A，其余测试条件一致（测试电压 3600V，门极驱动电阻 $R_{g(on)}$ 为 10Ω ， $R_{g(off)}$ 为 33Ω ，门极电压 -15/+15V），测量相应的动态参数，获得结果如下图所示。

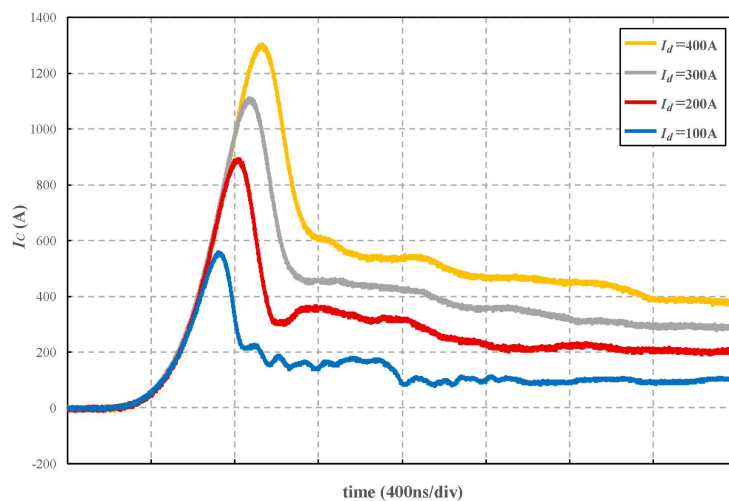


图 5.4 不同测试电流下模块的开通电流波形

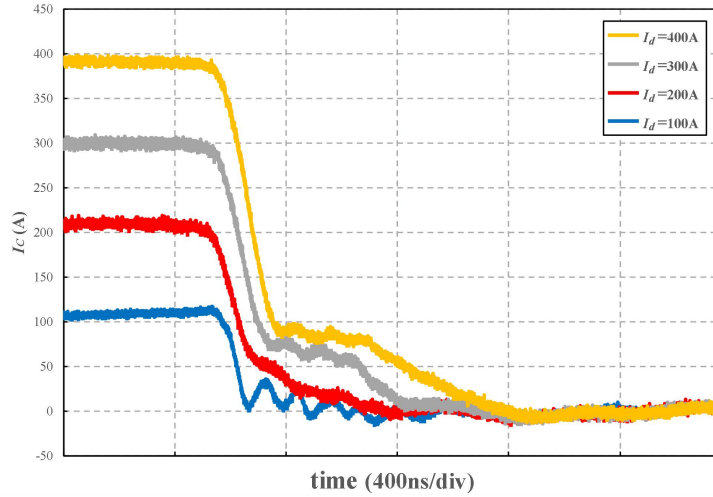


图 5.5 不同测试电流下模块的关断电流波形

由图 5.4 和图 5.5 可知，模块在其余测试条件相同的情况下，随着测试电流的增加，其开通电流上升和关断电流下降时间随之增加。

根据实验波形数据测得的动态参数结果，整理得到的相关曲线趋势如下图 5.6、图 5.7 所示。

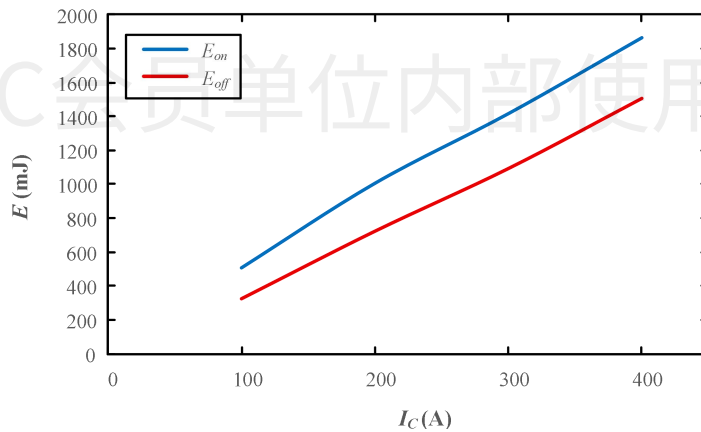


图 5.6 不同测试电流下模块的开通和关断能量损耗曲线

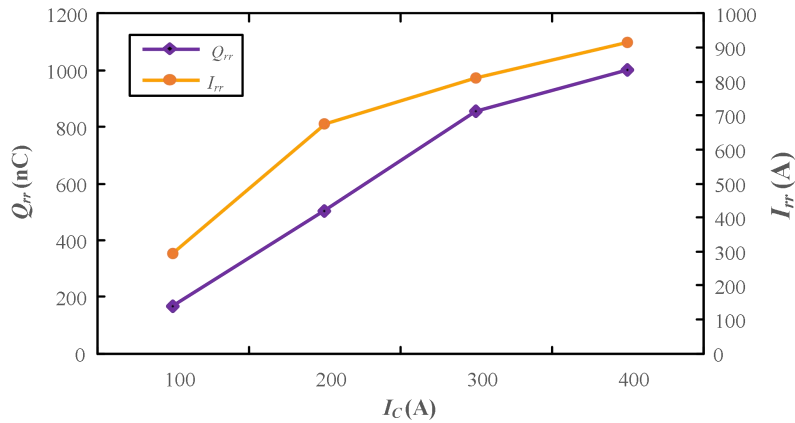
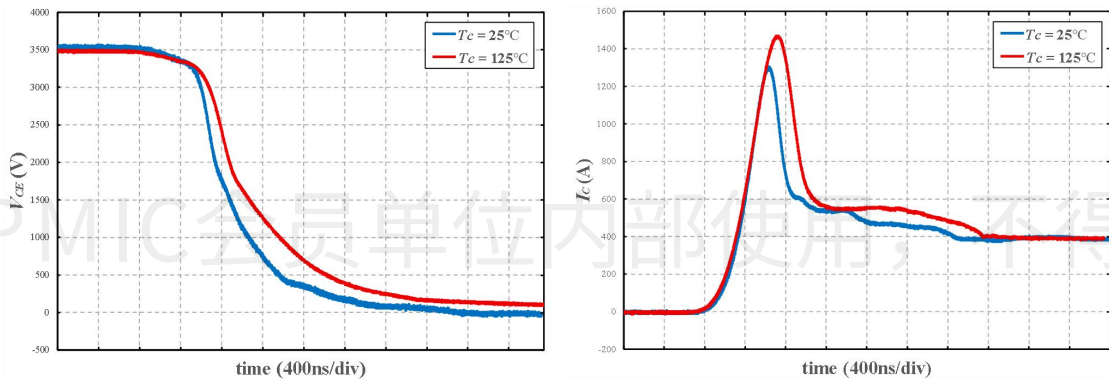


图 5.7 不同测试电流下模块的反向恢复电流、反向充电电量曲线

根据上图整理的结果可知，模块在其余测试条件相同的情况下，随着测试电流的增加，其开通和关断能量损耗逐渐增加，反向恢复电流逐渐增大，相应的反向充电电量也随之增加。

5.1.3 不同工作温度下测试结果

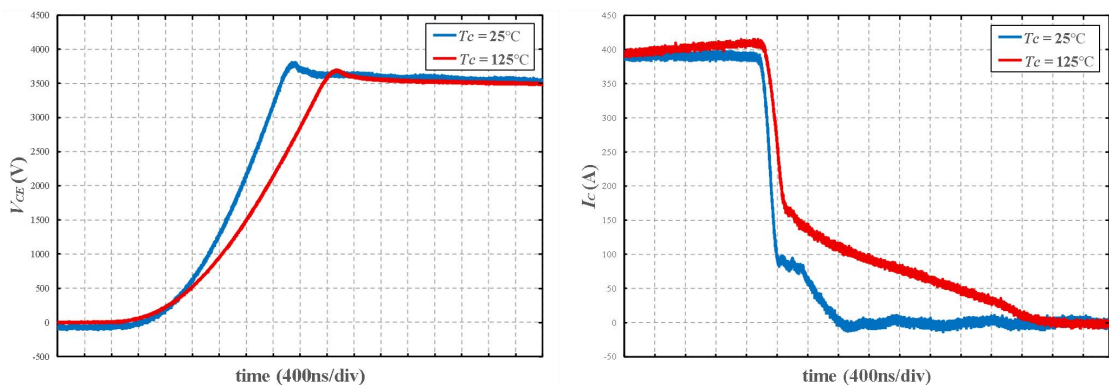
由于动态参数测试采用双脉冲测试，模块工作的时间仅为微秒数量级，产生的温度极其微小，可忽略不计。因此内部结温（Junction Temperature）和外部封装外壳温度（Case Temperature）可认为相同，即 $T_j = T_c$ 。因此模块的工作温度为外部壳温。实验时，将模块底部置于加热台上，参照模块数据手册，加热至 25°C 和 125°C ，其余测试条件一致（测试电压 3600V ，电流 400A ，门极驱动电阻 $R_{g(\text{on})}$ 为 10Ω ， $R_{g(\text{off})}$ 为 33Ω ，门极电压 $-15/+15\text{V}$ ），测量相应的动态参数，获得结果和整理数据如下图所示。



(a) 开通电压波形

(b) 开通电流波形

图 5.8 不同工作温度下模块的开通波形



(a) 关断电压波形

(b) 关断电流波形

图 5.9 不同工作温度下模块的关断波形

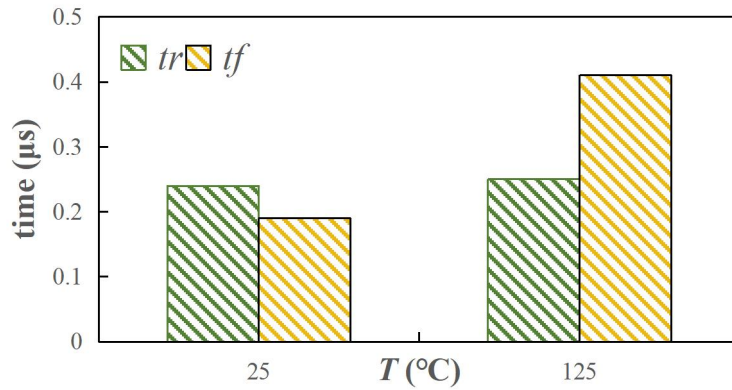


图 5.10 不同工作温度下测得模块的开通上升和关断下降时间对比图

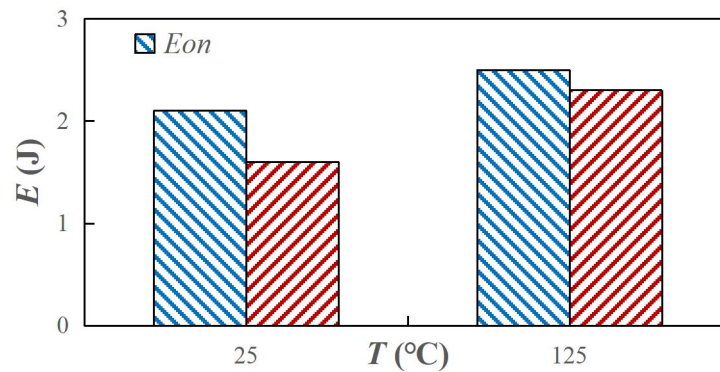


图 5.11 不同工作温度下测得模块的开通和关断能量损耗对比图

由图 5.8(a)和图 5.9(a)所示，随着工作温度的上升，模块开通和关断时的母线电压下降时间和上升时间都会增加；如图 5.8(b)和图 5.9(b)所示，随着工作温度的提升，模块开通电流上升时间和关断时电流下降时间都增加，反向恢复电流也同时增加。从图 5.10 得到，模块的开通上升时间和关断下降时间（IGBT 的上升下降时间是以电流变化为基准）会随着工作温度的提升而增加。根据图 5.11，模块的开通和关断能量损耗亦会随着工作温度的提升而增加。

5.1.4 小结

根据对测试模块在不同测试电压、测试电流、工作温度等主要测试条件下的测量，验证了课题研制的 6.5kV/400A 等级动态参数测试平台可以实现在高压大电流工作环境下对高压功率器件进行动态参数测试的能力，平台符合设计要求。

5.2 测试平台准确性验证

对于测试平台的准确性验证测试，由于市场上的高压 SiC MOSFET 模块没有详细动态测试参数的数据手册，因此选择了 SEMIKRON 出产自带详细测试参数的 1200V SiC MOSFET 模块，型号为的 SKM350MB120SCH17，额定电压和电

流分别为 1200V, 523A^[45]。准确性验证以模块数据手册中的动态参数为对照, 其测试条件为母线电压 600V, 漏极电流 350A, 工作温度 150°C, 栅极驱动电压 -5/20V。

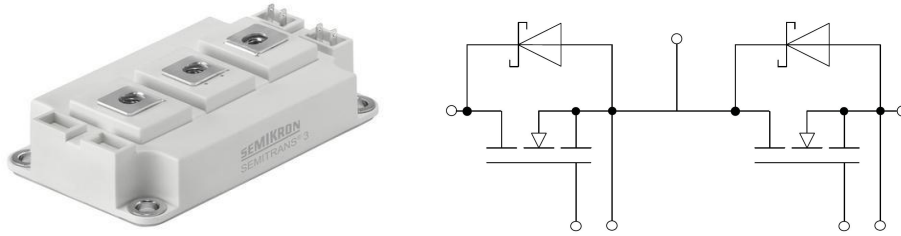


图 5.12 SKM350MB120SCH17 和其内部半桥结构

5.2.1 驱动电路设计

测试所用模块数据手册中动态参数测试的驱动电压范围是-5~20V, 采用的驱动电路原理图如下所示。

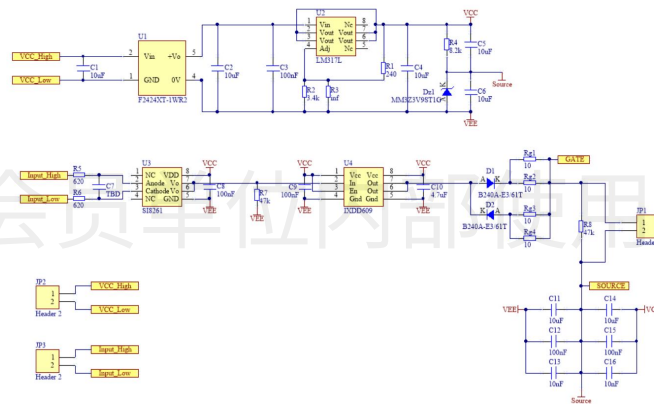


图 5.13 驱动电路原理图

驱动采用型号为 F2424XT-1WR2 的电源隔离芯片, 同时在输出端用 5V 的稳压管分压, 形成-5V 和 20V 的关断和开通电压, 驱动信号通过 Si8261ACC 光耦隔离芯片后再通过电流放大芯片 IXDD609SI, 使得驱动电路电流输出能力最大达到 9A。驱动电阻处并联电路处理可以灵活调节栅极开通电阻和关断电阻大小。

5.2.2 不同工作温度对动态参数的影响

由于 SiC MOSFET 模块动态参数测试采用双脉冲测试, 并且模块工作的时间仅为微秒数量级, 产生的温度极其微小, 可忽略不计。因此内部结温 (Junction Temperature) 和外部封装外壳温度 (Case Temperature) 可认为相同, 即 $T_j = T_c$ 。因此模块的工作温度为外部壳温。实验时, 将模块置于加热台上, 将加热台温度分别加热至 25°C 和 150°C, 其余测试条件一致 (测试电压 600V, 测试电流 350A,

栅极驱动电阻 3Ω ，栅极电压 $-5/20V$ ），测量相应的动态参数，获得结果如下表所示。

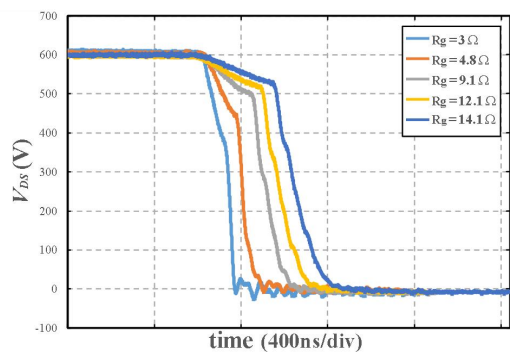
表 5.1 不同工作温度下动态参数的测试结果

温度 ($^{\circ}C$) 参数	150 (数据手册)	150	25
t_r (ns)	116.7	113.9	81.3
$t_{d(on)}$ (ns)	84.4	92.9	71.3
t_f (ns)	42.8	40.5	37.3
$t_{d(off)}$ (ns)	251.3	238.4	181.9
E_{on} (mJ)	11.0	11.9	8.3
E_{off} (mJ)	8.3	8.9	5.9

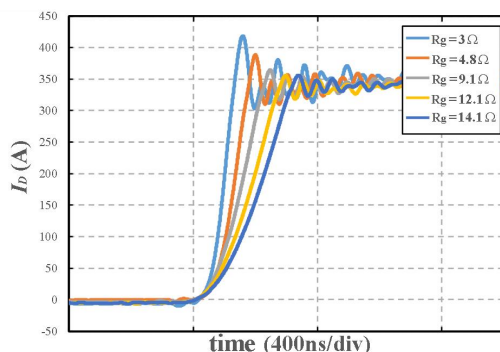
从表 5.1 可以看出在测得的模块动态参数中，时间参数随着温度的增大而增大，损耗参数也随着温度的增大而增大。

5.2.3 不同驱动电阻下测得损耗结果

为了具体验证动态参数测试平台的测量准确性，需要与器件厂商的数据手册数据作比较。根据模块数据手册的设定条件，令测试电压为 $600V$ ，测试电流为 $350A$ ，工作温度设定在 $150^{\circ}C$ ，栅极电压为 $-5/20V$ 。测量时，通过改变栅极驱动电阻的大小，分别进行动态参数测试。获得的相应测试波形曲线如下图所示。



(a) 开通电压波形



(b) 开通电流波形

图 5.14 不同驱动电阻下模块的开通波形

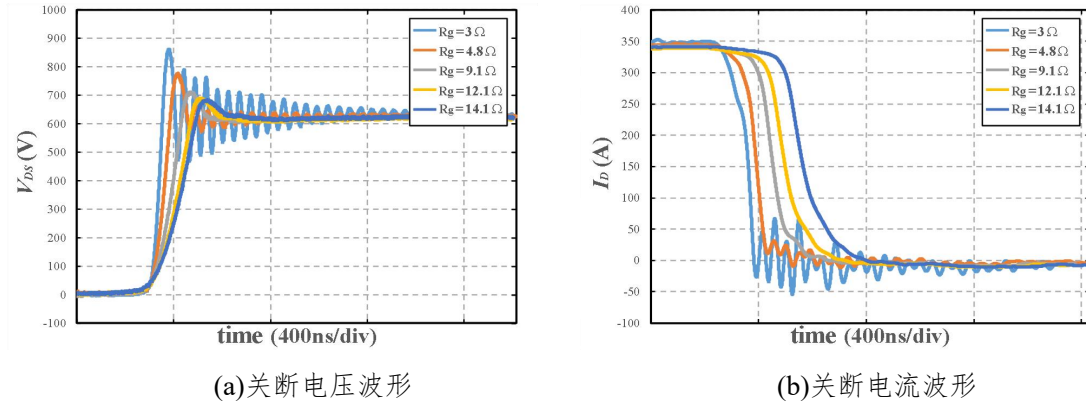


图 5.15 不同驱动电阻下模块的关断波形

根据图 5.14(a)和图 5.14(b), 图 5.15(a)和图 5.15(b)可知, 在模块的开通阶段, 上升时间随着驱动电阻的增大而增大; 在模块的关断阶段, 下降时间也随着驱动电阻的增大而增大。同时, 随着驱动电阻的减小, 电压和电流的波形在开关阶段的振荡越严重。这是由于测试中电压电流的变化率很大, 产生的 EMI 干扰通过驱动电路中含有寄生参数的回路耦合至测试系统中, 对测试结果产生了影响。

根据实验波形数据测得的参数结果, 整理得到的相关能量损耗曲线趋势如下图所示。

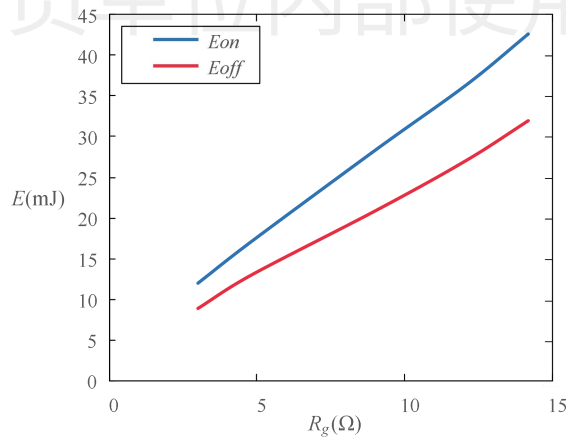


图 5.16 不同驱动电阻下模块的开关能量损耗曲线

由图 5.16 可知, 在 R_g 相同的条件下, 模块开通能量损耗比关断能量损耗大。随着 R_g 的逐渐增大, 开通和关断的能量损耗都随之同步增大。

5.2.4 结果对比

将上述所得的损耗曲线映射至数据手册的测试结果图中, 与厂家测试的模块动态参数的数据作对比。如图 5.17 平台测试模块损耗曲线与数据手册对比图所示, 可见课题研制测试平台得到的模块损耗曲线与厂家数据手册的曲线重合度较

高，可以验证动态参数测试平台的准确性。

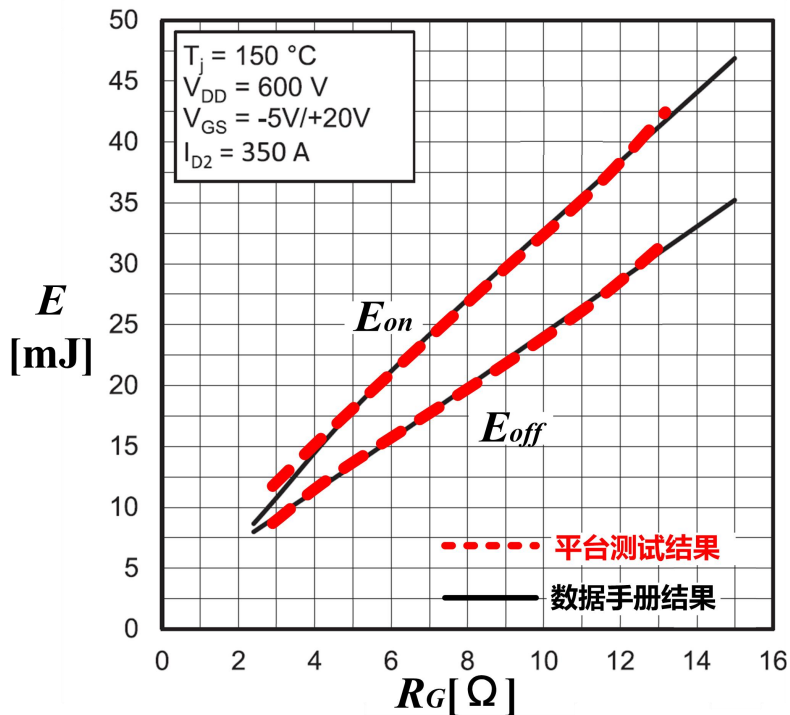


图 5.17 平台测试模块损耗曲线与数据手册对比图

5.3 本章小结

本章介绍了课题研制的高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试平台进行相关测试的实验结果，实验分为可行性实验和准确性实验。可行性实验通过选取 6.5kV/400A 的功率模块，分别测试模块在不同测试电压、不同测试电流、不同工作温度条件下的动态参数，验证了测试平台系统具有测试高压大电流功率模块的能力。准确性实验通过选取 SiC MOSFET 模块，设计相应驱动电路，测试其不同工作温度下和不同驱动电阻的动态参数，整理实验数据绘制曲线，并与厂商的数据手册作对比，得到两者的数据具有较高的重合度，验证了测试平台对 SiC MOSFET 模块动态参数具有准确测试能力。

6 总结与展望

6.1 课题工作总结

SiC MOSFET 模块相对传统的 Si 基 IGBT 器件,开关速度提高了一个数量级以上,传统测试电路中较大的寄生参数将严重影响器件的开关瞬态特性测试。本课题旨在研究高压 SiC MOSFET 器件高速开关条件下的动态参数测试技术,设计符合高速开关瞬态测试需求的专用测试电路,掌握 SiC 大容量功率模块高精度动态测试方法,并完成 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态测试平台搭建。

为准确测试 SiC MOSFET 模块的动态参数,课题首先研究了功率回路的寄生参数模型,分析寄生参数对动态测试的影响,设计了多种叠层母排结构,采用 ANSYS 有限元仿真得到其寄生电感,兼顾寄生参数与安装难度选定了叠层母排结构,又根据测试电压电流的要求,设计了合适的电气元件参数;其次,研究了功率器件开关速度与测试系统带宽之前的关系,确定了测试系统的最小带宽,并结合了电压电流测试的技术,对测试系统的仪器设备和测量探头进行了选择;同时研究并给出了测试仪器带宽对测量信号延时特性的影响,确定了测试探头延时差异的测量与补偿方法;再次,通过研究驱动的可靠性设计了驱动电路;最后,根据实际测试需求设计了辅助控制电路和测试机柜,完成了测试平台的硬件系统搭建。对于软件系统,课题以 LabVIEW 为主体编写了动态测试平台自动化测试控制与数据处理程序,通过自动化的测试控制、数据处理以及人机交互三个部分实现了上位机对高压电源、示波器、DSP 等硬件测试系统的自动控制,测试数据的自动化处理,以及一键式操控的人机交互界面。最终结合硬件和软件两部分系统,搭建完成了 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态参数测试平台。课题利用研制的 6.5kV/400A 动态参数测试平台,通过测试三菱 CM600HG-130H IGBT 模块的动态参数,验证了平台测试能力符合高压大电流的设计需求;同时,又测试了赛米控型号为 SKM350MB120SCH17 的 SiC MOSFET 模块,得到的模块损耗曲线与厂家数据手册的曲线基本重合,验证了测试平台的准确性。

6.2 课题工作展望

本文研究了高压 SiC MOSFET 模块的动态参数测试技术,探究了影响 SiC 器件模块动态参数测量结果的因素,并提出了需要注意的事项相应的改进方法。

但考虑到未来电力电子宽禁带器件的发展,新一代功率器件模块动态参数测试的相关技术还有待更进一步的深入研究:

1、未来 SiC 材料以及其它新型宽禁带材料器件的开关速度将更快,电压电流等级将更高,性能更强。对于新型器件的测试,不应该局限于传统 Si 材料器件的相关测试技术和方法,需要新的思路针对这些新器件的特性和应用场景,研究和制定测试技术方法和标准。

2、目前商用罗氏线圈的带宽极限不能够满足未来高性能器件超高速开关的测试需求,需要有新的电流测试技术去解决电流测量的精准性问题。高压无源探头在更高的母线高压下测量器件快速开关动作时,高压大电流快速变化产生的 EMI 噪声会通过无源探头耦合到主测试电路,并影响其他探头的采样和测试仪器设备的正常运行,对测试产生影响。因此还需要新的电压测试技术去攻克动态参数测试在高压大电流快速变化条件下的可靠性问题。

3、课题研制的高压 SiC MOSFET 模块动态参数测试平台系统的持续运行能力还需要后续的测试验证。

仅限PMIC会员单位内部使用,不得外传

参考文献

- [1] 国家能源局, 发展改革委. 能源生产和消费革命战略(2016—2030)[R]. 北京: 国家发展改革委, 国家能源局, 2016.
- [2] 国家发展改革委员会能源研究所. 中国 2050 高比例可再生能源发展情景暨路径研究[R]. 北京: 国家发展改革委员会能源研究所, 2015.
- [3] 周孝信, 陈树勇, 鲁宗相, 等. 能源转型中我国新一代电力系统的技术特征[J]. 中国电机工程学报, 2018,38(07):1893-1904.
- [4] 国家能源局, 国家发展改革委. 电力发展“十三五”规划[R]. 北京: 国家发展改革委, 国家能源局, 2016.
- [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] Millán J, Godignon P, Perpiñà X, et al. A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014,29(5):2155-2163.
- [7] Fukuda K, Okamoto D, Okamoto M, et al. Development of Ultrahigh-Voltage SiC Devices[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2015,62(2):396-404.
- [8] Yuancheng R, Ming X, Jinghai Z, et al. Analytical loss model of power MOSFET[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006,21(2):310-319.
- [9] Marzoughi A, Burgos R, Boroyevich D. Characterization and Performance Evaluation of the State-of-the-Art 3.3 kV 30 A Full-SiC MOSFETs[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019,55(1):575-583.
- [10] 盛况, 郭清, 张军明, 等. 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.
- [11] 郑壬举. SiC MOSFET 功率模块中压测试平台研制及其应用[D]. 浙江大学, 2019.
- [12] 盛况, 董泽政, 吴新科. 碳化硅功率器件封装关键技术综述及展望[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(19).

- [13] Ahmad S S, Narayanan G. Double pulse test based switching characterization of SiC MOSFET[C]//2017 National Power Electronics Conference (NPEC). IEEE, 2017: 319-324.
- [14] Sakairi H, Yanagi T, Otake H, et al. Measurement Methodology for Accurate Modeling of SiC MOSFET Switching Behavior Over Wide Voltage and Current Ranges[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018,33(9):7314-7325.
- [15] Xu Y, Ghessemi M, Wang J, et al. Electrical Field Analysis and Insulation Evaluation of a 6 kV H-bridge Power Electronics Building Block (PEBB) using 10 kV SiC MOSFET Devices[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2018: 2428-2435.
- [16] 梁美, 李艳, 郑琼林, 等. 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.
- [17] 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.
- [18] IEC-International Electrotechnical Commission. IEC 60747-8[S]. 2010.
- [19] 梁美. 碳化硅功率器件高速应用关键技术研究[D]. 北京交通大学, 2017.
- [20] Josifović I, Popović-Gerber J, Ferreira J A. Improving SiC JFET Switching Behavior Under Influence of Circuit Parasitics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012,27(8):3843-3854.
- [21] Shelton E, Hari N, Zhang X, et al. Design and measurement considerations for WBG switching circuits[C]//2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe). IEEE, 2017: P. 1-P. 10.
- [22] Li H, Munk-Nielsen S. Challenges in switching SiC MOSFET without ringing[C]//PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. VDE, 2014: 1-6.
- [23] Zhang W, Zhang Z, Wang F, et al. Characterization and Modeling of a SiC MOSFET's turn-on overvoltage[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2018: 7003-7009..

- [24] Qiao L, Yang X, Ren Y, et al. Performance of a 1.2 kV, 288A full-SiC MOSFET module based on low inductance packaging layout[C]//2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2017: 3038-3042.
- [25] Zhang Y, Liang Y C. Over-current protection scheme for SiC power MOSFET DC circuit breaker[C]//2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2014: 1967-1971.
- [26] 刘玉柱, 王亮, 何小刚, 等. 叠层母排低感设计分析[J]. 大功率变流技术, 2013(01):21-24.
- [27] Zhou Q, Gao F, Jiang T. A gate driver of SiC MOSFET with passive triggered auxiliary transistor in a phase-leg configuration[C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2015: 7023-7030.
- [28] Wang J, Shen Z, DiMarino C, et al. Gate driver design for 1.7 kV SiC MOSFET module with Rogowski current sensor for shortcircuit protection[C]//2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2016: 516-523.
- [29] 王旭东, 朱义诚, 赵争鸣, 等. 驱动回路参数对碳化硅 MOSFET 开关瞬态过程的影响[J]. 电工技术学报, 2017,32(13):23-30.
- [30] Zhou Q, Gao F, Jiang T. A gate driver of SiC MOSFET with passive triggered auxiliary transistor in a phase-leg configuration[C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2015: 7023-7030.
- [31] Wang H, Liserre M, Blaabjerg F, et al. Transitioning to Physics-of-Failure as a Reliability Driver in Power Electronics[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014,2(1):97-114.
- [32] Wang X, Zhao Z, Li K, et al. Analytical Methodology for Loss Calculation of SiC MOSFETs[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019,7(1):71-83.
- [33] El-Helw S R, Kozak J P, Burgos R, et al. Static and Dynamic Characterization of a 2.5 kV SiC MOSFET[C]//2018 IEEE 6th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA). IEEE, 199-203.

- [34]Ganesan P, Manju R, Razila K R, et al. Characterisation of 1200V, 35A SiC Mosfet using double pulse circuit: 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2016[C].2016
- [35]Chen K, Zhao Z, Yuan L, et al. The Impact of Nonlinear Junction Capacitance on Switching Transient and Its Modeling for SiC MOSFET[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2015,62(2):333-338.
- [36]Li L, Ning P, Duan Z, et al. A study on the effect of DC-link decoupling capacitors[C]//2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). IEEE, 2017: 1-5.
- [37]Chen Z, Boroyevich D, Mattavelli P, et al. A frequency-domain study on the effect of DC-link decoupling capacitors[C]//2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2013: 1886-1893.
- [38]Technix Ltd, SR15-P-1200-OP user manual[EB/OL].[2017]. http://www.technix-hv.com/technix/sites/default/files/downloads/DATASHEET_SR-300-2000-W-SERIES_ENG.pdf.
- [39]Lecroy Ltd, HDO6104A user manual[EB/OL].[2017]. <http://www.teledynelecroy.com.cn/jishu/DownLoad.aspx?ID=210&Type=1>.
- [40]PEM Ltd, CWTmini30 user manual[EB/OL].[2018-5]. [http://www.pemuk.com/Userfiles/CWTmini_Screened/CWT%20Mini_MiniHF_0518\(Web\).pdf](http://www.pemuk.com/Userfiles/CWTmini_Screened/CWT%20Mini_MiniHF_0518(Web).pdf).
- [41]Lecroy Ltd, PPE20kV user manual[EB/OL]. <http://www.lecroy.com.cn>.
- [42]Lecroy Ltd, HVD3106 user manual user manual[EB/OL].[2018]. <http://www.teledynelecroy.com.cn/jishu/DownLoad.aspx?ID=72&Type=1>.
- [43]NI Ltd, software-products[EB/OL]. <https://www.ni.com/zh-cn/shop/labview.html>.
- [44]Mitsubishi Electric Ltd, IGBT Module Products Datasheets[EB/OL].[2009-5]. http://www.mitsubishielectric.com/cn/semiconductors/php/oPartProfile.php?FILENAME=cm600hg-130h_e.pdf&FOLDER=/product/powermodule/hvigt_ipm/h_series.

- [45] SEMIKRON Ltd, SiC Module Products Datasheets[EB/OL].[2018-2-14]. <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm350mb120sch17-21920420.pdf>.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

作者简历及在学期间完成的工作

教育经历

2010 年 9 月-2014 年 6 月就读于浙江工业大学电气工程及其自动化（师范）专业，并获得学士学位。

2017 年 9 月至今就读于浙江大学工程师学院电气工程专业，攻读硕士学位，导师为张军明教授。

攻读硕士学位期间完成的工作

主要从事功率器件测试的相关工作，包括通过设计硬件和软件系统，搭建完成 6.5kV/400A SiC MOSFET 模块动态参数测试平台，并验证了平台的可行性和准确性；设计了高压 SiC MOSFET 模块的栅极驱动电路等。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传