

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: 公开

学 号: 22110032

浙江大学

硕 士 学 位 论 文



中文论文题目: 基于 SiC MOSFET 串联模组的中压直流
变压器研究

英文论文题目: Medium Voltage DC Transformer Based on
Series-connected SiC MOSFETs Module

申请人姓名: 吴彤

指导教师: 邵帅

专业名称: 电气工程

研究方向: 大功率电力电子变换器

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**

**Medium Voltage DC Transformer Based on Series-connected SiC
MOSFETs Module**

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

Candidate: Tong Wu
Supervisor: Dr. Shuai Shao



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

January, 2024

基于 SiC MOSFET 串联模组的中压直流变压器研究



论文作者签名: 吴彤

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: 赵晨

委员 2: 张军明

委员 3: 吴新科

委员 4: 郭清

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：吴彤

签字日期：2024 年 3 月 11 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：吴彤

导师签名：

邵帅

签字日期：2024 年 3 月 11 日

签字日期：2024 年 3 月 11 日

本论文工作得到

器件串联型高压碳化硅功率模块项目

项目编号：030400KK52222006（GDKJXM20222138）

资助

谨致感谢！

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

摘要

直流变压器实现不同等级直流电网的隔离和电能交换，是直流配网的关键设备。目前直流变压器大多采用输入串联输出并联的结构，该结构由多个 DC/DC 单元组成，每个 DC/DC 单元都需要满足系统级的绝缘要求，因此绝缘间隙较大，直流变压器的功率密度难以提高。采用器件串联能够减少元件数目，实现更高密度的直流变压器。本文利用 12 个 SiC MOSFET 串联搭建了 10kV/167kW 的中压直流变压器。

采用一种有源箝位电路实现 SiC MOSFET 的串联均压，该电路由一个辅助管和一个箝位电容构成，箝位电路并联在主功率器件的两端，实现箝位电容的电压均衡即可实现串联器件的电压均衡。本文基于箝位电路的放电均压过程，对比了直流变压器不同调制方式的特点，提出了直流变压器同步有源调制方法，自然实现功率双向变换的同时，可实现中、低压侧功率所有器件的零电压开通（Zero Voltage Switching, ZVS），并改善负载调整率。通过理论计算和实验测试，分析了隔离变压器寄生电容的大小，并给出了优化方法。在此基础上，设计了 10kV/167kW 直流变压器的励磁电感，并在实验中进行验证。

将 6 个串联的 SiC MOSFET 及其驱动和本地控制，封装成一个 5kV/75A 器件串联模组，进一步提高器件串联型直流变压器的功率密度。开展了单个模组额定 5kV 空载均压实验和 2 个模组串联（等效 12 个 SiC MOSFET 串联）2kV 均压实验，串联器件电压不均衡度小于 5%，2 个模组串联仍然能够实现良好的均压效果。搭建 10kV/167kW 直流变压器样机，并在中压侧电压 2kV 下进行了双向功率实验。设计了基于 Boost 变换器的双向对拖测试平台，开展了 2kV/35kW 的中压大功率对拖实验。器件串联直流变压器的工作波形与两电平谐振变换器的工作波形一致，串联器件能够等效为一个高压器件。

关键词：中压直流变压器，均压，双向功率变换，零电压开通，SiC MOSFET 串联模组，对拖测试

Abstract

DC transformer (DCT), capable of energy conversion and electric isolation across different voltage levels, is a key equipment in DC grids. Currently, most DCTs use an input series and output parallel (ISOP) structure, which is comprised by many identical DC/DC units. Since each DC/DC unit must meet system-level insulation requirements, resulting in large insulation gaps, it is challenging to increase the power density of DCTs. Series-connected power devices can reduce the number of components, achieving higher power density. This paper presents a medium-voltage DCT, constructed using 12 series-connected SiC MOSFETs, with a capacity of 10kV/167kW.

An active clamping circuit is employed to achieve voltage balancing of series-connected SiC MOSFETs. The clamping circuit consists of an auxiliary transistor and a clamping capacitor. Paralleled with each main power device, the voltage of series-connected SiC MOSFETs will be balanced, as long as the clamping capacitor voltages are shared evenly. Based on the discharge process of the clamping capacitor, different modulation methods for DCTs is compared. Synchronous active modulation is proposed to achieve bidirectional power conversion, ZVS for all devices on the medium and low-voltage sides, and better load regulation. Theoretical calculations and experimental tests were conducted to analyze the capacitance of isolation transformers, proposing methods to reduce parasitic capacitance. Based on the analysis, magnetic inductance of 10kV/167kW DCT was designed and verified experimentally.

6 series-connected SiC MOSFETs, along with their drivers and local control, were packaged into a 5kV/75A series-connected device module, enhancing the power density of the DCT. Experiments were conducted on a single module (i.e. 6 series-connected SiC MOSFETs) under 5kV, and on 2 modules in series (i.e. 12 series-connected SiC MOSFETs) under 2kV. The voltage imbalance of the series-connected devices was less than 5%, demonstrating effective voltage balancing when the modules are series-connected. A 10kV/167kW DCT prototype was built, and bidirectional power conversion experiments were conducted at a medium-side voltage of 2kV. A pump back test platform based on a Boost converter was proposed, conducting 2kV/35kW high-power pump back test at medium voltage. The waveforms of the series-connected device DCT were consistent with those of a two-level resonant converter, allowing the series-connected

devices to be equivalent with a high-voltage device.

Key words: Medium voltage DC transformer, Voltage balancing, Bidirectional power conversion, Zero Voltage Switching, Series-connected SiC MOSFETs module, Pump back test

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 中压直流变压器发展现状	2
1.3 器件串联均压技术发展现状	5
1.4 本文主要研究内容	10
第 2 章 器件串联中压直流变压器的分析与设计	12
2.1 引言	12
2.2 器件串联直流变压器的拓扑选择与均压原理	12
2.2.1 直流变压器拓扑的选择	12
2.2.2 有源箝位均压技术	13
2.3 双向工作调制方式分析	16
2.3.1 二极管整流（同步整流）	16
2.3.2 同步有源调制	19
2.4 功率器件换流过程的分析	21
2.4.1 阶段一：箝位电容和器件输出电容放电	22
2.4.2 阶段二：箝位电容箝位放电	22
2.4.3 阶段三：器件输出电容放电实现 ZVS	23
2.5 隔离变压器寄生电容的分析	24
2.5.1 寄生电容的测量	24
2.5.2 寄生电容的构成	25
2.5.3 自电容的计算	26
2.5.4 互电容的计算	29
2.5.5 寄生电容的优化	32
2.6 10kV/750V，167kW 直流变压器关键参数设计	33

2.6.1 直流变压器的电压和功率等级	33
2.6.2 励磁电感的设计	34
2.6.3 ZVS 的实验验证	38
2.6.4 10kV/750V, 167kW 直流变压器整体参数	38
2.7 本章小结	39
第 3 章 器件串联模组与直流变压器的实验验证	40
3.1 引言	40
3.2 器件串联模组的设计与实验验证	40
3.2.1 有源箝位电路参数设计	40
3.2.2 辅助电源的设计	43
3.2.3 器件串联模组	45
3.2.4 模组空载均压实验	47
3.3 直流变压器实验验证	50
3.3.1 样机设计	50
3.3.2 直流变压器实验结果	51
3.3.3 直流变压器效率曲线	54
3.4 双向对拖测试平台	55
3.4.1 对拖测试方案	55
3.4.2 Boost 变换器的设计	56
3.4.3 对拖测试实验结果	57
3.5 本章小结	60
第 4 章 总结与展望	61
4.1 工作总结	61
4.2 课题展望	62
参考文献	63
攻读硕士学位期间所发表的论文	69
致谢	70
答辩委员会表决结果	71

第1章 绪论

1.1 研究背景及意义

随着“双碳”战略的推进，我国将建设以新能源为主体的新型电力系统。截止 2023 年 10 月底，全国可再生能源装机量已达到 14.04 亿千瓦，其中风光电 9.4 亿千瓦，占我国能源总装机量的 33.04%^[1]。预计到 2030 年，我国风光电总装机量将超过 12 亿千瓦；到 2060 年，风光发电量占比将达到约 60%^{[2][3]}。

光伏、风电、电池储能等新能源的输出以直流为主，同时电动汽车充电桩、数据中心、直流建筑等直流化的负载增加。传统交流输电的方式，需要将直流电经过 DC/AC 环节并入电网，再经过 AC/DC 环节为直流负载提供能量，中间的两级交直流转换环节，将增加电能损耗^[4]。如果采用直流配电方案，能够减少电能转换环节，提高电能的转换效率。同时直流配电避免了交流电的涡流损耗和无功损耗，当直流配系统电压为交流系统的 2 倍时，直流配电网的线损仅为交流网络的 15%~50%，在线路建造和空间成本一致时，直流线路的传输功率约为交流线路的 1.5 倍^[5]。

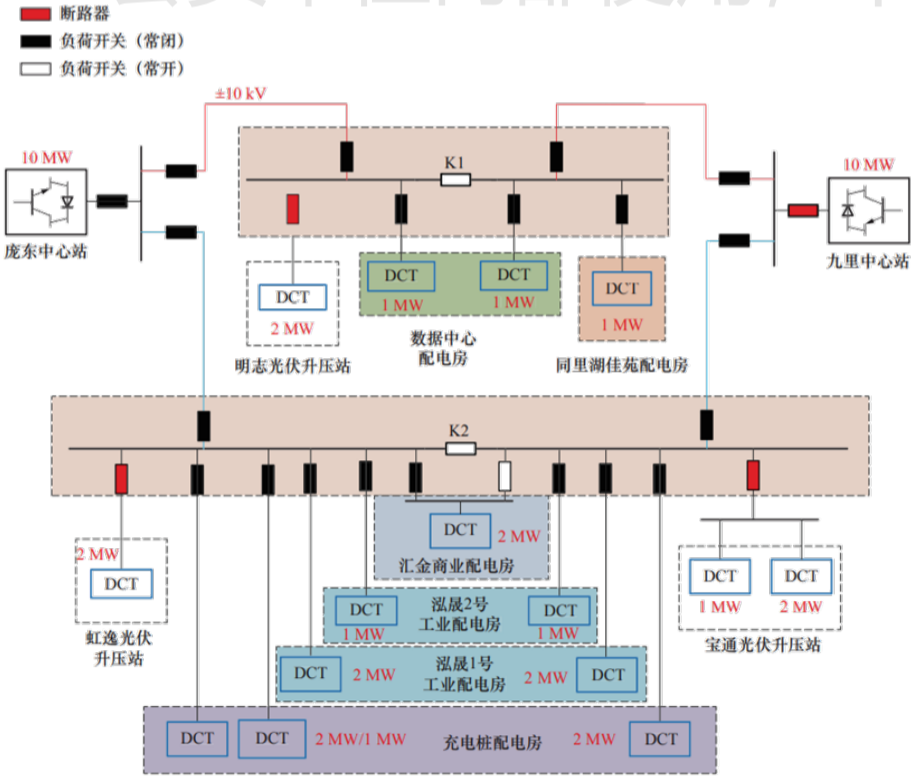


图 1.1 苏州吴江中低压直流配电用电系统示范工程网架构图^[9]

目前国内针对直流配电技术开展了一系列研究。目前已经建成有贵州直流配电示范工程^[6]、张北交直流配电网及柔性变电站示范工程^[7]、唐家湾三端柔性直流配电网工程^[8]、苏州吴江中低压直流配用电系统示范工程等项目。图 1.1 是苏州吴江中低压直流配用电系统示范工程网架构图，中压电压等级为直流 $\pm 10\text{kV}$ ，低压电压等级为直流 $\pm 375\text{V}$ ，通过直流变压器（DC Transformer, DCT）实现中压直流与低压直流的转换^[9]。

1.2 中压直流变压器发展现状

直流变压器是用于实现直流电压固定变比高效变换的电力电子设备。主要由四个核心部分：中压侧开关网络、低压侧开关网络、高频变压器和无源元件组成。这种装置通过提高开关频率，有效缩减了高频变压器和无源元件的体积，从而实现更高的功率密度^[10]。在直流配网中，直流变压器不仅用来实现中压直流（通常为 $\pm 10\text{kV}$ ）与低压直流（通常为 $\pm 375\text{V}$ ）的功率变换，而且还提供了必要的电气隔离。

碳化硅（Silicon Carbide, SiC）器件有着高压（达数万伏）、高温（大于 500°C ）特性，相比于硅基器件在未来电网的应用中有着巨大的潜力^[11]。相比于 IGBT，SiC MOSFET 具有开关损耗低、开关速度快等优势，有利于减小电力电子变换器的体积，实现更高的功率密度，降低直流变压器在城市密集区、船舶等应用场景的空间成本^[12]。

目前 Wolfspeed 公司在售的 SiC MOSFET 功率模块，其最高电压为 1700V ；Infineon 公司的同类产品，最高电压为 2000V 。这些 SiC MOSFET 已经能够满足直流变压器低压直流侧的电压要求，但是与中压侧 $\pm 10\text{kV}$ 的电压等级相比，还有较大差距。在中压等级的 SiC MOSFET 方面，Wolfspeed 公司已经推出了 15kV 的高压 SiC MOSFET 模块^[13]，但目前仅在实验室中应用，并未广泛商业化。而且作为一种单极性器件，功率 MOSFET 耐压与比导通电阻存在 2.5 次方的关系^[14]，这意味着随着功率器件耐压的提高，SiC MOSFET 的导通电阻将急剧增加，难以处理较大的功率^[12]。

美国北卡罗来纳州立大学的研究人员利用 Wolfspeed 公司的 15kV SiC MOSFET 模块，成功搭建了两电平直流变压器样机^{[15][16]}，该样机采用单级 DC/DC 拓扑，在中压侧采用 15kV SiC MOSFET 模块，使样机能够实现中压直流到低压直流的功率变换。然而，该样机在峰值效率下的功率仅约为 10kW ，远远无法达到中压直流配电 MW 级的要求。此外，由于衬底和外延工艺的复杂性，高压 SiC MOSFET 的生产成本较高，这也成为了其进一步

商业推广与应用的障碍^[12]。

表 1.1 给出了国内外中压直流变压器研发的情况。为了应对功率器件的耐压限制与中压直流配电系统需求之间的挑战，当前学术界和工业界大多采用输入串联输出并联（Input-Series-Output-Parallel, ISOP）的结构。如图 1.2 所示，整个直流变压器由 N 个 DC/DC 单元构成，中压侧串联，以承受 10kV 等级电压；低压侧并联，以承受较大的电流^{[17][18]}。每个 DC/DC 单元采用隔离型拓扑，从而实现中压和低压之间的电气隔离，常用 2 种主电路拓扑：1）串联谐振变换器；2）双有源桥变换器（Dual Active Bridge, DAB）^[17]。

表 1.1 中压直流变压器国内外机构研究对比^[17]

单位	电压等级	拓扑结构
许继集团	20kV/560V, 250kW	谐振式 LLC 拓扑
中国电力科学研究院	10kV/400V, 20kW	谐振式 LLC 拓扑
特变电工	10kV/800V, 20kW	带隔离变压器的多模块全桥(DAB)串联电路 (ISOP)
德国亚琛工业大学	10kV	使用飞跨电容器多电平结构
日本东京工业大学	10kV	带隔离变压器的多模块全桥(DAB)串联电路 (ISOP)
美国北卡州立大学	11.5kV/750V, 20kW	带隔离变压器的多模块全桥(DAB)串联电路 (ISOP)
美国佛罗里达州立大学	10kV/350V, 20kW	有源双向半桥电路(DHB)

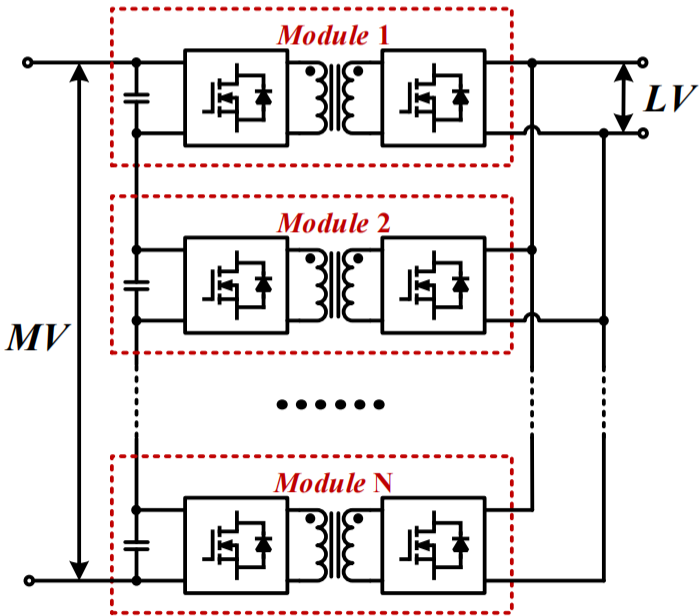


图 1.2 ISOP 结构图

由于需要多个 DC/DC 单元串联承受较高的电压，DC/DC 单元的数目与使用的功率器件耐压相关，一般在 20 个以上^{[19][20]}，因此 ISOP 直流变压器的器件数目较多。同时，每

个 DC/DC 单元都需要按照中压侧的电压等级进行绝缘设计，因此绝缘间隙所需要的体积较大。

文献[19]介绍了中科院电工所 8kV/750V, 1MVA 直流变压器样机，样机由 16 个 DC/DC 单元组成，功率模块和散热器的体积为 1.9m³，绝缘间隙和 16 套无源元件的体积为 5.3m³，各部分体积占比如图 1.3 所示，绝缘间隙与无源元件占比超过 70%。文献[20]介绍了荣信电力电子股份有限公司 15kV/400V，0.2MVA 直流变压器样机，样机由 36 个 DC/DC 单元组成，功率单元和散热器的体积为 0.6m³，绝缘间隙的体积在 1.6m³ 以上。绝缘间隙的体积远大于功率单元与散热器的体积，ISOP 直流变压器内部的空间无法充分利用，限制了直流变压器功率密度的提高。

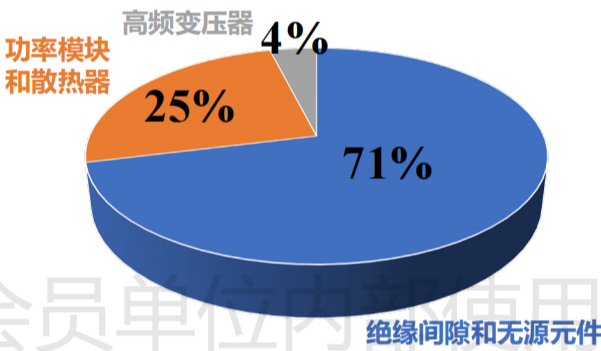


图 1.3 中科院电工所 1MW 直流变压器样机各部分体积

表 1.2 给出了国内一些 ISOP 直流变压器样机的电压/功率与估算的功率密度，这些直流变压器的功率密度都在 140kW/m³ 以下，较低的功率密度限制了直流变压器的推广应用。

表 1.2 国内 ISOP 直流变压器电压功率等级与功率密度

单位	电压功率等级	功率密度
中科院电工所	±8kV/±375V，1MW	134kW/m ³
国电南瑞	±10kV/±375V，2.5MW	118kW/m ³
中电普瑞	±10kV/±375V，2.5MW	109kW/m ³
中国西电	±10kV/±375V，2MW	97kW/m ³
特变电工	±10kV/±375V，2MW	72kW/m ³
许继	±10kV/±375V，0.5MW	71kW/m ³

为减小绝缘间隙，减小隔离变压器体积，可以采用集中式隔离变压器实现中、低压隔离如图 1.4 所示。中压侧通过低压器件串联分担电压，结合功率模块封装工艺，将串联的各功率器件封装为模组，可以大幅减小功率器件、散热器的体积。图 1.5 展示了相同功率电压等级下，采用 ISOP 结构的直流变压器与器件串联模组搭建的直流变压器在各部分体

积上的对比，其中绝缘间隙和功率模块的体积均大幅度减小。

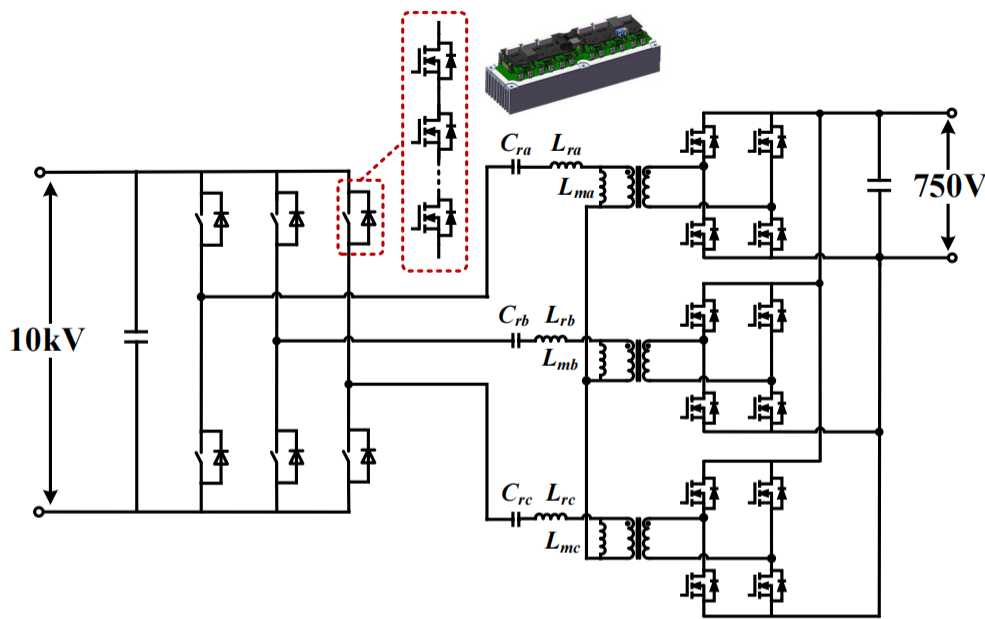


图 1.4 基于器件串联模组的三相直流变压器

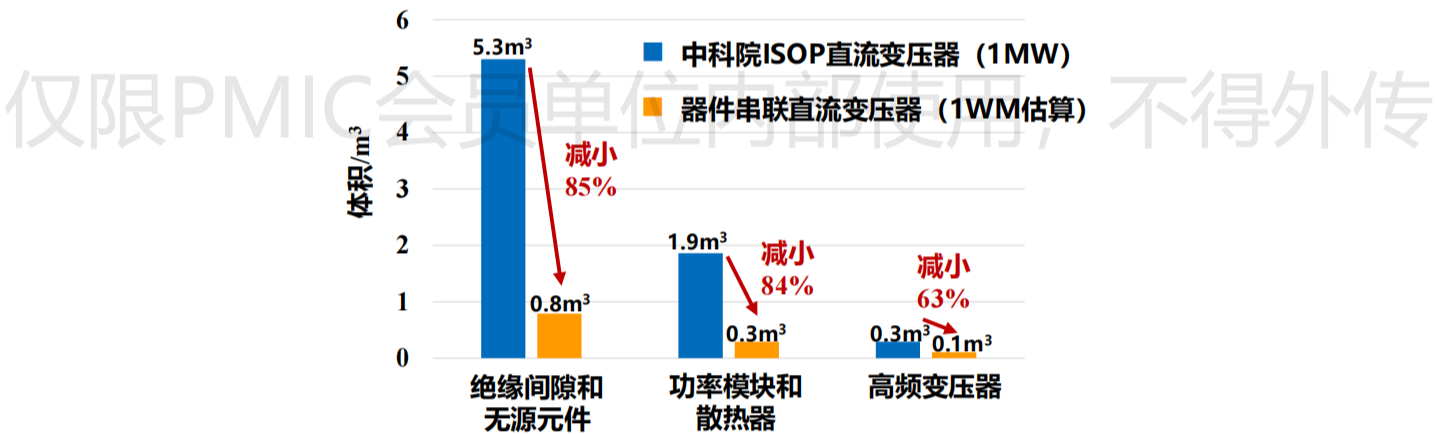


图 1.5 ISOP 直流变压器与器件串联直流变压器体积对比

1.3 器件串联均压技术发展现状

器件串联是将低压的功率器件通过串联的方式应用于更高的电压等级。如果无法实现串联器件的电压均衡，将导致器件的过压损坏，具体包括器件开关瞬态的动态电压均衡和器件关断后的静态电压均衡。

影响串联器件电压均衡的主要因素包括功率器件的参数差异和外部驱动电路的差异^[21]。功率器件的参数差异包括结电容、阈值电压、漏电流等，其中漏电流主要影响串联器件关断后的静态电压均衡^[22]；外部驱动电路的差异包括驱动回路寄生电感、驱动信号延时、

驱动参数等^{[23][24]}。由于 SiC MOSFET 的开关速度更快，对寄生参数差异更敏感，这也使得 SiC MOSFET 串联的动态均压，面临更多挑战^[25]。

受到内外部参数差异的影响，串联器件的开关动作存在异步，从而导致串联器件的关断电压存在差异。因此要借助额外的电路来实现串联器件的电压均衡。根据均压作用的位置，可以将器件串联均压技术分为两类：功率端均压和驱动端均压，如图 1.6 所示^[26]。

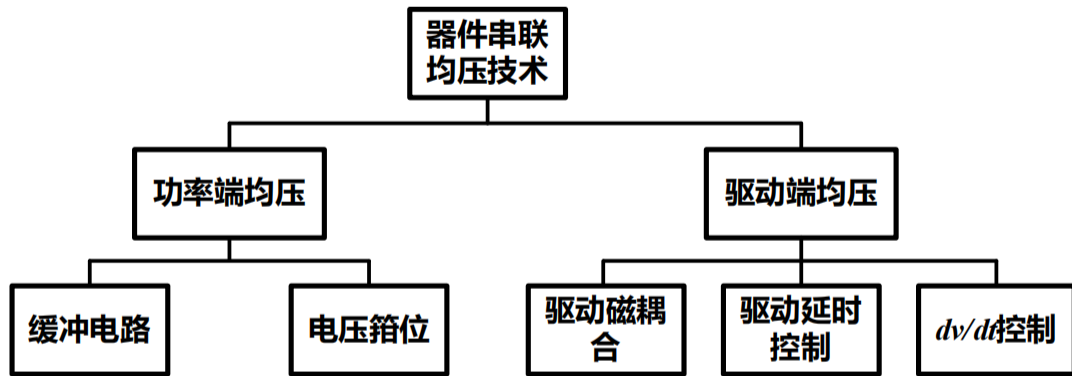


图 1.6 常见器件串联均压技术分类

1) 功率端均压

功率端均压技术通过在器件功率端并联电路，实现串联器件关断电压均衡，具体可以分为缓冲电路均压技术^{[27]-[33]}和电压箝位均压技术^{[25][34]-[37]}两类。

缓冲电路均压技术利用缓冲电路实现串联器件的电压均衡，其主要形式包括 RC 缓冲电路^{[27]-[30]}和 RCD 缓冲电路^{[31]-[33]}。

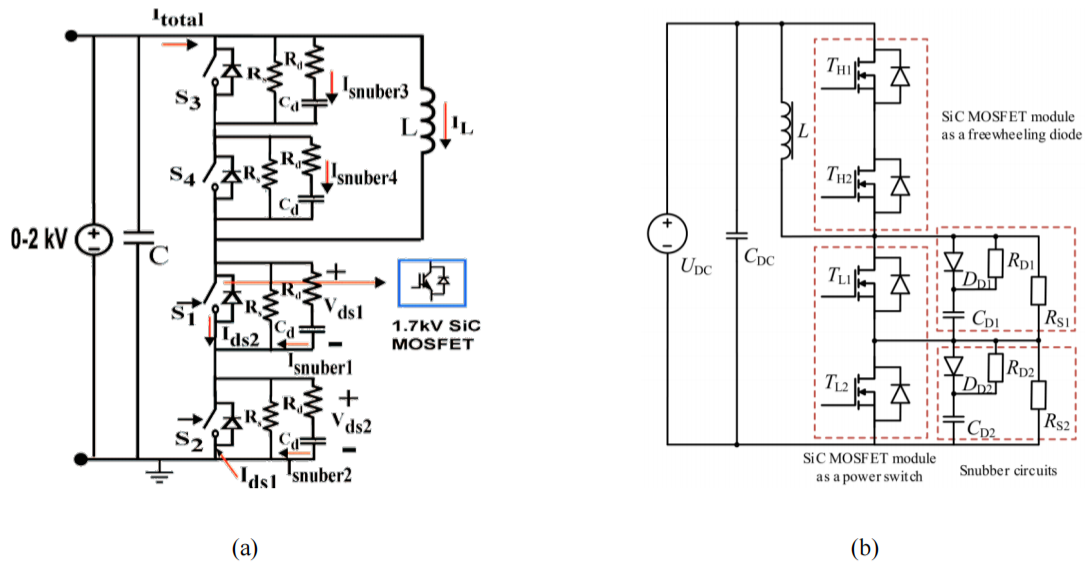


图 1.7 无源均压：(a)RC 缓冲电路^[28]；(b)RCD 缓冲电路^[32]

文献^[28]利用 RC 电路实现 1.7kV SiC MOSFET 的串联均压，RC 缓冲电路如图 1.7(a)

所示, R_s 直接并联在器件两端, 实现串联器件的静态均压; R_d 与 C_d 串联可以降低器件的开关速度, 降低串联器件的动态不均压度。文中将串联器件的性能与高压 SiC MOSFET 模块的性能进行了比较, 由于串联器件导通时, C_d 中的能量被 R_d 和器件的导通电阻消耗, RC 缓冲电路会引入额外的均压损耗, 串联器件的效率低于高压 SiC MOSFET 模块。

文献[32]利用如图 1.7(b)所示的 RCD 缓冲电路实现了 1.7kV SiC MOSFET 的串联均压, 虽然实现了较好的均压效果, 但 RCD 缓冲电路同样存在引入额外损耗的问题。

通过在串联器件两端并联缓冲电路, 可以实现串联器件的电压均衡, 但是缓冲电路会影响主功率器件的开关速度, 并且缓冲电容中的能量被电路中的电阻消耗, 会引入额外的均压损耗, 不利于变换器效率的提升。

电压箝位均压技术是通过控制器件两端电压不超过一定阈值来实现串联器件的电压均衡。这种方法具体可以细分为直接箝位器件 v_{ds} ^{[34][35]}和通过栅极间接箝位器件 v_{ds} ^{[25][36][37]}两种。

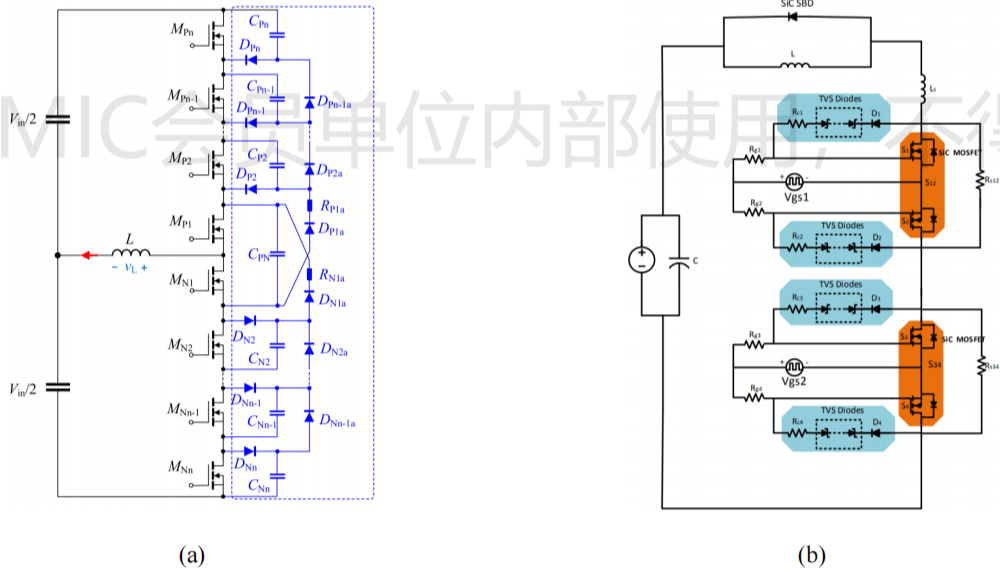


图 1.8 电压箝位均压: (a)直接箝位 v_{ds} ^[34]; (b)间接箝位 v_{ds} ^[37]

文献[34]利用箝位电路直接箝位器件的 v_{ds} 实现了 1.2kV SiC MOSFET 串联, 电路结构如图 1.8(a)所示, 样机于 2.4kV 电压下进行了均压实验, 实现了良好的均压效果。值得一提的是, 文中提出的控制策略能实现箝位电容能量的回收, 有效地降低了箝位电路的损耗。但是, 整体的电路结构较为复杂, 能否利用相同的方式, 实现更多器件的串联均压, 还有待进一步研究。

文献[37]利用 TVS 管实现串联器件 v_{ds} 的箝位, 如图 1.8(b)所示。器件关断时, 若 v_{ds} 高

于阈值，TVS 管将导通，箝位电路向栅极注入电流，延缓 v_{ds} 的上升速率。该方案的难点在于需要选择合适的电压，既避免串联器件的过压损坏，也防止关断过程中的过冲导致 TVS 管误导通，从而产生额外损耗；此外，TVS 管需要有较快的响应速度，从而实现快速的电压箝位。

电压箝位均压技术在器件电压达到阈值电压时才发挥作用，对串联器件的正常开关影响较小。但是，在电压低于阈值电压时，可能存在串联器件电压的均衡度不佳的问题。

2) 驱动端均压

驱动端均压技术主要通过控制驱动信号，实现串联器件的电压均衡，具体包括：驱动磁耦合^{[38][39]}、驱动延时控制^{[40]-[44]}和 dv/dt 控制^{[45]-[47]}三种。

驱动磁耦合利用单路驱动信号，通过脉冲变压器实现多路输出，保证了不同器件驱动信号的同步，从而实现串联器件电压均衡。在该方法中，变压器在提供能量的同时也能提供脉冲，其优势在于结构简单和低成本。如图 1.9(a)所示，文献[39]利用该方案实现了 10 个 SiC MOSFET 的串联均压，文中串联器件驱动信号之间的异步时间在 10ns 以内。在无其他均压技术辅助的条件下，该方案能在一定偏差范围内实现串联器件的电压均衡。然而，该方案仅确保了串联器件驱动信号的同步性，无法补偿器件关断漏电流等器件内部因素导致的电压不均衡问题。

驱动延时控制通过调整串联器件驱动信号的延时，实现串联器件的电压均衡。如图 1.9(b)所示，文献[44]中，根据每个开关周期 v_{ds} 的采样结果，控制系统动态调整驱动信号的延时，使串联器件电压稳定在预设范围内。由于 SiC MOSFET 的开关速度快，微小的延时调整已足以实现串联器件均压。文中为了实现更好的调节效果，引入了额外的延时芯片（DS1023），以 0.25ns 的步长进行调节。尽管驱动延时控制的方法直接有效，但是对调整步长和采样精度都有较高的要求，且由于需要补偿各器件内外部参数的差异，因此不同器件、不同环境条件下都需要重新进行调整。

控制串联器件 v_{ds} 的 dv/dt 同样能够实现串联器件的均压。文献[46]利用一个米勒电容（图 1.9(b)中 C_M ）在开关过程中产生栅极电流，对串联器件开关速度进行控制，从而实现串联器件关断电压的均衡。但是文中的控制电路较复杂，且仅验证了两个 SiC MOSFET 串联均压的可行性，更多器件串联下的均压效果有待进一步验证。

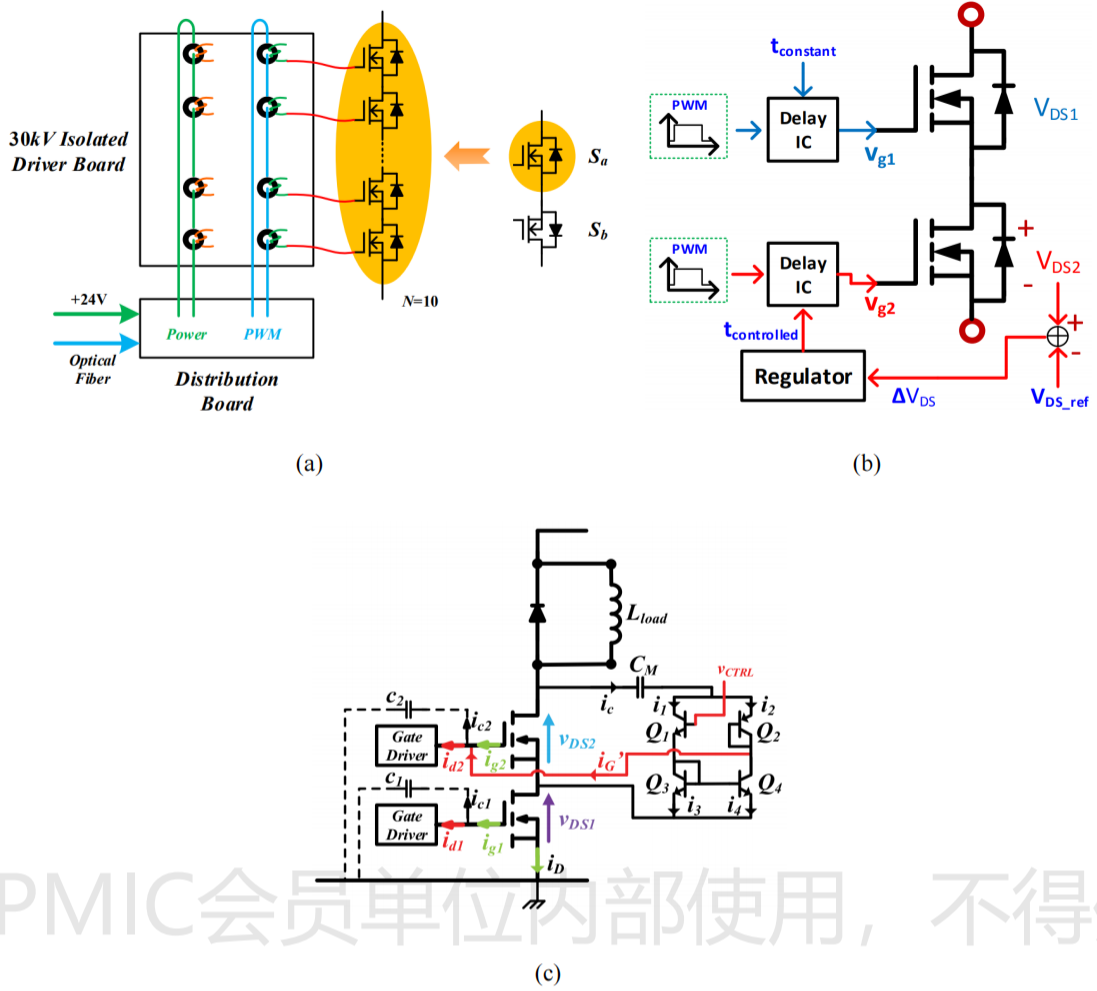


图 1.9 驱动端均压：(a)驱动磁耦合^[39]；(b)驱动延时控制^[44]；(c) dv/dt 控制^[46]

驱动端均压技术通过调整控制串联器件 v_{gs} 的参数，实现串联器件的电压均衡。但是由于 SiC MOSFET 开关速度快的特性，栅极信号微小的调整就会对 v_{ds} 产生较大影响。因此，该方法对采样和控制速度有较高要求。在实际应用中，需要依靠高精度和迅速的控制系统，进行精准快速的调节，从而实现串联器件的电压均衡。

作者所在实验室提出了一种有源箝位串联均压技术^[48]。如图 1.10 所示，有源箝位电路由一个辅助开关管 S_a 和一个箝位电容 C_a 组成，其中辅助开关管自带一个反并联二极管 D_a 。当主功率器件两端的电压高于箝位电容电压时，辅助开关管的反并联二极管自动导通，箝位电容能够对主功率器件的电压进行箝位。因此实际工作时，只要确保箝位电容的电压均衡，也就能够实现串联器件的电压均衡。相比于其他箝位电路均压的方案，该方案根据箝位电容电压的采样结果，控制辅助管放电，能够在任何电压下实现串联器件关断电压的均衡。文献[48]中，串联 SiC MOSFET 关断电压的不均衡度小于 3%。同时箝位电容中的能量能够通过辅助管进行回收，箝位电路不会引入额外的均压损耗。

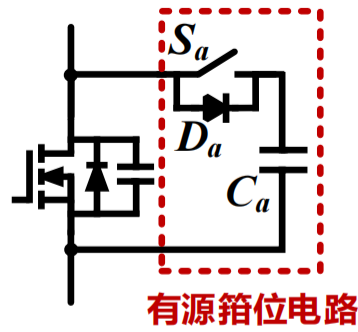


图 1.10 有源箝位电路

文献[48]中利用 6 个 SiC MOSFET 串联搭建 3kV/30kW 的直流变压器，验证了有源箝位均压技术的可行性。本文在该工作的基础上，详细分析了器件串联直流变压器的换流过程，得出了直流变压器双向工作同步有源调制方法，可实现中、低压侧功率所有器件的零电压开通（Zero Voltage Switching, ZVS），并改善负载调整率。通过理论计算和实验测试，分析了隔离变压器寄生电容对 ZVS 的影响，并给出了减小寄生电容的方法。基于上述分析结果，设计了 10kV/167kW 直流变压器样机关键参数。设计制作了 5kV/75A 器件串联模组，完成单个模组额定 5kV 空载均压实验和 2 个模组串联（12 个 SiC MOSFET 串联）2kV 均压实验。搭建 10kV/167kW 直流变压器样机，中压侧每个桥臂采用 2 个模组串联，在中压侧 2kV 电压下开展了双向工作实验。提出了一种直流变压器双向对拖测试方案，开展了 2kV/35kW 中压大功率对拖实验。器件串联直流变压器工作波形与两电平谐振变换器一致，器件串联模组可以等效为一个高压器件。

1.4 本文主要研究内容

在“双碳”战略的背景下，采用直流配电能够减少电能转换环节，提高电能传输效率，提高供电线路容量。直流变压器实现不同等级电压之间的能量转换，是直流配网中的核心基础装备。目前工业界的直流变压器大多采用 ISOP 拓扑，由 20 个以上的 DC/DC 单元构成。由于每个 DC/DC 单元需要满足系统级的电压隔离，因此整体绝缘间隙大，导致直流变压器的功率密度低。本文围绕器件串联直流变压器双向工作与 ZVS 实现展开研究，详细分析了串联器件的换流过程，分析优化了隔离变压器寄生电容，提出一种直流变压器对拖测试方案，并搭建样机进行实验验证。本文研究的主要内容包括：

第一章概述了直流配电的优势和发展现状，阐述了直流变压器在直流配电中的关键作

用。总结了现有国内外的中压直流变压器现状，通过对比说明了器件串联型直流变压器在功率密度方面的优势。最后调研现有器件串联均压研究现状，概括了本文的研究内容。

第二章介绍了有源箝位均压电路的均压原理，分析了串联器件的换流过程，对比了二极管整流（同步整流）和同步有源调制两种调制方式的特点。对高频变压器寄生电容进行实验测试和理论计算，并给出了减小寄生电容的方法。基于上述分析结果，设计了 10kV/167kW 直流变压器样机关键参数，并通过实验验证了分析设计的合理性。

第三章设计制作了器件串联模组，完成了单个模组 5kV 空载均压测试和 2 个模组串联 2kV 均压实验。搭建 10kV/167kW 的单相直流变压器，开展中压侧 2kV 电压下双向工作的实验。最后提出了一种直流变压器双向对拖测试方案，开展 2kV/35kW 中压大功率对拖实验。

第四章对本文的研究内容进行总结，并展望后续开展的工作。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第2章 器件串联中压直流变压器的分析与设计

2.1 引言

如第一章所述，作者所在实验室提出了一种有源箝位均压技术，可实现串联 SiC MOSFET 高效可靠均压，可用于搭建高密度直流变压器。本章将在文献[48]的基础上介绍有源箝位电路的均压原理。基于有源箝位电路死区放电均压的过程，对比二极管整流和同步有源调制的特点，利用同步有源调制，实现直流变压器的双向功率变换和中低压侧功率器件的 ZVS。为了设计满足中低压侧功率器件 ZVS 的励磁电感大小，详细分析器件串联直流变压器的换流过程。通过理论计算和实验测试，分析隔离变压器寄生电容对 ZVS 的影响，并给出减小寄生电容的方法。结合上述分析结果，对励磁电感的大小进行设计，并进行实验验证。

2.2 器件串联直流变压器的拓扑选择与均压原理

2.2.1 直流变压器拓扑的选择

利用器件串联技术，将中压侧的功率器件替换为串联器件，能够将现有的双向 DC/DC 拓扑应用于中压等级，实现中压直流和低压直流之间的电能转换。常用的双向 DC/DC 拓扑包括双有源桥变换器（DAB）和谐振变换器^{[16][49]-[51]}。

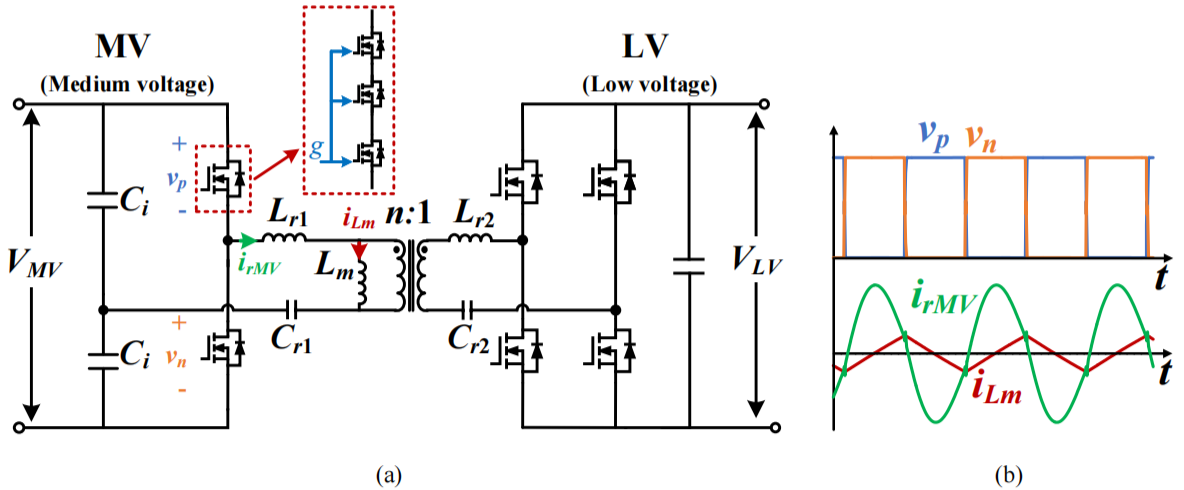


图 2.1 器件串联直流变压器：(a)原理图；(b)桥臂电压、谐振电流和励磁电感电流

DAB 有结构简单、易启动的优点，且能够实现软开关，但是在轻载条件下存在丢失软开关的问题，且关断电流较大。相比于 DAB，谐振变换器可以实现原边功率器件的 ZVS-on 和副边功率器件的零电流开关（Zero Current Switching, ZCS），且关断电流更小，能够

实现更高的效率。特别是谐振变换器工作在谐振频率点时，谐振腔增益固定为 1，无需电压闭环控制，即可实现定变比变换，更符合直流变压器的工作要求。

考虑到直流变压器中压侧和低压侧的电压差距较大，中压侧采用半桥的结构能够减少隔离变压器的匝比，更有利于变压器的设计^[50]。因此，选用中压侧半桥，低压侧全桥的谐振变换器的拓扑，如图 2.1(a)所示。器件串联直流变压器的工作波形如图 2.1(b)所示，与两电平谐振变换器一致。

2.2.2 有源箝位均压技术

为了实现串联器件的电压均衡，在每个主功率器件的两端都并联一个有源箝位电路，该电路由一个辅助管 S_a （包含一个反并联二极管 D_a ）和一个箝位电容 C_a 组成，如图 2.2 所示。其中，箝位电容的大小在微法 (μF) 级别，远大于主功率器件的输出电容（数百 pF 量级）。

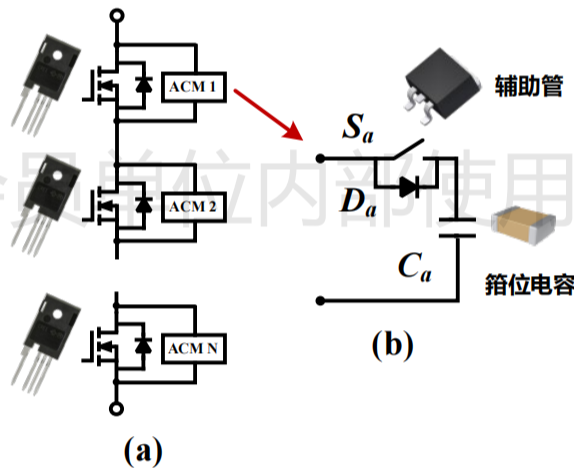


图 2.2 有源箝位电路实现的器件串联

当主功率器件导通时，如图 2.3(a)所示，有源箝位电路被旁路，主功率器件正常导通；当主功率器件关断时，如果 v_{ds} 高于 v_c ，此时辅助管的反并联二极管自动导通，将 v_{ds} 箝位到 v_c ，如图 2.3(b)。因此，只要实现箝位电容的电压均衡，即可实现串联器件的电压均衡。辅助管 S_a 的作用是电压箝位和能量回收，可以采用 TO-263 封装的器件。

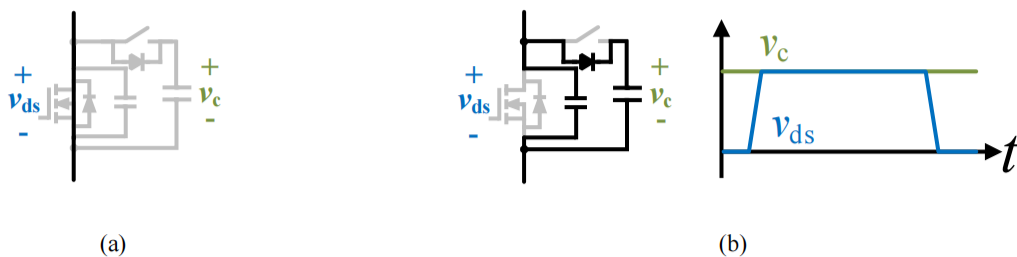


图 2.3 有源箝位电路的作用示意图

下面在直流变压器中，具体分析有源箝位电路的工作原理。为了方便分析，首先对电路进行简化。如图 2.4(a)所示，以上桥臂为例进行分析，该桥臂为 3 个器件串联，而下桥臂由单个器件构成。由于关注的是串联器件桥臂的工作情况，因此将谐振腔及后续整流电路简化为一个交流电流源，简化后的电路如图 2.4(b)所示。

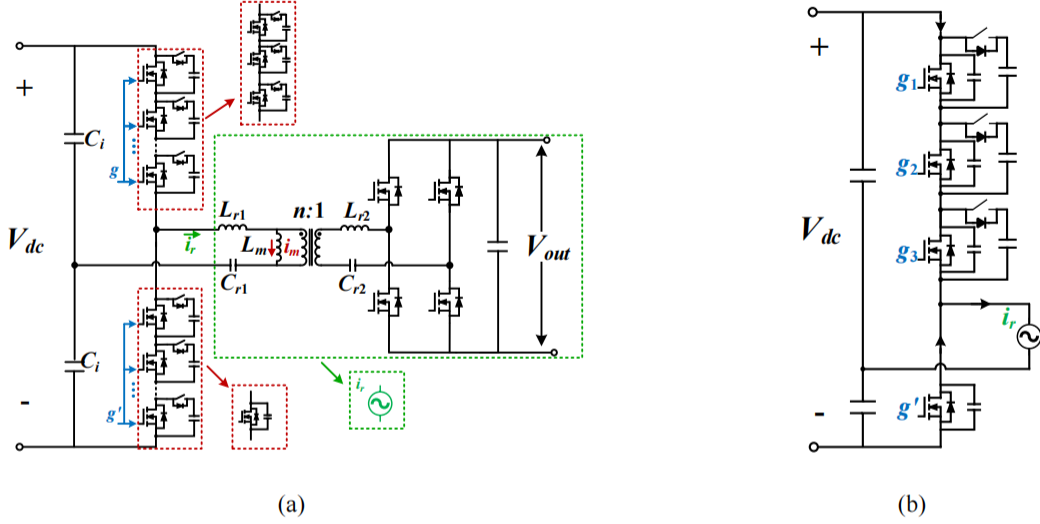


图 2.4 器件串联直流变压器简化示意图

由于串联器件内外部参数差异，导致串联器件开关异步，最终使得串联器件的关断电压不均衡。本文以驱动信号异步表示开关异步，对箝位电路的均压原理进行介绍。

如图 2.5(a)的阶段一所示，上桥臂串联的 3 个器件中，驱动信号 g_1 提前关断，而此时其余 2 个器件仍然处于导通状态。谐振电流 i_r 将对第一个器件的输出电容和箝位电容充电，导致箝位电容电压 v_{c1} 上升，具体电路状态如图 2.5(b)所示。驱动信号 g_1 总是提前关断，则 v_{c1} 将持续上升，最终导致过压，因此必须对该箝位电容放电。

为了均衡箝位电容电压，利用直流变压器中固有的负向电流，回收电压较高的箝位电容能量，实现放电。对同一桥臂中的箝位电容电压进行采样和排序，给电压较高的箝位电容对应的辅助管分配放电信号。在图 2.5(a)阶段二， v_{c1} 最高，其对应的辅助管导通（图 2.5(c)），负向的谐振电流 i_r 对箝位电容放电，箝位电容电压下降，箝位电容中的能量被回收回直流母线。

值得注意的是，充电阶段和放电阶段都发生在死区时间内， i_r 约等于励磁电感的峰值电流，因此充电电流和放电电流的大小相等，方向相反。为了实现箝位电容电压的均衡，理想条件是控制阶段二的放电量等于阶段一的充电量，即让放电时间等于器件提前关断的异步时间，需要在 ns 级时间完成采样和控制，工程难度较大。为了方便工程应用，引入一

个补偿阶段，用以实现箝位电容电压的自适应均衡。

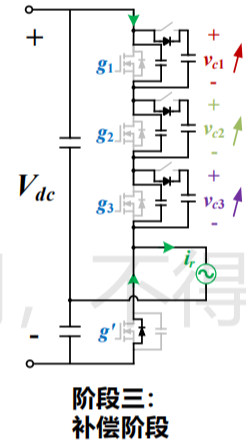
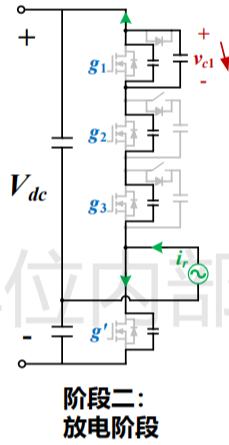
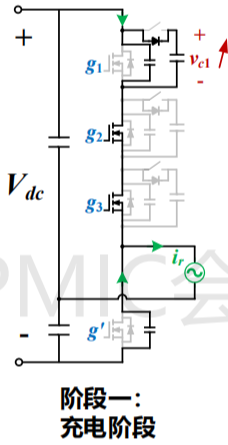
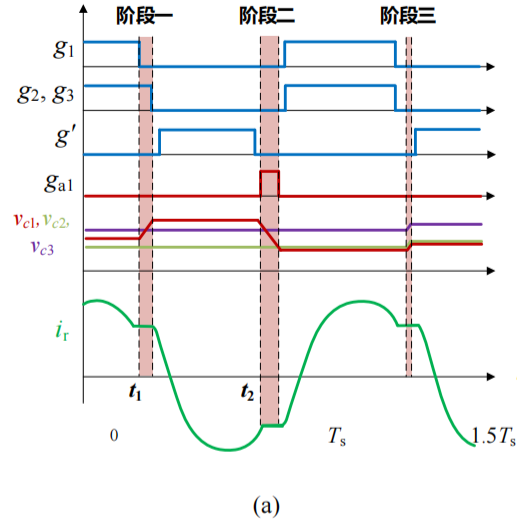


图 2.5 有源箝位电路均压实现过程

根据笔者所在实验室前期的工作可知，串联器件关断的异步时间在 75~100ns，因此设置放电时间远大于充电时间，使得放电导致的 v_{c1} 下降值大于充电导致的 v_{c1} 上升值。当上桥臂的器件再次全部关断时，如图 2.5(d)所示，箝位电容电压之和小于直流母线电压，直流母线将对箝位电容进行电压补偿。由于此时同一桥臂中的箝位电容是串联的，电压补偿导致的箝位电容电压上升值近似相等，如图 2.5(a)阶段三所示。

通过控制放电时间大于串联器件的开关异步时间，结合补偿过程，能够实现串联器件电压的自适应均衡。为了在不同工况和环境条件下都能够实现串联器件均压，本文将放电时间设置为 500ns。

2.3 双向工作调制方式分析

在直流变压器工作时，输入侧的功率器件以 50% 的占空比交替开关动作，输出侧功率器件通常采用二极管整流（或同步整流）的调制方式。但是，采用该调制方式时，输出侧功率器件只允许导通单向电流，输入输出两侧功率器件换流速度不同步时，将带来谐振电流畸变、轻载工况下负载调整率差等问题^[51]。更重要的是，无法自然实现功率的双向变换。采用同步有源调制能解决这些问题，并实现双侧功率器件的 ZVS。

下面，将分别介绍二极管整流（同步整流）和同步有源调制两种调制方式的区别。为了分析中低压侧功率器件换流速度差异对变换器性能的影响，首先对图 2.6(a) 中的电路进行折算，将低压侧的器件折算到中压侧，折算后的电路如图 2.6(b) 所示，折算前后的电路参数如表 2.1 所示。

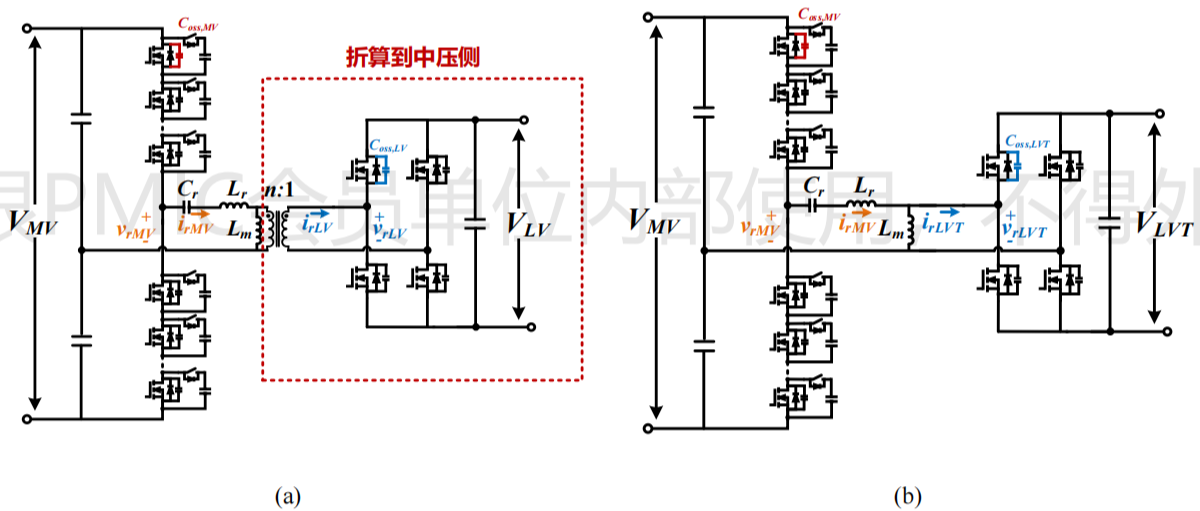


图 2.6 (a) 器件串联直流变压器原理图；(b) 低压侧元件折算到中压侧后的原理图

表 2.1 低压侧折算到中压侧参数表

电路参数	原电路中的符号	折算后电路中的符号	折算等式
低压侧输出电压	V_{LV}	V_{LVT}	$V_{LVT} = nV_{LV}$
低压侧谐振电流	i_{rLV}	i_{rLVT}	$i_{rLVT} = \frac{i_{rLV}}{n}$
低压侧谐振腔电压	v_{rLV}	v_{rLVT}	$v_{rLVT} = nv_{rLV}$
低压侧功率器件输出电容	$C_{oss,LV}$	$C_{oss,LVT}$	$C_{oss,LVT} = \frac{C_{oss,LV}}{n^2}$

2.3.1 二极管整流（同步整流）

由于同步整流与二极管整流类似，都只允许导通单向的电流，只是同步整流通过开通 MOSFET 的沟道来减小导通损耗，为了方便表示，此处以二极管整流为例进行分析。在一

般的谐振变换器中，输出侧为零电流开通，因此输出侧上下桥臂的换流速度会略慢于功率输入侧。图 2.7(a)以功率从低压侧变换到中压侧为例，对应的图 2.7(c)中， v_{rMV} 的上升滞后于 v_{rLVT} 。

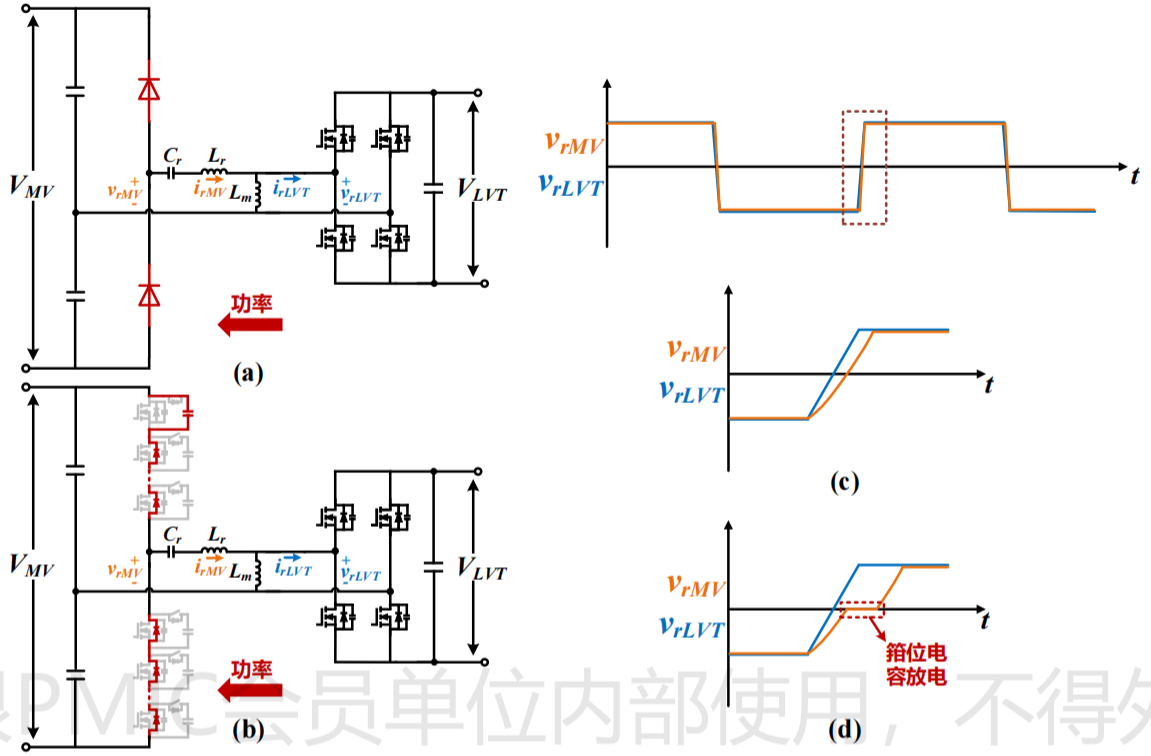


图 2.7 同步整流方案存在的问题

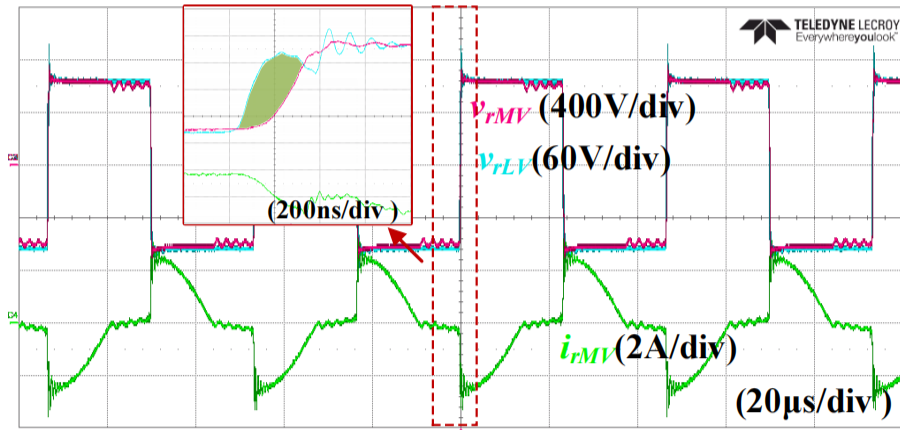


图 2.8 功率由低压侧流向中压侧，中压侧二级管整流实验波形

在器件串联的谐振变换器中，中压侧采用有源箝位电路实现器件串联来承受电压，换流过程中，还存在箝位电容放电均压的过程。如图 2.7(b)所示，死区时间内，辅助管导通，部分箝位电容串入桥臂当中放电。由于箝位电容较大 (μF 级)， v_{rMV} 被箝位电容箝位， v_{rMV} 的变化速度进一步变慢，如图 2.7(d)所示。因此，器件串联型直流变压器的功率从低压侧

变换到中压侧，中压侧采用二极管整流时，中压侧功率器件的换流速度将明显慢于低压侧功率器件。图 2.8 为中压侧二极管整流时的实验波形，可以看到 v_{rMV} 的变化明显滞后于 v_{rLVT} ，谐振电流 i_{rMV} 发生了明显畸变。

接下来分析中压侧功率器件换流速度不同，导致谐振电流畸变的原因。图 2.9(a) 中 t_1 时刻，半个周期结束，进入死区时间，中压侧功率器电流为零， v_{rMV} 上升的速度慢于 v_{rLVT} 。如图 2.9(a) 中绿色区域所示，在此过程中，两侧谐振腔的电压差值会造成伏秒积累，这个伏秒积累作用于谐振电感 L_r 上，造成谐振电流发生畸变。简化电路如图 2.9(b) 所示，由于该过程与双有源桥变换器（Dual Active Bridge, DAB）的工作原理类似，因此将其称为类 DAB 过程。

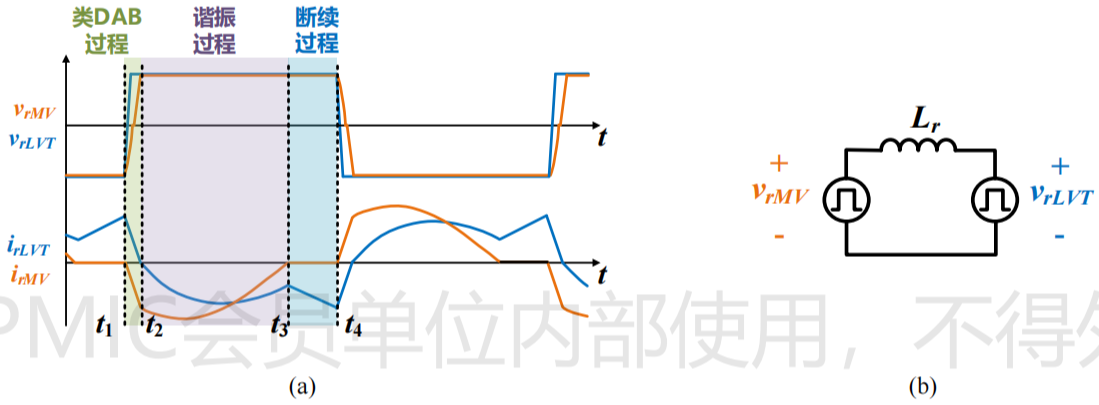


图 2.9(a) 轻载下，换流速度不一致导致的电流畸变波形示意图；(b) 类 DAB 过程等效电路

图 2.9(a) 中 t_2 时刻，死区时间结束，桥臂再次导通，变换器进入谐振过程。受到类 DAB 过程的影响，谐振电流的初始相位已经发生了变化，由于二极管只能导通单向电流，因此图 2.9(a) 中紫色区域所示的谐振过程无法持续半个周期。如图 2.9(a) 蓝色区域所示， t_3 时刻变换器进入电流断续过程。

图 2.9(a) 中 t_4 时刻，变换器再次进入死区时，整流侧功率器件仍然为零电流开通， v_{rMV} 的变化速度仍然滞后于 v_{rLVT} ，类 DAB 过程将始终存在，导致应该是正弦的谐振电流发生明显的畸变。综上所述，二极管整流的谐振变换器可分为三个工作阶段：类 DAB 过程的换流阶段、谐振阶段和电流断续阶段。

变换器由低压侧传递向中压侧的能量可以分为两个部分：一部分是类 DAB 过程传递的能量，这一部分能量由中低压侧功率器件的换流速度决定，与负载的大小无关；另一部分是谐振过程传递的能量，这部分能量是随着负载的变换而变化的，如图 2.10 所示。

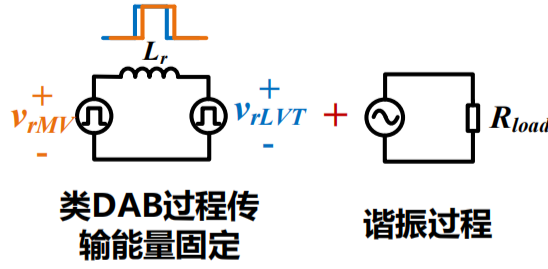


图 2.10 轻载下，直流变压器传递能量分为两个部分

在轻载条件下，类 DAB 过程传递的能量不可忽略，这部分额外的能量传递将导致输出电压增大。图 2.11 给出了功率从低压变换到中压，中压侧采用二极管整流时，输出电压随负载的变化曲线，10%负载时，采用二极管整流会导致输出电压增大约 9%，这与直流变压器固定变比的工作方式相悖。

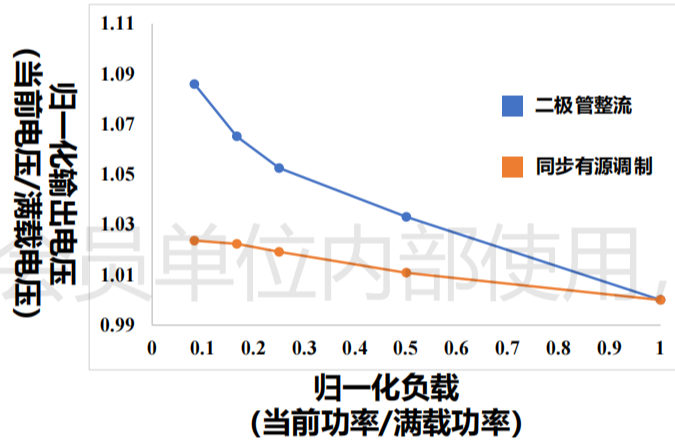


图 2.11 不同整流方式下，输出电压随负载变化

2.3.2 同步有源调制

采用同步有源调制，即给中压侧和低压侧的功率器件施加同步的驱动信号，不仅可以改善电流波形和轻载下的负载调整率，还能够灵活切换功率的双向变换^{[49]-[52]}。

采用有源同步调制时，输出侧功率器件在半个开关周期内保持开通的状态，与二极管整流的重大不同在于，允许导通双向的电流。这一优势有助于改善中低压侧功率器件换流速度不一致带来的问题。图 2.12 展示了从二极管整流模式切换到同步有源调制的波形， t_1 时刻进入死区，假设输出侧功率器件为零电流开通。由于中低压侧功率器件换流速度不一致，将发生类 DAB 过程。

t_2 时刻，谐振电流的初始相位发生改变。 t_3 时刻， i_{rMV} 由负向变成正向，由于中压侧和低压侧功率器件的驱动信号同步，不会出现电流断续，谐振过程持续半个周期。

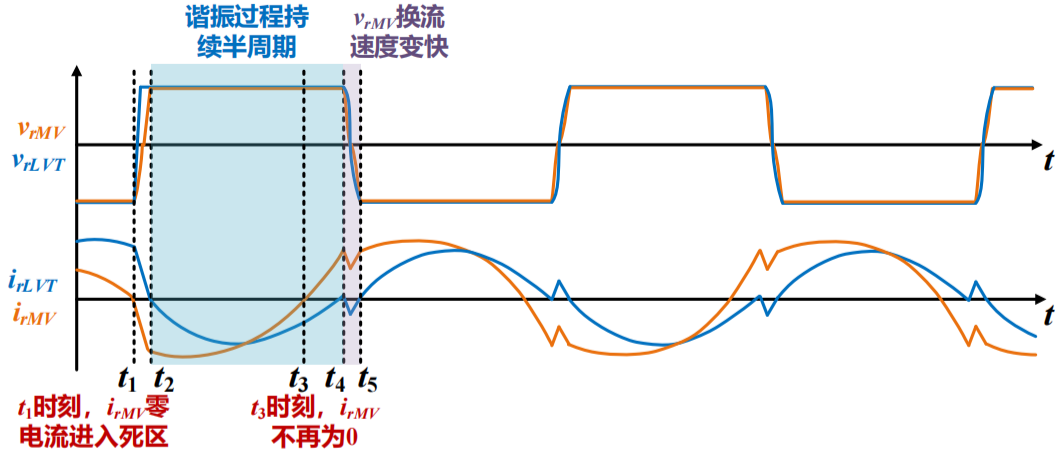


图 2.12 同步有源调制实现换流过程伏秒均衡的波形示意图

谐振过程结束，再次进入死区时间时， t_1 到 t_2 时间内类 DAB 过程导致的谐振电流相位改变，使得 t_4 时刻的 i_{rMV} 变大， i_{rLVT} 变小。因此， t_4 时刻开始的换流过程，中压侧功率器件的换流速度变快，低压侧功率器件的换流速度变慢。类 DAB 过程造成的谐振电流畸变，将影响下一个死区开始时 i_{rMV} 和 i_{rLVT} 的大小，直到换流过程中发生两个类 DAB 过程趋于对称，相互抵消，不影响谐振电流的初始相位，也不造成额外的能量传递。同时，换流速度慢的中压侧在死区开始阶段分到更多的电流，也更有利于箝位电容的放电均压和串联器件 ZVS 的实现。

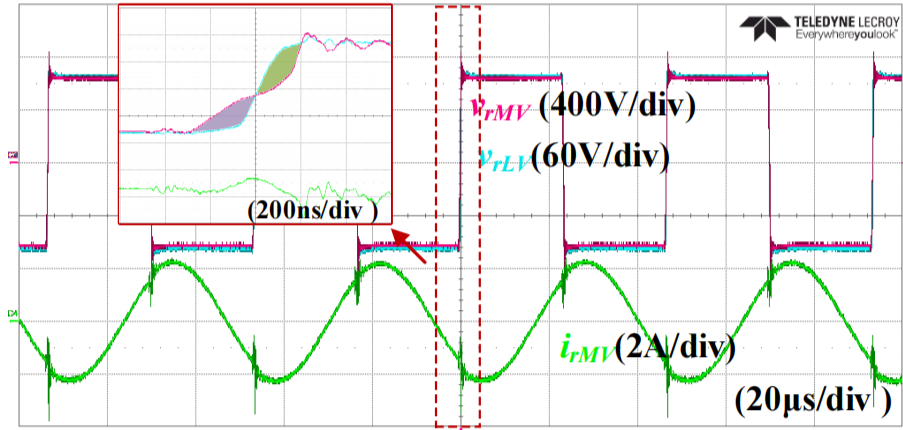


图 2.13 功率由低压侧流向中压侧，同步有源调制实验波形

如图 2.13 所示，为图 2.8 相同工况下，采用同步有源调制的实验波形。死区开始时，换流速度慢的中压侧先开始换流（ v_{rMV} 先上升），可以看到图中紫色和绿色区域的面积近似相等，两个类 DAB 过程相互抵消，换流过程不再影响谐振电流的初始相位，谐振电流波形更接近正弦。负载调制率同样也得到了改善，如图 2.11 所示，10% 负载下，输出电压仅

增大约 3%，更接近直流变压器全负载固定变比的工作要求。

2.4 功率器件换流过程的分析

同步有源调制的双边 ZVS 和箝位电容的放电均压，都依靠励磁电感电流实现。过大的励磁电感，不利于 ZVS 的实现；过小的励磁电感，不利于直流变压器的整体效率。为了设计合适的励磁电感大小，接下来对直流变压器的换流过程进行详细分析。这里以每个桥臂 6 个器件串联，每次 3 个箝位电容放电，功率由高压侧流向低压侧为例，波形如图 2.14 所示。

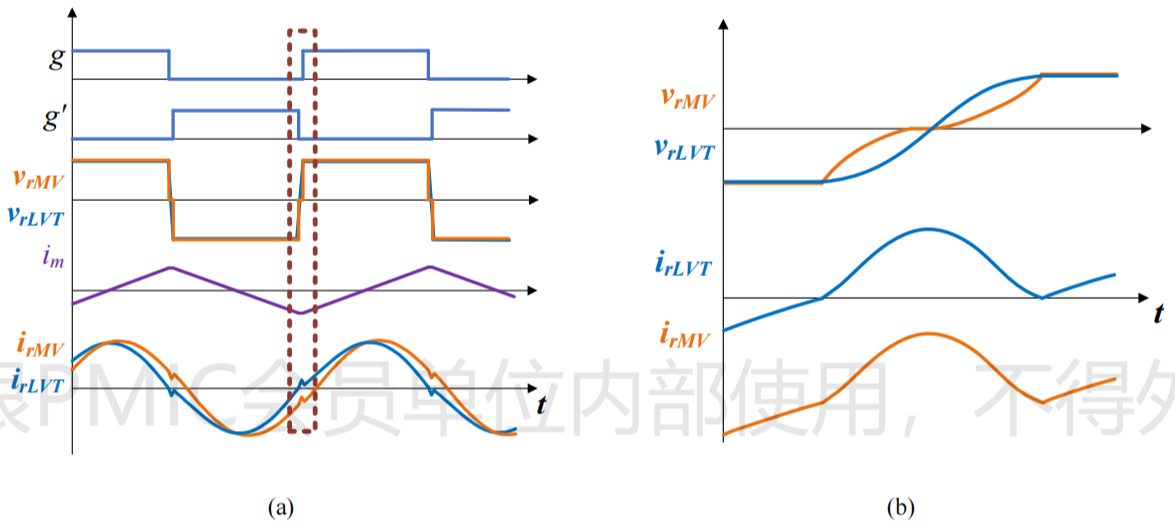


图 2.14 换流过程波形：(a)整体波形(b)换流过程具体波形

由于换流过程主要是中低压侧功率器件的输出电容和箝位电容的充放电过程，为了方便介绍，首先对图 2.1(a)的原理图进行简化。参照表 2.1 将低压侧功率器件的输出电容等效到中压侧，然后将功率器件等效为电容，等效后的电路如图 2.15 所示。

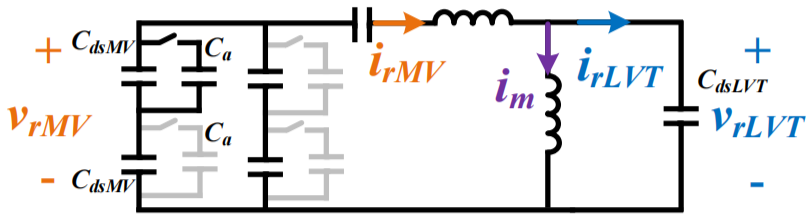


图 2.15 换流过程等效电路图

根据中压侧的充放电电容的变化，将直流变压器的换流过程分为三个阶段：1) 箝位电容和器件输出电容放电阶段；2) 箝位电容箝位放电阶段；3) 器件输出电容放电阶段。

2.4.1 阶段一：箝位电容和器件输出电容放电

如图 2.16(a)所示，在此阶段，上桥臂部分辅助管导通，3 个箝位电容与 3 个主功率器件的输出电容串联放电；下桥臂主要是 6 个串联主功率器件的输出电容串联充电。在此阶段，上桥臂箝位电容和串联器件的输出电容均进行放电，等效电容电路如图 2.16(b)所示。

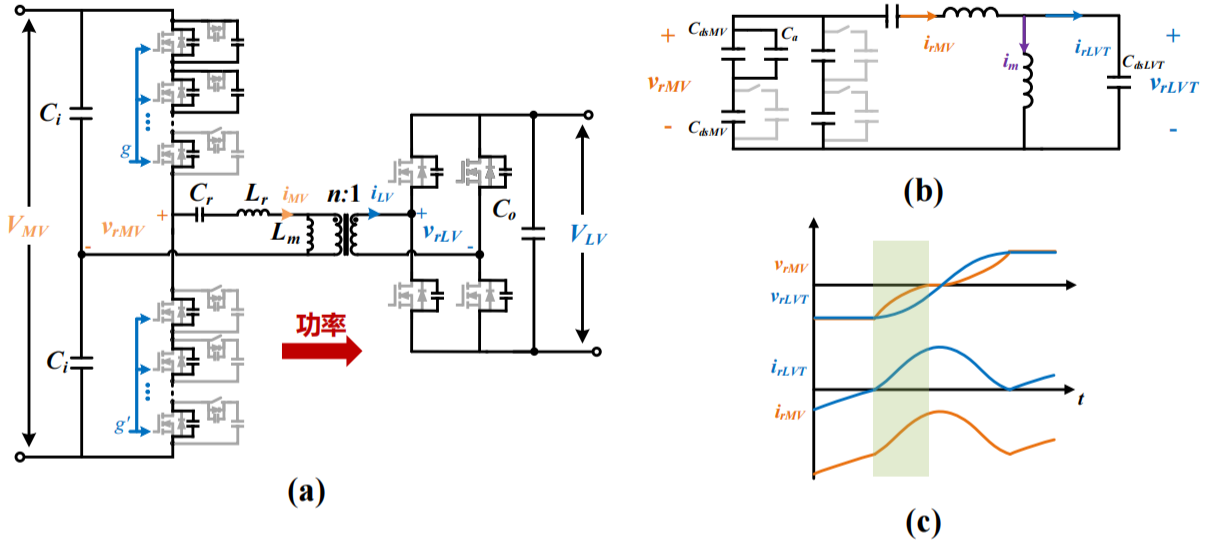


图 2.16 箝位电容和器件输出电容放电阶段(a)电路原理图；(b)等效电路；(c)波形图

由于功率从中压侧变化到低压侧，死区开始时刻 i_{rLVT} 约等于零，励磁电感电流主要集中在中压侧。因此中压侧上下桥臂首先开始换流， v_{rMV} 首先开始上升。当 v_{rMV} 高于 v_{rLVT} 时，两边的电压差值将作用在谐振电感上，使得 i_{rMV} 减小， i_{rLVT} 增加，低压侧上下桥臂在 i_{rLVT} 作用下开始换流。 v_{rMV} 和 v_{rLVT} 的差值将促使励磁电感电流向换流速度慢的一侧分配，使得中压侧桥臂的换流速度逐渐变慢，低压侧桥臂的换流速度逐渐加快，波形如图 2.16(c)所示。

这个阶段，上桥臂串联器件的输出电容与箝位电容串联， i_{rMV} 在上下桥臂中以 2/1 的比例分配，对主功率器件的输出电容进行换流。上桥臂的箝位电容和串联器件的输出电容都在放电。该阶段将一直持续到上桥臂的电流换流到串联器件的反并联二极管，或者辅助管关断。

2.4.2 阶段二：箝位电容箝位放电

上桥臂未放电的串联器件的输出电容放电结束，电流换流至对应主功率器件的反并联二极管，如果此时辅助管仍然导通，那么将出现该阶段。

如图 2.17(a)所示，在此阶段，上桥臂是 3 个串联的箝位电容放电；下桥臂是 6 个串联器件的输出电容充电。由于箝位电容的取值通常在微法 (μF) 级，远大于主功率器件的输

出电容（数百 pF 级）。因此， i_{rMV} 几乎全部分配到上桥臂，下桥臂主功率器件的输出电容在此阶段内充电电荷量极少，因此可以认为该阶段仅有箝位电容放电，等效电容电路如图 2.17(b) 所示。

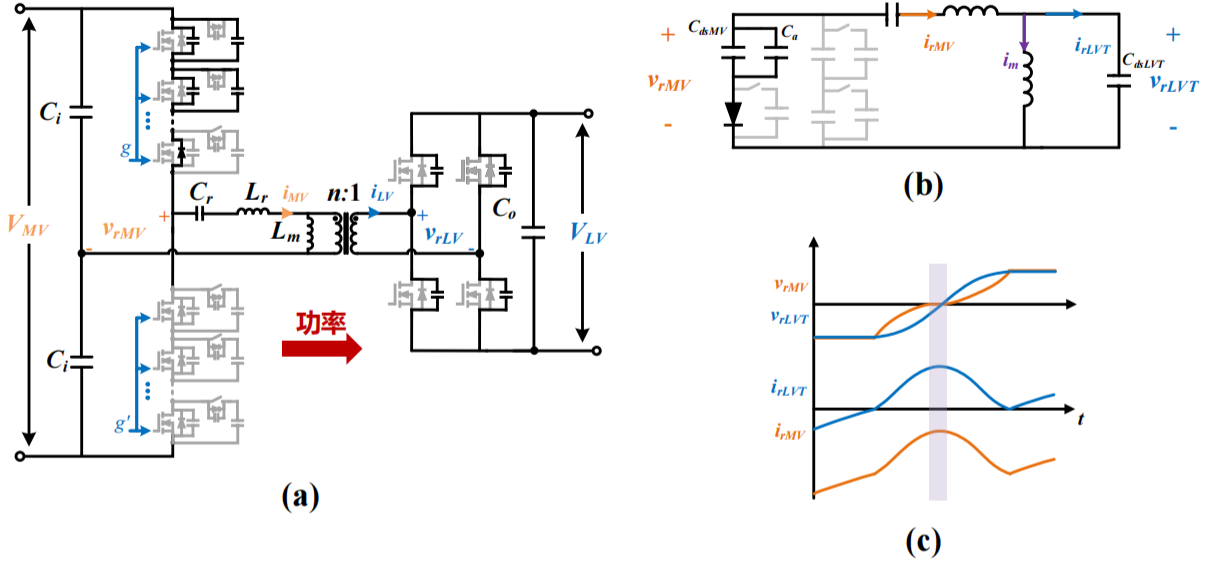


图 2.17 箝位电容箝位放电阶段(a)电路原理图；(b)等效电路；(c)波形图

由于箝位电容的容值在微法 (μF) 级，而放电时间为数百纳秒 (ns)，同时死区时间内 i_{rMV} 主要由励磁电感电流提供，因此箝位电容的放电并不会让箝位电容电压有明显的变化，在这个阶段内，可以看作 v_{rMV} 被箝位电容箝位。但是，低压侧功率器件继续进行换流，因此在这个阶段中 v_{rLV} 继续变化，波形如图 2.17(c) 所示。

这个阶段 i_{rMV} 主要集中在上桥臂对箝位电容放电， v_{rMV} 被箝位电容箝位，几乎不会变化。该阶段将一直持续，直到放电过程结束，辅助管关断。

2.4.3 阶段三：器件输出电容放电实现 ZVS

如图 2.18(a) 所示，在此阶段，中压侧串联器件箝位电容的辅助管断开，对应的 3 个主功率器件的输出电容开始放电，同时下桥臂串联主功率器件的输出电容继续充电；低压侧功率器件的输出电容继续充放电。由于在上一个阶段， v_{rMV} 被箝位电容箝位，维持不变，而低压侧的换流过程继续。因此进入这个阶段时， v_{rLV} 将逐渐高于 v_{rMV} ，这个电压的差值将使得励磁电感电流向中压侧分配。 i_{rMV} 逐渐增大， v_{rMV} 上升的速度逐渐变快； i_{rLV} 逐渐变小， v_{rLV} 上升的速度逐渐变缓，波形如图 2.18(b) 所示。

该阶段结束后，中低压侧的电流均换流至待开通桥臂功率器件的反并联二极管，同时 i_{rMV} 和 i_{rLV} 的大小与死区开始时接近，换流过程不会对谐振电流的初始相位造成明显影响。

否则，由于采用的是同步有源调制，2.3.2 介绍的负反馈调节机制将发挥作用，自动对死区时间内 v_{rMV} 和 v_{rLVT} 的变化速度进行调整。

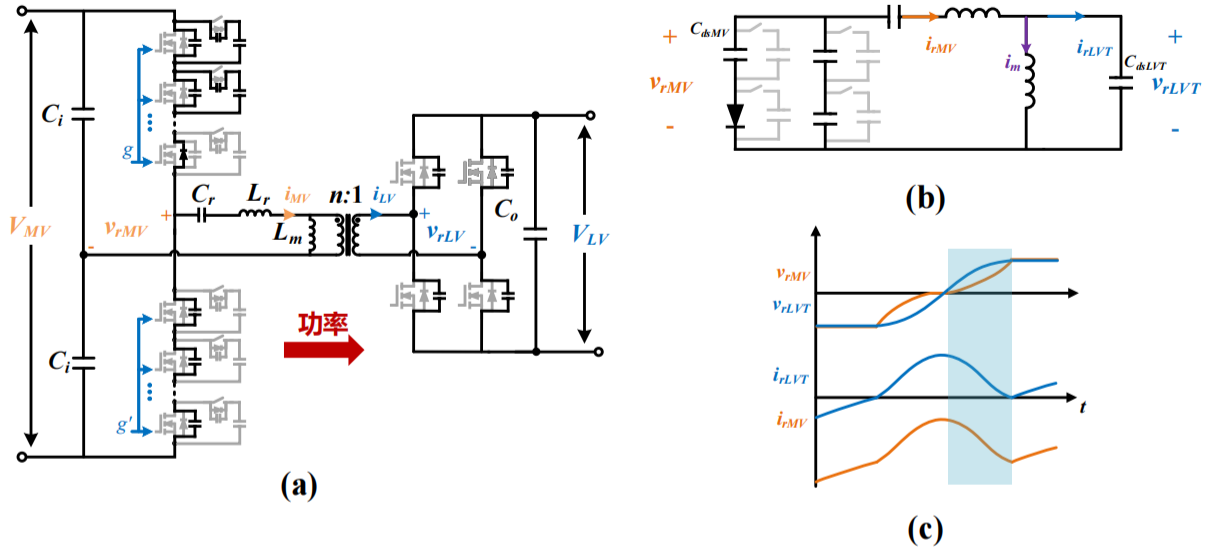


图 2.18 器件输出电容放电实现 ZVS 阶段(a)电路原理图；(b)等效电路；(c)波形图

2.5 隔离变压器寄生电容的分析

直流变压器中，依靠一个高频变压器实现中低压侧之间的电气隔离及电压变换，隔离变压器上存在寄生电容。中低压侧功率器件桥臂换流伴随着变压器两端电压的变化，在此过程中，变压器上的寄生电容同样会消耗部分电荷量。因此设计励磁电感大小时需要考虑该部分电容，接下来对变压器上的寄生电容进行分析。

2.5.1 寄生电容的测量

本文主要关注变压器寄生电容对 ZVS 的影响，为了简化分析，将变压器的寄生电容全部折算到中压侧两端，等效为一个电容 C_p ，如图 2.19(a)中所示。在 ZVS 实现的过程中， C_p 两端的电压将发生变换，使得 C_p 存在充放电的过程，需要消耗部分电荷量。

为了评估 C_p 对 ZVS 的影响，首先对 C_p 进行测量，本文采用了两种测量方法：网络分析仪扫频法和方波激励法。

1) 网络分析仪扫频法

利用网络分析仪测量变压器中压侧端子间不同频率下的阻抗特性，如图 2.19(a)所示，当 C_p 与励磁电感 L_m 发生并联谐振时，阻抗的幅值会出现一个谐振峰值，同时相角会出现一个由感性到容性的相位变化，据此可以得到谐振频率，结合变压器励磁电感的参数能够计算出 C_p 的大小。测试结果如图 2.19(b)所示， C_p 与励磁电感的谐振频率为 115kHz，计算

可以得到 C_p 的大小为 147pF。

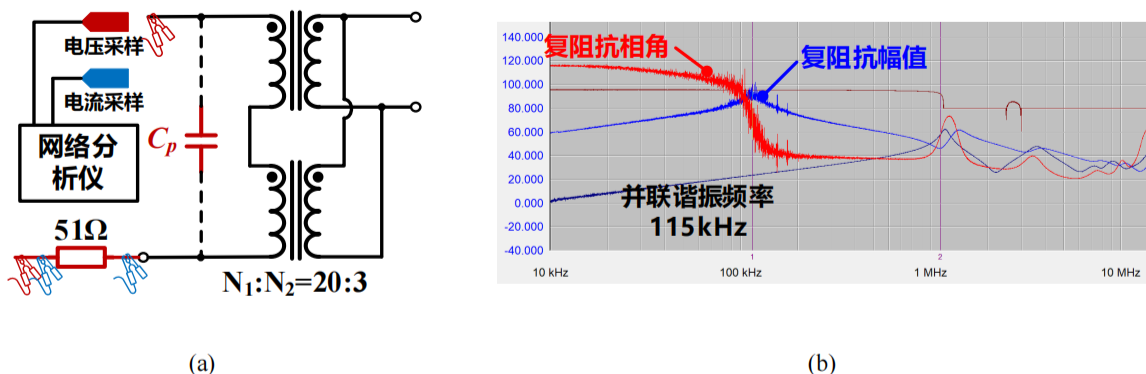


图 2.19 网络分析仪测量 C_p : (a)接线原理图; (b)测试结果

2) 方波激励法

在变压器两端施加一个方波激励,通过测量换流过程中变压器消耗的电荷量估算 C_p 的大小。实验原理如图 2.20(a)所示,变压器中压侧接一个半桥,上下桥臂开关动作将在变压器中压侧两端产生一个方波电压,励磁电感电流为三角波。由于励磁电感很大,在短暂的换流时间内可以认为励磁电感电流保持恒定,通过测量换流时间,能够计算出换流过程中励磁电感电流提供的电荷量。结合所用功率器件的数据手册,能够计算出对应电压下器件的输出电容,从而得到功率器件换流消耗的电荷量。二者的差值可以近似认为是变压器寄生电容在换流过程中消耗的电荷量。实验的结果如图 2.20(b)所示,最终计算出 C_p 的大小约为 250pF。

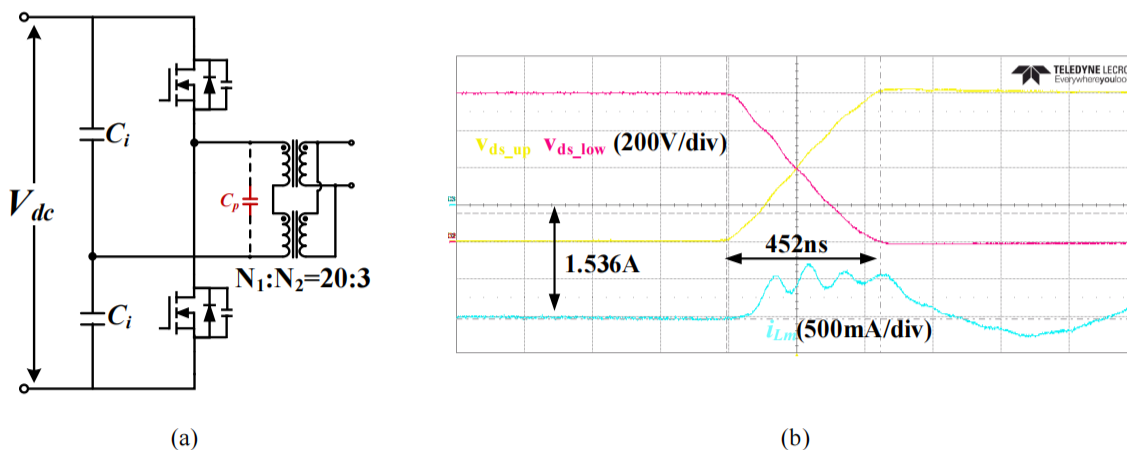


图 2.20 方波激励法测量 C_p 大小(a)实验原理图; (b)实验结果

2.5.2 寄生电容的构成

设计的样机为 10kV/167kW,隔离变压器设计的额定容量为 185kW,具体结构如图 2.21(a)所示。变压器的变比为 20:3,中压侧绕组分别绕在椭圆形磁芯的两条长边上,低压

侧绕组采用两组并联的方式，分别绕在磁芯的两个长边上。中低压侧绕组简化电路如图 2.21(b)所示，绕组参数列在表 2.2 中。

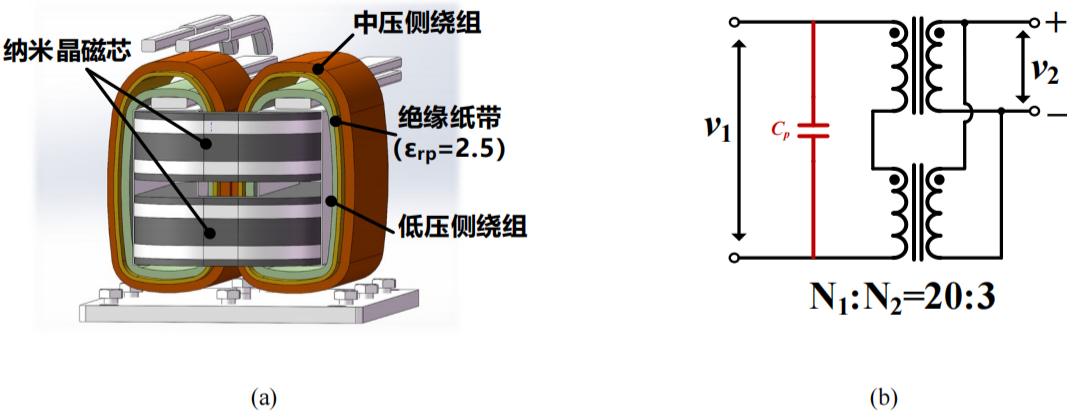


图 2.21 (a)高频变压器模型；(b)绕组简化电路图

表 2.2 变压器绕制参数

参数		值
中压侧	线圈匝数	30+30 串联
	导线	6.8mm×7.8mm 扁利兹线
	绕制范围	250mm
	高低压绝缘	3mm 绝缘纸带
低压侧	线圈匝数	9//9 并联
	导线	2*6mm×12mm 扁利兹线
	绕制范围	250mm

变压器的寄生电容能够分成两类：自电容和互电容。自电容具体包括：绕组匝间电容（图 2.22(a)）、绕组对磁芯电容（图 2.22(b)）、绕组层间电容（图 2.22(c)）三个部分。由于图 2.21(a)所示变压器绕组均为单层绕制，因此不存在绕组层间电容。变压器的互电容主要是中低压侧绕组之间的电容，如图 2.22(d)所示。

2.5.3 自电容的计算

表 2.3 中低压绕组参数

参数	符号	中压侧绕组参数值	低压侧绕组参数值
长/宽	a/b	7.8mm/6.8mm	12mm/6mm
利兹线绝缘层厚度	t	0.15mm	0.15mm
利兹线绝缘层介电常数	ϵ_{ri}	3.4	3.4
绕组间距	p	8.35mm	13.98mm
绕组中心与磁芯距离	h	18mm	8mm
绕组绕制半径	R	67.6mm	55.9mm
填充物介电常数	ϵ_r	4.5	4.5

首先考虑隔离变压器中压侧绕组的自电容。中压侧绕组参数如表 2.3 所示，绕组绕磁

芯一圈的形状为椭圆形，考虑到绕组自电容与绕组间的重叠面积成正比，为了方便分析计算，将椭圆形的绕组等效为周长相等的圆形进行分析。

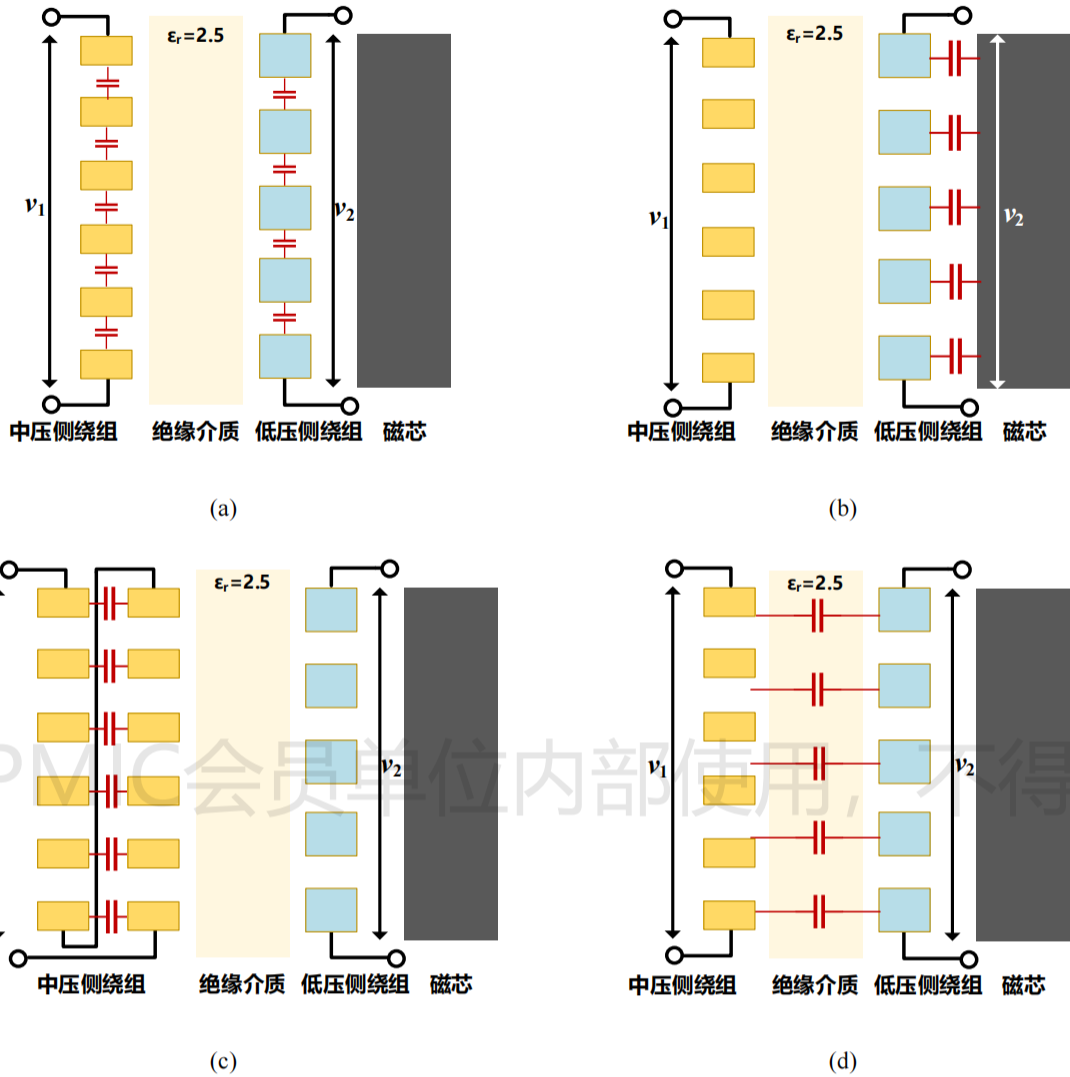


图 2.22 变压器寄生电容组成成分(a)匝间电容（自电容）；(b)对磁芯电容（自电容）；(c)层间电容（自电容）；(d)原副边间电容（互电容）

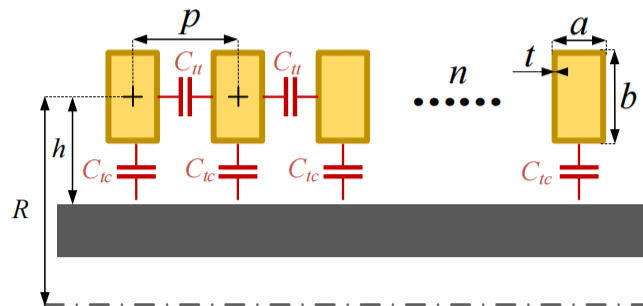


图 2.23 中压侧绕组计算模型

如图 2.23 所示，绕组的自电容是由相邻两匝线圈之间的电容 C_u 和单匝线圈与磁芯的

电容 C_{ic} 组成的复杂电容网络，要计算整个绕组的自电容，首先需要计算单匝线圈的 C_u 和 C_{ic} 。

相邻两匝线圈之间的介质有利兹线外层绝缘层（相对介电常数 ε_{ri} ）和填充物（相对介电常数 ε_r ）两种， C_u 可以表示为式(2.1)。

$$C_u = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{d'} = \frac{2\varepsilon_0 \varepsilon_r \pi R b}{p - a - 2t(1 - \frac{\varepsilon_{ri}}{\varepsilon_r})} \quad (2.1)$$

单匝线圈与磁芯的电容 C_{ic} ，具体可以表示为(2.2)。

$$C_{ic} = \frac{4\pi^2 R \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\ln(\frac{h}{b/2} + \sqrt{(\frac{h}{b/2})^2 - 1})} \quad (2.2)$$

下面通过递推公式，计算 C_u 和 C_{ic} 组成的电容网络的等效电容。如果已经得到 $(n-2)$ 匝线圈的自电容 $C(n-2)$ ，在其两端各增加 1 匝线圈，可得到 n 匝线圈构成的自电容网络，如图 2.24 所示。 n 匝线圈的自电容 $C(n)$ 可以用 $C(n-2)$ 表示：

$$C(n) = \frac{C(n-2) \times \frac{C_u}{2}}{C(n-2) + \frac{C_u}{2}} + \frac{C_{ic}}{2} \quad (n \geq 4) \quad (2.3)$$

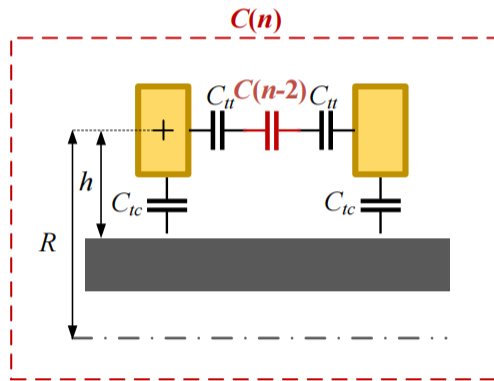


图 2.24 根据 $(n-2)$ 匝线圈自电容递推 n 匝线圈自电容

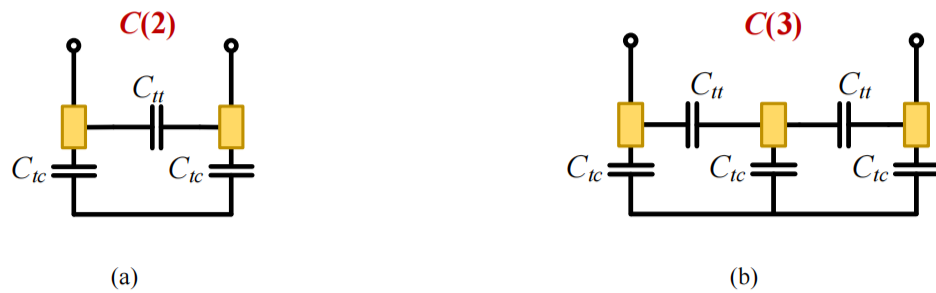


图 2.25 (a) 2 匝线圈构成的自电容网络；(b) 3 匝线圈构成的自电容网络

因此, n 匝线圈的等效电容, 可以由 2 匝 (n 为偶数) 或者 3 匝 (n 为奇数) 线圈的等效电容递推得到。

2 匝线圈构成的自电容网络, 如图 2.25(a)所示, 等效电容 $C(2)$ 可以表示为式(2.4)。

$$C(2) = C_{II} + \frac{C_{IC} \times C_{IC}}{C_{IC} + C_{IC}} = C_{II} + \frac{C_{IC}}{2} \quad (2.4)$$

3 匝线圈构成的自电容网络, 如图 2.25(b)所示, 等效电容 $C(3)$ 可以表示为式(2.5)。

$$C(3) = \frac{C_{II} \times C_{II}}{C_{II} + C_{II}} + \frac{C_{IC} \times C_{IC}}{C_{IC} + C_{IC}} = \frac{C_{II}}{2} + \frac{C_{IC}}{2} \quad (2.5)$$

根据式(2.3)-(2.5)能够计算出 n 匝线圈的自电容大小。由于中压侧绕组由 60 匝线圈组成, 因此中压侧绕组的等效自电容为 $C(60)$, 将表 2.3 中参数带入计算可得中压侧绕组自电容为 47pF。

可以用类似的方法对低压侧绕组的自电容进行分析。需要注意的是, 低压侧绕组的结构与中压侧不同, 低压侧绕组为磁芯两个柱上的绕组并联而成, 同时每个柱上的绕组在绕制时使用两股利兹线并联绕制的形式, 如图 2.26 所示。

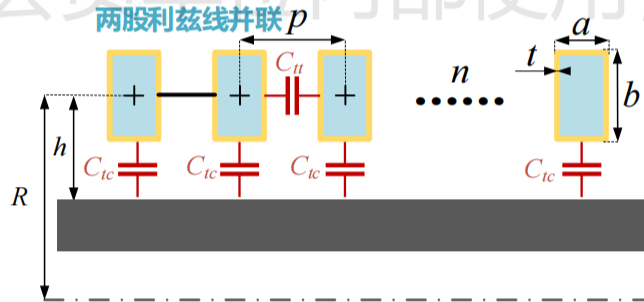


图 2.26 低压侧绕组自电容计算模型

由于低压侧采用两股利兹线并联绕制, 因此单匝线圈与磁芯的电容为 $2C_{IC}$, 其中 C_{IC} 由表 2.3 中, 低压侧绕组参数带入式(2.2)得到。根据递推公式可以计算出低压侧的自电容为 130.67pF, 将低压侧自电容折算到中压侧需要乘 $(3/20)^2$ 的系数, 折算后的电容大小为 2.94pF。

2.5.4 互电容的计算

互电容为中低压绕组之间的电容。中低压绕组绕制在同一磁芯上, 两个绕组之间仅间隔绝缘纸和绝缘填充物, 间距较近, 因此中低压绕组每个线圈之间, 都存在寄生电容, 这些寄生电容的等效之和, 即为两个绕组之间的互电容。

由于中低压侧绕组的电压都是变化的, 因此分析中低压侧绕组互电容时, 需要考虑绕

组上的电压分布。首先考虑最简单的情况,假设中低压侧绕组都均匀绕制在同一磁芯柱上,且均为单层。电压在绕组方向上(图 2.27(a)中 x 轴)线性变化。同时,根据绕组间互电容分布的对称性可得,图 2.27(a)中 $C_{13}=C_{24}$, $C_{14}=C_{23}$ 。因此,中低压侧绕组两个端子(①③和②④)之间的电压差相等,并可得到绕组沿 x 轴方向的电压分布情况,如图 2.27(b)所示。

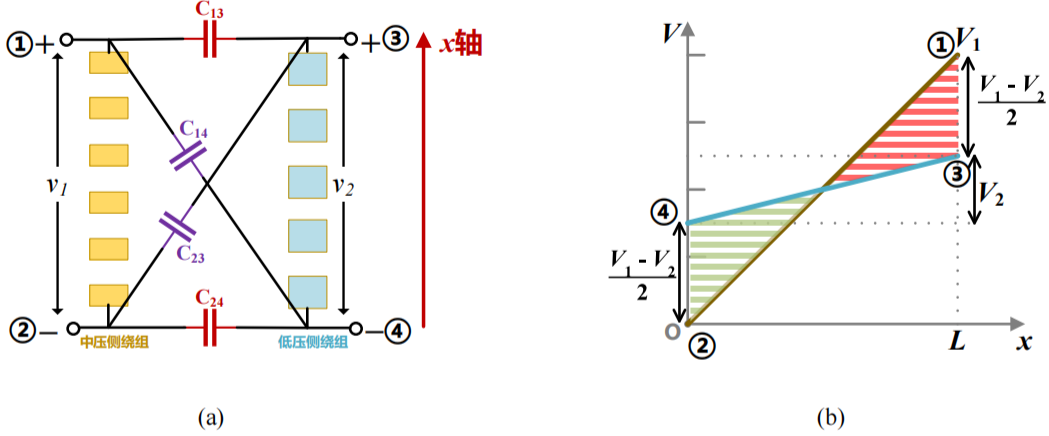


图 2.27 (a)绕组线圈互电容示意图; (b)中低压绕组电压在 x 轴上的变化

文献[53]利用电场能量的方法对变压器寄生电容进行分析,本文采用类似的思路,假设原副边电压沿绕组方向线性变化,电场近似于平行板电容器电场,从电场能量的角度对变压器中低压绕组之间的互电容进行计算。

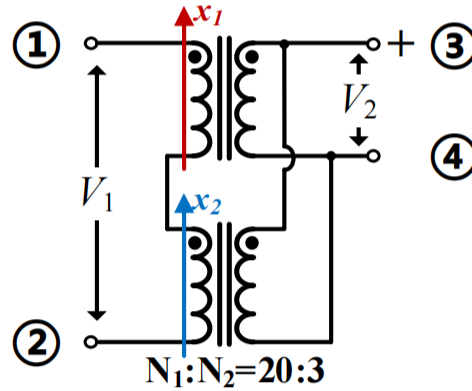
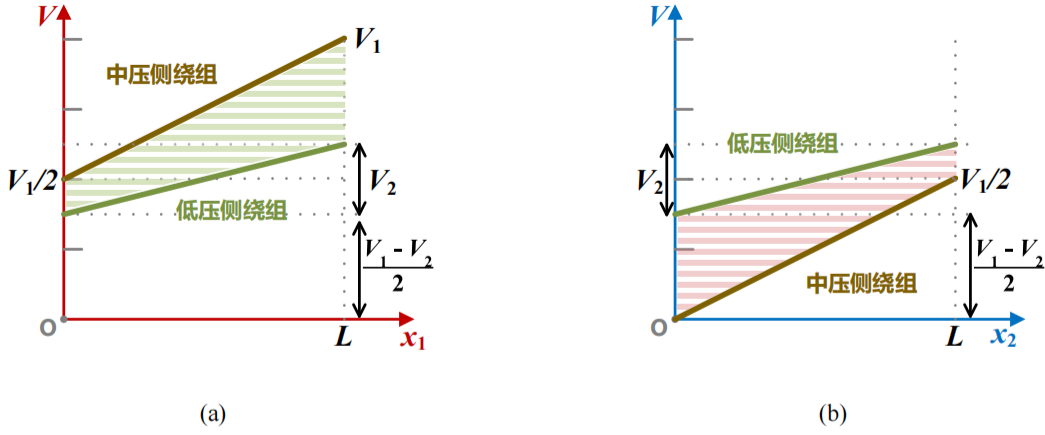


图 2.28 变压器两个磁芯柱上绕组分别建立 x_1 和 x_2 坐标轴

由于中低压绕组分别绕制在椭圆形磁芯的两个长边上,因此分别对两磁芯上的绕组建立 x_1 和 x_2 轴,如图 2.28 所示。

中压侧绕组是串联关系,在 x_1 轴和 x_2 轴上的电压变化均为 $V_1/2$ 。低压侧绕组是并联关系,在 x_1 轴和 x_2 轴上的电压变化均为 V_2 。由于①③和②④的电势差相等,中低压绕组在 x_1 轴和 x_2 轴上的电势分布可以用图 2.29 表示。

图 2.29 (a) x_1 轴向中低压绕组电势分布；(b) x_2 轴向中低压绕组电势分布

x_1 轴上中低压绕组的电势差可以表示为：

$$U(x_1) = \frac{(\frac{V_1}{2} - V_2)}{L} x_1 + \frac{V_1}{2} - \frac{V_1 - V_2}{2} \quad (2.6)$$

同理， x_2 轴上中低压绕组的电势差可以表示为：

$$U(x_2) = \frac{(\frac{V_1}{2} - V_2)}{L} x_2 - \frac{V_1 - V_2}{2} \quad (2.7)$$

在 x 轴向单位长度电场能量 dW 满足：

$$dW = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r (2\pi R - \pi d) U(x)^2}{2d} dx \quad (2.8)$$

其中， $2\pi R$ 为绕组周长， d 为原副边间距。

分别对 x_1 和 x_2 轴向进行积分，即可得到中低压侧线圈之间的电场能量：

$$W = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r (2\pi R - \pi d)}{2d} \left[\int_0^L U(x_1)^2 dx_1 + \int_0^L U(x_2)^2 dx_2 \right] \quad (2.9)$$

$$C_{eq} = \frac{2W}{V_1^2} \quad (2.10)$$

再通过式(2.10)，将得到的电场能量等效为一个与中压绕组并联的电容 C_{eq} ，带入变压器参数可以得到互电容为 99.0pF。

中压侧自电容与互电容之和，即为等效 C_p 的大小。变压器寄生电容的测量结果和计算分析结果如表 2.4 所示。其中，网络分析仪的测量结果与计算分析结果较为一致。但是，方波激励法测得的等效 C_p 偏大，考虑是因为实际电路中还存在功率器件与散热器的寄生电容、PCB 的寄生电容、导线间寄生电容等。

表 2.4 不同方法得到的变压器寄生电容等效 C_p 大小

网络分析仪测量	方波激励法测量	计算分析
147pF	250pF	148.91pF

2.5.5 寄生电容的优化

变压器的寄生电容会吸收换流过程中的电荷量，影响功率器件 ZVS 的实现，因此需要减小变压器的寄生电容。根据前文的分析，绕组的互电容是变压器寄生电容的主要部分，根据式(2.10)，增大中、低压绕组之间的距离能够有效减小互电容。根据计算结果，如果将绕组的间距从 3mm 增大到 9mm，变压器寄生电容的等效 C_p 能够减小 40%，如图 2.30 所示。

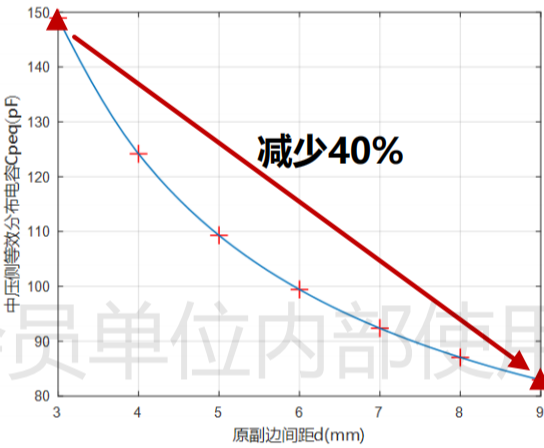


图 2.30 中压侧等效寄生电容与中低压绕组间距关系

将中压侧绕组与低压侧绕组间的距离增大到 9mm，重新定制了一个新的隔离变压器。对新变压器的寄生电容等效 C_p 做了测量，结果如图 2.31 所示。

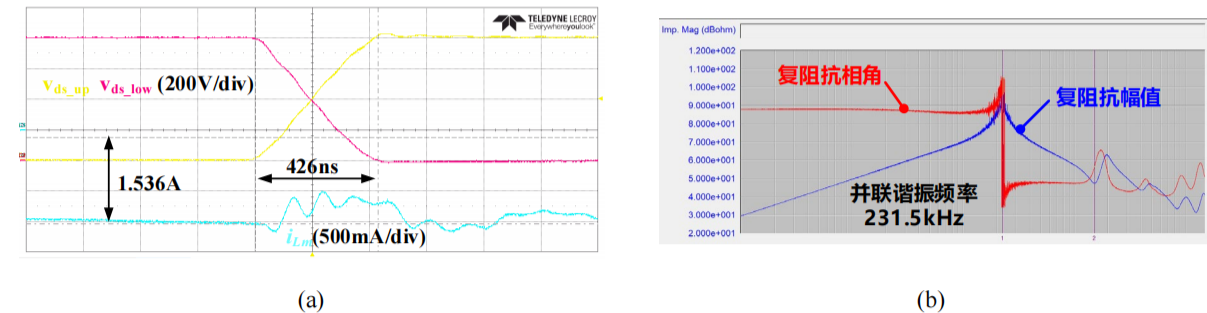


图 2.31 新变压器寄生电容等效 C_p 测量数据：(a)方波激励法测试；(b)网络分析仪测量

处理后的等效 C_p 如表 2.5 所示，对比两个变压器的测量和理论计算数据，将中低压绕组间距增大后，变压器等效 C_p 降低了约 50pF，与计算结果接近，验证了计算的合理性。

表 2.5 新旧变压器等效 C_p 对比

	方波激励法测量	网络分析仪测量	分析计算
旧变压器	250pF	147pF	148.9pF
新变压器	199pF	99.5pF	87.1pF

2.6 10kV/750V，167kW 直流变压器关键参数设计

2.6.1 直流变压器的电压和功率等级

为了实现更高功率密度的直流变换，将搭建一个器件串联直流变压器样机。根据国家标准 GB/T 35727-2017《中低压直流配电电压导则》，中压直流配电标称电压在 3kV 至 ±50kV 范围内，优选值有 3kV、±3kV、±10kV 和 ±50kV；低压直流配电标称电压在 110V 至 3kV 范围内，优选值有 220V、750V 和 1500V^[54]。现有直流配网示范工程中，中压侧电压一般为 ±10kV，低压侧电压一般为 ±375V，并结合实验室测试条件，将直流变压器的电压等级定为 10kV/750V。

中压侧的每个桥臂由 12 个 Wolfspeed 公司的 1.2kV/21mΩ SiC MOSFET（型号 C3M0021120K）串联，以承受 10kV 的电压，平均每个器件上的电压为 833V；低压侧采用 SEMIKRON 公司的 1.2kV/5.6mΩ SiC MOSFET 半桥模块(型号 SKM350MB120SCH17)。开关频率为谐振频率，谐振腔增益为 1，隔离变压器变比为 20/3，实现中低压侧的电气隔离与电压变换。

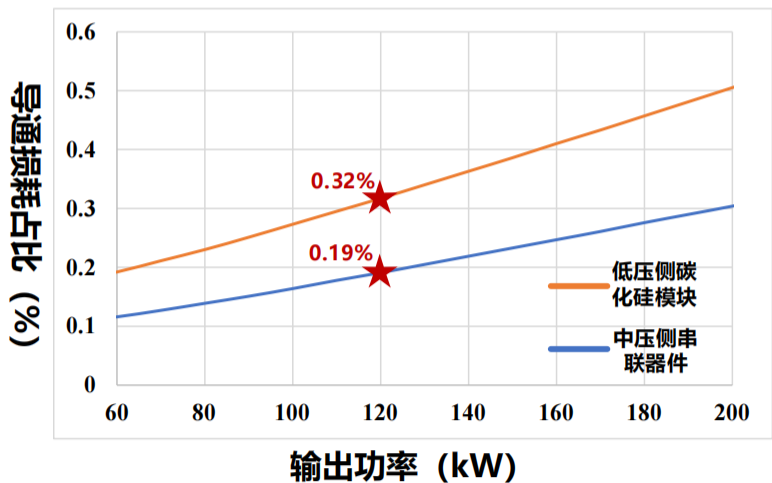


图 2.32 不同输出功率下中压侧和低压侧功率器件导通损耗占比

在确定直流变压器的功率等级时，需要综合考虑器件损耗和样机效率。由于直流变压器采用谐振变换器的拓扑，功率器件为 ZVS，且在关断时的电流较小（为励磁电感峰值电

流), 因此功率器件的损耗主要为导通损耗。为了确定直流变压器的功率等级, 计算了不同输出功率下中低压侧功率器件的导通损耗占比, 如图 2.32 所示。

对于峰值效率 99% 的直流变压器而言, 中、低压侧功率器件的损耗占比约为 0.6%, 变压器和电路中其他部分损耗占比约为 0.4%。在图 2.32 中, 样机功率为 120kW 时, 中压侧串联器件和低压侧功率模块导通损耗之和约为 0.5%, 考虑到功率器件的关断损耗和一定的裕量, 将样机的满载功率为 170kW, 在 120kW 条件有望达到 99% 的峰值效率。如果将直流变压器扩展为三相拓扑, 其整体满载功率能够达到 500kW, 原理图如图 2.33 所示。

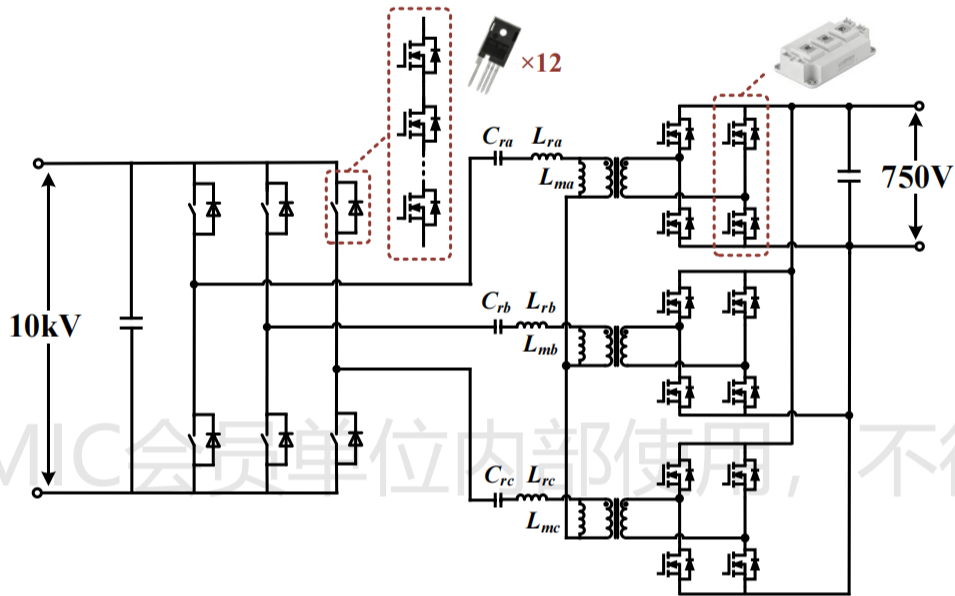


图 2.33 基于器件串联的三相 10kV/500kW 直流变压器原理图

2.6.2 励磁电感的设计

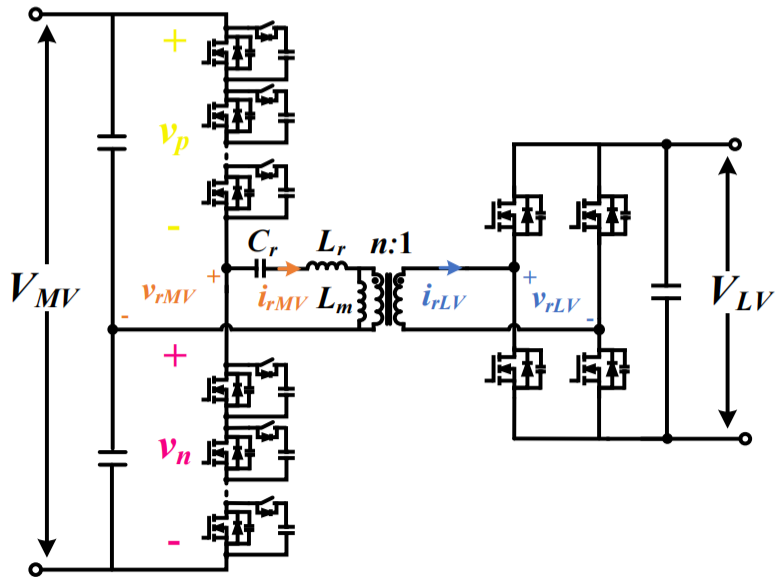


图 2.34 单相直流变压器原理图

单相 10kV/167kW 器件串联直流变压器的原理图如图 2.34 所示，样机采用 LLC 谐振变换器的拓扑，谐振电容与谐振电感的设计过程与传统的谐振变换器类似。考虑励磁电感大小，需要兼顾 ZVS 的实现和样机效率。直流变压器采用同步有源调制，中低压侧的功率器件都需要实现 ZVS；同时，箝位电容利用励磁电感电流实现放电均压。较小的励磁电感，虽然能保证箝位电容放电均压的同时实现 ZVS，但是不利于整体效率的提升。因此，本文从功率器件 ZVS 的实现和样机效率两个方面，对励磁电感的大小进行设计。

1) ZVS 的实现

要实现功率器件的 ZVS，需要换流时间内励磁电感电流提供的电荷量满足中低压侧功率器件输出电容的换流需求。功率器件的数据手册通常会给出功率器件输出电容与电压的关系曲线，该曲线是通过在器件两端添加偏置电压，再叠加一个高频小信号交流激励，测量电容阻抗特性得到^[55]。输出电容与电压呈非线性关系，利用式(2.11)，可以得到对应电压下的电荷等效输出电容大小^[56]。

$$C_{Q,eq}(v_{ds}) = \frac{\int_0^{v_{ds}} C_{oss}(v_{ds}) dv}{v_{ds}} \quad (2.11)$$

由于每个主功率器件两端都并联有一个箝位电路，换流过程中，辅助管输出电容(C_{ossa})也需要充放电消耗电荷量。如图 2.35 所示，图中所标电压之间始终满足式(2.12)。鉴于箝位电容的容量(μF 级)显著高于 C_{oss1} (数百 pF 级)，可认为其电压基本维持恒定。主功率器件关断时， v_{ds1} 等于 v_c ，而 v_{dsa} 约等于 0。随着 C_{oss1} 放电， v_{ds1} 下降，根据式(2.12)， v_{dsa} 上升。如图 2.35 所示，主功率器件放电电流(i_{ds1})和辅助管充电电流(i_{dsa})之和构成了桥臂电流。因此，在设计励磁电感时，还需要考虑 C_{ossa} 换流所需的电荷量。

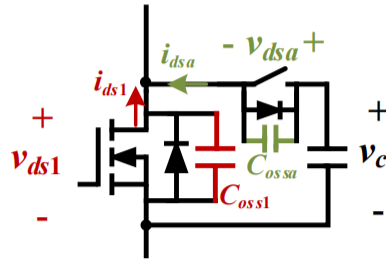


图 2.35 有源箝位电路各部分电压示意图

$$v_{ds1} + v_{dsa} = v_c \quad (2.12)$$

谐振变换器换流所需电荷量由励磁电感电流提供，由于励磁电感较大 (mH 级)，换流

过程中可认为励磁电感电流保持恒定，即为励磁电感峰值电流，如式(2.13)所示。

$$i_{Lmpeak} = \frac{V_{MV}T_s}{8L_m} \quad (2.13)$$

根据前面的分析，直流变压器的换流过程分为三个阶段：箝位电容和器件输出电容放电阶段、箝位电容箝位放电阶段和器件输出电容放电阶段。其中前两个阶段均发生在辅助管导通时间 t_{dis} 内，在计算励磁电感大小时，可将其合并。因此，结合 2.4 换流过程的分析，将死区时间分为 $0 \sim t_{dis}$ 和 $t_{dis} \sim t_{dead}$ 两个阶段，以中压侧下桥臂关断到上桥臂 ZVS-on 的过程为例，分阶段计算励磁电感的取值要求。

在 $0 \sim t_{dis}$ 阶段，辅助管开通，箝位电容放电，中压侧谐振腔两端电压变化到 0 后被箝位电容箝位，因此变压器寄生电容 C_p 在此阶段需要的电荷量可表示为：

$$Q_{trans1} = 0.5V_{MV}C_p \quad (2.14)$$

上桥臂未放电的功率器件完成 ZVS 切换，电流换流至功率器件的反并联二极管，因此上桥臂在此阶段，用于实现 ZVS 的电荷量 Q_{upper1} 可以表示为式(2.15)。其中， $C_{Q,eqS1}(V_{MV}/N)$ 为主功率器件电压从 0 到 V_{MV}/N 的电荷等效输出电容， $C_{Q,eqSa}(V_{MV}/N)$ 为辅助管电压从 0 到 V_{MV}/N 的电荷等效输出电容。

$$Q_{upper1} = \frac{V_{MV}}{N} [C_{Q,eqS1}(\frac{V_{MV}}{N}) + C_{Q,eqSa}(\frac{V_{MV}}{N})] \quad (2.15)$$

下桥臂串联主功率器件电压由 0 变化到 $0.5V_{MV}/N$ ，因此下桥臂主功率器件需要的电荷量可表示为式(2.16)。

$$Q_{lowerS11} = \frac{0.5V_{MV}}{N} C_{Q,eqS1}(\frac{0.5V_{MV}}{N}) \quad (2.16)$$

同时，下桥臂辅助管的电压由 V_{MV}/N 变化到 $0.5V_{MV}/N$ ，下桥臂辅助管需要的电荷量可以表示为式(2.17)。

$$Q_{lowerSa1} = \frac{V_{MV}}{N} C_{Q,eqSa}(\frac{V_{MV}}{N}) - \frac{0.5V_{MV}}{N} C_{Q,eqSa}(\frac{0.5V_{MV}}{N}) \quad (2.17)$$

低压侧功率器件实现 ZVS 同样需要消耗一定电荷量，由于放电时间通常取死区时间的一半，因此考虑低压侧功率器件的换流过程也完成了一半，则低压侧功率器件需要的电荷量可以表示为式(2.18)。

$$Q_{LV1} = V_{MV} \frac{C_{Q,eqsec}}{2n^2} \quad (2.18)$$

为了在放电时间 $0 \sim t_{dis}$ 内满足上述各部分的电荷量， L_m 需要满足：

$$L_m < \frac{\frac{V_{MV}T_s}{8}t_{dis}}{Q_{trans1} + Q_{upper1} + Q_{lowerS11} + Q_{lowerSa1} + Q_{LV}} \quad (2.19)$$

在 $t_{dis} \sim t_{dead}$ 内，上桥臂辅助管关断，功率器件输出电容充放电实现 ZVS。变压器寄生电容需要的电荷量同式(2.14)，上桥臂功率器件所需的电荷量同式(2.15)，下桥臂主功率器件的电荷量由 $0.5V_{MV}/N$ 变化到 V_{MV}/N ，可以表示为式(2.20)。

$$Q_{lowerS12} = \frac{V_{MV}}{N}C_{Q,eqS1}\left(\frac{V_{MV}}{N}\right) - \frac{0.5V_{MV}}{N}C_{Q,eqS1}\left(\frac{0.5V_{MV}}{N}\right) \quad (2.20)$$

下桥臂辅助管的电压由 $0.5V_{MV}/N$ 变化到 0，电荷量可以表示为式(2.21)。

$$Q_{lowerSa2} = \frac{0.5V_{MV}}{N}C_{Q,eqSa}\left(\frac{0.5V_{MV}}{N}\right) \quad (2.21)$$

在 $t_{dis} \sim t_{dead}$ 内满足上述各部分的电荷量， L_m 需要满足：

$$L_m < \frac{\frac{V_{MV}T_s}{8}(t_{dead} - t_{dis})}{Q_{trans1} + Q_{upper1} + Q_{lowerS12} + Q_{lowerSa2} + Q_{LV1}} \quad (2.22)$$

功率器件输出电容随着电压的升高下降，高压下更容易实现 ZVS。但是硬开关带来的电磁噪声有可能影响控制电路的正常工作，使得串联器件无法均压。考虑使用的功率器件耐压为 1.2kV，按照 1kV 直流母线电压下即可实现 ZVS，对励磁电感进行设计。12 个器件串联， $V_{MV}=1\text{kV}$ ， $T_s=50\mu\text{s}$ ， $t_{dead}=1\mu\text{s}$ ， $t_{dis}=500\text{ns}$ ，综合式(2.19)和式(2.22)，带入参数，可得励磁电感需要满足：

$$L_m < 9.5\text{mH} \quad (2.23)$$

2) 样机效率

在图 2.32 中，低压侧碳化硅模块的导通损耗明显高于中压侧串联器件导通损耗，后续优化样机效率，将替换导通电阻更小的碳化硅模块，或者采用两个碳化硅模块并联的方案，上述两种优化方案都会使得低压侧功率器件的输出电容增大。为了给后续效率优化预留一定空间，将低压侧功率器件的换流电荷量增大两倍，重新考虑式(2.19)和式(2.22)，则 L_m 需要满足：

$$L_m < 7.5\text{mH} \quad (2.24)$$

由于 L_m 的取值将影响功率器件的开关损耗和导通损耗，因此结合器件的数据手册^{[57][58]}，对样机 10kV/167kW 下的整体效率进行估算，并得到与 L_m 的关系曲线。如图 2.36 所示，励磁电感从 7.5mH 减少到 4.5mH，样机整体效率仅降低 0.05%，但 ZVS 的实现更可靠。为了避免其他寄生参数考虑不全面而导致 ZVS 的丢失，最终将变压器励磁电感的大小确

定为 4.5mH。

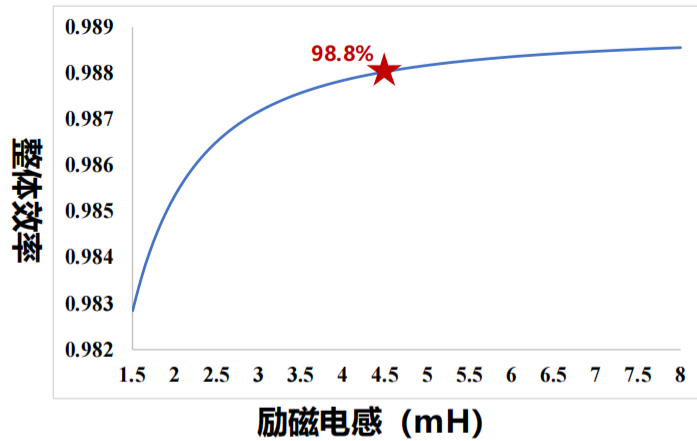


图 2.36 不同励磁电感下样机整体效率

2.6.3 ZVS 的实验验证

前文按照中压侧电压为 1kV 时能够实现 ZVS，将 L_m 取为 4.5mH，并在实验中进行验证。如图 2.37 所示为功率不同变换方向时，中低压侧的谐振腔电压和中压侧谐振电流波形。可以看到，图中功率器件完成换流的时间为 640ns，设计的死区时间为 1 μ s，死区时间大于换流时间，两侧功率器件均能实现 ZVS。

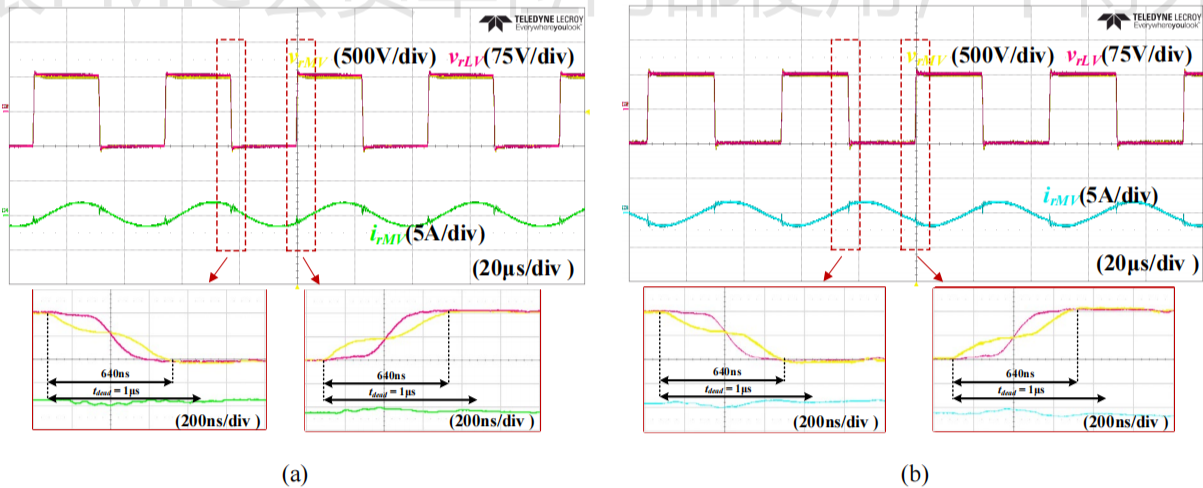


图 2.37 1kV 时，中低压侧谐振腔输入电压与谐振电流：(a)功率从中压侧变换到低压侧，负载 13.6 Ω ；(b)功率从低压侧变换到中压侧，负载 3k Ω

2.6.4 10kV/750V，167kW 直流变压器整体参数

根据前文的分析设计，10kV/750V，167kW 器件串联直流变压器样机的参数如表 2.6 所示。

表 2.6 10kV/750V，167kW 直流变压器参数

电路参数	符号	值
中压侧电压	V_{MV}	10kV
低压侧电压	V_{LV}	750V
额定功率	P_o	167kW
励磁电感	L_m	4.5mH
谐振电感	L_r	72.4μH
谐振电容	C_r	515nF
开关频率	f_s	20kHz
桥臂串联器件个数	N	12

2.7 本章小结

本章利用有源箝位电路实现器件串联均压。有源箝位电路由一个辅助管和箝位电容构成，并联在器件两端，实现箝位电容电压均衡，即可实现串联器件电压均衡。本章分析了二极管整流和同步有源调制的区别，阐述了同步有源调制在双向工作、负载调整率以及箝位电容放电均压方面的优势。介绍了串联器件的换流过程，分析优化了隔离变压器的寄生电容。基于上述分析，对 10kV/167kW 器件串联直流变压器的关键参数进行设计。

第3章 器件串联模组与直流变压器的实验验证

3.1 引言

本章将 6 个 SiC MOSFET 以及驱动和本地控制封装成为一个器件串联模组，并对箝位电路的关键参数进行设计，开展 5kV 额定电压下的空载均压实验和 2kV 电压下 2 个模组串联（12 个 SiC MOSFET 串联）均压实验。根据第二章设计的参数，利用器件串联模组搭建 10kV/167kW 直流变压器样机，并在中压侧 2kV 电压下进行双向工作的实验。提出了一种直流变压器双向对拖测试方案，开展 2kV/35kW 中压大功率对拖实验。

3.2 器件串联模组的设计与实验验证

为了提高器件串联直流变压器的功率密度，进一步将串联器件和有源箝位电路，连同驱动和本地控制封装成为一个器件串联模组，提高整体集成度。一个器件串联模组内部有 6 个 SiC MOSFET 串联，单个器件的耐压为 1.2kV，模组的额定电压为 5kV，下面介绍有源箝位电路的参数设计和器件串联模组的详细参数。

3.2.1 有源箝位电路参数设计

有源箝位电路由辅助管和箝位电容构成。箝位电容主要作用是吸收开关异步的充电电荷量。辅助管的作用有：1) 反并联二极管自动导通对主功率器件进行箝位；2) 控制沟道导通对箝位电容进行放电。

1) 箝位电容的选取

在设计箝位电容时，首先要考虑箝位电容的电压变化。图 2.5(a)中，充电阶段、放电阶段和补偿阶段都会造成箝位电容电压的波动，设充电阶段的充电电荷量为 Q_{ch+} ，放电阶段的放电电荷量为 Q_{dis-} ，补偿阶段的充电电荷量为 Q_{cm+} 。在稳定状态下，箝位电容电压维持相对稳定，因此有表达式(3.1)成立。

$$Q_{dis-} = Q_{ch+} + Q_{cm+} \quad (3.1)$$

由于引入了补偿过程实现自适应均压，放电电荷量大于充电电荷量，因此箝位电容电压在放电阶段的波动最大。放电时间为 t_{dis} ，放电电流为励磁电感峰值电流 i_{Lpeak} ，箝位电容电压波动大小 Δv 则可以表示为：

$$\Delta v = \frac{i_{Lpeak} t_{dis}}{C_a} \quad (3.2)$$

励磁电感峰值电流 i_{Lmpeak} 可以通过式(2.13)得到, 其中 $V_{MV}=Nv_c$, 为了更好地反映箝位电容电压波动的大小, 考虑箝位电容电压的变化率:

$$\Delta v / v_c = \frac{\frac{NT_s}{8L_m} t_{dis}}{C_a} \quad (3.3)$$

根据式(3.3)可以计算出不同电容下的电压变化率, 如图 3.1 所示, 箝位电容大于 $0.8\mu F$ 时, 箝位电容电压的波动即可控制在 1%以内。

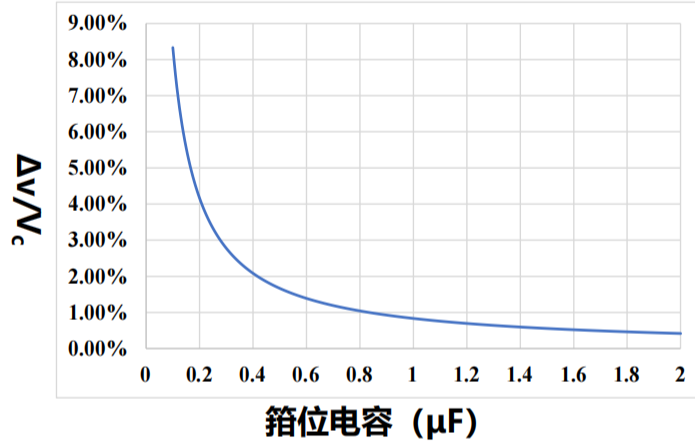


图 3.1 箝位电容电压变化率随容值变化曲线

箝位电容在主功率器件工作异常时, 还具备一定的保护功能。假设串联桥臂中的某个器件因故障提前关断, 桥臂电流将通过辅助管的反并联二极管, 对箝位电容充电, 电容电压上升。如果箝位电容取值较小, 箝位电容电压上升速度过快, 系统无法及时检测到故障并做出响应, 最终将导致元件的过压损坏。接下来从串联器件工作异常的角度来考虑箝位电容的取值。

利用基波分析法可以计算出 10kV/167kW 直流变压器样机在 20kHz, $L_m=4.5mH$ 条件下, 桥臂电流的峰值为:

$$I_{MV, peak} = \sqrt{\left(\frac{V_{MV}T_s}{8L_m}\right)^2 + \left(\frac{\pi P_{out}}{V_{MV}}\right)^2} \quad (3.4)$$

带入参数可得桥臂电流的峰值为 55.2A。直流变压器工作在额定情况时, 每个箝位电容电压为 833V, 考虑检测到故障到保护措施生效的时间为 $2\mu s$, 设定在这段时间内箝位电压升高不超过 100V, 因此箝位电容 C_a 需要满足:

$$\frac{55.2A \cdot 2\mu s}{C_a} < 100V \quad (3.5)$$

可得出箝位电容应该大于 $1.1\mu\text{F}$ 。

箝位电容容值的增大在电压纹波和故障保护方面都有一定的优势，但同时也会导致电容体积的增加，不利于整体功率密度的提高，结合上述分析，最终选择的箝位电容为 C4AQNLU4170M11J，额定电压为 1kV ，额定容值为 $1.7\mu\text{F}$ ，体积为 8.4cm^3 。

2) 辅助管的选取

由于辅助管在电路中只起到了箝位和放电的作用，辅助管的损耗较小，可以选择 TO-263 封装的器件。同时，辅助管的输出电容在主功率器件换流时需要充放电，会对 ZVS 的实现造成影响。因此辅助管选型时从损耗和输出电容两个角度考虑。

主功率器件的电压为 1.2kV ，辅助管的电压也需要在 1.2kV 以上，目前常见的 1.2kV TO-263 封装的 MOSFET 主要有三种类型：普通 Si MOSFET、超结型 Si MOSFET 和 SiC MOSFET。首先从损耗的角度对辅助管进行选取。

辅助管的导通有两种情况：1) 功率器件关断异步时箝位二极管导通，使箝位电容充电；2) 死区时间内沟道导通对箝位电容放电。结合器件的数据手册，在三种类型的 MOSFET 中各选择了一款具体型号，对他们的损耗进行计算对比，结果如表 3.1 所示。其中 1.2kV 的普通 Si MOSFET 的导通电阻较大，损耗明显高于另外两种类型。同时主功率器件的额定损耗仅为 21W ，普通 Si MOSFET 辅助管的损耗将严重影响样机的整体效率。因此，从损耗的角度考虑，普通 Si MOSFET 不适合作为辅助管。

表 3.1 不同型号辅助管及相应损耗

辅助管型号	类型	导通电阻	损耗
IXTA3N120	普通 Si MOSFET	$4.5\ \Omega$	8.71W
TPB120R800A	超结型 Si MOSFET	$0.8\ \Omega$	1.57W
IMBG120R350M1H	SiC MOSFET	$0.35\ \Omega$	1.26W

根据式(2.11)，分别计算了 TPB120R800A 和 IMBG120R350M1H 的电荷等效输出电容，结果如图 3.2 所示。其中，超结型 Si MOSFET 在低压下的输出电容大于 SiC MOSFET。因此，超结型 Si MOSFET 的辅助管将使得低压下功率器件 ZVS 的实现变得更加困难。

综合考虑辅助管的损耗和电荷等效输出电容的大小，选择 SiC MOSFET 作为辅助管，具体型号为 IMBG120R350M1H。

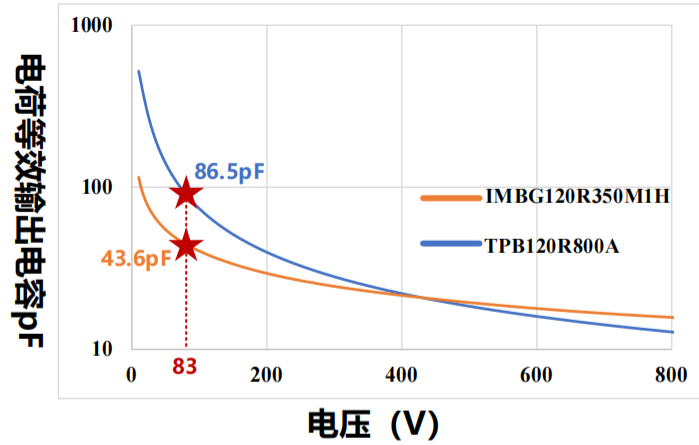


图 3.2 不同电压下电荷等效输出电容对比

3.2.2 辅助电源的设计

器件串联模组的供电架构如图 3.3 所示，每个器件串联模组的辅助供电由一个 48V 转 24V 辅助电源输入。器件串联模组采用 6 个 1.2kV SiC MOSFET 串联，额定电压为 5kV，为了在高压电路和控制电路之间提供一个安全可靠的绝缘，辅助电源需要有 20kV 的电压隔离能力。同时由于 SiC MOSFET 具有较快的开关速度，其 dv/dt 较大（最高 58.3V/ns）。为了限制辅助电源回路耦合的共模电流大小，避免影响控制电路的正常工作，辅助电源的输入输出寄生电容通常需要控制在 5pF 以内^{[59]-[61]}。

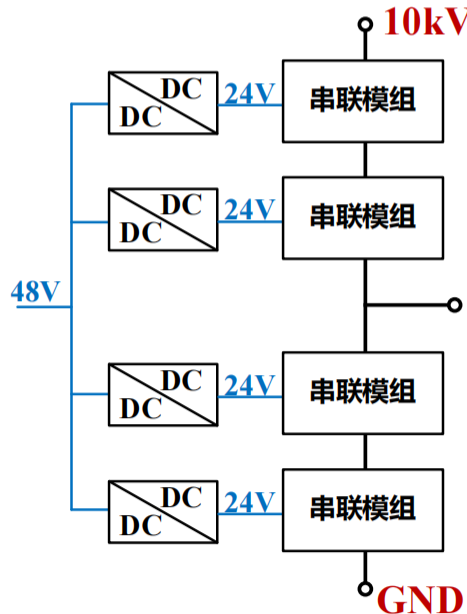


图 3.3 器件串联模组的供电架构

为了实现原副边之间的电压隔离，辅助电源采用 CLLC 谐振变换器的拓扑，如图 3.4 所示。辅助电源高隔离电压和低寄生电容的特性主要依靠隔离变压器实现。

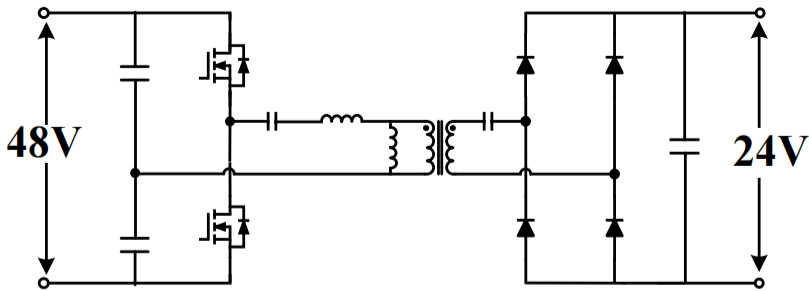


图 3.4 辅助电源的电路原理图

隔离变压器的结构如图 3.5 所示。考虑到实验室小批量制作的便捷性，变压器采用了 PCB 线圈的设计。为了实现原副边之间的电压隔离，采用了较长的 U-I 形磁芯将原副边的线圈分隔开。由于原副边线圈之间的距离较大，同时由于 PCB 线圈之间的重叠面积较小，变压器原副边之间的电容也能够做到很小。

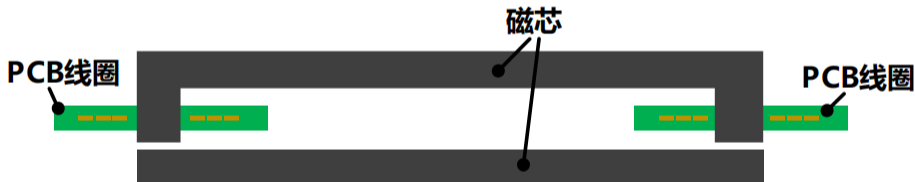


图 3.5 辅助电源隔离变压器示意图

如图 3.6 所示时辅助电源的样机实物图。辅助电源的应用环境存在较强的电磁辐射干扰，因此给驱动芯片添加了屏蔽罩，防止其受影响。由于磁芯具备一定的导电性，因此 PCB 线圈和磁芯之间添加了由聚四氟乙烯（Polytetrafluoroethylene, PTFE）材料制作而成的绝缘板加强绝缘。为了避免线圈经过绝缘板表面连通磁芯发生爬电击穿，在绝缘板表面涂抹了绝缘硅脂加强抗爬电性能。最后，在辅助电源的外面加装一个由聚苯硫醚（Polyphenylene sulfide, PPS）材料制作而成的绝缘外壳。辅助电源的相关性能参数如表 3.2 所示，满足设计要求。

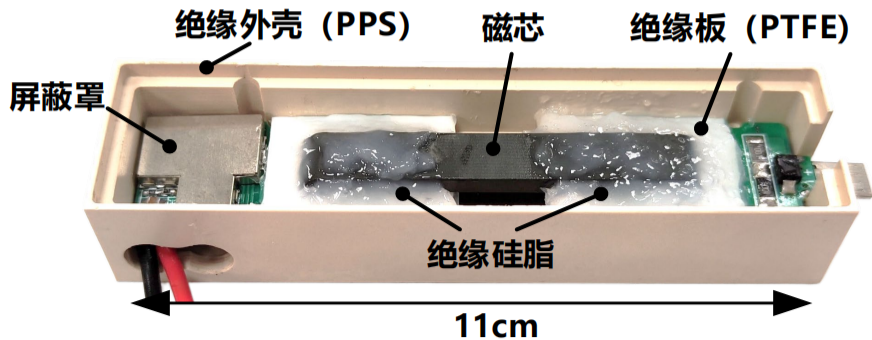


图 3.6 辅助电源实物图

表 3.2 辅助电源参数

参数	值
输入电压	48V
输出电压	24V
满载功率	12W
满载效率	84.1%
输入输出之间电容	0.8pF
绝缘性能	20kV DC 45 分钟高压测试，未击穿

3.2.3 器件串联模组

器件串联模组三维图如图 3.7 所示，整个模组的 PCB 部分分为三层，最下层是功率 PCB，主功率器件、辅助管、箝位电容和其他保护元件主要分布在这一层；中间是驱动 PCB，器件串联模组内部含有六个串联器件及箝位电路，每个串联器件和辅助管对应一块驱动 PCB；最上层是控制 PCB，负责整个模组的控制。

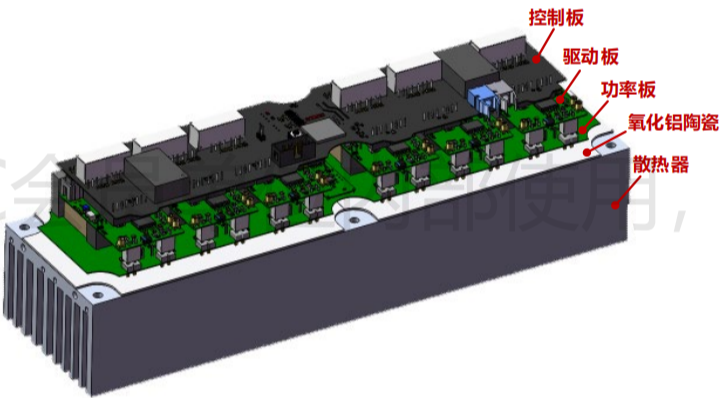


图 3.7 器件串联模组三维图

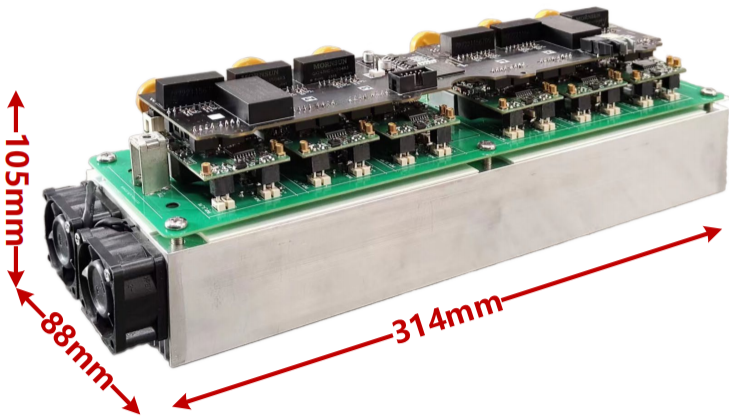


图 3.8 器件串联模组实物图

器件串联模组的实物如图 3.8 所示，目前为了方便调试，直接利用螺丝将功率 PCB、氧化铝陶瓷和散热器三个部分固定在一起，接触面涂抹导热硅脂提高散热能力，后续可以

在外部添加 3D 打印外壳并在内部填充硅胶，进一步提高模组的绝缘和散热性能。外部接入光纤信号和辅助供电后，模组即可正常工作，对外可以等效为具备驱动的单个器件，等效器件参数如表 3.3 所示。

表 3.3 器件串联模组等效器件参数

等效器件参数	值
额定电压	5kV
连续导通电流	75A
导通电阻	126mΩ

串联器件封装成器件串联模组后，能够极大地提高直流变压器的功率密度，如图 3.9 所示，是实验室第一代直流变压器样机中压侧功率器件的一层抽屉，仅有三个串联器件及箝位电路。一个器件串联模组相当于一代样机的两层抽屉。

如图 3.10 所示的两层抽屉即可满足三相 10kV/500kW 直流变压器样机，中压侧功率器件的需求，极大地提高了直流变压器的功率密度。

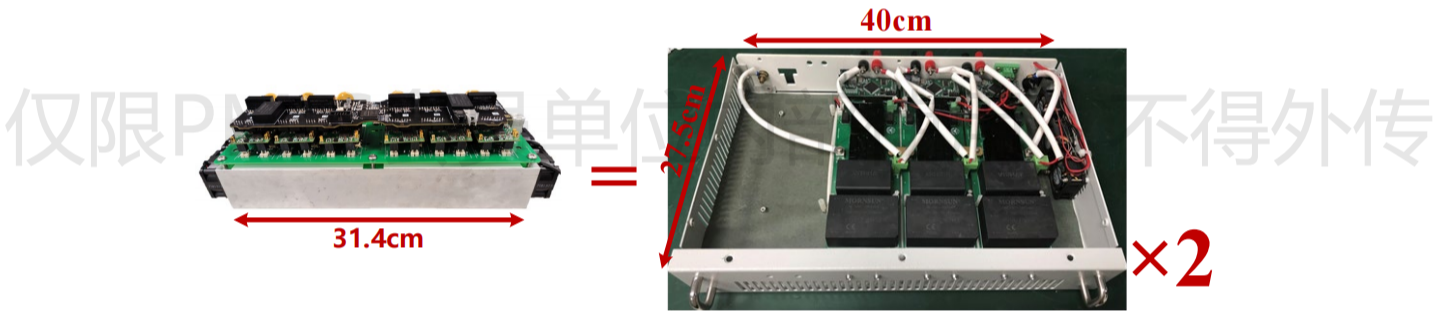


图 3.9 器件串联模组与一代样机的体积对比

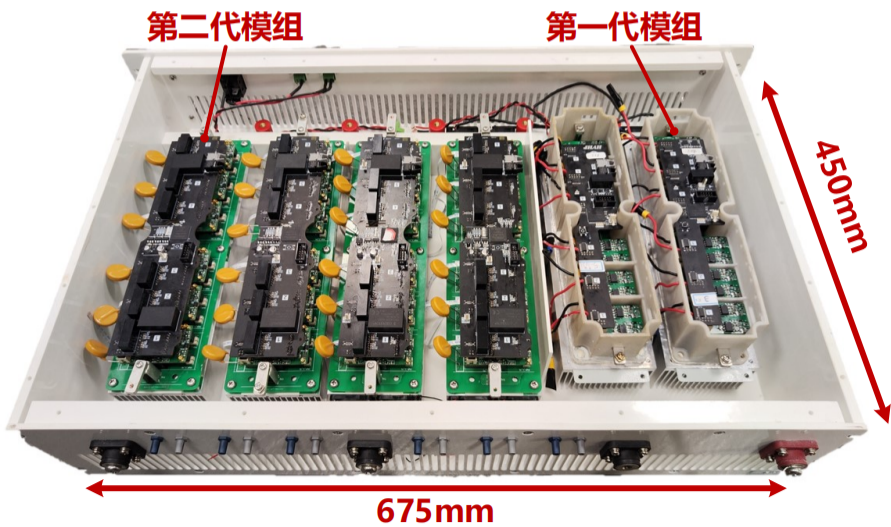


图 3.10 三相直流变压器样机中压侧一层抽展示意图。

3.2.4 模组空载均压实验

串联桥臂 ZVS 的实现和箝位电容的放电均压都依靠励磁电感电流实现。根据前文的分析，要实现串联器件箝位电容电压均衡，需要让放电时间大于充电时间。采用空载实验，对器件串联模组的均压性能进行验证。空载实验的原理图如图 3.11 所示，串联模组构成一个半桥，桥臂中点和电容中点之间连接变压器。

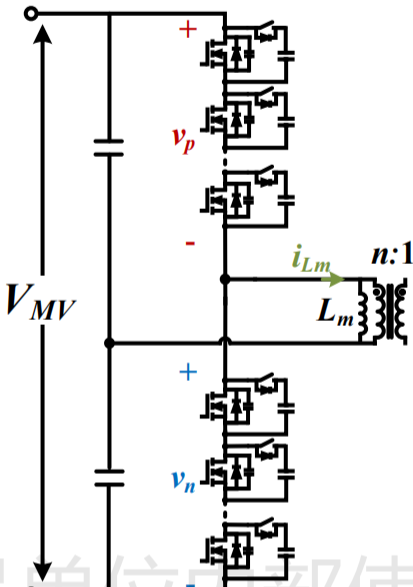


图 3.11 模组空载实验原理图

空载均压实验的参数如表 3.4 所示，上下桥臂各有 6 个器件串联，即分别为一个器件串联模组，上下桥臂交替开关动作，产生三角波的电感电流。箝位电容能够利用电感电流实现放电均压，每个开关周期有 3 个箝位电容放电。

表 3.4 模组空载实验电路参数

电路参数	符号	值
中压侧电压	V_{MV}	5kV
励磁电感	L_m	4.5mH
开关频率	f_s	20kHz
死区时间	t_{dead}	1 μ s
放电时间	t_{dis}	500ns
串联器件数	N	6
放电器件数	k	3
放电比例	k/N	50%

主功率器件导通前的死区时间内，辅助管导通，负向的桥臂电流（如图 3.12(a)所示）会对箝位电容放电，使箝位电容电压保持均衡。放电信号根据箝位电容电压的采样结果排序分配，因此图 3.12 中被测辅助管驱动信号不会在每个开关周期都出现。如图 3.12(b)所

示, 观察主功率器件的开通瞬间, 辅助管导通时, 功率器件的 v_{ds} 被箝位电容电压箝位, 因此辅助管关断后, v_{ds} 才开始下降, 实现 ZVS; 观察主功率器件的关断瞬间, v_{ds} 被箝位电容电压箝位, 但受辅助管反并联二极管的压降和线路寄生参数影响, 关断瞬间的 v_{ds} 会略高于 v_c 。

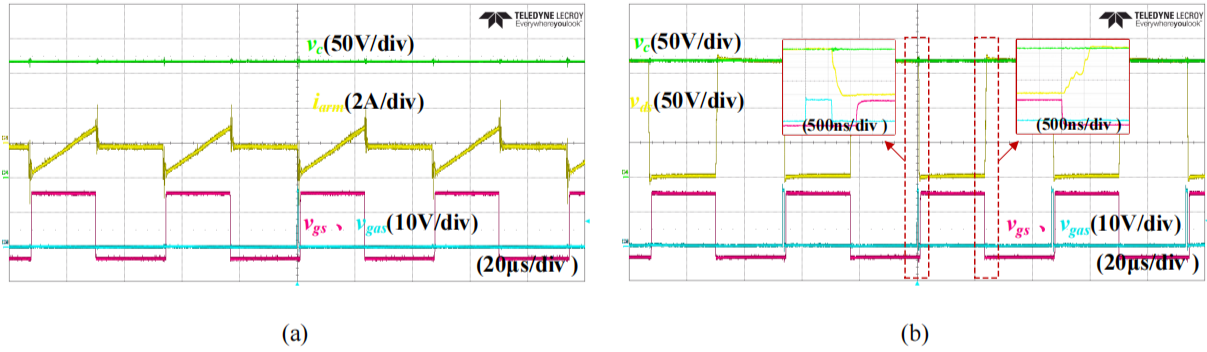


图 3.12 (a)驱动信号波形、对应器件 v_{ds} 和箝位电容电压 v_c 波形; (b)驱动波形、桥臂电流与箝位电容电压波形

图 3.13 为输入电压 1kV 时, 上桥臂的电压 (v_p) 和上下桥臂的驱动波形。在下桥臂关断前 100ns, 上桥臂辅助管, 实现 ZVS。下桥臂关断后进入死区, 死区的前 500ns 辅助管保持导通, 对箝位电容放电。因此, 变化到一半的位置后保持不变, 出现一个平台, v_p 被箝位电容电压箝位。辅助管关断后, v_p 开始下降, 实现桥臂的零电压开通。

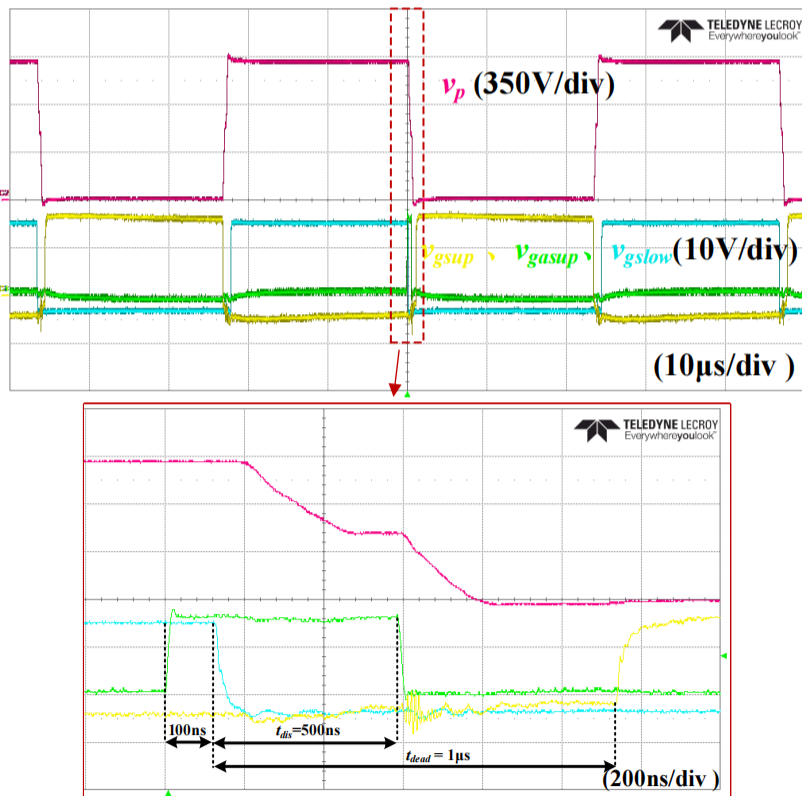


图 3.13 上桥臂电压上下桥臂驱动波形 $V_{MI}=1\text{kV}$

图 3.14(a)为输入电压 2kV 时，箝位电容电压波形，三个箝位电容电压几乎重叠在一起，均压效果良好，每个箝位电容电压稳定在 330V 左右。图 3.14(b)为串联器件电压波形，放大观察三个器件的关断过程，可以看到串联器件的关断速度存在差异， v_{ds2} 和 v_{ds3} 对应器件相较于另一个器件提前关断，但是箝位电路对器件的电压起到了箝位作用，串联器件关断后的电压整体较为均衡；放大观察三个器件的开通过程，可以看到 v_{ds1} 的下降过程明显滞后，这是由于其辅助管导通， v_{ds1} 被箝位电容电压箝位。

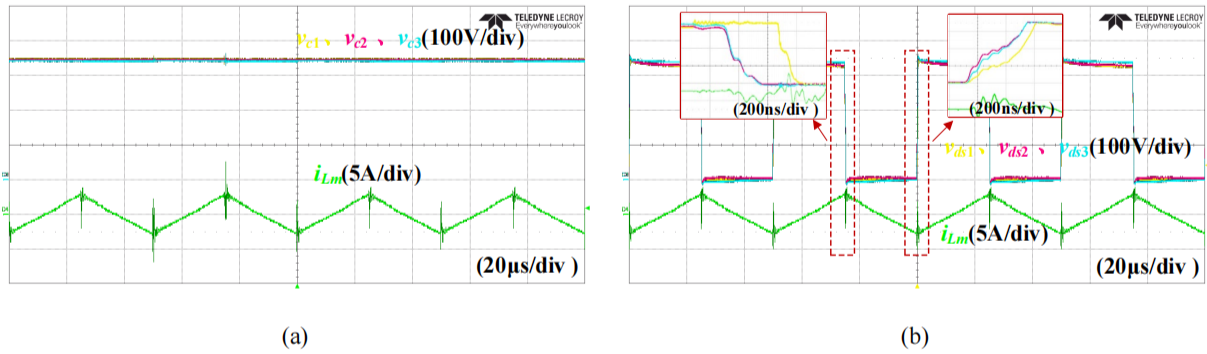


图 3.14 $V_M=2\text{kV}$ ，6 个器件串联：(a)箝位电容电压；(b)串联器件电压

继续提高输入电压至器件串联模组的额定电压 (5kV)，图 3.15 给出了下桥臂主功率器件电压 (v_{ds})、对应箝位电容电压 (v_c)、桥臂电压 (v_n) 和电感电流 (i_L) 的波形。其中，箝位电容电压稳定在 830V 左右，串联器件关断后的电压也稳定在 830V 左右，箝位电路起到了均压箝位效果。

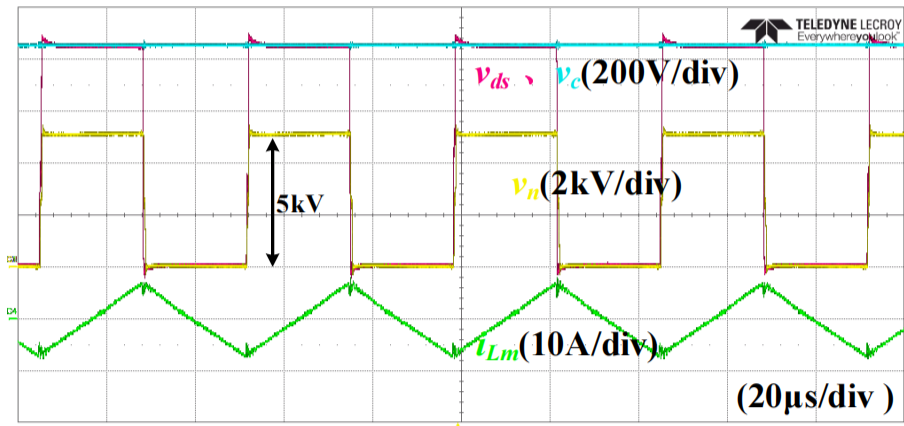


图 3.15 $V_M=5\text{kV}$ ，6 个器件串联：器件电压、箝位电容电压、桥臂电压和电感电流

图 3.16 给出了下桥臂中 3 个串联器件的电压 (v_{ds1} 、 v_{ds2} 、 v_{ds3}) 和桥臂电压 (v_n) 波形。串联器件关断过程中，由于功率器件输出电容随着电压的提高而下降，箝位电容放电导致的电压平台相比于 2kV 时 (图 3.14(b)) 更加明显。串联器件关断的过程中存在一定的异步，但是最终的关断电压均衡度良好，整体的电压不均衡度小于 5%。桥臂关断后的电压

为 5kV，器件串联模组能够等效为一个高压器件。

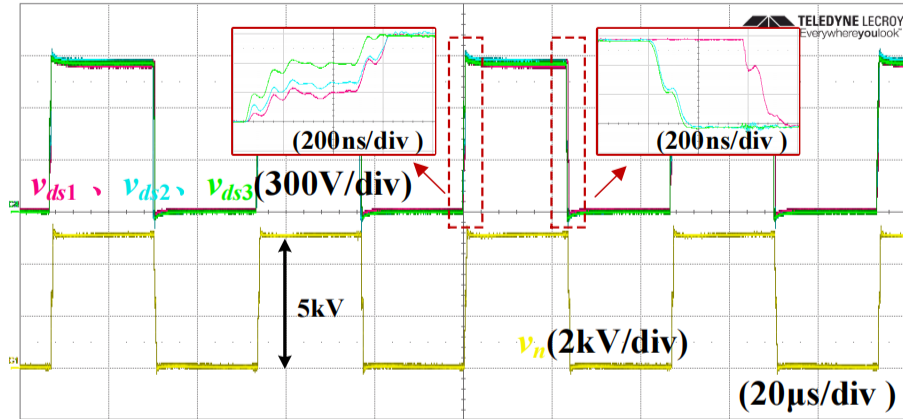


图 3.16 $V_{MI}=5\text{kV}$ ，6 个器件串联：三个串联器件电压和桥臂电压

所研制器件串联模组具备扩展性，多个模块可直接串联工作。将 2 个模组串联构成一个桥臂进行空载实验，验证模组串联后的均压效果，此时每个桥臂有 12 个器件串联，每个开关周期有 6 个器件放电。箝位电容电压和串联器件电压波形如图 3.17 所示，对比(a)、(b)两图，可以看到串联器件电压均衡度良好，箝位电容对串联器件实现了良好的电压箝位效果。模组空载实验验证了器件串联模组在高压下的均压性能，均压效果良好，串联器件关断电压的不均压度小于 5%，模组串联扩展后，能够在更高电压等级的场景中应用。

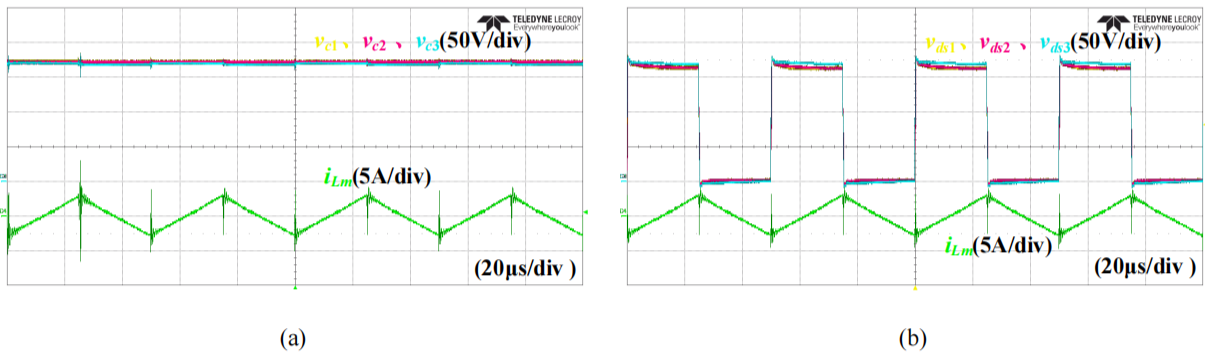


图 3.17 $V_{MI}=2\text{kV}$ ，12 个器件串联：(a)箝位电容电压；(b)串联器件电压

3.3 直流变压器实验验证

3.3.1 样机设计

为验证本文设计的直流变压器参数的有效性，根据表 2.6 中参数搭建了一个单相直流变压器样机进行验证，原理图如图 2.34 所示，每个桥臂采用 2 个模组串联，额定电压 10kV。图 3.18 给出了实验样机图，从上到下依次为主控层、中压侧直流母线电容层、串联模组上下桥臂层和低压侧层。图中的电容层由 12 个 900V/550μF 的薄膜电容串联，满足 10kV 直

流母线的电压要求。串联模组分为上桥臂层和下桥臂层，图中为单相一个桥臂，每层最多可以放置 6 个器件串联模组，构成 3 个 10kV 的桥臂。低压侧层主要是低压侧的功率器件、相应的驱动控制 PCB 和样机整体的辅助供电，考虑到样机低压侧的额定电流约为 220A，低压侧全部采用铜排进行连接。

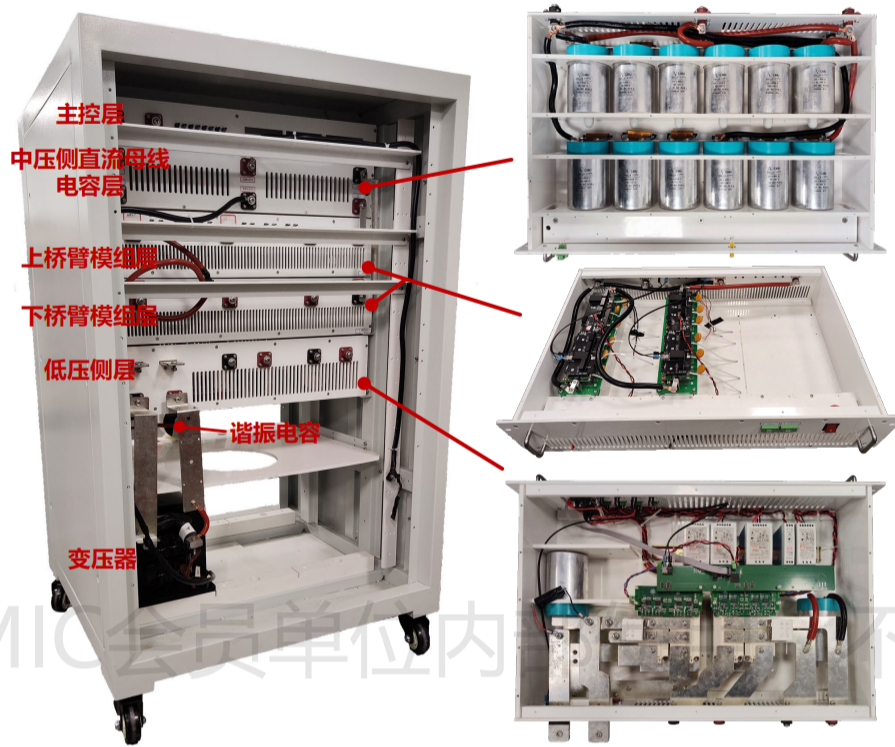


图 3.18 直流变压器样机

3.3.2 直流变压器实验结果

1) 功率从中压侧到低压侧

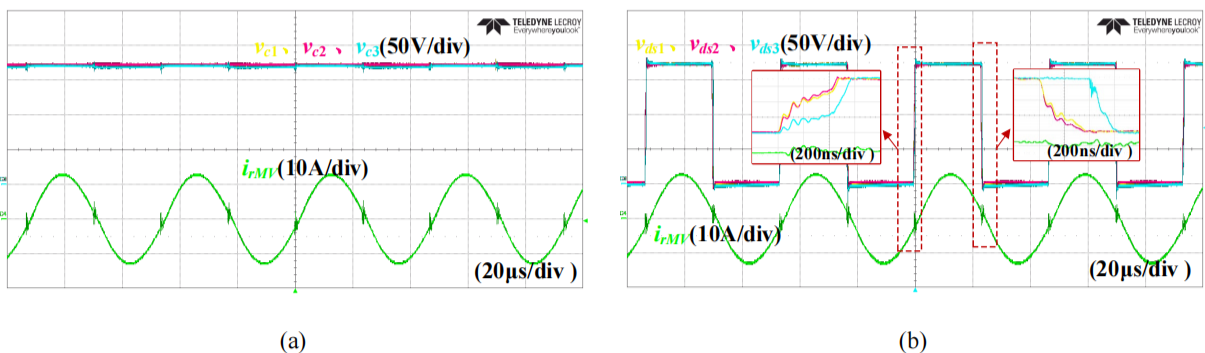


图 3.19 功率从中压侧到低压侧 $V_M=2\text{kV}$: (a) 箱位电容电压波形; (b) 串联器件电压波形

图 3.19 给出了功率从中压侧变换到低压侧，中压侧电压 2kV 时，试验样机的箱位电容电压波形和串联器件电压波形。箱位电容稳定在 170V 附近，实现了良好的电压均衡。串联器件的关断速度存在差异，但是最终都被箱位电容箝位到了 170V 左右，箝位电路起到

了箝位均压的作用。

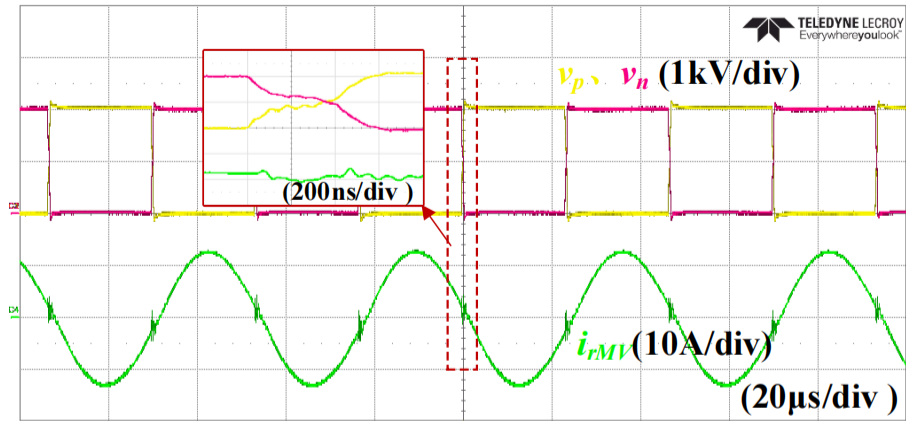


图 3.20 功率从中压侧到低压侧 $V_{M1}=2\text{kV}$ ，上下桥臂电压波形

如图 3.20 所示为上下桥臂的电压波形，桥臂电压关断后无明显电压过冲。放大观察上下桥臂的换流过程，由于死区的前 500ns，待导通桥臂中有一半的辅助管导通，箝位电容插入桥臂中放电，因此可以看到桥臂电压变化到约一半的位置后出现一个电压平台，此时桥臂电压被箝位电容电压箝位。放电结束后桥臂电压继续变换，实现桥臂的零电压开通。因此箝位电路的存在并不会影响到桥臂的零电压开通，而且由于这个电压平台的存在，开关过程变缓，可以减小串联 SiC MOSFET 开关过程的 dv/dt 。器件串联直流变压器样机的桥臂电压与谐振电流波形，与传统的两电平谐振变换器一致。

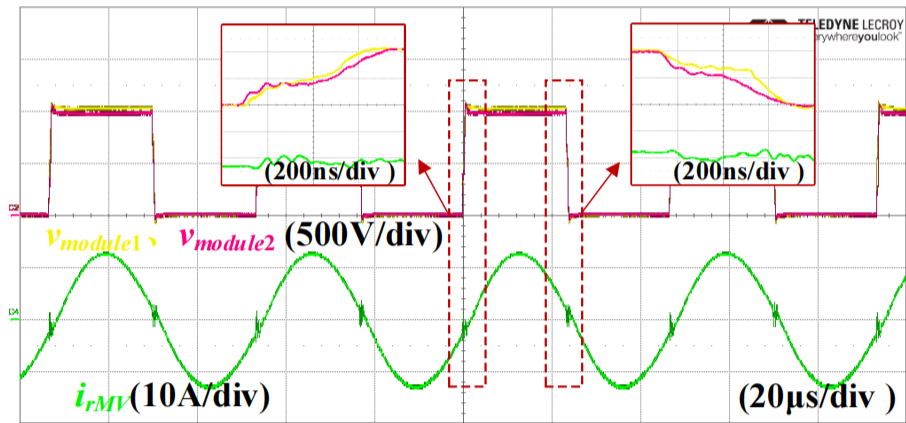


图 3.21 功率从中压侧到低压侧 $V_{M1}=2\text{kV}$ ，同一桥臂中两个模组两端电压和谐振电流波形

如图 3.21 所示，为中压侧电压 2kV 时，同一桥臂 2 个模组的电压波形。此时每个桥臂由 2 个模组串联（12 个 SiC MOSFET 串联），每个模组的关断电压在 1kV 左右，串联模组实现了良好的电压均衡，通过模组的串联能够实现更多器件的串联，实现更高电压等级的应用。

为了验证器件串联的动态性能，对负载切换瞬间的箝位电容电压波形进行了测量，如

图 3.22 所示，为输出电阻从 21.4Ω 切换到 13.6Ω 过程的箝位电容电压和谐振电流波形，在负载切换过程中，箝位电容电压保持稳定，电压均衡度并没有变化。

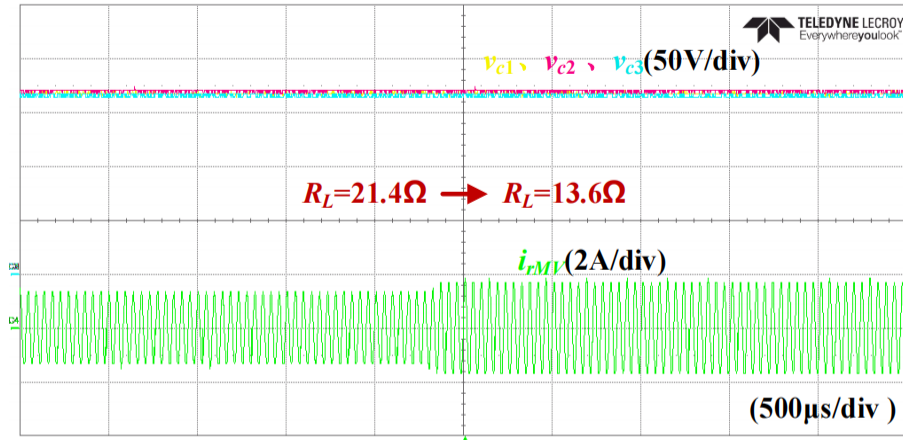


图 3.22 功率从中压侧到低压侧 $V_{MV}=1\text{kV}$ ，6 个器件串联，负载切换过程箝位电容电压波形

2) 功率从低压侧到中压侧

同样对功率从低压侧变换到中压侧，中压侧电压为 2kV 时的样机波形进行了测量。如图 3.23 所示是箝位电容电压波形和串联器件电压波形，此时串联模组工作在整流状态，但箝位电容仍然能够实现电压均衡。串联器件的关断过程存在异步，但最终都被箝位电容电压箝位，串联器件的关断电压均衡度良好。

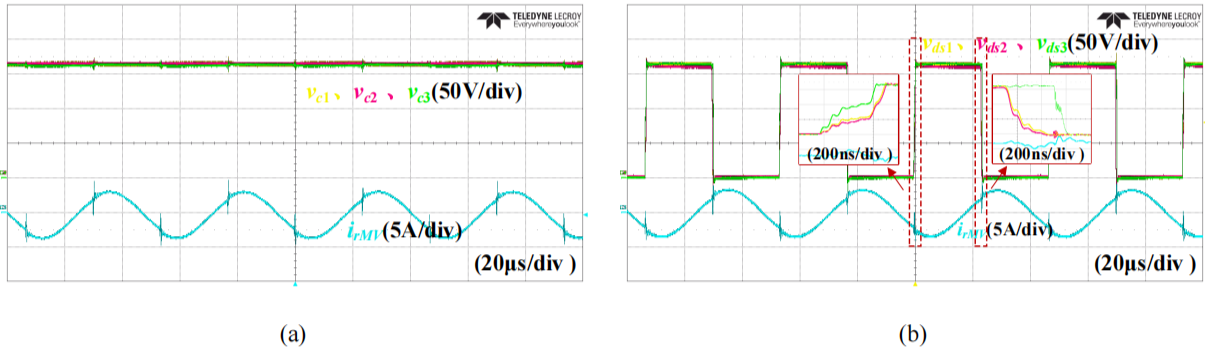


图 3.23 功率从低压侧到中压侧 $V_{MV}=2\text{kV}$: (a)箝位电容电压波形; (b)串联器件电压波形

图 3.24 为中压侧上下桥臂电压波形，整体波形与传统两电平谐振变换器一致。桥臂切换过程中，同样可以观察到箝位电容放电导致的电压平台。

如图 3.25 所示为中低压侧谐振腔两端电压和中压侧谐振电流。观察 v_{rMV} 和 v_{rLV} 的换流过程，可以看到中压侧串联器件的换流速度较慢，但是得益于同步有源调制的负反馈调节机制，死区开始时中压侧的谐振电流较大，使得中压侧首先开始换流过程，最终可以看到紫色区域的面积和绿色区域的面积近似相等。换流过程不会导致额外的能量传递，对谐振

电流谐振阶段的初始相位没有影响，谐振电流接近标准正弦电流。

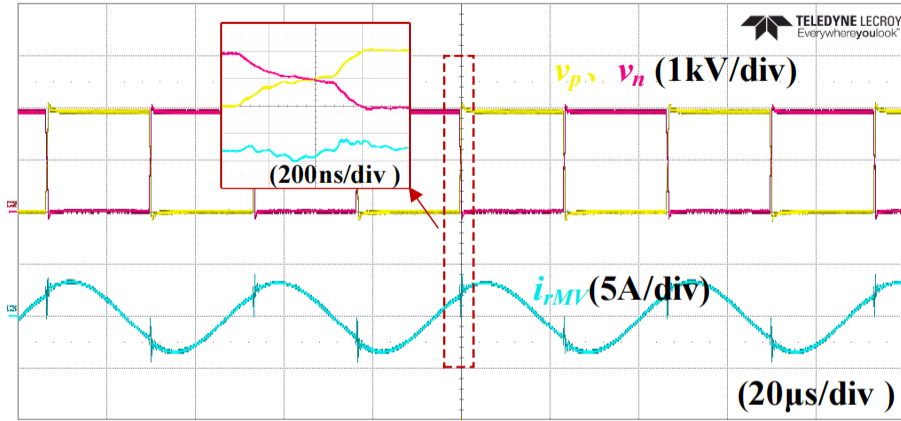


图 3.24 功率从低压侧到中压侧 $V_{MV}=2\text{kV}$ ，上下桥臂电压波形

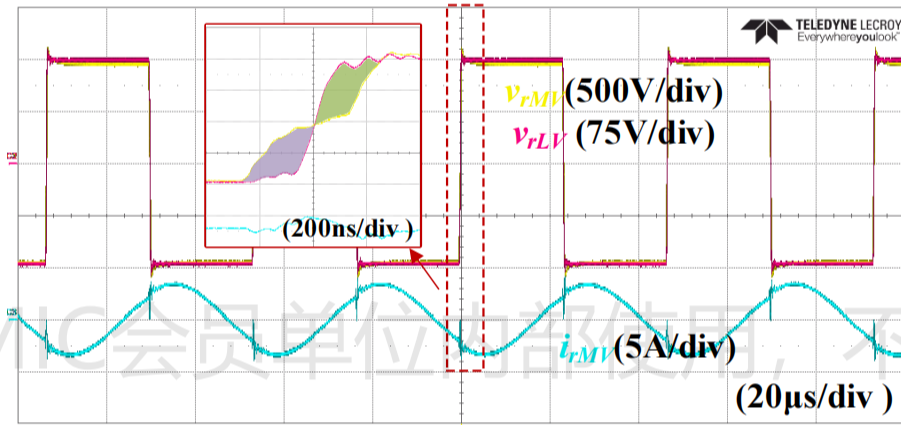


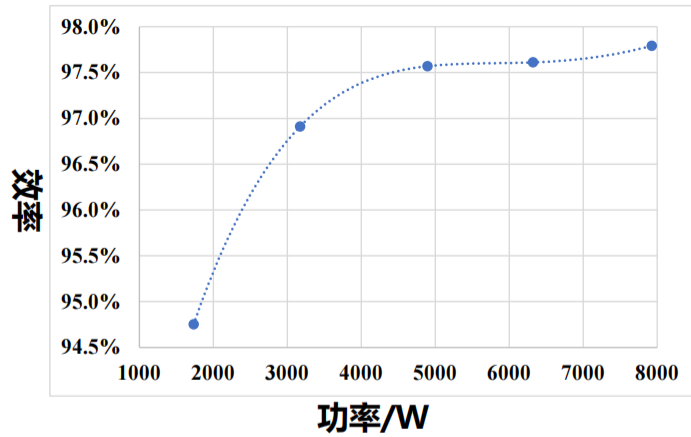
图 3.25 功率从低压侧到中压侧 $V_{MV}=2\text{kV}$ ，中低压侧谐振腔电压

上述实验结果验证了基于有源箝位电路的串联电路均压策略的可靠性，验证了基于器件串联直流变压器的双向工作，在双向工作的条件下，串联器件均可实现良好的均压效果。器件串联直流变压器的工作波形与两电平谐振变换器一致。外部接入辅助供电和光纤信号，即可将器件串联模组等效为一个高压器件使用。

3.3.3 直流变压器效率曲线

图 3.26 为实验样机在中压侧电压为 2kV 时，不同功率下的效率曲线，由于样机设计的额定工况为 $10\text{kV}/167\text{kW}$ ，目前受限于测试条件，只能在 2kV 的工况下对样机效率进行评估，因此整体效率不高，目前测得的峰值效率为 97.8% 。

可以看到样机效率随着负载的增加在逐渐提高，还没有到达最佳效率点。此时桥臂中有 12 个器件串联，每个器件关断电压为 170V 左右，而选用的器件电压等级为 1200V ，还没有发挥出器件串联在导通电阻上的优势，选用更低电压等级的器件或者进一步提高工作电压能实现更高的效率。

图 3.26 $V_{Mt}=2\text{kV}$ 时不同输出功率下的效率曲线

3.4 双向对拖测试平台

3.4.1 对拖测试方案

本文设计的单相直流变压器样机满载功率为 167kW，进行大功率测试需要相同容量的电源和负荷，目前实验室还无法满足该实验条件。为了对高压大功率变换器进行负载测试，一般学术界采用对拖测试方案（Pump Back Test）^{[62][63]}：两个变换器并联，一个工作在电压源模式，一个工作在电流源模式，工作在电流源模式的变换器能够对整个环路的循环功率进行控制，从而实现两个变换器之间的功率循环。

但是，直流变压器工作在开环定频的状态，无法实现两个直流变压器直接互联对拖的功率控制，为了满足高压大功率的测试条件，本文提出了一个基于 Boost 变换器的双向对拖方案。

该方案的框图如图 3.27 所示，整个对拖系统由三个部分组成：两个直流变压器和一个 Boost 变换器。Boost 变换器升压即可实现这三个部分之间的功率循环，其中 A 相直流变压器将中压直流转换为低压直流，B 相直流变压器将低压直流转换为中压直流，可以同时验证直流变压器的双向工作。

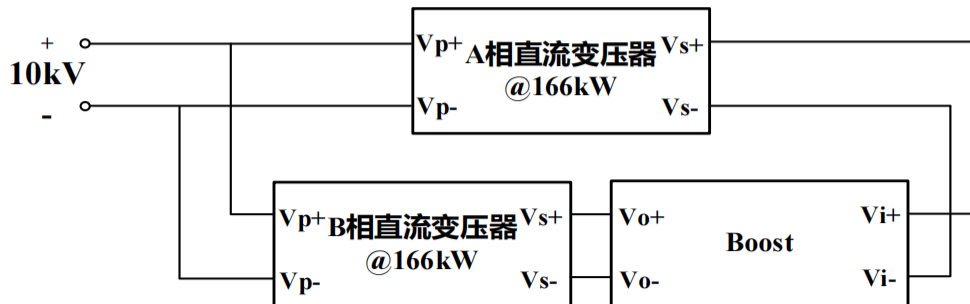


图 3.27 对拖测试平台系统框图

两个直流变压器定频工作在谐振频率，Boost 进行输入电流闭环控制，从而控制整个环路的循环功率。Boost 抬升的电压与环路中电流导通的压降平衡，由于环路中整体导通电阻很小，Boost 只需要抬升很小的电压，即可满足额定功率的能量循环要求。基于这个对拖测试平台，电源只需要提供环路中的损耗功率即可实现直流变压器高压大功率测试。

3.4.2 Boost 变换器的设计

为实现 10kV/167kW 直流变压器样机对拖测试，需要搭建一台大功率 Boost 变换器，技术指标如下：

额定工作模式：连续导通模式（CCM）；

输入电压范围：0~750V；

最大输入功率 167kW；

输出电压纹波：小于 0.5%；

图 3.28 是 Boost 变换器的拓扑，考虑到上下管的额定电压和功率与低压侧功率器件相同，因此选择与低压侧相同型号的 SiC 模块、驱动、控制等硬件也采用直流变压器低压侧的方案，因此 Boost 变换器的开关频率也取 20kHz。通过仿真得出额定工况下 Boost 的占空比为 3%，考虑电感电流纹波在 15% 以内，电感取值为 40 μ H。

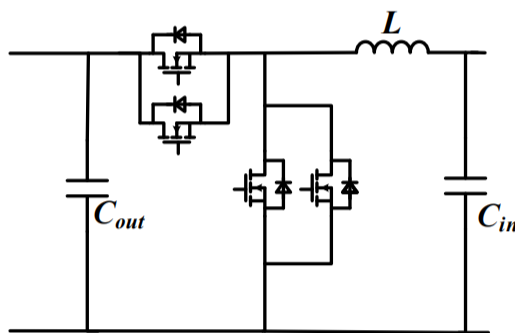


图 3.28 Boost 变换器原理图

根据上述参数对 SiC 模块的损耗进行了估算，如图 3.29 所示，单个模块的总损耗达到了 291W，为了减小模块的散热压力，采用两个功率模块并联。

图 3.30 给出了 Boost 变换器的实物图，由于额定电流为 220A，因此大部分采用铜排互联。电流传感器选用 LEM 公司的 LF 510-S，电流采样后传回主控制板，主控制板根据电流采样结果和设定的电流参考值生成 Boost 的占空比传回本地控制板，本地控制板再生成驱动信号，本地控制板与主控制板之间通过光纤通信。

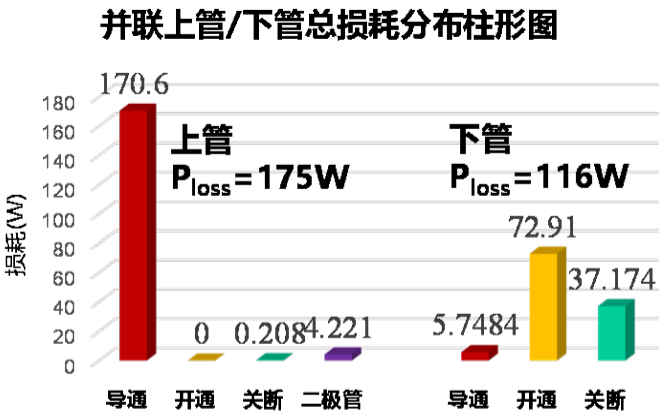


图 3.29 Boost 变换器功率模块损耗分布

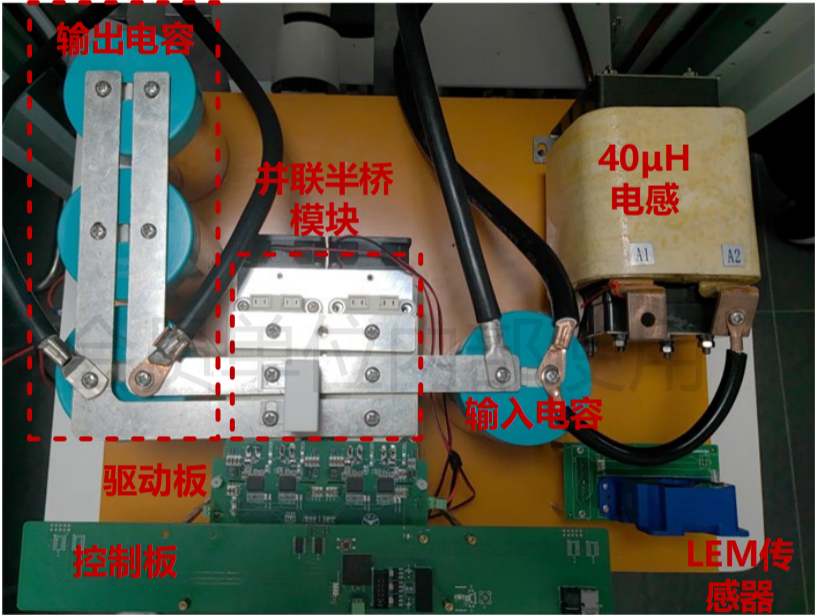


图 3.30 Boost 变换器实物样机

3.4.3 对拖测试实验结果

表 3.5 对拖测试平台直流变压器参数

电路参数	符号	值
中压侧电压	V_{MV}	2kV
低压侧电压	V_{LV}	600V
满载输出功率	P_o	35kW
励磁电感	L_m	2mH
开关频率	f_s	17kHz
变压器匝比	n	5/3

为实验验证本文提出的双向对拖测试平台的应用效果，作者在实验室搭建了两相直流变压器，利用图 3.30 所示的 Boost 变换器开展中压大功率对拖测试。两相直流变压器的参

数一致，如表 3.5 所示。

如图 3.31 所示，将 Boost 电感电流 (i_L) 参考值从 4A 改变为 10A，直流变压器的谐振电流 (i_r) 也等比例增大，实现了对拖系统循环功率的控制。

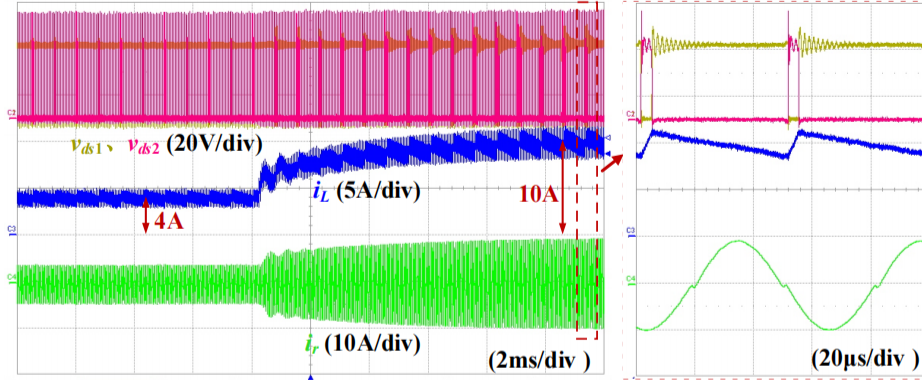


图 3.31 Boost 电感电流参考值切换实验波形

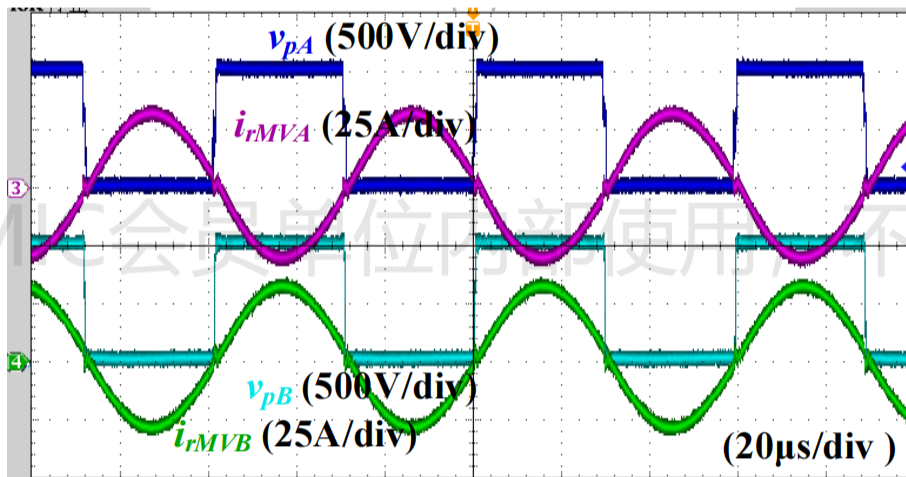


图 3.32 对拖系统直流变压器中压侧上桥臂电压和谐振电流波形 (1kV/10kW)

如图 3.32 所示，是 1kV/10kW 下 AB 两相直流变压器中压侧上桥臂电压和谐振电流波形，其中 A 相直流变压器将功率从中压变换到低压，B 相直流变压器将功率从低压变换到中压。两相直流变压器桥臂电压同步，谐振电流方向相反，实现了对拖测试系统内部大功率循环，同时也验证了直流变压器双向工作。

图 3.33 给出了 2kV/35kW 下，A 相直流变压器中压侧桥臂电压和谐振电流波形。图 3.33(a)为中压侧电压 1kV 时上下桥臂电压波形和谐振电流波形，图 3.33(b)为中压侧电压 2kV 时上桥臂电压波形和谐振电流波形，此时中压侧谐振电流峰值为 55A，与 10kV/167kW 工况下的电流相当，循环功率为 35kW，电源的输出功率仅为 1405W，即为对拖系统能量循环的损耗功率。上下桥臂电压和谐振电流波形与传统的两电平谐振变换器一致，说明器

件串联模组能够等效为一个高压器件。

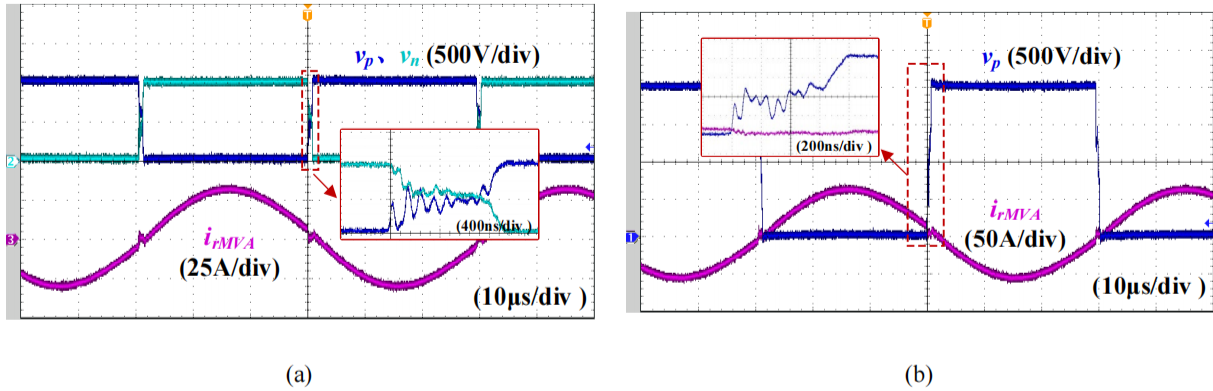


图 3.33 A 相直流变压器 2kV/35kW 下中压侧桥臂电压和谐振电流波形：(a)上下桥臂电压波形（1kV/10kW）；(b)上桥臂电压波形

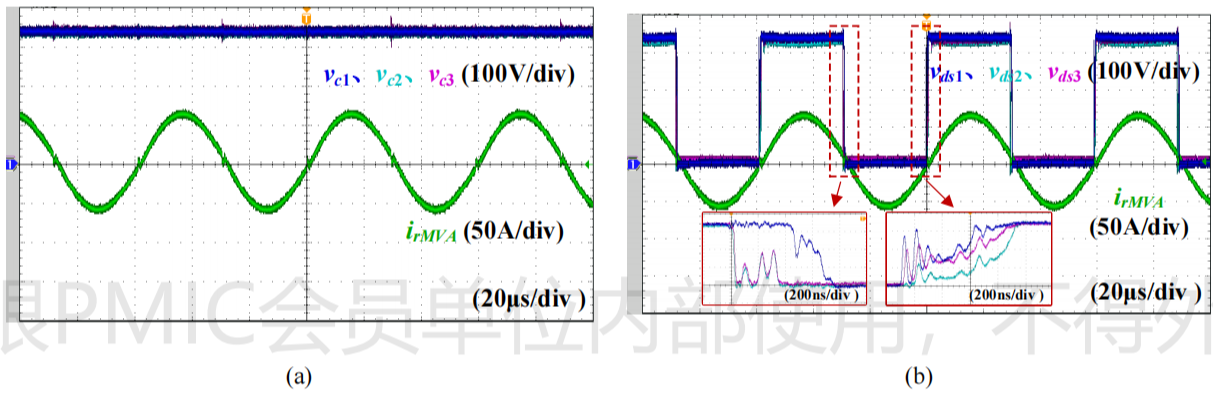


图 3.34 A 相直流变压器 2kV/35kW 下 6 个器件串联：(a)箝位电容电压和中压侧谐振电流波形；(b)串联器件电压和中压侧谐振电流波形

图 3.34 给出了 2kV/35kW 下，A 相直流变压器中箝位电容电压波形和串联器件电压波形。此时一个桥臂为 6 个器件串联，箝位电容电压维持在 330V 附近，串联器件 v_{ds} 被箝位电容箝位，实现了良好的电压均衡。

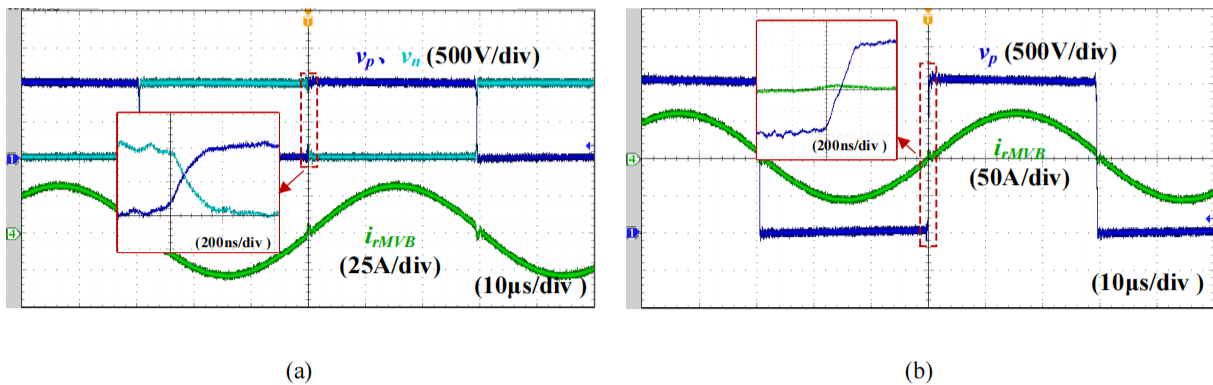


图 3.35 B 相直流变压器 2kV/35kW 下中压侧桥臂电压和谐振电流波形：(a)上下桥臂电压波形（1kV/10kW）；(b)上桥臂电压波形

图 3.35 给出了 2kV/35kW 下 B 相直流变压器中压侧桥臂电压和谐振电流波形。图 3.36 为箝位电容电压波形和串联器件电压波形，此时一个桥臂为 3 个器件串联，箝位电容电压维持在 660V 附近，均压效果良好。

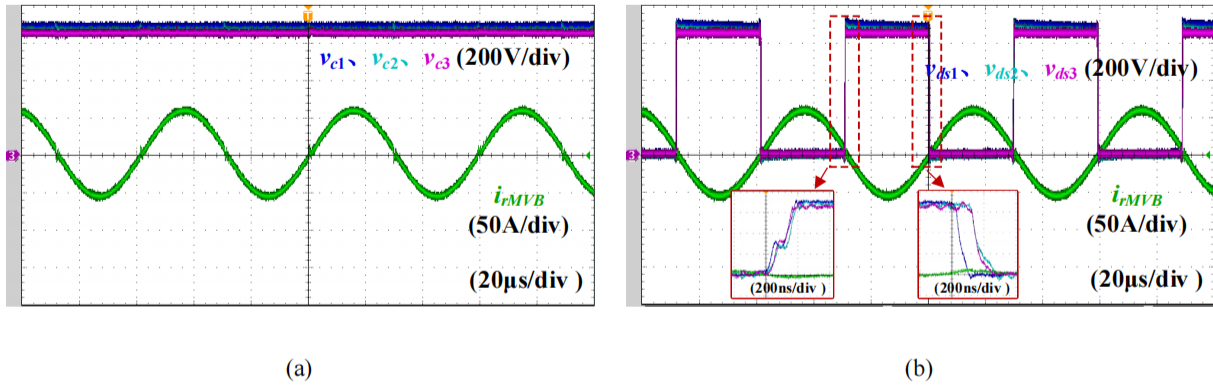


图 3.36 B 相直流变压器 2kV/35kW 下 3 个器件串联：(a)箝位电容电压和中压侧谐振电流波形；(b)串联器件电压和中压侧谐振电流波形

3.5 本章小结

为了进一步提高直流变压器的功率密度，本章将 6 个 SiC MOSFET 以及驱动和本地控制封装成一个 5kV/75A 器件串联模组，开展了单个模组额定 5kV 空载均压实验和 2 个模组串联（等效 12 个 SiC MOSFET 串联）2kV 均压实验，串联器件电压不均衡度小于 5%，一个器件串联模组能够等效为一个的高压器件。搭建了 10kV/167kW 直流变压器样机，中压侧采用 2 个模组串联，在中压侧电压 2kV 下开展了中压至低压、低压至中压双向工作实验，串联器件电压不均衡度小于 5%，所有功率器件可实现 ZVS。为进一步开展大功率实验，提出了一种基于 Boost 变换器的直流变压器双向对拖方案，电源只需要提供变换器损耗即可开展大功率实验。基于该方案，开展了 2kV/35kW 下直流变压器对拖测试，串联器件电压不均衡度小于 5%，所有功率器件可实现 ZVS。上述实验结果验证了基于有源箝位电路的串联电路均压策略的有效性，说明了基于器件串联的直流变压器可以高效可靠双向工作。器件串联直流变压器的工作波形与传统两电平谐振变换器的工作波形一致，器件串联模组可以等效为一个高压器件使用。

第4章 总结与展望

4.1 工作总结

直流变压器作为实现不同电压等级之间电能转换的装置，在直流配网中起到了关键作用，目前的直流变压器大多采用 ISOP 拓扑，由于 DC/DC 单元数目多，绝缘间隙大，整体的功率密度无法进一步提高。针对该问题，本文研究基于 SiC MOSFET 串联模组的直流变压器，开展了如下工作：

(1) 采用有源箝位电路实现直流变压器中 SiC MOSFET 的串联均压，采用同步有源调制实现直流变压器自动双向工作，且所有功率器件实现 ZVS。箝位电路由一个辅助管和一个箝位电容构成，并联在 SiC MOSFET 的漏源两端，对 v_{ds} 进行箝位；利用直流变压器的负向电流实现箝位电容的放电均压和能量回收。基于谐振变换器的拓扑，中压侧采用串联器件搭建中压直流变压器。详细分析了功率器件的换流过程，提出了同步有源调制，实现功率的双向变换和中低压侧功率器件的 ZVS。对隔离变压器的寄生电容进行了计算，并给出了减小寄生电容的方法。结合上述分析，对 10kV/167kW 直流变压器的关键参数进行了设计。（对应第 2 章）

(2) 为进一步提高直流变压器的功率密度，研制 5kV/75A 器件串联模组，搭建 10kV/167kW 直流变压器，开展中压均压实验和大功率对拖实验，验证串联 SiC MOSFET 均压能力和直流变压器设计。将 6 个 SiC MOSFET 结合驱动和本地控制封装成为一个 5kV/75A 的器件串联模组。开展了单模组额定 5kV 空载均压实验和 2 个模组串联（12 个 SiC MOSFET 串联）2kV 均压实验，串联器件电压不均衡度<5%，2 个模组串联也能实现良好的电压均衡。搭建 10kV/167kW 的直流变压器样机，每个桥臂由 2 个模组构成，在中压侧电压 2kV 下开展了双向工作实验，双向工作时串联器件均压效果良好，样机峰值效率 97.8%。提出了一种基于 Boost 变换器的双向对拖测试方案，开展了 2kV/35kW 中压大功率对拖实验。器件串联直流变压器的工作波形与传统的两电平谐振变换器一致，串联器件能够等效为一个高压器件。（对应第 3 章）

4.2 课题展望

本文采用有源箝位电路实现 SiC MOSFET 串联均压，将串联器件封装成一个 7.2kV 器件串联模组，应用器件串联模组设计了 10kV/167kW 的直流变压器，并进行了相关参数的设计和验证，但研究工作还存在进一步优化的空间：

（1）目前为了方便前期验证，实验所用模组还没有采用焊接铜基板、灌封硅胶等功率模块的封装工艺，一定程度上限制了模组的性能，后续结合功率模块的封装工艺制作器件串联模组，能进一步提高模组性能。

（2）样机测试的电压和功率等级有待提高，目前已经完成了 2kV/35kW 的功率测试，需要结合对拖测试平台进一步测试样机性能。

（3）样机效率有待优化，目前条件下测得样机的峰值效率为 97.8%，考虑原因是 2kV/8kW 与额定工况差距较大，需要提高电压和功率，对样机的效率进行测试优化。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] 康克佳. 我国可再生能源发电总装机突破 14 亿千瓦[N]. 中国城市报,2023-12-04(A07).DOI:10.28056/n.cnki.nccsb.2023.000996.
- [2] 舒印彪,张丽英,张运洲等.我国电力碳达峰、碳中和路径研究[J].中国工程科学,2021,23(06):1-14.
- [3] 项目综合报告编写组.《中国长期低碳发展战略与转型路径研究》综合报告[J].中国人口·资源与环境,2020,30(11):1-25.
- [4] 杜翼,江道灼,尹瑞,等.直流配电网拓扑结构及控制策略[J].电力自动化设备,2015,035(001):139-145.
- [5] 江道灼,郑欢.直流配电网研究现状与展望[J].电力系统自动化,2012,36(08):98-104.
- [6] 徐玉韬,谈竹奎,郭力等.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.DOI:10.19421/j.cnki.1006-6357.2018.01.006.
- [7] 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研究与工程实践[J].电力建设,2018,39(05):46-55.
- [8] 郑建平,陈建福,刘尧等.基于柔性直流配电网的城市能源互联网[J].南方电网技术,2021,15(01):25-32.DOI:10.13648/j.cnki.issn1674-0629.2021.01.004.
- [9] 魏星琦,张宸宇,刘瑞煌等.苏州中低压直流配用电系统关键技术及示范[J].供用电,2022,39(08):47-57.DOI:10.19421/j.cnki.1006-6357.2022.08.006.
- [10] 毛承雄,范澍,王丹等.电力电子变压器的理论及其应用(I) [J].高电压技术,2003(10):4-6.DOI:10.13336/j.1003-6520.hve.2003.10.002.
- [11] 盛况,郭清.碳化硅电力电子器件在电网中的应用展望[J].南方电网技术,2016,10(03):87-90+9.DOI:10.13648/j.cnki.issn1674-0629.2016.03.015.
- [12] 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.DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.191728.
- [13] Ogunniyi A A, Hinojosa M, O'Brien H K, et al. Evaluation and characterization of 15-kV, 4H-SiC N-channel MOSFET for power conversion applications[C]//2021 IEEE Pulsed Power Conference (PPC). IEEE, 2021: 1-4.
- [14] 陈星弼.功率 MOSFET 与高压集成电路[M].东南大学出版社,1990: 168.

- [15]Zhu Q, Wang L, Zhang L, et al. A 10 kV DC transformer (DCX) based on current fed SRC and 15 kV SiC MOSFETs[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2018: 149-155.
- [16]Wang L, Zhu Q, Yu W, et al. A medium-voltage medium-frequency isolated DC-DC converter based on 15-kV SiC MOSFETs[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 5(1): 100-109.
- [17]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.DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.180971.
- [18]Kim J W, You J S, Cho B H. Input series-output parallel connected converter for high voltage power conversion applications employing charge control[R]. SAE Technical Paper, 1999.
- [19]李子欣,高范强,徐飞等.中压配电网用 10kVac-750Vdc/1MVA 电力电子变压器功率密度影响因素研究[J].电工电能新技术,2016,35(06):1-6.
- [20]石华楷,孙贤大,郭自勇等.15kV/400V 直流变压器的设计与研制[J].南方电网技术,2016,10(04):63-69.DOI:10.13648/j.cnki.issn1674-0629.2016.04.0010.
- [21]李成敏.大容量 SiC MOSFET 串联关键技术研究[D].浙江大学,2021.DOI:10.27461/d.cnki.gzjdx.2020.001182.
- [22]周野,王旭,鲜亮等.基于多级钳位与门信号调节相结合的 IGBT 串联均压电路研究[J].中国电机工程学报,2020,40(13):4277-4290.DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.190641.
- [23]Ji S, Lu T, Zhao Z, et al. Series-connected HV-IGBTs using active voltage balancing control with status feedback circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(8): 4165-4174.
- [24]Lim T C, Williams B W, Finney S J, et al. Series-connected IGBTs using active voltage control technique[J]. IEEE Transactions on power Electronics, 2012, 28(8): 4083-4103.
- [25]项鹏飞,郝瑞祥,王启丞等.基于有源箝位技术的 SiC MOSFET 串联均压有源驱动电路研究 [J/OL]. 中国电机工程学报 :1-14[2024-01-04].<http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2107.tm.20231121.1554.005.html>.

- [26]Raszmam E, Sun K, Burgos R, et al. Voltage balancing of four series-connected SiC MOSFETs under 2 kV bus voltage using active dv/dt control[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2019: 6666-6672.
- [27]Jakka V N, Kumar A, Parashar S, et al. Voltage balancing of series connected clamping diodes in medium voltage npc converter enabled by gen-3 10 kv sic mosfets for asynchronous micro-grid power conditioning system (ampcs)[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2019: 5798-5804.
- [28]Vechalapu K, Bhattacharya S. Performance Comparison of 10 kV-15 kV High Voltage SiC Modules and High Voltage Switch using Series Connected 1.7 kV LV SiC MOSFET devices [C]//2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2016: 1-8.
- [29]Chen R, Li C, Fang H, et al. Analysis and Design for Medium Voltage Dual Active Bridge Converter Based on Series-Connected SiC MOSFETs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023.
- [30]Vechalapu K, Kadavelugu A K, Bhattacharya S. High voltage dual active bridge with series connected high voltage silicon carbide (SiC) devices[C]//2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2014: 2057-2064.
- [31]Callavik M, Blomberg A, Häfner J, et al. The Hybrid HVDC Breaker An Innovation Breakthrough Enabling Reliable HVDC Grids. 2012[J].
- [32]Trochimiuk P, Kopacz R, Wrona G, et al. Medium voltage power switch based on 1.7 kV SiC MOSFETs connected in series inside power modules[C]//2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe). IEEE, 2019: P. 1-P. 10.
- [33]Chivite-Zabalza J, Trainer D R, Nicholls J C, et al. Balancing algorithm for a self-powered high-voltage switch using series-connected IGBTs for HVDC applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(9): 8481-8490.
- [34]Zhang F, Ren Y, Yang X, et al. A Novel Active Voltage Clamping Circuit Topology for Series-Connection of SiC-MOSFET s[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(4): 3655-3660.

- [35] Wang D, Yu W. Series connection of SiC MOSFETs with hybrid active and passive clamping for solid state transformer applications[C]//2019 IEEE 7th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA). IEEE, 2019: 12-19.
- [36] Yang X, Lin H, Wang T, et al. Comparative study of three different clamping circuits for series-connected IGBTs[C]//2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2022: 1625-1630.
- [37] Rahman M F, Pang T, Shoubaki E, et al. Active voltage clamping of series connected 1.2 kV SiC MOSFETs for solid state circuit breaker application[C]//2019 IEEE 7th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA). IEEE, 2019: 332-336.
- [38] Xu W, Huang A Q. 15-KV/50-A SiC AC Switch Based on Series Connection of 1.7-KV MOSFETs[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023.
- [39] Xu W, Huang A Q. 15kV/50A SiC AC Switch Based On Series Connection of 1.7 kV MOSFETs[C]//2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2022: 1-6.
- [40] Wang T, Lin H, Liu S. An Active Voltage Balancing Control Based on Adjusting Driving Signals Time Delay for Series-Connected IGBTs[C]//2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2020: 2559-2564.
- [41] Wang P, Gao F, Jing 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.
- [42] Shingu K, Wada K. Digital control based voltage balancing for series connected SiC MOSFETs under switching operations[C]//2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2017: 5495-5500.
- [43] Parashar S, Bhattacharya S. A novel gate driver for active voltage balancing in 1.7 kV series connected SiC MOSFETs[C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2019: 2773-2779.

- [44]Lin X, Ravi L, Mocevic S, et al. Active voltage balancing embedded digital gate driver for series-connected 10 kV SiC MOSFETs[C]//2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2020: 1611-1616.
- [45]Pawaskar V U, Gohil G. Closed loop dv/dt control for equal voltage sharing between series connected SiC MOSFETs[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2019: 3303-3310.
- [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]Raszmman E, Sun K, Burgos R, et al. Voltage balancing of four series-connected SiC MOSFETs under 2 kV bus voltage using active dv/dt control[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2019: 6666-6672.
- [48]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.
- [49]Y. Cao, M. Ngo, R. Burgos, A. Ismail and D. Dong. Switching Transition Analysis and Optimization for Bidirectional CLLC Resonant DC Transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 3786-3800.
- [50]Rothmund D, Ortiz G, Guillod T, et al. 10kV SiC-based isolated DC-DC converter for medium voltage-connected Solid-State Transformers[C]//2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2015: 1096-1103.
- [51]Guillod Thomas, Rothmund Daniel, Kolar Johann Walter. Active Magnetizing Current Splitting ZVS Modulation of a 7 kV/400 V DC Transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1293-1305.
- [52]Xu J, Yang J, Xu G, et al. PWM Modulation and Control Strategy for LLC-DCX Converter to Achieve Bidirectional Power Flow in Facing With Resonant Parameters Variation[J]. IEEE Access, 2019, 7: 54693-54704.

- [53] Dalessandro L, da Silveira Cavalcante F, Kolar J W. Self-capacitance of high-voltage transformers[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2007, 22(5): 2081-2092.
- [54] GB/T 35727-2017, 中低压直流配电电压导则[S].
- [55] 董泽政. 小功率碳化硅集成模块若干关键问题研究[D]. 浙江大学, 2022.
- [56] Kasper M, Burkart R M, Deboy G, et al. ZVS of power MOSFETs revisited[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8063-8067.
- [57] Cree, C3M0021120K datasheet[EB/OL]. <https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/C3M0021120K.pdf>
- [58] Semikron, SKM350MB120SCH17 datasheet[EB/OL]. <https://www.semikron-danfoss.com/zh/products/product-classes/sic/sic-MOSFET/detail/skm350mb120sch17-21920420.html>
- [59] Nguyen V S, Kerachev L, Lefranc P, et al. Characterization and Analysis of an Innovative Gate Driver and Power Supplies Architecture for HF Power Devices With High dv/dt [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(8): 6079-6090.
- [60] Zhang L, Ruan X. Control Schemes for Reducing the Second Harmonic Current in Two-Stage Single-Phase Converter: An Overview from DC-Bus Port-Impedance Characterization[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2018: 6019-6026.
- [61] Zhang L, Ji S, Gu S, et al. Design considerations for high-voltage insulated gate drive power supply for 10-kV SiC MOSFET applied in medium-voltage converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(7): 5712-5724.
- [62] She X, Frangieh T, Datta R. Switching frequency characterization of hysteresis control in a pump back test configuration[C]//2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2017: 5789-5794.
- [63] Dong D, Garces L, Agamy M, et al. Control and operation of medium-voltage high-power bi-directional resonant DC-DC converters in shipboard dc distribution systems[C]//2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2016: 1-9.

攻读硕士学位期间所发表的论文

- [1] **Wu T**, Shao S, Pei X, et al. Medium Voltage DC Transformer with Series-Connected Power Devices Based on Active Clamping Circuit[C]//2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2023: 6240-6246. (EI 收录, 已发表)
- [2] Cui W, Shao S, **Wu T**, et al. A Bidirectional Modular Multilevel Resonant DC-DC Converter for Wide Voltage Range Medium Voltage Power Conversion[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023. (SCI 收录, 已发表)

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

致谢

转眼间，在求是园度过了七个春秋。值此临别之际，我衷心感谢求学期间每一位给予我帮助和陪伴的老师、同学、朋友以及家人。

首先我要感谢邵帅老师。邵老师对科研的热情和对我的指导，始终是我前进的动力。在我科研的道路上您给予了我悉心的指导和无微不至的关心。在您的指导下，我的对电力电子这门学科有了更深入的理解，专业能力得到了明显提高。在汇报展示方面，您的指导让我变得更加从容自信，表达能力得到了极大的锻炼。邵老师勤奋的工作态度，严谨的科研精神，都是我学习的榜样，激励着我不断追求卓越。在此，衷心祝您身体健康，家庭幸福，万事顺利！

同时，我要感谢张军明老师，您的儒雅随和让我们倍感亲切，您对实验室每一位同学都关爱备至，在学习和生活上给予了我们充分的支持与帮助。周大姐，感谢您在我们日常工作中对我们的关心和照顾，为我们提供了良好的科研环境。刘美君老师，感谢您认真负责的工作态度，让我们在报销等琐碎事务上省去了许多烦恼。

感谢大功率实验室的同学们，感谢施逸能、陈张昊、张光耀等同门，感谢崔文韬、杨得秋、朱世隆、王金帅、林伟聪、杜佳坤、何杨、王勋、马睿、陈毅飞等师兄，感谢高枝、林绿漪、王楠、冯雨心、李欣宜等师姐，感谢袁钰淼、栾澳祖、王岩、邵可炜、朱志豪、郑柏训、王斌浩、杜文琦、周伟强、楼安、侯淳耀、郭涛、江一博等师弟师妹，感谢大家在日常学习生活中的陪伴与帮助。特别要感谢汪欣师姐在我初入实验室时耐心的指导，由衷地感谢宗雨健师弟在我搭建测试样机过程中的真心付出与帮助。祝大家学习进步、诸事顺遂。

感谢民乐团的朋友们，感谢大家排练演出时的陪伴，让我的科研生活更加丰富多彩，我们一起度过的时光将成为我宝贵的回忆。

最后，我要向我的家人们表达最深的感激。在我求学的路上，你们始终是最坚实的后盾。你们的陪伴与支持，让我能够勇敢地面对各种挑战和困难。我会继续努力，不辜负你们的期望。在此谨向所有关心照顾我的良师益友和亲人们致以最诚挚的谢意！

吴彤

2024 年 3 月于电工厂

答辩委员会表决结果

论文对基于 SiC MOSFET 串联的直流变压器进行了研究，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) 分析了直流变压器换流过程，采用同步有源调制实现了所有 SiC MOSFET 零电压开通，设计了 10kV/750V 167kW 直流变压器关键参数；

(2) 研制 7.2kV/75A SiC MOSFET 模组，完成了 5kV 电压均压测试；搭建了中压直流变压器样机，完成了双向工作测试。

论文条理清晰，内容翔实，数据可信，结论明确。论文表明，吴彤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，吴彤同学表述清楚，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