

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: 公开

学 号: 22110031

浙江大学

硕 士 学 位 论 文



中文论文题目: 基于串联 SiC MOSFET 的模块化多电平
变换器研究

英文论文题目: Research on Series-Connected SiC MOSFETs
in Modular Multilevel Converter

申请人姓名: 施逸能

指导教师: 邵帅

专业名称: 电力电子与电力传动

研究方向: 大功率电力电子技术

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2024 年 1 月

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

**Research on Series-Connected SiC MOSFETs in Modular
Multilevel Converter**

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

Candidate: Yineng Shi
Supervisor: Dr. Shuai Shao



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

January, 2024

基于串联 SiC MOSFET 的模块化多电平变换器研究



论文作者签名: 施逸能

指导教师签名: 邵帅

论文评阅人 1: 匿名

评阅人 2: 匿名

评阅人 3: 匿名

评阅人 4: 匿名

评阅人 5: 匿名

答辩委员会主席: 谢小高

委员 1: 吴新科

委员 2: 张军明

委员 3: 郭清

委员 4: 赵晨

委员 5: 匿名

答辩日期: 2024.3.10

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：施逸能 签字日期：2024 年 3 月 28 日

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：施逸能 导师签名：邵帅

签字日期：2024 年 3 月 28 日 签字日期：2024 年 3 月 28 日

本论文工作得到

国家重点研发计划“战略性科技创新合作”重点专项

项目编号：2022YFE0205100

资助

谨致感谢!

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

摘要

电压源换流器连接中压直流电网与交流大电网，是柔性直流配网的核心装备。当前电压源换流器一般采用模块化多电平变换器（Modular Multilevel Converter, MMC）。MMC 具有模块化结构、波形质量高、效率高和故障处理能力强等优点，但占地面积大，限制了其在城市电力负荷密集区等场景下的应用。MMC 占地面积大的根本原因是子模块数量过多。本文通过 SiC MOSFET 串联来提升器件耐压等级，从而达到减少 MMC 子模块数量和减小 MMC 占地面积的目的。

首先，研究了 MMC 子模块中 SiC MOSFET 串联均压工作原理和关键参数设计。采用有源箝位均压技术实现串联 SiC MOSFET 电压均衡，将器件串联均压问题转化为箝位电容均压问题，介绍了均压控制原理。针对 MMC 的应用场景，设计了均压电路关键参数（放电个数、放电时长、箝位电容大小等）以及 MMC 系统的关键参数（子模块数量、桥臂电感、子模块电容等）。搭建了 $\pm 10\text{kV}/6\text{MVA}$ MMC 系统仿真模型，仿真结果与理论分析相符，串联器件均压效果良好，MMC 系统工作不受串联器件影响。

接着，搭建了一台 $800\text{V}/6.4\text{kW}$ 的基于串联 SiC MOSFET 的 MMC 样机。样机在空载和额定功率下串联 SiC MOSFET 均能够实现较好均压，箝位电容自身波动小于 10%，不均压度小于 5%，器件串联的引入不影响 MMC 样机运行。设计并制作了 7.2kV 紧凑型 SiC MOSFET 串联模组。模组由 6 个 $1.2\text{kV}/21\text{m}\Omega$ SiC MOSFET 串联而成，介绍了硬件设计和损耗仿真，并进行了额定损耗（单管 37W ）下的热测试，各串联 SiC MOSFET 结温低于 115°C 。在空载条件下分别对模组进行了 1000V 、 2000V 和 4000V 高压测试，各电压下模组内串联器件电压均衡良好。最后，采用对拖实验，开展了 $1500\text{V}/52\text{A}$ 大功率测试（等效系统功率 400kVA ），串联器件均压效果良好，不均压度小于 5%，与理论计算及仿真结果相符，验证了参数设计。

仿真和实验结果表明，采用有源箝位均压技术后，串联 SiC MOSFET 可在 MMC 子模块中替代单个功率器件，各串联 SiC MOSFET 可以良好均压，MMC 系统工作不受串联器件影响。

关键词：有源箝位均压技术，模块化多电平变换器，器件串联，SiC MOSFET。

Abstract

The Voltage Source Converter (VSC) links the medium-voltage DC grid with the AC main grid and serves as the cornerstone of flexible DC distribution networks. The Modular Multilevel Converter (MMC) is commonly used in current VSCs. MMCs are favored for their modular structure, high-quality waveforms, high efficiency, and robust fault-handling capabilities. However, their extensive footprint hampers deployment in densely populated urban power load areas. The primary cause of MMC's large footprint is the excessive number of submodules. This paper proposes the use of series-connected SiC MOSFETs to enhance device voltage level, aiming to reduce both the number of MMC submodules and their physical footprint.

Initially, this study delves into the balance principle of series-connected SiC MOSFETs in MMC submodules and the design of critical parameters. Active clamp balancing technology is employed to balance the voltage of series-connected SiC MOSFETs, transforming the issue of device series voltage balance into one of clamp capacitor voltage balancing. The principles of balance control are discussed. Tailored to MMC applications, key parameters for the balance circuit (discharge number, duration, clamp capacitance, etc.) and for the MMC system (number of submodules, arm inductance, submodule capacitance, etc.) are designed. A $\pm 10\text{kV}/6\text{MVA}$ MMC system simulation model corroborates the theoretical analysis; the series-connected devices exhibit efficient voltage balance without impacting MMC system operations.

Subsequently, an $800\text{V}/6.4\text{kW}$ MMC prototype utilizing series-connected SiC MOSFETs was constructed. The prototype maintains effective voltage balance under no-load and full-load conditions, with clamp capacitor fluctuations under 10% and unbalance below 5%. The integration of series-connected devices does not hinder the prototype's functionality. A 7.2kV compact SiC MOSFET series module was also crafted, comprising six $1.2\text{kV}/21\text{m}\Omega$ SiC MOSFETs in series. The module's hardware design, loss simulation, and thermal testing at a rated loss (37W per device) are presented, ensuring each series-connected SiC MOSFET's junction temperature remains below 115°C . High-voltage tests (1000V, 2000V, 4000V) under no-load conditions demonstrated effective internal voltage balance. Finally, large-scale power tests ($1500\text{V}/52\text{A}$, equivalent to a 400kVA system) were conducted, confirming excellent voltage

equalization of series-connected devices, with unbalance under 5%, aligning with theoretical and simulation results, thus validating the design parameters.

The findings from simulations and experiments indicate that with active clamp voltage balancing technology, series-connected SiC MOSFETs can replace single power devices in MMC submodules, ensuring effective voltage balance and uninterrupted MMC system functionality.

Key words: Active clamping voltage balancing technique, Modular multilevel converter, Series-connected devices, SiC MOSFET.

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

第 1 章 绪论 1

 1.1 研究背景及意义 1

 1.2 模块化多电平变换器在中压配网中的应用现状 3

 1.3 器件串联均压技术的研究现状 5

 1.3.1 驱动侧均压技术 6

 1.3.2 功率侧均压技术 7

 1.4 本文主要研究内容 9

第 2 章 基于器件串联技术的 MMC 系统设计 11

 2.1 引言 11

 2.2 有源箝位均压电路 11

 2.2.1 有源箝位均压电路拓扑 11

 2.2.2 箝位电容充电过程分析 12

 2.2.3 箝位电容放电过程分析 13

 2.2.4 箝位电容的均压控制策略 14

 2.2.5 有源箝位电路关键参数设计 16

 2.2.6 有源箝位均压电路小结 18

 2.3 基于器件串联技术的 $\pm 10\text{kV}/6\text{MVA}$ MMC 变换器设计 19

 2.3.1 调制及均压方法 19

 2.3.2 MMC 子模块数量选择 21

 2.3.3 MMC 子模块电容 21

 2.3.4 桥臂电感 22

 2.4 $\pm 10\text{kV}/6\text{MVA}$ MMC 系统仿真验证 23

 2.4.1 系统控制架构与控制方法 23

 2.4.2 MMC 系统功能仿真验证 25

2.4.3 有源箝位电路功能仿真验证	26
2.5 本章小结	29
第 3 章 基于器件串联技术的 MMC 系统实验验证	31
3.1 引言	31
3.2 800V/6.4kW MMC 样机验证	31
3.2.1 MMC 样机拓扑	31
3.2.2 MMC 样机控制架构及控制方法	32
3.2.3 参数选取及硬件设计	33
3.2.4 空载实验验证	34
3.2.5 重载实验验证	36
3.2.6 800V/6.4kW MMC 样机实验小结	38
3.3 紧凑型 SiC MOSFET 串联模组	38
3.3.1 总体架构	38
3.3.2 硬件设计	40
3.3.3 参数选定	40
3.3.4 损耗分析	41
3.3.5 热测试	42
3.3.6 4kV 均压实验测试	44
3.4 MMC 子模块等效 400kVA 对拖功率验证	48
3.4.1 桥臂对拖实验平台	48
3.4.2 MMC 子模块对拖仿真验证	50
3.4.3 1500V/400kVA MMC 子模块对拖实验验证	50
3.5 本章小结	51
第 4 章 总结与展望	53
4.1 工作总结	53
4.2 课题展望	53
参考文献	55
攻读硕士学位期间所发表的论文	60

致谢	61
答辩委员会表决结果	62

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第1章 绪论

1.1 研究背景及意义

随着社会经济的高速发展，我国的城市化建设进程正在加速推进，一批以超大特大城市为中心都市圈正在建设^[1]。自 2019 年 2 月 21 日中华人民共和国国家发展和改革委员会出台《关于培育发展现代都市圈的指导意见（发改规则[2019]328 号）》，至 2022 年 7 月 28 日，我国已经基本建成了京津冀、长三角和粤港澳大湾区三大重点都市圈^[2]。根据《〈中华人民共和国国民经济和社会发展第十四个五年规划和 2035 年远景目标纲要〉实施中期评估报告》，在“十四五”期间，加快推进农业转移人口市民化，着力提升潜力地区城镇化水平，培育发展一批现代化都市圈^[3]，仍是未来几年我国发展的重点目标。

都市圈的建设可以加强不同城市间的互通互联，促进人口向城镇聚集，导致城镇人口更加稠密、建筑更加密集、电力需求不断增大，形成城市电力高负荷密集区。城市电力高负荷密集区配网有着建设成本高和改造难度大的特点，而原有的城市交流配电网面临供电能力不足、供电走廊紧缺等诸多问题，这种矛盾可通过在原有交流线路的基础上引入直流技术解决，将传统交流配网提升为柔性直流配网，能够有效提高负荷区域的供电容量。不改变线路走廊宽度与建造费用，直流线路所能传输的功率大约比交流线路高出 50%^[4]。

与此同时，随着国家“双碳”战略不断深入落实^[5]，近年来我国新能源在生产和应用领域均取得了长足的发展，截至 2023 年第二季度，我国风、光装机分别为 3.9 亿千瓦和 4.7 亿千瓦，可再生能源装机达 13.22 亿千瓦，占总装机比例约为 48.8%^[6]。与“十三五”结束时相比，两年半的时间内，风、光新增装机容量约 3.3 亿千瓦，增幅达到 33%。相比于传统交流配网，采用直流形式为直流新能源、储能设备和直流负荷进行配电，能够免去多级交直流变换带来的额外损耗^[7]。同时直流电网由于储能设备的接入，电压更为稳定，也不会出现交流配电时三相不平衡的情况，电能质量较高^{[8][9]}。

柔性直流输配电技术兴起于 20 世纪末，柔性直流输电相比于传统的直流输电技术^{[10][11]}，控制灵活，谐波含量低，没有无功补偿和换相失败问题，可为无源系统供电，可以快速控制有功和无功功率，目前已经广泛应用于风电、电网互联、无源网络供电和远距离大容量输电场合^[12]。柔性直流输电技术的快速兴起和推广应用促进了柔性直流技术向着中低压配电网进行应用延伸。与交流配电技术相比，直流配电系统具有更大的供电能力和更长的供

电半径，运行效率也更高。此外，直流配电系统无需处理无功功率补偿问题，能够实现闭环运行^[13]。

直流配用电的工程研究最早由国外学者开展。2010 年，日本大阪大学学者首次提出了低压双极性直流微网的概念并搭建实验平台进行了验证^[14]，2011 年，德国亚琛工业大学提出了中低压配电系统构架并搭建了 5MW 中压直流测试平台^{[15][16]}。我国针对直流配用电系统的研究在近几年得到了快速发展，在全国范围内有多个示范工程建成运行。2018 年，国网冀北电力有限公司张北交直流配电网及柔性变电站示范工程采用了基于柔性变电站的交直流配电网技术开展系统方案构建^[17]。此后，杭州江东新城^{[18][19]}、贵州柔直配电网^{[20][21]}、北京八达经开区^[22]等一批配网示范工程也相继建成投运。

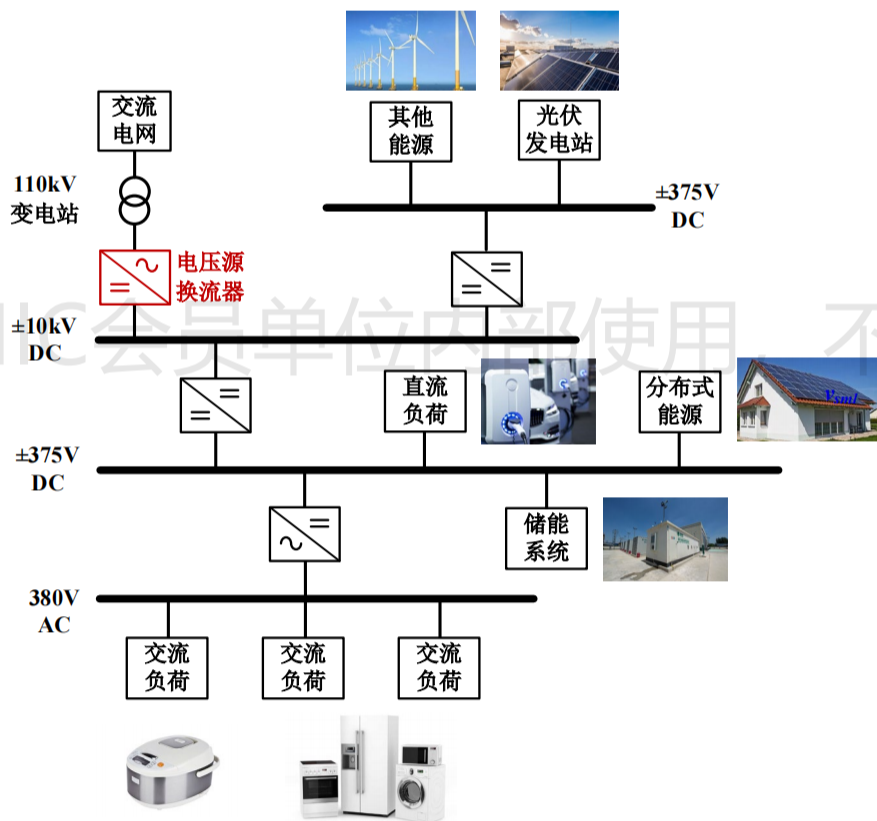


图 1.1 一种典型的柔性直流配电网架构图

图 1.1 给出了一种典型的中低压直流配电网架构，它通过一个电压源换流器（Voltage Source Converter, VSC）实现中压交直流互联，±10kV 中压直流输电线路通过直流变压器（DC Transformer, DCT）连接 ±375V 低压直流子网。中压电压源换流器作为柔性直流配电网技术关键一环，相比于传统的电网换相换流器（Line Commutated Converter, LCC），具有可独立控制有功无功、可向无源网络供电等优势^[23]，目前电压源换流器通常采用模块化多电平变流器（Modular Multilevel Converter, MMC）的拓扑，如图 1.2 (a)所示。

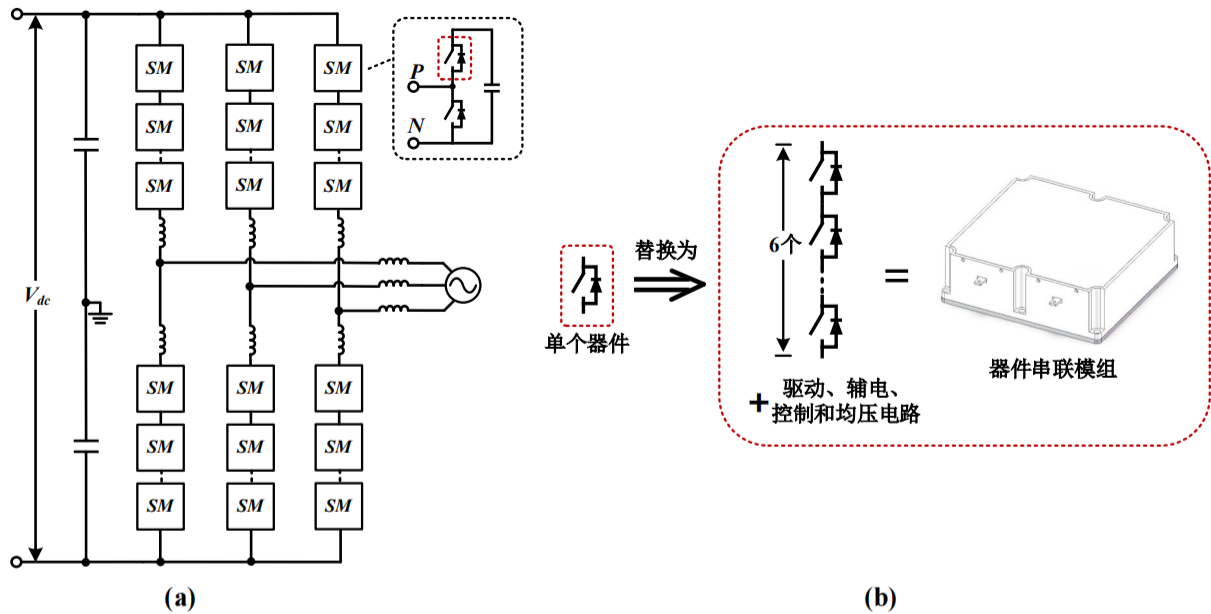


图 1.2(a)三相 MMC 电路拓扑 (b)替换单个器件的器件串联模组

1.2 模块化多电平变换器在中压配网中的应用现状

1990 年, 麦吉尔(McGill)大学的学者首次提出了基于电压源型换流器的高压柔直输电概念^{[24][25]}。通过引入全控型电力电子器件, 可以实现交流侧的有功、无功功率控制。不过早期的柔性直流输电通常采用两电平或者三电平换流器, 存在谐波含量高、开关损耗大等缺陷^[26]。2001 年, 德国慕尼黑联邦国防军大学的学者提出了模块化多电平变换器拓扑并成功研制了 17 电平 2MW 样机^{[27][28]}, 凭借其在高压大功率场合下诸多优势, 迅速引起了学界和工业界的广泛关注, 取代了早期的两电平和三电平换流器, 极大地推动了柔性直流输电技术的发展与推广应用。

相比于传统两电平和三电平变换器, MMC 变换器有着诸多适用于高压大功率场合的优势^{[29]-[33]}:

1) 模块化设计。所有 MMC 子模块 (Sub Module, SM) 完全相同, 有利于子模块的大规模生产与维护。通过串联不同个数的 MMC 子模块, 就可以实现不同电压和功率等级的灵活配置。

2) 波形质量高。MMC 输出为接近正弦的多电平阶梯波, 一些场合甚至不需要输出滤波电抗器, 就可以向电网直接输电。

3) 损耗较低。单个 MMC 子模块开关频率通常只有几百 Hz, 大大降低了功率器件的开关损耗。

4) 故障处理能力强。MMC 通常设置冗余子模块，当个别子模块发生故障时，直接将其从电路中切除，冗余子模块替代其工作，整个过程不需要停电，提高了 MMC 系统的可靠性。

基于上述种种优势，MMC 已经广泛应用于柔性直流输配电工程中。如表 1.1 所示，列举了近年国内一些采用 MMC 的中压配电工程。

表 1.1 国内 MMC 配电示范工程

工程名称	投运年份	换流器容量/MW	MMC 子模块个数
深圳宝龙工业城 ^[34]	2017	25	25
杭州江东新城 ^{[18][19]}	2018	30	22
贵州大学示范工程 ^{[20][21]}	2018	1	24
北京八达岭经开区 ^[22]	2019	10	24
珠海 “互联网+” ^[35]	2019	10	28

然而，MMC 也存在着体积和占地面积较大的问题，这限制了其在城市密集区的工程应用。以珠海“互联网+”柔直配电网鸡山 I（±10kV 10MW）换流站为例^[35]，其占地面积达到了 75.25m²，其中 46%来自于 MMC。该换流站的 MMC 由 6 个桥臂组成三相半桥结构，单桥臂由 28 个 IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）型子模块和 7 个 IGCT（Integrated Gate-Commutated Thyristor）型子模块组成，共 210 个子模块，如图 1.3 所示。

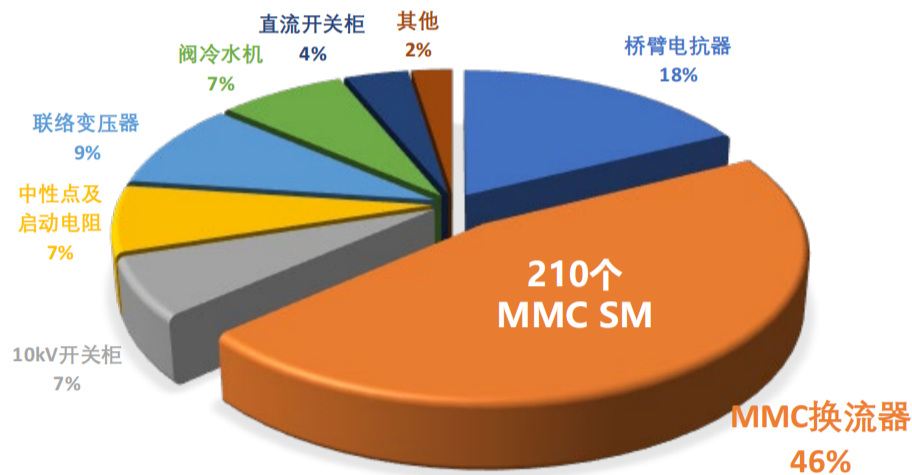


图 1.3 珠海“互联网+”柔性直流配电网鸡山 I (±10kV 10MW) 换流站 (75.25m²)^[35]

中压配网 MMC 常采用 1700V IGBT 作为子模块的功率器件，单个子模块额定工作电压约为 830V，单个桥臂至少需要 24 个子模块串联来承受直流母线±10kV 的电压（不含冗余），整个 MMC 需要至少 144 个子模块。同时，每个子模块包含一个数 mF 的金属薄膜电容，占子模块总体积的 55%以上。

减小子模块数量，关键在于提升子模块耐压。一种方法是采用更高压的功率器件，如 3.3~6.5kV 的 IGBT。然而，高压 IGBT 价格远高于低压 IGBT，且开关损耗大幅增加。表 1.2 给出了英飞凌公司 1.7kV FF500R17KE4^[36]和 6.5kV FZ500R65KE3^[37] IGBT 模块的部分参数，若中压配网 MMC 直接采用 6.5kV IGBT，虽然子模块数目可以减小 4 倍，但价格提升 1.5 倍，在开关频率不变的情况下，开、关损耗分别增加约 8 和 4 倍，系统等效频率减小 4 倍，导致总谐波失真（Total Harmonic Distortion, THD）增加，需要增加滤波器体积。

表 1.2 1.7kV 与 6.5kV IGBT 模块参数对比（结温 $T_{vj}=125^{\circ}\text{C}$ ）

	1.7kV IGBT 模块	6.5kV IGBT 模块
最高电压	1700V	6500V
最大直流电流	500A	500A
最大峰值电流	1000A	1000A
开通延时	250ns	640ns
关断延时	50ns	180ns
上升时间	670ns	7300ns
下降时间	160ns	400ns
价格	\$319.33	\$1865.57
单次开通损耗	130mJ	4300mJ
单次关断损耗	155mJ	2800mJ

本论文拟采用 SiC MOSFET 串联提高 MMC 子模块耐压等级，从而减少 MMC 子模块数量和系统体积。该方案能突破单个功率器件的耐压限制，实现器件耐压与 MMC 子模块数量的解耦。如图 1.2 (b)所示，将多个串联的 SiC MOSFET 连同其附带的驱动、采样、控制和均压电路封装在一个模组内，代替单个器件工作。模块内部实现各串联 SiC MOSFET 均压，外部特性等效为单个高压器件。同时，由于 SiC MOSFET 开关速度比 IGBT 快一个量级^[38]，结合载波移相正弦脉宽调制（Carrier Phase-Shifting Sinusoidal Pulse Width Modulation, CPS-SPWM）的方法，可以保证在 MMC 子模块数量减少的情况下，MMC 系统的等效开关频率仍基本保持不变，无需增大输出电抗器就能保证同样的谐波含量。

1.3 器件串联均压技术的研究现状

由于功率器件一旦过压就立即损坏，功率器件串联要解决一个关键技术问题是如何实现各串联器件的电压均衡，包括在开关动态、关断期间静态的均压，如图 1.4 所示。由于串联器件内部参数（阈值电压、寄生电容等）和外部电路参数（驱动电阻、驱动延迟等）不可避免地存在差异，串联器件的开关时刻必然存在先后，这就导致了一部分器件会在开

关瞬间的动态过程中承受极高的电压，导致器件击穿损坏，进而引发连锁反应，导致所有串联器件全部击穿。而 SiC MOSFET 的开关速度更快，只有几十至几百 ns，要在如此短的时间内均衡串联器件的电压，极富挑战性。

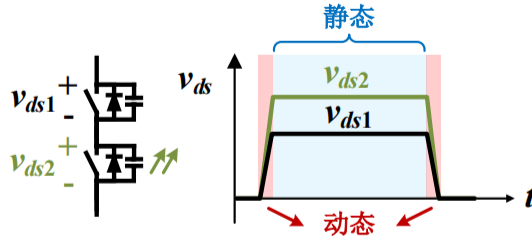


图 1.4 串联器件动静态电压均衡问题

针对功率器件串联均压这一问题，国内外研究学者已经提出多种解决方案，按照其均压电路的位置，大致可以分为驱动侧均压与功率侧两大类均压技术，其中，驱动侧均压又分为有源门极控制和驱动箝位电路两种，功率侧均压则分为缓冲电路和功率箝位电路两种。

1.3.1 驱动侧均压技术

以 MOSFET 和 IGBT 为代表的压控型全控功率器件的开关状态受到门极/栅极驱动电压的控制。驱动侧均压技术，是指在驱动侧对串联器件的驱动信号进行动态调整，以实现整个动态过程中串联器件的电压均衡。

驱动侧的均压技术主要包括以下两种：

(1) 有源门极控制

有源门极控制根据采样得到的功率器件两端电压，对驱动信号的相位、幅值进行实时调整，补偿因串联器件开关速度差异导致的电压差，从而实现串联器件的电压均衡。

第一种手段是调整驱动信号的相位，如图 1.5 (a)、(b)所示，文献[40]-[43]提出了一种通过采样功率器件两端电压，并据此调整驱动信号的相位进行电压补偿的均压方法。文献[44]-[46]则是通过调节注入门极的驱动电流，控制器件的开关速度，使串联器件的 dv/dt 实现均衡。这种调整驱动信号相位和电流的方法清晰直观，但在实际工程应用中，器件开关瞬态时间很短，对闭环补偿回路的带宽及响应速度要求极高，同时信号补偿量与串联器件电压之间并未建立起明确的数学关系，更多取决于具体的驱动电路和功率器件，因此该方法尚不具备工程推广价值。

另一种手段是将相邻驱动回路进行磁耦合^{[47][48]}，如图 1.5 (c)所示，可以实现各个串联器件驱动信号相位、幅值的同步。这种方法不需要高带宽的闭环控制回路，也无需复杂的

补偿量计算，但器件的开关一致性不仅取决于外部电路参数（如驱动电路），也取决于器件内部的参数漂移，仅实现驱动信号的同步并不能保证功率器件的开关同步。同时，耦合电感也会增加驱动回路电感，可能导致驱动电压振荡。

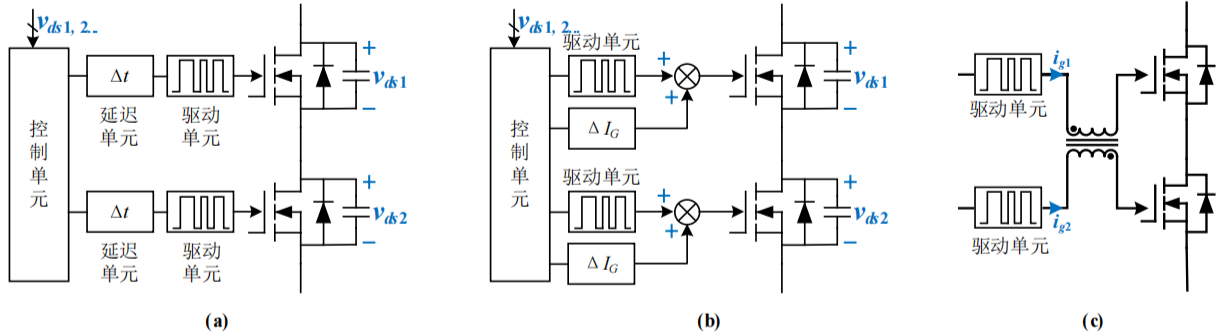


图 1.5 (a)驱动相位补偿 (b)驱动幅值补偿 (c)驱动回路耦合

(2) 驱动箝位控制

如图 1.6 所示，驱动箝位控制设定了功率器件箝位电压阈值，上升较快的功率器件电压 v_{ds} 在超过这个阈值后，稳压管 Z 反向击穿，电流通过二极管 D 注入驱动端，在开通过程中加速器件开通，在关断过程中延缓器件关断，从而保证功率器件两端电压不过压^{[49]-[51]}。该方法电路简单，难点在于如何选定合适的阈值电压。阈值电压过高，将导致各串联器件电压不均；阈值电压过低，开关尖刺会导致稳压管频繁击穿，增加损耗。

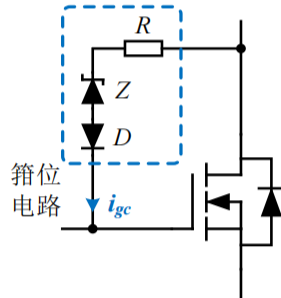


图 1.6 驱动侧箝位电路

1.3.2 功率侧均压技术

功率侧均压技术则是通过直接控制器件两端的电压 v_{ds} 实现串联器件的电压均衡，具体分为以下两类：

(1) 缓冲电路

如图 1.7 (a)所示，缓冲电路是一种结构简单，技术成熟的器件串联均压技术。ABB 公司开发的 IGBT 串联商用设备采用了改进型的 RCD 缓冲电路^{[52][53]}，如图 1.7 (b)所示。由于功率器件结电容 C_{ds} 较小，较小的开关异步充电量就会导致较大的电压差异，而在缓冲

电路中,RCD 电路的吸收电容 C_s 通过二极管 D 并联在器件两端,等效增大了器件结电容,减小了电压差异。但是这种方法存在两个缺点:第一,吸收电容 C_s 的插入,使得器件的开关速度大幅下降,不能适用于高频场合^[54];第二,吸收电容 C_s 上存储的能量 ($\frac{1}{2}C_s \times v_{ds}^2$),全部消耗在 R_s 上,造成了较大的损耗。

(2) 箝位电路

为解决上述缓冲电路开关速度慢的问题,文献[55]提出了一种箝位电路,其电路拓扑如图 1.7 (c)所示,它是由一个二极管和一个箝位电容串联而成,当器件两端电压 v_{ds} 超过箝位电容电压 v_c 时,二极管导通,将 v_{ds} 箝位在 v_c ,避免了器件过压。箝位电容电压 v_c 通过放电电阻 R_b 和放电开关 Q 释放能量,将电压控制在 v_{ref} 附近。相比缓冲电路,箝位电路仅在开关瞬间器件过压时进行箝位,其余时间切除,不会影响器件的开关速度。但在硬开关场合下,桥臂寄生电感上的能量会转移到箝位电容上,这部分能量通过放电回路被消耗掉,导致较大的能量损耗。

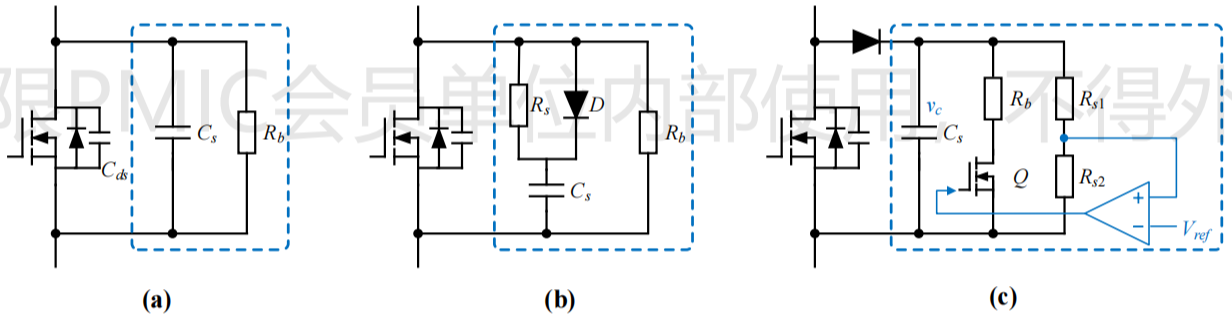


图 1.7 (a)缓冲电路 (b)RCD 缓冲电路 (c)传统箝位电路

为此,本实验室提出了一种有源箝位技术^{[56][57]},实现了串联功率器件电压均衡,如图 1.8 所示,有源箝位模块 (Active Clamping Module, ACM) 仅由一个带反并二极管的辅助管 S_a 和一个箝位电容 C_a 串联而成,该电路并联在功率器件 S 两端。功率器件 S 电压一旦超过箝位电容电压就被箝位,因此维持箝位电容电压均衡即可实现串联器件电压均衡。该方案仅在器件 S 发生过压时发挥箝位作用,不影响主功率器件的开关速度。箝位电容能量可回馈给直流母线,辅助管 S_a 可以实现零电压开通,且导通时间短于死区,损耗远小于主功率器件。文献[56][57]介绍了该有源箝位均压电路及控制策略,并在谐振型直流变压器和两电平逆变器拓扑中取得了较好的动静态均压效果。

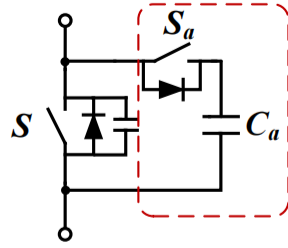


图 1.8 有源箝位均压电路

本文在实验室已有基础上，将有源箝位串联均压技术应用于 MMC，大幅减少 MMC 子模块数量，从而减小 MMC 系统的占地面积。针对中压 MMC，设计了有源箝位模块参数，对 MMC 子模块数量、调制与均压方法以及关键电路参数进行了适配设计。最后通过仿真和实验，验证了有源箝位均压技术应用于 MMC 的可行性。

1.4 本文主要研究内容

为解决城市电力负荷密集区供电容量不足、供电走廊紧缺等问题，适应当前新能源接入和负荷多元化的变化趋势，可在原有的交流配电网基础上进行柔性直流配电网改造。作为柔性直流配电网与交流大电网互联的关键设备，电压源换流器目前通常采用 MMC 的拓扑结构，虽然 MMC 具有模块化、电能质量高、效率高等优点，但子模块数量庞大，导致功率密度低、占地面积大，限制了其在城市密集区的应用。本文采用 SiC MOSFET 串联技术提升 MMC 子模块的耐压等级，从而达到提高换流器功率密度、减少占地面积的目的。

第一章概述了柔性直流配电网对于当今城市发展的重要意义以及其发展现状，总结了作为柔性直流配电网关键设备的模块化多电平变换器（MMC）的工程应用情况以及技术特点，针对 MMC 子模块数量大、功率密度低的问题，提出了将 SiC MOSFET 串联技术应用于 MMC 的解决方案；分类总结了当前器件串联技术的主要技术路线，最终采用有源箝位均压技术实现 SiC MOSFET 串联均压。

第二章介绍了有源箝位均压电路的拓扑、工作原理，并针对 MMC 的应用场景设计了有源箝位均压电路关键参数。同时，根据串联 SiC MOSFET 的工作特点，本文重新设计了 MMC 系统的子模块数量、调制及均压方法以及关键电路参数。最后，搭建±10kV/6MVA 仿真模型，验证了有源箝位均压技术在 MMC 系统中的可行性和有效性。

第三章首先搭建了 800V/6.4kW 五电平 MMC 样机，进一步验证了器件串联技术在 MMC 系统中的可行性。接着，进一步设计了紧凑型 SiC MOSFET 串联模组，并对其进行了损耗分析、热测试和 4kV 高压实验测试，验证了有源箝位均压技术在高压下的良好均压

效果。最后利用该紧凑型 SiC MOSFET 串联模组搭建了 MMC 子模块桥臂对拖实验平台，该模组在 1500V/52A(等效系统功率 400kVA) 工况下进行了高压大功率测试，实验证明，该模组能够在该工况下稳定有效运行，实验结果与参数设计符合较好。

第四章对本文的工作进行了总结，并展望了未来的工作和方向。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第2章 基于器件串联技术的 MMC 系统设计

2.1 引言

本文采用 SiC MOSFET 串联技术提升 MMC 子模块耐压，达到减少 MMC 子模块数量，提升功率密度和减少占地面积的目的。

图 2.1 (a)给出的是半桥 MMC 子模块拓扑，半桥的两个功率器件均替换为 SiC MOSFET 串联模组。如图 2.1 (b)所示，该 SiC MOSFET 串联模组由多个功率器件串联而成，同时集成了驱动、采样和均压控制系统，可以实现内部串联 SiC MOSFET 的电压均衡，对外可等效于单个高压器件。本章将首先阐述有源箝位均压电路的工作原理，针对 $\pm 10\text{kV}/6\text{MW}$ MMC 的应用场景进行参数设计，接着选定 MMC 系统的调制及控制方法和关键电路参数，最后搭建 $\pm 10\text{kV}/6\text{MVA}$ 三相 MMC 系统级仿真进行可行性及参数设计验证。

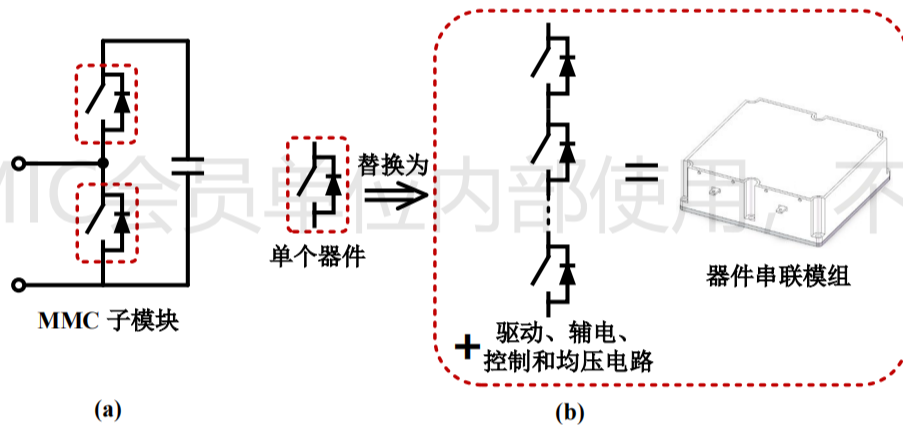


图 2.1 (a) MMC 半桥子模块 (b) 替换高压功率器件的器件串联模组

2.2 有源箝位均压电路

2.2.1 有源箝位均压电路拓扑

如图 2.2 (a)所示，有源箝位均压电路是由一个带反并二极管的辅助管 S_a 与一个箝位电容 C_a 串联而成。有源箝位均压电路并联在主功率器件 S 两端，仅当主功率器件电压 v_{ds} 达到箝位电容电压 v_c 时，辅助管 S_a 的反并二极管 D_a 自动导通，将 v_{ds} 箝位在 v_c ，如图 2.2 (b) 所示；当主功率器件 S 完全导通时，有源箝位电路被旁路，不影响器件的正常开通，如图 2.2 (c) 所示。由于主功率器件 S 两端电压 v_{ds} 不会超过箝位电容电压 v_c ，只要保证箝位电容电压 v_c 均衡，主功率器件电压 v_{ds} 就能够实现均衡且不会发生过压。因此，器件串联的均压问题就转化成了箝位电容电压的均衡问题，后续将分析 MMC 子模块中箝位电容的充放

电过程。

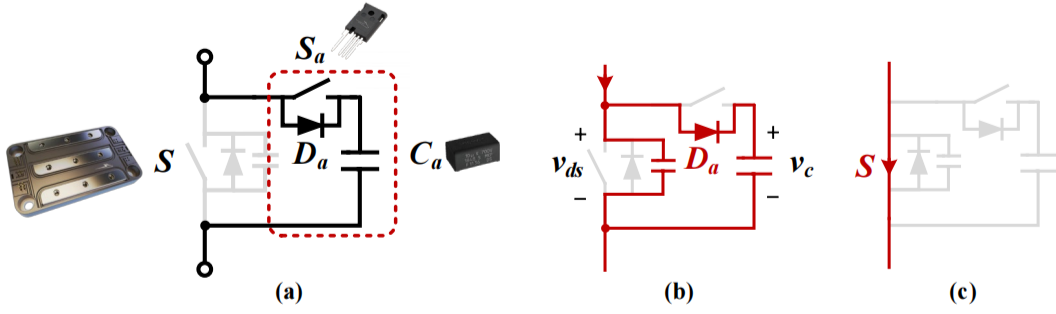


图 2.2 (a)有源钳位均压电路 (b)器件过压钳位过程等效电路 (c)主功率器件正常开通等效电路

2.2.2 钳位电容充电过程分析

考虑如图 2.3 (a)和图 2.5 (a)所示的 MMC 子模块，下管由串联 SiC MOSFET 替代，并采用有源钳位技术均压，上管仍由单个器件表示，以简化分析。

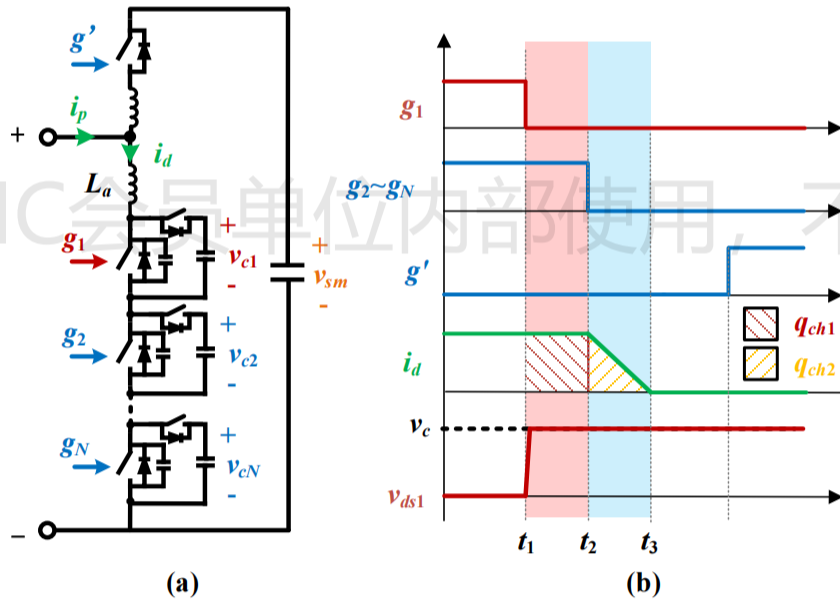


图 2.3 有源钳位电路电容充电过程

器件开关异步会导致部分串联器件被充电，为简化分析，将器件内、外部参数差异导致的开关异步统一用器件驱动信号的异步来表示。如图 2.3 (a)所示， g' 表示上管的驱动信号， $g_1 \sim g_N$ 表示下管各串联主功率器件的驱动信号， $v_{c1} \sim v_{cN}$ 表示各钳位电容电压， v_{sm} 表示 MMC 子模块电容电压， i_p 表示流经 MMC 子模块的电流， i_d 则表示流经子模块下管的电流。假定 $t_1 \leq t < t_2$ 时（图 2.3 (b)红色区域）， g_1 提前于其他驱动信号关断，对应主功率器件电压 v_{ds1} 会快速上升，若无其它保护措施，则 v_{ds1} 将超过器件耐压，损坏器件。并联有源钳位均压电路后，当 v_{ds1} 快速上升至钳位电容电压 v_c 时，辅助管的反并二极管自动导通，

将 v_{ds} 箝位在 v_c ，如图 2.4 (a)所示。该过程会给箝位电容充电，充电量为图 2.3 (b)红色阴影区域面积。

MMC 子模块上、下管换流过程也会导致箝位电容充电。假定 $t_2 \leq t < t_3$ 时（图 2.3 (b)蓝色区域），所有主功率器件均关断，由于 MMC 子模块寄生电感 L_a 的存在，下管关断时，寄生电感上的电流 i_d 不会马上清零，若 i_d 为正向，会通过反并二极管 D_a 续流，并给箝位电容充电，直到 i_d 下降至零，如图 2.4 (b)所示。该充电过程中，所有箝位电容同时充电，仅造成所有箝位电容电压 $v_{c1} \sim v_{cN}$ 共同上升，充电量为图 2.3 (b)黄色阴影区域面积。

以上两个充电过程均无法人为控制，箝位电容通过辅助管的反并二极管 D_a 被不断充电，造成箝位电容电压 v_c 上升且不均衡度变大，失去均压效果，因此需要引入一种放电机制回收箝位电容中的能量。

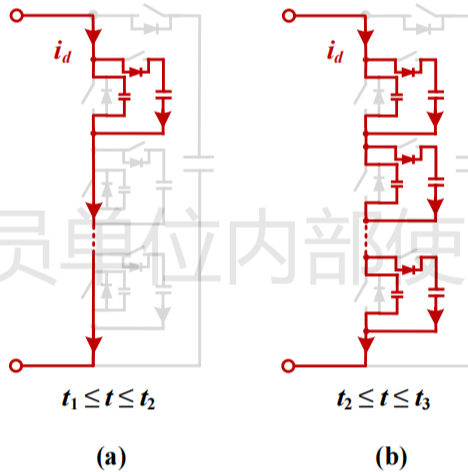


图 2.4 有源箝位电路电容充电各阶段等效电路

2.2.3 箝位电容放电过程分析

本文利用电路中固有的负向电流回收箝位电容能量。当桥臂电流为负时，在主功率器件开通前的死区内短暂开通辅助管，负向电流流经箝位电容，将能量回收至子模块电容。

如图 2.5 (a)所示， $g_{a1} \sim g_{aN}$ 表示各有源箝位电路辅助管的驱动信号。假设 1 号箝位电容电压 v_{c1} 高于其他箝位电容，下管电流 i_d 为负向。当 $t_1 \leq t < t_2$ 时（图 2.5 (b)红色区域），打开辅助管 S_{a1} ，此时负向电流 i_d 通过辅助管给箝位电容 C_{a1} 放电， v_{c1} 下降，放电量为图 2.5 (b)绿色阴影区域面积，其他串联器件则通过其反并二极管续流，箝位电容电压不变，如图 2.6 (b)所示。通过选择性地开通辅助管，可以单独控制各个箝位电容电压。另外，通过控制放电时长 t_a 和放电箝位电容个数 k ，可以控制放电量的大小。当 $t_2 \leq t < t_3$ 时（图 2.5

(b)蓝色区域), 辅助管关断, 负向电流全部通过功率器件的反并二极管续流, 此时功率器件两端电压降为零, 保证了功率器件的零电压开通 (ZVS-ON), 如图 2.6 (c)所示。

在实际操作中, 辅助管的开通时间需要略微提前于死区时间, 以确保辅助管的零电压开通 (ZVS-ON)。具体过程如下: 辅助管 S_a 开通时间提前死区一段时间 Δt , 此时主功率器件仍处于关断状态, 其电压 v_{ds} 和箝位电容电压 v_c 几乎相等, 可以认为开通时辅助管 S_a 两端的电压近似为 0, 如图 2.6 (a)所示。

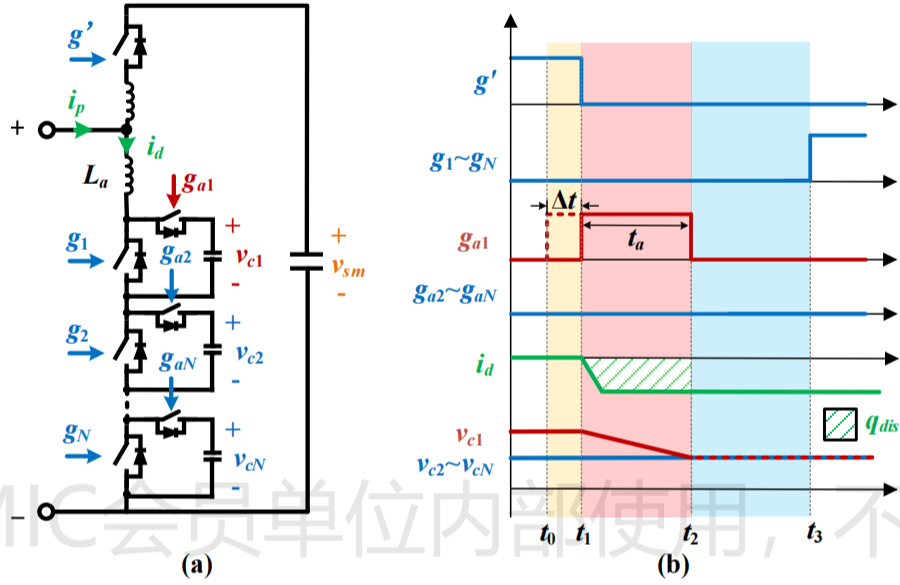


图 2.5 有源箝位电路电容放电过程

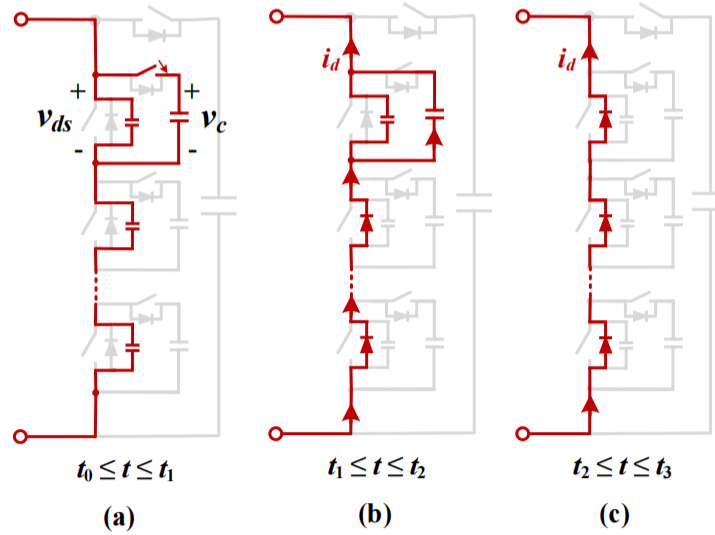


图 2.6 有源箝位电路电容放电各阶段等效电路

2.2.4 箝位电容的均压控制策略

如上文分析, 箝位电容的充电来自于功率器件的开关异步和 MMC 子模块上下管换流

过程，造成箝位电容电压不均衡上升。箝位电容的放电则通过在负向电流时开通有源箝位电路的辅助管实现。如何合理分配辅助管的放电信号，是实现箝位电容电压均衡的关键，其具体步骤如图 2.7(a)所示。假设 N 个器件串联，其箝位电容电压分别为 $v_{c1} \sim v_{cN}$ ，则每个周期内执行均压控制策略如下：

- 1) 采样串联的 N 个箝位电容电压 $v_{c1} \sim v_{cN}$ ；
- 2) 对 $v_{c1} \sim v_{cN}$ 进行排序；
- 3) 向电压较高的 k 个 ACM 辅助管分配放电信号 g_a ，而其他 ACM 辅助管不动作，如图 2.7 (b)所示。

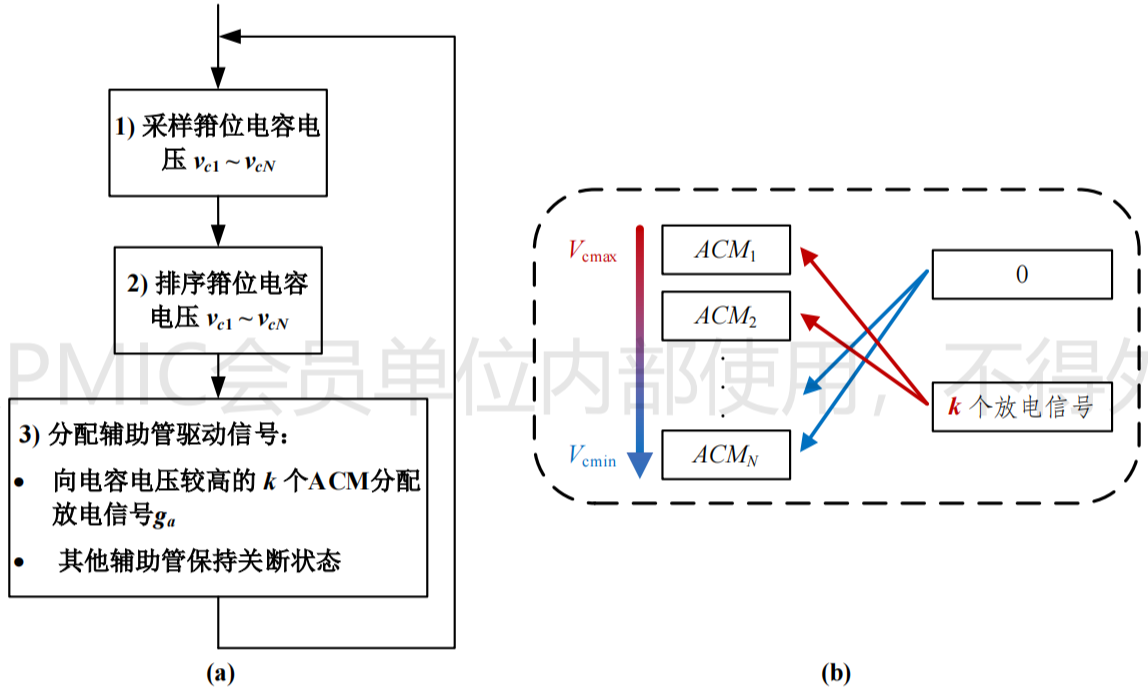


图 2.7 箝位电容均压控制方法

下面将这种均压控制策略应用到一个工频周期内，分析串联功率器件箝位电容电压的具体变化情况。如图 2.8 (a)所示，MMC 子模块下管替换为 3 个串联器件，每个周期选择 1 个箝位电容进行放电 ($N=3$, $k=1$)。

当 $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ 时，流经串联器件电流为正向，由于换流过程，箝位电容电压 v_{c1} , v_{c2} 和 v_{c3} 均上升，考虑 S_1 提前关断，则 v_{c1} 高于 v_{c2} 和 v_{c3} 。

当 $\theta_2 \leq \theta \leq \theta_3$ 时，流经串联器件电流为负向，根据采样排序结果， v_{c1} 电压最高，因此优先分配放电信号，直至 v_{c1} 与 v_{c2} 、 v_{c3} 接近，然后 v_{c1} 、 v_{c2} 、 v_{c3} 交替放电下降直至 $v_{sm}/3$ 。

因此，采用上述的均压策略，只要设置合适的放电时长 t_a 和放电个数 k ，使整个工频

周期内箝位电容的放电量大于充电量，箝位电容电压就能在整个工频周期内保持均衡，如图 2.8 (b)所示。

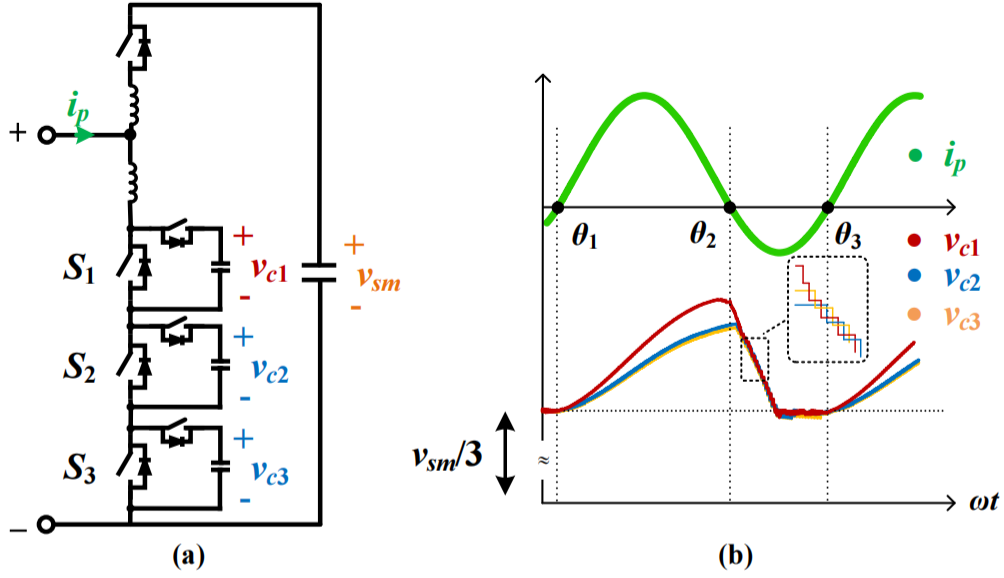


图 2.8 箝位电容均压策略示意图

2.2.5 有源箝位电路关键参数设计

文献[57]给出了有源箝位电路参数计算方法。本文参考文献[57]，并结合 MMC 子模块工作特性，对有源箝位电路放电个数 k 、放电时间 t_a 以及箝位电容值 C_a ，三个关键参数进行设计。放电个数 k 与放电时长 t_a 决定了箝位电容的放电量，为了保持箝位电容电压稳定，需要保证放电量大于充电量。箝位电容值 C_a 则影响每个工频周期内箝位电容电压的波动。

对于开关异步引入的充电量，为简化分析，假设所有开关异步导致的充电量都归算到一个器件上，这部分充电量如图 2.9 的红色阴影区域面积所示。

$$q_{chl}(n) = i_p \cdot t_{delay} \quad (2.1)$$

器件开关异步导致的充电过程在桥臂电流为正向的每个开关周期均发生一次，只要将单次充电量进行求和，就可以得到一个工频周期内箝位电容的充电量。

$$Q_{chl} = N \sum_{\theta_1}^{\theta_2} q_{chl}(n) = \sum_{\theta_1}^{\theta_2} N \cdot i_p \cdot t_{delay} \quad (2.2)$$

接下来计算因换流过程引入的充电量，假设 MMC 上、下管寄生电感 L_a 相同，子模块电容电压 V_{sm} 稳定，寄生电感上的电压可以表示为

$$2L_a \cdot \frac{di_p}{dt} = NV_c + kV_c - V_{sm} \quad (2.3)$$

一次桥臂换流产生的充电量可通过计算图 2.9 中橙色阴影三角形的面积得到

$$q_{ch2}(n) = \frac{1}{2} \cdot i_p \cdot \Delta t = \frac{i_p^2}{2 \frac{di_p}{dt}} = \frac{i_p^2}{2K_{ip}} \quad (2.4)$$

换流导致的充电过程同样在桥臂电流为正向的每个开关周期都会发生一次，只要将单次充电量进行求和，就可以得到一个工频周期内箝位电容的充电量，其公式如下：

$$Q_{ch2} = N \sum_{\theta_1}^{\theta_2} q_{ch2}(n) = \sum_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{N \cdot i_p^2}{2K_{ip}} \quad (2.5)$$

其中 θ_1 和 θ_2 分别是桥臂电流的两个过零点，而 MMC 桥臂电流 i_p 的主要成分是直流环流、二次环流和 50Hz 的工频电流，通过添加合适的二次环流抑制算法，MMC 桥臂电流可以简化为直流偏置和 50Hz 的工频正弦电流的叠加。因此，桥臂电流 i_p 可简单表示为

$$i_p(t) = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{I_{vm}}{2} \sin(\omega t) \quad (2.6)$$

$$i_p(n) = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{I_{vm}}{2} \sin(\omega \cdot nT_s) \quad (2.7)$$

其中 I_{dc} 和 I_{vm} 分别是桥臂直流偏置和工频相电流的幅值， T_s 为开关周期^[29]。

结合式(3.5)~(2.7)，可以计算得到箝位电容在一个工频周期内的总充电量 Q_{ch} 。

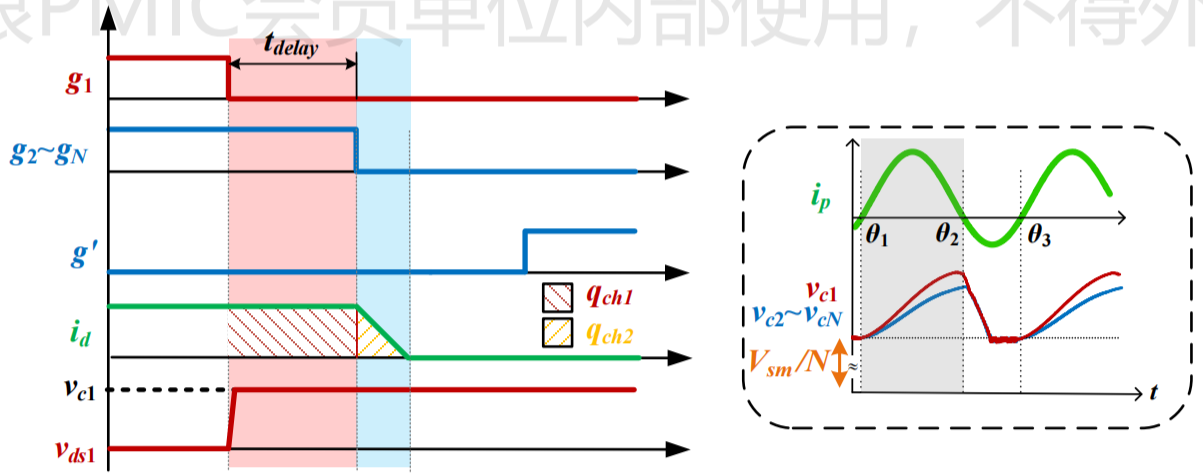


图 2.9 箝位电容的充电过程及充电量计算

接下来计算放电量 Q_{dis} 与放电时长 t_a 以及放电个数 k 之间的关系。当电流 i_p 为负向的时候，通过在死区开通辅助管给箝位电容放电，其中一次开关周期的放电量如图 2.10 中绿色阴影区域面积，可以计算如下：

$$q_{dis}(n) = \frac{1}{2} i_p \Delta t + i_p (t_a - \Delta t) = t_a \cdot i_p - \frac{i_p^2}{2K_{ip}} \quad (2.8)$$

同样将一次开关周期的放电量对时间进行积分，可以得到一个工频周期内箝位电容的

总放电量，如式(2.9)所示。

$$Q_{dis} = k \cdot \sum_{\theta_2}^{2\pi+\theta_1} q_{dis}(n) = \sum_{\theta_2}^{2\pi+\theta_1} \left(k t_a i_p - \frac{k i_p^2}{2 K_{ip}} \right) \quad (2.9)$$

其中， k 为放电个数， t_a 为放电时长。由式 (2.9) 可知，通过控制 k 和 t_a ，可以控制放电量 Q_{dis} ，只要保证放电量大于充电量

$$Q_{dis} \geq Q_{ch} = Q_{ch1} + Q_{ch2} \quad (2.10)$$

就可以保证箝位电容电压在每个工频周期内稳定且均衡。

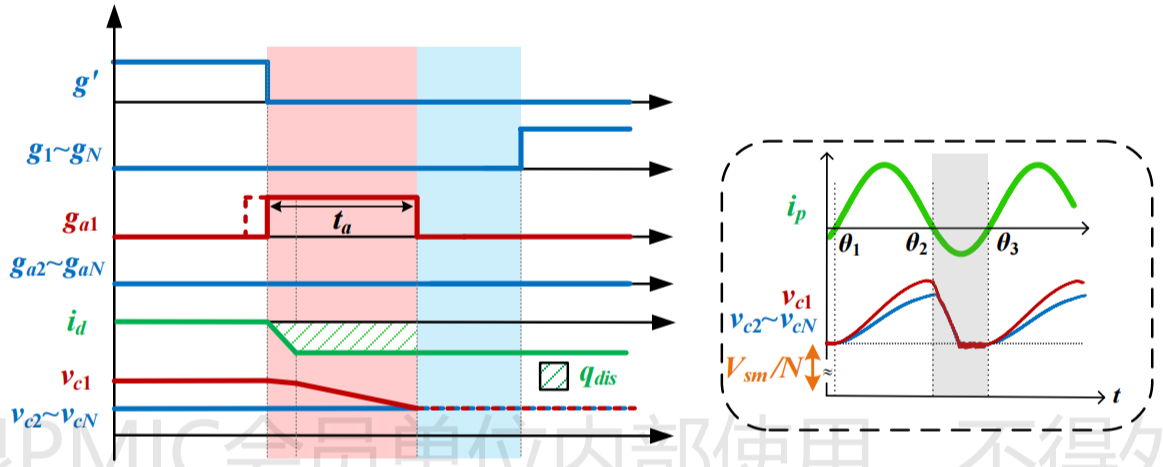


图 2.10 箝位电容的放电过程及放电量计算

箝位电容容值选择主要考虑工频周期内总充电量 Q_{ch} 和期望电容电压波动 ε 。

$$\varepsilon = \frac{V_{max} - V_c}{V_c} \quad (2.11)$$

$$Q_{ch} = NC_a (V_{max} - V_c) = NC_a \varepsilon V_c \quad (2.12)$$

$$C_a = \frac{Q_{ch}}{N \varepsilon V_c} \quad (2.13)$$

综合式(3.5)~(2.13)，取子模块寄生电感 $L_a = 0.5 \mu\text{H}$ ，放电个数 $k=4$ ，期望箝位电容电压波动 $\varepsilon=0.05$ ，对于 DC $\pm 10\text{kV}$ ，AC 10kV ，6MVA MMC 系统来说，有源箝位电路辅助管的放电时长 t_a 和箝位电容容值 C_a 可通过计算得到：

$$\begin{cases} t_a \geq 766\text{ns} \\ C_a \geq 33.8\mu\text{F} \end{cases} \quad (2.14)$$

2.2.6 有源箝位均压电路小结

相比其他的串联器件均压方法，有源箝位均压电路具有以下特点：

1) 不影响主功率器件的正常开关。有源箝位电路仅在主功率器件过压时起到箝位作用，主功率器件开关速度和开关损耗不受影响。

2) 损耗小。有源箝位均压电路可以回收箝位电容能量, 辅助管可以实现 ZVS-ON, 且导通时间小于死区, 有源箝位电路的整体损耗小。

2.3 基于器件串联技术的 $\pm 10\text{kV}/6\text{MVA}$ MMC 变换器设计

本文设计了一个 $\text{DC}\pm 10\text{kV}$, $\text{AC}10\text{kV}$, 6MVA 三相并网的 MMC 仿真系统, 验证将上述的器件串联技术及其均压方法应用于 MMC 系统的可行性。

2.3.1 调制及均压方法

MMC 有多种调制方法, 最具代表性的有三种, 分别是最近电平逼近调制 (Nearest Level Modulation, NLM), 载波层叠正弦脉宽调制 (Carrier Level-Shifting Sinusoidal Pulse Width Modulation, CLS-SPWM) 和载波移相正弦脉宽调制 (Phase-Shifting Sinusoidal Pulse Width Modulation, CPS-SPWM):

1) 最近电平逼近调制。如图 2.11 所示, 最近电平逼近调制将调制信号取整后, 投入需要的子模块数量, 得到如图 2.11 (a)所示阶梯波形, 这种方法的优点是控制简单、开关次数少且输出谐波含量低, 也是当前中压配网换流器的主流方案。该方法应用于 SiC MOSFET 串联的 MMC 系统中时, 由于其开关频率过低, 并不能完全发挥 SiC MOSFET 开关速度快的优势; 且由于子模块数量大幅减少, 采用这种调制方法无法保证输出的谐波含量。

2) 载波层叠正弦脉宽调制。将 M 个幅值相差 $1/M$, 幅度均为 $1/M$ 的三角载波与调制波进行比较, 得到各子模块的调制信号, 如图 2.11 (b)所示, 该方法的谐波含量较低, 但部分子模块仅在工频周期的部分时段开关, 容易造成各 MMC 子模块电容电压的波动和不平衡^[58], 同时也不利于串联器件进行放电均压。

3) 载波移相正弦脉宽调制。载波移相调制通过将 M 个依次相移 $2\pi/M$ 的三角载波分别和调制波进行比较, 产生各子模块的 SPWM 调制波形, 如图 2.11 (c)所示, 这种方法开关频率高, 输出谐波含量较低, 能够充分发挥 SiC MOSFET 开关速度快的优势, 并能使 ACM 箝位电容有效、均匀地放电。

此外, 由于载波移相正弦脉宽调制中单个子模块的调制信号仍然近似为传统的 SPWM 波形, 因此便于开展后续的 MMC 子模块对拖实验。

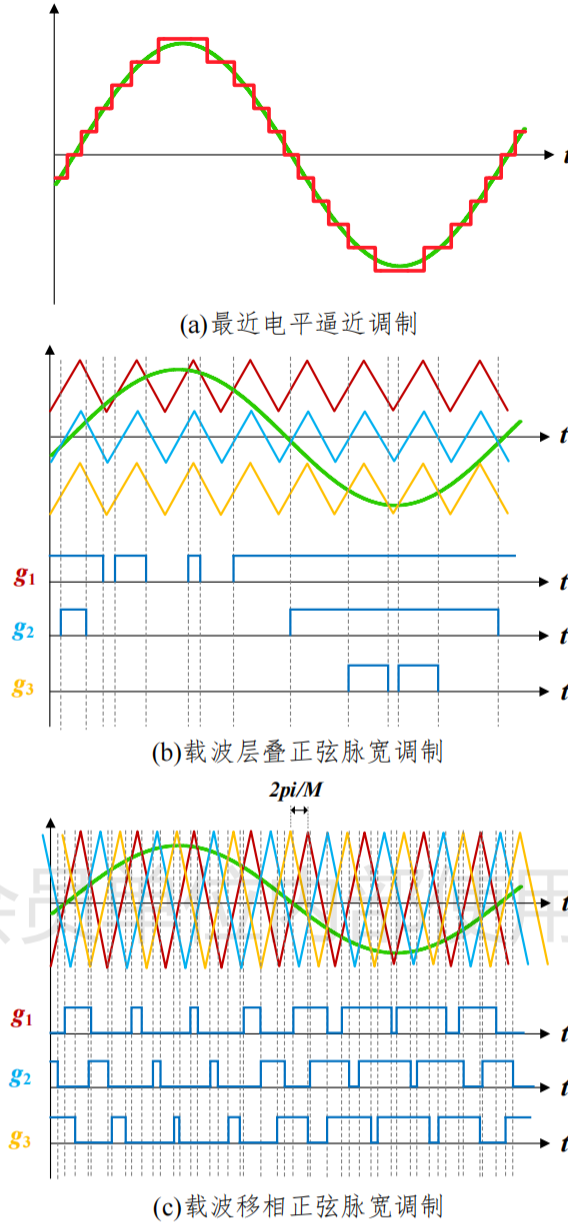


图 2.11 三种 MMC 调制方法(a)最近电平逼近调制 (b)载波层叠正弦脉宽调制 (c) 载波移相正弦脉宽调制

本文采用文献[59]提出的闭环控制法调节 MMC 子模块电容电压 v_{sm} ，让每个 v_{sm} 跟随设定好的参考值 V_{dc}/M ，其控制逻辑如图 2.12 所示。该方法虽然需要为每个 MMC 子模块都设计一个 PI 调节器，但由于采用器件串联技术 MMC 子模块数量大幅减少，因此不会增加系统复杂度。

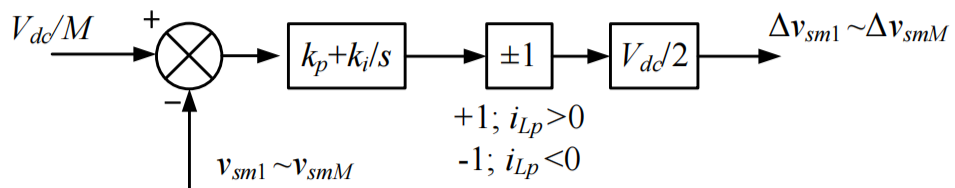


图 2.12 MMC 子模块电容均压的 PI 调节逻辑[59]

2.3.2 MMC 子模块数量选择

MMC 子模块数量 M 的选择主要考虑输出谐波含量以及功率器件耐压。

本文采用 CPS-SPWM 调制策略，其主要谐波来自于 M 倍开关频率 f_s 的高频谐波及其边频带，且能够通过低通滤波器有效滤除，输出谐波的含量可以得到有效控制。图 2.13 给出的是取滤波电感 10mH，开关频率 5kHz 的情况下，THD 随子模块数量 M 的变化趋势。当子模块数量 M 超过 6 个时，THD 改善不明显。因此，本文为了发挥器件串联的优势，选择 $M=6$ ，子模块额定电压为 3.3kV。

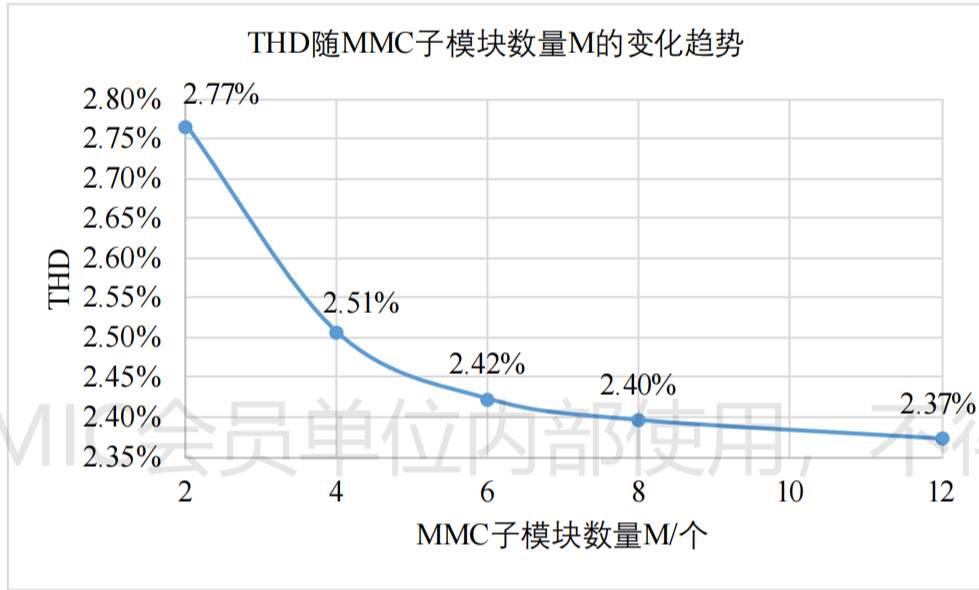


图 2.13 子模块数量与 THD 关系曲线

采用 SiC MOSFET 串联后，MMC 子模块耐压可以突破单个器件耐压的限制。同时 SiC MOSFET 开关损耗小，开关频率高，借助 CPS-SPWM 调制策略，可使 MMC 系统的等效开关频率维持不变。本文采用 6 个 1.2kV 碳化硅 MOSFET 串联构成模组，单个模组耐压为 7.2kV，按照 MMC 设计惯例，选择 MMC 子模块额定电压为器件耐压的 50%，因此，子模块额定电压为 3.3kV，一个桥臂仅需 6 个子模块串联即可承受 ± 10 kV 母线电压。

2.3.3 MMC 子模块电容

MMC 子模块电容的设计主要考虑其电容能量波动率的要求，MMC 系统的瞬时功率表达式如下^[58]：

$$P = V_P \cdot i_P + V_N \cdot i_N = -\frac{V_d \cdot i_d}{3 \cos(\varphi_i)} \cos(2\omega t - \varphi_i) \quad (2.15)$$

其零点为

$$\begin{cases} \theta_1 = -\frac{\pi}{4} + \frac{\varphi_i}{2} \\ \theta_2 = +\frac{\pi}{4} + \frac{\varphi_i}{2} \end{cases} \quad (2.16)$$

最大能量波动可以通过对式 (2.15) 时间进行积分得到：

$$\Delta W = \int_{\theta_1}^{\theta_2} P d\omega t = \frac{V_d \cdot i_d}{3\omega \cos \varphi_i} \quad (2.17)$$

同时，最大能量波动也可以通过下式得到：

$$\Delta W = M \cdot C_{sm} (V_{sm_max}^2 - V_{sm_min}^2) \quad (2.18)$$

定义允许最大电容能量波动率为

$$\xi = \frac{V_{sm_max}^2 - V_{sm_min}^2}{4V_{sm}^2} \quad (2.19)$$

因此只要确定允许最大电容能量波动率，就能确定 MMC 子模块电容的取值范围，综合式 (2.15)~(2.19)，可以得到 MMC 子模块电容的取值范围如下：

$$C_{sm} \geq \frac{1}{3} \cdot \frac{V_d \cdot i_d}{\xi \cdot M \cdot \omega \cdot \cos \varphi_i \cdot V_{sm}^2} \quad (2.20)$$

2.3.4 桥臂电感

桥臂电感的设计需要综合考虑电流跟踪要求、纹波抑制要求和直流故障保护要求^{[58][60]}。

直流故障保护功能一般由平波电抗器承担，因此本文不将其作为桥臂电感的取值条件。

考虑电流跟踪要求、纹波抑制要求情况下，桥臂电感的取值范围如下式所示：

$$\frac{V_d^2 - 4E_m^2}{V_d \Delta i_{max}} \leq L_m \leq \frac{2V_d}{\omega I_m} \quad (2.21)$$

如式 (2.21)，桥臂电感在一个较大范围内选值均能满足电流跟踪和纹波抑制两大要求，但需要注意的是，桥臂电感和 MMC 子模块电容组成了如图 2.14 所示的 LC 串联电路，当其谐振频率恰好等于桥臂中的一些环流频率，这些频率的环流将会发生串联谐振，这其中二次环流的成分占比最大。因此，在设计桥臂电感和 MMC 子模块电容时还需要考虑将 LC 谐振频率避开二倍基波频率，即 100Hz，其一般取值范围如下：

$$\omega_{res} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{M}{L_m C_{sm}}} \quad (2.22)$$

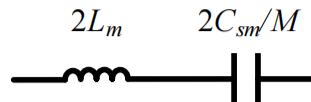


图 2.14 相单元等效回路

参考文献[29]， ω_{res} 的取值范围一般要大于 2 倍或者小于 1.55 倍基波频率。

2.4 ±10kV/6MVA MMC 系统仿真验证

基于上述分析，在仿真平台 PLECS (Piecewise Linear Electrical Circuit Simulator) 上搭建了 DC ±10kV, AC 10kV, 6MVA 的三相并网 MMC 系统仿真模型，其主要参数如表 2.1 所示。

表 2.1 MMC 系统仿真模型关键参数

关键参数	符号	值
母线电压	V_{dc}	±10kV
输出电压	V_{ac}	10kV
额定功率	P_o	6MVA
单个桥臂串联 MMC SM 数量	M	6
器件串联个数	N	6
器件开关频率	f_s	5kHz
桥臂电感	L_m	5mH
输出电感	L_f	10mH
MMC SM 电容值	C_{sm}	4mF
子模块寄生电感	L_a	0.5μH
器件串联箝位电容值	C_a	35μF
每开关周期放电个数	k	4
有源箝位电路放电时长	t_a	800ns

2.4.1 系统控制架构与控制方法

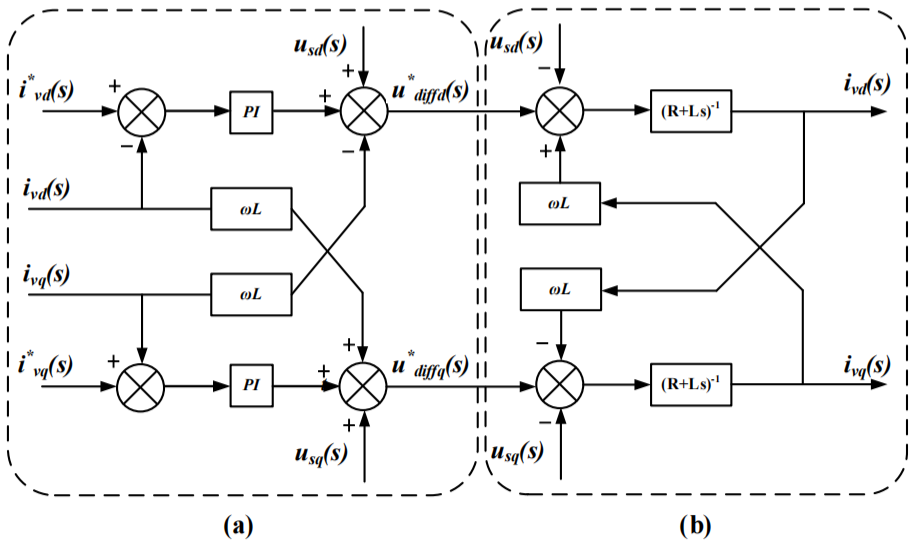


图 2.15 (a)dq 坐标系下电流解耦网络 (b)实际电路传递函数及耦合关系

三相并网系统的闭环控制采用 dq 电流控制，dq 旋转坐标系的控制相比于传统的 abc

坐标系具有控制简单、有功和无功功率解耦等优势。图 2.15 给出了 dq 控制框图，通过控制 d 相和 q 相电流可分别控制有功和无功功率。添加功率外环可以更好地控制有功和无功功率，如图 2.16 所示的功率外环 PI 控制器，通过输入期望的有功和无功功率，得到相应的 d 相和 q 相电流，实现有功和无功功率的动态调整。

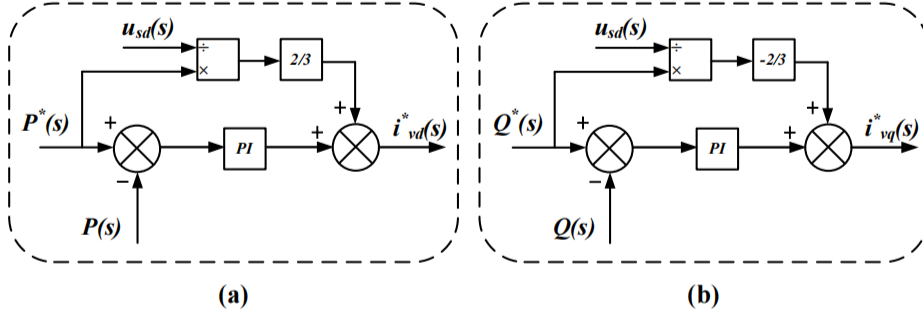


图 2.16 (a)有功功率控制环 (b)无功功率控制环

不同于传统两电平变换器，MMC 在任意时刻均可视为三相桥臂并联，各桥臂间存在电压差，从而产生了桥臂环流，其中的二倍频环流将使正弦桥臂电流畸变，桥臂电流有效值增大，损耗增加，同时也会增大暂态过程的不平衡和扰动^[61]。

由于前文的参数选取均是在考虑 MMC 桥臂电流由直流环流成分和工频基波成分组成，如果不添加合适的二次环流抑制策略，桥臂电流中将存在较大的二次环流成分，对 MMC 子模块电容和箝位电容产生额外的充电，不利于 MMC 子模块电容和箝位电容的均压控制。本文采用文献[62]中的二次环流抑制算法，消除桥臂电流中二次环流对于器件串联均压的影响。

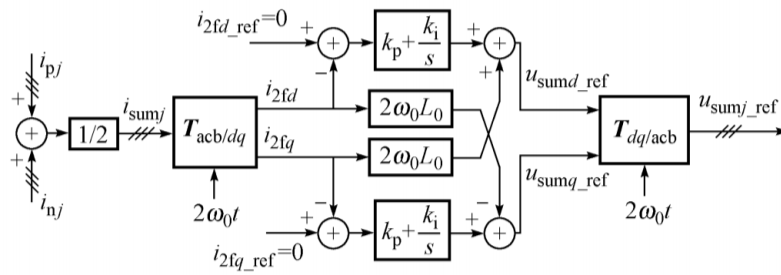


图 2.17 二次环流抑制策略控制逻辑图^[62]

二次环流抑制采用如图 2.17 所示的方法，首先将三相环流进行二倍频的 dq 变换，对 d、q 相进行解耦后分别跟随 0 参考值，直至二倍频环流分量均调节至 0，然后再通过 dq 反变换，得到补偿量，叠加到各相的调制信号上，消除二倍频环流。图 2.18 (a)给出了启用二倍频抑制策略前后的桥臂电流二次环流成分的变化波形，可以看到，启动二倍频环流

抑制策略后，桥臂电流中的二次环流成分迅速衰减至 0 附近，桥臂电流波形呈现为直流成分和工频基波成分的叠加，桥臂电流峰峰值减小，如图 2.18 (b)所示。

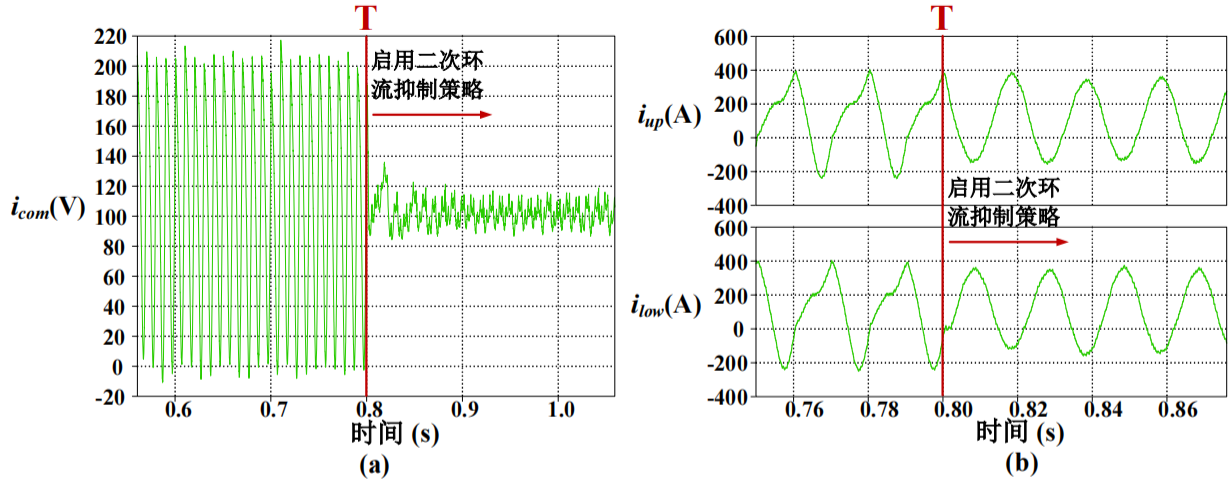


图 2.18 (a)二次环流抑制启动前后二次环流成分变化 (b)二次环流抑制启动前后的桥臂电流波形

2.4.2 MMC 系统功能仿真验证

要验证器件串联技术能否在 MMC 系统中应用需要关注两个主要问题，第一个问题是加入器件串联技术之后，MMC 系统的正常运行是否受到影响；第二个问题是器件串联技术在 MMC 系统中是否能够保持各串联器件的电压均衡。

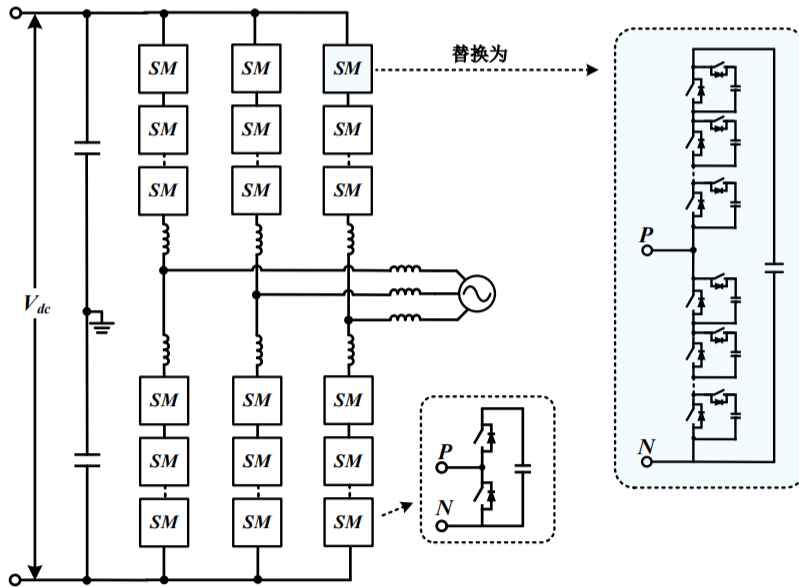


图 2.19 MMC 系统仿真电路与子模块拓扑

针对第一个问题，主要观察 MMC 系统在应用器件串联技术之后，MMC 子模块电容均压状况、输出电压电流和桥臂电流等关键波形是否发生了畸变。如图 2.19 所示，在 MMC 系统 C 相的第一个子模块中引入器件串联技术，其他子模块仍然采用单个器件，这样做的

好处一是可以对比采用串联器件的子模块与单个器件子模块的差异，二是可以简化仿真，提高仿真速度。

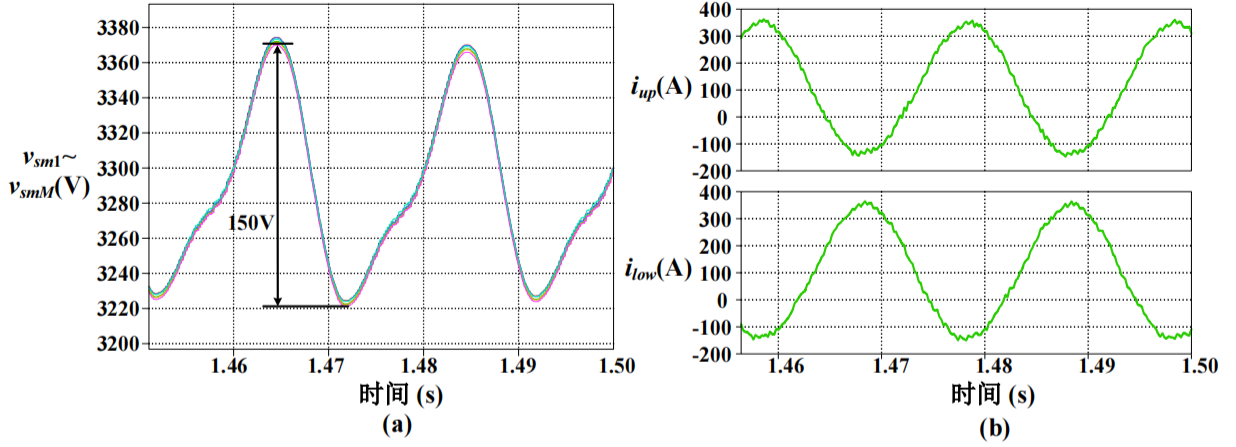


图 2.20 (a)MMC 子模块电容电压波形 (b)MMC 桥臂电流波形

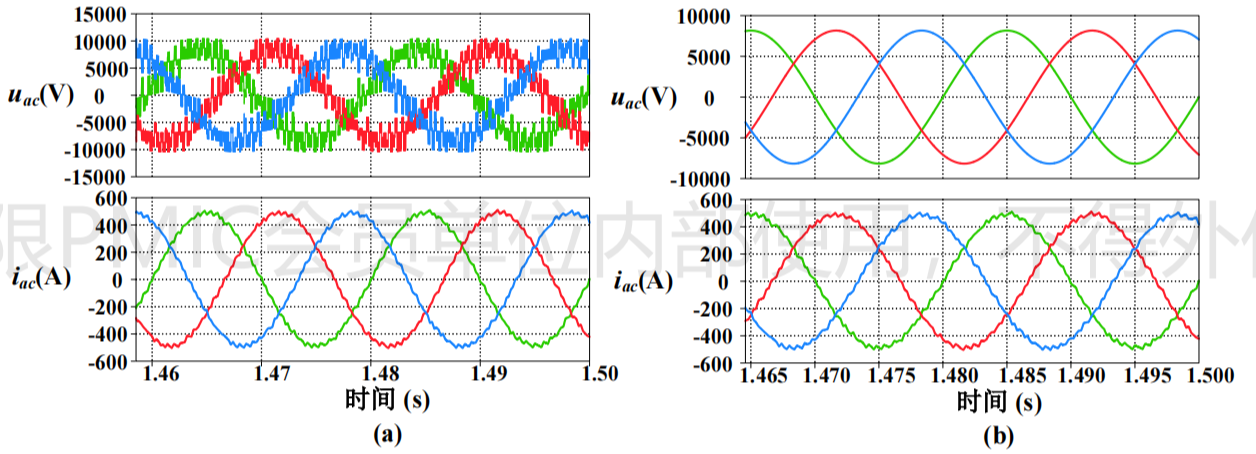


图 2.21 (a)交流侧相电压电流波形 (b)网侧相电压电流波形

如图 2.20 (a)所示，在应用器件串联技术之后，MMC 子模块电容仍然保持较好的均压状态，子模块电压波动小于 5%。而桥臂电流波形采用二次环流抑制策略后，为直流成分与基波成分叠加而成，如图 2.20 (b)所示，与预期相符。

如图 2.21 所示，分别是 MMC 系统输出逆变器侧和网侧的相电压电流波形，可以看到，MMC 交流侧输出电压为多电平波形，交流电流经过电抗器之后，THD 小于 2.5%。

综合上述分析，可以得出结论，在合适的调制和均压方法下，器件串联技术的引入并不会影响 MMC 系统的正常运行。

2.4.3 有源箝位电路功能仿真验证

针对第二个问题，主要观察有源箝位技术应用于 MMC 时，能否实现串联器件电压的

均衡。图 2.22 给出了 MMC 子模块半桥上、下管位置的串联器件有源箝位电路箝位电压 $v_{c11} \sim v_{c1N}$ 、 $v_{c21} \sim v_{c2N}$ 。

为了模拟器件开关异步导致的充电量差异，设置 6 个串联功率器件的驱动分别延迟 40ns、30ns、10ns、20ns、10ns、0ns；为了模拟箝位电容参数差异，设置各个箝位电容容值分别为标准值的 90%、95%、100%、105%、98%、102%。在这种情况下，上、下管位置串联器件两端电压 v_{ds} 均不会发生过压，被限制在箝位电容电压 v_c 以下，如图 2.22 (a) 所示。 v_c 能够在各个工频周期内实现较好的动态均压效果，参数设计符合设计要求，各箝位电容之间的不均衡度 $< 1\%$ ，如图 2.22 (b) 所示。

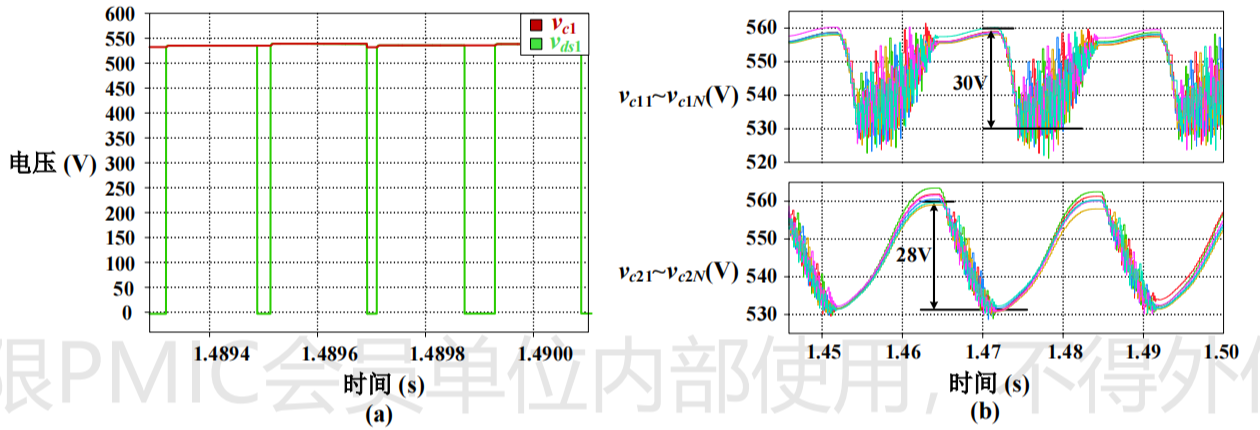


图 2.22 (a)有源箝位电路箝位效果 (b)上、下管箝位电容电压波动情况

如表 2.2，根据(2.11)~(2.14)可计算得到，在 MMC 子模块电容电压 v_{sm} 稳定时，电压波动分别为上管位置 $\Delta v_{c1j} = 5V$ ，下管位置 $\Delta v_{c2j} = 26V$ ，其波形如图 2.23 所示。

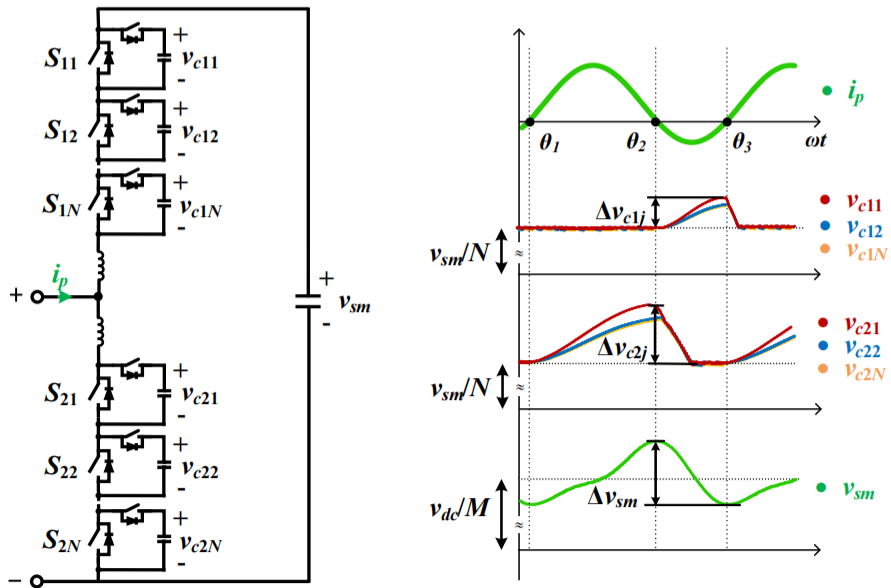


图 2.23 MMC 子模块电容电压波动 Δv_{sm} 对 ACM 箝位电容电压波动 Δv_{c1j} 和 Δv_{c2j} 的影响

而在实际 MMC 系统中, MMC 子模块电容电压 v_{sm} 存在波动, 有源箝位电容电压 v_c 受到 v_{sm} 的影响。如图 2.23 所示, 当桥臂电流 i_p 为正向时 ($\theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2$), v_{sm} 被充电, 当 i_p 为负向时 ($\theta_2 \leq \omega t \leq \theta_3$), v_{sm} 被放电。当子模块电容电压 v_{sm} 高于箝位电容电压之和 $v_{sumi} = v_{ci1} + v_{ci2} + \dots + v_{ciN}$ 时, 子模块电容电压 v_{sm} 会对箝位电容电压 v_c 进行补偿。

对于上管位置, 在桥臂电流 i_p 为正向时 ($\theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2$), 箝位电容电压 v_{clj} 放电, 其电压等于 v_{sm}/N , 因此 v_{sum1} 随 v_{sm} 上升而补偿升高, 这部分 v_{clj} 电压补偿量为 $\Delta v_{sm}/N$, 其补偿过程等效电路如图 2.24 (a) 所示; 而在 i_p 为负向时 ($\theta_2 \leq \omega t \leq \theta_3$), v_{sm} 下降, 而 v_{clj} 因为自身开关异步和换流过程继续充电上升, 这部分 v_{clj} 电压上升量为 Δv_{clj} 。因此, 上管位置实际波动为 $\Delta v_{clj} + \Delta v_{sm}/N$ 。

对于下管位置, 在桥臂电流 i_p 为正向时 ($\theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2$), v_{c2j} 因自身开关异步和换流过程被充电, 由于下管位置充电量大, 充电速度快, v_{sum2} 基本都高于 v_{sm} , 因此几乎不会被补偿, 这段时间电压波动为 Δv_{c2j} , 其等效电路如图 2.24 (b) 所示; 而在 i_p 为负向时 ($\theta_2 \leq \omega t \leq \theta_3$), v_{sum2} 和 v_{sm} 同时下降, 也不影响电压波动大小。因此, 下管位置实际波动仍为

Δv_{c2j} 。

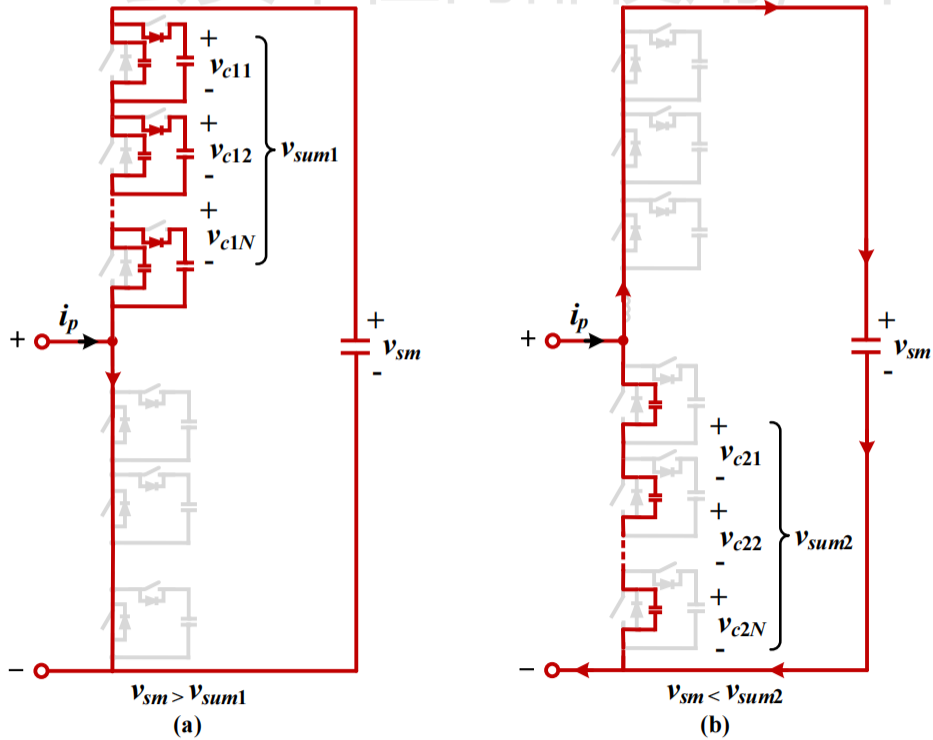


图 2.24 MMC 子模块电容电压 v_{sm} 补偿过程等效电路 (a) 上管位置 (b) 下管位置

因此考虑 MMC 电容电压存在 150V 的波动, 上管位置理论电压波动 30V, 下管位置

26V。仿真得到上、下管位置箝位电容电压波动分别为 30V 和 28V，如图 2.22 (b)所示，理论计算结果与仿真结果基本能够对应。

表 2.2 上、下管箝位电压波动理论计算与仿真结果对比

	上管	下管
v_{sm} 稳定（理论）	5	26
v_{sm} 存在 150V 波动（理论）	30	26
仿真结果	30	28

图 2.25 给出了上、下管箝位电容电压之和 v_{sum1} 、 v_{sum2} 与子模块电容电压 v_{sm} 的仿真波形图，在蓝色阴影区域，箝位电容电压之和 v_{sum1} 和 v_{sum2} 被 MMC 子模块电容电压 v_{sm} 补偿。在蓝色阴影区域，由于上管放电平台期对应 MMC 子模块电容电压 v_{sm} 的上升期， v_{sum1} 随 v_{sm} 上升，因此受 v_{sm} 波动影响较大，如图 2.25 (a)所示；而下管的充电量较大， v_{sum2} 的上升速度快于 MMC 子模块电容电压 v_{sm} ， v_{sum2} 基本一直高于 v_{sm} ，因此基本不受补偿，如图 2.25 (b)所示。仿真结果与理论分析一致。

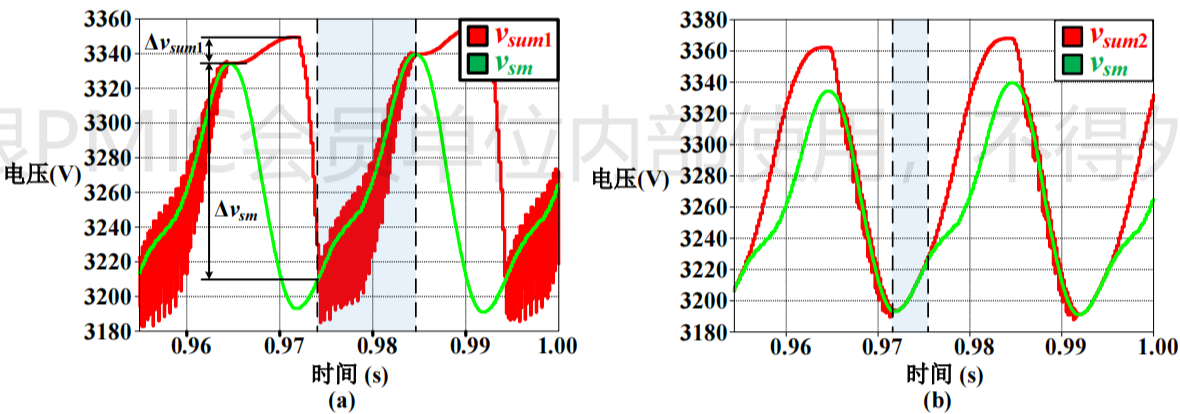


图 2.25 箝位电容电压之和 v_{sumi} 和子模块电容电压 v_{sm} 波形(a)上管位置 (b) 下管位置

综合本节内容，可以看出，器件串联技术的引入不会影响 MMC 系统的正常运行，并且器件串联技术在 MMC 系统中可以实现良好的均压效果。

2.5 本章小结

本章首先详细介绍了有源箝位串联均压技术，包括电路拓扑、工作原理、箝位电容充电过程、箝位电容均压控制策略，以及有源箝位均压电路的具体参数选取，如箝位电容值、箝位电容放电个数和辅助管放电时长。

接着，详细阐述了基于器件串联技术的±10kV/6MVA MMC 变换器的设计，包括 MMC 调制及均压方法，MMC 子模块数量的选择，MMC 子模块电容和桥臂电感取值。

最后，通过搭建 $\pm 10\text{kV}/6\text{MVA}$ MMC 系统仿真模型，对本章提出的基于器件串联技术的 MMC 变换器进行验证，根据仿真结果，引入器件串联技术并不会影响 MMC 系统的正常运行，并且器件串联技术在 MMC 系统中可以实现良好的均压效果。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第3章 基于器件串联技术的 MMC 系统实验验证

3.1 引言

通过第二章的分析和仿真结果,从理论上论证了器件串联技术在模块化多电平变换器中的可行性。本章为了在实际实验中验证可行性,开展了系列实验。首先搭建了一个 800V/6.4kW 低压小型 MMC 样机进行功能性验证,接着为提高功率密度并简化装配,设计了一种用以替换 IGBT 单管的 7.2kV 紧凑型 SiC MOSFET 串联模组,并在本课题组的大功率对拖实验平台上对该模组进行了 1500V/52A(等效系统功率 400kVA) MMC 高压大功率等效工况测试。

3.2 800V/6.4kW MMC 样机验证

考虑到实验室的现有条件以及制作大型 MMC 系统的高复杂度、高成本和长时间周期,为了对基于器件串联技术的 MMC 系统进行基本的功能性验证,本文搭建了一个 800V/6.4kW 低压小型样机,上下桥臂各有 2 个 MMC 子模块串联而成,能够通过桥臂电感分压产生 5 电平波形。

3.2.1 MMC 样机拓扑

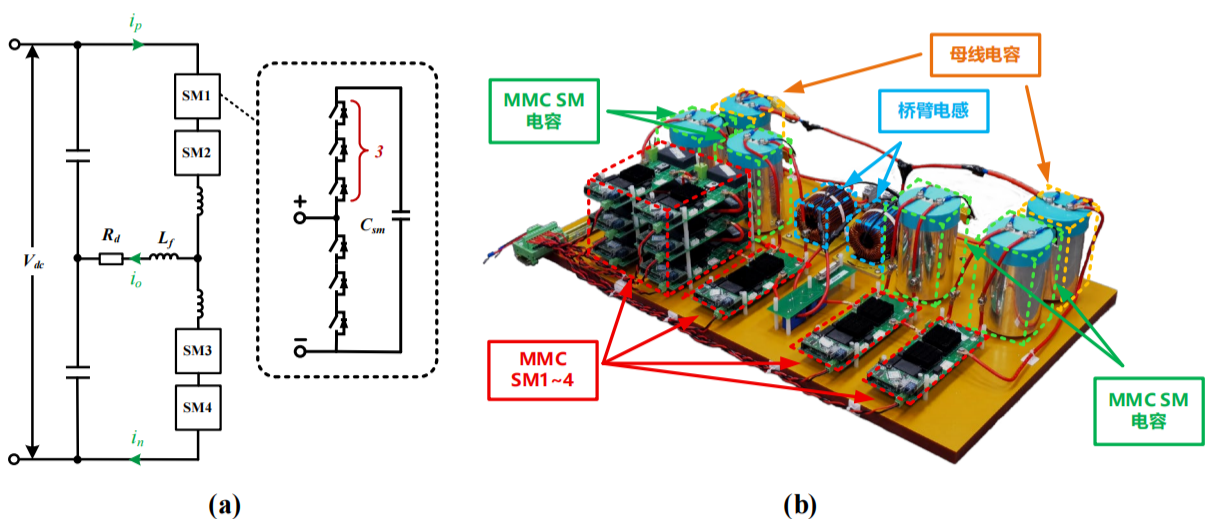


图 3.1 (a)800V/6.4kW 样机电路拓扑 (b) 800V/6.4kW 样机实际效果图

如图 3.1(a)所示,样机拓扑采用半桥拓扑,上下桥臂分别由两个 MMC 子模块以及一个桥臂电感 L_m 串联而成,桥臂中点和直流母线电容中点之间连接一个滤波电感 L_f 和一个

负载 R_d 。仅将上桥臂的第一个 MMC 子模块半桥的两个单管功率器件分别由 3 个串联的 SiC MOSFET 替代，而其他 MMC 子模块采用单个 SiC MOSFET 组成传统的子模块半桥，一是节约成本，二是对比采用串联器件的 MMC 子模块和普通子模块的区别。图 3.1 (b)给出了该样机的实物图。

3.2.2 MMC 样机控制架构及控制方法

图 3.2 给出了样机的两层控制架构，第一层为中央控制器，该层主要的控制器是由一个数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)和一个现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)组合而成，两个控制器及其周边电路均集成于主控板上，DSP 为 TI 公司的 TMS320F28377S，FPGA 为 Intel 公司的 Cyclone III EP3C25Q240，DSP 负责对桥臂电流进行采样，并根据 FPGA 上传的 MMC 子模块电容电压进行均压控制，同时产生 SPWM 信号，并将占空比传递给 FPGA；而 FPGA 则负责状态控制、串联器件的电压排序、放电信号的分配以及检测和传递故障信号，同时需要与 DSP 以及所有子模块 FPGA 进行同步通讯，收集、处理和整合各子模块的信息。

如图 3.2 左侧所示的中央控制器，其 DSP 和 FPGA 同位于一块主控 PCB 上，通过板上线路连接。中央控制器 FPGA 与子模块 FPGA 之间采用光纤通信。

第二层控制架构为本地控制器，子模块的 FPGA 主要负责将本地电压采样信号打包上传给中央控制器，同时根据中央控制器发送的放电信号、占空比、死区和故障等信息，分别生成辅助管放电信号、功率管驱动信号和故障保护信号。

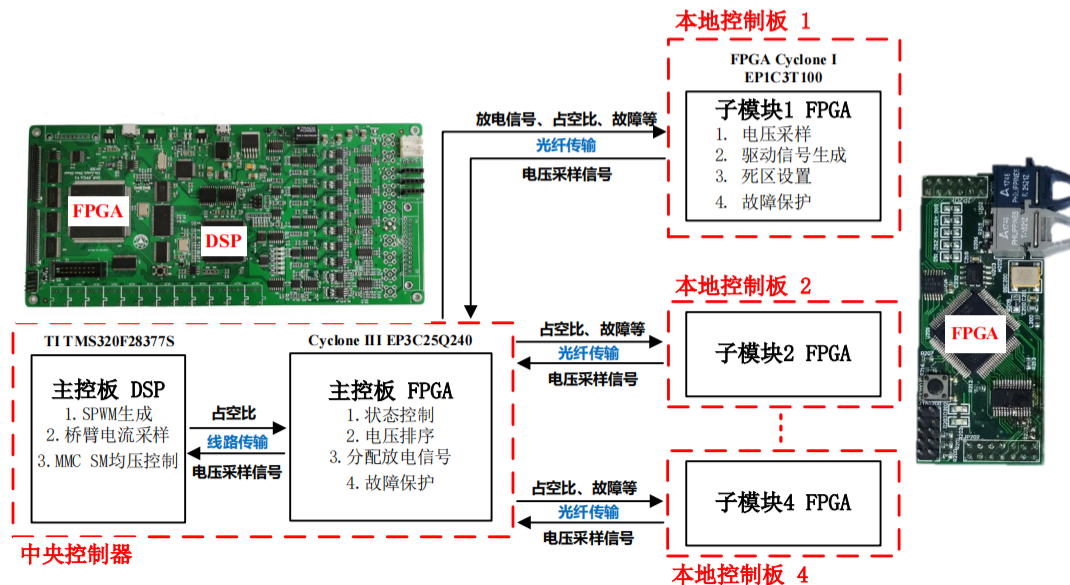


图 3.2 样机控制架构及逻辑

3.2.3 参数选取及硬件设计

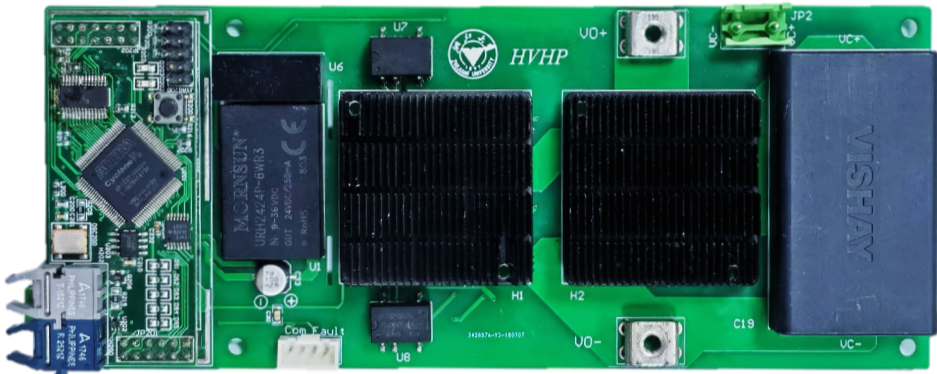
MMC 样机的参数如表 3.1 所示，考虑实验室负载条件，选择母线电压 800V，系统额定功率 6.4kW。

表 3.1 800V 6.4kW MMC 样机参数

参数	符号	值
母线电压	V_{dc}	800V
调制比	m	0.8
系统功率	P_s	6.4kW
桥臂 MMC 子模块数量	M	2
串联器件个数	N	3
桥臂电感	L_m	3mH
滤波电感	L_f	1mH
MMC 子模块电容	C_{sm}	1.1mF



(a)



(b)

图 3.3 (a)主功率板功能区分布 (b)主功率板与本地控制板组装图

如图 3.3(a)所示，样机中主功率板包含了一个功率器件以及有源箝位均压电路，其驱动电路在功率器件的背面；本地控制器所需的采样信号调理电路和供电电路也位于功率板上，通过配合主功率板和本地控制板就可以对板上电压进行采样，再根据采样结果为主管和辅助管分配驱动信号。图 3.3(b)展示的是装配了散热器和本地控制器的主功率板。主功

率板的功率器件和辅助管均采用 Wolfspeed 公司的 C2M0040120D，因此当该功率板要作为 MMC 子模块使用时，只需要在有源箝位电路 $10\mu\text{F}$ 电容两端并联一个大得多的 MMC 子模块电容即可，如图 3.4 (a)所示。

电流采样方案采用 LEM 公司的 LA 55-P 闭环霍尔电流传感器，并利用 DSP 的 ADC 模块进行读取。电压采用差分运放配合 ADI 公司生产的 AD7934BRUZ 模数转换芯片进行采样。对于一块功率板与 MMC 子模块电容并联而成的单管 MMC 子模块，可以通过上述电压采样电路直接得到子模块电容电压 v_{sm} ，如图 3.4 (a)所示。但是如图 3.4 (b)所示，对于用作器件串联的功率板来说，如果想要直接测量 MMC 子模块电容上的电压 v_{sm} ，就需要增加额外的电压采样电路。如图 2.25 (b)所示，下管串联器件电压之和 $v_{sum2}=v_{c21}+v_{c22}+v_{c23}$ 在整个工频周期内近似等于 MMC 子模块电容电压 v_{sm} ，可用 v_{sum2} 代替 v_{sm} 。在实际实验中，采用这种方式对器件串联的 MMC 子模块电容电压进行近似采样，只需要对 v_{sum2} 进行一定修正，就可以实现系统的正常运行。

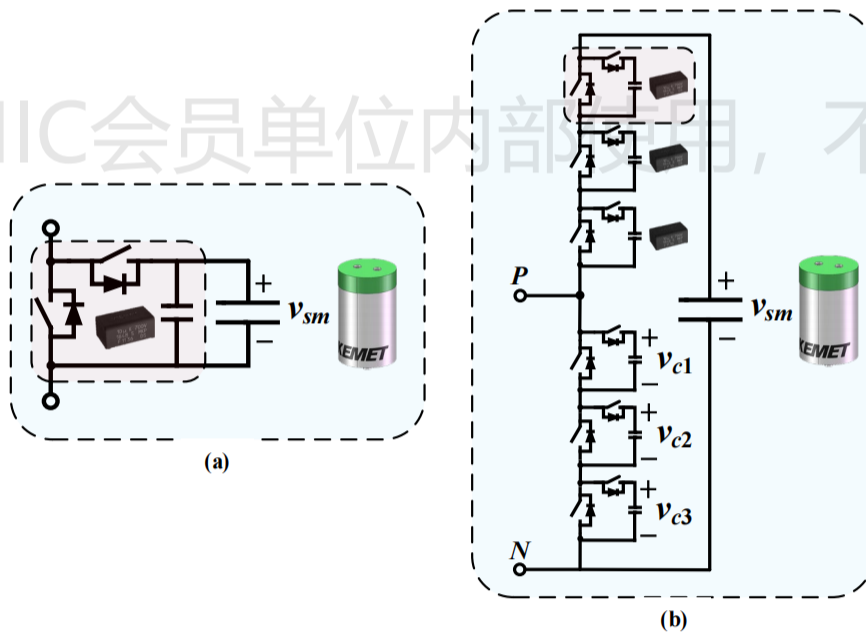


图 3.4 (a)基于单管器件的 MMC 子模块 (b)基于串联器件的 MMC 子模块

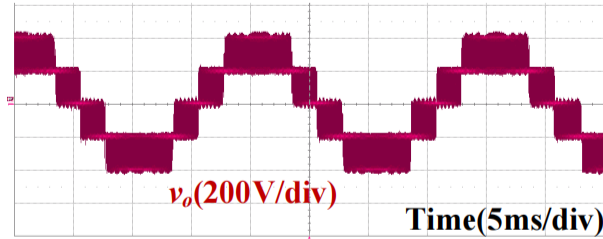
3.2.4 空载实验验证

首先对样机的空载性能进行测试，观察能否输出正确的多电平波形，能否保持 MMC 子模块电容的电压均衡，能否保持串联器件的电压均衡。

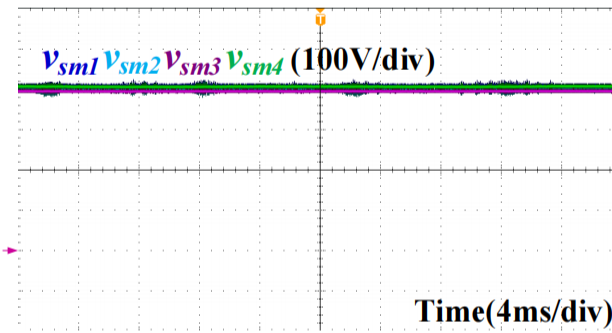
在 $V_{dc}=800\text{V}$ ， $m=0.8$ ， $R_d=+\infty$ 的空载情况下，如图 3.5 所示，输出电压呈现 5 电平波形，同时 MMC 子模块电容电压 v_{sm} 能够保持较好的均衡，这说明空载下，器件串联

的引入不影响 MMC 系统的正常运行。

如图 3.6 所示, 此时 MMC 子模块上下管位置箝位电容能够实现均压且波动很小, 说明在 MMC 空载情况下, 有源箝位均压技术能够实现串联器件电压均衡。

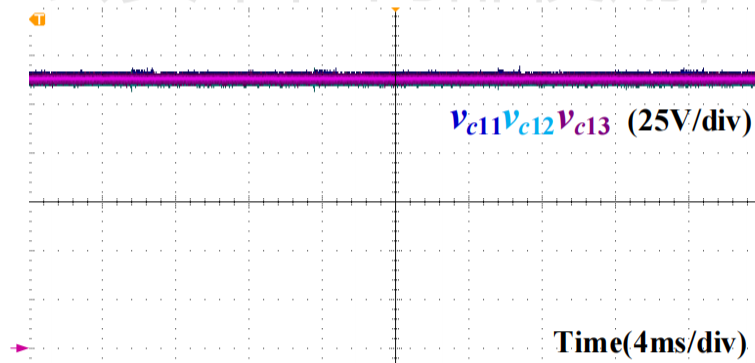


(a)

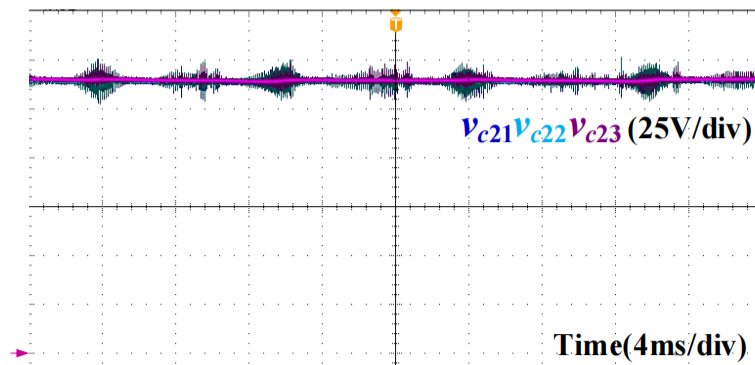


(b)

图 3.5 800V 样机空载实验波形 (a)输出电压电流波形 v_o 、 i_o (b)MMC 子模块电容电压波形 $v_{sm1} \sim v_{sm4}$



(a)



(b)

图 3.6 空载实验波形 (a)上管位置 ACM 箝位电容电压 $v_{c11} \sim v_{c13}$ (b) 下管位置 ACM 箝位电容电压 $v_{c21} \sim v_{c23}$

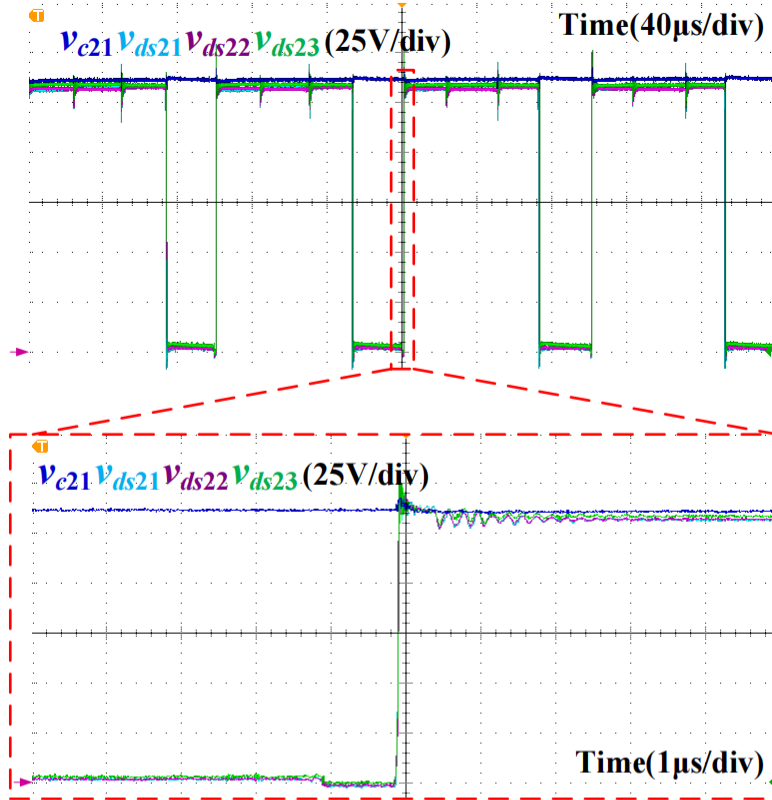


图 3.7 空载下管位置串联器件箝位电容电压 v_{c21} 和器件两端电压 $v_{ds21} \sim v_{ds23}$ 动静态波形

图 3.7 给出了 ACM 箝位电容电压 v_{c21} 和串联器件两端电压 $v_{ds21} \sim v_{ds23}$ 动、静态波形，有源箝位电路发挥了箝位均压效果， v_{ds} 被箝位在 v_c 以下。

3.2.5 重载实验验证

为了进一步测试器件串联技术在 MMC 样机中的有效性，将功率提升至 6.4kW，交流电流峰值为 20A，观察该工况下样机工作情况。

图 3.8 (a)给出了重载下 MMC 样机交流电压 v_o 和交流电流 i_o 的波形，交流多电平波形存在震荡，这是由桥臂电感的较大寄生参数所致，该震荡频率远高于开关频率，可以由滤波器滤除，不影响交流电流波形，交流电流 i_o 的 THD 为 3.58%。图 3.8 (b)给出了重载下 MMC 子模块电容电压的波形，基于器件串联的子模块电容电压 v_{sm1} 与其他子模块电容电压 $v_{sm2} \sim v_{sm4}$ 实现良好均压，均稳定在 400V 左右，电压波动小于 10%，这说明重载情况下，引入器件串联技术，不会对 MMC 样机的正常工作产生影响。

图 3.9 展示了重载情况下，箝位电容电压 v_{c21} 串联器件两端电压 $v_{ds21} \sim v_{ds23}$ 的波形，可以看到器件均压状况良好，串联器件两端电压 v_{ds} 被箝位在 v_c 以下。

图 3.10 分别展示了重载时上、下管位置串联器件箝位电容电压波形 $v_{c11} \sim v_{c13}$, $v_{c21} \sim v_{c23}$

和电流波形。当流经串联器件的电流为正向时，ACM 箝位电容被充电，电压升高；当流经串联器件的电流为负向时，ACM 箝位电容被放电，电压下降。对比上、下管电压波形，上管位置充电量较小，箝位电容的波动主要来自于电流负向时的过度放电和 MMC 电容电压波动；而下管位置充电量较大，其箝位电容的波动主要来自于电流正向时的充电升压。串联器件在上管位置和下管位置的波动均在 12V 左右，波动小于 10%，定义各串联器件箝位电容之间的不均压度 δ 如式(3.5)所示， δ 小于 5%。实验结果表明，在 MMC 样机的重载条件下，有源箝位均压技术仍能实现串联器件电压均压。

$$\delta = \frac{v_{\max} - v_{\min}}{2v_{c_ave}} \quad (3.1)$$

其中 $v_{\max}$ 和 $v_{\min}$ 分别为各箝位电容电压 v_c 的最大和最小值， v_{c_ave} 为的平均值。

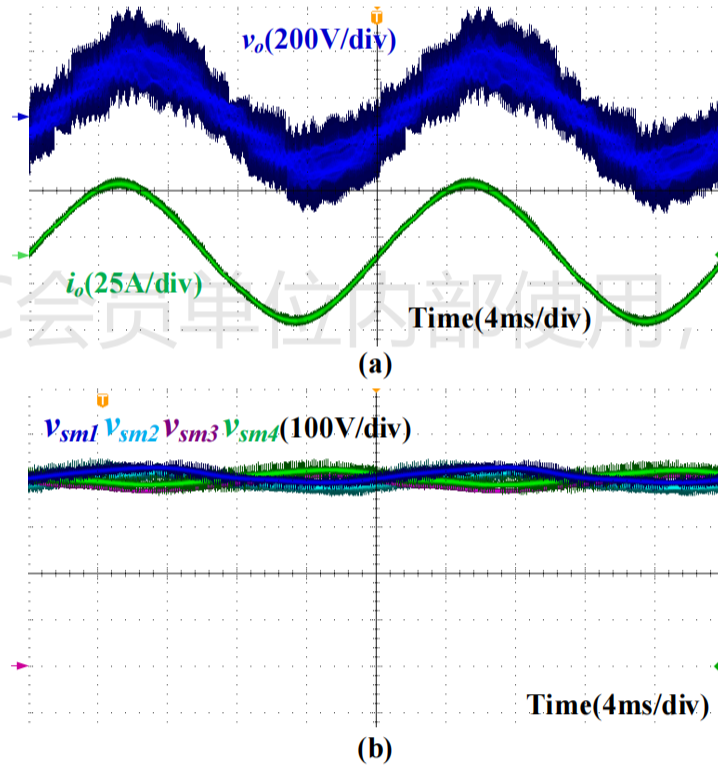


图 3.8 800V 样机重载实验波形 (a)输出电压、电流波形 v_o 、 i_o (b)MMC 子模块电容电压波形 $v_{sm1} \sim v_{sm4}$

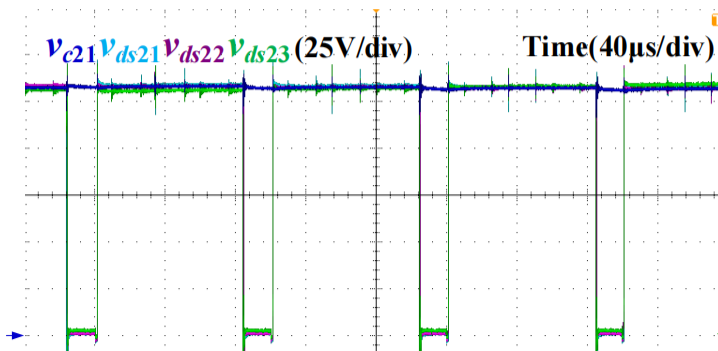


图 3.9 重载时下管位置串联器件箝位电容电压 v_{c21} 和器件两端电压 $v_{ds21} \sim v_{ds23}$ 波形

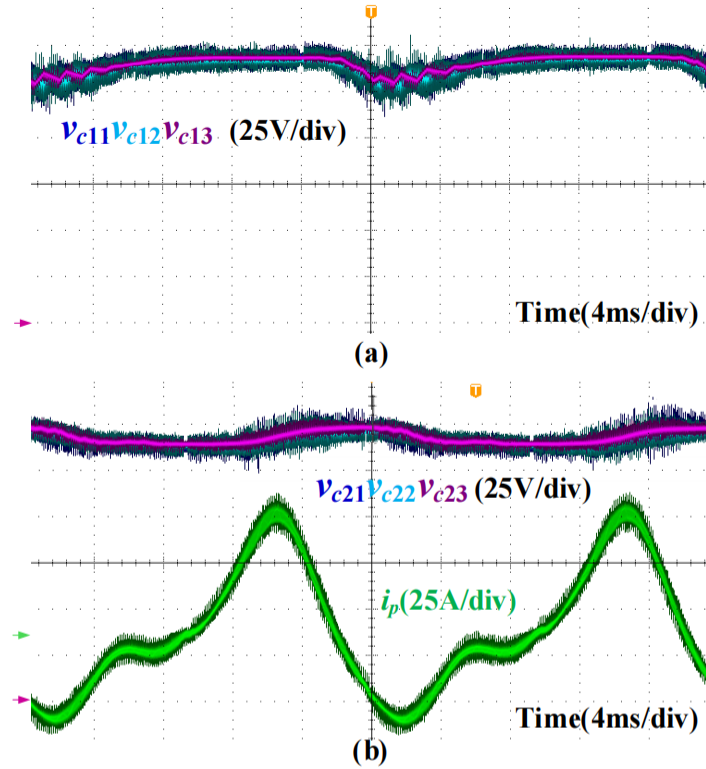


图 3.10 重载串联器件箝位电容电压波形和电流波形 (a) 上管位置 (b) 下管位置

3.2.6 800V/6.4kW MMC 样机实验小结

本节设计了一台 800V/6.4kW MMC 样机，介绍了其电路拓扑、控制架构和硬件设计。分别对样机进行了 800V 空载和重载实验，证明有源箝位均压技术在空载和重载下均能实现串联器件的电压均衡，且不影响 MMC 系统的正常运行。

3.3 紧凑型 SiC MOSFET 串联模组

为了进一步验证器件串联技术在 MMC 系统中的应用，本文设计并制作了一款紧凑型 SiC MOSFET 串联模组，用以替代 MMC 子模块中的 IGBT 模块。

3.3.1 总体架构

如图 3.11 所示为紧凑型 SiC MOSFET 串联模组的外观及接口示意图，该模组在布局上实现了强弱电的分离，将 6 个 SiC MOSFET 及其均压、驱动、供电和控制电路均封装于一个 188mm*180mm*56mm 的 3D 打印外壳内，仅需要一对光纤线提供驱动信号，一对供电线辅助供电，即可等效于单个器件工作，并能保证内部的电压均衡。

图 3.12 给出了模组内部 3 层结构，从上到下依次为控制层、驱动层与功率层。其中，控制层主要由光纤头、FPGA 以及电源模块等器件组成，负责收发光纤信号，处理本地数

据，提供隔离供电和发出驱动、放电 PWM 信号等功能；驱动层主要由驱动芯片和 AD 采样芯片组成，负责根据收到的 PWM 信号生成驱动信号和对有源箝位电容电压进行采样；功率层则由功率 SiC 器件和有源箝位均压电路组成，负责将各个功率器件串联起来，实现电路连接。

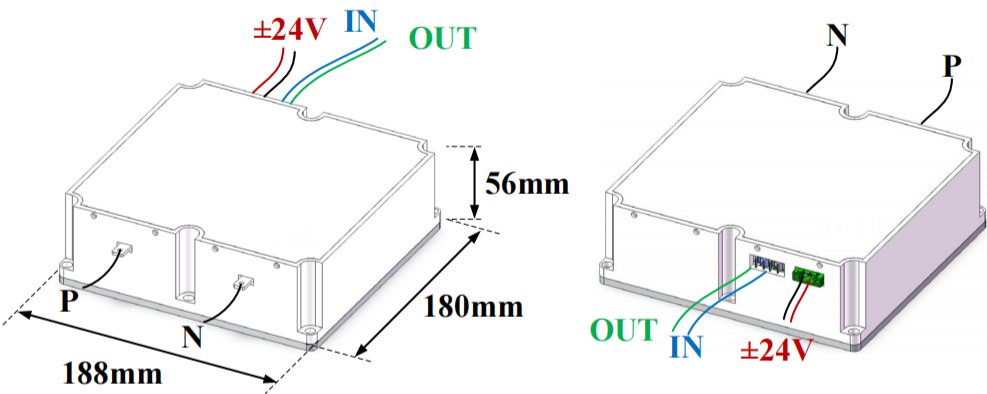


图 3.11 紧凑型 SiC MOSFET 器件串联模组外观及接口示意图

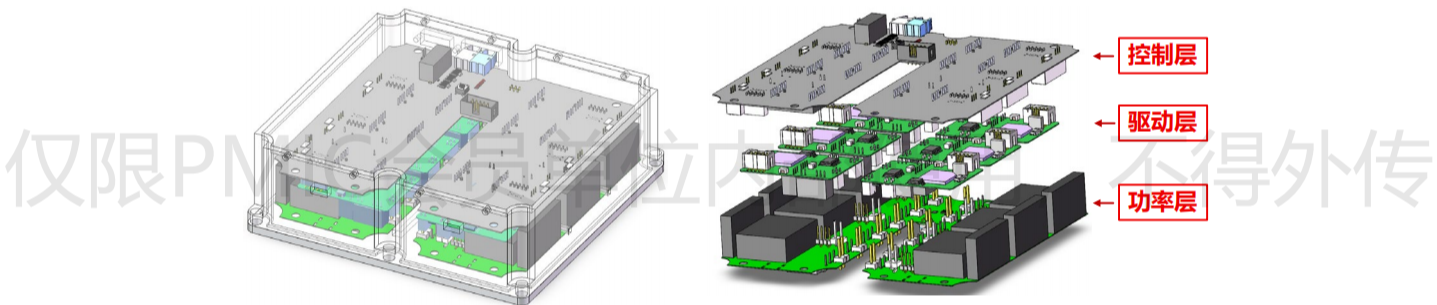


图 3.12 SiC MOSFET 器件串联模组内部结构示意图 (a)外部透视图 (b)内部结构拆分图

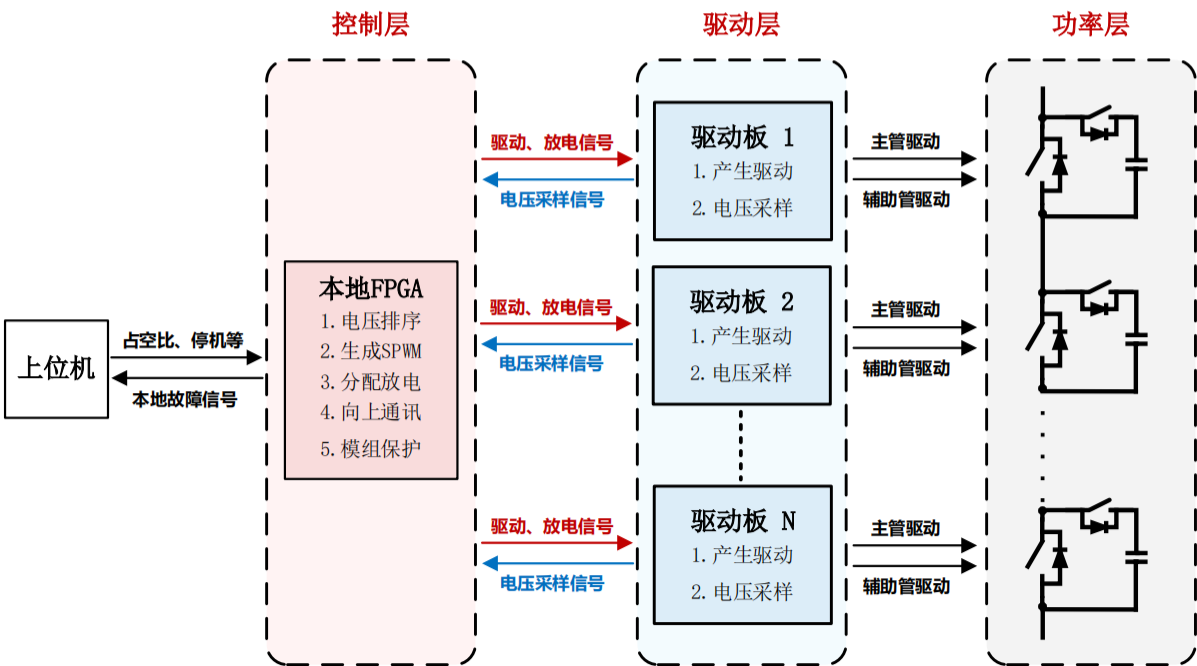


图 3.13 模组整体控制架构

模組的控制架构如图 3.13 所示，核心是位于控制层的 FPGA，向上负责与上位机进行通讯；向下负责汇总电压采样数据并进行排序，分配放电信号，并根据上位机发来的占空比生成驱动信号。

3.3.2 硬件设计

模組主功率器件选用 6 个 Wolfspeed 公司的 1.2kV/21mΩ SiC MOSFET(C3M0021120K) 串联而成^[39]，模組的理论耐压高达 7.2kV，高于目前商用最高 6.5kV 的 IGBT 模块耐压。该器件 21mΩ 的沟道电阻可以进一步降低损耗，提升效率。

辅助管仅在开关异步和 MMC 子模块换流过程内短暂导通，损耗较小，在保证耐压的前提下，可采用封装更小、性价比更高的器件降低成本和体积。模組辅助管选用的是 Wolfspeed 公司的 1.2kV/75 mΩ SiC MOSFET (C3M0075120K)，

模組的采样和驱动功能均集成于驱动板上，驱动板采用模块化设计，每个串联器件对应一块完全相同的驱动板，驱动芯片采用 SILICON LABS 公司的 Si8261 芯片，该芯片为 5kV 绝缘等级的隔离驱动芯片，能够适用于器件串联的高压场景。采样部分通过差分采样得到箝位电容电压，由 AD 芯片完成模数转换，并传递给模組本地的 FPGA，如图 3.14 所示。为了应对器件串联工作时高 dv/dt 带来的干扰，在 AD 芯片前后级都增加了 5kV 绝缘等级的隔离。

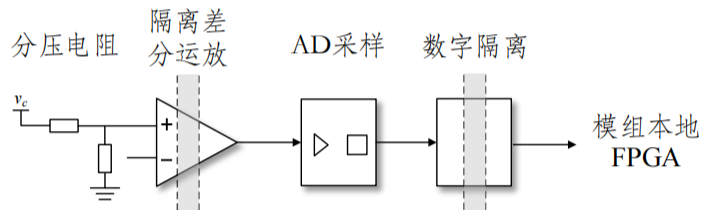


图 3.14 采样单元结构框图

3.3.3 参数选定

根据 2.2.5 的分析，结合 2.4 中 MMC 系统的仿真实验结果和器件本身限制，本文对器件串联模組有源箝位均压电路部分的参数进行了设计。

模組设计最高通流能力为 70A，则 $i_p = 20 + 49\sin(\omega t)$ ，假定子模块寄生电感 $L_a = 0.5\mu\text{H}$ ，串联器件异步时间为 100ns，每周期放电个数 $k = 4$ ，箝位电容电压波动 $\varepsilon = 0.1$ ，辅助管放电时长 t_a 和箝位电容容值 C_a 可以通过计算得到（开关频率 $f_s = 5\text{kHz}$ ）：

$$\begin{cases} t_a \geq 163ns \\ C_a \geq 1.5\mu F \end{cases} \quad (3.2)$$

(开关频率 $f_s = 10\text{kHz}$):

$$\begin{cases} t_a \geq 163ns \\ C_a \geq 2.9\mu F \end{cases} \quad (3.3)$$

(开关频率 $f_s = 20\text{kHz}$):

$$\begin{cases} t_a \geq 163ns \\ C_a \geq 5.7\mu F \end{cases} \quad (3.4)$$

可以看到放电时间并不随着频率和电流幅值的变化而变化,而是取决于放电个数 k 和 MMC 子模块寄生电感值 L_a ,当这两个值确定的情况下,无论频率和电流幅值如何变化,器件串联模组都能够在一个工频周期内实现均压。但是随着电流增大和开关频率上升,箝位电容的充放电电量均会相应上升,因此如果要将箝位电容电压波动限制在预定范围内,就要增大箝位电容容值。

表 3.2 给出了 SiC MOSFET 串联模组的关键参数,箝位电容取 $7\mu F$,留有一定裕量。

表 3.2 SiC MOSFET 器件串联模组关键参数

关键参数	符号	值
额定工作电压	V_{DS}	3.3kV
最大绝缘电压	V_{DSmax}	7.2kV
连续通流能力	I_D	70A
最大脉冲电流	I_{Dmax}	200A
器件串联个数	N	6
每个开关周期开通放电辅助管个数	k	4
辅助管开通放电时长	t_a	500ns
最大器件开关频率	f_{smax}	20kHz
有源箝位电容容值	C_a	$7\mu F$
最大箝位电容电压波动	ε	<10%

3.3.4 损耗分析

利用 PLECS 仿真平台的损耗仿真工具分析功率器件损耗。通过添加如图 3.15 左图所示的紫色的 Heatsink 模块,模拟散热器的温度对于器件损耗的影响,可以通过右侧的温度源 T_0 给定散热器的温度。器件和二极管在不同温度、不同电压电流下的损耗可以通过导入 Wolfspeed 公司的 PLECS 热仿真模型进行精确估算,图 3.15 右图展示了在不同温度、不同电压电流下, SiC MOSFET C3M0021120K 开通损耗的差异。

针对 10kV 配电网的工作环境,当 MMC 桥臂电流峰值达到 70A 时,MMC 系统功率

达到 1.2MVA，设定散热器工作温度为 80℃。损耗情况如表 3.3 所示，在逆变模式，下管串联主管和辅助管损耗将达到 37.50W（主管 37.30W，辅助管 0.20W），上管串联主管和辅助管损耗为 14.43W（主管 13.84W，辅助管 0.59W），一个 MMC 子模块的器件损耗为 311.4W。考虑每个半桥串联 6 个 MMC 子模块，三相 MMC 系统共计 36 个 MMC 子模块，功率器件上的总损耗为 11210.4W，仅占总功率的 0.935%。如表 3.3 所示，SiC MOSFET 开关速度快，开关损耗占比很小，大部分损耗来自于主功率管的导通损耗，可进一步通过选用导通电阻更小的主功率器件降低损耗。

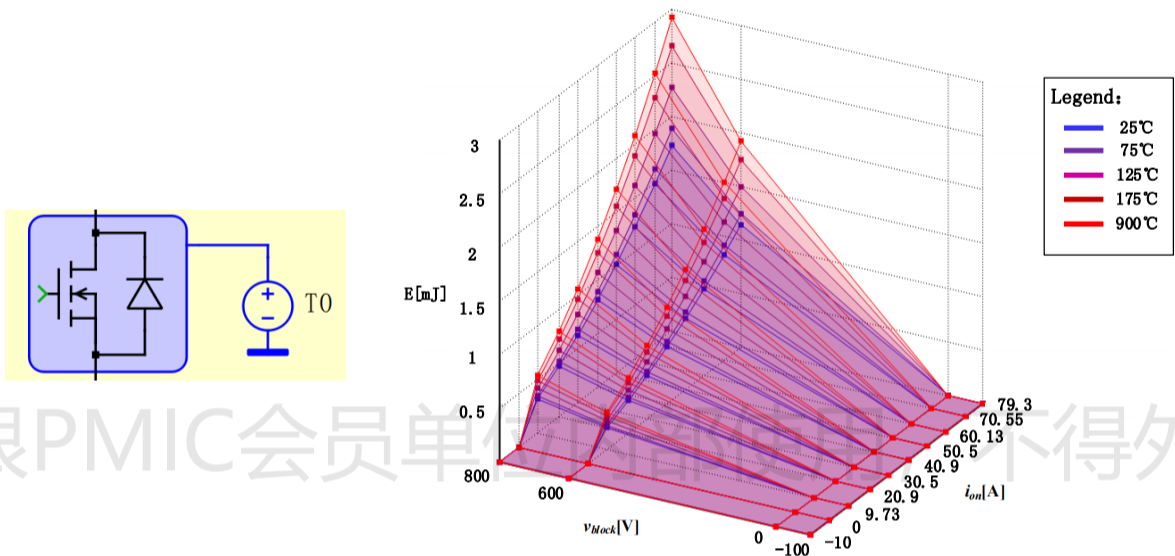


图 3.15 PLECS 平台热损耗分析工具

表 3.3 SiC MOSFET 器件串联模组损耗分布（单位：W）

	MMC 子模块上管损耗	MMC 子模块下管损耗
主管导通	12.02	34.96
主管开关	0.60	2.11
主管体二极管	1.22	0.23
辅助管导通	0.17	0.03
辅助管开关	0.34	0.12
辅助管体二极管	0.08	0.05
单管总损耗	14.43	37.50

3.3.5 热测试

SiC MOSFET 串联模组的散热结构如图 3.16 所示，为三层结构，最上方的是厚度为 1mm 氧化铝陶瓷板，该材料具有较好的导热能力，且电压绝缘等级较高，两面均有 0.3mm 的敷铜，功率器件直接焊接在氧化铝陶瓷板的敷铜上，加强散热效果。氧化铝陶瓷板的另

一面与铜基板焊接在一起，再将铜基板直接固定在散热器上，中间填充硅脂等导热材料。

根据 3.3.4 中计算的功率损耗，对模组进行了热测试。由于器件串联模组仍处于测试阶段，考虑到方便后续测试，并未将功率器件、氧化铝陶瓷板与铜基板进行焊接，而是直接将氧化铝陶瓷板置于功率器件与散热器之间，并在连接处填充导热硅脂以增大接触面积。散热器的左侧为进风口，右侧为出风口，风向从左到右，如图 3.17 所示。

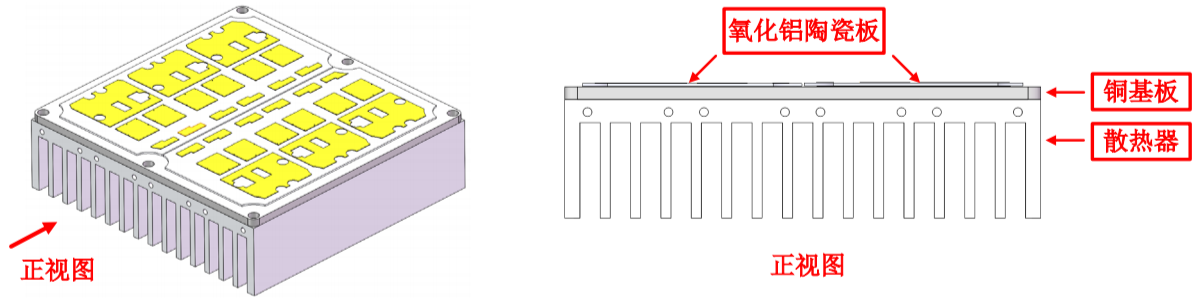


图 3.16 SiC 器件串联模组散热单元结构图

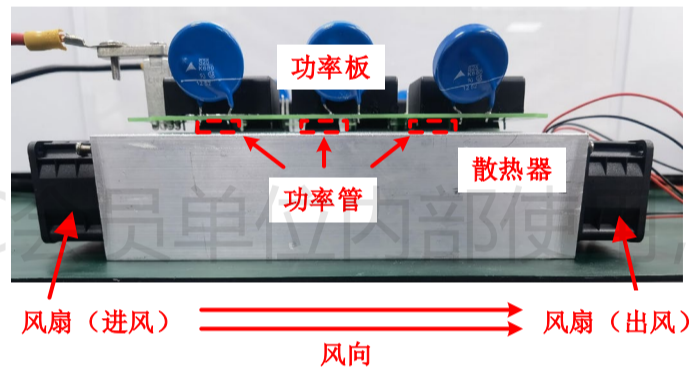


图 3.17 SiC 器件串联模组热测试平台

图 3.18 给出了热测试方案，在模组正负极之间反接一个恒流源 i_S ，此时 SiC MOSFET 反并的体二极管会产生一定压降 v_{SD} ，主功率管上产生的功率损耗 P_{SD} 可以通过 v_{SD} 乘以通过 i_S 得到，如下式所示：

$$P_{SD} = v_{SD} \times i_S \quad (3.5)$$

图 3.19 给出的是经过 30 分钟热测试后，温度已经稳定的主功率器件热成像图，右侧的串联主功率器件温度最高，达到 99.7°C ，中间的器件温度为 91.3°C ，左侧的器件温度为 84°C 。该测试结果是由于左侧进风口的空气温度较低，热传导速率较高，而右侧出风口的空气温度较高，热传导速率降低导致的。经过 30 分钟不间断工作后，所有器件均能达到热平衡状态，此时二极管压降 v_{SD} 为 2.635V ，恒流源输出电流 i_S 为 14A ，单管损耗达到 36.89W ，基本符合前文分析的 37.50W 损耗，以温度最高的右侧器件为例，其壳温达到了

99.7℃，C3M0021120K 的结壳热阻为 0.32℃/W，此时功率器件结温为 111.5℃，低于 SiC MOSFET 的正常工作结温上限 175℃，已经可以满足实际样机要求。通过优化散热器设计，焊接陶瓷板和铜基板等方式，可以进一步提升模组的散热效果。

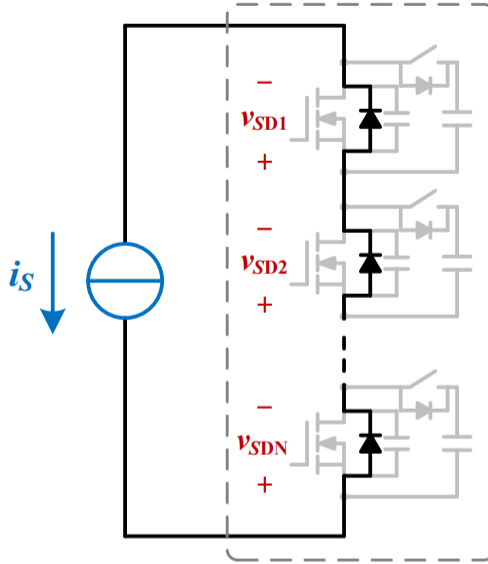


图 3.18 热测试原理示意图

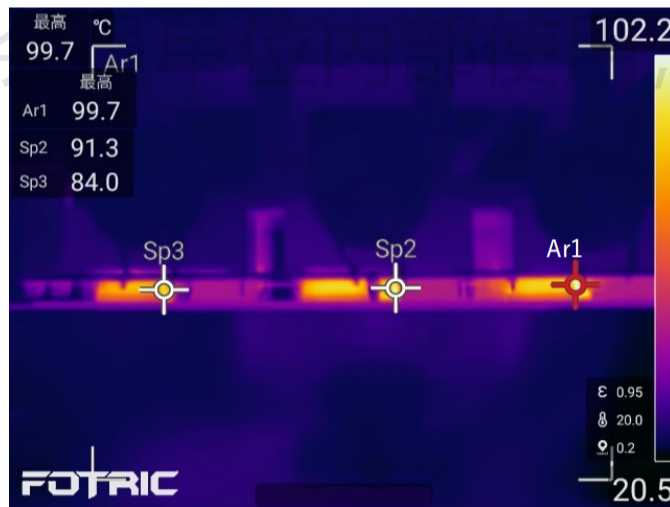


图 3.19 热测试 30 分钟后模组串联主功率管温度热成像图

3.3.6 4kV 均压实验测试

基于实验室现有设备和条件，在 1kV、2kV 和 4kV 下对 SiC MOSFET 串联模组进行高压空载测试，以验证该模组在高压下均压效果。图 3.20 (a)给出了高压测试实验的电路拓扑，图 3.20 (b)则给出了按照该拓扑搭建的电路实物图。电路采用了半桥结构，上下桥臂各由一个 SiC MOSFET 串联模组组成，桥臂中点与母线电容中点连接一个电感，电源仅需要输出器件串联模组和电感磁损铜损等损耗功率。

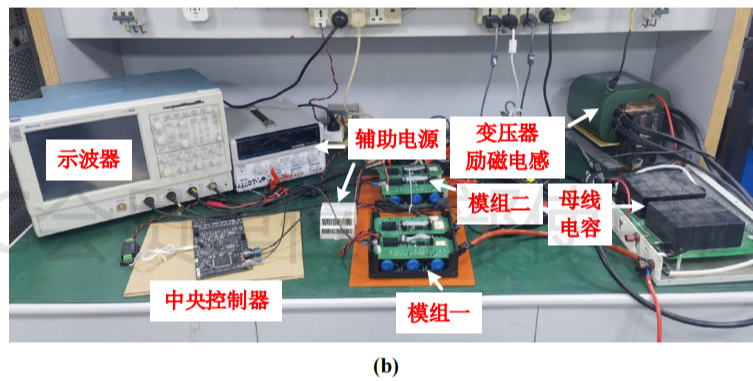
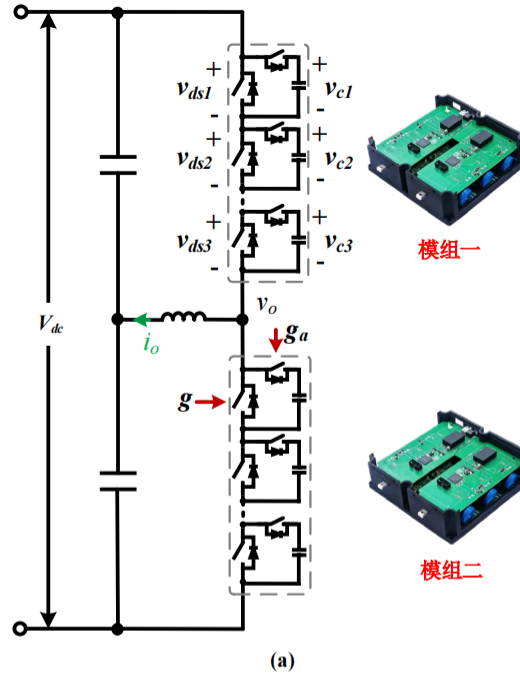


图 3.20 高压空载测试实验 (a)电路拓扑图 (b)实际测试电路

图 3.21 给出了 1kV 低压下主管和辅助管的驱动波形，以及桥臂中点输出电压波形，可以看到输出电流呈现三角波，辅助管在电流为负向时，主管开通前的死区内开通放电，辅助管提前死区 $t_0=100\text{ns}$ 开通，并在死区开始后保持开通放电 $t_a=500\text{ns}$ ，此时 v_o 波形可以观察到一个平台，该平台是由于部分辅助管放电开通导致电容箝位，辅助管在剩余 500ns 死区时间内保持关断，此时桥臂电压继续下降，直到归零完成换流，此时主管两端的电压已经为零，主管实现了零电压开通（ZVS-ON）。关断时刻 v_o 也有类似的电压平台出现，这是由于另一桥臂的辅助管放电过程导致。

图 3.22 给出了 2kV 空载条件下，模组内部各箝位电容电压 $v_{c1}\sim v_{c3}$ 的波形，可以看到在空载条件下，箝位电容电压均压效果良好，不均压度 δ 小于 5%。由图 3.23 所示，器件两端电压 v_{ds1} 、 v_{ds2} 被箝位电容电压 v_{c1} 箝位，没有过压发生。

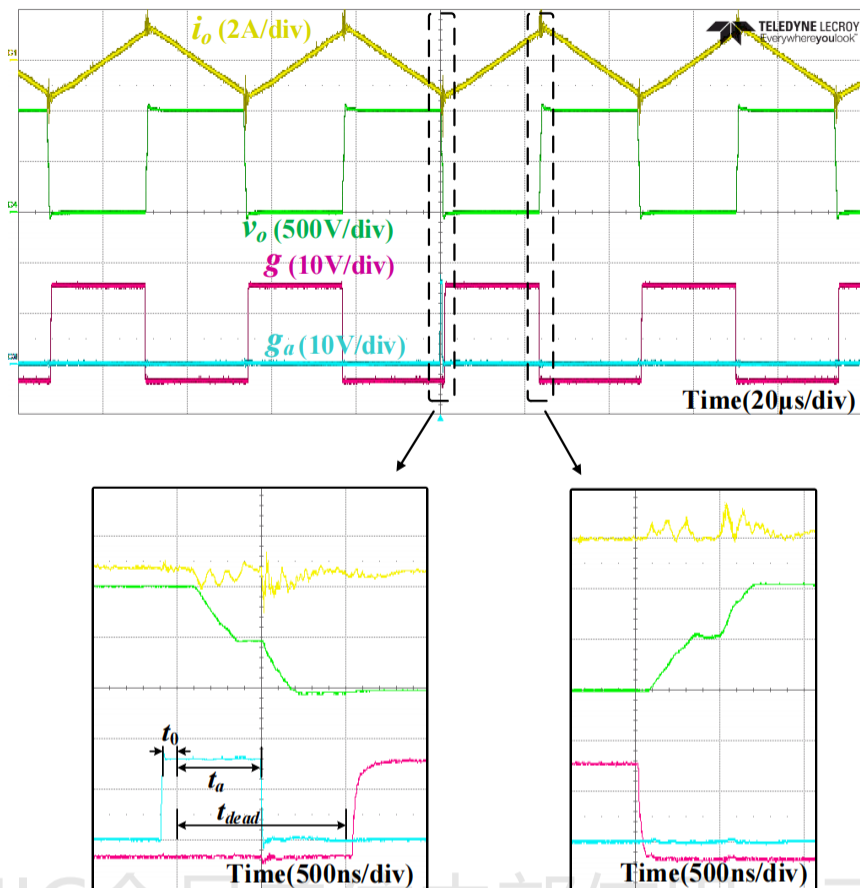


图 3.21 1kV 下器件串联模组主管和辅助管驱动波形 g 和 g_a ，桥臂中点输出电压 v_o 及输出电流波形 i_o

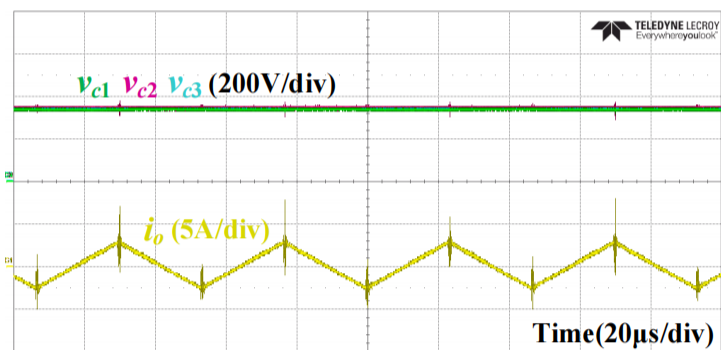


图 3.22 2kV 下器件串联模组箱位电容电压波形 $v_{c1} \sim v_{c3}$ 及输出电流波形 i_o

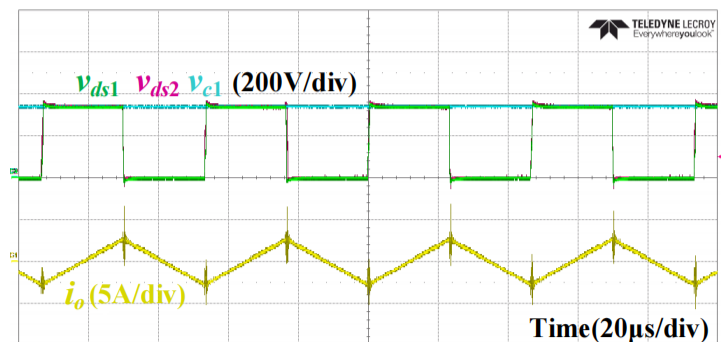


图 3.23 2kV 下器件串联模组串联器件两端电压波形 v_{ds1} , v_{ds2} 、箱位电容电压波形 v_{c1} 及输出电流波形 i_o

图 3.24 给出了 2kV 空载条件下，串联器件两端电压 $v_{ds1} \sim v_{ds3}$ 的波形，各串联器件均压效果良好， v_{ds} 的上升沿和下降沿可以观测到 MOSFET 器件开通关断时的米勒平台，虽然各器件的开通、关断存在差异，但是串联器件依旧实现了较好的动、静态均压效果，没有过压现象产生。器件开通时， v_{ds1} 和 v_{ds3} 比 v_{ds2} 晚 500ns 下降，这是由于器件 1 和器件 3 两端辅助管开通放电， v_{ds1} 和 v_{ds3} 被其箝位电容电压 v_{c1} 和 v_{c3} 箝位，由于箝位电容 C_a 远大于器件结电容 C_{ds} ，因此在短时间内电压下降极小，而器件 2 两端电压 v_{ds2} 没有被箝位，器件结电容 C_{ds2} 迅速完成放电， v_{ds2} 降为零。当箝位电容放电时间结束后，辅助管关断截止，主功率器件不再被箝位电容箝位， C_{ds} 才完成放电， v_{ds} 降为零，至此完成桥臂的换流过程。

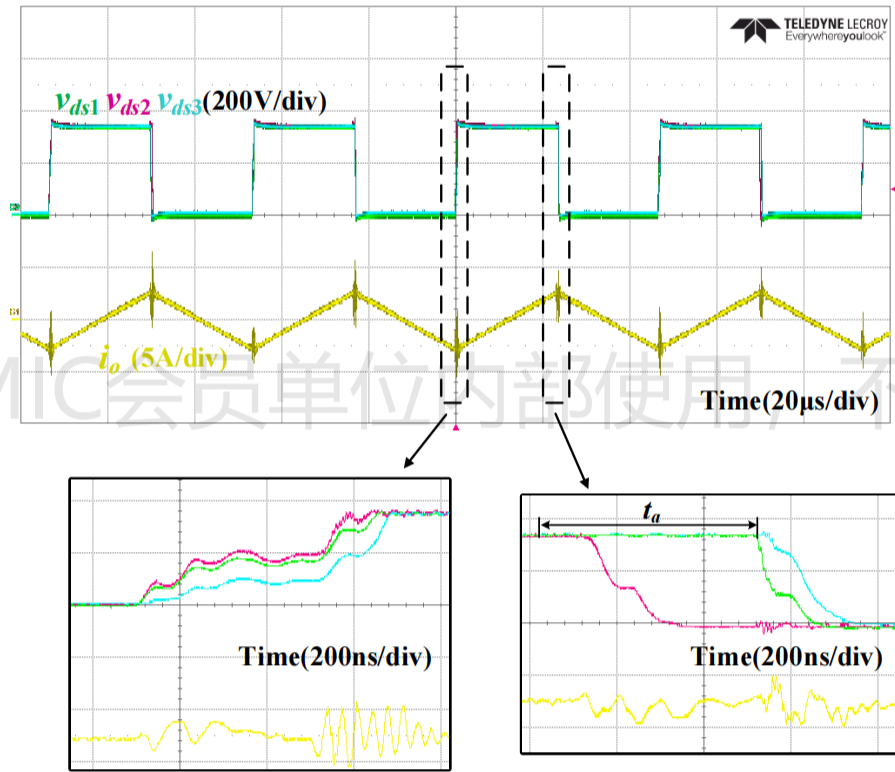


图 3.24 2kV 下器件串联模组串联功率器件两端电压波形 $v_{ds1} \sim v_{ds3}$ 及输出电流波形 i_o

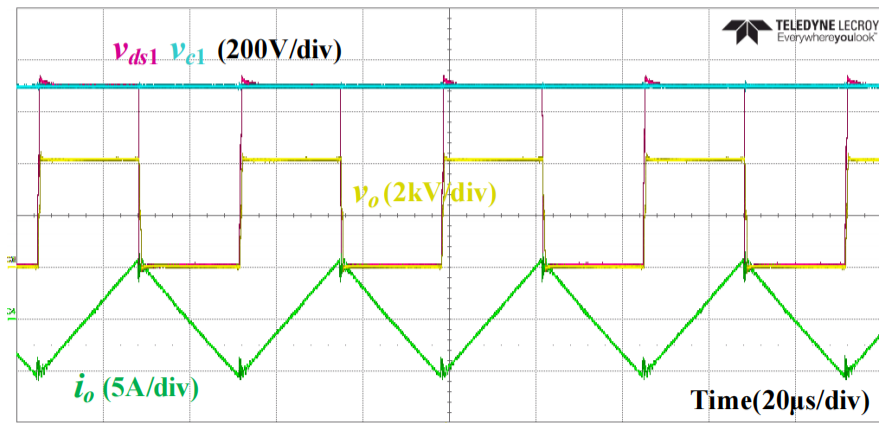


图 3.25 4kV 下器件两端电压 v_{ds1} ，箝位电容电压 v_{c1} ，输出电压 v_o 及输出电流 i_o 波形

如图 3.25 所示是 4kV 空载下的实验波形，可以看到器件两端 v_{ds1} 被 v_{cl} 箝位，稳定在 V_{dc}/N (633V) 附近，能够实现较好的动静态均压。

3.4 MMC 子模块等效 400kVA 对拖功率验证

3.4.1 桥臂对拖实验平台

为了进一步测试 SiC MOSFET 串联模组在高压大功率下的工作情况，搭建了子模块对拖平台，模拟器件串联模组在实际 MMC 系统中的工作状态，电源仅需要提供对拖平台的损耗。

如图 3.26 所示，桥臂对拖实验平台主要由两个桥臂组成，一个电感连接在两个桥臂的中点之间，上下桥臂分别对应 MMC 半桥子模块的上下管，MMC 子模块电容已经并入母线电容中。左侧桥臂位为待测桥臂，只要确保该桥臂的驱动信号与 MMC 系统中的载波移相调制驱动相同，流入左侧桥臂的电流与 MMC 系统中流入 MMC 子模块的电流相同，那么该桥臂就可以近似模拟 MMC 子模块半桥的实际工作情况。将 SiC MOSFET 串联模组放入这个桥臂，就可以模拟器件串联模组在 MMC 子模块半桥的实际工作情况。右侧桥臂为控制桥臂，通过闭环控制调节该桥臂的开关动作，使电感 L 上的电流 i_L 能够跟随参考电流 i_{L_ref} ，从而控制流入待测桥臂的电流。

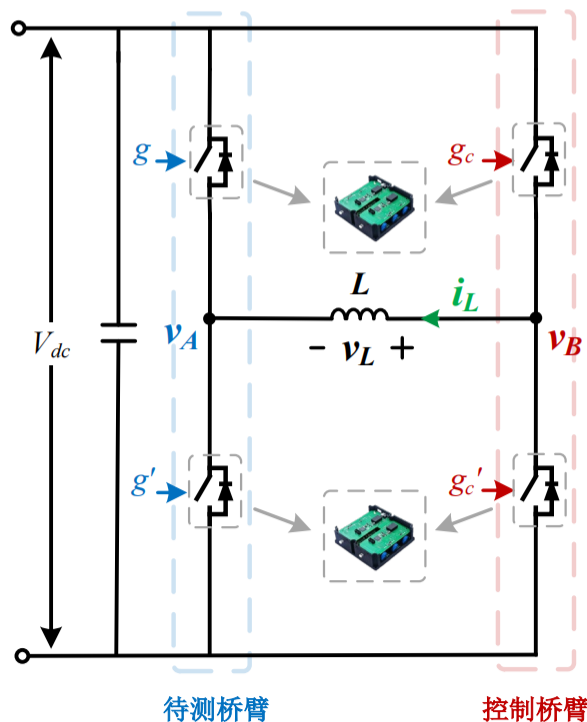


图 3.26 桥臂对拖实验电路拓扑图

如图 3.27 所示,是简化后的桥臂对拖实验等效电路模型,待测桥臂和控制桥臂分别可以简化为一个方波发生器,中间连接一个电感。待测桥臂的调制信号为 MMC 子模块正常工作时的 SPWM 波,而控制桥臂则是在待测桥臂调制信号上叠加一个调整量 Δm ,这个调整量导致的电压差会作用到电感上,从而调整电感电流。这个调整量 Δm 通过将采样电感电流值 i_L 与给定的电流参考值 i_{L_ref} 作差,然后经过 PI 调节器得到,控制桥臂的闭环控制框图如图 3.28 所示。

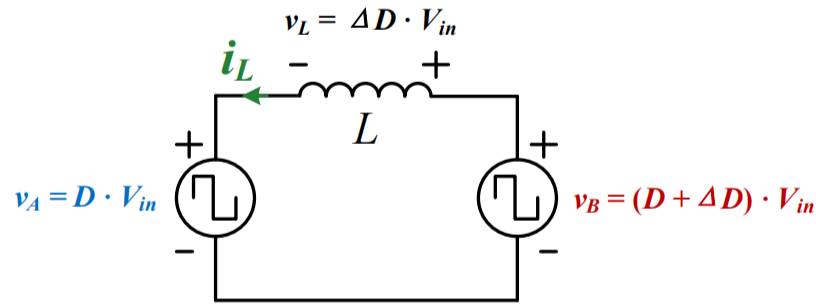


图 3.27 桥臂对拖实验等效电路模型

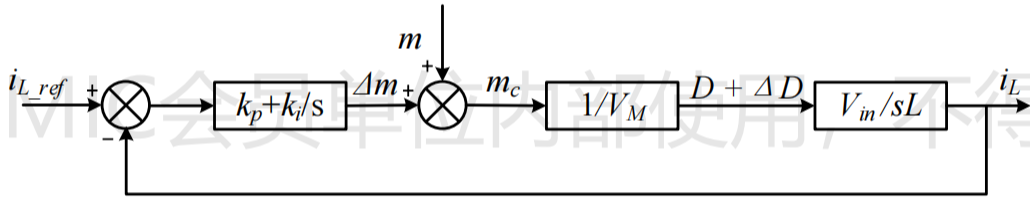


图 3.28 桥臂对拖实验闭环控制框图

下面以图 3.29 为例介绍桥臂对拖的具体控制方式, m 为待测桥臂的调制信号,此时参考电流 i_{L_ref} 正在下降,因此实际电流高于参考电流,控制量 Δm 为负,叠加在调制信号 m 上得到控制桥臂的调制信号 m_c ,控制桥臂的占空比降低,电感 L 上产生了负向电压,因此电感电流 i_L 降低,从而实现了对于电感电流 i_L 的控制。

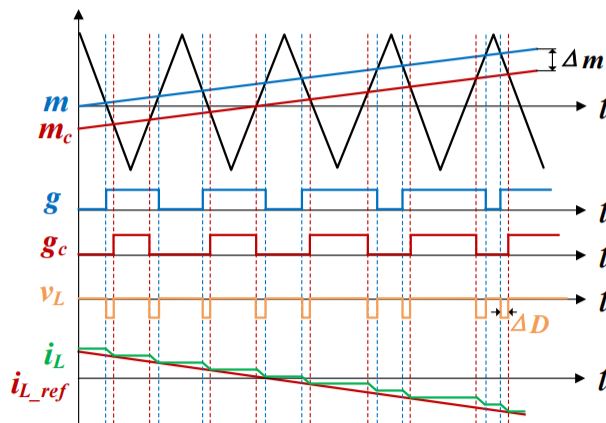


图 3.29 桥臂对拖调制波形示意图

3.4.2 MMC 子模块对拖仿真验证

基于 3.4.1 的理论分析，在 PLECS 仿真软件中搭建了桥臂对拖仿真电路，仿真参数如表 3.4 所示。

表 3.4 桥臂对拖实验关键参数

参数	符号	值
母线电压	V_{dc}	1500V
参考电流峰峰值	I_{Lpp}	74A
参考电流直流偏置	I_{bias}	15A
等效系统功率	P_s	400kVA
串联器件个数	N	6
MMC 子模块半桥寄生电感	L_p	1 μ H
有源箝位电容放电个数	k	3
有源箝位电容放电时长	t_a	500ns
有源箝位电容容值	C_a	7 μ F

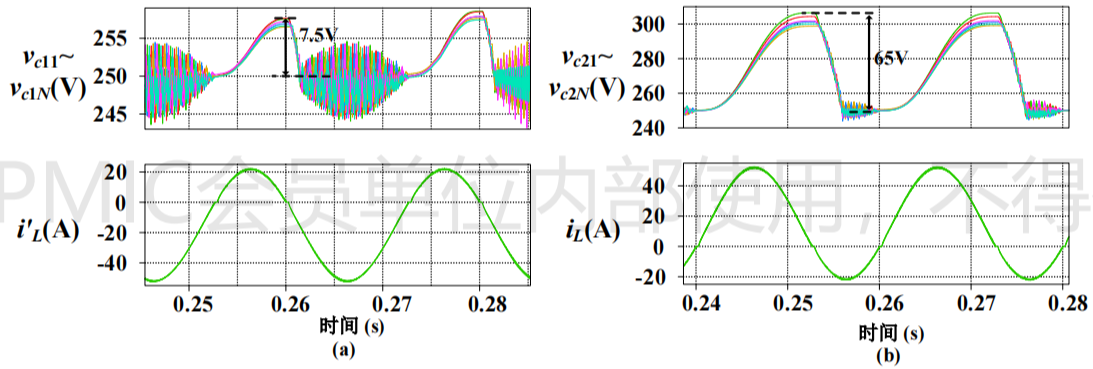


图 3.30 桥臂对拖仿真实验器件串联模组电压波形及电感电流波形 (a)上管 (b)下管

图 3.30 给出了上、下管位置 SiC MOSFET 串联模组内部箝位电容电压以及电感电流的仿真波形 ($i'_L = -i_L$)，上管位置电压波动值为 7.5V，下管位置为 65V，通过式(3.5)~(2.14)得到此时上管位置理论电压波动值为 7.8V，下管位置为 65.6V，仿真结果与理论计算符合较好。同时，电感电流能够较好地跟随参考电流，近似模拟了 MMC 的桥臂电流。

3.4.3 1500V/400kVA MMC 子模块对拖实验验证

根据表 3.4 中的参数，搭建桥臂对拖平台进行对拖测试，图 3.31 给出了待测桥臂的上、下管器件串联模组内部箝位电容电压波形以及电感电流波形 ($i'_L = -i_L$)，电感电流能够较好地跟随参考电流，当流经模组的电流为正向时，箝位电容被充电，当流经模组的电流为负向时，箝位电容被放电，箝位电容电压在工频周期内能够动态均衡在 V_{dc}/N 附近，即 250V，符合理论分析。下管电压波动值约为 70V，与理论计算及仿真分析符合较好，验证了第二

章参数设计的合理性。串联器件箝位电容电压最大差值为 20V，不均压度 δ 小于 5%。

对拖平台电源输出功率 416W，功率器件损耗功率约为 335W，考虑到电感、线路上也存在一定的损耗，该结果基本符合预期。

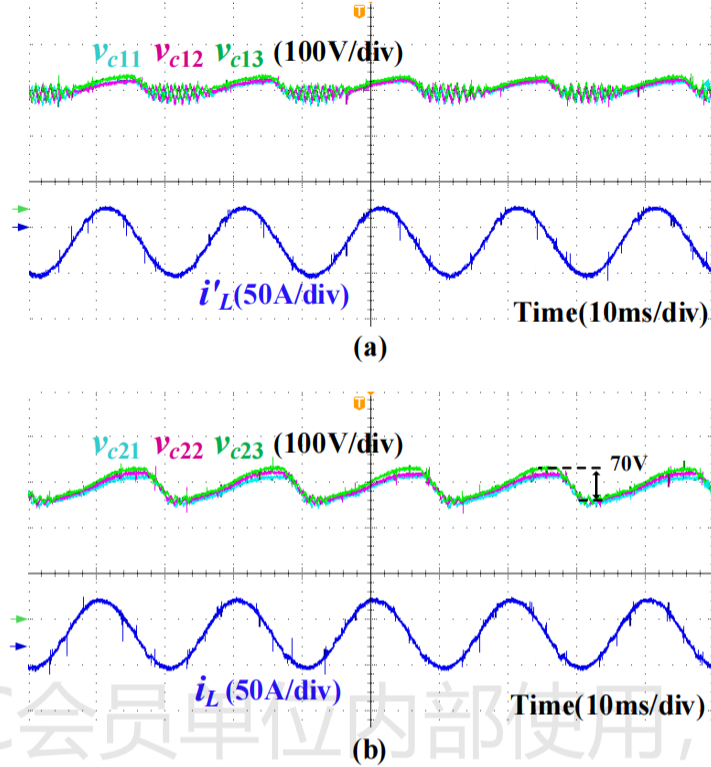


图 3.31 桥臂对拖实验器件串联模组电压波形及电感电流波形 (a)上管 (b)下管

图 3.32 给出了桥臂对拖实验中，串联器件两端电压 v_{ds21} 、 v_{ds22} 与箝位电容电压 v_{c21} 的波形，可以看到 v_{ds} 被 v_c 箝位， v_{ds} 较为均衡，没有过压发生。

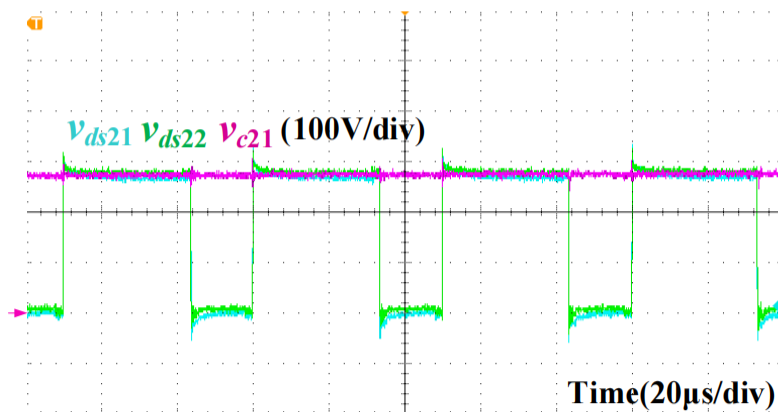


图 3.32 桥臂对拖实验器件串联模组有源箝位电路箝位波形

3.5 本章小结

本章首先搭建了 800V/6.4kW 五电平 MMC 样机，MMC 子模块电容电压和箝位电容电

压均实现了良好均压，且串联器件的引入对 MMC 运行无影响，验证了器件串联技术在 MMC 系统中的可行性。接着设计了紧凑型 7.2kV SiC MOSFET 串联模组，并对其进行了热测试和高压实验测试，验证了该模组的散热和均压效果。最后利用该模组搭建了 1500V/52A(等效系统功率 400kVA) MMC 子模块桥臂对拖实验平台，对该模组在高压大功率 MMC 系统工况下的工作情况进行了测试，实验证明，该模组能够在该工况下稳定有效运行，实验结果能够对应参数设计，箝位电容电压实现了良好均压。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第4章 总结与展望

4.1 工作总结

柔性直流配电系统供电能力强、损耗小，更适合新能源、储能装置和电动汽车等新型负载接入，是未来大型城市配电网的重要发展方向之一。目前，MMC 连接中压直流和交流接口，是柔性直流配网的核心设备之一。MMC 具有效率高、可靠性高、电能质量高等优点，但子模块数量多、设备体积大，限制了其在城市密集区的使用。本文采用串联碳化硅器件代替 IGBT，提升 MMC 子模块耐压，减少子模块数目，降低 MMC 的占地面积，具体包括：

(1) 采用有源箝位串联均压技术实现 MMC 子模块中串联 SiC MOSFET 均压，提出了参数设计方法，并仿真验证。采用了本实验室提出的有源箝位均压技术来解决串联器件的电压均衡问题。针对器件串联技术在 MMC 中的应用场景，分析了有源箝位均压电路的工作原理，设计了电路的关键参数。同时，对 MMC 系统的关键参数、调制及控制方法进行设计。搭建了基于器件串联的 MMC 仿真模型，仿真结果初步证明了该方案的可行性。（对应第 2 章）

(2) 开展系列实验，验证了串联 SiC MOSFET 可实现良好均压，且 MMC 运行不受器件串联影响。首先搭建了一台 800V/6.4kW 的 5 电平 MMC 样机，其中子模块半桥上、下管均采用 3 个 SiC MOSFET 串联而成，串联 SiC MOSFET 可实现良好均压，且器件串联子模块与其他子模块的电压、电流波形基本无差异。设计并搭建了紧凑型 7.2kV SiC MOSFET 串联模组，由 6 个 SiC MOSFET 串联而成，采用对拖方法，对该模组进行了 1500V/52A（400kVA 等效功率）测试。实验结果表明，该模组在该工况下能够稳定运行，串联器件电压能实现均衡，实验结果能够对应参数设计。（对应第 3 章）

4.2 课题展望

本课题将一种基于有源箝位均压电路的器件串联技术应用于 MMC，提升了 MMC 子模块的耐压等级，减少了 MMC 子模块数量。通过仿真和实验，证明了将器件串联技术应用于 MMC 系统的可行性，串联器件均压良好，MMC 系统运行正常。设计并制作了一款 7.2kV 紧凑型 SiC MOSFET 串联模组，通过热测试，高压测试和大功率测试，验证了该模

组在不同工况下的有效性。尽管取得了一定的成果，但未来仍然可以从以下几个方面进一步展开：

(1) 目前模组仍处于测试阶段，散热单元未能完全实装。后续研究可以将功率器件焊接在氧化铝陶瓷片上，陶瓷片再焊接到铜基板上，进一步提升模组的散热效果，并可进行更大功率的桥臂对拖实验。

(2) 由于大型 MMC 样机制作周期长、成本高，目前仅在 800V/6.4kW 小型样机上进行了验证。后续通过与相关公司的合作，可以基于本文的紧凑型 SiC MOSFET 串联模组设计 MMC 子模块，接入 MMC 系统进行高压大功率的实机测试。

(3) 当前模组均采用分立 SiC MOSFET 串联而成，受限于单管器件的通流能力，最大仅能通过 70A 的电流。后续可以将多管并联的 SiC MOSFET 集成封装，以获得更大的通流能力。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] 《国家发展改革委关于培育发展现代化都市圈的指导意见(改规划[2019]328号)》[EB/OL]. https://www.ndrc.gov.cn/xxgk/zcfb/tz/201902/t20190221_962397.html.
- [2] 《“十四五”新型城镇化实施方案》[EB/OL]. https://www.ndrc.gov.cn/fggz/fzzlgh/gjjzxgh/202207/t20220728_1332050.html
- [3] 《<中华人民共和国国民经济和社会发展第十四个五年规划和 2035 年远景目标纲要> 实施中期评估报告》[EB/OL]. https://www.ndrc.gov.cn/fzggw/wld/zsj/zyhd/202312/t20231227_1362958.html
- [4] 郑欢.柔性直流配电网的若干问题研究[D].浙江大学,2014.
- [5] 《中共中央 国务院关于完整准确全面贯彻新发展理念做好碳达峰碳中和工作的意见》
https://www.gov.cn/zhengce/2021-10/24/content_5644613.htm
- [6] 徐进,董达鹏. “双碳”背景下我国新能源发展的再思考 [J].能源, 2023, (10): 32-37.
- [7] 孙鹏飞,贺春光,邵华,刘雪飞,安佳坤.直流配电网研究现状与发展[J].电力自动化设备,2016,36(06):64-73.
- [8] 何湘宁,宗升,吴建德,李武华,赵荣祥.配电网电力电子装备的互联与网络化技术[J].中国电机工程学报,2014,34(29):5162-5170.
- [9] 张祖平.直流配电技术的发展前景[J].供用电,2015(02):52-53.
- [10] 李斌,戴冬康,何佳伟等.真双极直流输电系统的故障性质识别方法[J].中国电机工程学报,2018,38(13):3727-3734+4014.
- [11] 邓旭,王东举,沈扬等. $\pm 1100\text{kV}$ 准东—四川特高压直流输电工程主回路参数设计[J].电力自动化设备,2014,34(04):133-140.
- [12] 饶宏,周月宾,李巍巍等.柔性直流输电技术的工程应用和发展展望[J].电力系统自动化,2023,47(01):1-11.
- [13] 熊雄,季宇,李蕊等.直流配用电系统关键技术及应用示范综述[J].中国电机工程学报, 2018, 38 (23):6802-6813+7115.
- [14] Kakigano H, Miura Y, Ise T. Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution[J]. IEEE transactions on power electronics, 2010, 25(12): 3066-3075.
- [15] Saat J, Bleilevens R, Mildt D, et al. Design Aspects of Medium and Low Voltage DC

- Distribution Grids-An Overview[C]//2020 5th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID). IEEE, 2020: 1-6.
- [16] Stieneker M, Butz J, Rabiee S, et al. Medium-voltage DC research grid Aachen[C]//International ETG Congress 2015; Die Energiewende-Blueprints for the new energy age. VDE, 2015: 1-7.
- [17] 傅守强,高杨,陈翔宇等.基于柔性变电站的交直流配电网技术与工程实践 [J]. 电力建设, 2018, 39 (05): 46-55.
- [18] 国家电网有限公司 . 全国首个智能柔性直流配电网示范工程在杭州投运 [EB / OL] . [2021-01-13] . [http : // www.sasac.gov.cn / n2588025 / n2588124 / c9534332 / content.html](http://www.sasac.gov.cn/n2588025/n2588124/c9534332/content.html).
- [19] 王朝亮,吕文韬,许烽,陆翌,李继红.柔性直流配电网 MMC 子模块级联数量优化设计[J]. 浙江电力,2019,38(04):8-12.
- [20] 徐玉韬,谈竹奎,郭力,李霞林,黄迪.贵州电网柔性直流配电系统设计方案[J]. 供用电,2018,35(01):34-39.
- [21] 班国邦,徐玉韬.国内首个五端柔性直流配电示范工程进入试运行[J]. 电力大数据,2018,21(09):94+93.
- [22] 尹昌新,朱洁,蒋迅,杨楠,常乾坤,肖峻.多端柔性闭环中压配电网示范工程[J]. 电力系统及其自动化学报,2019,31(02):66-73.
- [23] 姚良忠,吴婧,王志冰等.未来高压直流电网发展形态分析[J]. 中国电机工程学报,2014,34(34):6007-6020.
- [24] Flourentzou N, Agelidis V G, Demetriades G D. VSC-based HVDC power transmission systems: An overview[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2009, 24(3): 592-602.
- [25] 汤广福.基于电压源换流器的高压直流输电技术[M]. 北京:中国电力出版社,2010.
- [26] 汤广福,贺之渊,庞辉.柔性直流输电工程技术研究、应用及发展[J]. 电力系统自动化,2013,37(15):3-14.
- [27] Marquardt R. Stromrichterschaltungen mit verteilten ergieiss-peichern: German[J]. 2001.
- [28] 丁冠军,丁明,汤广福.VSC-HVDC 主电路拓扑及其调制策略分析与比较[J]. 电力系统自动化,2009,33(10):64-68.

- [29] 徐政. 柔性直流输电系统 (第 2 版) [M], 浙江: 机械工业出版社, 2016.
- [30] Huang H. Multilevel voltage-sourced converters for HVDC and FACTS applications[J]. Cigré SC B4 2009 Colloquium, B4-401, Bergen, Norway, 2009.
- [31] Friedrich K. Modern HVDC PLUS application of VSC in modular multilevel converter topology[C]//2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. IEEE, 2010: 3807-3810.
- [32] Marquardt R. A new modular voltage source inverter topology[C]//Conf. Rec. EPE 2003. 2003.
- [33] 杨晓峰, 林智钦, 郑琼林等. 模块组合多电平变换器的研究综述 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33 (06): 1-15.
- [34] 刘国伟, 赵宇明, 袁志昌等. 深圳柔性直流配电示范工程技术方案研究[J]. 南方电网技术, 2016, 10(04): 1-7.
- [35] 张明瀚, 简翔浩, 陆子凯. 珠海“互联网+”柔性直流配电网换流站设计方案[J]. 南方能源建设, 2020, 7(01): 95-100.
- [36] Infineon, FF500R17KE4 datasheet[EB/OL]. [https://www.infineon.com / dgdl / Infineon-FF500R17KE4-DS-v02_00-CN.pdf](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF500R17KE4-DS-v02_00-CN.pdf)
- [37] Infineon, FZ500R65KE3 datasheet[EB/OL]. [https://www.infineon.com / dgdl / Infineon-FZ500R65KE3-DataSheet-v01_10-EN.pdf](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FZ500R65KE3-DataSheet-v01_10-EN.pdf)
- [38] 盛况, 任娜, 徐弘毅. 碳化硅功率器件技术综述与展望 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(06): 1741-1753.
- [39] Wolfspeed, C3M0021120K datasheet[EB/OL]. [https://assets.wolfspeed.com / uploads / 2020 / 12 / C3M0021120K.pdf](https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/C3M0021120K.pdf)
- [40] Gerster C. Fast high-power/high-voltage switch using series-connected IGBTs with active gate-controlled voltage-balancing[C]//Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-ASPEC'94. IEEE, 1994: 469-472.
- [41] Zhang Z, Gui H, Niu J, et al. High precision gate signal timing control based active voltage balancing scheme for series-connected fast switching field-effect transistors[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2018: 925-930.

- [42] Wang P, Gao F, **g Y, et al. An integrated gate driver with active delay control method for series connected SiC MOSFETs[C]//2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). IEEE, 2018: 1-6.
- [43] Wang T, Lin H, Liu S. An active voltage balancing control based on adjusting driving signal time delay for series-connected SiC MOSFETs[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 8(1): 454-464.
- [44] Baraia I, Barrena J A, Abad G, et al. An experimentally verified active gate control method for the series connection of IGBT/diodes[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 27(2): 1025-1038.
- [45] Zhang F, Yang X, Ren Y, et al. A hybrid active gate drive for switching loss reduction and voltage balancing of series-connected IGBTs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(10): 7469-7481.
- [46] Marzoughi A, Burgos R, Boroyevich D. Active gate-driver with dv/dt controller for dynamic voltage balancing in series-connected SiC MOSFETs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(4): 2488-2498.
- [47] Sasagawa K, Abe Y, Matsuse K. Voltage-balancing method for IGBTs connected in series[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(4): 1025-1030.
- [48] Marziale M, Froelich R J. Current sourced gate driver for fast thyristors: U.S. Patent 6,239,988[P]. 2001-5-29.
- [49] Bruckmann M, Sommer R, Fasching M, et al. Series connection of high voltage IGBT modules[C]//Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No. 98CH36242). IEEE, 1998, 2: 1067-1072.
- [50] Saiz J, Mermet M, Frey D, et al. Optimisation and integration of an active clam** circuit for IGBT series association[C]//Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No. 01CH37248). IEEE, 2001, 2: 1046-1051.
- [51] Nakatake H, Iwata A. Series connection of IGBTs used multilevel clamp circuit and turn off timing adjustment circuit[C]//IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC'03. IEEE, 2003, 4: 1910-1915.

- [52] Callavik M, Blomberg A, Häfner J, et al. The hybrid HVDC breaker[J]. ABB Grid Systems Technical Paper, 2012, 361(2012): 143-152.
- [53] Zarghani M, Mohsenzade S, Kaboli S. A fast and series-stacked IGBT switch with balanced voltage sharing for pulsed power applications[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2016, 44(10): 2013-2021.
- [54] Pawaskar V U, Gohil G, Balsara P T. Study of voltage balancing techniques for series-connected insulated gate power devices[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 10(2): 2380-2394.
- [55] 吴加林. 一种能自动均压的串联式功率开关桥臂, 中华人民共和国, 使用新型专利, 01108712, 2003 年 3 月 26 日.
- [56] Zhang J, Shao S, Li Y, et al. A voltage balancing method for series-connected power devices in an LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(4): 3628-3632.
- [57] Gao Z, Shao S, Cui W, et al. A Voltage Balancing Method for Series-Connected Power Devices Based on Active Clamping in Voltage Source Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10620-10632.
- [58] 杨晓峰. 模块组合多电平变换器 (MMC) 研究[D]. 北京交通大学, 2012.
- [59] Hagiwara M, Akagi H. PWM control and experiment of modular multilevel converters[C]//2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 2008: 154-161.
- [60] Tu Q, Xu Z, Huang H, et al. Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC[C]//2010 International Conference on Power System Technology. IEEE, 2010: 1-6.
- [61] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术, 2010, 36(02): 547-552.
- [62] 屠卿瑞, 徐政, 管敏渊等. 模块化多电平换流器环流抑制控制器设计 [J]. 电力系统自动化, 2010, 34 (18): 57-61+83.

攻读硕士学位期间所发表的论文

- [1] **Shi Y**, Shao S, Gao Z, et al. A Modular Multilevel Converter Submodule Based on Series-connected Power Devices for Medium Voltage Distribution Grid Applications[C]//2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2023: 1291-1296. (EI 收录, 已发表)
- [2] **Y. Shi**, Shao S, Wang X, et al. Series-Connected Power Devices in a CLLC Resonant Converter for DC Transformer Applications[C]//2021 IEEE 1st International Power Electronics and Application Symposium (PEAS). IEEE, 2021: 1-6. (EI 收录, 已发表)
- [3] Wang J, Shao S, **Shi Y**, et al. Three-phase Voltage Source Converters Based on Series-Connected Power devices for Medium Voltage Variable Speed Drives[C]//IECON 2022—48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2022: 1-6. (EI 收录, 已发表)

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

致谢

再过一个春夏，就在求是园满七年了，杭州，也成了我的第二故乡。

来时懵懂青涩的少年，行至今日，回首不免唏嘘，来路漫漫，前程亦当勉励。求是园的点点滴滴，都已融入血脉，刻成我精神的图腾，成为我一生的财富。在浙里，我学到了不少知识和技能，懂得了很多人生的道理，结识了许多良师益友。

首先，我要感谢邵帅老师，邵老师严谨勤奋的治学风格为我树立了科研的榜样，引领和教导我养成了良好的科研习惯，在我科研遇到问题时循循善诱，引导我解决困难，在日常相处中也教会了我许多做人做事的道理。

同时，我也感谢张军明老师在课程和实验中给予我的指导和帮助，张老师儒雅随和的态度和渊博的学识给我留下了深刻的印象。感谢周大姐三年来对我的关心和照顾，为我的工作生活提供了很多便利，解决了很多的后顾之忧。感谢刘老师在最后几个月在报销时帮助我解决了很多问题。

接着，我要感谢大功率实验室的各位同学。感谢同门吴彤、陈张昊和张光耀，感谢崔文韬、杨得秋、朱世隆、何杨、林伟聪、王勋、马睿、王金帅、陈毅飞和杜佳坤等师兄，感谢林绿漪、高枝、王楠、李欣宜、冯雨心、汪欣等师姐，感谢栾澳祖、袁钰淼、王岩、朱志豪、邵可炜、郑柏训、周伟强、楼安、宗雨健、侯淳耀、杜文琦、王斌浩、江一博等师弟师妹，特别感谢郭涛师弟在实验中给予我的热心帮助。这些同学不仅是科研上的伙伴，更是生活中的挚友，在生活和科研上都给予了我极大的帮助。

感谢张震霄、韩柯沁、李博昊、朱辉、方郅轩、季博渊、邢严杰、陈非同等球友，在繁忙的科研之余以球会友，给我留下了许多的快乐和美好的回忆。

最后，感谢我的父母，无论成功失败，你们都一直是最坚强的后盾，鼓励着我迈过一道道的艰难险阻。

要细细来说这七年的收获与经历，远非几行几页能够概述，我已决心收拾行囊，带上求是园的赠礼，告别曾经的自己，踏上一段未知而充满挑战的新征程。

施逸熊

甲辰年春于求是园

答辩委员会表决结果

论文对基于 SiC MOSFET 串联的模块化多电平变换器（MMC）进行了研究，选题具有学术研究与工程应用价值。论文在综述国内外文献基础上，开展的主要研究工作及成果如下：

（1）利用有源箝位技术实现了 MMC 子模块中串联 SiC MOSFET 均压，设计了基于 SiC MOSFET 串联的中压 MMC 的关键参数并仿真验证；

（2）搭建了基于器件串联的 MMC 样机，并实验验证了串联 SiC MOSFET 可靠均压。

论文条理清晰，内容翔实，数据可信，结论明确。论文表明，施逸能同学较好地掌握本学科相关基础理论和专门知识，对所研究的课题有一定新的见解，已具有从事科学研究和独立担负专门技术工作的能力。

答辩中，施逸能同学表述清楚，回答问题正确。经答辩委员会无记名投票，一致同意通过论文答辩，同意毕业，同意授予硕士学位。

答辩委员会主席签字：谢小勇

签字日期：2024 年 3 月 10 日

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传