

分类号: _____

单位代码: _____ 10335

密 级: _____ 公开

学 号: _____ 21310054

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: **10kV/200A 大功率碳化硅 MOSFET**

混合模块设计

英文论文题目: **Design of 10kV/200A High Power Silicon**

Carbide MOSFET Hybrid Module

作者姓名 _____ 肖 强

指导教师 _____ 盛 况 教授

_____ 吴新科 教授

学科(专业) _____ 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 _____ 2016 年 01 月

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

Design of 10kV/200A High Power Silicon Carbide MOSFET Hybrid Module

Candidate: Qiang Xiao

Supervisor: Prof. Kuang Sheng

Prof. Xinke Wu



**Zhejiang University, Hangzhou, P. R. China, 310027
January, 2016**

10kV/200A 大功率碳化硅 MOSFET 模块设计



论文作者签名: _____

指导教师签名: _____

论文评阅人 1: _____

评阅人 2: _____

评阅人 3: _____

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: _____

委员 1: _____

委员 2: _____

委员 3: _____

委员 4: _____

委员 5: _____

答辩日期: _____

Design of 10kV/200A High Power Silicon Carbide

MOSFET Hybrid Module



Author's signature: _____

Supervisor's signature: _____

Thesis reviewer 1: _____

Thesis reviewer 2: _____

Thesis reviewer 3: _____

Thesis reviewer 4: _____

Thesis reviewer 5: _____

Chair: _____

(Committee of oral defence)

Committeeman 1: _____

Committeeman 2: _____

Committeeman 3: _____

Committeeman 4: _____

Committeeman 5: _____

Date of oral defence: _____

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

摘 要

当前电力电子工业界针对一些中大功率应用譬如高压变频器、固态变压器等场合，一般采用硅基 IGBT 串联模块作为开关器件的方案。但 IGBT 工作频率较低，损耗较大，装置体积庞大，功率密度无法做小。而碳化硅（SiC）MOSFET 作为一种新型宽禁带半导体器件，以其高温、高频和高功率密度等优点而广受好评。将 SiC MOSFET 应用于诸如高压变频器、固态变压器等 10kV 左右中高压功率场合，一定程度上可以减小损耗而减小装置体积提高功率密度。但是由于 SiC MOSFET 本身结构的特点以及当前器件工艺水平，目前商业化的单芯片 SiC MOSFET 最大容量只能达到 1200V/50A。为了满足高压大功率场合的应用，需要将 SiC MOSFET 串并联工作。功率器件串并联最大的问题在于串联器件均压问题，包括动静态均压以及串联驱动不一致等问题；而器件并联的问题则是电流与热的不一致。

本文基于单一外驱动的 SiC MOSFET 串联方法，利用 1200V/50A SiC MOSFET 芯片，研制了 3600V/100A 子模块。在此基础上提出了将六个子模块先串后并的阻抗均衡混合连接结构，研制出具有快速开关能力的 10kV/200A 大功率 SiC MOSFET 混合模块。先由三个子模块串联构成级次模块，两个级次模块并联构建而成混合模块。该模块由三十六片 1200V/50A SiC MOSFET 芯片混合连接而成，并集成了驱动与均压电路。所需外部驱动信号仅为六路，通过光纤传输驱动信号，降低了外围干扰，比较容易实现驱动一致性，以减少驱动不一致所带来的均压问题。对该模块进行了动静态测试。静态阻断电压可达 10kV，且电压均匀分配在各个串联器件上。在 5400V/200A 的动态测试条件下进行了双脉冲测试，流过该模块的电流可均匀分配于两并联次级模块，器件漏源电压均能箝位于安全范围之内，开通时间（电压 90%降落至 10%）为 350ns，关断时间（电压 10%上升至 90%）为 150ns。实验结果表明，该模块具有驱动方式简单方便、电压电流均衡效果良好以及开通关断快速等优点。

关键词：SiC MOSFET、大功率、混合模块

Abstract

Currently some high-power applications of power electronics industry such as high-voltage inverter, solid state transformer and some other occasions use IGBT modules as the switching components. However, because of the low operation frequency of IGBT, the loss can't be reduced as well as the volume of the unit, and the power density is obviously low. Silicon carbide (SiC) MOSFET as a new kind of wide band gap semiconductor device, is well known for the advantages such as high-temperature, high-frequency and high power density etc. Take advantages of SiC MOSFET in these 10kV applications, the loss and volume can be both cut and the power density can be lifted in a degree. However, due to the characteristics of SiC MOSFET structure and the level of fabricating technology, the power capacity of one single commercial SiC MOSFET device can only reach 1200V/50A. In order to utilize SiC MOSFET in middle-high power applications, it is a must to connect SiC MOSFETs in series-parallel connection. And the major challenges of series-parallel connection lie on how to assure static and dynamic voltage equalization and the driver signal consistencies; and how to solve the problems of the devices in parallel of the inconsistent in current and heat distribution between them.

This paper designs and fabricates 3600V/100A sub-module with 1200V/50A SiC MOSFET dies based on the one external signal driver series topology. On the condition of that, this paper promotes a hybrid impedance balanced module structure with six sub-modules. Three sub-modules connect in series as a string, and two strings connect in parallel to make the hybrid module. The hybrid module contains thirty-six 1200V/50A SiC MOSFET dies, and it integrates driver and equalizing circuits. And the number of the driving signals can be reduced as less as six. The driving signal transmits through optical fiber, and by this way peripheral interference will be reduced. It is easy to get consistent

driving signals to get ideal voltage equalization. Static blocking voltage of the module can reach 10kV, and the voltage is evenly distributed on each serial devices. Double-pulse tests are taken on the condition of 5400V/200A. Current flows through these two strings evenly. The drain-source voltages are clamped under safe value voltages. The switching-on time (drain-source voltage drop from 90% to 10%) is about 350ns, and the switching-off time (drain-source voltage rise from 10% to 90%) is about 150ns. Experiments results show that the hybrid module is easy to driven and can achieve good voltage equalization with fast switching speed.

Keywords: SiC MOSFET, High power, Hybrid module

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目录

摘 要.....	I
Abstract.....	II
目录.....	IV
图目录.....	VI
第 1 章 绪论.....	1
1.1 半导体功率器件的发展	1
1.2 研究背景	2
1.3 选题意义及研究内容	5
1.3.1 选题意义.....	5
1.3.2 研究内容.....	6
第 2 章 一种单外部驱动的 SiC MOSFET 串联方法	8
2.1 半导体功率器件串联方法	8
2.1.1 栅极驱动均压.....	8
2.1.2 负载侧均压.....	9
2.1.3 箝位均压.....	10
2.1.4 控制均压法.....	11
2.1.5 单一外部驱动器件串联电路.....	13
2.2 单一外部驱动 SiC MOSFET 串联方法电路原理	14
2.2.1 SiC MOSFET 串联电路开通过程分析	15
2.2.2 SiC MOSFET 串联电路关断过程分析	19
2.3 本章小结	22

第 3 章 单外部驱动 SiC MOSFET 串联电路设计与测试.....	23
3.1 SiC MOSFET 串联电路的设计	23
3.2 SiC MOSFET 串联电路的测试	25
3.2.1 双脉冲测试原理.....	25
3.2.2 双脉冲测试平台的搭建.....	26
3.3 SiC MOSFET 器件的选择.....	28
3.3.1 SiC MOSFET 静态特性	29
3.3.2 SiC MOSFET 的动态特性.....	33
3.4 单外部驱动 SiC MOSFET 串联电路的测试.....	34
3.5 本章小结	37
第 4 章 SiC MOSFET 串联模块设计与测试.....	38
4.1 电力电子功率模块的封装	38
4.2 SiC MOSFET 串联模块的设计	40
4.3 SiC MOSFET 串并联模块制作	42
4.3.1 3600V/100A SiC MOSFET 功率模块	42
4.3.2 10kV/100A SiC MOSFET 功率模块	47
4.3.3 10kV/200A SiC MOSFET 功率模块	49
4.4 本章小结	55
第 5 章 总结与展望.....	56
参考文献.....	58
发表论文及成果.....	62
致 谢.....	63

图目录

图 1-1 集成驱动的 IGBT 模块 ^[10]	6
图 1-2 不含驱动的 IGBT 模块 ^[11]	6
图 2-1 信号同步均压方法	9
图 2-2 负载侧均压方法	10
图 2-3 箝位均压方法	11
图 2-4 控制均压方法	12
图 2-5 SiC JFET cascade 串联结构	13
图 2-6 单外部驱动 SiC MOSFET 串联电路	14
图 2-7 单一外部驱动 SiC MOSFET 串联电路	14
图 2-8 开通模式 a1	15
图 2-9 开通模式 a2	16
图 2-10 开通模式 a3	17
图 2-11 开通模式 a4	17
图 2-12 开通模式 a5	18
图 2-13 开通模式 a6	18
图 2-14 关断模式 b1	19
图 2-15 关断模式 b2	20
图 2-16 关断模式 b3	20
图 2-17 关断模式 b4	21
图 2-18 关断模式 b5	21
图 2-19 关断模式 b6	22
图 3-1 SiC MOSFET 串并联电路设计	23
图 3-2 双脉冲测试电路原理图	25
图 3-3 双脉冲测试电路波形	26
图 3-4 Technix 高压电源	27
图 3-5 高压电源输出端薄膜电容串联组	27

图 3-6 空心大电感	28
图 3-7 肖特基二极管模块	28
图 3-8 SiC MOSFET 裸片与分立元件图 ^[7]	29
图 3-9 371A 静态图像仪	29
图 3-10 CMF20120D 门极特性曲线 ^[40]	30
图 3-11 CMF20120D 输出曲线 ^[42]	31
图 3-12 CMF20120D 在不同温度下的转移特性 ^[40]	32
图 3-13 CMF20120D 阻断特性曲线 ^[40]	32
图 3-14 CMF20120D 开关特性曲线 ^[42]	33
图 3-15 SiC MOSFET 和 Si coolMOS 开关速度比较 ^[42]	34
图 3-16 SiC MOSFET 串并联电路分立元件样机	35
图 3-17 SiC MOSFET 串并联电路和续流二极管连接图	35
图 3-18 3600V/100A SiC MOSFET 串并联电路测试波形	36
图 4-1 一个典型的功率模块截面结构图 ^[41]	38
图 4-2 SiC MOSFET 串联电路原理分割图以及模块模型图	42
图 4-3 下层 DBC 示意图	43
图 4-4 3600V/100A SiC MOSFET 模块 DBC 电路部分	44
图 4-5 3600V/100A SiC MOSFET 功率模块	44
图 4-6 3600V/100A SiC MOSFET 开关波形	45
图 4-7 3600V/200A SiC MOSFET 测试连接图	46
图 4-8 3600V/200A SiC MOSFET 模块开关波形	47
图 4-9 10kV/100A SiC MOSFET 模块 DBC 设计图	47
图 4-10 10kV/100A SiC MOSFET 模块 DBC	48
图 4-11 10kV/100A SiC MOSFET 模块	48
图 4-12 10kV/100A SiC MOSFET 模块开关波形	49
图 4-13 10kV/200A 模块结构示意图	50
图 4-14 10kV/200A 功率模块实际样机	50

图 4-15 阻断测试电压探测点位 51

图 4-16 10kV/200A 模块静态测试电压波形 51

图 4-17 10kV/200A SiC MOSFET 功率模块测试连接图 52

图 4-18 10kV/200ASiC MOSFET 模块开关波形..... 53

图 4-19 10kV/200A SiC MOSFET 模块高温测试图 54

图 4-20 10kV/200A SiC MOSFET 模块高温测试波形..... 55

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第1章 绪论

1.1 半导体功率器件的发展

二十世纪，人类社会最伟大的一系列发明包括：电气技术、交通、航空航天、计算机互联网、核能发展等等，这些技术的发展与成熟都几乎不同程度上利用了电力电子技术。换句话说，电力电子技术可以说是科学技术界的基石。电力电子技术的发展对整个社会的进步无疑有着深远且不可估量的重要性。它是电气工程、电子科学与技术以及控制理论三大学科的交叉学科。同时，这门学科是以电力电子功率器件为依托，开发各种适应需求的拓扑电路为目标的学科。^[1]

作为拓扑电路中开关的半导体功率器件对整个电路的各项性能指标起着决定性的作用。打个比方，器件之于电路系统，就相当于工厂中设备之于操作线，能生产出怎么样品质的产品就极大程度上取决于设备的优越与否。同样的，电路系统效率或者是功率密度如何就取决于器件的性能了。事实也证明，每一次电力电子技术的革新都是以一款新的半导体功率器件的成熟应用作为标志。

1957 年可控硅 SCR（晶闸管）的问世，为半导体功率器件在高电压功率平台的运用迈出了极其重要的一步，这标志这现代电力电子技术的诞生^[2]。SCR 是一种半控型器件，门极可以通过触发开通而关断需要将导通电流降至接近于零的某一值才能关断。SCR 工作频率较低，但其电流电压容量能力在今天仍然不可小觑，其在电网输电领域仍发挥着非常重要的作用，又因其技术的成熟、低廉的价格等优点在工业界仍有一席之地。

70 年代,各种晶闸管的衍生产品开始出现,最重要的就是门极可关断器件 GTO、巨型晶体管 GTR 和电力金属氧化物场效应晶体管(Power-MOSFET)的出现,这类门极可控器件被称为第二代功率器件。GTO 实现了门极可关断功能,工作频率较 SCR 也有比较大的提升。随着 MOS 集成电路的发展,功率 MOS 也应运而生。功率 MOSFET 是一种电压控制型单极性半导体功率器件,栅极电压可控制器件开通关断。功率 MOSFET 驱动电路简单。同时因为多子导电而没有电导调制效应,这极大提高了其

开关速度，使其在高频领域优势明显。但正是由于其没有电导调制效应，MOS 的导通电阻也随着耐受电压的增大的增大，导致导通损耗的增大，所以现在硅基 MOSFET 多用于中低压场合。

80 年代，复合型功率器件 IGBT^[3]以其低导通压降低、开关速度较快等优势为电力电子行业起着改头换面的作用。IGBT 结合了 GTR 导通压降低和 MOSFET 开关速度快两方面优点。同时，IGBT 还有这电压控制、低驱动功率、高输入阻抗、低导通损耗等优点。IGBT 是一种适用于中大功率场合的半导体器件，目前已成为电力电子应用领域主导功率器件^[4]。

90 年代起，各类集成的功率模块开始登上舞台。电力电子器件研发与制作有一个共同的趋势就是模块化：按照典型的电力电子电路所需要的拓扑结构，将多个相同的电力电子器件或者多个相互配合的电力电子器件封装在一个模块中，以缩小装置体积，降低成本，提高可靠性。功率模块以其优越的散热能力，简易的控制方式以及较小的寄生参数影响而得到重视。功率集成电路和集成电力电子模块都是具体的集成技术。这个方向也是目前电力电子业界的研究热点^[5]。

21 世纪开端，由于硅基器件的研究已趋于成熟，人们掌握了低成本、大尺寸、低缺陷、高纯度的单晶硅材料技术加之对硅基器件的大力投入，使得硅器件技术已相当成熟。但是，硅器件的各方面性能已随其结构设计和制造工艺的相当完善而接近其由材料特性决定的理论极限。于是基于宽禁带半导体材料的新型电力电子器件开始进入电力电子研究领域。宽禁带半导体材料如 SiC(碳化硅)、GaN(氮化镓)、金刚石等，由于具有比硅宽得多的禁带宽度，更高的临界雪崩击穿电场强度，更快的载流子饱和漂移速度，以及更好的导热率等一系列优点^[6]，其制造的器件将具备比硅基器件高得多的电压耐受能力，低得多的导通电阻，更好的导热性以及热稳定性，并且在许多方面其性能都是成数量级的提高。新型半导体器件又以 SiC 和 GaN 的研究最为活跃，宽禁带半导体功率器件 GaN 以高电子迁移率晶体管 HEMT 为代表，SiC 器件以 SiC 肖特基二极管和 SiC MOSFET 为代表。其中，SiC MOSFET 是电力电子领域备受重视且有可能掀起新一轮电力电子技术革新的潜力器件。

1.2 研究背景

SiC MOSFET 作为一款备受瞩目的宽禁带半导体功率器件，与传统的硅基

MOSFET 和硅基 IGBT 相比, 其优势明显, 主要体现在: 高温特性、良好的热传导特性以及高频特性等。尤其是高温特性, SiC MOSFET 的热击穿结温可达 300°C , 而传统硅基 MOSFET 和 IGBT 只能承受 150°C 的温度, 对于一些条件特殊如航空航天等高要求极端温度条件下的应用场合, SiC MOSFET 的优势就体现出来了。同时, 高温特性以及良好的热导使得电力电子装置散热设计更加灵活方便, 可以达到更高的功率密度。当然目前 SiC MOSFET 还处于优化研究阶段, 也有一定的缺点: 其氧化层的表面缺陷概率较大, 会使器件的阈值电压不稳定。此外, 目前 SiC MOSFET 由于碳化硅晶圆生长难度而价格昂贵, 同等规格的 SiC MOSFET 的价格是硅基 coolMOS 的十几倍。当然这些问题都能在未来 SiC 技术成熟之时迎刃而解。

如上所述, SiC 的材料晶圆生长难度大的问题, 目前世界上能够掌握 SiC 器件制造工艺并将其商业化推广的企业并不多, 其中以 Cree、Rohm、Infineon 等公司为主要代表^{[7][8][9]}。国内也有企业开始做 SiC 产品, 如北京泰科天润有限公司。Cree 和 Rohm 公司研制的 SiC MOSFET 产品已经上市, 并开始广泛运用于各电力电子装置。目前两家公司最高电压等级是 Cree 公司的 C2M1000170D, 1700V 耐压但是电流却只有 2.6A, 远不能满足当前市场的需求。运用商业较多的最大容量 SiC MOSFET 芯片也只能达到 1200V/50A, 为 Cree 公司生产的型号为 CPM2-1200-0025B 的 SiC MOSFET 芯片。表 1.1 列出了当前已商业化销售的主要 SiC MOSFET 芯片的型号、电流电压等级以及封装形式。

表 1.1 Cree 和 Rohm 商用 SiC MOSFET 型号和基本参数 (截止 2015 年 12 月)

制 造 商	型号	Rdson (mohm)	电压 等级 (V)	电流等 级 (A)	封装形式
Cree	C3M0280090J	280	900	7	7LD2PK
	C3M0280090D			7.5	TO-247-3
	C3M0120090J	120		14	7LD2PK
	C3M0120090D			15	TO-247-3
	C3M0065090J	65		22	7LD2PK
	C3M0065090D			23	TO-247-3
	CPMF-1200-S1 60B	160	1200	18	Bare die
	CPMF-1200-S0 80B	80		30	
	CPM21200008	80		20	

	0B				
	CPM21200002	25		50	
	5B				
	CMF10120D	160		13	
	CMF20120D	80		24	
	C2M0160120D	160		11	
	C2M0080120D	80		24	
	C2M1000170D	1000	1700	2.6	
Rohm	SCTMU0001F	120	400	20	TO-220AB
	SCT2120AF	120	650	29	TO-220AB
	SCT2450KE	450		10	TO-247
	SCT2280KE	280		14	
	SCT2160KE	160	1200	22	
	SCH2080KE	80		35	
	SCT2080KE	80		35	
	SCT2H12NZ	1150	1700	3.7	

目前工业界，在 10kV 左右的中大功率运用场合譬如高压变频器、固态变压器等，仍是以 Si IGBT 高压模块为主，常见的 IGBT 模块的电压电流已经可达 6500V/100A 甚至更高。但是，IGBT 也有其缺点，开关频率较低，损耗较大，导致装置为散热做很多工作同时体积很大，那么功率密度就难以得到保证。如果利用 SiC MOSFET 的高频特性与良好的热传导特性以及地损耗等优点，将其运用于此类装置中，那么可以极大程度上减小装置体积，从而提升功率密度。但是单片 SiC MOSFET 的电压耐受能力却远不能达到我们在中高压应用的要求，这主要和 MOSFET 工作原理有关：单极性导电。SiC MOSFET 无电导调制效应来降低导通压降，使得 MOSFET 单管不能耐受更高电压。同时，由于制造工艺达不到等因素，SiC IGBT 短期内无法获得突破性进展，那么想要运用 SiC MOSFET 到此类场合，势必要发展 SiC MOSFET 功率模块。通过串联器件以提高耐压，并联以提高电流能力。因为 SiC MOSFET 的导通电阻与温度呈现正的温度系数^[6]，SiC MOSFET 具有良好的自均流能力，只需做到各并联器件高度对称（包括位置，绑线，门极驱动回路等），不需要外加均流辅助电路即可达到较好的均流效果。对于串联提高耐压等级则需要采用外部辅助电路以达到动静态均压。

1.3 选题意义及研究内容

1.3.1 选题意义

SiC MOSFET 以其各方面优秀的特性得到电力电子业界越来越多的认可。但 SiC MOSFET 目前运用于几百伏的低压电源或者逆变器等领域。单片器件的耐压有限，这使得单片的 SiC MOSFET 在无法在中大功率领域譬如高压变频器、固态变压器等场合的运用。为了能将 SiC MOSFET 运用于更宽广的领域，亟需扩大 SiC MOSFET 电流电压容量。串并联模块化以提高 SiC MOSFET 电压电流能力工作迫在眉睫。串联提高电压耐受能力，并联以提高电流通流能力。

就 SiC MOSFET 本身导通电阻的正温度系数特性，并联相对容易，如何有效且合理地串联则是需要重点研究的部分。此前美国空军实验室早已对并联工作做过研究，也证实：碳化硅器件的并联只要做好了各支路的对称性，就可以保证各并联芯片的均流效果良好，电流的均衡也会使得各并联器件的发热效果一致。至于 SiC MOSFET 串联方案，国内外相关研究比较少。串联主要要解决的问题在于串联驱动方式与动静态均压等问题。因为 SiC MOSFET 与硅基器件电气特性很多还是相通的，在详细研究各种方案的基础上，选择一种较为合理，容易实现的方案加以优化便能实现 SiC MOSFET 的串联。纵观林林总总各类 Si IGBT 均压方案，各自有各自的优点，但也都有其局限性，一个共同的问题在于：外加驱动数目与串联器件的数目一致，也就是意味着每一个串联的器件需要一个单独的外加驱动信号。这样的设计在几个器件串联的时候尚可采取，但是一旦器件十个甚至更多串联，同时驱动的思路将显得不科学且不易实现。当外部驱动电路变得复杂，更不易保证各个功率管驱动信号的一致性而引起不均压，从而损坏器件。针对 SiC MOSFET 串联驱动电路，国内有学者提出一种单一外部驱动 SiC MOSFET 串联方法。该方法在驱动多管的时，只需要一路外部驱动信号，极大的简化了多管驱动电路，较为容易实现。

将驱动电路、均压保护电路连同功率器件串并联电路封装在一起也称为 IPEM(集成电力电子功率模块)，要求能有效地处理高低压之间地绝缘问题以及温升和散热问题。也是近几年电力电子研究的热点。设计的 SiC MOSFET 功率模块商业化应用场合广泛如电机驱动、汽车电子以及高速机车等大功率场合。硅基器件 IPEM 方面的工作国内外都有相应的研究成果。图 1-1 所示为国内外首例 IGBT 有源串联

模块，其驱动电路也集成于模块内。图 1-3 所示为我国浙江大学盛况教授实验团队研发的不含有驱动的 3600V/100A IGBT 串联模块。然而，SiC MOSFET 器件模块化以达到更高容量的工作在国内外尚无相关报道，本文将对 SiC MOSFET 串并联模块化至中 10kV 左右大功率容量方面做研究。

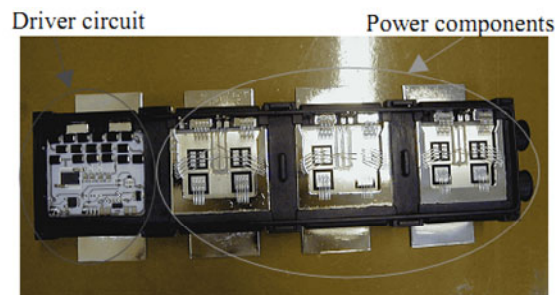


图 1-1 集成驱动的 IGBT 模块^[10]

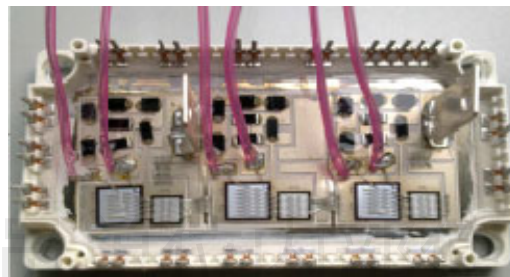


图 1-2 不含驱动的 IGBT 模块^[11]

1.3.2 研究内容

基于单一外部驱动 SiC MOSFET 串联方法，本文就此方法做了一定优化主要是对箝位电路回路进行了优化、浮地供电做了重新设计。同时考虑将 SiC MOSFET 串联连通驱动与均压电路都封装在整个模块内，这样整机的紧凑性以及散热性都得到考虑。在研制模块的过程中，对于模块的串扰回路以及阻抗等问题都做了对比研究。最终提出了 10kV/200A SiC MOSFET 混合功率模块的合理设计结构，并基于此结构而实现了混合模块样机。针对混合模块做了静态测试、动态测试以及温度测试，实验结果表明：所设计的混合模块具有高的阻断电压，大的流通电流，驱动简单方便，开关速度快等优点。本文将从应用需求、理论研究、方案敲定、设计实现以及实验分析等方面来阐述混合模块的研发过程，本文行文主要包括以下几章：

第一章，介绍电力电子技术及功率半导体器件的发展历程，简单介绍了本课题

的研究背景、明确了研究意义及主要研究内容；

第二章，针对硅基 IGBT 串联方法与 SiC MOSFET 串联方法做了简要介绍，对比了各方案的优劣，选择采用单一外驱动串联方法。并详细分析了单一外部驱动 SiC MOSFET 串联方法电路工作过程与开关模态。

第三章，针对选择的串联方法，做了详细的设计，并优化了辅助供电电路。然后选取了一款 Cree SiC MOSFET 芯片，简要介绍了其各方面特性。利用此芯片，基于设计方案实现了一分立元件级的电路板。设计了双脉冲实验平台，在此平台上对电路板做了动态测试。分析实验结果，得到设计合理可行的结论。

第四章，基于上述设计的电路结构，考虑设计更为紧凑的吸收回路与驱动回路从而的研发了 3600V/100A SiC MOSFET 功率模块。详细介绍了功率模块的设计要点与制作流程。并利用 3600V/100A 子模块进行了串并联混合结构设计，实现了 10kV/200A 阻抗均衡的大功率 SiC MOSFET 模块。对此大功率混合模块做了静态阻断 10kV 测试与动态开关测试。动态测试又分为常温 25℃ 与 125℃ 测试。测试结果表明，此混合模块具有易驱动、开关速度快等特点。

第五章 总结与展望。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第2章 一种单一外部驱动的 SiC MOSFET 串联方法

2.1 半导体功率器件串联方法

串联电路的重点也是难点在于如何保证驱动一致性以及串联器件的良好动态均压。基于硅基器件 IGBT 的串联，给内外学者或者工业界都已做过不少工作，串联的具体方案可能有所差异，但都有一个目的：保证良好静态均压，动态过程防止器件过压损坏^[12]。器件在阻断状态下需承受较高的静态电压，这靠各个器件的阻断电阻分配。动态均压是，在器件关断过程中会产生电压过冲，由于各个器件制造工艺的离散性或者外围电路寄生参数等差异而有不同而产生关断过冲电压，过冲电压大小不同，导致各个器件承受的动态电压各异，过冲严重的直接会使器件发生过压击穿而损坏。因此必须设法保证各个器件在串联开关过程中的电压均衡。

均压设计中，静态均压比较容易实现，可在器件两端并联一较小（大概十分之一阻断电阻），静态承受电压时，各器件上的电压分配就主要按串联小电阻而定。而动态均压是一个非常迅速的暂态过程（一般 Si IGBT 开关过程在数百纳秒以内），相对于静态均压来说更加难以实现。所以动态均压的一个出发点就是保证各串联器件的电压不超过一定的额定值以保护器件。一般情况下，采用外加辅助部分电路来削弱器件离散性或者驱动不一致性的影响。下面就当前一些国内外学者为解决动态均压而提出的各种方案做一个简要介绍，主要可以归纳为以下几类：栅极驱动均压、负载侧均压、箝位均压、控制均压和单一外部驱动串联方法。

2.1.1 栅极驱动均压

各器件之间动态不均压有很大一部分原因是因为关断不一致导致的，也即是说驱动信号的不一致性导致动态均压效果差。也有国内外学者就此提出了改进串联器件的驱动信号各类方案。主要包括：磁芯控制，栅-源电容伺服控制和漏-源密勒电容伺服控制。磁芯同步方法^[13]如图 2-1（a）所示，是由学者 Kiyoaki Sasagawa 等人提出，当各个器件的门极电流流经耦合磁芯时，因为互感而产生相互作用，分别在器件驱动过程中调整各信号的延时以匹配各串联器件之间的性能离散性^[14]。这种方法对于磁芯材质漏感等要求较高，这也要以事先测试了各个器件之间的差别为前

提，在工业应用中不大易实现。Alfio Consoli 等人提出了栅-源伺服控制^[15]（图 2-1（b））的方法：该种控制方法中，需要门源之间增设一个充电电容，两组开关分别用于给电容充电和电容给门极充电的投切开关。如图所示，先给电容充电，在关断过程中，如果 T_1 关断过快，意味着其驱动电流降低得很快，这是就需立即将投切开关 S_{11} 闭合， C_1 投入给门极充电，减缓门极电流下降的速度也就减缓了关断过冲使之与其他串联管保持一致。此方法是从驱动电流充放电方面出发尝试解决均压问题，不易实现，因为在关断过程那么短暂的时间要判断出串联器件之间关断速度的差异并且做出投切动作，电容充电的速度需考虑，还要防止因充电电流过大而器件误开通。所以此方法理论上可行，但现实中也不易实现。学者 Beom-Seck Seo 等人提出了一种电容伺服控制法^[16]（图 2-1（c）），器件开通时，电容并联到功率器件上以增大米勒电容弱化器件离散性带来的差异，当关断器件时，辅助管关断，电阻、二极管和该电容组成负载侧“RCD”吸收电路。此方法最大的问题就是增加了系统的功耗，辅助功率器件的驱动成为一个新的问题。

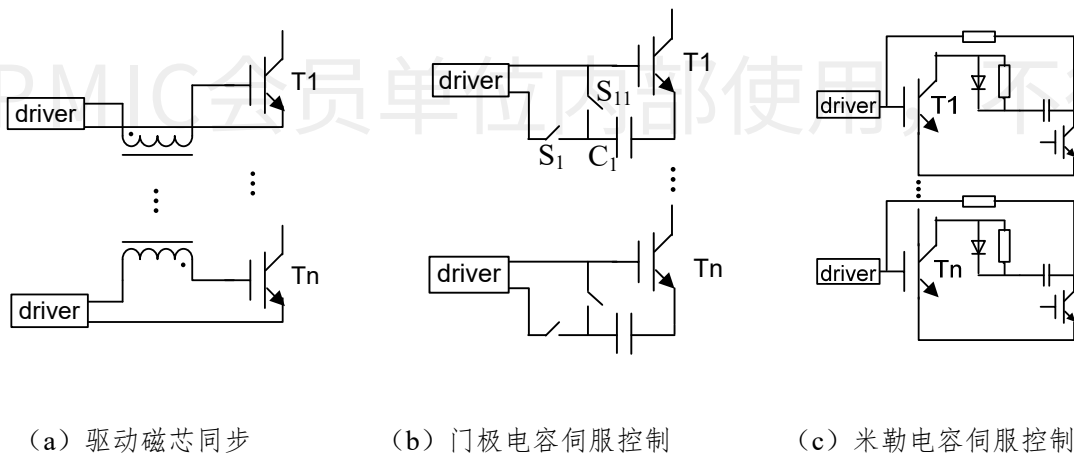


图 2-1 信号同步均压方法

2.1.2 负载侧均压

负载侧均压主要是指增设器件关断的缓冲电路以减小电压过冲现象的方法。缓冲电路的基本原理大致分为两种，一是将关断过冲电荷储存在器件并联的电容上；另外一种是将过冲能量消耗在缓冲电路的电阻上。晶闸管、IGBT 的串联均压方案多采用负载侧均压方法。在功率器件负载侧接入“RCD”缓冲电路（图 2-2（a））能够减缓漏-源极电压变化速率，从而减小各功率器件的动态电压差^{[17][18][19]}。缓冲

效果有赖于电容的大小，电容值越大对于过冲的抑制效果越好，但体积会增加，学者吴加林等人就提出了带有缓冲器的缓冲均压方法^[20]（图 2-2（b））。学者 Busatto G 等人等提出了一种 Fly-back 负载侧均压电路^[21]如图 2-2（c）。但是缓冲电路式均压方法都有一个无可避免的缺点：损耗。同时装置体积过大也是对此方法广泛运用的一个限制。

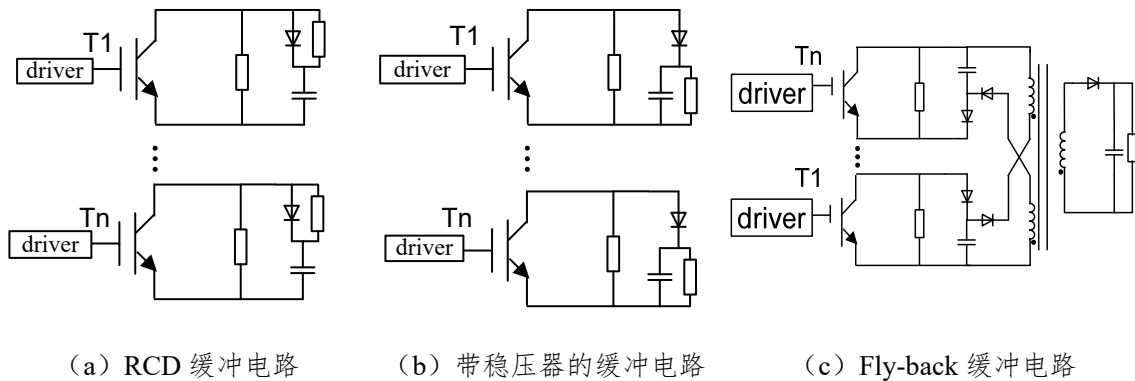
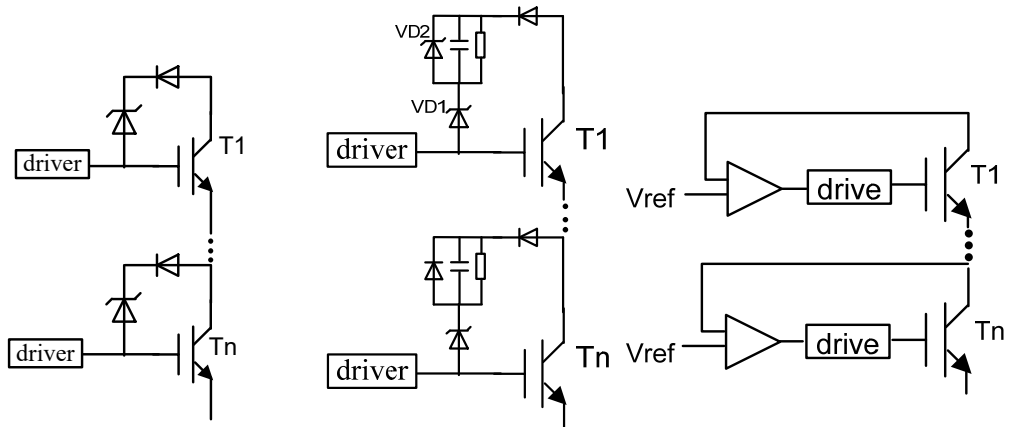


图 2-2 负载侧均压方法

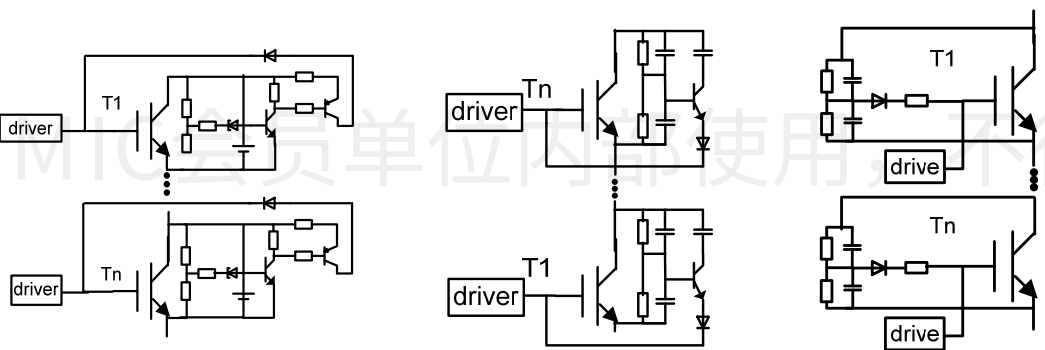
2.1.3 箝位均压

箝位均压法实质上是将功率器件漏源电压钳在一定范围内，迫使其达到和其他串联器件同等电压的手段，同时此方法也可以防止漏源电压过冲而损坏，是一种外加的强制均压方法^[22]。目前箝位均压方法是一种研究比较活跃的方法，主要分为有源箝位、基于各类晶体管箝位以及“RCD”箝位网络法等。有源箝位方法^[23]简单，也比较可靠，其原理是利用跨接于栅漏之间的齐纳二极管的击穿特性。当栅漏电压达到齐纳二极管的雪崩击穿电压时，反馈二极管 C_{rss} 上的多余电荷会通过齐纳二极管而放电，从而抑制栅漏电压继续上升，即达到箝位目的。后来又有学者针对此法做了改进，分阶段的齐纳击穿而箝位^{[24][25]}。该方法箝位均压的原理是，当器件漏源电压上升到 VD_1 的雪崩击穿值时， VD_1 导通而将电容并入栅漏之间，增大了器件的米勒电容，使器件的开通异性得到一定补偿，当栅漏电压达到 VD_1 和 VD_2 总的击穿电压时，即发生有源箝位，我国清华大学赵争鸣教授实验团队即采用此法完成了特高压串联 IGBT 模块。此外还有一些基于运放^[26]或三极管^[27]或“RCD”网络^[28]而实现的电压箝位方案，各种方法的选择不同，但都是基于电压箝位的，在此就不一一

赘述了 [29][30][31]。



(a) 有源电压箝位电路 (b) 改进有源电压箝位电路 (c) 基于运放电压箝位电路



(d) 基于三极管的
电压箝位电路

(e) 改进基于三极管的
电压箝位电路

(f) 基于 RCD 网络的
电压箝位电路

图 2-3 箝位均压方法

2.1.4 控制均压法

串联驱动也可以从测控驱动信号的角度出发实现均压，即给定曲线，使各串联器件电压跟随。学者 Angelo Raciti 等人提出主从控制策略^{[32][33]}（图 2-4 (a)），T1 电压为 T2 电压参考值，T2 电压变化就会跟随 T1 电压的变化从而实现两管的电压均衡，这种均压方式也有弊端，在串联器件数量较多时就难以实现^[34]；学者 Patrick

R.Palmer（英国）提出了一种轨迹跟踪控制方式（图 2-4（b）），可以对多个器件电压进行控制，利用 FPGA 芯片给定电压漏轨迹，控制各功率器件的漏源电压跟随此轨迹即可达到器件之间的电压一致^[35]，这样增加了 FPGA 的使用，使驱动变得稍显复杂。

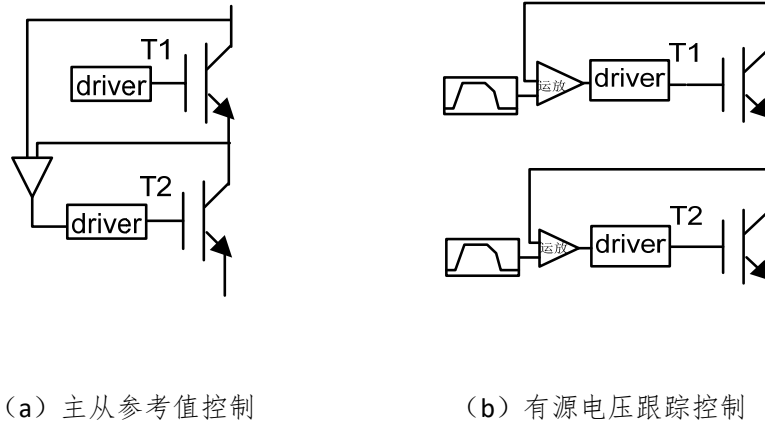


图 2-4 控制均压方法

以上简要介绍了各类均压方案，各种串联方案优劣总结如下表所示。

表 2.1.各种串联方法对比

方法名称	均压效果	损耗	外加辅助电路	可靠性
驱动磁芯同步	良	中	简单	高
门极电容伺服	良	中	复杂	中
米勒电容伺服	良	小	复杂	中
负载测均压	良	大	简单	高
有源箝位	优	中	简单	高
RCD 网络箝位	良	大	简单	高
三极管箝位	优	中	简单	中
主从控制	良	中	复杂	中
有源控制	优	中	复杂	中

在均压效果方面，有源箝位和有源电压控制具有明显的优势，但是损耗都较大不可忽略。米勒电容伺服均压方法虽然损耗小，但是均压效果又差强人意。RCD 网络箝位具有高的可靠性，但是均压效果和损耗方面又不尽如人意。并且，前述的各

种串联方案都有一个共同缺点：一个器件需要一个驱动信号，有多少个器件就需要多少个外部驱动信号。驱动信号的增多使得驱动电路设计变得很复杂，同时既要保证驱动一致性又要实现可靠隔离就显得非常困难。

2.1.5 单一外部驱动器件串联电路

考虑串联多个驱动设计复杂的问题的基础上，瑞士学者 J.Biela 提出了一种 cascade 级联结构^{[36][37]}如图 2-5 所示，该结构的提出是基于常开型器件 SiC JFET。为了使整个电路具有常闭的特性，增加了一个常闭器件 MOSFET 串联在最下层 JFET，通过驱动此管而实现整个电路的开关。

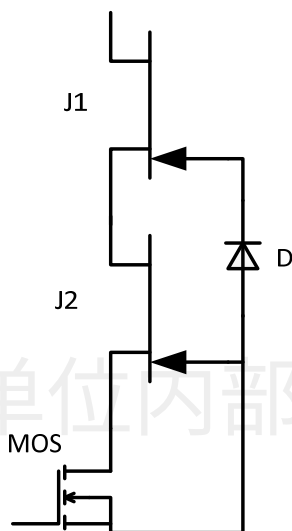


图 2-5 SiC JFET cascade 串联结构

Cascade 串联方法确实省去了串联多驱动问题，串联结构也比较简单，但是有一个最主要问题，此 cascade 电路主要针对的常开型器件，而通常情况下，我们使用的是常闭型器件，如，GTR、IGBT 和 MOSFET。就此问题，有研究学者提出一种新的单一外部驱动串联方法，多个器件串联只需要单个外加驱动^[42]。所设计的电路主要是针对 SiC MOSFET 但不限于 SiC MOSFET，主电路图如下所示：

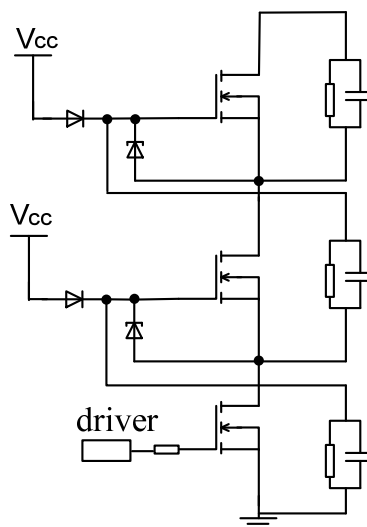


图 2-6 单外部驱动 SiC MOSFET 串联电路

2.2 单一外部驱动 SiC MOSFET 串联方法电路原理

为了提高 SiC MOSFET 电压等级,采用串联结成封装在模块内的方式可以使 SiC MOSFET 应用在高压大功率场合。本文也正着重研究 SiC MOSFET 串联模块。在解决串联多驱动,驱动复杂的情况下,单个外部驱动模式确实能起到行之有效的作用。在仔细研究前人提出的各种串联均压方案的情况下,单一外部驱动串联方法可行性大,选用此种方法进行 SiC MOSFET 串联。优化了该方法的动态箝位部分。实际设计的主电路如下图所示 2-7 所示。下面就此电路的工作原理做详细介绍。

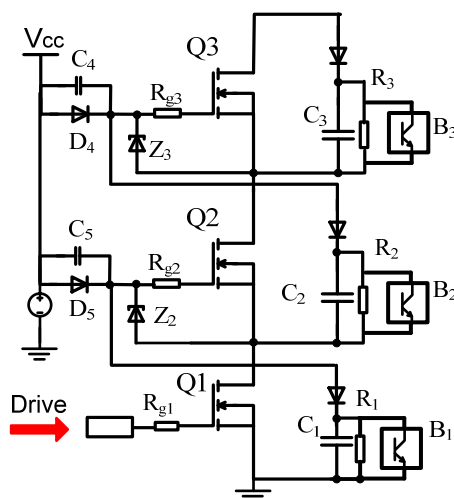


图 2-7 单一外部驱动 SiC MOSFET 串联电路

电路的模式分析过程中可以先不考虑吸收箝位辅助电路，先只考虑主功率部分的工作情况。串联的几个器件并不是同时开通关断的，而是有一定的延迟，大概几十纳秒，这是由其整个驱动方式决定的。驱动电路时，只需要驱动最底层的 MOSFET，给上面串联的 MOSFET 一定的辅助电压即可顺次开通 3 个器件。开通阶段给一定的外部驱动先开启最下面的 MOSFET Q_1 ，然后 Q_2 随之开通，最后 Q_3 联动，完成整个开通过程。关断的时候先撤去外部驱动， Q_1 关断，然后 Q_1 漏极电压上升使 Q_2 关断，同理 Q_3 亦关断。 V_{cc} 是外加辅助电源，供上层级联 MOSFET 用，一般给二十几伏即可， D_4 、 D_5 为“反顶”二极管，主要是为了保护辅电 V_{cc} ，防止其被串联部分关断时的高压击穿损坏。 C_4 、 C_5 为加速电容，其预充电可起到加速开通 Q_2 、 Q_3 的作用。 Z_2 、 Z_3 可以在开通时钳住门极电压而保护门极，关断时导通而拉低门极电压而不造成误开通。 R_1 、 R_2 、 R_3 为静态均压电阻保证串联 MOSFET 的静态均压。 C_1 、 C_2 和 C_3 起到动态箝位漏源电压的作用。 B_1 、 B_2 和 B_3 是一个三极管箝位电路，可以具体设定箝位电压值，将漏源电压限定在合理的范围之内。

SiC MOSFET 串并联电路的开关过程可以分为开通过程和关断过程。开通过程可以分为六个模态 ($a_1 \sim a_6$)，关断过程可以分为六个模态 ($b_1 \sim b_6$)。为了简化分析过，器件是在理想情况下开通或者关断，忽略器件寄生参数和引线电感等影响。

2.2.1 SiC MOSFET 串联电路开通过程分析

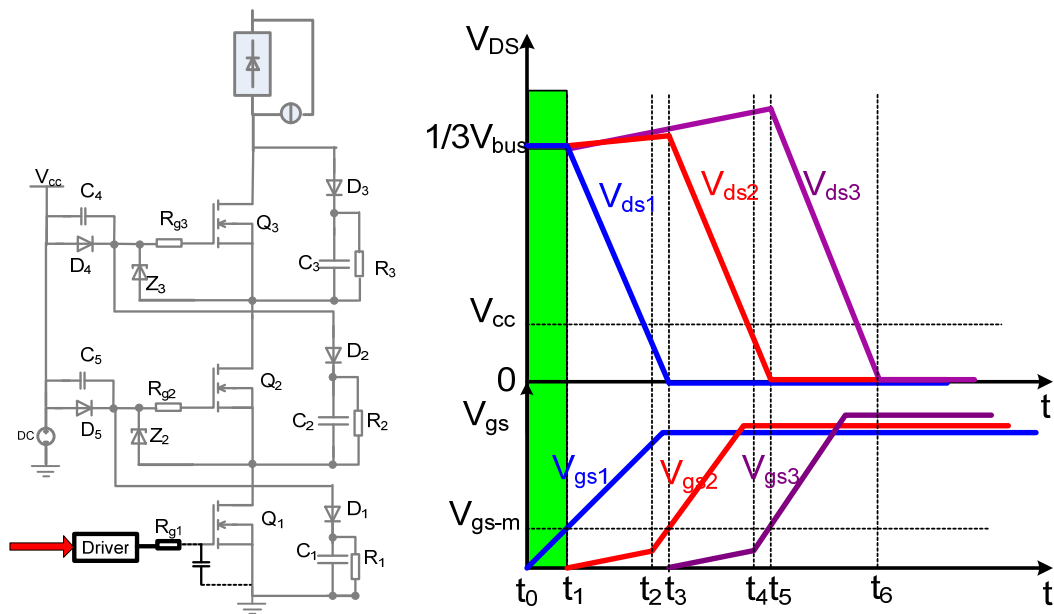


图 2-8 开通模态 a_1

开通模式 1 (a_1, t_0-t_1 阶段): 串联电路中所有 SiC MOSFET, Q_1 、 Q_2 和 Q_3 均处于完全关断状态, 因为均压电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 的作用, 使得三个器件均匀分摊外加母线电压, 每个器件耐受三分之一母线电压。箝位吸收电容也被充电至母线电压的三分之一。外加辅助电源 V_{cc} 给电 28 伏。 D_5 和 D_6 均处于反顶状态, D_5 承受反向电压为 $V_{ds1}-V_{cc}$ 。这时, 给最底层 SiC MOSFET 一个驱动信号, 其门极电压 V_{gs1} 开始上升, 但还未到 SiC MOSFET 的米勒电容平台电压 V_{gs-m} 。

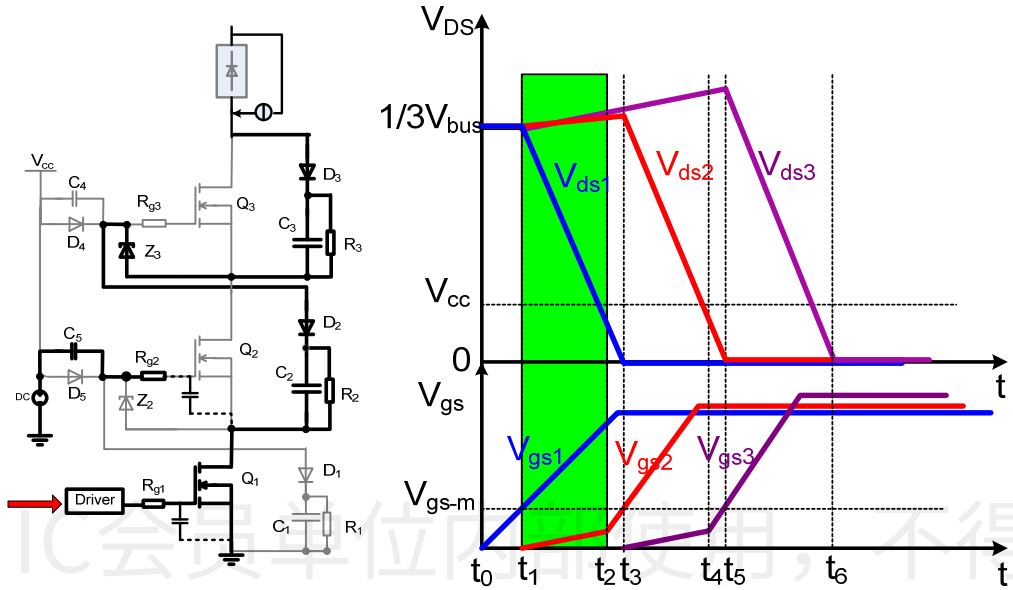


图 2-9 开通模式 a2

开通模式 2 (a_2, t_1-t_2 阶段): 当 V_{gs1} 上升到 Q_1 的米勒电压平台, Q_1 开始导通, 漏源电压开始下降, 由于 V_{ds1} 的下降, 所以预充在 C_5 上的电荷开始通过门极电阻 R_{g2} 向门极电容充电, 由此 Q_2 门极电压 V_{gs2} 开始上升。在 Q_1 开通过程中其他两管的电压略微有所上升。

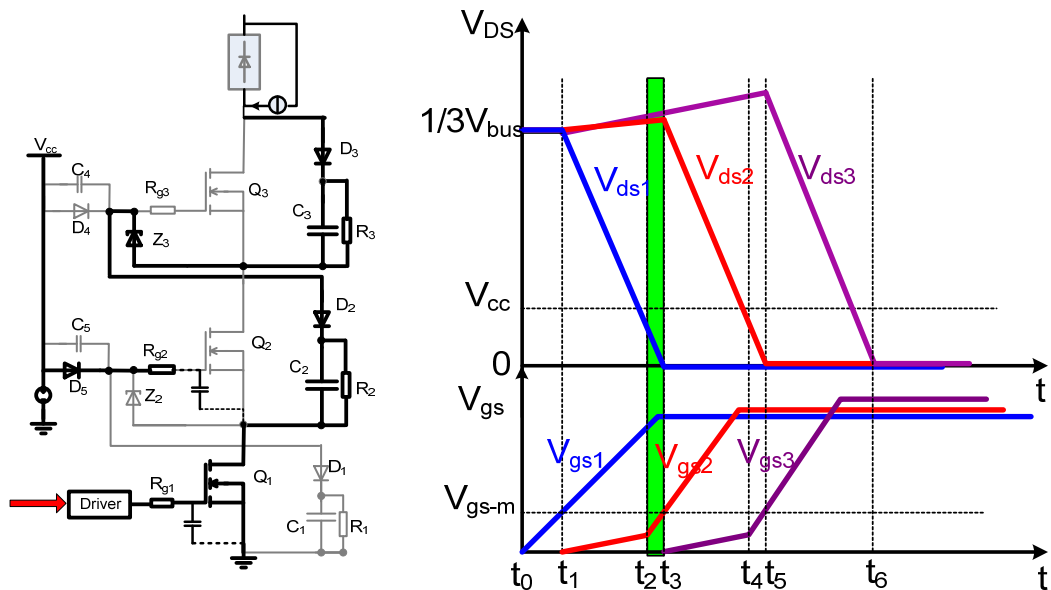


图 2-10 开通模式 a3

开通模式 3 (a3, t2-t3 阶段): 随着 V_{ds1} 的快速下降, 下降至比 V_{cc} 更低的时候, D_5 开始导通, 由外加辅助电源直接给 Q_2 门极充电, 且充电速度更快, V_{gs2} 的上升速度更快, 但是还处于 Q_2 的米勒电容电压以下, Q_2 还未开通, 漏极电压还未下降。

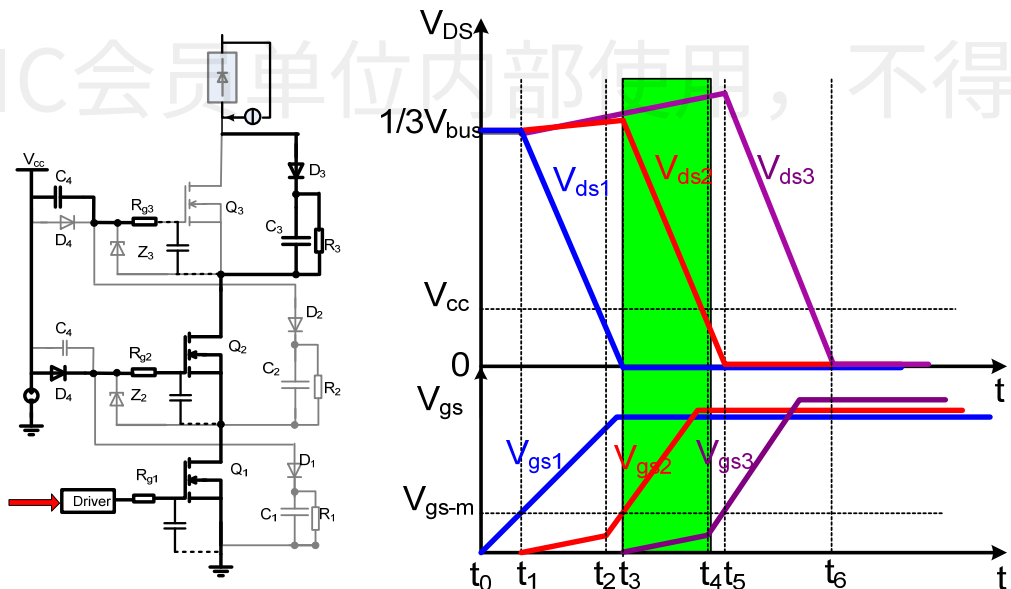


图 2-11 开通模式 a4

开通模式 4 (a4, t3-t4 阶段): 当 Q_2 门极电压上升至该器件的米勒平台电压时, Q_2 漏极电压开始下降, 即 V_{ds2} 开始降低。 V_{ds2} 的下降导致 C_4 上预充的电荷通过 R_{g3} 开始给 Q_3 的门极电容充电, V_{gs3} 开始上升, 但是尚未达到 Q_3 的米勒电压, 所以 Q_3 漏极仍是高压。

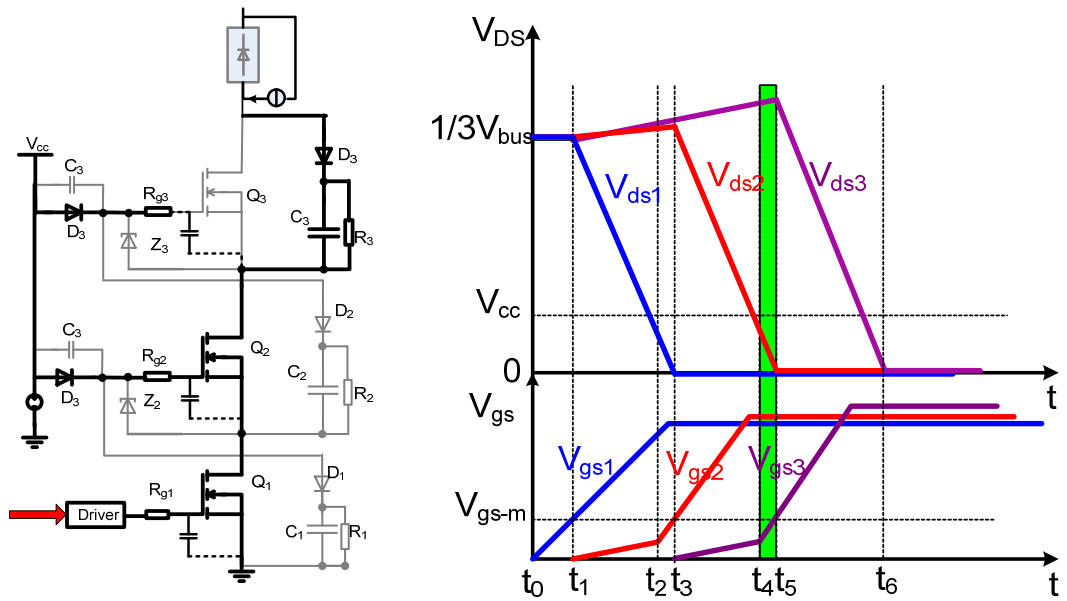


图 2-12 开通模式 a5

开通模式 5 (a5, t4-t5 阶段): 这个阶段, 由于 Q_2 漏极电压的急速下降, 至 V_{cc} 以下, 这是时候 D_4 就正向导通, 外加辅助电源开始给 Q_3 的门极电容充电, 于是 Q_3 门极电压 V_{gs3} 加速上升, 直至达到 SiC MOSFET 的米勒平台电压。

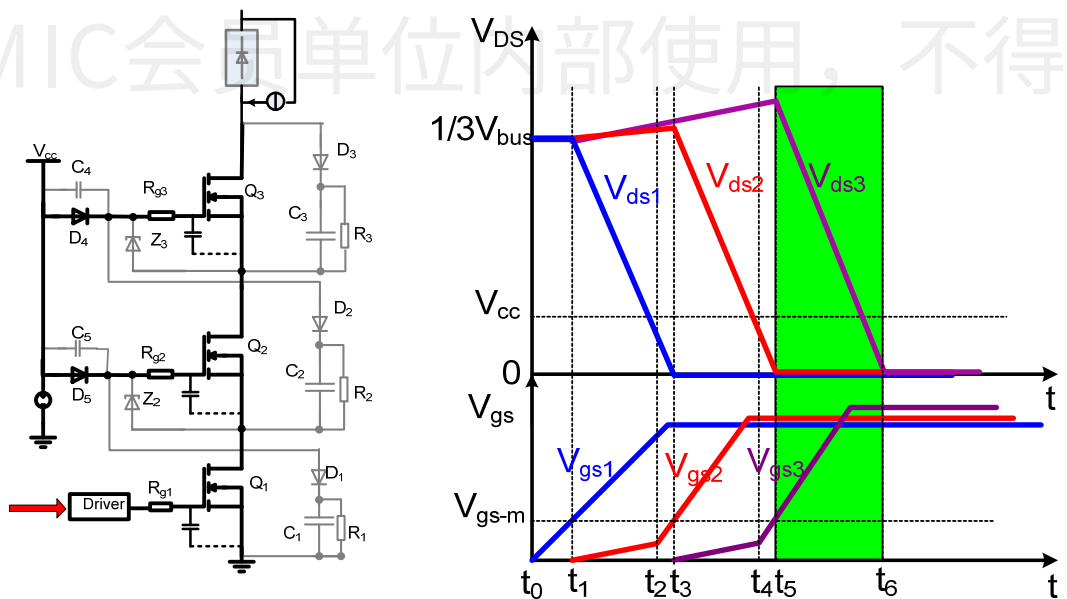


图 2-13 开通模式 a6

开通模式 6 (a6, t5-t6 阶段): 随着 Q_2 漏极电压的不断下降, t_5 时刻开始, V_{gs3} 超过米勒电压, Q_3 开始导通, V_{ds3} 开始下降, 直至完全开通, 整个开通过程结束。

2.2.2 SiC MOSFET 串联电路关断过程分析

串联电路的关断过程也是逐级次序关断，并非一次性关断的。最下层 SiC MOSFET 最先，然后联动其他串联管子关断。其关断过程模态分析如下：

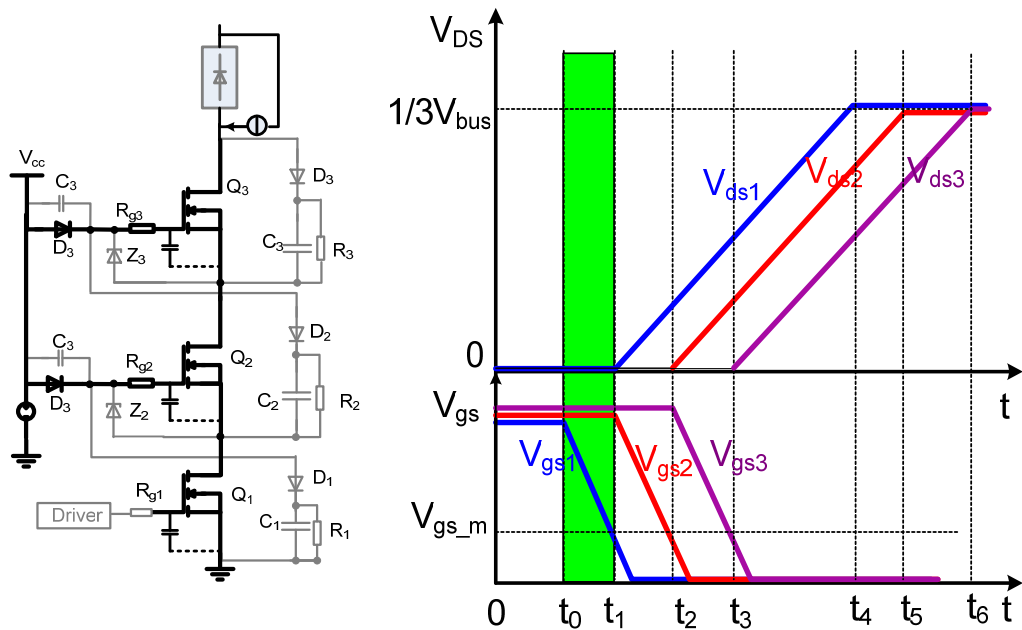


图 2-14 关断模态 b1

关断模态 1 (b1, t_0 - t_1 阶段): 最开始, 由外加辅助电源供电, 最下层管子给驱动信号, 串联的 SiC MOSFET 均处于完全导通状态, 漏源电压可以认为是理想状态下的零, 吸收电容 C_1 、 C_2 和 C_3 上的能量均耗散在均压电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 上。 t_0 时刻, 移除最下管 Q_1 的驱动信号, 于是门极电压 V_{gs1} 开始下降, 但其值仍是高于米勒电压的, 所以 Q_1 漏极电压并未开始上升。

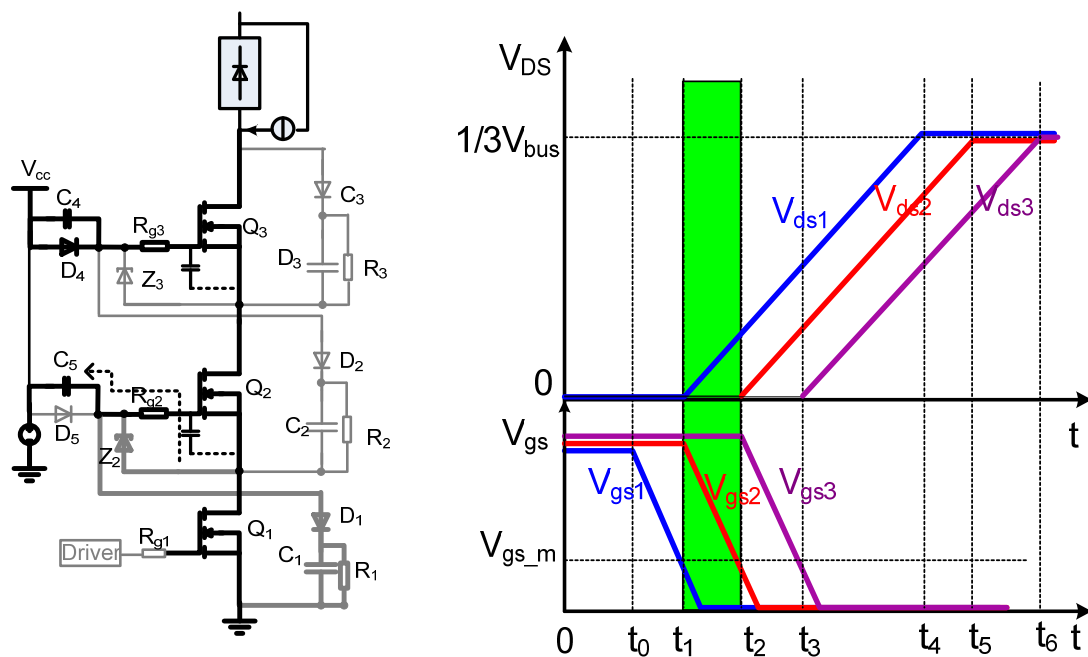


图 2-15 关断模式 b2

关断模式 2 (b_2, t_1-t_2 阶段): t_1 时刻, V_{gs1} 开始低于米勒电压, 于是 Q_1 的漏极电压 V_{ds1} 开始上升。由于 V_{ds1} 的上升, 使得 Q_2 门极电容上的电荷合适反向充电, 充电至加速电容 C_5 上存储。 V_{gs2} 开始下降, 但还是高于米勒电压, 所以 Q_2 漏极电压还未上升。

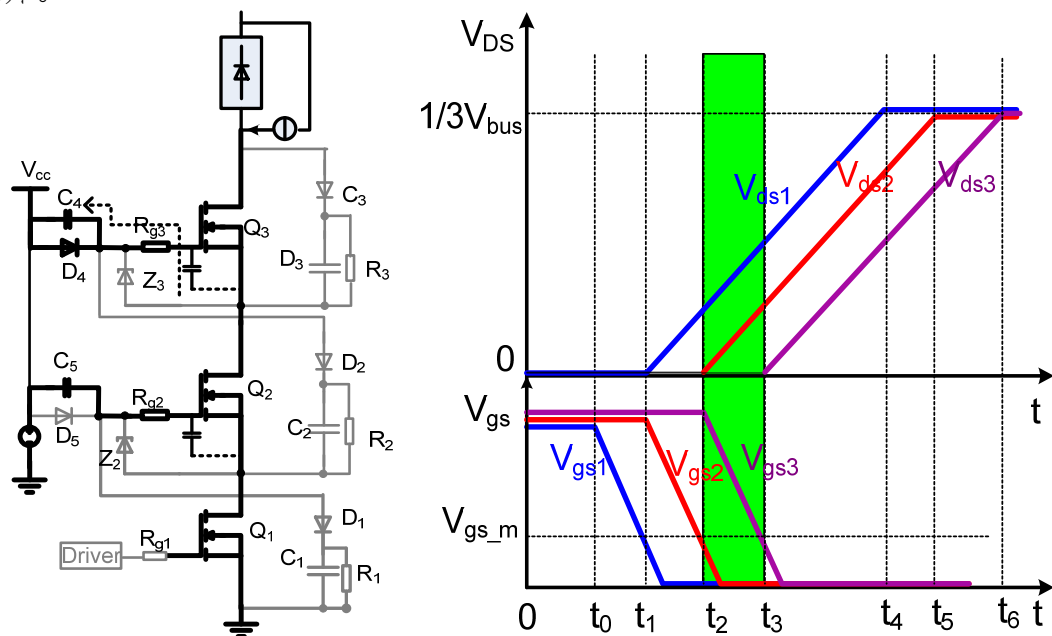


图 2-16 关断模式 b3

关断模式 3 (b3,t2-t3 阶段): t_2 时刻开始吗, V_{gs2} 开始低于米勒电压, 所以 Q_2 的漏极电压开始上升, 即 V_{ds2} 开始增大。 V_{ds2} 的增大导致 Q_3 门极电容的反向充电, 反向充电路径如 b3 电路中虚线所示。此时 V_{gs3} 开始下降, 当然还处于高于米勒电压的状态, 所以 Q_3 继续保持导通状态。

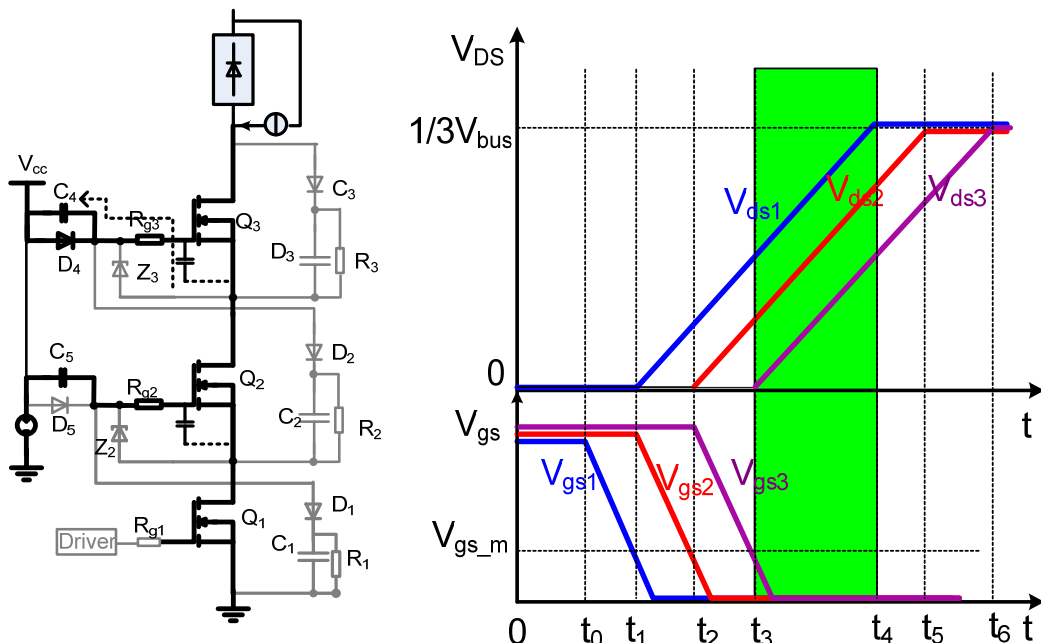


图 2-17 关断模式 b4

关断模式 4 (b4,t3-t4 阶段): Q_3 门极继续反向充电, 到 t_3 时刻开始, V_{gs3} 下降至米勒电压, Q_3 的漏极电压开始上升, 其门极电压持续下降, 直至接近于零。

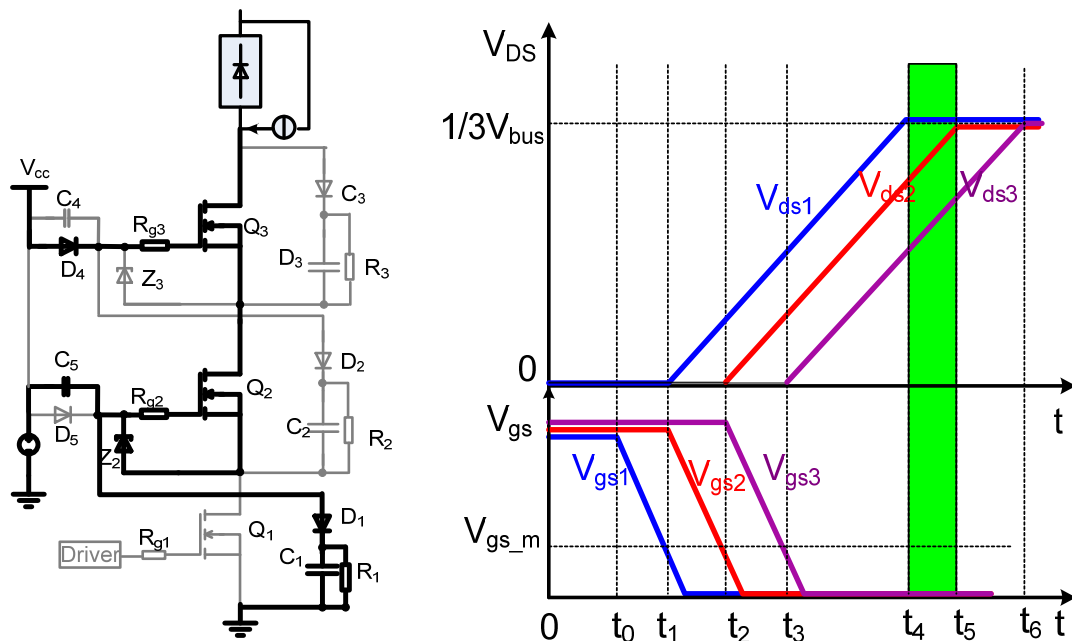


图 2-18 关断模式 b5

关断模式 5 (b_5, t_4-t_5): Q_1 完全关断, 其漏极电压上升到母线三分之一, 开始由吸收电容吸收过冲电压, 电流回路如 b_5 所示。即进入动态均压过程。

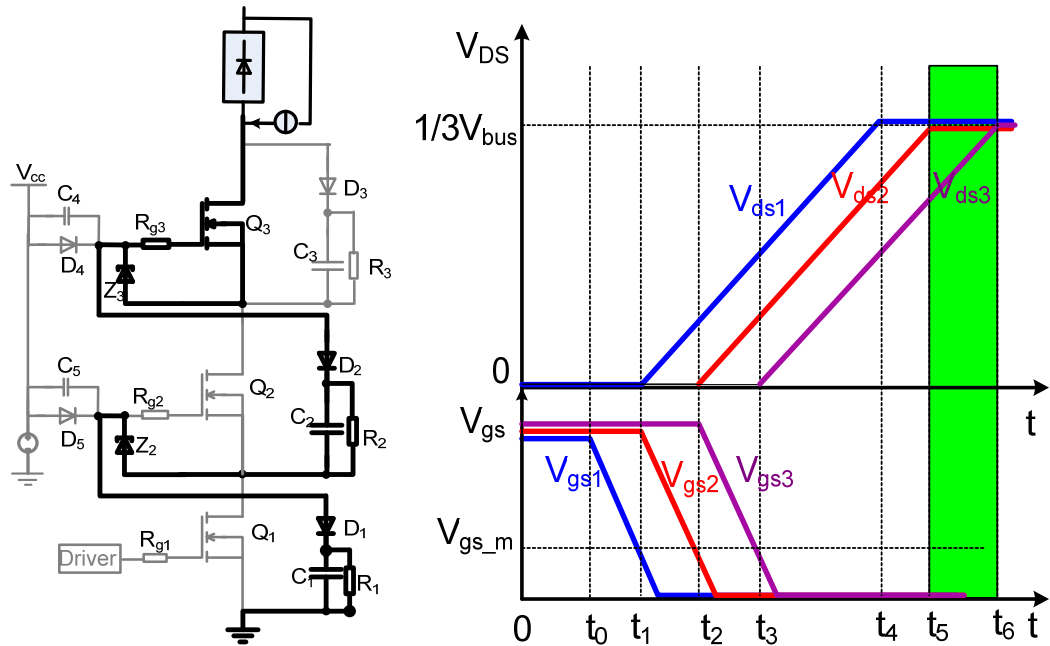


图 2-19 关断模式 b_5

关断模式 6 (b_6, t_5-t_6 阶段): t_5 时刻, Q_2 完全关断, 其漏极电压 V_{ds3} 达到母线电压的三分之一, 此时 Z_3 导通, 吸收电容 C_2 开始作用, 电流回路如图 b_6 所示。另一方面 Z_3 的导通, 其上存在一定的压降也使得 Q_3 的门极电压被钳住, 防止了 Q_3 的误开通。直到 V_{ds3} 也达到母线的三分之一, 整个电路的关断过程完全结束。串联电路处于阻断状态。

2.3 本章小结

本章先行简要介绍了部分电力电子业界对硅基 IGBT 器件的串联方法与单一外部驱动的 SiC JFET, SiC MOSFET 串联方法。对各种器件串联方法做了比较, 选择了单一外部驱动 SiC MOSFET 串联方案作为出发点。优化了吸收箝位部分, 增加了可控的箝位电压值电路设计, 并详细介绍了该方法的工作原理与开关模式。

第3章 單外部驅動 SiC MOSFET 串聯電路設計與測試

3.1 SiC MOSFET 串聯電路設計

基於前文所述的單一外部驅動 SiC MOSFET 串聯方法而設計的串聯電路如圖 3-1 所示。為了同時提高串聯電路的電流能力，在每個串聯器件都直接並聯了一個 SiC MOSFET，之所以能直接並聯，是因為 SiC MOSFET 的導通電阻具有正的溫度系數，其自均流能力良好。

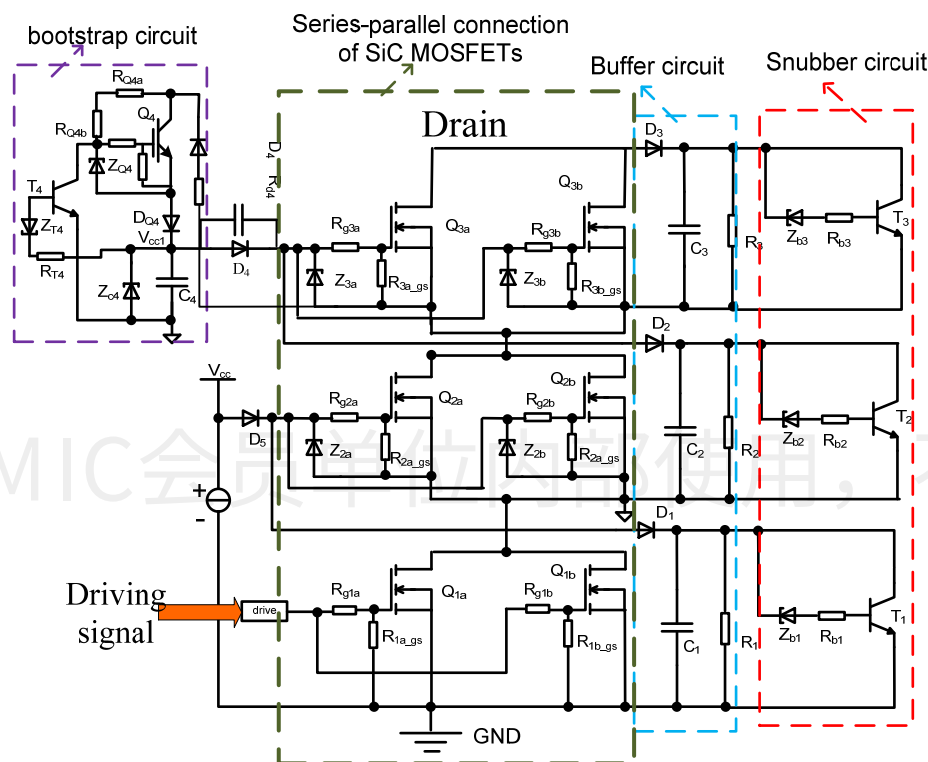


圖 3-1 SiC MOSFET 串并聯電路設計

由 SiC MOSFET 門極特性可知，SiC MOSFET 的自身導通電阻與外加門極電壓有關，門極電壓越大導通電阻越小。但是過大又有門極擊穿的風險，所以將門極電壓定為 28V 左右比較合適。 Q_2 和 Q_3 的外加輔助電壓設定於 30V，這是在導通時，下面兩管會有 2V 左右的導通壓降。所以 Q_3 實際門極電壓可能 26V 左右， Q_2 實際門極電壓 28V 左右。為了實現可靠關斷，每個 SiC MOSFET 的關斷都設成負壓 2V 左右。為了實現上級兩管 Q_2 和 Q_3 關斷時的負壓， Z_{2a} 、 Z_{2b} 、 Z_{3a} 和 Z_{3b} 採用兩個導通壓降約為 1V 的 TVS（瞬態電壓抑制二極管）並于對應門極。 Q_1 的驅動芯片采

用 IXYS 公司的 IXDD609, 门极电阻 20ohm。为了防止误开通, 在栅源之间接上一高阻值的电阻, 选择了 100kohm。辅电和主功率电路之间“反顶”二极管采用 1200V 的快恢复二极管 STTH112A。

图 3-1 中, 主功率部分是 1200V/80mohm, Cree 的 SiC MOSFET CMF20120D 两个并联然后三个串联, 共构成两并三串结构, 驱动 R_{g1} 、 R_{g2} 和 R_{g3} 选择在 20ohm 左右, 贴片, 方便更换以观察不同驱动电阻下的开关速度变化。门极有 TVS Z_{2a} 、 Z_{2b} 、 Z_{3a} 和 Z_{3b} 限压, 保护门极在 28V 以下。

吸收电路采用 1kV/100nF 的 2220 贴片陶瓷电容两并再串, 这样可以降低每个电容上的电压。每个电容上都并联 68kohm 的贴片电阻作均压用。这样的电阻值远小于器件的阻断电阻 (大概 0.5Mohm) 足以使串联器件达到良好的静态均压效果。吸收电容前串联一个高压 1200V 快恢复二极管 STTH112A, 防止电容上的电流反灌。吸收回路通过门极的 TVS 接过来, 这样可以保证在阻断时, TVS 正向导通, 有一个 2V 左右的压降, 以达到门极负压的效果, 防止器件在阻断下的误开通。

为了二次保证静态均压, 设定了一级缓冲电路 (图 3-1 中的红色虚线框内)。并联在吸收电容上, 其作用是控制吸收电容上的电压, 将其限定在一个确定的值。三极管采用的是贴片封装 D2PAK 的高耐压三极管 700V (BULB7216T4), 两个串联即可提高电压。集电极和基极之间串联一 TVS 和一基极电阻, 通过控制 TVS 即可控制整个箝位电压值。TVS 选用的是 SMA 封装的 PSMA440A, 而基极电阻选用 10ohm。当串联的器件高于预设的电压时, 电容上的电压亦会同时升高, 这是缓冲电路起作用: TVS 雪崩击穿, 电流流过对应的三极管基极电阻, 开通三极管, 那么电容就会从三极管支路放电于是达到箝位作用。

串联电路的上层两个器件 Q_2 和 Q_3 需要外加辅助供电。 Q_2 辅助供电 V_{cc} 直接用一个三端稳压输出管可得 28V, V_{cc} 的“地”与功率“地”是连接的。 Q_3 的辅电考虑到下层两管压降的问题, 就采用功率管关断时浮“地”。为了解决 Q_3 的供电问题, 采用了如上图紫色虚线框部分的自举电路供电: 当电路处于阻断状态时, 自举电路电源从 Q_2 的漏极引入。因为阻断状态下, Q_2 漏极仍是高压, 所以二极管 D_6 导通, 通过 IGBT 给储能电容 C_4 充电。IGBT 共源极接法就相当于一个电流源。 C_4 的两端并联一个 28V 的 TVS 钳位。当电容上的电压高于 28V 时, TVS 发生雪崩击穿, 电容形成放电回路, 保持 28V 电压。同时通过基集之间串接的一个 27V 的 TVS 会发

生击穿而开通三极管，这时 IGBT 门极被拉低，于是 IGBT 关断，停止给 C_4 充电。使用的 IGBT 是 DPAK 贴片封装的 STGD5NB120S2, R_{Q4a} 和 R_{Q4b} 均是 1Mohm 的 1206 封装电阻， Z_{Q4} 采用 15V 的 TVS SMBJ15A, T_4 仍采用 BULB7216T4， Z_{T4} 采用的是 27V 的 SMB 封装 TVS SMBJ27A, C_4 为 1206 封装的 10uF 瓷片电容， Z_{c4} 采用 SMB 封装的 SMBJ28A。

3.2 SiC MOSFET 串联电路的测试

3.2.1 双脉冲测试原理

对器件或者功率模块的动态性能测试一般采用双脉冲测试方法，可以得到其开关特性，包括开关速度，电压过冲等情况。双脉冲测试的原理图（以 SiC MOSFET 测试为例）如下所示：

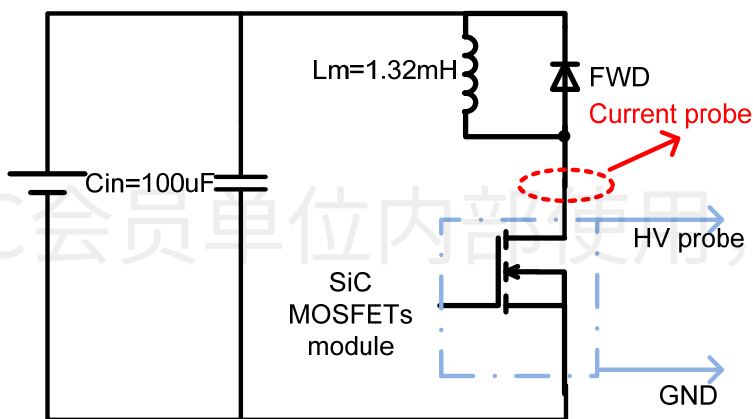


图 3-2 双脉冲测试电路原理图

双脉冲电路中的电源为高压直流电源，出端接一个大容量的高压电容作为储能电容。然后串接电感产生大电感，认为是恒流源输出。后面串接待测器件或者模块，接回电源地线端。在大电感两端需并联一 FWD 续流二极管，以便器件关断的时候电流有回路。理想情况下，双脉冲期间的门极驱动，漏源电压和流过器件的电流波形如下图 3-3 所示：

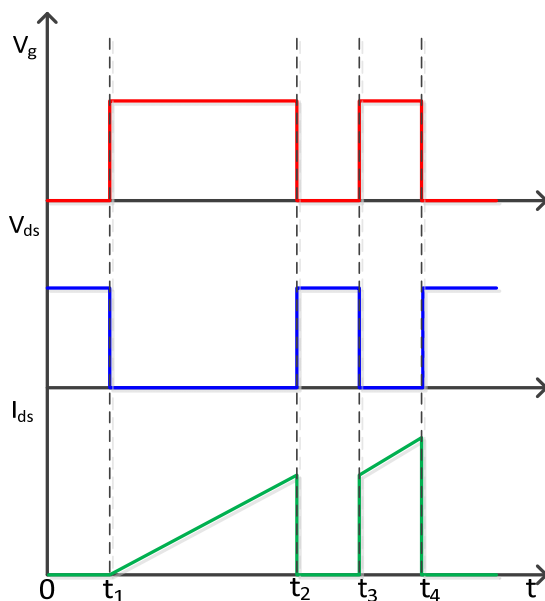


图 3-3 双脉冲测试电路波形

0~ t_1 : 器件处于关断状态, 漏源电压承受母线高压;

t_1 ~ t_2 : 门极触发信号到来, 器件开通, 直流电源给电感充电, 电流按照一定的斜率上升, 直到设定值;

t_2 ~ t_3 : 门极电压降低, 关断器件, 这个时候流过器件漏源的电流由 FWD 续流, 此时续流二极管导通, 器件承受母线电压;

t_3 ~ t_4 : 门极触发再一次到来, 开通器件, 续流电流也立即转变路径至器件 (t_2 至 t_3 过程可认为电流不变, 因为时间很短, 电感量非常大可认为是恒流续流), 所以相当于再次给电感充电流过器件的电流上升, 直到 t_4 时刻门极关断信号的到来。

截取 t_2 时刻和 t_3 时刻的波形即是器件的关断、开通波形。要控制其电流值, 只需通过对电感电流进行计算即可。

3.2.2 双脉冲测试平台的搭建

双脉冲平台的搭建主要是对高压电源, 大电感, 续流二极管的选取。高压电源采用的是 Technix 公司的产品, 800W 功率, 其调压范围是 0V 到 10kV, 输出电流 0mA 到 80mA。如图 3-4 所示。因为这种高压电源一般采用市电通过变压器放大再整流的方式为测试平台提供高压, 所以高压源输出端需要接解耦电容, 采用高压薄膜电容作为解耦电容来滤除高频谐波得到稳定母线电压。高压薄膜电容如图 3-5 所

示，采用三个薄膜电容串联，耐压可达 10kV，容量为 100 μ F。



图 3-4 Technix 高压电源

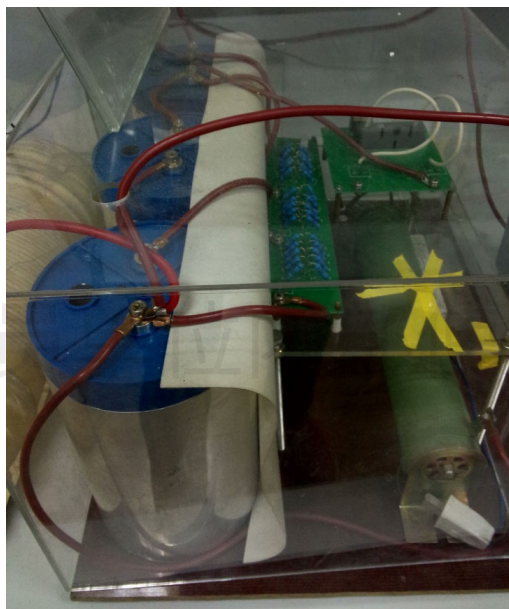


图 3-5 高压电源输出端薄膜电容串联组

为了能尽量测试较为宽泛的电流，和灵活设定脉冲的要求，电感可以做成多感值接口形式。电感在大电流的条件下会出现磁芯饱和的现象，这会严重影响到测试结果。为了避免电感因测试电流较大而出现饱和，可以采用空心电感来作为负载电感。空心电感没有磁芯所以不会出现饱和现象，但是由于空心中的空气相对磁导率很低，所以等值下空心电感的体积将会比磁芯电感的体积大很多。图 3-6 是平台设计的具有 0.5mH，1.0mH 和 1.3mH 三个感值的空心电感。



图 3-6 空心大电感

续流二极管是采用 SiC 肖特基二极管串联而成。硅基二极管在换流过程中有严重的反向恢复电流，给器件造成的压力不可小视，而 SiC 肖特基二极管几乎没有反向恢复问题，是双脉冲测试的很好选择。将多个 1.7kV 的 SiC 肖特基二极管串并联起来可以高压的二极管模块。如图 3-7 所示四并九串的二极管模块，电压能达 15kV，电流能力 200A。

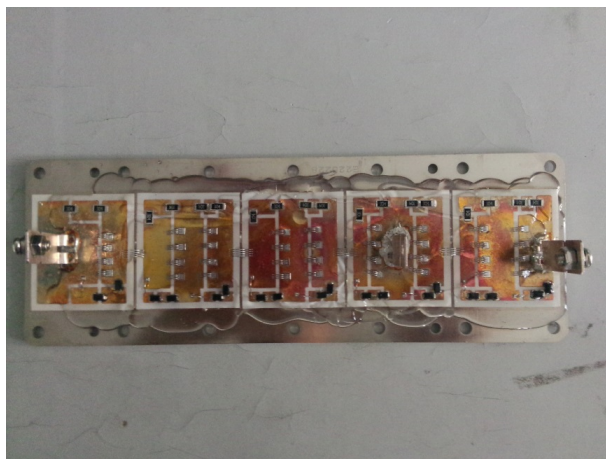
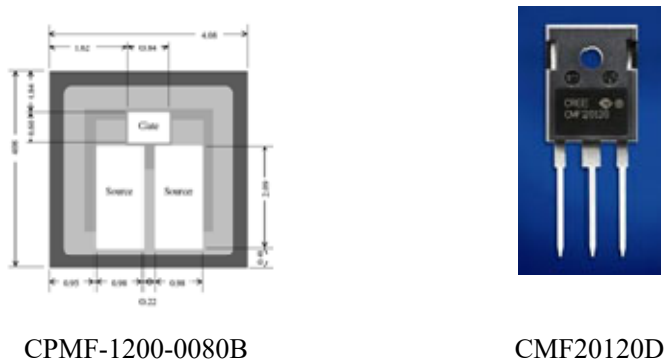


图 3-7 肖特基二极管模块

3.3 SiC MOSFET 器件的选择

宽禁带半导体器件中，SiC MOSFET 作为最有发展前景的一款芯片，其各方面的性能都表现良好。现将对其静态、动态特性做一个简要介绍，以便读者更为深入

透彻的认识到 SiC MOSFET 的优点。Cree 公司作为 SiC 器件方面的领头羊，其产品也已商业化，足以证明其过硬的实力，所以本文将以 Cree 公司的 SiC MOSFET 产品 CPMF-1200-0080B 作为样本来研究。这款 SiC MOSFET 标称耐压值为 1200 伏，导通电阻 80mohm，电流能力随温度有一定变化，25℃是通流能力是 33A，温度越高，会有略微下降。CPMF-1200-0080B 是一款裸片芯片，其对应的分立器件为 CMF20120D，两者除了封装形式有所差异，电气性能基本无异。

图 3-8 SiC MOSFET 裸片与分立元件图^[7]

3.3.1 SiC MOSFET 静态特性

一般而言，器件的静态特性主要是从其：门极特性、输出特性、阻断特性以及转移特性等方面考量。SiC MOSFET 也从这几方面入手。本次测试所采用的测试仪器是 Tektronix 公司的 371A 静态图像仪。测试仪器如图 3-9



图 3-9 371A 静态图像仪

图 3-10 是 SiC MOSFET CPMF-1200-S080B 在不同温度下的栅极特性, 可以看

到常温（25℃）下，门极的击穿电压可达 39V，这比 Si 基的管子要高得多。这也意味着在不被击穿的情况下提高了门极的驱动电压，即可加速门极开通，减少开关时间。随着温度的上升，可以看到其门极特性有所变差。所以在运用的时候要考虑工作温度而确定合适的驱动电压。

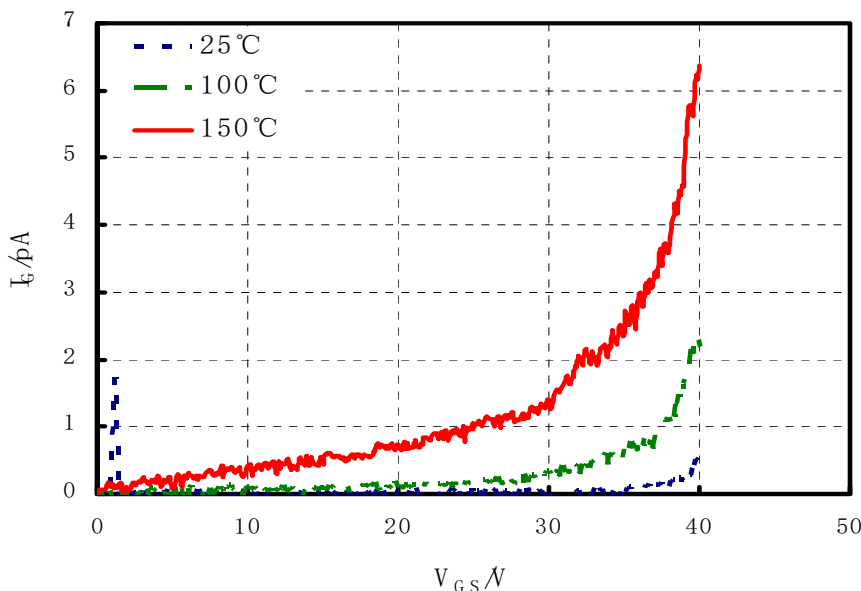
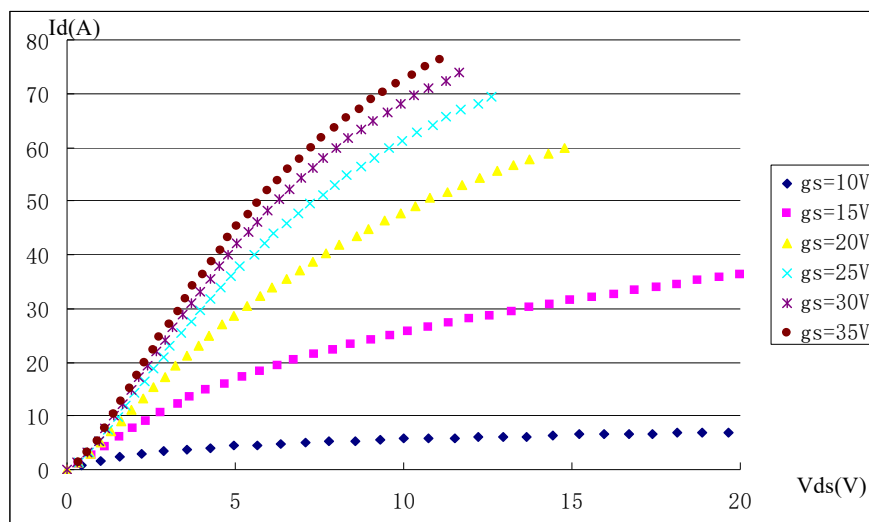
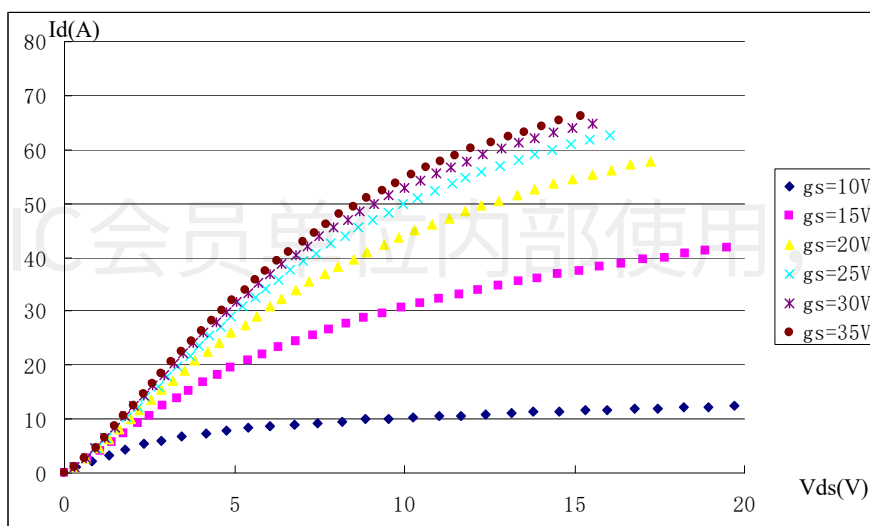


图 3-10 CMF20120D 门极特性曲线^[40]

在使用器件的时候，人们更关心器件的输出特性，因为输出特性直观明白地显示出导通压降，进而可估算导通损耗。图 3-11 是 CMF20120D 的测试输出曲线。观察曲线可知：随着门极电压的增加，同等电流下的导通压降反而减小。所以，在保证门极安全的情况下，适当提高门极电压，可以减小导通压降也即是减小损耗。温度对比下，温度越高，其导通电阻将变大，损耗增加。



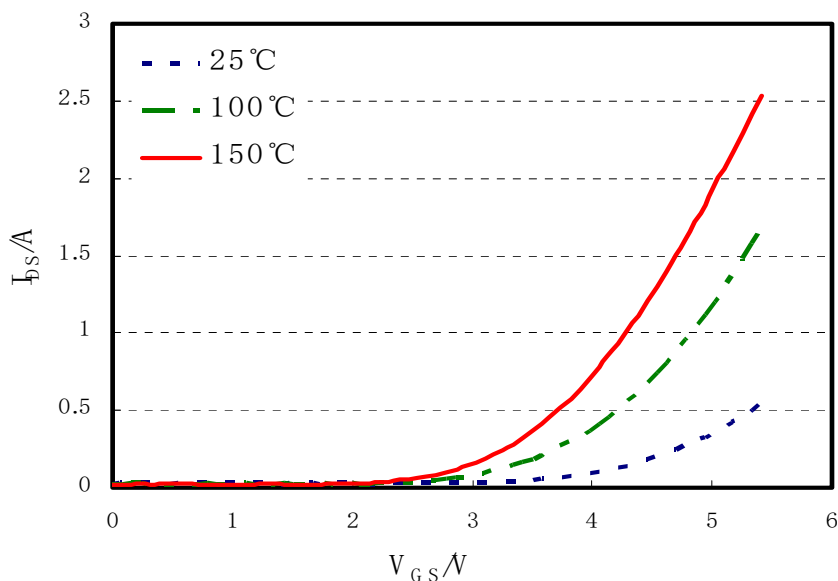
25℃输出曲线



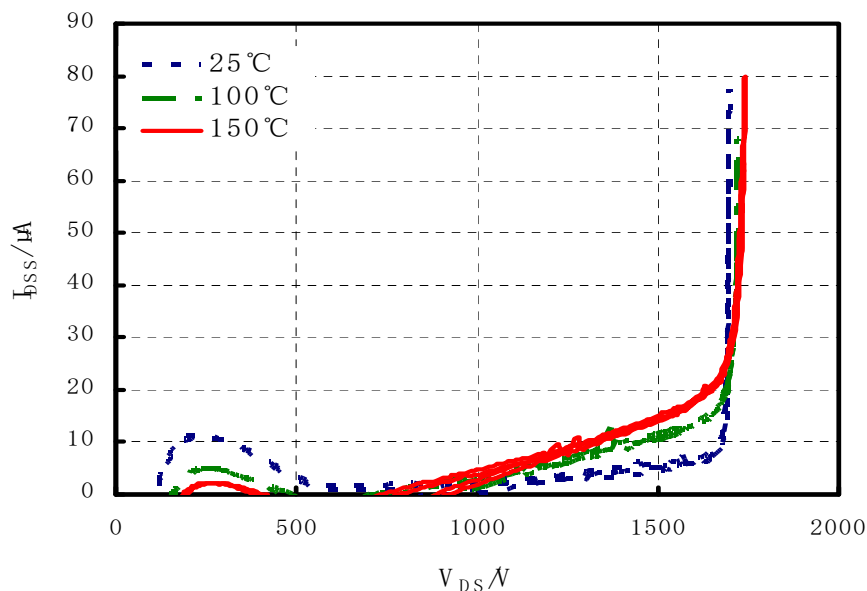
125℃输出曲线

图 3-11 CMF20120D 输出曲线^[42]

图 3-12 是 SiC MOSFET 的转移特性曲线，由曲线可知，常温下 SiC MOSFET 的阈值电压为 5V。所以 SiC MOSFET 驱动时要高于 5V，结合输出曲线，一般设定其驱动电压在 25~30V 最为合理，既保证了器件驱动完全又在一定程度上减小了导通压降。

图 3-12 CMF20120D 在不同温度下的转移特性^[40]

CMF20120D 这款 SiC MOSFET 的标称击穿电压是 1200V，经测试，其击穿电压可达 1700V 左右。1700V 的击穿电压也是一个硅基 MOSFET 难以达到的高度，这也正是 SiC 器件的一个优点。从曲线图可以看出，随着温度上升，漏电流有所增大，器件性能略微变差。

图 3-13 CMF20120D 阻断特性曲线^[40]

3.3.2 SiC MOSFET 的动态特性

SiC MOSFET 的动态特性就是其开关特性，一般采用双脉冲测试方法确定。动态特性可以看出器件的开关速度，电压过冲以及门极波形等情况。针对 CMF20120D，我们采用门极驱动 12V，外部驱动电阻 2ohm，母线电压 600V，导通电流 12A 的条件下测试，所得开通、关断曲线如图 3-14 所示。从测试结果可以看到开通过程（电压从 90%下降到 10%）的时间大约为 50ns，关断过程（电压从 10%上升到 90%）的时间大约为 30ns。门极在开通过后的高频振荡可能是由于门极驱动回路的寄生电感和器件结电容引起的。温度的升高对于开关过程只有略微的影响。这是正是 SiC MOSFET 的高温特性的体现。

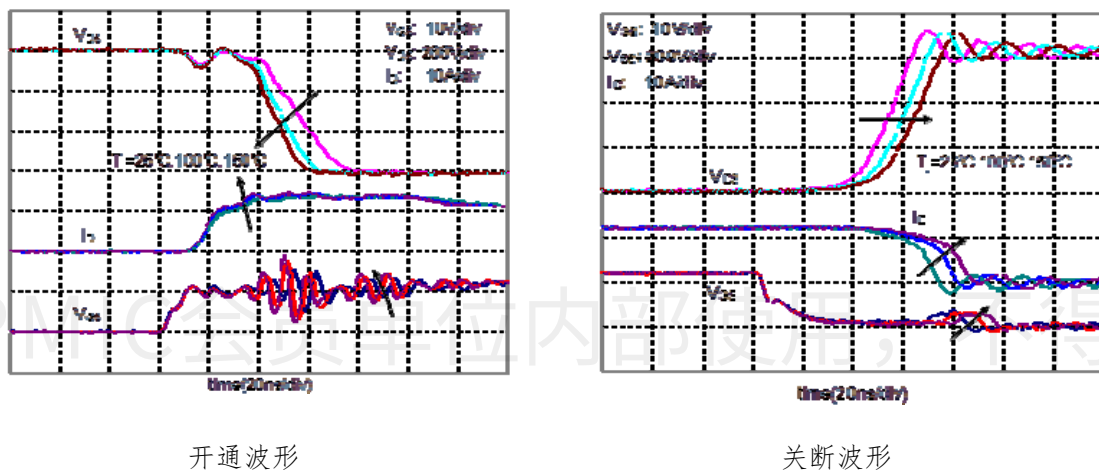
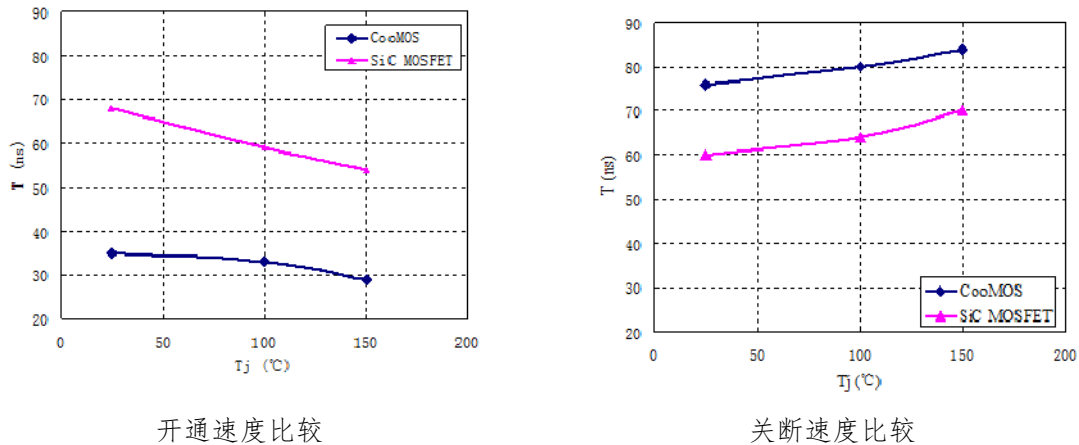


图 3-14 CMF20120D 开关特性曲线^[42]

为了同向对比硅基 MOSFET，对比测试了 CMF20120D 和英飞凌公司的 coolMOSCPW20N60。在相同的测试条件下，得到如图 3-15 所示的开关速度对比图。可以看到，随温度的上升，两者的开通速度都加快，关断速度变慢。而 SiC 比 Si 的开通速度稍慢，但是关断速度却快一些。

图 3-15 SiC MOSFET 和 Si coolMOS 开关速度比较^[42]

通过 SiC MOSFET 的特性测试, 我们知道, SiC MOSFET 的动静态特性和 Si coolMOS 本质是一样的, 但是要优于 Si coolMOS。其门极击穿电压更高驱动速度可以做得更快, 阻断电压更高。SiC 器件的关断时间也比 Si 器件更快。

3.4 单外部驱动 SiC MOSFET 串联电路的测试

为了验证前述的 SiC MOSFET 串联电路的有效性, 制作了如图 3-16 的样机。上层为按照图 3-1 电路所搭设的样机, 分立元件也是按照 3.1 节所述选取。其中 SiC MOSFET 采用的是 3.3 节研究过特性的 Cree 公司的 CMF20120D。上层电路为一个 3600V/100A 的串并联电路, 而下层是 SiC 肖特基二极管组成的续流二极管。两层之间用铜柱间隔保证了电气绝缘如图 3-17。这样的双层结构会构成一定的回路, 会对测试造成一定的影响。

测试所用探头为 Lecroy 的 Cp150(带宽 10MHz), 电流测试位置为图 3-2 中红色虚圈位置所示。电压 Vds1 和 Vds2 的测量采用 Lecroy 公司的差分探头 ADP305(带宽 100MHz), 总的电压利用泰克公司的 P6015A (带宽 75MHz), 20kV 探头。

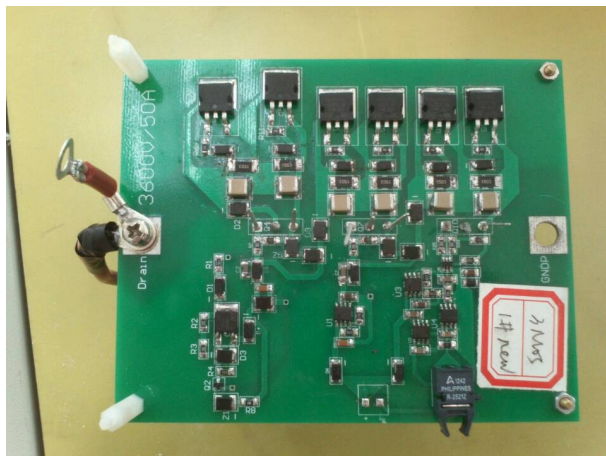


图 3-16 SiC MOSFET 串并联电路分立元件样机



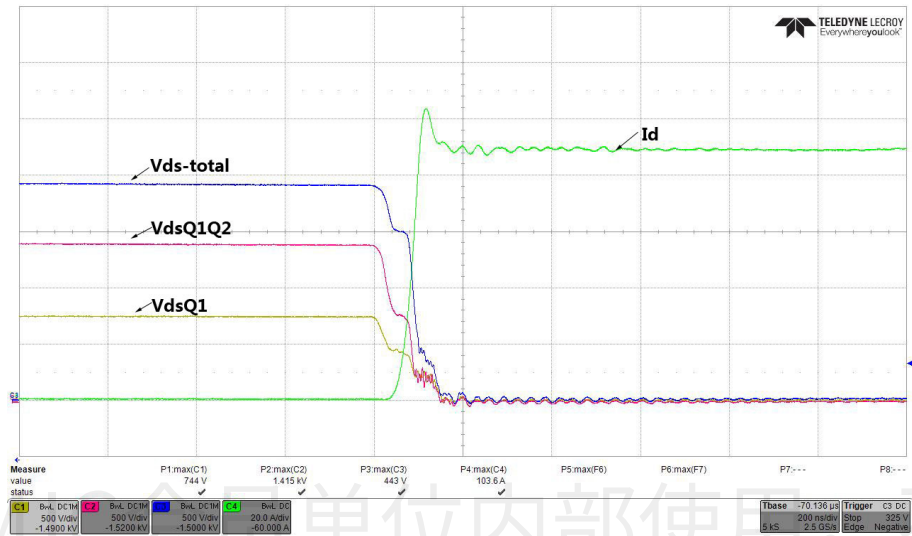
图 3-17 SiC MOSFET 串并联电路和续流二极管连接图

双脉冲测试在 1900V90A 的测试条件下，得到如图 3-18 所示的结果。SiC MOSFET 的持续电流为 33A，但是在双脉冲测试的情况下可以承受至少 50A 的可重复测试，两个并联可以做到 100A。单片 SiC MOSFET 的耐压为 1200V，理论上三个串可达到耐压 3600V，但是为了安全起见，测试电压定在 2000V 即可。图中绿色的为电流波形 50A/格；蓝色为总电压 V_{ds} 500V/格；黄色为下层 Q1 的漏源电压 V_{ds1} 50V/格；红色为 Q1 和 Q2 总电压 V_{ds12} 500V/格。

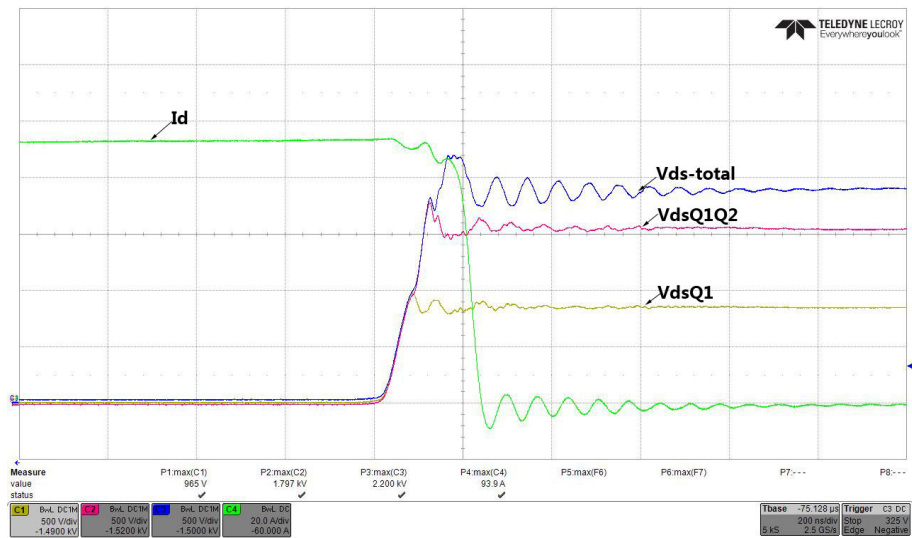
可以看到动态过程中，整个电路的开通时间（电压从 90%降至 10%）为 100ns 左右，关断时间（电压从 10%上升到 90%）为 120ns 左右。从波形可以看到，总的电压无论是开通还是关断都保持良好的波形，开通阶段分为两截，可能是因为加速电容。前一程是由加速电容是作用给门极充电，后面变成由辅助电路直接充电，速度更快。电压波形中的小平台可能是因为测量位置引起的，因为器件的串联之间也

有一定的寄生电感，在开通过程中电流变化了稳定且非常大导致寄生电感上存在一定电压，加在器件本身漏源电压上，测量显示出来就是一个平台。关断过程可以看到吸收电容效果明显，回路寄生电感较小使得关断电压过冲较小。其中高频振荡可能是器件结电容和引线电感共同作用。

良好的实验结果表明，此串联方案的切实可行，为后文的串并联模块奠定了理论及实验基础。



(a) 开通波形@1900V/90A



(b) 关断波形@1900V/90A

图 3-18 3600V/100A SiC MOSFET 串并联电路测试波形

3.5 本章小结

本章首先介绍了前述单一外部驱动 SiC MOSFET 串联电路的实际设计方案，然后针对电路测试介绍了相应的测试方法即双脉冲测试法。在说明了双脉冲测试原理的基础上介绍了双脉冲测试平台。随后为了验证电路的可行性，选取了一款 SiC MOSFET，先对其动、静态特性做了介绍，然后采用此芯片按照所设计电路电路实现了一 3600V/100A 的 SiC MOSFET 串并联分立元件电路板，并对其做了双脉冲测试。对测试结果做了简要分析，得出此电路方案可行的结论。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第4章 SiC MOSFET 串联模块设计与测试

4.1 电力电子功率模块的封装

在工业界，使用的元器件大都是分立元件。分立元件的封装主要分为表贴和通孔封装。表面贴装器件比较小，其最大的散热直接取决于电路基底材料。通孔器件，一般在电子系统中占有更大的体积，能够直接安装散热片，这样功率密度会比表贴器件的要大很多。但是，即使是最大的分立功率器件封装也只能散发几瓦的热量。当需要从功率芯片传递更多的热量时，就需要一种新的封装手段，也即是功率模块，也被称为“砖（Brick）”^[43]。多个功率芯片连通其余的电子器件被封装在一个共同的砖结构中，外部可以安装一个大的散热器，其他电子电路通过走线接到这个模块。这就是所谓的功率器件模块封装技术^[41]。

如图 4-1 就是一个典型的电力电子模块封装横截面结构。封装理论的建立是为了解决器件散热问题，同时封装又能使整体器件承受更高电压与更大电流。一般采用一块铝板或者铜板作为基底，然后将 DBC 焊接于此基板上，DBC 上设计电路走线，与 PCB 相反的是 DBC 采用整铜片挖沟的方式实现电路通路。电力电子功率器件裸片直接焊接于 DBC 上，通过键合线与铜片实现电气连接。模块内部充满硅胶一方面防止灰尘电荷直接接触芯片表面而影响器件，另一方面可以增加绝缘能力。功率器件在工作时，直接通过 DBC 传导热量至基板再至散热器，这样散热能力就数量级地上升了。因此模块封装也是近年来电力电子方向的研究热点，极具发展前景。下面以本课题研制的 3600V/100A 模块为例，简要介绍一下封装技术的步骤。

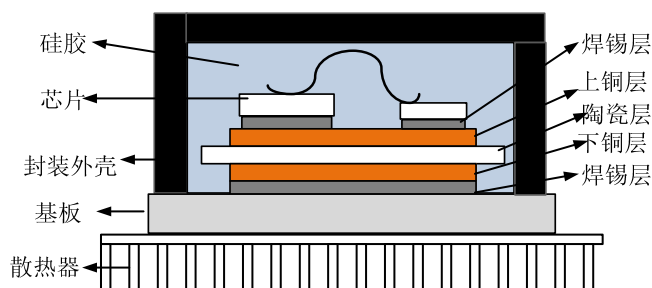


图 4-1 一个典型的功率模块截面结构图^[41]

DBC 电路的设计是模块设计的重要一环。DBC 是一种陶瓷衬底，由先进的 AlN 或者 BeO 陶瓷或者更为普通的 Al_2O_3 在高温过程中和铜金属化厚的叠层通过化学键合而形成的。一般 DBC 为双面衬底，这是为了均衡陶瓷内的热应力。上层的铜金属一般采用镀镍或者镀金再化学腐蚀形成电路。裸片器件就可以直接焊接在上层。下层焊接于基板之上固定及散热。显而易见，热传导性能应是 DBC 选材的首要考虑目的，一般用热导率表征。

热导率常用来表征器件或者材料的热传导的能力，热导率越高表明材料的散热能力越好，铜的热导率在金属里面算非常优秀的，所以被选用来作为 DBC 的电路线路非常合适。在陶瓷材料中，BeO 的热导率非常好，但是由于其粉末具有微毒性，所以不宜用于制造 DBC。AlN 的导热性能比 BeO 稍差，但也是很优秀，然而由于 AlN 陶瓷价格较为高昂，只有在特殊情况下才选用为衬底。 Al_2O_3 导热性能良好，且对人体、环境均无毒无害，制造工艺简单，生产成本低廉，是目前国内大多数的功率模块所广泛采用的。本文所设计的功率模块采用其作为陶瓷衬底。

表 4.1 常见封装材料的热导率 单位: $\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ ^[43]

材料	Al_2O_3	AlN	BeO	AlSiC	Al	Cu	Si	Solder
热导率	22~40	100~260	250	200	237	394	148	17~67

关于基板的选择也有一些需要考量的指标，比如高的热导率，CTE（热膨胀系数）特性接近，对电路走线和元件的电气隔离具有良好的绝缘特性，耐用性和“加工性”应具有高的强度及韧性，在模块制作或者工作的处理温度下具有化学和物理的稳定性等。其中最主要考虑得是材料的 CTE 性能。CTE 是表征材料单位温度下体积变化的量，单位为 K^{-1} 。CTE 不同，其相应的热胀冷缩程度就会不同，这就会造成各部分之间的直接应力或者拉力。CTE 相差越大，这种力的效果也越明显，对模块的加速老化与损坏的可能性越大。所以在选择材料是时应尽可能选择 CTE 系数相近的材料。

表 4.2 列出了常见封装材料的热膨胀系数，可以看出与 Al_2O_3 膨胀系数比较接近的是 AlSiC。但是由于价格与供应的限制，本文所研制的模块仍以铜作为 SiC MOSFET 串并联模块基板材料。

表 4.2 常见封装材料的热膨胀系数 单位: $10^{-6} \cdot \text{K}^{-1}$ [43]

材料	Al_2O_3	AlN	BeO	AlSiC	Al	Cu	Si
CTE	6.8	4.7	9	7.5	23.5	17.5	2.6

对于功率模块堆叠结构中各层材料厚度的选择表 4.3 列出各功率模块商最主要的各层厚度在不同材料组合的情况下的常用厚度。从表中可以看到焊锡层的厚度为 0.05-0.2mm。通常 3300V 以内的 DBC 陶瓷层厚度为 0.38mm, 3300V-6500V 陶瓷层厚度为 0.635mm, 当需要更高等级电压时, 因为绝缘的要求陶瓷材料可以加厚到 1mm, 因为本文加工的模块为 3600V 耐压, 所以选用 0.635mm 厚度的陶瓷层, 阈值对应, 铜层厚度定为 0.3mm, 基板厚度定为 3mm。在高压功率模块场合, DBC 陶瓷层厚度要加厚, 于此同时基板厚度由 3mm 加厚到 5mm。[42]

表 4.3 功率模块内部各层结构的厚度 [11]

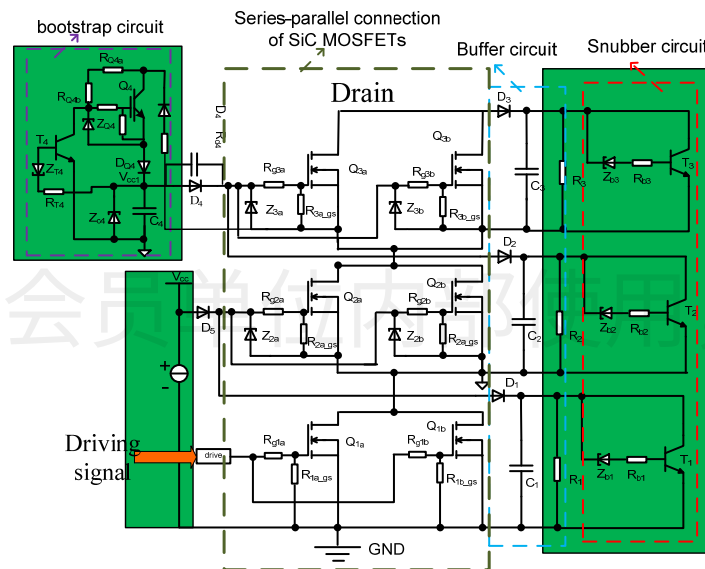
	Al_2O_3 陶瓷 Cu 基板	AlN 陶瓷 Cu 基板	AlN 陶瓷 AlSiC 基
	d (mm)	d (mm)	板 d (mm)
焊锡层	0.05~0.2	0.05~0.2	0.05~0.2
DBC 上铜层	0.3	0.3	0.3
DBC 陶瓷	0.38 或 0.635	0.635 或 1	1
DBC 下铜层	0.3	0.3	0.3
基板	3	5	5

综上所述, 本文的模块采用铜基板, DBC 材料选用铜-氧化铝-铜的组合, 各层厚度依次为 0.2:0.635: 0.2, 在模块加工完成后最后加灌硅胶, 封装好防止外界灰尘或者电荷吸附在器件表面。

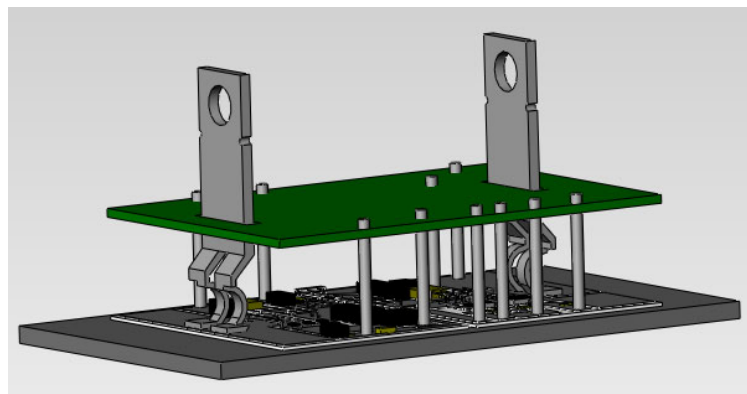
4.2 SiC MOSFET 串联模块的设计

经过分立元件版的 SiC MOSFET 串联电路设计, 验证了电路的合理性, 模块化就自然而然纳入我们研究的视野。将此电路设计为功率模块不仅能够使电路布局更加紧凑功率密度得到提升, 还能使功率器件的散热性能更加良好。合理的设计可以使模块科学并且易于操作。SiC MOSFET 串联电路中涉及了许多电子元件, 如果都

放在 DBC 上, 会使之难以布局, 甚至无法实现。DBC 因为其特殊的制材结构, 不能通孔 (导电孔)、多层、飞线, 因为设计将此电路分为两部分, 分别布在 PCB 和 DBC 上, PCB、DBC 上下两层叠放, 通过铜柱实现电气连接以及固定支撑。上层置放 PCB, 布有的元器件主要是静态均压的均压电阻 “R”, 三极管箝位部分, 自举电路部分和中间管子的辅助电路以及门极驱动电路部分。PCB 走线为双层板, 布局较为松散以便三极管散热。下层设计 DBC, 主要放置功率器件 SiC MOSFET, 吸收电路中的电容和二极管以及部分驱动元件, 吸收电容置于 DBC 上, 可使回路尽量减小以减少关断高频振荡。如图 4-2 (a) 所示, 电路图中绿色部分为布于上层 PCB 板, 其余元器件布于下层 DBC 板上。两层中间通过铜柱连接, 之间的距离大约为 2 厘米, 保证了足够的电气绝缘。



(a) SiC MOSFET 电路分割部分



(b) SiC MOSFET 串并联模块模型图

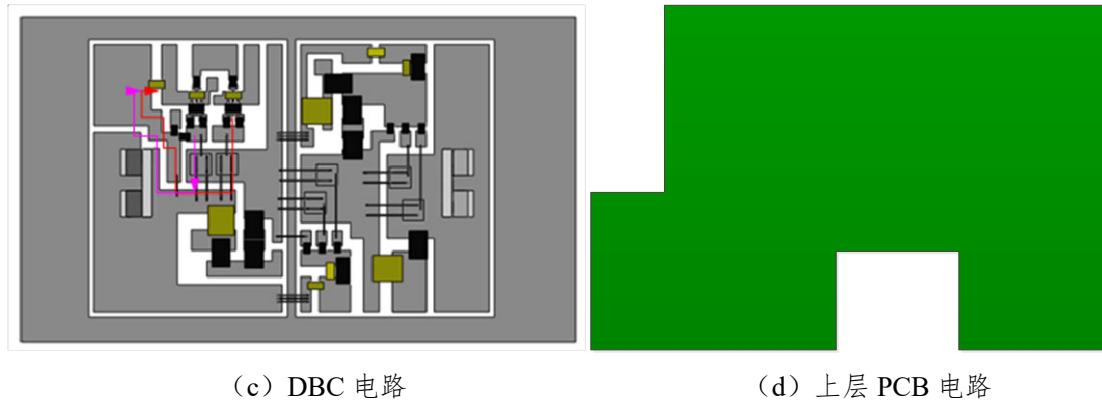


图 4-2 SiC MOSFET 串联电路原理分割图以及模块模型图

4.3 SiC MOSFET 串并联模块制作

制作 SiC MOSFET 功率模块的过程必然需要分步推进，本文的目的是最终研制一个 10kV/200A 的 SiC MOSFET 功率模块，一共采用 36 片 SiC MOSFET 功率器件，Cree 公司的产品 CPMF-1200-0080B，通过合理的串并联结构达到预期的电力电流能力。基于前文提出的单外部驱动的 SiC MOSFET 串联电路，先设计了 SiC MOSFET 2 并 3 串的形式得到 3600V/100A 的功率模块。据此三个小模块串联得到 10kV/100A 的功率模块。两块 10kV/200A 的功率模块并联达到最终的高压大电流 SiC MOSFET 功率模块。

4.3.1 3600V/100A SiC MOSFET 功率模块

按照图 4-2 的设计，首先制作了直接焊接于基板的 DBC 部分，DBC 通过腐蚀铜片而得到电路走线，如图 4-3 所示。红色虚线框分别对应一部分 DBC 电路，由于生产厂家制造工艺的限制，DBC 尺寸会有一定的规范，所以设计成两块 DBC 拼合，中间用键合线连接，可以达到一整块同样的效果。

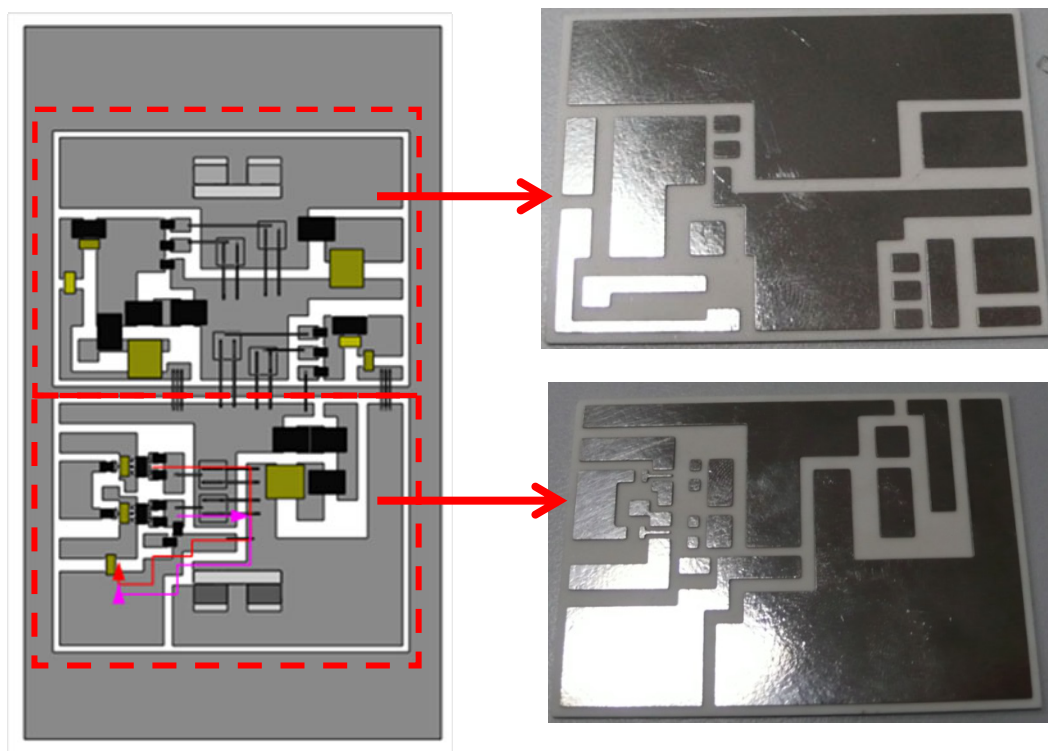


图 4-3 下层 DBC 示意图

DBC 制作好后就是焊接工艺，包括焊接功率器件和其他电子元件。焊接之前，功率器件最好用去离子水清洗，去除器件表面的灰尘杂质和电荷。然后置放于真空焊接炉里面焊接，真空是为了防止在焊接面出现真空气泡而影响电气性能。焊接好过后就可以进行引线键合，将芯片的各个极与铜片连接。根据具体的电流要求而选择线宽，导电性能要求而选择使用金线还是铝线。本文所研制的 SiC MOSFET 功率模块中，门极用双根 5mil 铝线，源极用双根 12mil 铝线。在焊接完功率器件后可以焊接其他电子元件。因为金属铜的热容非常小，热量难以储存，其温度达不到焊锡的熔点，所以在实施 DBC 焊接的相关操作都是在热腔体或者热板表面进行的。真空焊接炉就是热腔体温度上升是焊锡片自动融化而焊接功率器件，而一些其他电子元件则放置在 200℃ 的热板上，再用大功率的电烙铁对其焊接。

焊接工作完成过后需要对模块涂上一层硅胶以提高其绝缘强度，同时防止空气中的电荷或者灰尘附着在器件表面而影响其正常工作。焊接完成并且加涂一层硅胶（硅胶透明）的 SiC MOSFET DBC 部分如图 4-4（与图 4-3 设计一样，但此 DBC 没有镀镍）。铜柱连接上层 PCB 和下层 DBC 形成完整的模块如图 4-5。

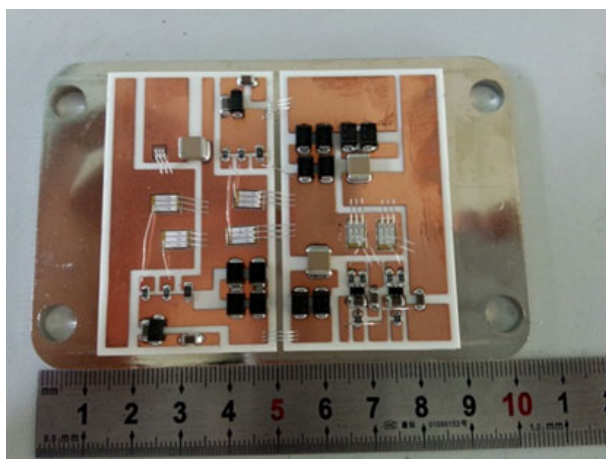


图 4-4 3600V/100A SiC MOSFET 模块 DBC 电路部分

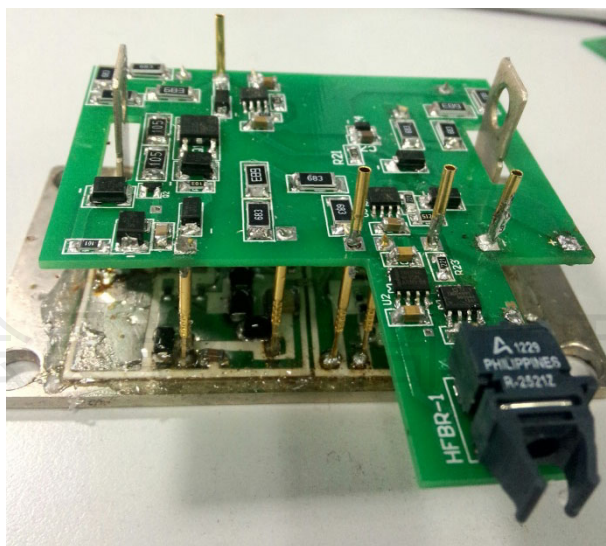
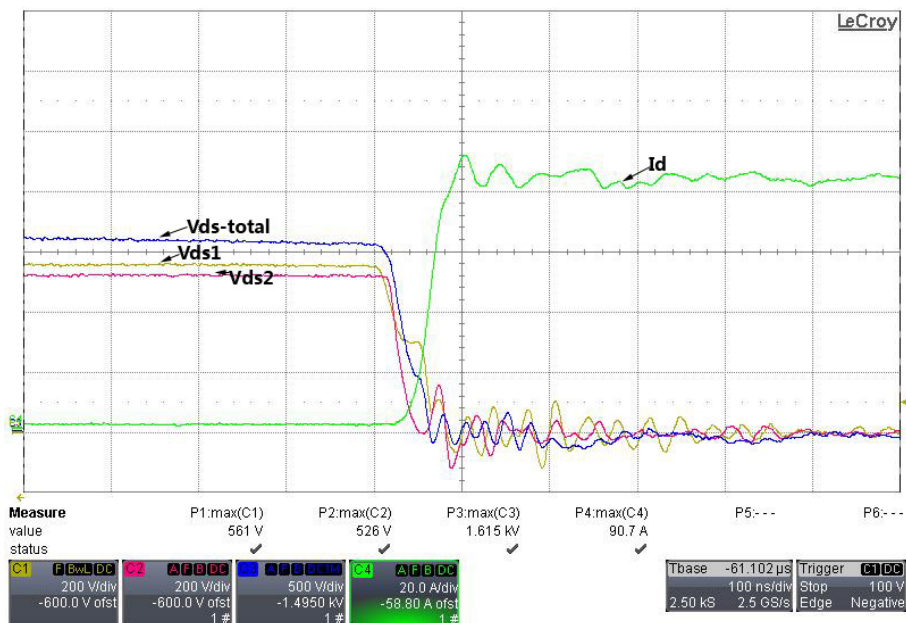


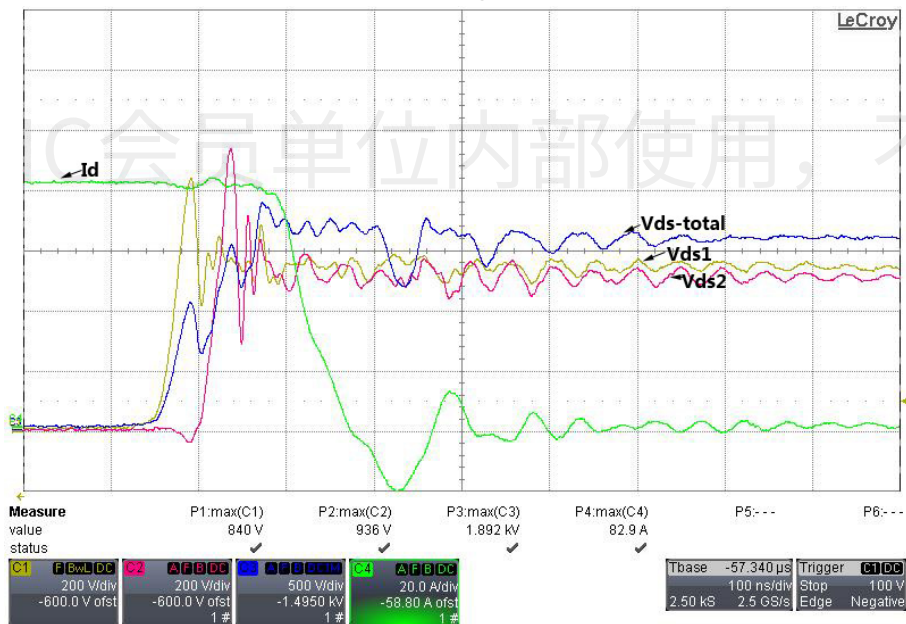
图 4-5 3600V/100A SiC MOSFET 功率模块

为了验证单外部驱动串联电路对模块具有一样的可行性与有效性，对 3600V/100A 模块进行了双脉冲测试以验证动态特性。测试平台与方案与 SiC MOSFET 分立元件 PCB 板一致。测试条件设门极电阻 20ohm，电压电流为 1800V/80A。测试结果如图 4-6。其中黄色为 Q1 电压，200V/格；红色为 Q2 电压，200V/格；蓝色为总电压，500V/格；绿色为电流波形，20A/格。整个开通过程大约持续 100ns，串联的各 SiC MOSFET 电压下降较为一致。关断过程持续大约 120ns，从总的电压波形看，其有着明显的电压阶跃，也正是三个管子逐次关断的体现。关断后的电压电流高频振荡是由吸收回路的引线电感与 MOS 结电容共同作用产生

的，布局紧凑可以减缓此现象。总体而言，单外部驱动的 SiC MOSFET 串联电路同样也适用于模块形式。



(a) 开通波形@1800V/80A



(c) 关断波形@1800V/80A

图 4-6 3600V/100A SiC MOSFET 开关波形

为了研究扩大模块电流能力，随后进行了 3600V/200A 模块方案的设计：3600V/100A 模块两块并联。考虑到 SiC MOSFET 具有在各器件电气性能一致，布局高度对称的情况下，其自均流能力良好，实验采用 MOS-Diode-MOS 的连接方式，将续流二极管接于两并联模块中间如图 4-7 所示，使电流流进两模块的线路长度一

致。电路的测试条件 2200V/200A，得到如图 4-8 的测试结果。其中黄色为 Q1 电压，200V/格；红色为 Q2 电压，200V/格；蓝色为总电压，500V/格；绿色为电流波形，50A/格。由测试波形看，整体波形较之更加光滑，毛刺变少（增加了吸收回路电容值），并联模块的开通时间有所增加，大概 200ns，电流波形非常好，因为中间连接的是 SiC 肖特基二极管，反向恢复现象也因此小了非常多。关断过程大概持续 150ns，也较并联之前有所增加。单总体波形良好，证明小模块并联以扩大容量的设想是科学并且可行的。

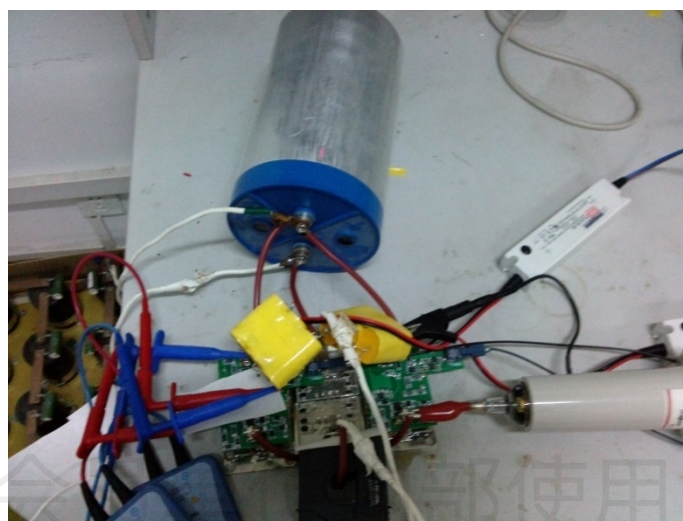
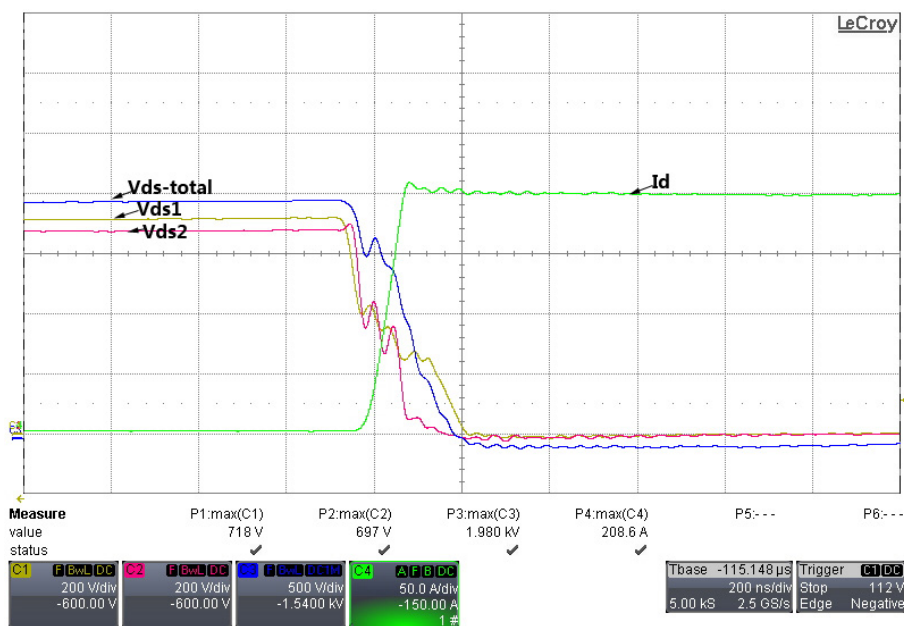
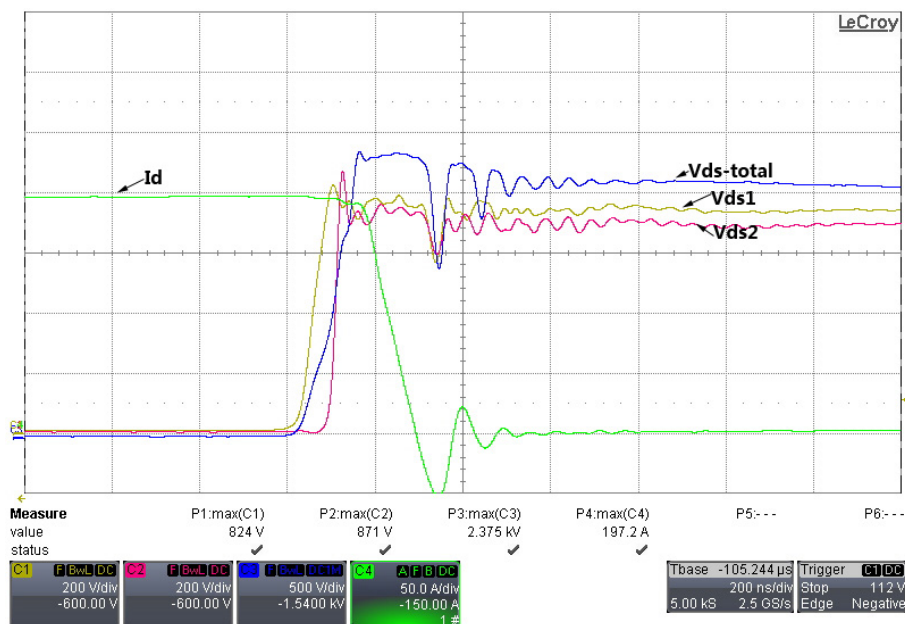


图 4-7 3600V/200A SiC MOSFET 测试连接图



(a) 开通波形@2200V/200A



(b) 关断波形@2200V/200A

图 4-8 3600V/200A SiC MOSFET 模块开关波形

4.3.2 10kV/100A SiC MOSFET 功率模块

在 3600V/100A 功率模块研制成功的基础上，本着为了更进一步，使 SiC 在更高功率场合应用的思想，设计制作了 10kV/200A 大功率的 SiC MOSFET 功率模块。设计是基于 3600V/100A 小功率模块（且将 3600V/100A 模块称之为“子模块”），将三块子模块串联得到 10kV/100A 的功率模块。串联的时候考虑模块的整体性，重新设计布局，但电路结构以及器件选型都是不变的。设计的 10kV/100A 功率模块 DBC 部分如图 4-9 所示。从图 4-10 可以看出，为了使布局更加紧凑，吸收回路又进一步地减小，DBC 上布有 2*9 共有 18 颗 SiC MOSFET 芯片，芯片于焊接过后都已上硅胶。连接上层 PCB 和下层 DBC 的整体图如 4-11 所示。

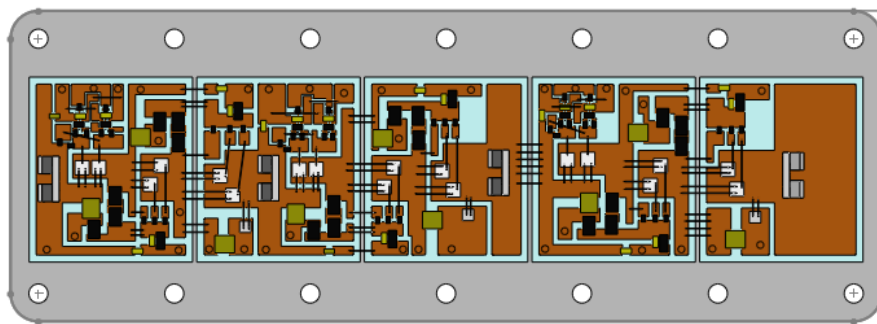


图 4-9 10kV/100A SiC MOSFET 模块 DBC 设计图

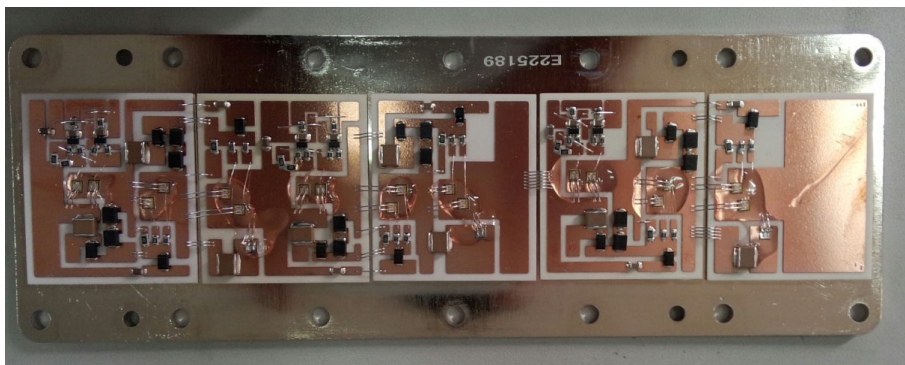


图 4-10 10kV/100A SiC MOSFET 模块 DBC

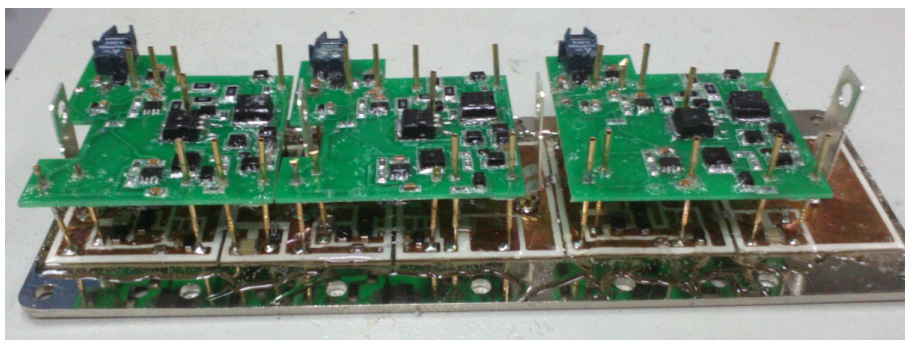
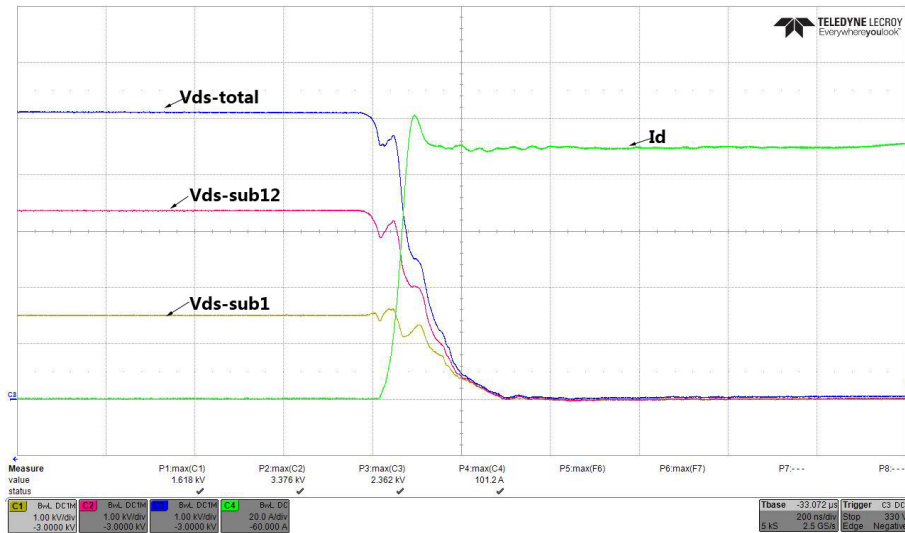
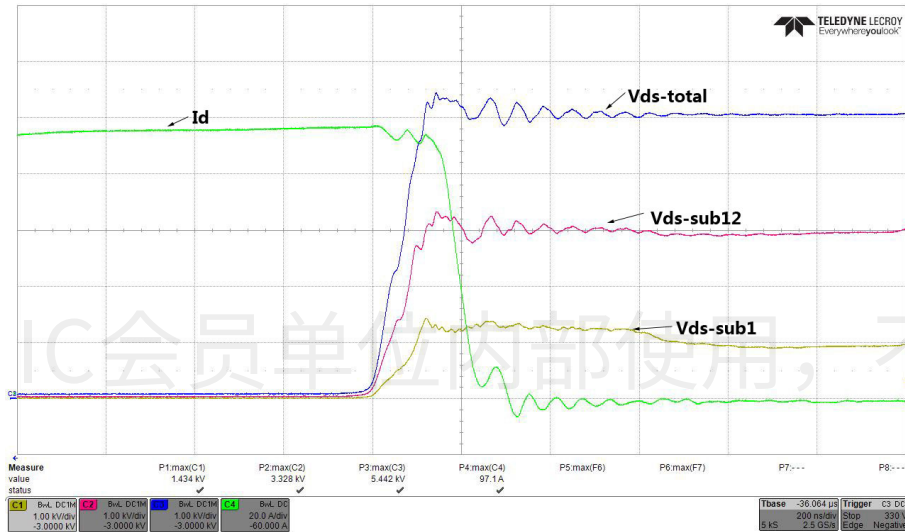


图 4-11 10kV/100A SiC MOSFET 模块

同样为了验证子模块的串联可靠性，对 10kV/100A 模块也进行了动态双脉冲测试。门极电阻均 20ohm，测试电压电流条件：5400V/95A，测试平台以及其他测量设备都与之前的一致，并无改变。得到如图 4-12 的开关波形。电压的测量分别是最下级子模块，下中两级总电压，整模块电压。图中分别为黄色、紫色和蓝色。绿色波形代表电流。从波形可以看出，开关一致性比较理想。开通时间约为 250ns，关断时间约为 200ns。关断后第一级子模块电压的略微掉落可能是因为 DBC 布局过程中，为了能够全都布在整个基板上，各级之间有略微的差别而导致动态开关过后电路的自均压效果。整体波形还是良好说明 SiC MOSFET 模块串联也是可行的。



(a) 开通波形@5400V/95A



(b) 关断波形@5400V/95A

图 4-12 10kV/100A SiC MOSFET 模块开关波形

4.3.3 10kV/200A SiC MOSFET 功率模块

子模块的串联, 并联的可行性都得到验证, 在此基础上, 本文就研发 10kV/200A 功率模块做了如下设计: 以子模块为基本单元, 采用三串而后两并的方法得到 10kV/200A 的容量, 设计示意图如图 4-13 所示。实际样机如图 4-14 所示。

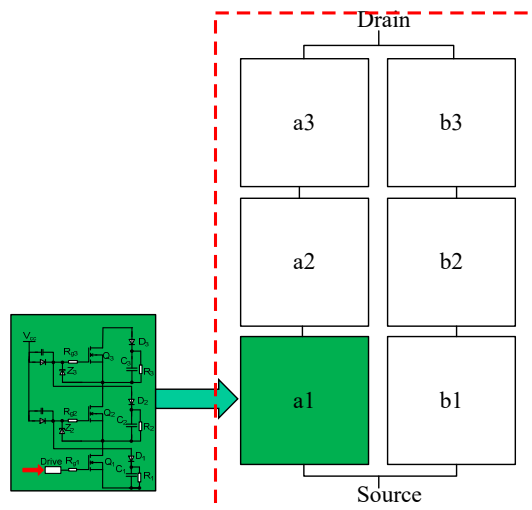


图 4-13 10kV/200A 模块结构示意图

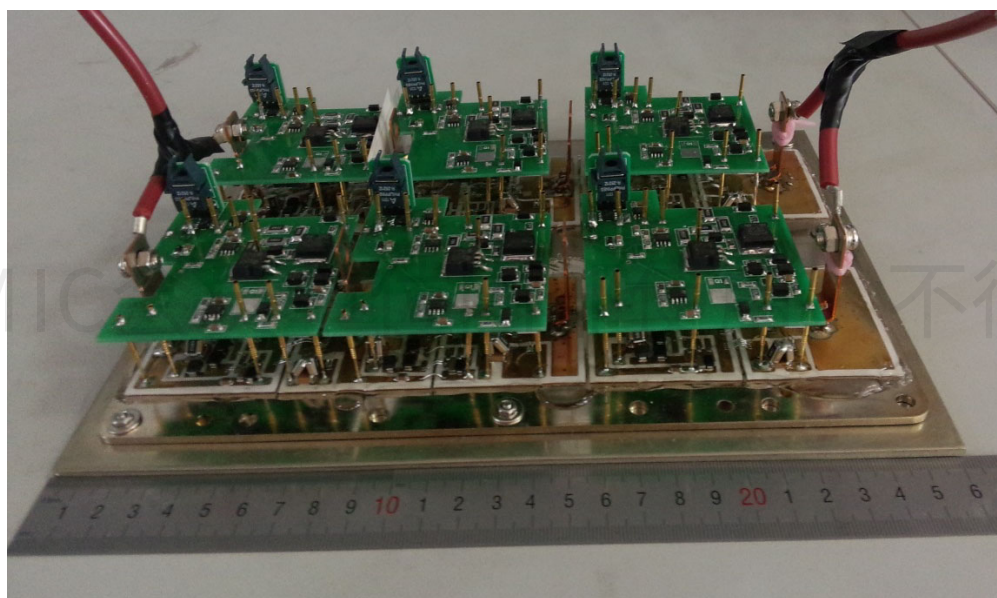


图 4-14 10kV/200A 功率模块实际样机

同样地，为了了解此大功率模块的动静态特性，对其做了静态耐压测试，以及基于双脉冲测试平台的动态测试。静态耐压能达到 10kV，并且各级联子模块的受压均衡，如图 4-15 所示。可以看出，各级之间的静态均压效果良好，都在母线总电压的三分之一。

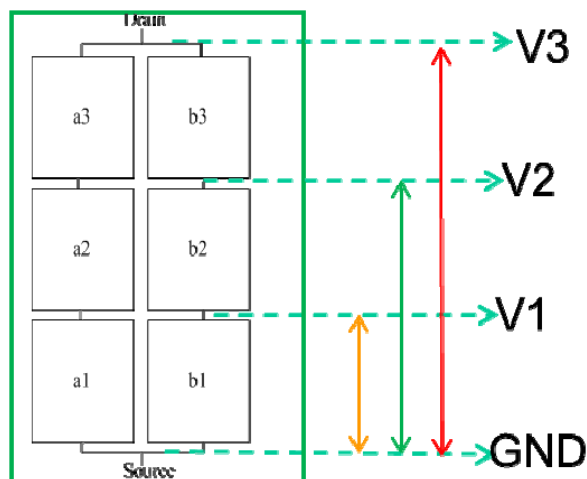


图 4-15 阻断测试电压探测点位

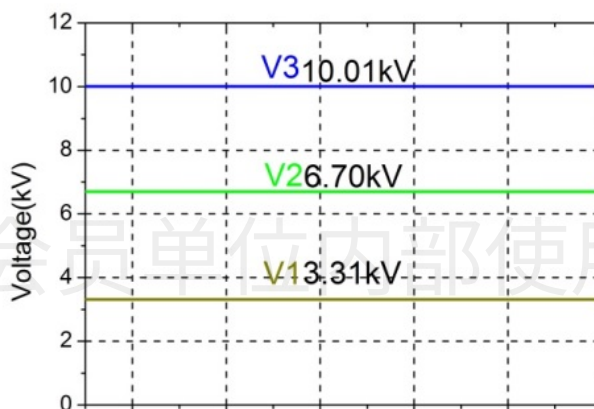


图 4-16 10kV/200A 模块静态测试电压波形

动态测试仍以前述双脉冲平台为依托，测试各方面条件也都无改变。测试电压电流为 5400V/200A。测试电路的实际连接图如图 4-17 所示。所得结果如图 4-18，红色为电流，蓝色为电压。开通过程大约 350ns，电流过冲非常小，电压波形平稳，并且可以看出各级联子模块的一致性也相当好。关断过程时间大约 150ns，总的电压也有不太明显的阶跃增加，对应着各个子模块的关断。整体波形良好，也说明设计的合理性。

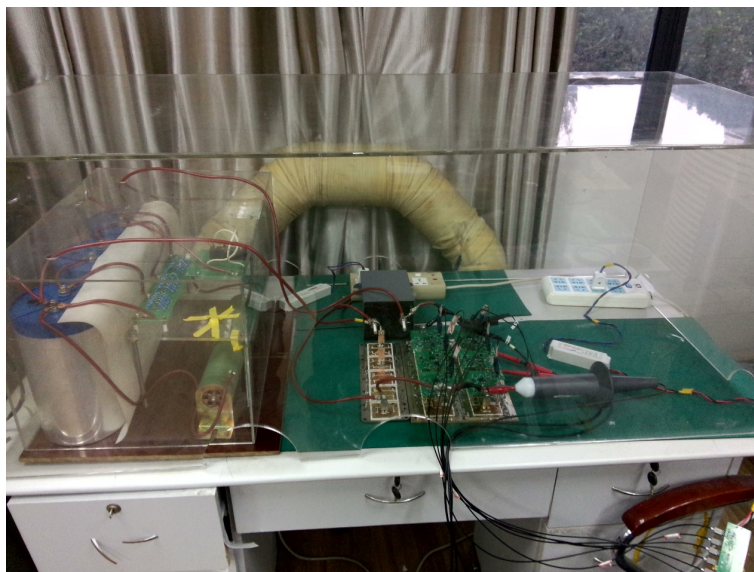
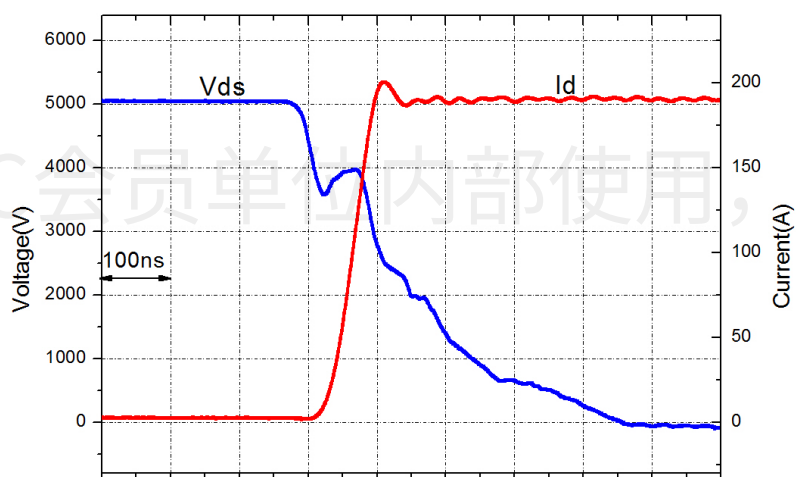
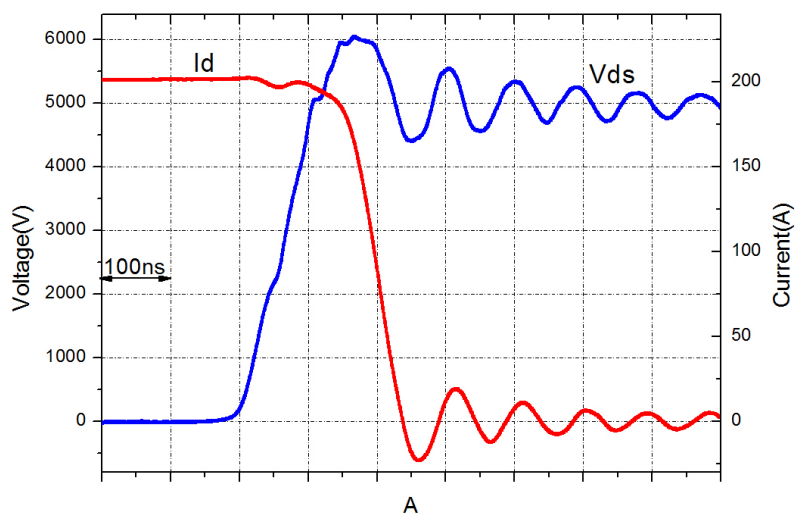


图 4-17 10kV/200A SiC MOSFET 功率模块测试连接图



(a) 开通波形@5400V/200A



(b)关断波形@5400V/200A

图 4-18 10kV/200ASiC MOSFET 模块开关波形

在通过常温 25℃测试的情况下，为了验证 SiC MOSFET 具有良好的高温特性，对模块进行了高温 125℃测试。测试的高温是由一热板产生，为了能尽量准确的保证测试条件 125℃，采用热板产热，电子万用表通过 pt100 热电阻测量温度的形式，测试图如图 4-18 所示。双脉冲测试条件为 5400V/200A，测量了模块的总电压和流过的电流，所得的测试波形如图 4-19 所示。图中红色为电流波形，蓝色为电压波形。可以看出开通时间有较大增加，高温下大约为 350ns，关断时间 150ns 左右。高温下，开关过程并没有太大改变，只是受高温影响在开通或者关断后有一些极高频的毛刺，这应该是受热影响，不过尚在许可范围内。由高温 125℃的实验波形证明，SiC MOSFET 的高温特性确实良好。

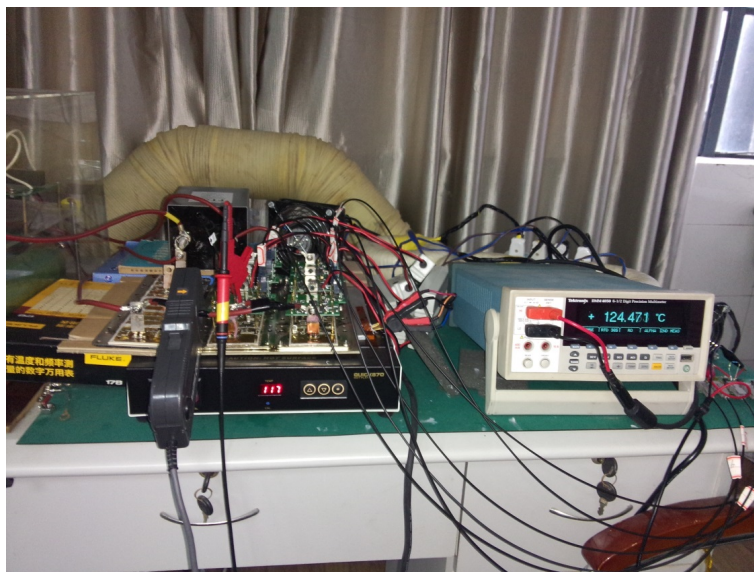
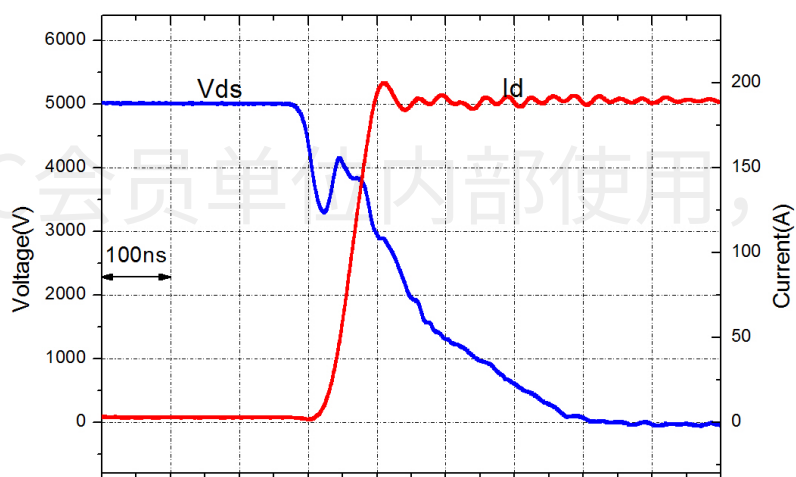
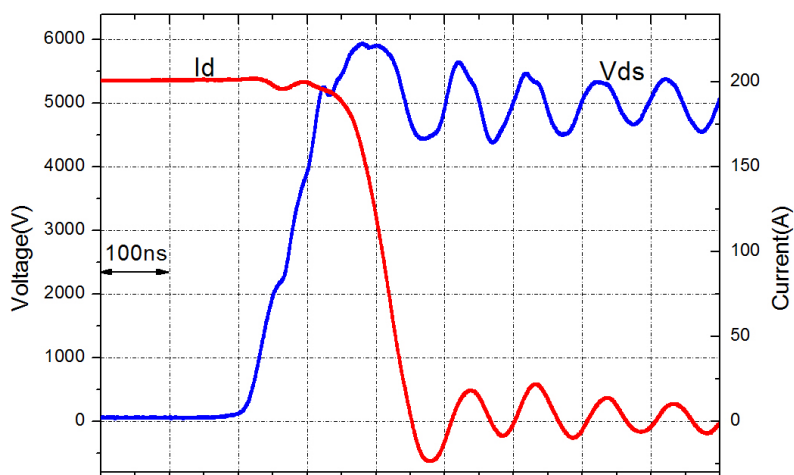


图 4-19 10kV/200A SiC MOSFET 模块高温测试图



(a) 开通波形@5400V/200A/125°C



(b) 关断波形@5400V/200A/125°C

图 4-20 10kV/200A SiC MOSFET 模块高温测试波形

4.4 本章小结

这一章主要内容介绍了关于模块制造的相关工作。首先简要介绍了功率模块的结构, DBC 的制作等工艺; 其次介绍了基于前述单一外部驱动 SiC MOSFET 串联电路的模块设计与制作相关工作。介绍了基于此电路的 3600V/100ASiC MOSFET 模块的制作与测试; 在此基础上, 为了扩充容量, 先后对此子模块进行了并联达到 200A, 串联达到 10kV 的测试, 验证了 SiC MOSFET 模块的串并联可行性。最后设计混合连接模式, 研制出 10kV/200A 大功率 SiC MOSFET 功率模块, 并对其动静态性能做了测试, 同时验证了其在高温 125°C 时的动态特性。混合模块的静态阻断能力可达 10kV, 且每一串联子模块所分得电压恰好为母线电压三分之一, 说明静态均压效果良好。动态测试的条件在 5400V/200A, 波形良好, 电流可均匀分配至两次级模块, 不会出现电流不均而某一块发热严重。混合模块开关速度快, 开通时间大约为 350ns, 关断时间为 150ns 左右, 可用于需要快速开关的场合。这一阻抗均衡, 均压良好的高速混合 SiC MOSFET 功率模块验证了 SiC MOSFET 是可应用于中大功率场合。

第5章 总结与展望

宽禁带半导体器件 SiC MOSFET 以其高温, 高频, 高功率密度等优点成为当前电力电子业界研究热点, 尤其是高温特性, 使得其在一些极端条件下也能一展所长。传统 IGBT 模块受开关频率限制, 损耗比较大, 导致功率密度无法做高。SiC MOSFET 应用于此正好可以发挥其高频损耗小的优点。然而由于 SiC MOSFET 商业化芯片的阻断电压不高, 使得 SiC MOSFET 在中大功率例如高压变频器, 固态变压器等 10kV 左右应用场合难以应用。为了使 SiC MOSFET 能够在更宽广的领域发挥作用, 亟需对 SiC MOSFET 做串并联工作。

现有的功率器件串联方案大都有一个共同的缺点: 每一个器件需要一个单独的外部驱动。这使得串联驱动复杂, 难以有效实现。针对 SiC MOSFET 的单一外部驱动串联方法简单易行, 是做 SiC MOSFET 串并联工作的好方法。在优化此方法的辅助供电与箝位的基础上, 对此方法电路工作原理做了详细介绍。

基于单一外部驱动串联电路, 本文又对实际电路的设计要点和基本元件选型进行了说明。着重讲解了功率器件 SiC MOSFET 的选型以及介绍了其动静态特性。按照上述电路设计和器件选型而制作了分立元件版的 3600V/100A SiC MOSFET 串联电路 PCB 样机, 并搭建双脉冲测试平台对样机进行测试并对测试结果做了简要分析。

为了使上述电路能以更高功率密度的结构加以应用, 将 SiC MOSFET 串联电路封装在标准的功率模块内。以子模块为例, 大致介绍了功率模块的制作工艺及必要步骤。按照分立元件 3600V/100A SiC MOSFET PCB 样机设计并制造了 3600V/100A SiC MOSFET 功率模块, 并对此模块进行了动态测试, 并联达到 200A 测试, 串联以达到 10kV 测试, 测试结果表明 SiC MOSFET 模块的串并联亦是可行的。在验证模块串并联可行的基础上, 为进一步扩大模块的功率容量, 设计了基于 3600V/100A 基本 SiC MOSFET 模块单元的 10kV/200A 大功率 SiC MOSFET 混合模块, 并对此模块进行了静态 10kV 耐压测试, 动态 5400V/200A 开关测试, 以及高温 125℃ 的动态开关测试。测试结果都反映出 SiC MOSFET 串并联电路以扩大容量方案的可行性。

本课题在 SiC MOSFET 的中大功率场合应用做了一定工作, 但仍存在进一步研

究的空间：在测试上只对模块做了双脉冲测试，下一步可以做连续脉冲测试，测试其长时间工作性能；在设计上仍有优化空间，可以将布局做得更紧凑以进一步提高功率密度；将此模块实际运用到电力电子场合中以检验模块的综合性能。SiC MOSFET 以其优秀的品质必将在电力电子界有着光明的应用前景。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] 徐德鸿, 马皓, 汪樾生. 电力电子技术. 科学出版社, 2006
- [2] 王兆安, 刘进军. 电力电子技术. 机械工业出版社, 2009
- [3] 戚丽娜, 张景超, 刘利峰, 等. IGBT 器件的发展[J]. 电力电子技术, 2012(12):34-38.
- [4] 钱照明, 盛况. 大功率半导体器件的发展与展望[C]// 变流技术与两型社会建设论坛. 2009:1-9.
- [5] 林渭勋. 现代电力电子技术. 机械工业出版社, 2010
- [6] 陈治明 李守智. 宽禁带半导体电力电子器件及其应用[M]. 机械工业, 2009.
- [7] <http://www.wolfspeed.com/power>
- [8] <http://www.rohm.com/web/global/>
- [9] <http://www.infineon.com/>
- [10] Saiz J, Mernet M, Frey D, et al. Optimisation and integration of an active clamping circuit for IGBT series association[C]//Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE. IEEE, 2001, 2: 1046-1051.
- [11] 梁昊. IGBT 串联模块化的研究[D]. 浙江大学, 2012.
- [12] 金其龙, 孙鹁鸿, 严萍, 等. IGBT 串联技术动态均压电路的研究[J]. 高电压技术, 2009, 35(1):176-180.
- [13] Sasagawa K, Abe Y, Matsuse K. Voltage balancing method for IGBTs connected in series[C]//Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the. IEEE, 2002, 4: 2597-2602.
- [14] Zhou D, Braun D H. A practical series connection technique for multiple IGBT devices[C]//Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual. IEEE, 2001, 4: 2151-2155.
- [15] Nakatake H, Iwata A. Series connection of IGBTs used multilevel clamp circuit and turn off timing adjustment circuit[C]// PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. 2003:1910-1915 vol.4.

- [16] Consoli A, Musumeci S, Oriti G, et al. Active voltage balancement of series connected IGBTs[C]//Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS'95., Conference Record of the 1995 IEEE. IEEE, 1995, 3: 2752-2758.
- [17] 吴彦龙. 10kV 高压变频器中 IGBT 串联均压的研究[D]. 沈阳工业大学, 2005.
- [18] 夏伟. 基于门极均衡核的 IGBT 串联均压研究与应用[D]. 西安理工大学, 2011.
- [19] Chen J F, Lin J N, Ai T H. The techniques of the serial and paralleled IGBTs[C]//Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on. IEEE, 1996, 2: 999-1004.
- [20] 吴加林. 一种能自动均压的串联式功率开关桥臂[P]. 申请号: 01108712.9
- [21] Busatto G, Cascone B, Fratelli L, et al. Series connection of IGBTs in hard-switching applications[C]//Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE. IEEE, 1998, 2: 825-830.
- [22] Sasagawa K, Abe Y, Matsuse K. Voltage balancing method for IGBTs connected in series[C]//Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the. IEEE, 2002, 4: 2597-2602.
- [23] 张春朋, 刘博超, 姜齐荣, 等. 用于大功率 IGBT 串联均压的有源电压箝位技术 [C]// 第二届电能质量及柔性输电技术研讨会. 2008.
- [24] Piazzesi A, Meysenc L. Series connection of 3.3 kV IGBTs with active voltage balancing[C]//Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual. IEEE, 2004, 2: 893-898.
- [25] 张春朋, 姜齐荣, 刘博超. 采用电压箝位控制实现串联 IGBT 的动态均压, 台达电力电子新技术研讨会论文集, 2009, 345-347 页.
- [26] Zhang C, Wei Y, Jiang Q, et al. Dynamic voltage balancing of series connected IGBTs using slope regulating and voltage clamping[C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE. IEEE, 2010: 4336-4340.
- [27] Hong S, Chitta V, Torrey D A. Series connection of IGBT's with active voltage balancing[J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 1999, 35(4): 917-923.

- [28] 张兴, 蒲道杰, 孙荣丙等. 串联 IGBT 的均压保护控制电路. 发明专利, 申请号:200910116105.2.
- [29] 孙荣丙. IGBT 串联技术的研究[D]. 合肥工业大学, 2009.
- [30] Baek J W, Yoo D W, Kim H G. High-voltage switch using series-connected IGBTs with simple auxiliary circuit[J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2001, 37(6): 1832-1839.
- [31] Shin Y C, Kim B, Ko K C. An active voltage clamping method on series connected power semiconductors for pulsed hard switching application[C]//Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC), 2010 IEEE International. IEEE, 2010: 285-289.
- [32] Galluzzo A, Belverde G, Melito M, et al. Snubberless balancement of series connected insulated gate devices by a novel gate control strategy[C]//Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS'97., Conference Record of the 1997 IEEE. IEEE, 1997, 2: 968-974.
- [33] Raciti A, Belverde G, Galluzzo A, et al. Control of the switching transients of IGBT series strings by high-performance drive units[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2001, 48(3): 482-490.
- [34] Palmer P R, Rajamani H S, Dutton N. Experimental comparison of methods of employing IGBTs connected in series[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2004, 151(5): 576-582.
- [35] Wang Y, Palmer P R, Bryant A T, et al. An analysis of high-power IGBT switching under cascade active voltage control[J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2009, 45(2): 861-870.
- [36] Biela J, Aggeler D, Bortis D, et al. Balancing Circuit for a 5-kV/50-ns Pulsed-Power Switch Based on SiC-JFET Super Cascode[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2012, 40(10):2554 - 2560.
- [37] R. -Elpelt. Serial connection of SiC VJFETs - features of a fast high voltage switch[J]. Revue De L Electricité Et De L Electronique, 2004, -(02):págs. 60-67.
- [38] Wu X, Cheng S, Xiao Q, et al. A 3600V/80A Series-Parallel Connected Silicon

- Carbide MOSFETs Module with Single External Gate Driver[J]. 2013
- [39] Cheng S, Huang Y, Wu X, et al. A 3600 V/80 a single external-driver series connected circuit with three Silicon Carbide MOSFETs[C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE. IEEE, 2013: 3217-3223.
- [40] 周伟成, 蔡超峰, 邓永辉. 新型碳化硅电力电子器件的测试与对比研究, 台达电力电子新技术研讨会论文集, 2011, 345-347 页.
- [41] Richard K.Ulrich William D.Brown 著 李虹 张辉 郭志川等译.高级电力电子封装. 机械工业出版社, 2010
- [42] 程士东 .高压大电流碳化硅 MOSFET 串并联模块. [D] 浙江大学 2014
- [43] 翟超 .IGBT 模块封装热应力研究.[D] 浙江大学 2013

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

发表论文及成果

- [1] Wu X, Cheng S, **Xiao Q**, et al. A 3600 V/80 A Series--Parallel-Connected Silicon Carbide MOSFETs Module With a Single External Gate Driver[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5):2296-2306.. (SCI 收录, 导师一作)
- [2] **Xiao Q**, Dong Z, Wu X, et al. A 10kV/200A SiC MOSFET module with series-parallel hybrid connection[C]// Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014 International. IEEE, 2014:291 - 295.(EI 收录, 第一作者)
- [3] **Qiang Xiao**, Yang Yan, et al. A 10kV/200A SiC MOSFET module with series-parallel hybrid connection of 1200V/50A dies[C]//27th International Symposium on Power Devices and ICs(ISPSD), 2015 IEEE, 2015:349-352.(EI 收录, 第一作者)

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

致 谢

春雨之交，始也新也，求是求知，三载一瞬，诚惶诚恐，以告师友，涕泗俱下，以致临别。

来我浙求学之途暂将告一段落，但是求是之路将会一直走下去。短短的三年，身边的良师益友给予的帮助太多，自己获益终身，我想在我今后的人生之路上也会一直感激于此。

首先，感谢我的导师盛况教授。盛老师年轻有为，博学多才这是人所共知的，但更为人所折服的是盛老师对于科研的严谨求真的态度以及处事细致入微的品格。盛老师常告诫我们，先思后行。自我切身的科研经历也告诉我，凡事先想清楚三思后行。事前考虑清楚每种方案可能的后果，以及相应的解决办法。这就是所谓的“行成于思”。总之，导师的言行教导会影响我一生，鞭策我不断前进。再次衷心感谢我的导师盛况教授，是您的栽培才有学生的今天，祝您一切顺利，身体安康。

其次，我要感谢我的指导老师吴新科教授。从吴老师身上，我学到的是坚韧与拼搏。一件事不要畏难，要努力去尝试去解决，只有孜孜不倦地追求才能做好一件事。无论是科研还是生活都应如是。“一直努力去做总会有成果”，这是吴老师给我留下影响最深刻的一句话，也是他对身边同学时刻都言传身教的一句话。是您的谆谆教诲才使学生进步这么快，祝您在今后生活中万事顺心。

最后感谢电力电子实验室的郭清老师、谢刚老师和汪涛老师，你们对于我的帮助我会一直感怀在心，祝愿你们在今后的生活和和美美。感谢实验室的张斌师兄、周伟成师兄、汤岑师兄、任娜师姐、陈思哲师兄和仲雪倩师姐，祝你们前途似锦。尤其感谢已毕业的程士东师兄，为本课题的完成做了不少努力，你也教会我很多人生道理。感谢王妹芳师姐、姬泷师姐和金淼燕师姐，以及周大姐，生活中得你们照顾，非常感谢。感谢同届的严阳同学，很高兴能和你一起在实验室奋斗。最后感谢实验室的师弟师妹们，你们是实验室的新鲜血液是实验室发展的潜力，特别感谢董泽政师弟，徐弘毅师弟，谢谢你们对于本课题的帮助。在此祝 PEDL 越来越好！

最后感谢生我养我的父母，是你们含辛茹苦的将我养育成人，跪乳反哺，我定当不负你们所望，做一个于家于国有用之人！

肖 强 2016年1月14日于求是园