

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: 公开

学 号: 22010128

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 基于有源钳位均压技术的器件串联型中压
直流变压器研究

英文论文题目: Medium Voltage DC Transformer with Series
Connected SiC MOSFETs Based on Active
Clamping Balancing Method

申请人姓名: 汪欣

指导教师: 邵帅

专业学位类别: 专业学位

专业名称: 电力电子与电力传动

研究方向: 直流变压器

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2023 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 with Series Connected SiC
MOSFETs Based on Active Clamping Balancing Method**

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

Candidate: Xin Wang
Supervisor: Dr. Shuai Shao



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

January, 2023

基于有源钳位均压技术的器件串联型中压直流变压器研究



论文作者签名: 汪 欣

指导教师签名: 邵 明

论文评阅人 1: 匿名

评阅人 2: 匿名

评阅人 3: 匿名

评阅人 4:

评阅人 5:

答辩委员会主席: 谢小高

委员 1: 吴新科

委员 2: 陈敏

委员 3: 任娜

委员 4: 夏原野

委员 5:

答辩日期: 2023.3.7

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：汪欣 签字日期：2023 年 3 月 8 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：汪欣

导师签名：

邵明

签字日期：2023 年 3 月 8 日

签字日期：2023 年 3 月 8 日

本文研究工作受

国家重点研发计划“战略性科技创新合作”重点专项

（项目号：2022YFE020510）

国家自然科学基金项目

（项目号：52077198）

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

共同资助

谨致感谢！

摘要

直流变压器用于实现不同等级直流电网的互联，是直流电网的核心装备。国内外直流配网示范工程中，中低压互联的直流变压器一般采用输入串联输出并联（ISOP）的结构。由于功率单元数目多且每个单元需承受系统绝缘电压，绝缘间隙体积占比大，ISOP 型直流变压器一般功率密度低、占地面积大。本文研究基于 SiC MOSFET 直接串联的直流变压器，通过集成封装技术并采用集中式隔离变压器，大幅减小绝缘间隙及无源元件数目，提高功率密度。

首先，本文通过有源钳位技术实现功率器件的动静态均压。通过在各 SiC MOSFET 两端并联有源钳位电路，将串联器件的电压均衡问题转化为钳位电容的电压均衡。详细分析了钳位电容的充放电过程，确定维持电压均衡所需的放电时间。在此基础上，对有源钳位器件串联型直流变压器的关键电气参数（电压、功率等级、励磁电感等）以及均压电路的相关参数（放电时间、钳位电容容值等）进行了设计，并进行仿真验证。

将 6 个串联的 SiC MOSFET 及其均压、驱动、控制电路等集成封装成单个 7.2kV/75A 器件串联模组，以减小功率单元的体积，提高直流变压器的功率密度。开展了串联模组的热设计和热测试，主功率器件额定损耗（21W）下，功率器件结温低于 70℃。搭建器件串联型直流变压器验证平台，对前述均压电路参数设计进行实验验证。额定电压 5kV 下，完成了模组的均压测试，模组内部串联器件电压的不均衡度小于 5%，模组可等效为单个具备驱动功能的 5kV 器件。在 2kV/16.67kW 下完成功率测试，单个桥臂由两个模组串联而成，模组内各串联器件、模组之间均能实现电压均衡，电压不均衡度小于 5%，验证了模组具备可扩展性。

关键词：中压直流变压器；器件串联模组；均压；SiC MOSFET

Abstract

DC transformer (DCT) is the core equipment of the DC grid and is used to connect DC grids of different levels. In both domestic and international DC distribution network demonstration projects, DCTs with input-series-output-parallel (ISOP) structure is frequently used to connect medium and low voltages. ISOP DCT typically has low power density due to the large number of power units and the large insulation gap. In this paper, a DC transformer with series connected SiC MOSFETs is presented. Through integrated packaging and centralized isolation transformer, the insulation gap and the quantity of passive components are significantly decreased, thus, the power density is increased.

Firstly, using active clamping balancing method, power devices can achieve both dynamic and static voltage equalization. Each SiC MOSFET is connected in parallel with an active clamping module (ACM), the voltage balance of series devices is changed into the voltage balance of clamping capacitors. Analyzing the clamp capacitor's charging and discharging phases to determine the discharging time required to keep voltage balancing. Besides, the key electrical parameters (voltage, power level, excitation inductance, etc.) of the DC transformer and the related parameters of ACM (discharging time, clamping capacitance, etc.) are designed and verified by simulation.

6 series connected SiC MOSFETs, together with their ACMs, driving and control circuits are integrated into a single 7.2kV/75A series-connected module to decrease the size of the power unit and boost the power density of the DC transformer. The series-connected module's thermal design and test have been completed. The junction temperature of the power device is less than 70°C when operating under the main power device's rated loss (21W). To carry out experimental verification of the ACM parameter design, a DC transformer with series-connected devices is constructed. The voltage balancing test of series module has been finished under its rated voltage 5kV. The imbalance degree of the series devices inside is less than 5%, and the module can be compared to a single 5kV power device with a driver. The power test was completed at 2kV/16.67kW, each bridge arm is composed of two modules in series. Experimental results show that voltage balancing can be achieved between power devices and series modules, and the voltage

unbalancing degree is less than 5%. It is verified that series module can be scaled in higher voltage application.

Key words: Medium voltage DC transformer; Series-connected module; Voltage balancing; 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 中压直流变压器的研究现状 3

 1.3 器件串联均压技术的研究现状 6

 1.3.1 驱动端均压技术 7

 1.3.2 功率端均压技术 8

 1.4 本文主要研究内容 9

第 2 章 有源钳位器件串联型直流变压器的设计 11

 2.1 引言 11

 2.2 有源钳位均压技术 11

 2.2.1 有源钳位型均压电路 11

 2.2.2 放电策略及放电参数的选取 14

 2.2.3 均压控制方法 18

 2.3 有源钳位型均压电路小结 18

 2.3.1 有源钳位型均压电路技术特点 18

 2.3.2 有源钳位均压电路与 MMC 半桥模块的区别 19

 2.4 10kV/750V 167kW 器件串联型直流变压器参数设计 20

 2.4.1 功率器件选型及其损耗计算 20

 2.4.2 励磁电感 21

 2.4.3 谐振电感 25

 2.5 均压电路参数设计 25

 2.5.1 放电参数 26

 2.5.2 钳位电容 26

 2.6 仿真验证 29

2.7 本章小结 33

第 3 章 基于器件串联模组的中压直流变压器 34

3.1 引言 34

3.2 器件串联模组 34

3.2.1 功率电路 34

3.2.2 驱动采样电路 34

3.2.3 控制电路 37

3.2.4 器件串联模组 38

3.2.5 模组热设计 39

3.3 实验验证 45

3.3.1 放电时间实验验证 45

3.3.2 电容电压纹波实验验证 48

3.3.3 模组 5kV 均压实验 49

3.3.4 功率实验 52

3.3.5 模组扩展性测试 54

3.4 本章小结 54

第 4 章 总结与展望 56

4.1 工作总结 56

4.2 课题展望 57

参考文献 58

攻读硕士学位期间取得的研究成果 62

致谢 63

答辩委员会表决结果 64

第1章 绪论

1.1 研究背景及意义

在国家政策的引导下，我国新能源产业迅猛发展。截至 2020 年底，我国风电、太阳能发电装机容量约 5.3 亿 kW，约占总装机容量的 25%^[1]。预计 2030 年风电和太阳能发电装机达到 12 亿 kW 以上，规模超过煤电，成为装机主体；到 2060 年前，新能源发电量占比有望超过 50%，成为发电主体^[2]。同时，为提升能效，能源消费侧“电气化”进程加快，根据饶宏院士等人的预测，工业、建筑、交通三大领域终端用能电气化水平将从目前的 30%、30%和 5%提升至 2060 年的约 50%、75%和 50%^[3]。在这个大背景下，采用直流配网组织直流形式的新能源、储能装置和直流类负荷（见图 1.1），相比于交流电网，在效率、电能质量、供电容量等方面更具优势。

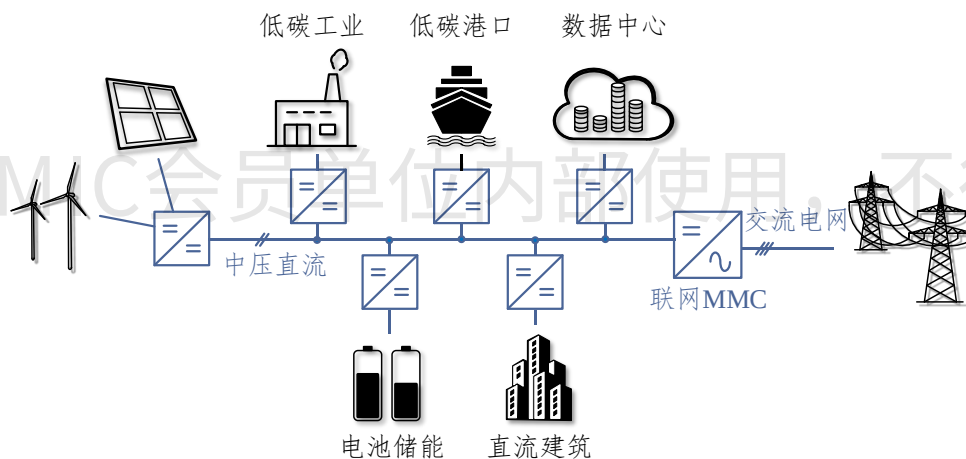


图 1.1 直流配电网

直流配网的优势包括：

1. 效率高：新能源、储能装置及直流负荷接入直流电网，可以省去 1~2 级逆变/整流装置，减少电能变换引入的损耗^[4]；直流输电不存在集肤效应，导线截面利用率高，且没有因传递无功功率导致的网络损耗，因此直流输电线路损耗低。当直流系统线电压为交流系统 2 倍时，直流配电网网损仅为交流电网的 15%~20%^[5]；
2. 供电容量大：在线路建造费用和占用走廊宽度相等时，直流线路的供电容量约为交流线路的 1.6 倍^[5]；
3. 供电可靠性高：由于蓄电池等储能装置的接入，直流电网更为稳定。在柔直配电网中，换流器无需交流侧提供无功功率，可以起到静止无功补偿器的作用，稳定交流母线和

用户侧电压^[6];

4. 电能质量高: 交流配电采用三相模式, 小容量终端用电采用单相供电, 单相供电可能会出现三相不平衡, 造成频率漂移等一系列电能质量问题, 但直流配网中不存在负荷不平衡问题^{[7][8]}。

国内外研究机构对直流配网已经开展了大量研究。美国弗吉尼亚理工大学于 2010 年提出了“Sustainable Building and Nanogrids”研究计划, 该直流配电系统包含 380V 直流和 48V 直流 2 个电压等级, 以匹配工业和通信标准, 给不同等级的负载供电^[9]。2016 年德国亚琛大学提出了“City of Tomorrow”的理念, 构建了 $\pm 5\text{kV}$ 中压直流配电验证系统^[10]。自 2018 年以来, 我国相继投运了贵州五端柔性直流配电、张北交直流配电、苏州吴江中压直流配电等示范工程^{[11]-[14]}。图 1.2 是苏州吴江中低压直流配用电系统构架, 该示范工程覆盖工业负荷、商业负荷(商业广场、数据中心)、民用负荷、市政负荷(充电桩、路灯照明)等 6 类典型直流用电场景^[14]。九里换流站和庞东换流站经模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)引出 2 个 $\pm 10\text{kV}$ 直流电源点, 经由直流变压器(DC Transformer, DCT)实现与中压 $\pm 10\text{kV}$ 直流与低压 $\pm 375\text{V}$ 直流的互联。所有 DCT 采用统一的电压等级 $\pm 10\text{kV}/\pm 375\text{V}$, 根据负荷类型的不同, 直流变压器容量有所差别, 6.2MW DCT 为光伏电站提供并网接口, 1MW DCT 负责大型直流负荷数据中心的供电。DCT 作为直流配电网的核心环节, 充分发挥出光伏、风电等可再生能源的价值, 灵活应对充电站、数据中心等多元负荷。

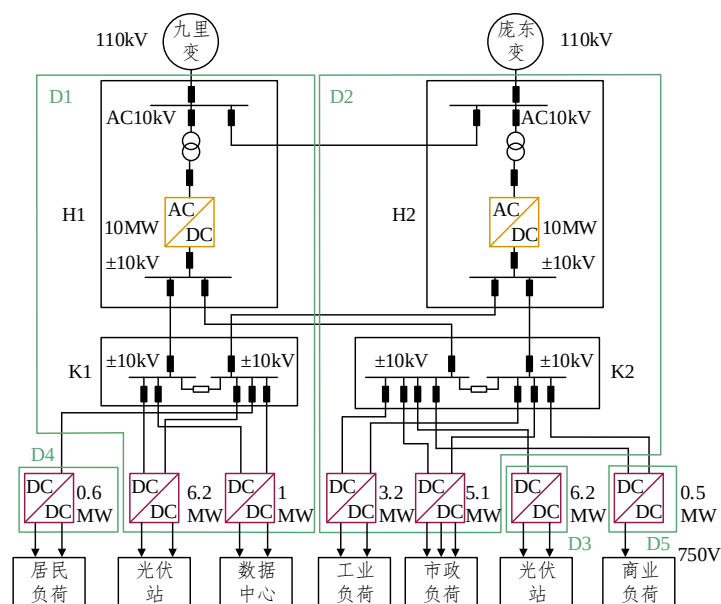


图 1.2 苏州吴江中低压直流配用电系统构架^[14]

1.2 中压直流变压器的研究现状

直流变压器作为中压直流配电的核心装备，在确保中低压直流系统电气隔离的前提下，实现不同电压等级的互联以及功率的双向流动，使得“源网荷储”协调有序互动，受到学术界和工业界的广泛关注。参照中科院电工所、中国电科院、国网经研院发布的国标 GB/T 35727-2017《中低压直流配电电压导则》，中压一般在 3kV~50kV 范围内，优选等级为 $\pm 35/\pm 10/\pm 3/\pm 1.5\text{kV}^{[15]}$ 。目前商用 IGBT、SiC MOSFET 的最高耐压为 6.5kV 和 3.3kV，无法直接用于直流配电网这类中压大功率的场合，需要借助电力电子拓扑来承受中压。

输入串联输出并联（input-series-output-parallel, ISOP）是目前使用最为广泛的直流变压器拓扑^{[16][17]}。表 1.1 和表 1.2 分别列举了国外和国内现有的中压直流变压器样机。国外主要以 DCT 原理研究为主，搭建了实验室级别的试验样机，功率等级一般较低^[8]，主要采用 ISOP 拓扑。国内随着直流配电网示范工程的不断推进，自主研发的各类 DCT 已进行试点应用。表 1.2 中列举了国内典型的直流变压器，分别来自许继、南瑞、特变电工、西电等主流直流变压器厂商，依托国家电网项目或直流配电示范工程进行设计与研发^{[11]-[14]}。图 1.4 给出表 1.2 对应的国内现有直流变压器样机实物。这些直流变压器中压侧电压等级一般为 $\pm 10\text{kV}$ ，低压侧一般为 $\pm 375\text{V}$ ，功率在 0.5~2.5MW 范围内，均采用传统的 ISOP 拓扑来实现中压大功率，如图 1.3 所示。ISOP 拓扑采用模块化设计，控制简单，内部包含 N 个相同的 DC 单元，DC 单元为隔离型拓扑，如双有源桥（Dual Active Bridge, DAB）、LLC 谐振型变换器等^[19]，从表 1.2 的数据中可以看出 DC 单元内部 DAB 拓扑的使用频率最高。 N 个相同的 DC 单元在输入侧串联以承受中高压，在输出侧并联以输出大电流。

由于 DC 单元数目多，且每个单元要承受系统绝缘电压，ISOP 型直流变压器的功率密度普遍较低。受限于功率器件耐压，直流变压器的 DC 单元数目普遍较多，一般在 20 个左右，北京四方 0.5MW 直流变压器包含 24 个 DC 单元^[11]，中国西电 1MW 样机中 DC 单元数目为 20 个^[12]。每个 DC 单元的绝缘电压均需与中压侧电压等级匹配，需承受较高的绝缘应力，以 $\pm 10\text{kV}/\pm 375\text{V}$ 的 DCT 为例，DC 单元内部的中频变压器需按 10kV 直流设备设计^[17]，因此 DC 单元之间的绝缘间隙较大。图 1.4 所示的直流变压器功率密度基本在同一量级。文献[18]中提到中科院电工所 1WM 直流变压器样机功率密度为 $134\text{kW}/\text{m}^3$ ，并给出了详细的体积数据。该样机包含 16 个 DC 单元，绝缘空隙和 16 套无源元件的体积占

比高达 71.1%，如图 1.5 所示。绝缘间隙是制约 ISOP 型直流变压器功率密度提升的关键。

表 1.1 国外典型中压直流变压器^[8]

编号	单位	电压功率等级	拓扑结构	成果
1	德国亚琛工业大学	10kV	飞跨电容器多电平结构	样机
2	日本东京工业大学	10kV	双有源桥 ISOP	样机
3	美国北卡州立大学	11.5kV/750V/20kW	双有源桥 ISOP	样机
4	美国佛罗里达州立大学	10kV/350V/20kW	双有源半桥	样机

表 1.2 国内现有中压直流变压器^{[11]-[14]·[18][19]}

编号	单位	年份	电压功率等级	器件	拓扑结构	项目/工程依托
1	中科院电工所	2015	±8kV/±375V/1MW	IGBT	ISOP	国家电网科技项目
2	许继电气	2018	±10kV/±375V/0.5MW	SiC MOSFET	串联谐振型 ISOP	杭州东江直流配电
3	北京四方	2018	±10kV/±375V/0.5MW	IGBT	改进型有源桥 ISOP	贵州直流配电
4	特变电工	2018	±10kV/±375V/2MW	SiC MOSFET	双有源桥 ISOP	珠海唐家湾直流配电
5	中电普瑞	2018	±10kV/±375V/2.5MW	IGBT	单有源桥 ISOP	张北交直流配电网
6	国电南瑞	2020	±10kV/±375V/2MW	SiC MOSFET	串联谐振型 ISOP	苏州同里示范工程
7	中国西电	2021	±10kV/±375V/1MW	IGBT	双有源桥 ISOP	吴江中低压直流配电

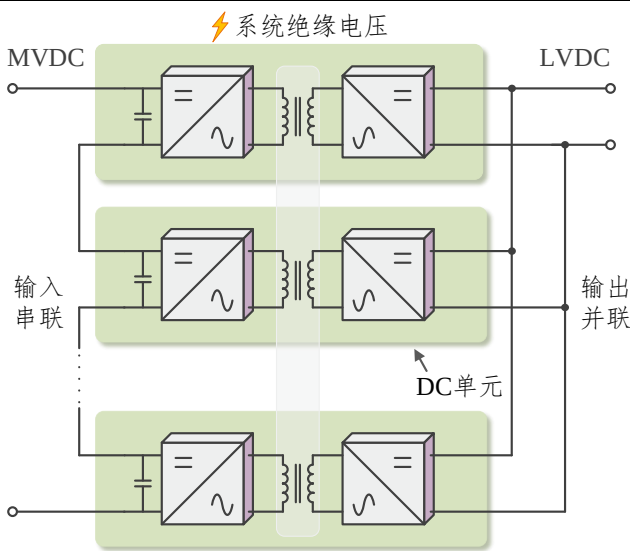


图 1.3 ISOP 直流变压器



图 1.4 国内典型直流变压器

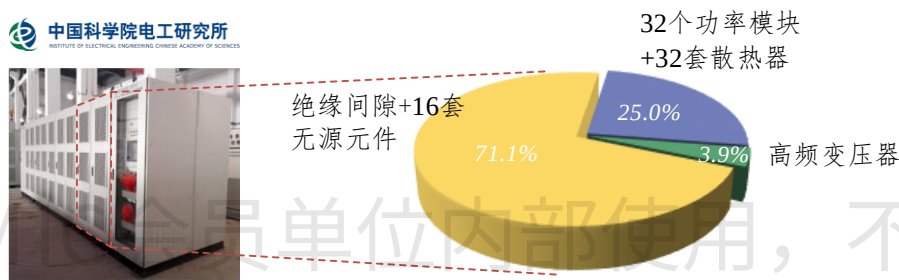


图 1.5 中科院电工所 1MW 直流变压器体积分布

借助功率器件直接串联来构建直流变压器，如图 1.6 所示，可以大幅减小直流变压器绝缘间隙和无源元件数目^{[20][21]}。图 1.7 给出 ISOP 型和器件串联型直流变压器的体积对比图，采用一个集中式隔离变压器来代替 N 个分散的变压器，可大幅减小绝缘间隙在系统体积中的占比，并减小无源元件数目；同时，中压侧采用功率器件直接串联承受高电压，将串联的功率器件集成封装起来，可以大幅减小功率模块及其散热器数目和体积。

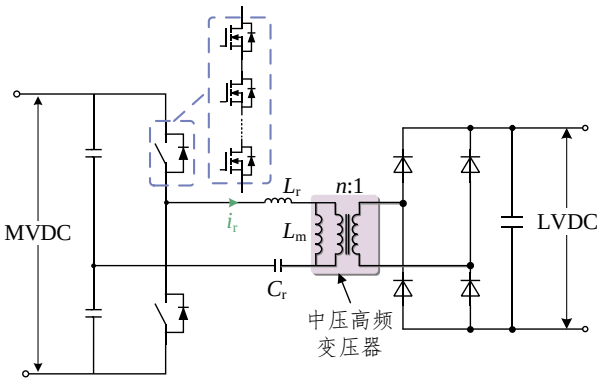


图 1.6 器件串联型直流变压器

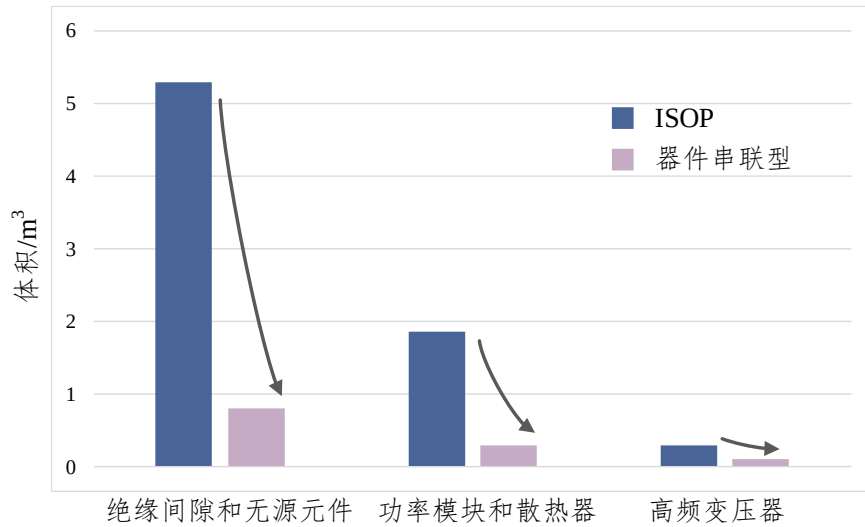


图 1.7 ISOP 型和器件串联型直流变压器体积对比

1.3 器件串联均压技术的研究现状

器件串联型直流变压器具有显著体积优势，但也存在较大的技术挑战——如何实现各串联器件的动静态均压。由于功率器件一旦过压就会被击穿，功率器件的均压必须时刻维持。串联器件的电压均衡主要包括静态均压和动态均压，即器件关断后以及开关瞬态，器件电压都能维持均衡，如图 1.8 所示。由于功率器件的开关瞬态一般极短，SiC MOSFET 开关瞬态更是小于 $1\mu\text{s}$ ，因此动态电压均衡极富挑战。影响功率器件动态不均压的因素多且机理复杂，包括器件内部参数（阈值电压、寄生电容等）和外部电路参数（驱动延迟、驱动电阻、驱动电压、温度等）等^[22]。在实际应用中，器件内外部参数差异不可避免，上述差异均会反映在串联器件的开关速度上，引起器件电压失衡。

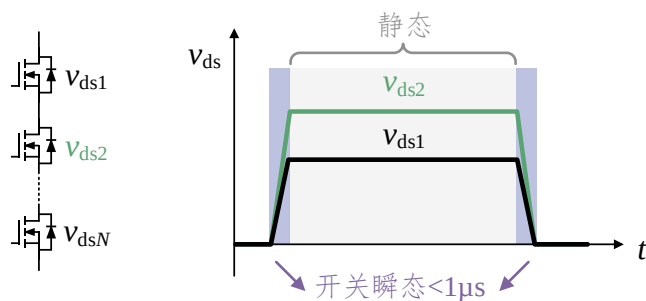


图 1.8 器件串联型电压均衡

针对功率器件串联均压，国内外研究人员已经提出了多种串联均压方案，按照其作用位置，可分为驱动端均压技术和功率端均压技术^{[23]-[25]}，如图 1.9 所示，下面将逐一介绍各

种均压技术。

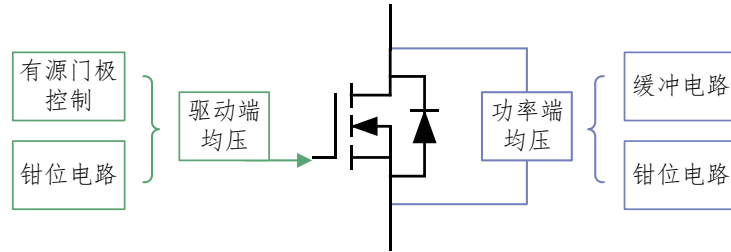


图 1.9 功率器件串联均压方法

1.3.1 驱动端均压技术

驱动端均压技术通过在器件的驱动端引入主动控制，动态调节驱动信号，实现串联动态均压。驱动端均压技术包括：有源门极控制法和驱动端钳位电路。

1. 有源门极控制的一种做法是通过检测 SiC MOSFET 的电压 v_{ds} ，动态修正各个驱动电压的延迟^{[26]-[29]}或幅值^{[30]-[32]}，消除各串联器件的开关速度差异，可以动态均衡电压（见图 1.10 (a)、(b)）。但该方法难点在于，需要在 μs 级时间内完成电压采样，并进行闭环控制，对采样和运算电路的要求颇高，当串联器件数目较大时，该方案不具备工程实用性。

另一种做法是将驱动信号回路耦合起来^{[33][34]}，同步各个器件的驱动电压相位、幅值，如图 1.10 (c)。这类方法有两个主要缺点，一是驱动电压同步无法保证功率器件开关同步，因为器件内部参数（阈值电压、跨导等）差异也是导致电压动态失衡的重要原因；二是驱动回路的耦合，必然引入寄生电感等参数，会导致驱动电压振荡，尤其是在高频场合。

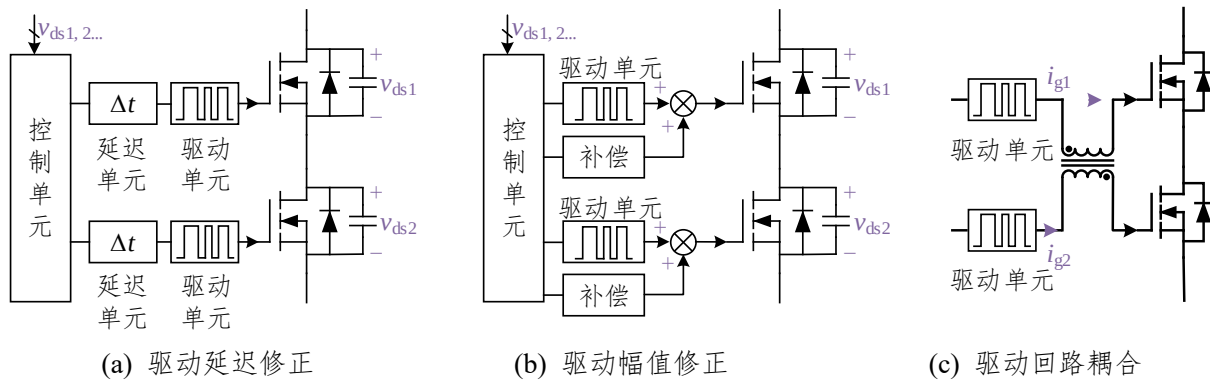


图 1.10 驱动端均压技术

2. 驱动端钳位法不要求同步所有串联器件的开关速度，只保证各串联器件不过压^{[35][36]}。在功率器件关断过程中，当电压 v_{ds} 高于阈值电压 v_{th} ，稳压管反向击穿后，钳位电路向驱动电路注入电流，降低器件关断速度，如图 1.11 所示。此方法一般会设置较高的阈值电压，否则每个器件的关断电压过冲均会超过阈值，导致器件关断速度变慢，且开关损耗增

加。因此，该方案动静态均压效果不理想，电压差异一般高于 30%。

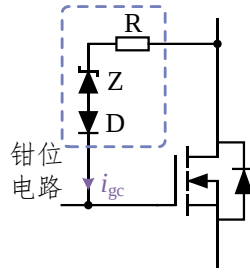


图 1.11 驱动端钳位电路

1.3.2 功率端均压技术

功率端均压技术通过在器件的功率端并联均压电路实现串联动态均压。功率端均压均压电路具体包括：缓冲电路和钳位电路。

1. 缓冲电路结构简单，技术成熟，如图 1.12 所示。目前，ABB 公司开发的基于 IGBT 串联的商用设备中，采用了如图 1.12 (b)所示的 RCD 缓冲电路方案^[37]。图 1.12 (a)所示的缓冲电路内部包含吸收电容 C_s ^[38]。在开关过程中，器件电压不均衡度与其结电容 C_{ds} 大小成反比，功率端并联吸收电容（ $C_s \gg C_{ds}$ ），能有效减小串联器件电压失衡，但延长了主功率器件的关断时间（5-10 μ s）^[25]，该方法不适用于高频场合。此外，缓冲电路损耗较大，吸收电容 C_s 每个开关周期积累的电能（ $\frac{1}{2}C_s \times v_s^2$ ）完全消耗在功率器件上。电阻电容二极管（Resistor Capacitor Diode, RCD）缓冲电路内部包含吸收电容 C_s 、吸收电阻 R_s 、二极管 D ^{[39][40]}，吸收电容 C_s 的能量完全通过电阻 R_s 消耗掉。综上所述，缓冲电路的引入将导致器件开关速度变慢，开关损耗增大，同时缓冲电路均压损耗大，需要匹配较大体积的无源元件，不具备体积优势。

2. 钳位电路可以避免上述影响器件正常开关动作的问题。钳位电路由一个二极管和一个钳位电容构成，并联至功率器件两端，如图 1.12 (c)所示。钳位电容电压 v_C 被控制在阈值电压 V_{ref} 附近， V_{ref} 大于器件的关断电压^[41]。当功率器件由于开关异步出现过压时，电压就会被钳位在 V_{ref} 。图 1.12 (c)所示钳位电路的问题在于高损耗，在硬开关场合，环路寄生电感会通过二极管 D 不断给钳位电容充电，充电能量只能通过阻性负载消耗。

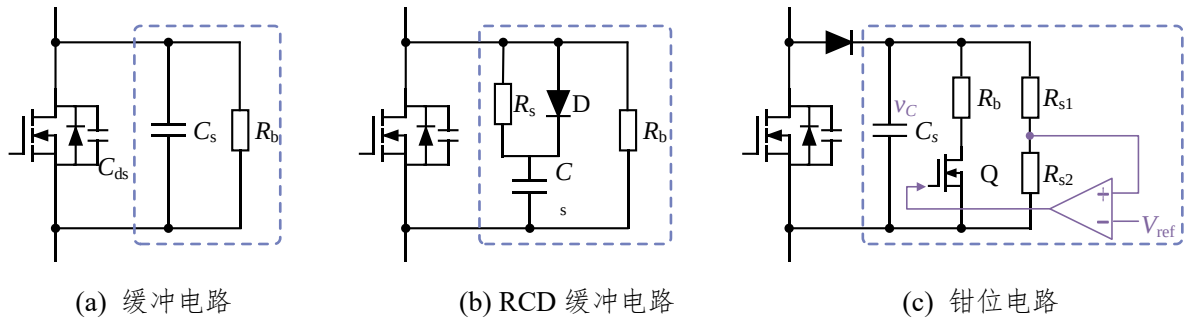


图 1.12 功率端均压电路

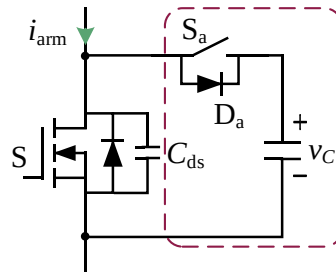


图 1.13 有源钳位型均压电路

作者所在实验室提出了一种有源钳位均压技术，电路如图 1.13 所示^[42]。各个功率器件都并联一个钳位电路，钳位电路由辅助管和钳位电容构成，功率器件电压一旦超过钳位电压（图 1.13 中 v_C ），则被钳位。维持各钳位电压均衡（等于功率器件额定关断电压），就能保证各串联器件的均压。该方法具有结构简单、不影响主功率器件正常开关、均压损耗小等优点。

基于有源钳位技术，文献[43]中搭建了 3kV/30kW 器件串联型直流变压器样机，在 5~30kW 输出功率下，6 个串联 SiC MOSFET 均能实现电压均衡，峰值效率为 98.4%。本文在该工作的基础上，进一步阐述有源钳位均压技术的工作原理，设计 10kV/167kW 器件串联型直流变压器样机主电路及均压电路参数，并采用集成封装技术，将主功率器件及均压电路封装成 5kV 模组，提高系统的功率密度。

1.4 本文主要研究内容

在高比例可再生能源和高比例电力电子设备的“双高”趋势下，相比于交流电网，直流电网在效率、供电容量、电能质量上具有优势。直流变压器可实现不同等级直流电网的互联，是直流电网的核心装备之一。国内外现有的直流变压器一般采用传统的 ISOP 拓扑，由于功率单元数目多，且均需耐受系统绝缘电压，导致绝缘间隙大，功率密度低。器件串

联型直流变压器利用集成封装技术，结合集中式变压器，可以减小元件数目和绝缘间隙，有望突破功率密度的瓶颈。基于上述问题，本文的主要研究内容由以下几个部分组成：

第一章阐述了直流变压器在中低压直流配电网中的应用需求，总结了国内外示范工程中直流变压器的典型拓扑，分析了现有直流变压器的功率密度，并介绍了现有串联器件均压技术的优缺点，引出了本文的研究内容。

第二章介绍了有源钳位均压技术，并对 10kV/167kW 器件串联型直流变压器开展了参数设计。首先介绍了有源钳位均压电路的工作原理以及均压策略，分析了钳位电路的三种工作模式：充电、放电和补偿，进行直流变压器及均压电路的关键参数设计，并通过仿真验证了设计的合理性。

第三章在前述参数设计的基础上，将 6 个串联的 SiC MOSFET 集成封装成模组（内部集成驱动）并开展相关电气测试。搭建器件串联型直流变压器实验平台，验证钳位电路参数设计，完成额定电压 5kV 下的模组均压测试，并于 2kV/16.67kW 下进行功率实验。

第四章总结了本文的主要研究内容，并对有待完善的部分进行了展望。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第2章 有源钳位器件串联型直流变压器的设计

2.1 引言

本章首先介绍有源钳位技术，阐述其如何实现各串联 SiC MOSFET 的动静态均压，接下来开展 10kV/167kW 器件串联型直流变压器主电路及均压电路的参数设计。本文所研究的器件串联型直流变压器拓扑如图 2.1 所示，主电路为双向 LLC 谐振型变换器。直流变压器定频工作在谐振频率点（此时效率最高），原边器件可以实现零电压开通（ZVS-ON），同时副边器件为零电流关断（ZCS-OFF）。中压侧采用多个功率器件（SiC MOSFET）串联来承受高压。

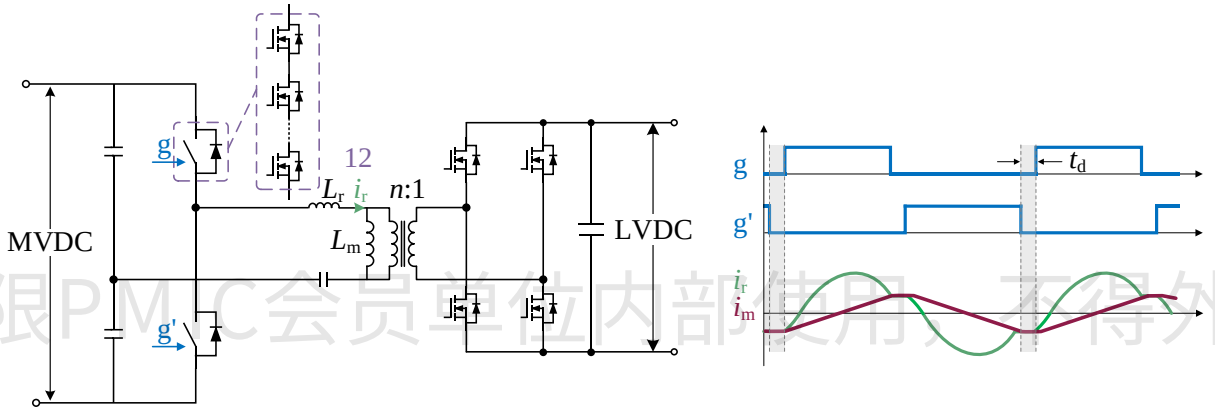


图 2.1 器件串联型直流变压器

2.2 有源钳位均压技术

2.2.1 有源钳位型均压电路

本文采用文献[42]中提出的有源钳位技术实现串联 SiC MOSFET 的动静态均压。有源钳位型均压电路（ACM）由辅助管 S_a （含反并二极管 D_a ）和钳位电容 C_a 串联而成，如图 2.2 (a) 虚线框所示。钳位电容的容值一般为 μF 级，远大于主功率器件寄生电容 C_{ds} 的容值（ pF 级），钳位电容的电压 v_c 等于主功率器件的关断电压。将上述 ACM 并联至主功率器件 S 的两端，当主功率器件导通后，钳位电路被旁路（图 2.2 (b)）；当主功率器件关断后，其两端电压 v_{ds} 不断上升，超过钳位电容电压 v_c 后， D_a 将自动导通，将 v_{ds} 钳位至 v_c （图 2.2 (c)）。

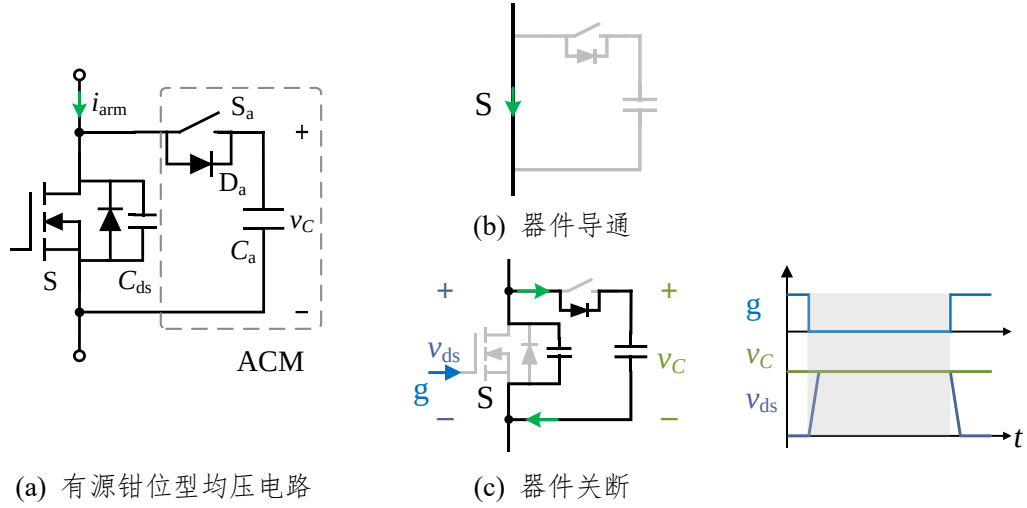


图 2.2 器件导通和关断后，有源钳位型均压电路电流流通路径

对于串联的 SiC MOSFET（以下简称器件）而言，造成器件之间电压失衡的原因主要可分为器件内部和外部参数差异两类。器件内部参数包括阈值电压、寄生电容、漏电流等，器件外部参数差异主要包括驱动延时、驱动电阻、寄生参数、温度等。内/外部参数差异均会导致器件开关不同步。为便于分析，将上述参数差异折算到驱动信号差异上，把器件的开关速度差异等效成驱动信号的异步。以 N 个器件串联（图 2.3 (a)）为例来分析上述异步过程，图 2.3 (b) 给出串联器件 $S_1 \sim S_N$ 两端的电压 $v_{ds1} \sim v_{dsN}$ 以及驱动信号 $g_1 \sim g_N$ 。串联的 N 个器件中， S_1 两端的电压 v_{ds1} 最先降为 0，可等效为驱动信号 g_1 最先置高。驱动信号的异步具体可分为开通异步和关断异步（图 2.3 (b) 中阴影）。所研究的 LLC 谐振型直流变压器中（图 2.1），开通异步不会引起器件电压变化，而关断异步将引起较大的电压差异，下面具体分析。

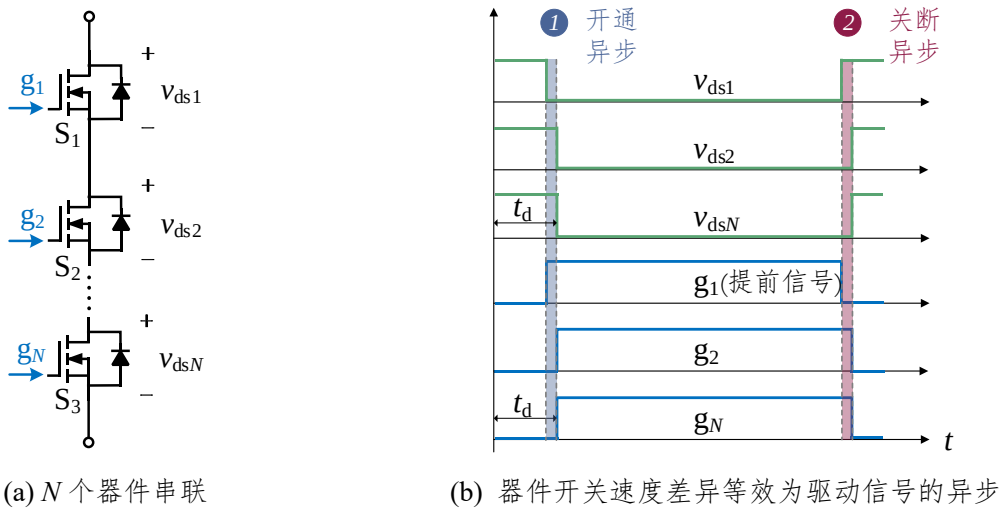
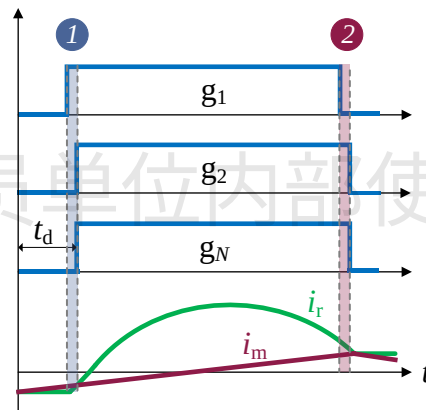


图 2.3 驱动信号异步阶段

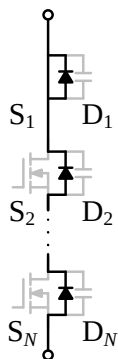
在开通异步阶段（图 2.4 (a)蓝色阴影），桥臂电流流经 S_1 和反并二极管 D_1 ，同时流经其他器件的反并二极管 $D_2 \sim D_N$ ， S_1 两端电压与其他器件电压无明显区别（见图 2.4 (b)）。

在关断异步阶段（图 2.4 (a)红色阴影），若功率器件两端未并联有源钳位电路（图 2.4 (c)），那么 S_1 提前关断后，寄生电容 C_{ds1} 立即被充电，其两端出现电压尖峰，超过器件自身耐压时，将造成不可逆的损坏。若并联有源钳位电路（图 2.4 (d)），一旦 S_1 两端电压超过钳位电容电压， D_{a1} 将导通，自动将 v_{ds1} 钳位至 v_{C1} 。钳位电容容值远大于寄生电容容值，在一个开关周期内，可认为钳位电容两端电压基本不变，器件两端无电压尖峰。因此，只要确保钳位电容之间实现电压均衡，即可保证串联器件之间也是电压均衡的。假设在每个开关周期中， S_1 均提前关断，那么 S_1 的钳位电容将一直被充电，其两端电压不断上升，该过程不可控，最终 v_{ds1} 也将超过器件耐压。需要采取合适的放电策略来实现钳位电容之间的电压均衡。



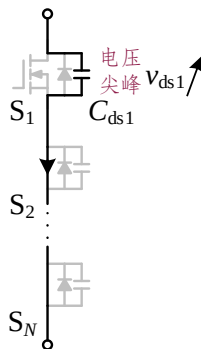
(a) 驱动信号异步阶段

① 开通异步



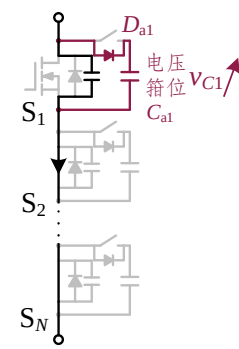
(b) 开通异步

② 关断异步



(c) 关断异步无均压电路时桥臂
电流通路

② 关断异步



(d) 关断异步有均压电路时桥臂
电流通路

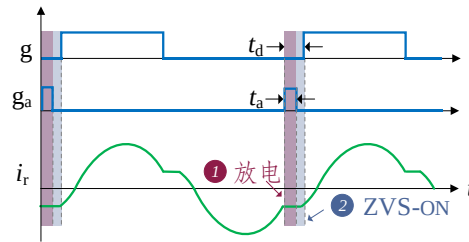
图 2.4 驱动信号异步阶段桥臂电流通路

2.2.2 放电策略及放电参数的选取

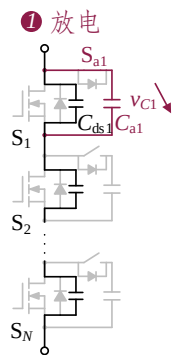
钳位电容的放电可以通过无源或有源的方式实现。一种简单的无源方式是在钳位电容两端并联阻性负载，将电容上多余的能量消耗，该方法损耗较大。本文采用实验室提出的放电策略，利用器件导通前死区内的负向电流回收钳位电容能量^[42]。如图 2.5 (a)所示， g 和 g_a 分别为主功率器件 S 和辅助管 S_a 的驱动信号。辅助管的驱动信号仅在图 2.5 (a)所示的 t_a 时间段内导通（下文简称为放电信号），且 t_a 小于死区时间 t_d ，确保在主功率器件导通前，辅助管已经关断，避免主功率器件与辅助管直通。因 $t_d > t_a$ ，死区可分为两个阶段：放电阶段和零电压开通（Zero Voltage Switching on, ZVS-ON）阶段。

在放电阶段（图 2.5 (b)），假设仅给予辅助管 S_{a1} 放电信号，辅助管 S_{a1} 导通，钳位电容 C_{a1} 并联至功率器件 S_1 两端，负向的谐振电流 i_r 将会给钳位电容 C_{a1} 以及寄生电容 C_{ds1} 放电，电容电压 v_{C1} 降低。 $S_2 \sim S_N$ 对应的辅助管仍处于关断状态，其钳位电容电压保持不变。

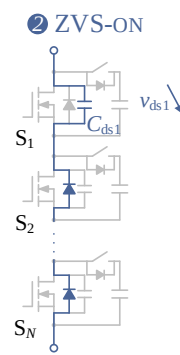
进入 ZVS-ON 阶段（图 2.5 (c)）， S_{a1} 关断，谐振电流 i_r 仍为负向， C_{ds1} 继续被放电， S_1 可以和其他器件一样实现 ZVS-ON。该放电策略可以将钳位电容多余的能量回馈给直流母线，而非采用阻性负载的方式将能量消耗在均压电路内部，且不影响主功率器件正常的 ZVS-ON。



(a) 死区内的放电和 ZVS-ON 阶段



(b) 放电阶段电流流通过程



(c) ZVS-ON 阶段电流流通过程

图 2.5 放电和 ZVS-ON 阶段

为保持钳位电容电压均衡，需要选取合适的钳位电容放电个数 k 以及放电时间 t_a 。下面分析关断异步及放电阶段钳位电容电量的变化情况来确定 k 和 t_a 的选取。

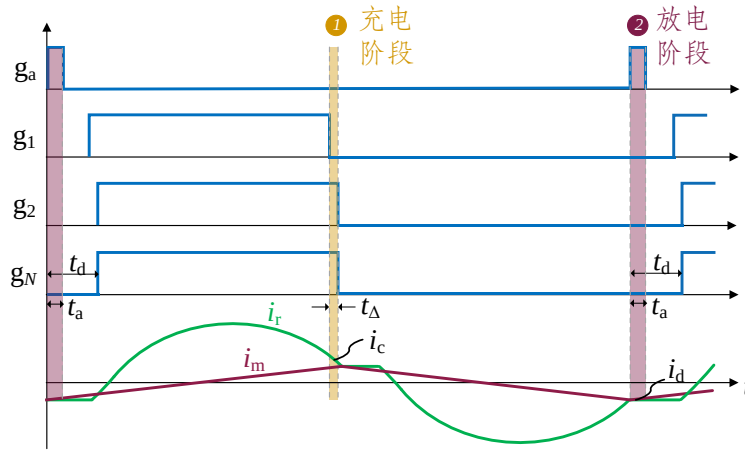
在关断异步阶段（图 2.6 (a)黄色阴影），假设第一个功率器件 S_1 提前关断，功率器件 $S_2 \sim S_N$ 仍处于导通状态，如图 2.6 (b)所示，寄生电容 C_{ds1} 将不断被充电，当 C_{ds1} 两端电压超过钳位电容电压时，辅助管的反并二极管导通，钳位电容将被充电，充电量为 ΔQ_+ ，电容电压 v_{C1} 将会抬升。而钳位电容 $C_{a2} \sim C_{aN}$ 被旁路，电压 $v_{C2} \sim v_{CN}$ 基本保持不变。 C_{a1} 由于关断异步阶段的充电，两端电压高于其他钳位电容电压。为描述方便，本文将关断异步阶段简称为充电阶段，如图 2.6 (a)中黄色阴影所示。根据前文提到的放电策略，需在器件导通前的死区内，利用续流电流将关断异步导致的充电量释放掉，该阶段简称为放电阶段，如图 2.6 (a)中红色阴影所示。下面具体计算这两个阶段钳位电容的电量变化。

假设死区内充电电流大小为 i_c ， S_1 提前关断 $t_{\Delta 1}$ 时间，如图 2.6 (b)所示，钳位电容 C_{a1} 的充电量 ΔQ_{1+} 为：

$$\Delta Q_{1+} = i_c \times t_{\Delta 1} \quad (2-1)$$

N 个串联器件之间等效的总异步时长为 t_{Δ} ，钳位电容总充电量 ΣQ_+ 可表示为：

$$\Sigma Q_+ = i_c \times t_{\Delta} \quad (2-2)$$



(a) 充电阶段和放电阶段



图 2.6 充电阶段和放电阶段电流流通过程

在下一开关周期， S_1 导通前的死区内，放电信号 g_a 被分配给 S_1 的辅助管，如图 2.6 (a) 所示， S_{a1} 导通，负向的桥臂电流流经 S_{a1} 给 C_{a1} 放电，电流流通过程如图 2.6 (c) 所示，放电量为 ΔQ_- 。设死区内放电电流大小为 i_d ，放电时间为 t_a ， C_{a1} 的放电量 ΔQ_- 可计算如下：

$$\Delta Q_- = i_d \times t_a \quad (2-3)$$

选取 k 个钳位电容进行放电时，所有钳位电容在一个开关周期内的总放电量为 ΣQ_- ，流经钳位电容的放电电流相等，且每个钳位电容的放电时长均为 t_a ，此时总放电量 ΣQ_- 可表示为：

$$\Sigma Q_- = k \times i_d \times t_a \quad (2-4)$$

稳态工作后，要实现钳位电容电压均衡，需确保电容充放电相等，即

$$\Sigma Q_- = \Sigma Q_+ \quad (2-5)$$

在 LLC 谐振变换器中，死区的电流呈现对称性，即充电电流 i_c 与放电电流 i_d 大小相等，方向相反，如图 2.6 (a) 所示。那么电压均衡条件（式(2-5)）可简化为：

$$k \times t_a = t_\Delta \quad (2-6)$$

在实际电路中， t_Δ 随工况（电压、电流、温度湿度等）变化而变化，若想要闭环控制 t_a 以满足均压条件，则需引入极为复杂且成本高的运算电路，采样、运算的延时需要控制在 $1\mu s$ 以内，不利于工程应用。为了避免这一困难，特将电压均衡条件设置为：

$$k \times t_a > t_\Delta \quad (2-7)$$

因 $k \times t_a > t_\Delta$ ，放电量 $\Sigma Q_- > \Sigma Q_+$ ，电路中天然地引入一个补偿阶段，实现钳位电容

的充放电电量均衡。下面以 3 个器件串联, 1 个钳位电容放电 ($N=3, k=1$) 为例, 分析 $k \times t_a > t_\Delta$ 时如何实现钳位电容电压均衡。假设在充电阶段 (图 2.7 (b) 中黄色阴影), 主功率器件 S_1 最先关断, 钳位电容 C_{a1} 被充电, 关断异步导致的钳位电容总充电量 ΣQ_+ 如图 2.8 (a) 所示, $\Sigma Q_+ = \Delta Q_{1+}$; 在放电阶段 (图 2.8 (b) 中红色阴影), 因 v_{C1} 最高, S_{a1} 被分配放电信号 g_{a1} , 钳位电容 C_{a1} 被放电, v_{C1} 降低, S_{a2} 和 S_{a3} 未被分配到放电信号, v_{C2} 和 v_{C3} 保持不变。钳位电容总放电电量如图 2.8 (b) 所示, 等于钳位电容 C_{a1} 的放电电量, 即 $\Sigma Q_- = \Delta Q_{1-}$, 此时由于 $k \times t_a > t_\Delta$, $\Sigma Q_- > \Sigma Q_+$, 钳位电容电压之和 $v_{C1} + v_{C2} + v_{C3}$ 小于直流母线电压 V_{dc} , 那么在串联器件关断后, 存在一个补偿阶段 (图 2.7 (b) 中蓝色阴影): 辅助管的反并二极管导通, 钳位电容和寄生电容一起被充电, 钳位电容的充电量如图 2.8 (c) 所示, 各钳位电容充电电流大小相等, 因此充电量也相等。该补偿阶段一直持续至 $v_{C1} + v_{C2} + v_{C3} = V_{dc}$ 。由于 $k \times t_a > t_\Delta$, 那么放电量 $\Sigma Q_- > \Sigma Q_+$, 再结合电压自补偿的特性, 即使在极端工况下, 也可开环实现钳位电容之间的电压均衡。

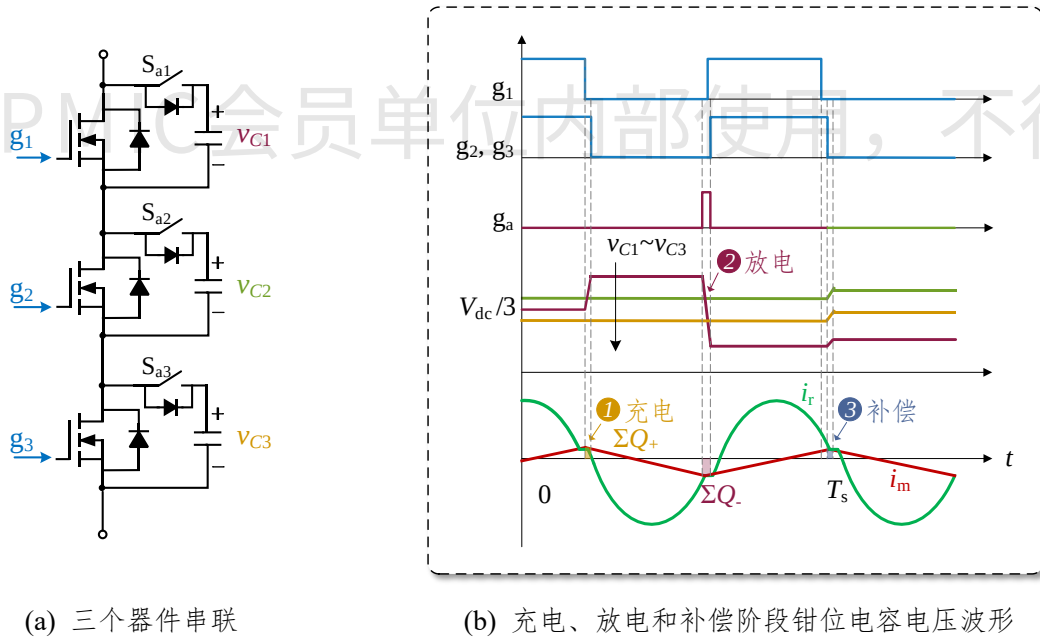


图 2.7 三个器件串联充电、放电和补偿阶段钳位电容电压波形

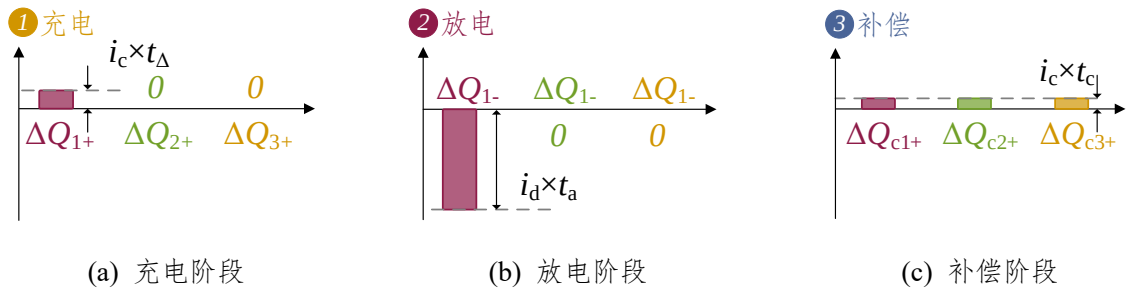


图 2.8 充电、放电和补偿阶段电量分布图

2.2.3 均压控制方法

综上所述，在谐振型直流变压器中，串联器件关断异步会给钳位电容充电，导致电容电压抬升。在功率器件开通前的死区内，开通辅助管，利用直流变压器电路中的负向电流，可以回收钳位电容积累的能量。基于该策略，图 2.9 给出了具体的钳位电容均压控制方法框图。先采样 N 个串联器件的钳位电容电压，并对电压从高到低排序，给电压较高的 k 个钳位电路分配放电信号 g_a ，在死区内开通其辅助管，回收钳位电容能量。其余辅助管不动作。该均压控制流程在每个开关周期执行一次，可以实现钳位电压的动态平衡。

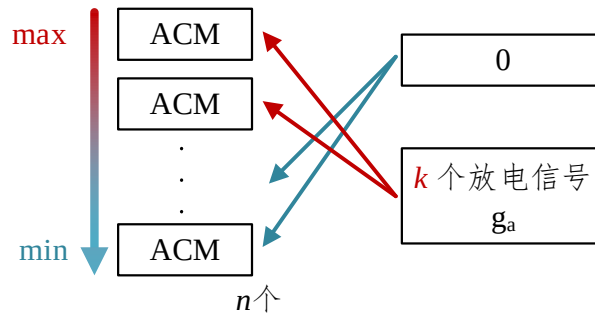


图 2.9 均压控制方法

2.3 有源钳位型均压电路小结

2.3.1 有源钳位型均压电路技术特点

有源钳位型均压电路(ACM)具备以下技术特点：不影响主功率器件的正常开关动作；均压损耗小。

1. 不影响主功率器件的正常开关动作：钳位电容电压 v_c 维持在功率器件的额定关断电压，只要功率器件不过压，钳位电路不参与功率器件的开关动作。在本文所述的直流变压器中，主功率器件仍然可以实现 ZVS-ON。

2. 均压损耗小可分为三个方面：1) 钳位电容能量被回收；2) 辅助管导通损耗小；3) 辅助管可实现 ZVS-ON。

1) 钳位电容能量回收：在死区内开通辅助管，利用电路中本身的负向电流，回收钳位电容中因开关异步积累的能量。

2) 辅助管导通损耗小：辅助管仅在死区内导通，导通时间短，导通电流为励磁电感电流 i_m 峰值 i_{mp} ，导通电流小，因此辅助管导通损耗小。

3) 辅助管可实现 ZVS-ON：在死区开始前给辅助管分配放电信号（图 2.10 (b)），此时

主功率器件处于关断状态，其两端电压 v_{ds} 等于钳位电容电压 v_C ，辅助管两端电压 v_{dsa} 近似等于 0。本文中辅助管在死区开始之前提前 100ns 开通，以确保完全实现 ZVS-ON。

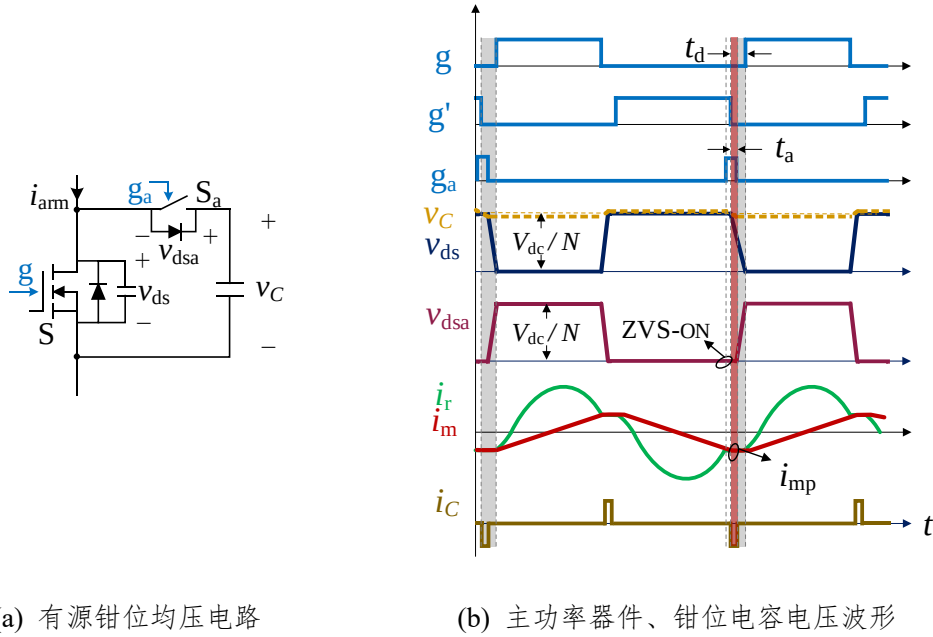


图 2.10 主功率器件及其均压电路的主要开关波形

2.3.2 有源钳位均压电路与 MMC 半桥模块的区别

仅从电路结构上看，所述有源钳位均压电路，与模块化多电平变换器（MMC）半桥的子模块电路相同，但两者存在以下区别：

1. 功能不同：MMC 子模块是处理功率的基本单元，上、下管互补导通，经过调制生成系统所需的电压；在所提方法中，下管为主功率器件，电路的能量传输均由该主功率器件处理，上管与电容构成钳位电路，保证各串联的主功率器件电压均衡。
2. 电容不同：MMC 电容用于滤除交流侧纹波，容值较大，柔直工程中电容容值常大于 10mF；所提有源钳位电路中，电容仅用于储存因开关不同步引入的额外能量，仅需要 μF 级电容。
3. 功率器件不同：MMC 子模块的上、下功率管完全相同，互补导通；而所提方法中，辅助管（即上管）仅用于钳位，并回收电容中的额外能量（因开关异步引入）。辅助管的导通时间（本文选用 500ns）小于死区时间，平均约 2 个开关周期动作一次，且能实现 ZVS-ON。因此，辅助管的容量可以远小于主管。

2.4 10kV/750V 167kW 器件串联型直流变压器参数设计

基于有源钳位均压技术，本文采用 SiC MOSFET 串联设计 10kV/750V 167kW 直流变压器。直流变压器采用双向 LLC 谐振拓扑，如图 2.11 所示，工作在谐振点以实现最高效率。

依据国家标准 GB/T 35727-2017《中低压直流配电电压导则》，直流配电低压侧电压范围在 110V~1.5kV，中压侧在 3kV~±50kV^[15]。我国交流市电为 380V，为了实现直流变压器与交流电网之间的互联，将低压侧电压等级定为 750V，以便于后续通过逆变器与 380V 交流电网互联。为兼顾中压电压等级和实验室的测试能力，将中压侧电压等级定为 10kV。10kV 电压由 12 个 1.2kV SiC MOSFET 分担，各器件额定工作电压是 833V。

下面将简介功率器件选型及其损耗、励磁电感、谐振电感和电容的参数选定。

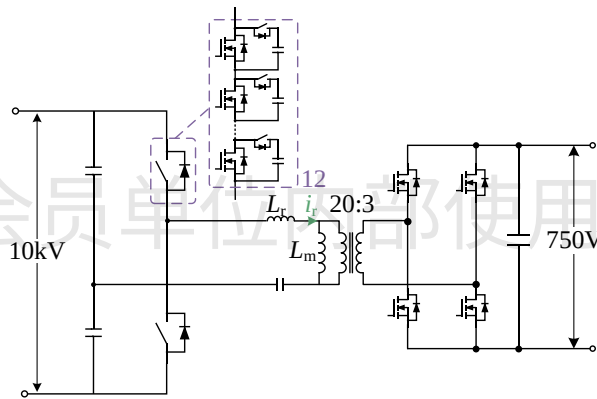


图 2.11 基于器件串联的 10kV/167kW 直流变压器

2.4.1 功率器件选型及其损耗计算

中压侧输入电压为 10kV，电压高、电流相对较小，采用半桥拓扑；低压侧输出电压为 750V，采用全桥整流以输出大电流，如图 2.11 所示。中压侧桥臂采用 12 个 1.2kV/21mΩ 的 SiC MOSFET (C3M0021120K) 串联，均压电路中辅助管选用 1.2kV/0.8Ω 的 Si MOSFET (TPB120800A)。低压侧采用两个 Semikron 半桥模块 (SKM350MB120SCH17) 连接成全桥拓扑，如图 2.11 所示。直流变压器输出功率定为 167kW，由单相扩展成三相时，输出功率可达 500kW，如图 2.12 所示。

通过 PLECS 仿真获取功率器件的损耗。将中压侧主功率器件 (C3M0021120K) 和辅助管 (TPB120800A) 的损耗模型导入 PLECS 中，获得不同功率下的器件损耗，如图 2.13 所示。即便辅助管的导通电阻为 0.8Ω，其损耗仍然远小于主功率器件损耗，在整个输出功

率范围内损耗都小于 1W。在额定功率 167kW 时，主功率器件的单管损耗为 20.28W，辅助管的损耗仅为 0.57W。因此，辅助管可选用导通电阻大、小封装的管子，本文中辅助管选用 TO263 封装 1.2kV/0.8Ω 的 Si MOSFET。

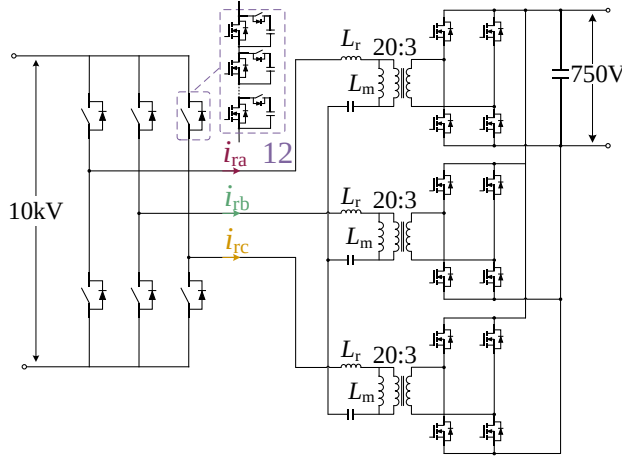


图 2.12 三相 10kV/500kW 直流变压器

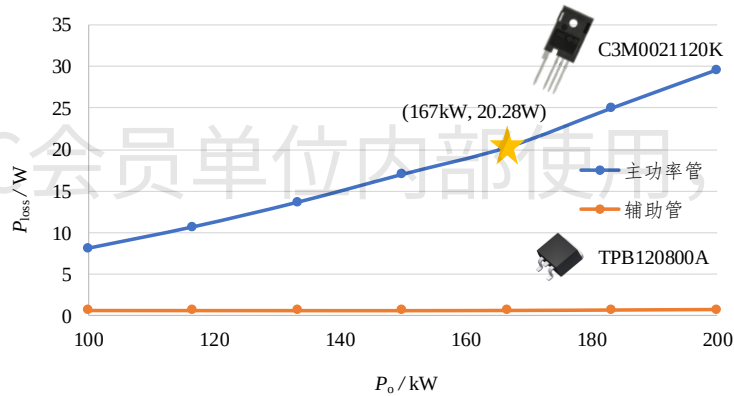


图 2.13 功率损耗与输出功率的关系曲线

2.4.2 励磁电感

器件串联型 LLC 直流变压器励磁电感的取值与传统 LLC 直流变压器相似，需要综合考虑直流变压器的增益和功率损耗。要求直流变压器在谐振频率附近的增益曲线尽可能平坦，开环工作时输出电压比较稳定。除此之外，需要确保主功率器件正常的 ZVS-ON，减小功率损耗，提高直流变压器效率。

1. 增益：直流变压器不同于直流变换器，工作于不调压模式。LLC 谐振型直流变压器定频开环工作，维持恒定的直流增益比，工作在谐振频率点时效率最高。当电路参数发生微小差异，工作频率偏离谐振频率时，要求谐振频率附近的增益曲线尽可能平坦，才可确保直流变压器的输出电压尽可能稳定^[46]。LLC 谐振电路中直流增益 $M_g(f_n)$ 的表达式如下：

$$M_g(f_n) = \frac{K \times f_n^2}{[(K+1) \times f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1) \times f_n \times Q \times K]} \quad (2-8)$$

式中，归一化频率 $f_n = f_s / f_r$ ， $K = L_m / L_r$ ，品质因数 $Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_e}$ 。谐振腔的品质因数 Q 相同时，

不同 K 值 ($K=10, 50, 100$) 下的增益曲线 $|M_g(f_n)|$ 如图 2.14 所示。当 Q 固定时， K 越大，谐振频率点附近增益曲线越平坦，因此 L_m 应在可选范围内尽可能大， L_r 应尽可能小。

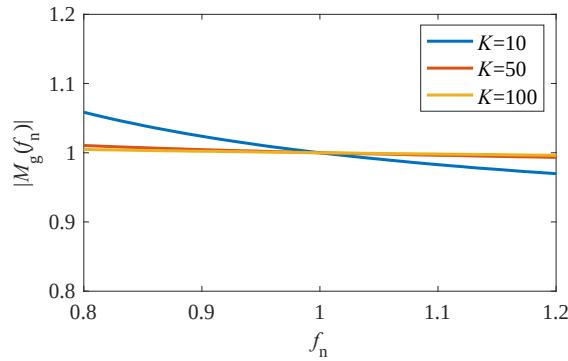


图 2.14 不同 K 值下的增益曲线

2. 功率损耗：和传统 LLC 谐振电路一样， L_m 的取值关系到串联器件能否实现 ZVS-ON。如式(2-9)所示，当 L_m 太大时，励磁电感电流峰值 i_{mp} 将很小，主功率器件寄生电容尚未放电完全，无法实现 ZVS-ON。

$$i_{mp} = \frac{V_i}{2L_m} \times \frac{T_s}{4} \quad (2-9)$$

2.2.2 节中提到死区时间 $t_d >$ 放电时间 t_a ，死区 t_d 可被划分为两个阶段：1) 放电阶段，2) ZVS-ON 阶段，下面依据这两个阶段分析主功率器件实现 ZVS-ON 时，励磁电容 L_m 需满足的条件。

1) 放电阶段 ($0 \leq t \leq t_a$)，如图 2.15 (a) 所示，谐振电流 i_r 对下桥臂的钳位电容 $C_{a1} \sim C_{ak}$ 放电，考虑到 $C_{ds} \ll C_a$ ， $t_a < t_d$ ，在放电阶段寄生电容 $C_{ds1} \sim C_{dsk}$ 及钳位电容 $C_{a1} \sim C_{ak}$ 电压近似视为不变，剩余 $N-k$ 个寄生电容电压从 $V_i \times (N-k)/N$ 降至 0，功率器件 $S_{k+1} \sim S_N$ 实现 ZVS-ON；与此同时，上桥臂被充电， N 个寄生电容等效为 C_{ds}/N ，等效寄生电容电压从 0 上升至 $V_i \times (N-k)/N$ 。该阶段上下桥臂寄生电容电量变化 ΣQ_{lmin} 为：

$$\Sigma Q_{lmin} = \frac{V_i}{N} \times C_{ds} + \frac{C_{ds}}{N} \times \frac{V_i}{N} \times (N-k) \quad (2-10)$$

此时，在 LLC 谐振直流变压器中，死区内谐振电流为 i_r 等于励磁电感电流峰值 i_{mp} ， i_{mp} 如

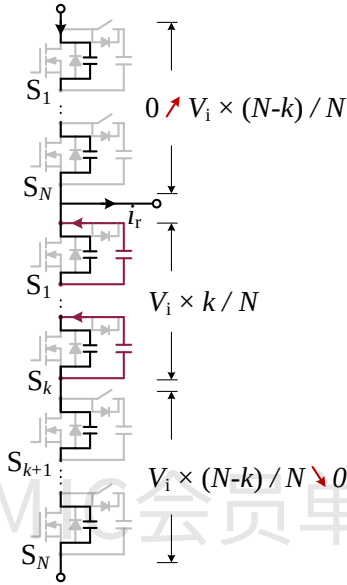
式(2-9)所示。放电 t_a 时间, 谐振电流 i_r 引起的电量变化为:

$$\Sigma Q_1 = \frac{V_i}{2L_m} \times \frac{T_s}{4} \times t_a \quad (2-11)$$

为了确保放电阶段下桥臂 $N-k$ 个主功率器件完成 ZVS-ON, 需要满足:

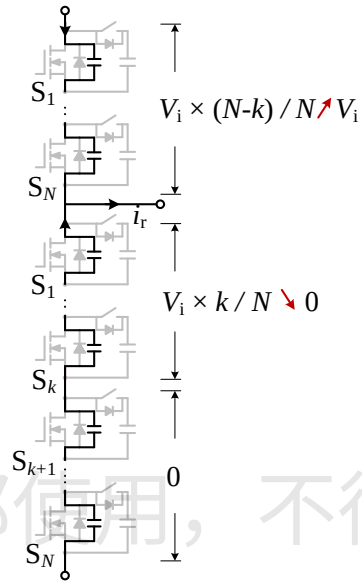
$$\Sigma Q_1 > \Sigma Q_{1min} \quad (2-12)$$

① 放电阶段



(a) 放电阶段 ($0 \leq t \leq t_a$)

② ZVS-ON



(b) ZVS-ON 阶段 ($t_a \leq t \leq t_d$)

图 2.15 放电和 ZVS-ON 阶段钳位电容电压的变化

2) ZVS-ON 阶段 ($t_a \leq t \leq t_d$), 辅助管关断, 谐振电流 i_r 继续对下桥臂 k 个寄生电容放电, 如图 2.15 (b)所示, k 个寄生电容电压从 $V_i \times (N-k)/N$ 降至 0, 功率器件 $S_1 \sim S_k$ 实现 ZVS-ON。上桥臂 N 个寄生电容继续被充电至 V_i 。该阶段下桥臂放电量与上桥臂充电量之和 ΣQ_{2min} 为:

$$\Sigma Q_{2min} = \frac{V_i}{N} \times C_{ds} + \frac{C_{ds}}{N} \times \frac{V_i}{N} \times k \quad (2-13)$$

ZVS-ON 阶段谐振电流 i_r 引起的电量变化为:

$$\Sigma Q_2 = \frac{V_i}{2L_m} \times \frac{T_s}{4} \times (t_d - t_a) \quad (2-14)$$

为了确保放电阶段下桥臂 $N-k$ 个主功率器件完成 ZVS-ON, 需要满足:

$$\Sigma Q_2 > \Sigma Q_{2min} \quad (2-15)$$

则 L_m 需满足:

$$L_m < \frac{\frac{V_i}{8} \times T_s \times (t_d - t_a)}{\frac{V_i}{N} \times C_{ds} + \frac{C_{ds}}{N} \times \frac{V_i}{N} \times k} \quad (2-16)$$

考虑到 C_{ds} 随着 v_{ds} 的增加大幅衰减, 如图 2.16 所示, 依据式(2-17)对寄生电容容值进行拟合。希望低压时主功率器件也可实现 ZVS-ON, 因此, 在输入电压 $V_i=1\text{kV}$, 器件关断电压 $v_{ds}=83\text{V}$ 时, 拟合得 $C_{ds}=800\text{pF}$ 。

$$C_{ds} = \frac{\int_0^{V_{ds}} [C_{oss}(v_{ds}) - C_{rss}(v_{ds})] dv_{ds}}{V_{ds}} \quad (2-17)$$

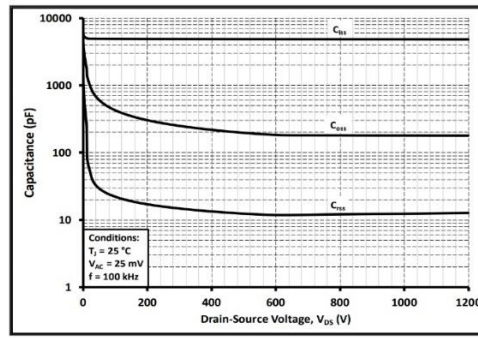


图 2.16 C_{ds} 与 v_{ds} 的关系曲线^[47]

将 $C_{ds}=800\text{pF}$ 、 $V_i=1\text{kV}$ 、 $T_s=50\mu\text{s}$ 、 $t_d=1\mu\text{s}$ 、 $t_a=500\text{ns}$ 、 $N=12$ 和 $k=6$ 代入式(2-16), 励磁电感 L_m 需满足:

$$L_m < 31\text{mH} \quad (2-18)$$

结合原副边器件数据手册^{[47][48]}, 计算不同 L_m 下原副边 MOS 管的开关损耗和导通损耗, 图 2.17 给出 MOS 管的功率损耗 P_{loss} 与 L_m 的关系曲线。当励磁电感大于 12mH 后, 曲线基本平缓, 直流变压器的功率损耗变化不大。综上所述, 励磁电感的取值需满足 $12\text{mH} < L_m < 31\text{mH}$ 。变压器由变压器厂商加工, 实际的励磁电感值为 13.45mH 。

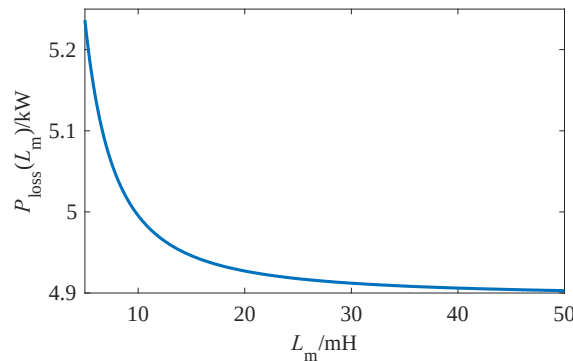


图 2.17 直流变压器功率损耗 P_{loss} 与 L_m 的关系曲线

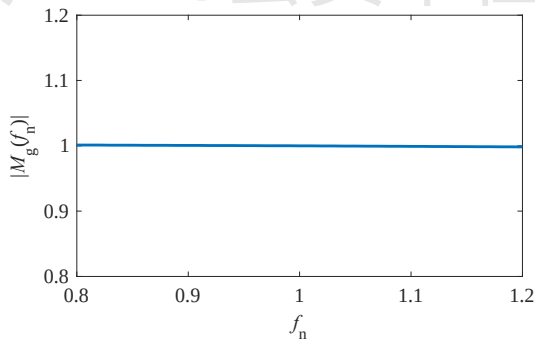
2.4.3 谐振电感

为了减小直流变压器体积，考虑用变压器漏感作为谐振电感，无需外串谐振电感。 $K=L_m/L_r$ ，上述分析中希望 K 值尽可能大，变压器漏感 L_r 尽可能小。实际加工的变压器参数如表 2.1 所示，最小漏感为 $49.12\mu\text{H}$ ，此时 $K=273$ 。谐振频率 20kHz 附近的增益曲线十分平坦，如图 2.18 (a)所示，当频率发生 $\pm 20\%$ 偏移时，增益在 $\pm 0.2\%$ 以内变化，如图 2.18 (b)局部放大图所示。直流变压器工作在谐振点附近，依据谐振频率表达式(2-19)，谐振电容选用 $1.35\mu\text{F}$ 。

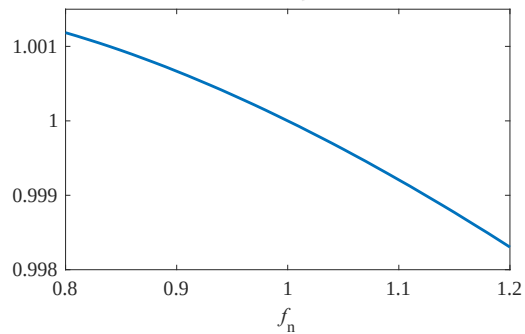
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2-19)$$

表 2.1 中压高频变压器参数

电路参数	符号	值
原边额定电压	V_p	5kV
副边额定电压	V_s	750V
励磁电感	L_m	13.45mH
漏感	L_r	49.12 μH
匝比	$n:1$	20:3



(a) 增益曲线



(b) 局部放大

图 2.18 $K=273$ 时的电压增益曲线

2.5 均压电路参数设计

直流变压器励磁电感等参数确定后，钳位电路充放电电流的大小也随之确定。依据给定的充放电电流，进行有源钳位均压电路参数设计，主要包括辅助管放电参数、钳位电容容值的选取。均压参数的设计，影响到前述均压策略能否在钳位电容的放电和补偿阶段有效进行。

2.5.1 放电参数

就本文的器件串联型 LLC 谐振 DCT 而言，为了实现功率桥臂 12 个串联器件之间的电压均衡，放电参数（放电时间 t_a 和放电个数 k ）需要满足电压均衡关系式： $k \times t_a > t_\Delta$ ，式中， t_Δ 为 12 个串联器件的总异步时间，具体的推导过程参见 2.2.2 节，这里不再赘述。通过实验测得 t_Δ ，灵活调节 t_a 和 k 满足电压均衡关系式即可。

2.5.2 钳位电容

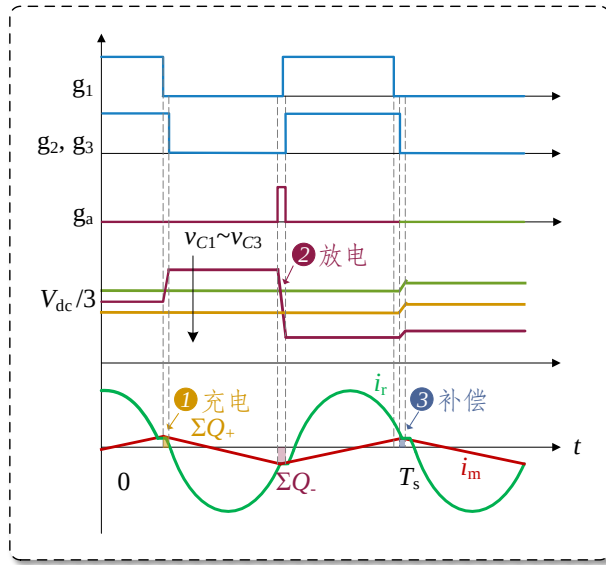
钳位电容的容值与电压纹波有着密切的关系。钳位电容取值过小时，串联器件之间的异步将造成钳位电容两端出现较大的波动。为了实现良好的钳位功能以及均压效果，钳位电容的容值应远大于主功率器件寄生电容的容值。主功率器件寄生电容的容值一般在百 pF 级，考虑挑选 μF 级电容作为钳位电容。

为计算钳位电容电压波动，根据电容充放电行为，可将电压波动划分为三个阶段，即充电、放电和补偿阶段，仍以 3 个器件串联 ($N=3$)，1 个钳位电容放电为例 ($k=1$)，来说明这三个阶段电容电压变化。

1. 充电阶段：位于主功率器件关断后的死区内（图 2.19 (a) 中黄色阴影），主功率器件 S_1 提前关断，其寄生电容 C_{ds1} 迅速被充电，两端电压不断上升，超过钳位电容电压时，辅助管反并二极管导通，正向谐振电流给钳位电容充电，如图 2.19 (b) 所示；

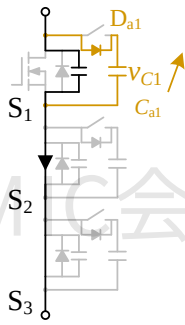
2. 放电阶段：位于主功率器件导通前的死区内（图 2.19 (a) 中红色阴影）。辅助管被分配放电信号 g_a （红色），辅助管导通，负向的谐振电流给钳位电容放电，钳位电容电压（红色）下降，如图 2.19 (b) 所示；

3. 补偿阶段：位于主功率器件关断后的死区内（图 2.19 (a) 中蓝色阴影），因 $k \times t_a > t_\Delta$ ，钳位电容放电量大于充电量，钳位电容电压之和 $v_{C1} + v_{C2} + v_{C3}$ 将低于直流母线电压 V_{dc} ，主功率器件关断后，如图 2.19 (d) 所示，辅助管的反并二极管将自动导通，正向的谐振电流将会给钳位电容充电，实现钳位电容电压的自动补偿。



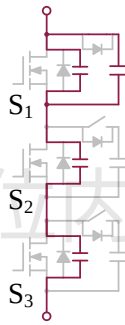
(a) 钳位电容电压变化

① 充电阶段



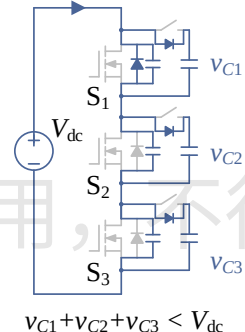
(b) 充电阶段

② 放电阶段



(c) 放电阶段

③ 补偿阶段



(d) 补偿阶段

图 2.19 (a)钳位电容电压变化以及放电、充电、补偿阶段桥臂电流的流电路径

在上述三个阶段均会造成电容电压波动。钳位电容电压达到稳态时，根据电压均衡条件 $k \times t_a > t_{\Delta}$ ，放电阶段引起的电压波动大于充电或补偿阶段引起的。因此，依据放电阶段引起的电压波动来计算电容电压纹波。放电时间为 t_a ，放电电流大小为 i_d ，放电阶段造成的电压波动 Δv 如下：

$$\Delta v = \frac{i_d \times t_a}{C_a} \quad (2-20)$$

放电阶段位于死区内，此时放电电流 i_d 等于励磁电感电流峰值 i_{mp} ，即：

$$i_d = i_{mp} \quad (2-21)$$

钳位电容电压为 v_c ，串联器件数目为 N ，直流母线电压为 $N \times v_c$ ，开关周期为 T_s ，励磁电感为 L_m ，励磁电感电流峰值 i_{mp} 为：

$$i_{mp} = \frac{N \times v_C}{2L_m} \times \frac{T_s}{4} \quad (2-22)$$

定义钳位电容电压纹波系数为 $\Delta v\% = \Delta v/v_C$ ，则有如下关系式：

$$\Delta v\% = \frac{N \times t_a}{2L_m \times C_a} \times \frac{T_s}{4} \quad (2-23)$$

放电时间一定时，合适的 C_a 可将电容电压纹波系数 $\Delta v\%$ 控制在一定范围内。同一容值、电压等级的电容中，贴片陶瓷电容（MLCC）在体积方面具有明显优势，但 MLCC 存在直流偏压特性：在 MLCC 两侧施加直流偏置电压后，其容量会出现衰减。本文选用 KEMET 公司 $0.1\mu\text{F}/1000\text{V}$ 的贴片陶瓷电容（C1812C104KDRACAUTO），其容值变化系数 m 与直流电压幅值 V_{dc} 的关系曲线如图 2.20 所示。

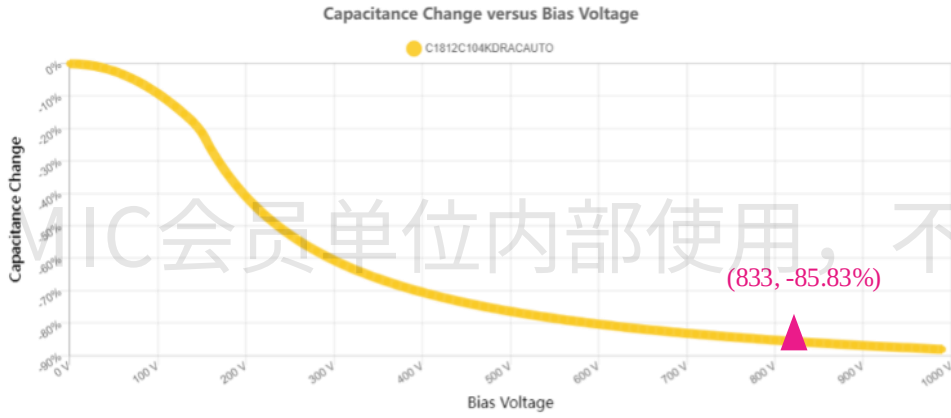


图 2.20 容值变化系数 m 与直流电压幅值 V_{dc} 的关系曲线^[44]

该电容应用于额定电压 833V 的场合，由图 2.20 可知此电压下容值衰减了 85.83%，即此时 $0.1\mu\text{F}$ 的电容衰减至 14.17nF 。基于上述 MLCC 直流偏压特性，可以对钳位电容容值进行修正，电容实际值为： $(1-m) \times C_a$ 。进而将 $\Delta v\%$ 与 C_a 的表达式修正为：

$$\Delta v\% = \frac{N \times t_a}{2L_m \times (1-m) \times C_a} \times \frac{T_s}{4} \quad (2-24)$$

励磁电感 L_m 为 13.45mH ，钳位电容电压 v_C 为 833V ，开关周期为 $50\mu\text{s}$ ，单个桥臂串联器件数目 $N=12$ ，代入式(2-21)和(2-22)得 i_d 为 4.64A 。 t_a 取 500ns ，代入式(2-24)，图 2.21 给出直流偏压 833V 时，钳位电容电压纹波系数与电容容值的关系曲线。在综合考虑直流偏压特性和电压纹波大小的情况下，选择 21 个 $0.1\mu\text{F}$ 陶瓷贴片电容并联，其体积仅为 0.52cm^3 ，此时钳位电容在 833V 偏置电压下容值为 $0.3\mu\text{F}$ ，电压纹波系数较小，为 0.94% ，钳位电容

电压一致性较好。

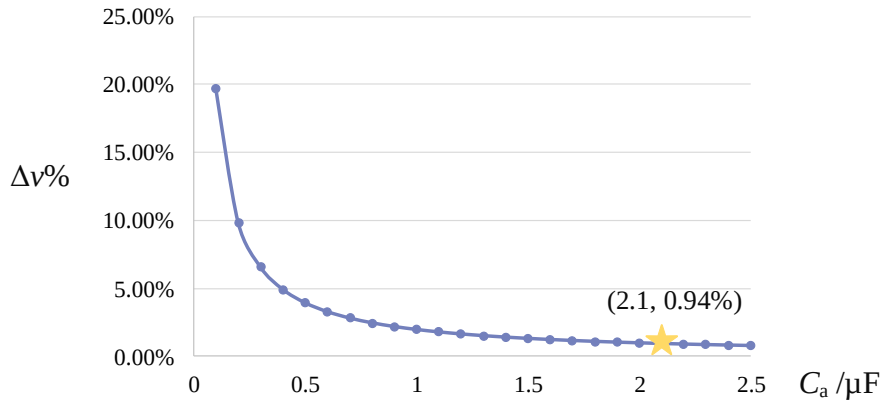


图 2.21 钳位电容电压纹波系数与容值的关系曲线

2.6 仿真验证

为验证本章设计的直流变压器的可行性，基于图 2.11 所示的电路拓扑，在 PLECS 仿真平台中搭建器件串联型 LLC 谐振直流变压器，输入电压 V_i 为 10kV，输出电压 V_o 为 750V，额定输出功率 P_o 为 167kW。每个桥臂由 12 个功率器件串联而成 ($N=12$)，直流变压器开环工作在谐振频率点，开关频率 f_s 为 20kHz，死区时间 t_d 取 1μs，钳位电容放电时间 t_a 取 500ns，放电个数 k 为 6，详细参数如表 2.2 所示。

表 2.2 直流变压器主要仿真参数

电路参数	符号	值
输入电压	V_i	10kV
输出电压	V_o	750V
输出功率	P_o	167kW
输入电容	C_i	45.8μF
输出电容	C_o	1100μF
各桥臂功率器件个数	N	12
谐振电感	L_r	49.12μH
谐振电容	C_r	1.3μF
励磁电感	L_m	13.45mH
变压器匝比	$n:1$	20:3
开关频率	f_s	20kHz
死区时间	t_d	1μs
放电时间	t_a	500ns
放电个数	k	6
钳位电容容值（额定电压 833V 下）	C_a	0.3μF

为验证 2.4.2 节中励磁电感的参数设计，在输入电压 1kV 和 10kV 下观测钳位电路波

形。如图 2.22 (b)的局部放大图所示, 主功率器件导通前的死区内, 钳位电容被选中放电 500ns, 该阶段主功率器件两端电压不变。在辅助管关断后, 1kV 输入电压下, 串联主功率器件的关断电压为 83V, 其寄生电容经过 364ns, 放电完全, 如图 2.22 所示; 10kV 输入电压下, 串联器件的关断电压为 833V, 寄生电容经过 140ns, 放电完全, 如图 2.23 所示。因此, 励磁电感为 13.45mH 时, 高压和低压输入下, 串联器件的 ZVS-ON 均不受影响, 设计符合要求。

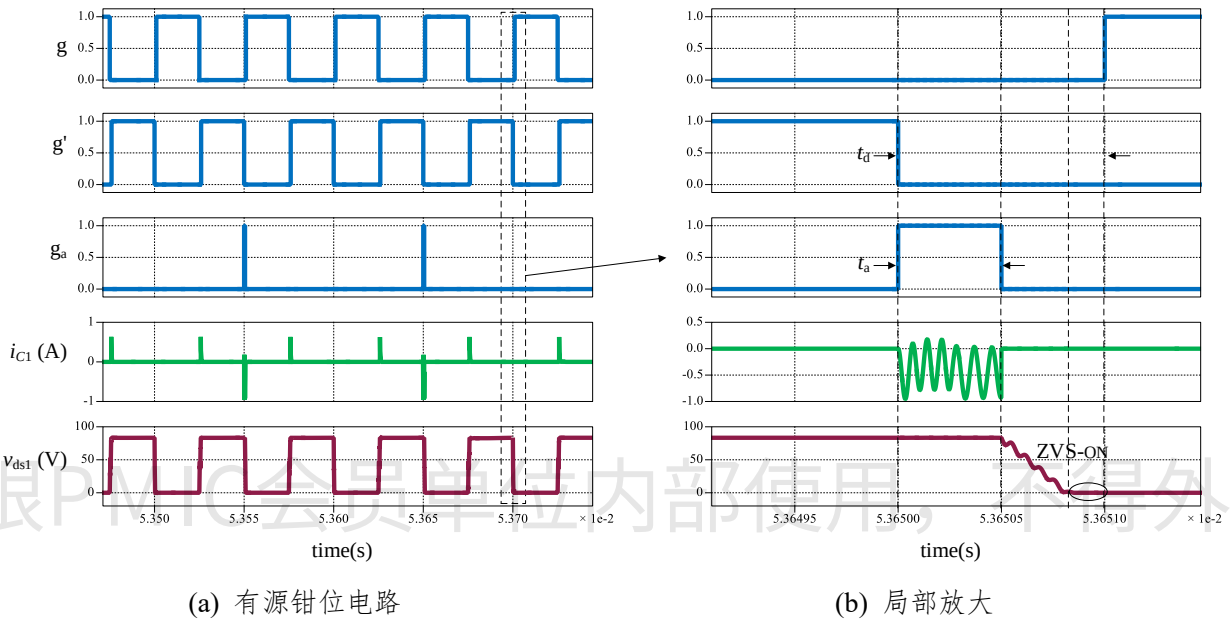


图 2.22 输入电压 1kV 有源钳位电路仿真波形

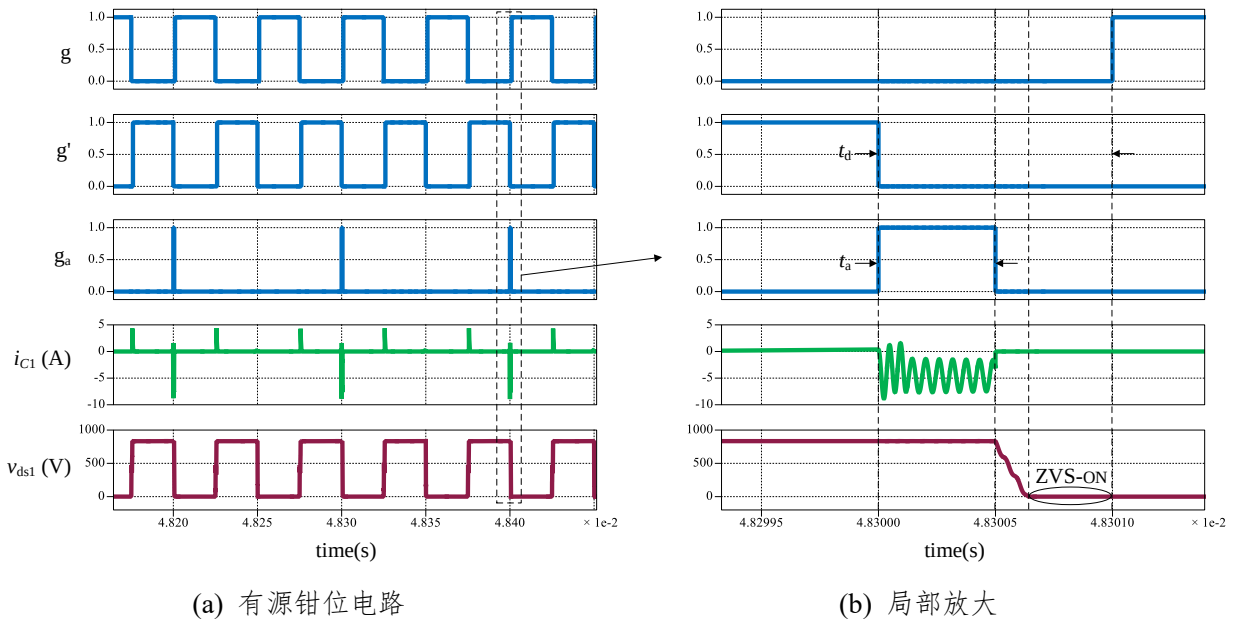


图 2.23 输入电压 10kV 有源钳位电路仿真波形

直流变压器的励磁电感远大于谐振电感，增益曲线在谐振频率附近较为平坦，即便因参数容差导致开关频率与谐振频率偏移，输出电压仍能十分接近额定电压。在仿真中设置谐振腔参数存在 $\pm 5\%$ 的偏差，观测整流桥输出电压。图 2.24 给出开关频率为 20kHz，谐振频率为 18.61、19.54 和 20.57kHz 时，整流桥输出电压波形，对应的输出电压 v_{o1} 、 v_{o2} 和 v_{o3} 分别为 743.89V、744.68 和 745.04V。当开关频率偏离谐振频率 $\pm 5\%$ 时，电压偏差较小，约为 0.1%，符合预期设计。需要说明的是，输出电压均低于理论值 750V，这是因为仿真模型中考虑了线路阻抗、主功率器件的导通电阻及整流桥的导通压降。

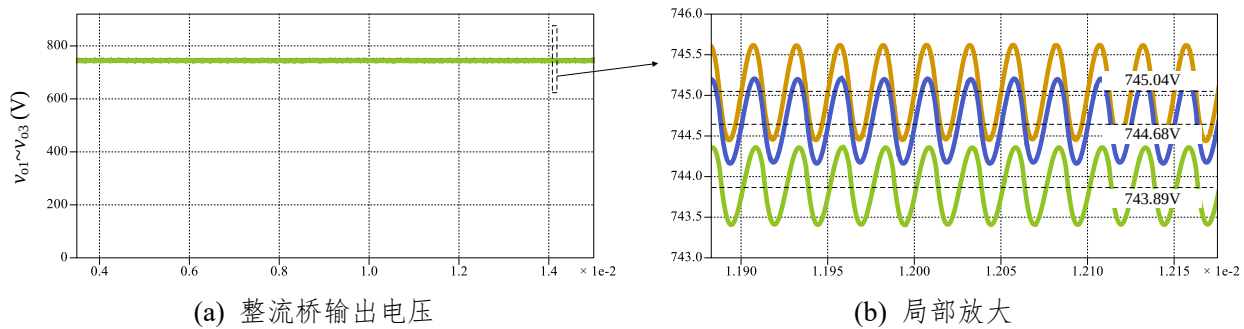


图 2.24 谐振频率 18.61、19.54 和 20.57kHz 时整流桥输入电压波形

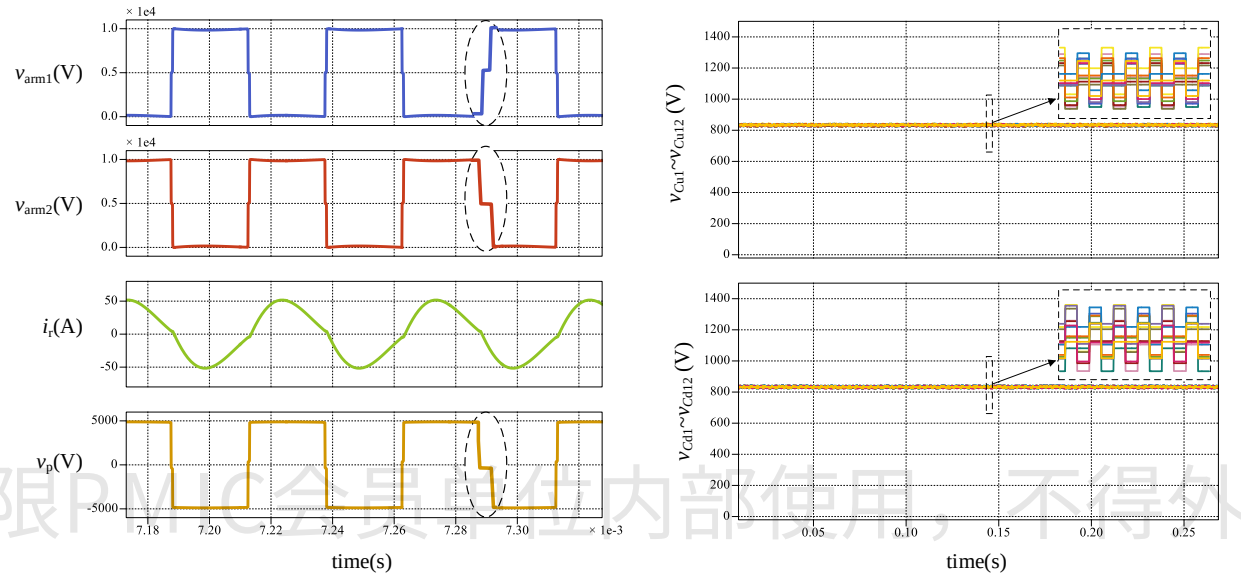
为模拟实际电路中串联器件之间的异步，上桥臂总异步时间 $t_{\Delta 1}$ 设为 225ns，下桥臂总异步时间 $t_{\Delta 2}$ 设为 900ns，放电时间 $t_a=500\text{ns}$ ，放电个数 $k=6$ ，那么 $k \times t_a=3\mu\text{s}$ ， $k \times t_a \gg t_{\Delta 1}$ ，且 $k \times t_a \gg t_{\Delta 2}$ ，满足电压均衡条件。图 2.25 (b) 仿真波形中，钳位电容实现了电压均衡，放电和补偿阶段有序进行。死区内由于钳位电容的插入，上下桥臂均呈现三电平阶梯波，中间电平的幅值与放电个数相关，阶梯波下降沿中间电平为 $k \times V_i/N$ ，阶梯波上升沿中间电平为 $(N-k) \times V_i/N$ 。仿真中 $k=N/2$ ，阶梯波的中间电平为 $V_i/2$ ，如图 2.25 (a) 所示。

图 2.26 是考虑钳位电容在 0.31 μF 附近存在 $\pm 20\%$ 波动时，电容电压稳态仿真波形。根据仿真结果列出钳位电容电压的纹波系数，如表 2.3 所示。即使容值存在明显偏差，钳位电容电压纹波系数基本在 1% 以内。图 2.26 的稳态波形可以看出，电容电压实现了良好的均衡，均稳定在 833V 附近。放大的波形中，上桥臂钳位电容最大压差为 9.1V，下桥臂最大为 8.8V，电容之间的电压不均衡度小于 5%，符合设计要求。

表 2.3 钳位电容容值及其纹波系数

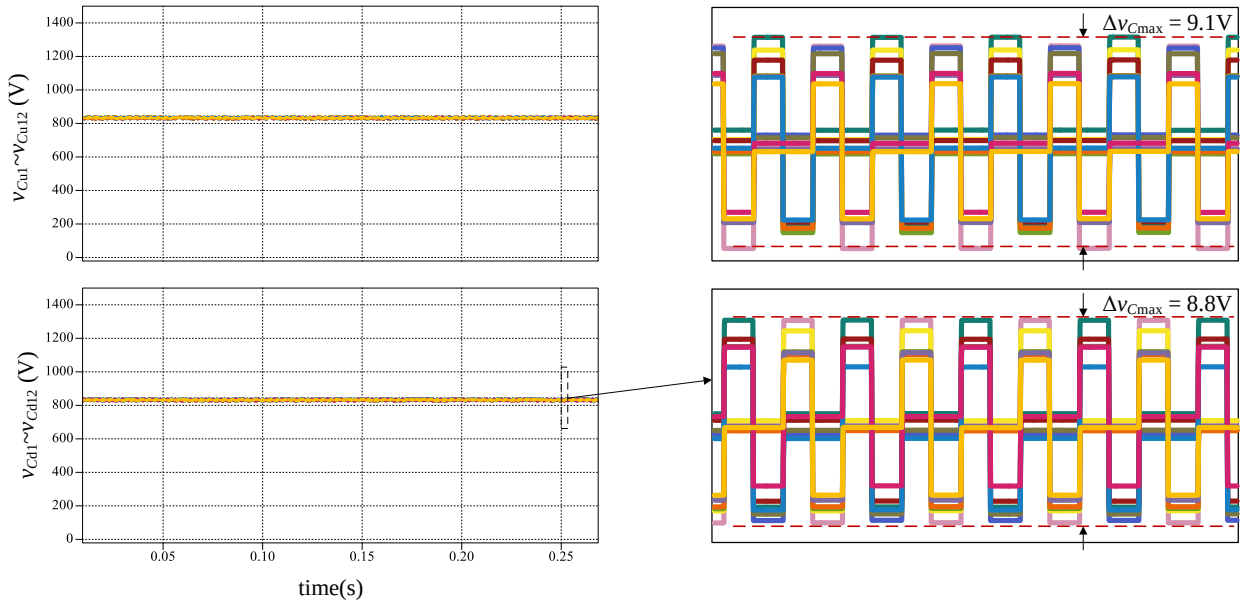
钳位电容	容值/ μF	钳位电容电压纹波系数
C_{a1}	0.24	1.05%
C_{a2}	0.26	0.97%
C_{a3}	0.27	0.93%

C_{a4}	0.28	0.90%
C_{a5}	0.29	0.87%
C_{a6}	0.3	0.84%
C_{a7}	0.31	0.81%
C_{a8}	0.32	0.79%
C_{a9}	0.33	0.76%
C_{a10}	0.34	0.74%
C_{a11}	0.35	0.72%
C_{a12}	0.36	0.70%



(a) 上下桥臂电压、变压器原边电压、谐振电流 (b) 上下桥臂钳位电容电压

图 2.25 直流变压器稳态仿真波形



(a) 上下桥臂钳位电容电压 (b) 局部放大

图 2.26 考虑±20%容值差异时的稳态仿真波形

2.7 本章小结

本文运用了有源钳位均压电路实现串联器件的动静态电压均衡，在功率器件两端并联由辅助管和钳位电容构成的钳位电路，将串联器件电压均衡问题转化为钳位电容电压均衡。具体介绍了钳位电容的放电策略、均压方法，并分析钳位电容的充放电阶段，推导钳位电容电压均衡条件，引入补偿阶段，开环实现钳位电容电压均衡。对直流变压器参数（励磁电感、谐振电感等）以及有源钳位电路的关键参数（放电时间、钳位电容容值等）进行了设计，并通过仿真验证直流变压器的参数设计，观察均压效果以及钳位电容电压纹波，均符合设计要求，仿真结果表明死区内由于钳位电容的插入，桥臂电压呈现阶梯波，降低了器件开关过程中的 dv/dt 。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第3章 基于器件串联模组的中压直流变压器

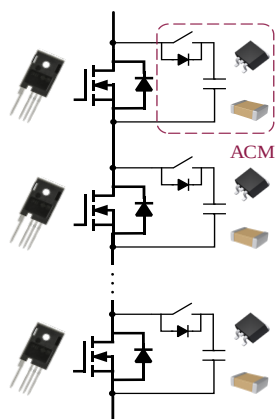
3.1 引言

本章首先运用集成封装技术设计并制作了串联器件模组,模组内部包含功率电路(6个串联的功率器件及其对应的有源钳位均压电路)、驱动采样电路和控制电路。接下来开展了器件串联模组的热设计和热测试。基于上述器件串联模组,搭建直流变压器实验平台,功率桥臂由单个模组扩展至2个模组串联,完成均压和模组扩展性测试。

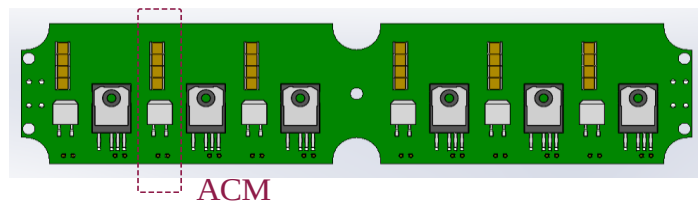
3.2 器件串联模组

3.2.1 功率电路

串联模组的功率部分包含6个串联器件及其对应的有源钳位均压电路(ACM)。均压电路包括辅助管和钳位电容,如图3.1(a)所示。单个器件串联模组耐压为7.2kV,额定工作在5kV,拟将串联模组用于10kV/167kW直流变压器中。电路的能量传输均由串联的主功率器件处理,主功率器件选择Cree公司的1.2kV/21m Ω SiC MOSFET(C3M0021120K)。辅助管选用紫光微的1.2kV/0.8 Ω Si MOSFET(TPB120800A),具体的器件选取过程参见2.4.1节。钳位电容选取C1812封装、2.1 μ F的贴片陶瓷电容(21 $\times$ 0.1 μ F),体积仅为0.52cm³,电容容值的选取过程参见2.5.2节,这里不再赘述。上述主功率器件、辅助管和钳位电容构成模组的功率电路,功率电路的结构和PCB如图3.1所示。



(a) 模组电路结构



(b) PCB

图 3.1 串联模组功率电路

3.2.2 驱动采样电路

为了减小模组体积、提高功率密度,将驱动和采样电路集成在同一块PCB上,图3.2

给出驱动采样电路的 PCB 及三维图。驱动电路负责分配主功率器件和辅助管的驱动信号，采样电路负责采样钳位电容电压。采样电路由分压电阻、运算放大器、AD 采样和数字隔离构成，如图 3.3 所示。功率侧钳位电容电压经由电阻分压，转化为低压信号，再经运算放大处理，送至 AD 采样芯片，模数转化后传给数字隔离。驱动功率侧和数字侧之间以及数字隔离芯片的功率侧和数字侧之间设置隔离带，如图 3.2 (a)白色虚线所示，确保驱动和采样的安全可靠运行。

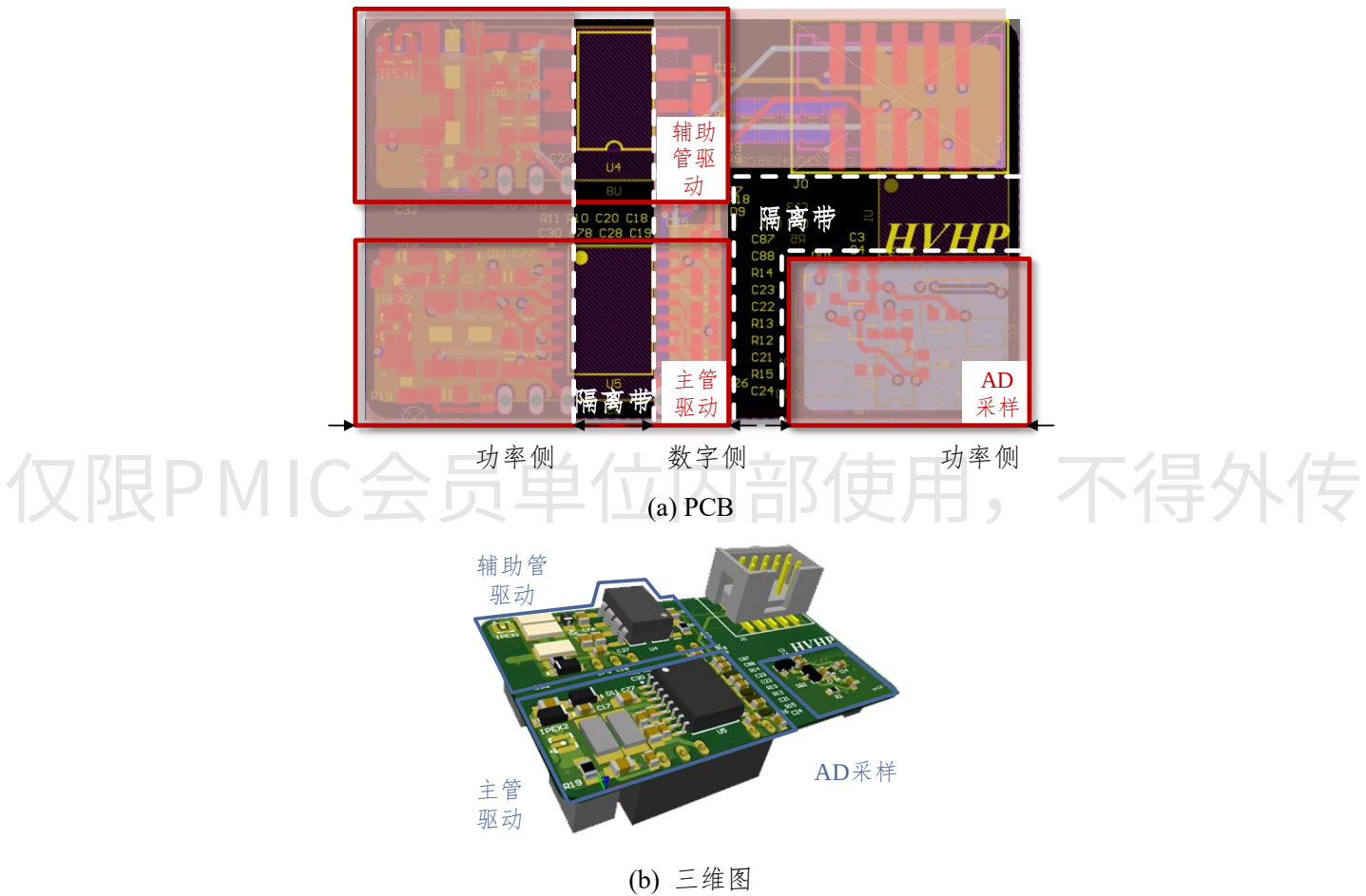


图 3.2 串联模组驱动和采样电路

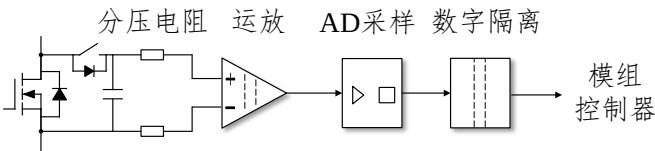


图 3.3 采样电路框图

将模组应用于中压直流变压器中，模组额定工作在 5kV，绝缘应力主要由驱动芯片承受。为了降低驱动芯片所需承受的绝缘应力，考虑将模组中点与控制电路的地连接在一起，如图 3.4 所示。下面分析驱动芯片需要承受的电压。

当模组位于上桥臂，且处于导通状态时，模组内部串联器件均可视为等电位，等于正功率端 V_{dc} 的电位，即+5kV，那么驱动芯片功率侧电位近似为+5kV。此时控制电路因与模组中点相连，其电位也为+5kV，驱动芯片数字侧电位也可视为+5kV。驱动芯片两侧电压近似于0。

当模组位于上桥臂，且处于关断状态时，模组内第一个串联器件的电位为+5kV，第6个串联器件的电位为0，模组中点电位为+2.5kV，那么第一个辅助管的驱动芯片功率侧的电位为+5kV，数字侧的电位为+2.5kV，两侧所需承受的绝缘电压为2.5kV。同样地，第6主管的驱动芯片也需承受2.5kV的绝缘电压，而其他器件的驱动芯片承受的绝缘压力相对较小。

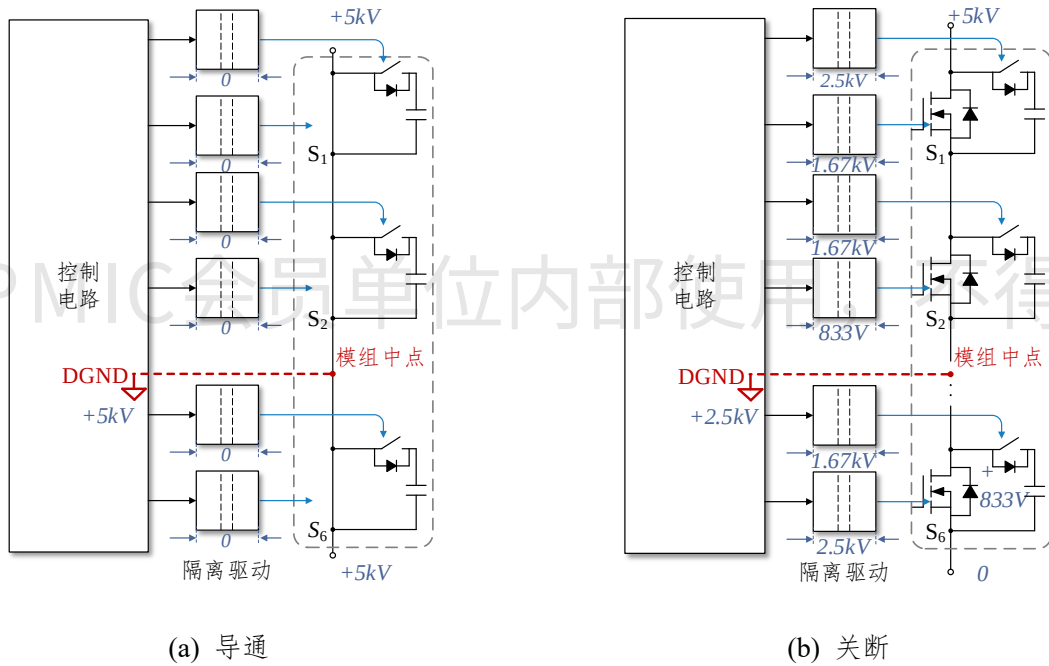


图 3.4 模组位于上桥臂处于导通和关断状态时，驱动芯片电位分布

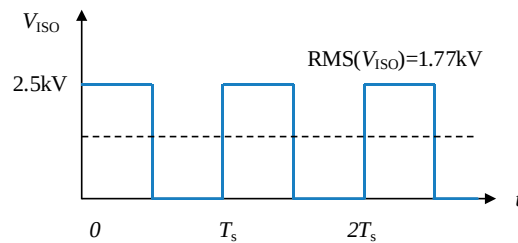


图 3.5 驱动芯片需承受的绝缘电压

模组位于下桥臂时，可进行同样分析，处于导通状态时，驱动芯片两侧电压为0；处于关断状态时，驱动芯片两侧电压最高为2.5kV。综合上述分析，在模组在开关动作过程中，驱动芯片两端电位差变化如图3.5所示，为0至+2.5kV变化的两电平方波，呈现开关

周期性变化，其有效值为 1.77kV。本文选用 TI 的驱动芯片 ucc21750-q1，数据手册给出驱动芯片寿命与电压的关系曲线，如图 3.6 所示，电压有效值小于 1.8kV 时，驱动芯片均处于安全工作区，满足设计要求。采样电路也可做类似分析，这里不再赘述。

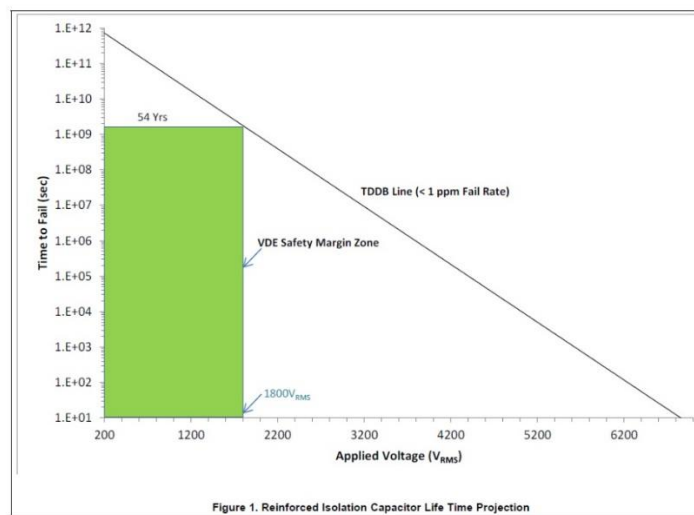


图 3.6 驱动芯片寿命与电压的关系曲线[45]

3.2.3 控制电路

控制电路主要负责钳位电容电压排序以及主功率器件和辅助管驱动信号的分配，具体的控制构架如图 3.7 所示。模组控制器与中央控制器之间采用光纤通信。模组控制器同时管理 6 个串联器件及其对应的均压电路，在每个开关周期内采样 6 个钳位电容电压，根据电压、电流值判断模组当前状态，并将电压值以及模组状态发送至中央控制器。中央控制器依据模组状态、桥臂电流、输入电压等信息，判断直流变压器系统是否正常工作，若系统工作异常，及时开启保护；若工作正常，对电容电压进行排序，并根据排序结果分配辅助管的驱动信号 g_a 。模组控制器接收到中央控制器返回的数据，生成 6 个主功率器件的驱动信号 g 和对应辅助管的驱动信号 g_a 。

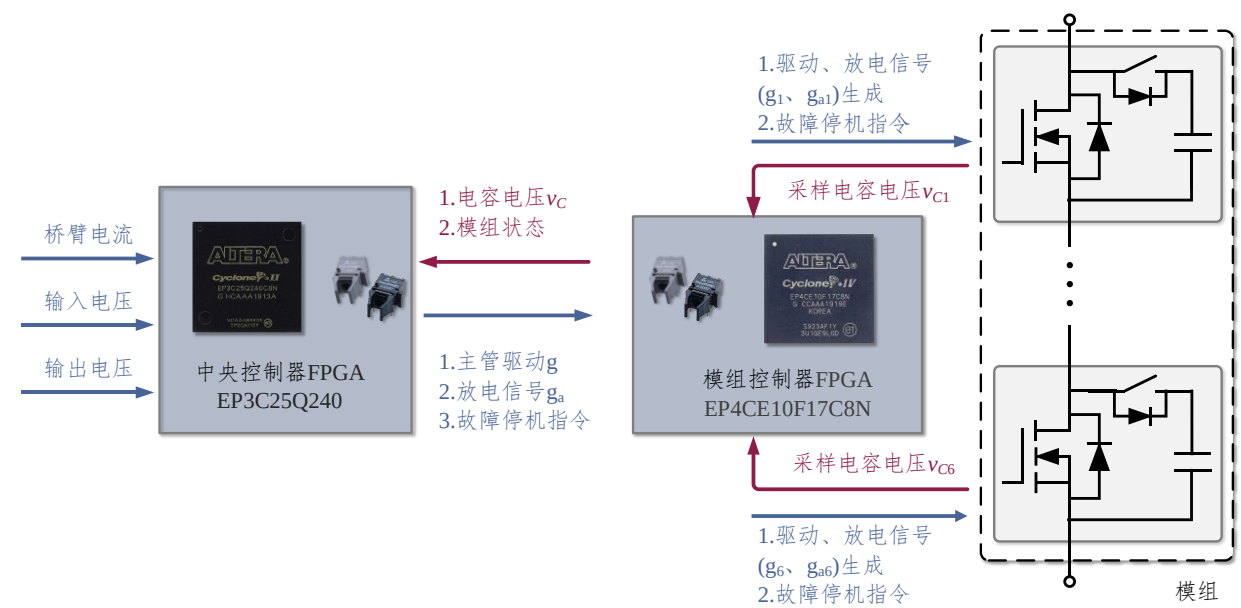


图 3.7 控制电路构架

3.2.4 器件串联模组

上述功率、驱动采样、控制电路通过接插件电连接在一起，其中，功率电路位于最底层，控制电路位于顶层，如图 3.8 所示。6 个串联器件置于功率电路 PCB 的背面，串联器件的漏极金属与双面覆铜氧化铝陶瓷基板焊接在一起，可增强器件的散热能力。陶瓷基板厚 1.2mm，击穿场强为 10kV/mm，满足串联器件之间的绝缘要求。将上述部件封装在 3D 打印外壳内部，组成一个器件串联模组，模组内部填充硅凝胶，提高绝缘性能，模组的长宽高分别为 284mm、88mm、58.2mm，三维图和实物如图 3.9 所示，模组的等效器件参数见表 3.1。

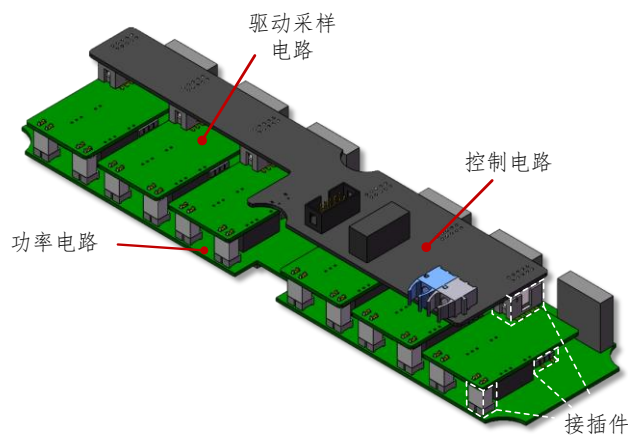


图 3.8 功率电路与串联器件、铜基板的连接

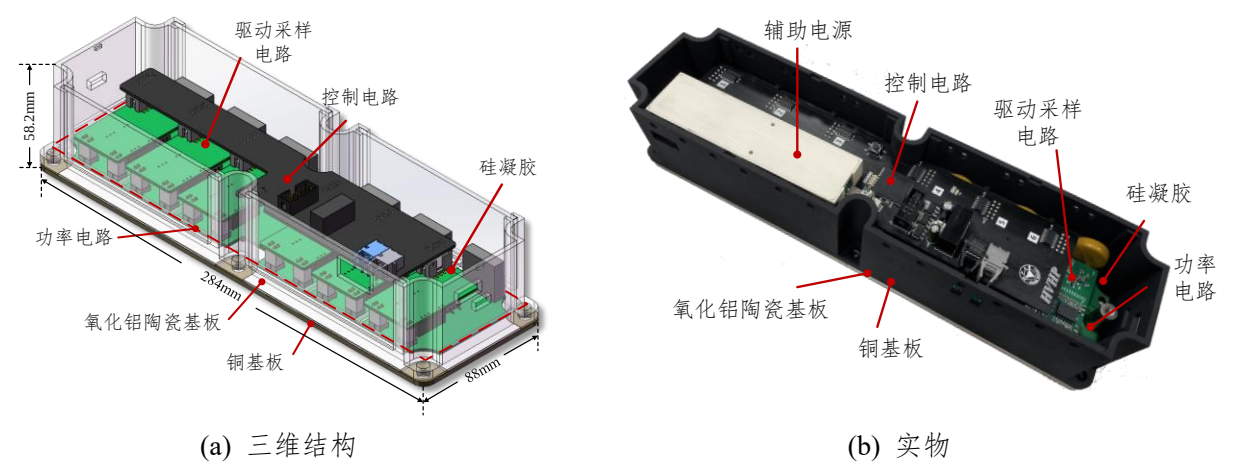


图 3.9 器件串联模组

表 3.1 模组等效器件参数

等效参数	符号	值
耐压	V_{dsmax}	7.2kV
连续导通电流	I_D	75A
导通电阻	R_{ds_on}	$6\times 21m\Omega$

基于上述器件串联模组，三相 10kV/500kW 器件串联型直流变压器中压侧的 72 个功率器件可集成封装成两层功率抽屉。如图 3.10 所示，功率抽屉的长宽高分别为 67.5cm、45cm 和 13.5cm，每层功率抽屉包含 6 个串联模组，构成 ABC 三相的上（下）桥臂，大幅提高直流变压器的功率密度。

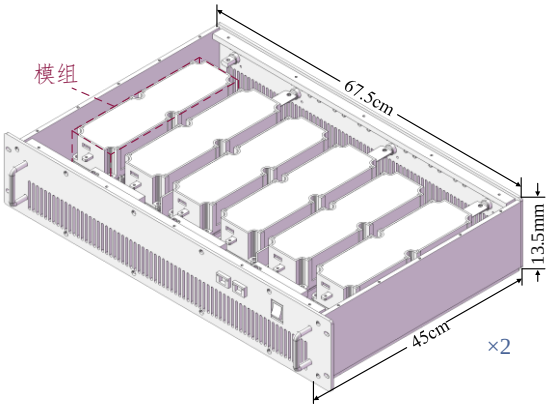


图 3.10 10kV 直流变压器功率抽屉的三维结构

3.2.5 模组热设计

将器件串联模组应用于 2.4 节设计的 10kV/167kW 直流变压器中，满载工作时，串联器件的单管损耗为 20.28W。基于这一损耗，在 ANSYS icepak 中对模组进行了散热设计。搭建如图 3.11 所示的热仿真模型，用长方体薄片来简化热源，薄片尺寸与 TO247 外围尺

寸一致。热源正下方依次设有双面覆铜氧化铝陶瓷基板、铜基板和散热器。陶瓷基板用以实现串联器件之间的绝缘，铜基板起到机械支撑和散热的作用，散热器进一步增强模组的散热能力。散热器如图 3.12 所示，具体尺寸见表 3.2。铜基板与散热器之间填充导热硅脂以减小热阻。

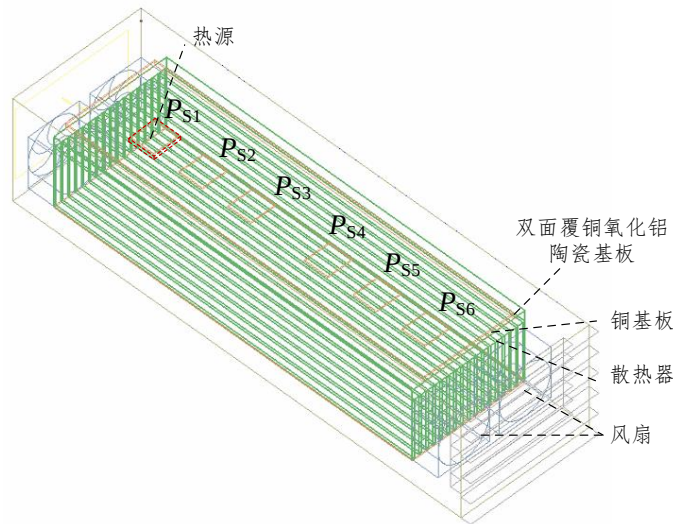


图 3.11 散热器热仿真模型

散热器采用强迫风冷散热，其高度为 54.3mm，宽度为 88mm，在常规的轴流风扇中挑选高度、宽度和厚度分别为 40mm、40mm 和 20mm 的风扇较为适宜。考虑到单个模组需配备 4 个风扇，数目较多，因此单个风扇的功率不宜太大，挑选功率为 1W 左右的风扇。4 个风扇两两并排放置在散热器短边。基于上述原则，选用轴流风扇 1608VL-05W-B40-B00。

单个热源热损耗设为 20.28W，环境温度设为 25℃，将风扇（1608VL-05W-B40-B00）的流速曲线导入 icepak，四面设置挡板模拟其工作在样机功率层抽屉中。风冷采取散热器短边吹风的方式，铜基板厚度将影响到整体的均热效果。铜基板过厚，均热效果良好，但耗材过多、模组功率密度（W/kg）偏低；而铜基板过薄，则均热效果不佳，如图 3.13 所示，因此根据不同厚度铜基板的热仿真结果确定其最佳厚度。在其他条件控制不变的情况下，仅改变铜基板厚度，厚度为 1~5mm 的热仿真结果如图 3.14 所示。可以看出铜基板较薄（1mm）时，均热效果不好，芯片中最高与最低的温差较大，为 4.72℃，当铜基板厚度 $\geq 3\text{mm}$ 时，均热效果基本稳定。选用 3mm 厚铜基板，可确保散热均匀，提高整个模组的寿命以及可靠性，避免串联器件中某个器件因长期处于过热状态，进而发生参数退化。

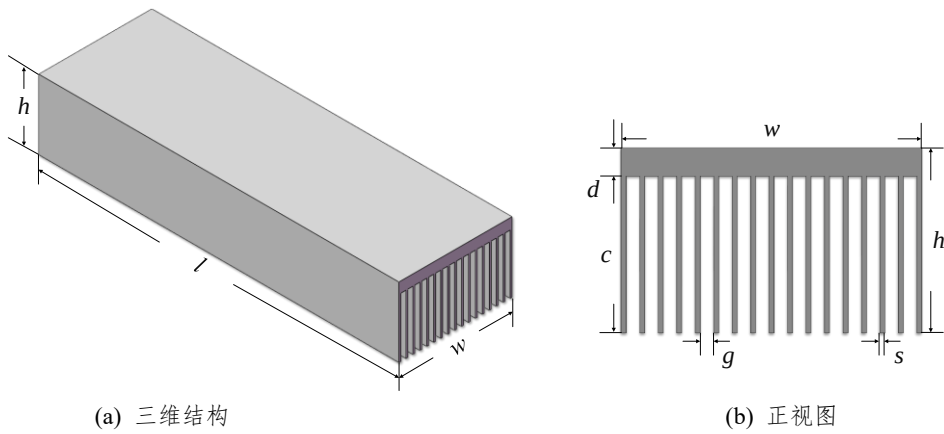


图 3.12 散热器

表 3.2 散热器参数

散热器参数	符号	值
长	l	280mm
宽	w	88mm
高	h	54.3mm
基板厚度	d	8.3mm
翅片厚度	s	1.5mm
翅片高度	c	46mm
翅片间隙	g	3.9mm
散热器材料	Al	Al6063-T5

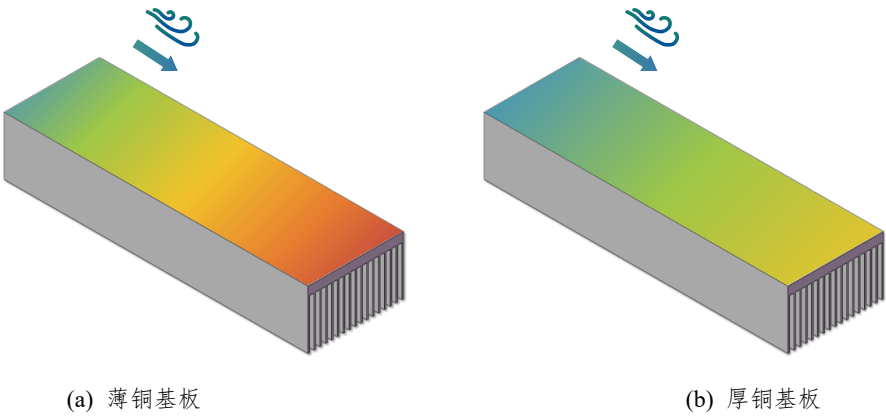


图 3.13 铜基板厚度不同时散热器表面的温度云图

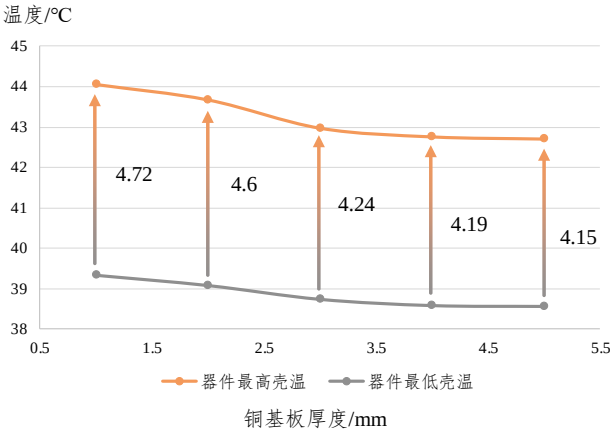


图 3.14 不同铜基板厚度下器件最高/低壳温

最终热仿真结果如图 3.15 所示，左侧风速云图中，风扇平均风速在 3m/s，右侧温度云图中，功率器件最高壳温 T_{c6} 为 43.0℃，最低壳温 T_{c1} 为 38.7℃，最大温差为 4.3℃；功率器件对应的铜基板侧壁的最高温度 T_{cu6} 为 39.3℃，最低温度 T_{cu1} 为 34.8℃。6 个功率器件的壳温 T_c 、对应铜基板侧壁的温度 T_{cu} 以及二者之间的温差 ΔT 详见表 3.3。

表 3.3 功率器件的壳温、对应铜基板侧壁的温度以及二者之间的温差

功率器件	壳温 $T_c / ^\circ\text{C}$	铜侧壁温度 $T_{cu} / ^\circ\text{C}$	温差 $\Delta T / ^\circ\text{C}$
S_1	38.73	34.8	3.93
S_2	39.93	36.13	3.8
S_3	40.67	36.95	3.72
S_4	42.09	38.37	3.72
S_5	42.83	39.14	3.69
S_6	42.97	39.32	3.65

为计算模组的结温，建立模组及其散热器的热模型，如图 3.16 所示。以串联器件 S_1 为例， P_{S1} 为 S_1 满载损耗， T_{j1} 为 S_1 的结温， R_{jc} 为 S_1 结到壳的热阻， R_{chl} 为 S_1 壳到散热器的热阻， S_1 的壳与散热器之间经由氧化铝陶瓷基板和铜基板，铜基板与散热器之间填充导热硅脂， R_{ha} 为散热器与环境之间的热阻。根据热模型，计算功率器件的结温 $T_{ji}(i=1,2,\dots,6)$ ：

$$T_{ji} = T_{ci} + R_{jc} \times P_{Si} \quad (3-1)$$

参考功率器件（C3M0021120K）的结到壳的热阻 $R_{jc}=0.32^\circ\text{C}/\text{W}$ ，计算得功率器件最高结温 T_{j6} 为 49.5℃，最低结温 T_{j1} 为 45.2℃。

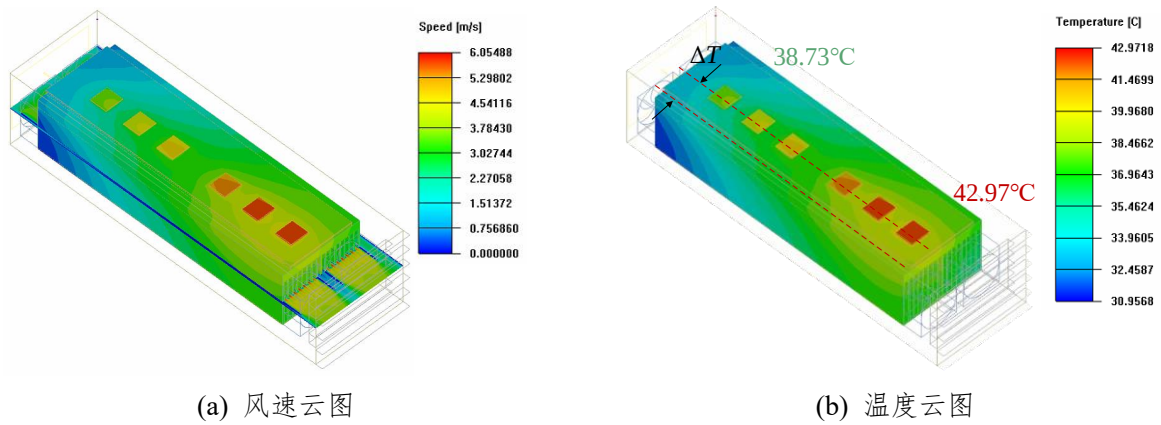


图 3.15 散热器热仿真

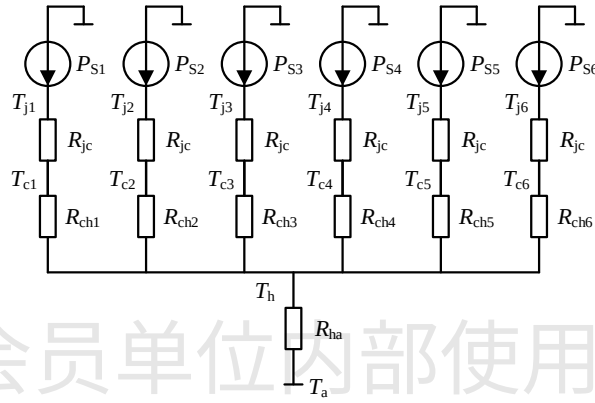


图 3.16 模组与散热器的热模型

接下来进行模组的散热测试，搭建了如图 3.17 所示的热测试电路来模拟额定功率下模组内部主功率器件的发热，在模组 M_1 的功率端子 M_+ 和 M_- 之间加一负向电压，模组 M_1 包含 6 个串联器件 $S_1 \sim S_6$ ， $S_1 \sim S_6$ 的反并二极管 $D_1 \sim D_6$ 的正向导通压降为 v_{SDi} ($i=1,2,\dots,6$)，导通电流为 i_S 。单管损耗 P_{Si} 可计为：

$$P_{Si} = v_{SDi} \times i_S \quad (3-2)$$

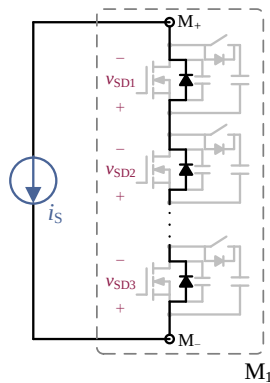


图 3.17 热测试电路原理图

表 3.4 热测试电路主要参数

电路参数	符号	值
导通电流	i_S	8.75A
二极管正向导通压降	v_{SDi}	2.4V
单管损耗	P_{Si}	21W

图 3.18 (a)中给出热测试电路的实物图，模组采用风冷的散热方式，置于散热器的正上方，散热器短边侧各放置一组风扇，一组风扇内部包括两个并排放置的风扇，一组风扇吹风，另一组抽风，箭头方向为风向。测得每个二极管的 v_{SD} 均为 2.4V，此时增大 i_S ，在 i_S 达到 8.75A 时，二极管的损耗 P_S 为 21W，近似等于主功率器件的最大损耗。基于这一电压电流条件下，通过热成像仪观测模组温度表面变化，60min 后模组温度不再上升，考虑到器件封装在模组内部，无法直接测量器件壳温，通过热成像仪观测串联器件对应位置的铜基板侧壁温度。记录 $S_1\sim S_6$ 对应的铜基板侧壁的温度数据，如图 3.18 (b)所示。 $S_1\sim S_3$ 下方铜基板温度基本一致， $S_3\sim S_6$ 下方铜基板温度基本呈递增趋势， S_1 位于进风口，温度为 45.5℃， S_6 位于出风口，由于热场的叠加作用， S_6 下方铜基板侧壁的温度最高，为 52.1℃。最大温差为 6.6℃。

结合功率器件壳温与铜基板侧壁温度差(图 3.15)，可以推算得此时最高壳温为 56℃，再根据热阻模型（图 3.16），计算得最高结温为 62.7℃，小于 70℃，符合设计要求。

对比实验和仿真的结果，进风口到出风口的温度变化趋势基本一致，但实验测得各个位置的温度均高于仿真结果。首先，实测功率 21W 略大于理论功率 20.28W；其次，因模组体积大于一般功率模块，铜基板在实际的焊接过程中，发生翘曲，导致铜基板和散热器接触不充分，之间存在 1mm 的空隙，即使填充导热硅脂也无法保证完全接触。

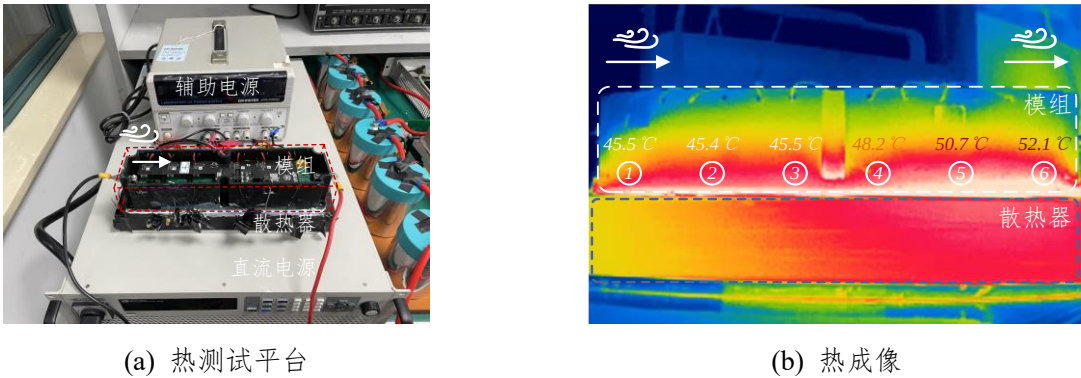


图 3.18 热测试@单管损耗 20.28W

3.3 实验验证

为验证本文所提出的器件串联模组在直流变压器中的应用效果，搭建了如图 3.19 所示的实验样机，电路拓扑与图 2.11 一致，输入侧采用半桥结构，每个功率桥臂由器件串联模组构成，输出侧采用全桥二极管整流，该样机的主要工作参数如表 3.5 所示。

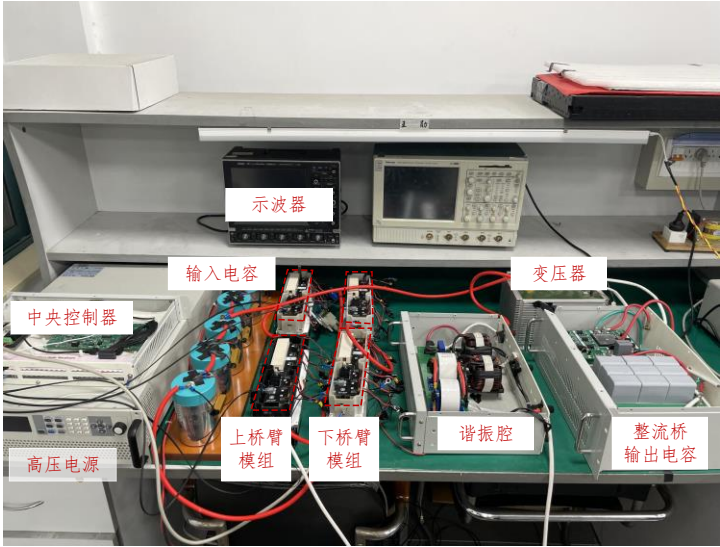


图 3.19 器件串联型直流变压器实验平台

表 3.5 实验样机主要参数

电路参数	符号	值
输入电压范围	V_i	0~2kV
输出电压	V_o	0~500V
输出功率	P_o	0~16.67kW
各桥臂功率器件个数	N	6
放电个数	k	3
谐振电感	L_r	120μH
谐振电容	C_r	1.6μF
励磁电感	L_m	5mH
变压器匝比	$n:1$	2:1
开关频率	f_s	10kHz
死区时间	t_d	1μs
放电时间	t_a	500ns
钳位电容容值	C_a	2.1μF
输入电容	C_i	91μF
输出电容	C_o	720μF

3.3.1 放电时间实验验证

根据 2.2.2 节中的分析可知，要想实现钳位电容电压均衡，需要使总放电时间 $k \times t_a$ 大于

异步时间 t_{Δ} 。为了选定合适的放电时间 t_a ，首先，通过实验测得串联器件之间的固有异步时间 t_{Δ} 。具体做法是在异步时间 t_{Δ} 的基础上，让某个器件提前关断 t_{ah} ，通过二分法不断缩减放电时间 t_a ，来获取电容电压维持均衡的临界放电时间 t_a ，从而得到串联器件固有异步时间 t_{Δ} 。此时若仍要维持电压均衡，均衡条件可修正为：

$$k \times t_a > t_{\Delta} + t_{ah} \quad (3-3)$$

输入电压 1200V，6 个串联器件 ($N=6$) 中挑选电压最高的钳位电容进行放电 ($k=1$)，人为控制第 6 个串联器件 (S_6) 提前关断 25ns ($t_{ah}=25ns$)。放电时间 t_a 从 600ns 依次二分递减，直至 150ns 时，钳位电容电压仍维持均衡。该实验表明系统固有异步时间 $t_{\Delta} < 125ns$ ；当 t_a 取 75ns、输入电压为 600V 时，钳位电容电压之间出现明显不均衡，如图 3.20 (a) 所示，据此可推断 $t_{\Delta} > 50ns$ 。从上述测试中，可以发现 6 个串联器件的固有异步时间 t_{Δ} 大于 50ns 小于 125ns，进一步将放电时间调整为 125ns 和 100ns，发现 $t_a=100ns$ 即可实现钳位电容之间的电压均衡，如图 3.20 (b) 所示，钳位电容之间的电压不均衡度 $< 5\%$ 。基于以上实验，推测串联器件之间的固有异步时间满足：

$$50ns < t_{\Delta} < 75ns \quad (3-4)$$

采用该区间内的上限值 75ns 来估测异步时间 t_{Δ} 。

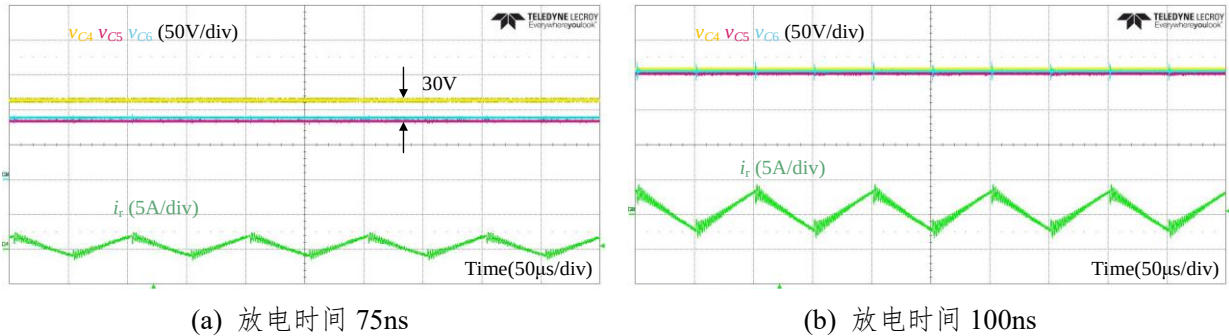
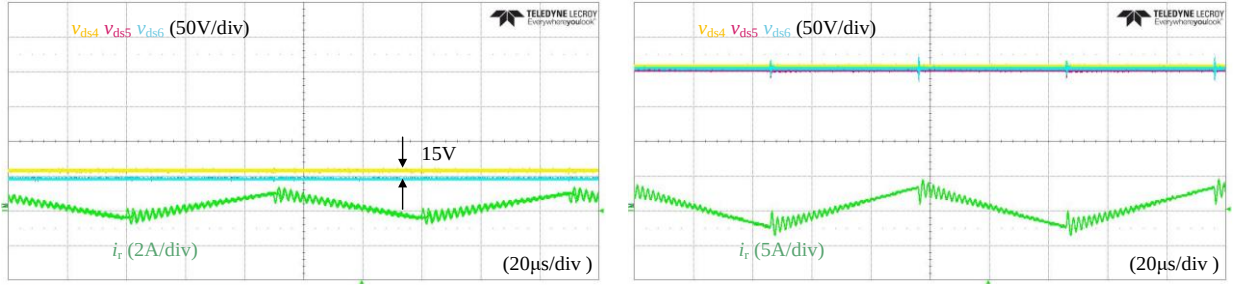


图 3.20 S_6 提前关断 25ns，钳位电容放电 75ns 和 100ns 对应的电压波形

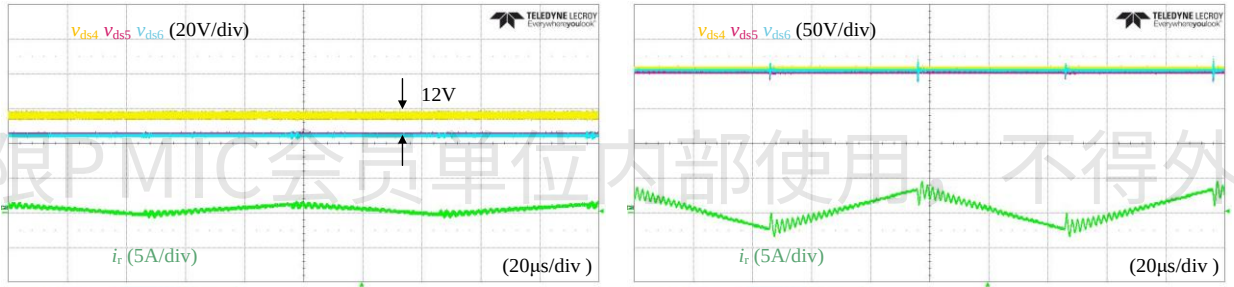
考虑到该均压策略有可能应用到器件参数差异较大的电路中，人为地增大关断异步时间来模拟这一应用场景。控制第 6 个串联器件提前关断 50ns 和 75ns，重复上述实验。如图 3.21 所示， S_6 提前关断 50ns，放电时间取 100ns 时，300V 输入电压下，钳位电容无法实现电压均衡，而将放电时间延长至 125ns 时，1200V 输入电压下，仍能实现电压均衡。与此类似的是，图 3.22 中 S_6 提前关断 75ns 时，150ns 的放电时间足以实现电压均衡。该实验进一步地核验了器件之间的固有异步时间 t_{Δ} 可用 75ns 来估测，同时也可说明均压条

件 ($k \times t_a > t_\Delta$) 对器件参数差异的敏感度低, 若器件之间存在较大程度的差异, 通过适当地增加放电时间和放电个数仍能实现串联器件之间的电压均衡。为保证均压的可靠性, 灵活调节 k 和 t_a 的取值, 只要满足 $k \times t_a > t_\Delta$, 钳位电容最终将达到均衡状态。在本文的 LLC 谐振型直流变压器中, 放电时间 t_a 取 500ns, 放电个数 k 取 3, $k \times t_a \gg t_\Delta$, 以确保各种工况下都能实现电压均衡。



(a) 放电时间 100ns

(b) 放电时间 125ns

图 3.21 S_6 提前关断 50ns, 钳位电容放电 100ns 和 125ns 对应的电压波形

(a) 放电时间 125ns

(b) 放电时间 150ns

图 3.22 S_6 提前关断 75ns, 钳位电容放电 125ns 和 150ns 对应的电压波形

在选定的放电时间 $t_a=500\text{ns}$ 下进行实验, 放电个数 k 设为 1, 前述实验测得的固有异步时间 $t_\Delta=75\text{ns}$, 此时 $k \times t_a \gg t_\Delta$ 。图 3.23 给出两个开关周期内辅助管驱动信号、主管电压、钳位电容电压、谐振电流的波形。由于电容电压波动较小, 为更直观反映其变化, 电容电压通道采用 AC 耦合的方式测量。主功率器件导通前的死区内, 如图 3.23 红虚线框所示, 辅助管 S_{a6} 被分配放电信号, 钳位电容电压 v_{C6} 下降。主功率器件关断后, 如图 3.23 黑虚线框所示, 钳位电容电压 v_{C6} 出现微小的抬升, 说明此时钳位电容电压之和 $v_{C1}+v_{C2}+\dots+v_{C6}$ 小于直流母线电压 V_{dc} , 出现电压补偿过程。

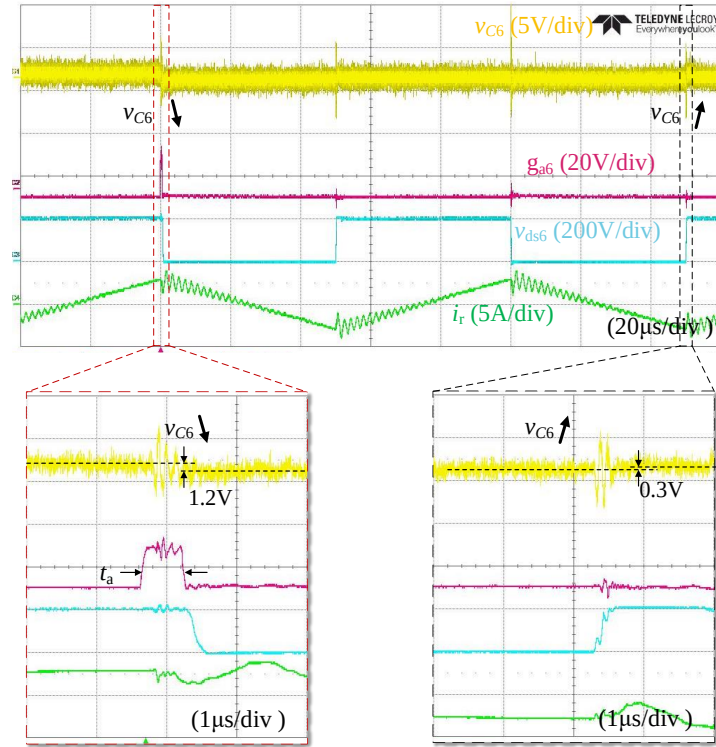


图 3.23 放电和补偿阶段

3.3.2 电容电压纹波实验验证

依据 2.5.2 节中钳位电容电压纹波与电容容值的关系式，在确定钳位电容容值后，放电时间作为可控量将影响钳位电容纹波的大小，为了进一步验证二者之间的关系，进行了如下的测试。输入电压为 1200V，6 个器件串联 ($N=6$)，钳位电容为 $2.1\mu\text{F}$ ，此时每个钳位电容两端的电压为 200V，根据 2.5.2 节中直流偏置电压对容值的影响，计算出此时电容实际值约为 $1.26\mu\text{F}$ ，放电时长 t_a 依次设为 125ns、250ns 和 500ns。图 3.24 的实验波形给出在三种放电时长下钳位电容电压的波动，可以看到钳位电容电压波动均很小。根据 2.5.2 节中的电容电压纹波计算表达式，在 125ns、250ns 以及 500ns 时，电容电压波动理论值分别为 0.3V、0.6V 和 1.19V，实验测得电压波动分别为 0.2V、0.56V 和 1.2V，实测值与理论值基本一致。随着放电时长的增大，钳位电容电压的波动线性增大，与 2.5.2 节中的式(2-23)相符。

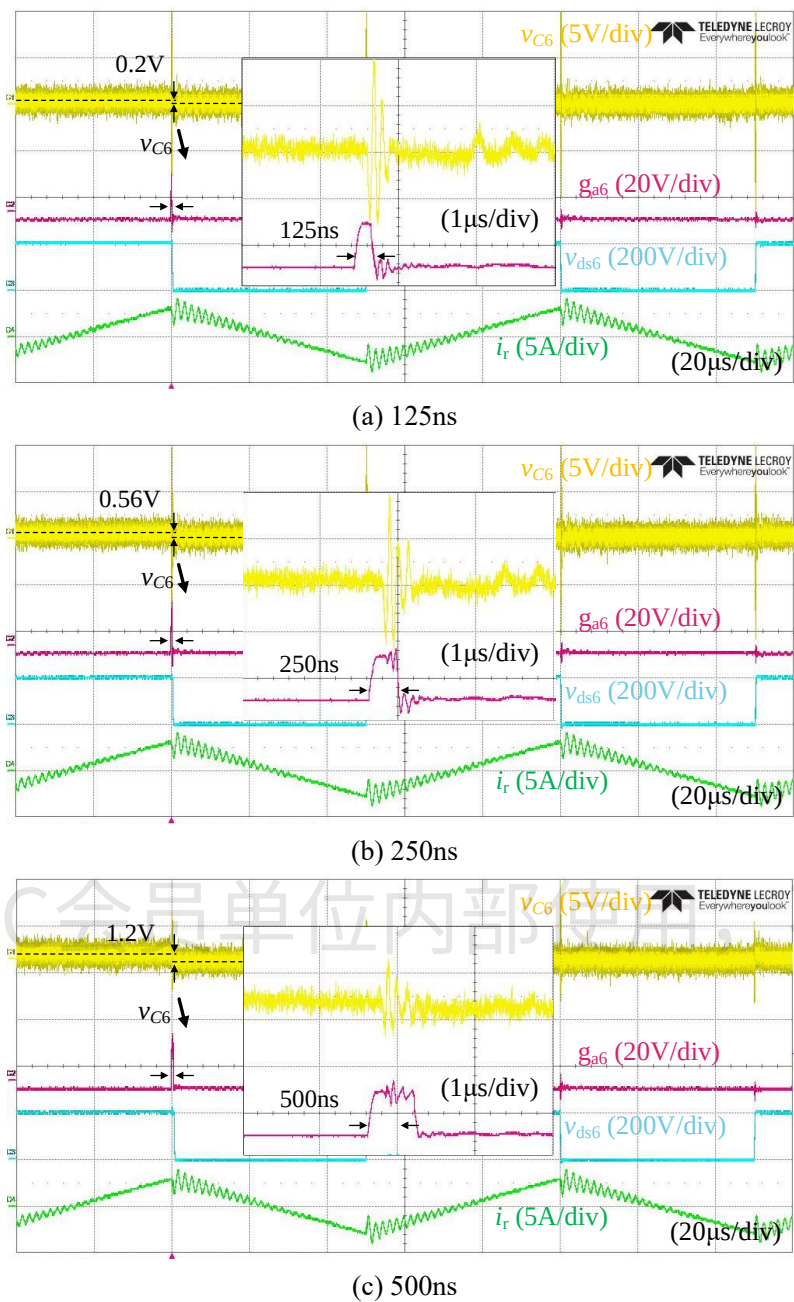


图 3.24 不同放电时长下钳位电容电压纹波

3.3.3 模组 5kV 均压实验

在 LLC 谐振型直流变压器中，不同负载条件下谐振电流 i_r 的波形如图 3.25 所示。负载变化时，死区充/放电电流基本不变，均近似等于励磁电流峰值，可以任选一种负载条件来验证均压效果，这里选用空载工况来进行验证。原 LLC 谐振拓扑可简化为图 3.26 (a) 所示的半桥结构，桥臂中点接感性负载，感性负载为励磁电感 L_m 。该简化的电路拓扑用于测试额定电压 5kV 下模组的均压效果。

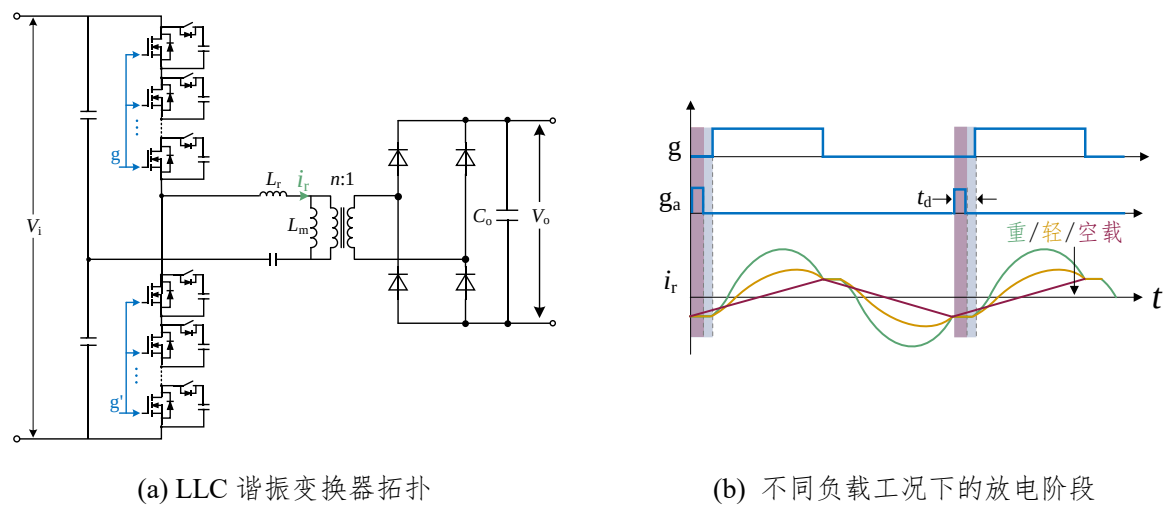


图 3.25 不同负载工况下 LLC 谐振电流

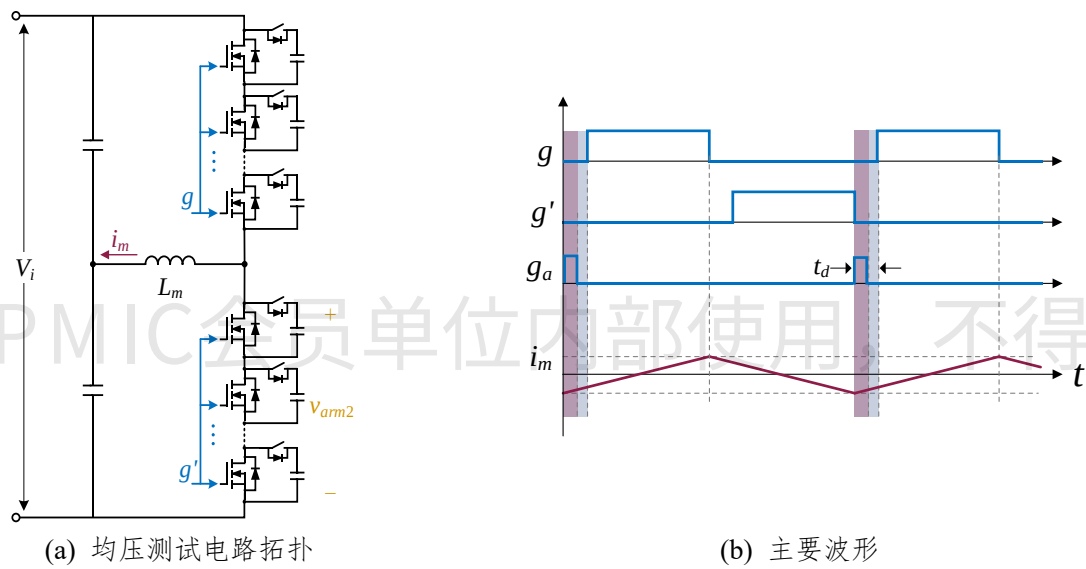


图 3.26 均压测试电路

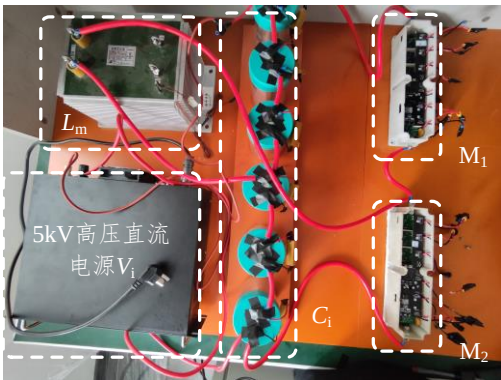


图 3.27 测试电路实物

表 3.6 测试电路主要参数

电路参数	符号	值
输入电压	V_i	10kV

输入电容	C_i	91 μ F
励磁电感	L_m	5mH
开关频率	f_s	10kHz
死区时间	t_d	1 μ s
单个桥臂模组数目	M	1
各桥臂功率器件个数	N	6
放电时间	t_a	500ns
放电个数	k	3/4
钳位电容容值（额定电压 833V 下）	C_a	0.3 μ F

测试电路的主要参数如表 3.6 所示。上下桥臂各包含一个器件串联模组（6 个串联器件）。依据 2.2.2 节中的放电策略，一个开关周期内上/下桥臂主管驱动 g 与 g' ，以及上桥臂辅助管驱动 g_a （辅助管被选中放电）的波形见图 3.28 (a)。死区时间 t_d 为 1 μ s，辅助管提前导通 150ns，放电时间 t_a 为 700ns， $t_a < t_d$ 。当 $t_a=700$ ns 时，辅助管已在主管导通前完成关断，主管和辅助管不会直通。

输入电压从 0 上升至 5kV 过程中，观测钳位电容、串联器件和模组电压波形。图 3.28 (b)给出输入电压 1.7kV 时，上下桥臂电压 v_{arm1} 、 v_{arm2} 和谐振电流 i_r 的波形。钳位电容放电个数为 4，在放电阶段 ($0 \leq t \leq t_a$)，桥臂电压 v_{arm1} 从 V_i 降低至 $2V_i/3$ ，在 ZVS-ON 阶段 ($t_a < t \leq t_d - t_a$)， v_{arm1} 继续降低至 0，功率器件仍然保持零电压开通。在死区 ($0 \leq t \leq t_d$) 内构成阶梯波，降低桥臂的 dv/dt 。

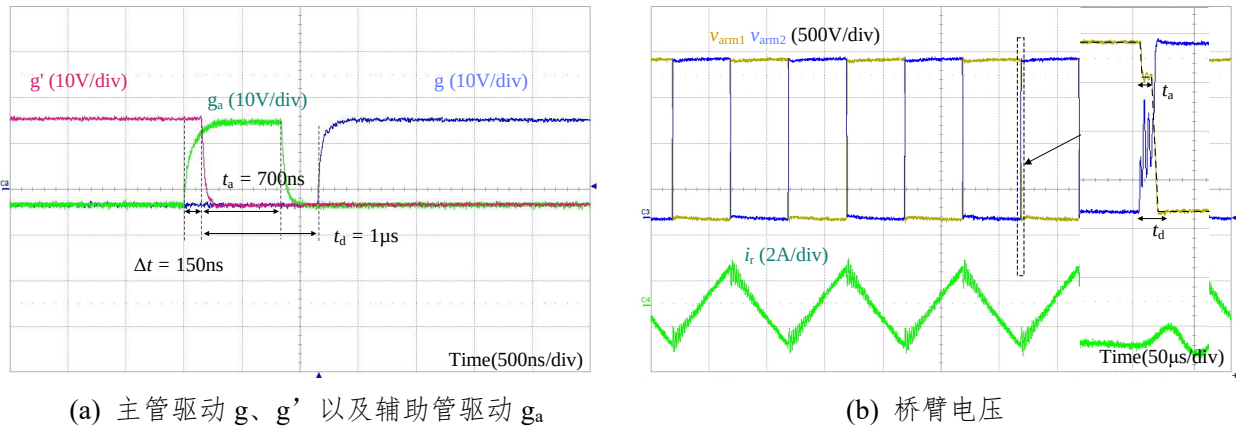
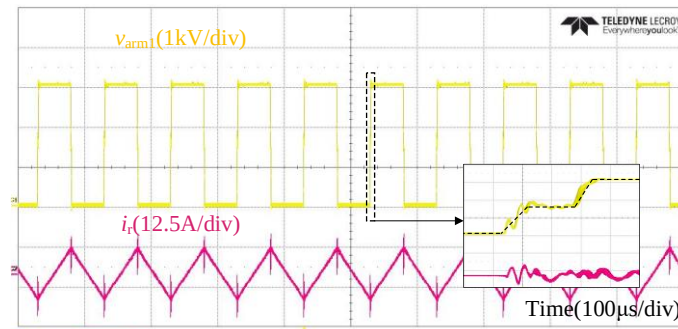


图 3.28 驱动及 $V_i=1.7$ kV，空载时桥臂电压稳态波形

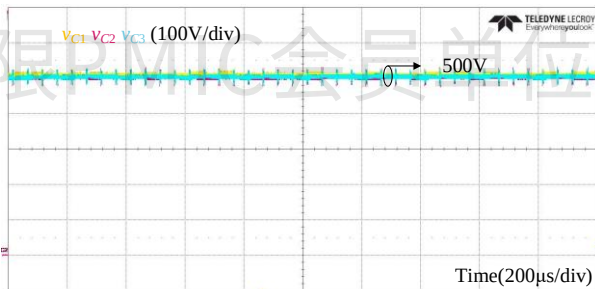
图 3.29 (a)为 3kV 下桥臂电压波形，即模组两端电压波形。模组关断电压稳定在 3kV，且未出现电压过冲。死区内钳位电容的插入，导致模组电压波形呈现为一个 3 电平（0， $V_i/2$ ， V_i ）阶梯波。此时钳位电容、串联器件均实现电压均衡，器件关断电压稳定在钳位电容电压，均为 500V，如图 3.29 (b)、(c)所示。

输入电压升高至模组额定电压 5kV，图 3.30 (a)给出下桥臂模组的稳态波形，包括三个

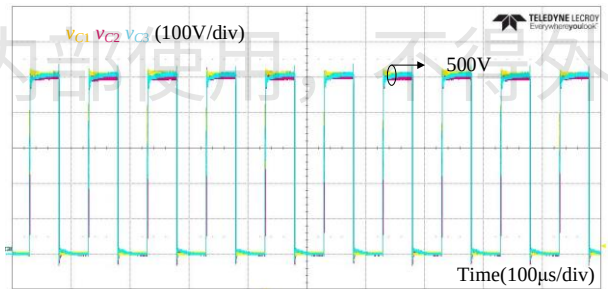
钳位电容（左）和对应功率器件（右）的电压，放电个数 $k=3$ ，放电时间 $t_a=500\text{ns}$ ，满足电压均衡条件： $k \times t_a > t_\Delta$ 。钳位电容之间实现了良好的电压均衡，电压 v_{C4} 、 v_{C5} 、 v_{C6} 稳定在 833V 附近，从放大的波形中可以看出，虽然串联器件关断速度存在差异，但器件关断后未出现电压尖峰，关断电压稳定在 833V 左右，整体的电压不均衡度小于 5% 。上述实验可以验证 2.2 节中提到的只要实现钳位电容的电压均衡，就可保证串联器件之间也是电压均衡的。器件串联模组可等效为单个高压器件进行使用，模组内部集成驱动，使用时仅需提供控制信号和辅电。



(a) 模组电压和谐振电流

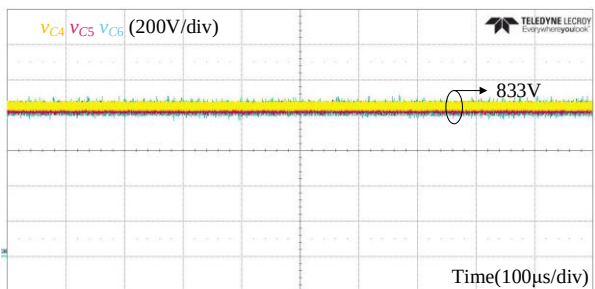


(b) 钳位电容电压

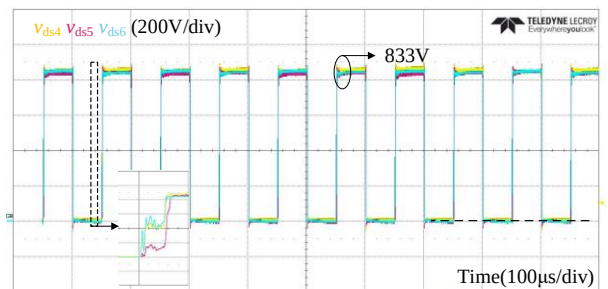


(c) 串联器件电压

图 3.29 3kV 下模组波形



(a) 钳位电容



(b) 功率器件

图 3.30 额定电压 5kV 下模组电压波形

3.3.4 功率实验

为了进一步验证模组的均压性能，基于图 3.19 所示的直流变压器样机开展了功率实验。

图 3.31 给出输入电压 2kV、输出功率 16.67kW 时, 钳位电容电压 v_C 、功率开关管功率端电压 v_{ds} 和谐振电流 i_r 的波形。带载工况下, 钳位电容和串联器件仍能很好地实现电压均衡, 不均衡度小于 5%。此时放电电流幅值为 5A。在同一工况下, 观测钳位电容电压 v_C (AC 耦合)、辅助管驱动信号 g 、主功率器件驱动信号 g_a 、主功率器件 v_{ds} 的波形。主功率器件开通前的死区内, g_a 置高, S_a 导通 $1\mu s$, 钳位电容电压 v_C 有所跌落 (图 3.32 中红虚线框); 主功率器件关断后, v_C 略有抬升, 出现电压补偿 (图 3.32 中黑虚线框), 与 2.5.2 节中分析一致。经历上述放电和补偿阶段后, 钳位电容电压 v_C 较低, 下一个开关周期中, g_a 为低电平, S_{a1} 保持关断, v_C 基本不变。上述过程, 平均 2 个开关周期重复一次, 辅助管平均 2 个开关周期动作一次。

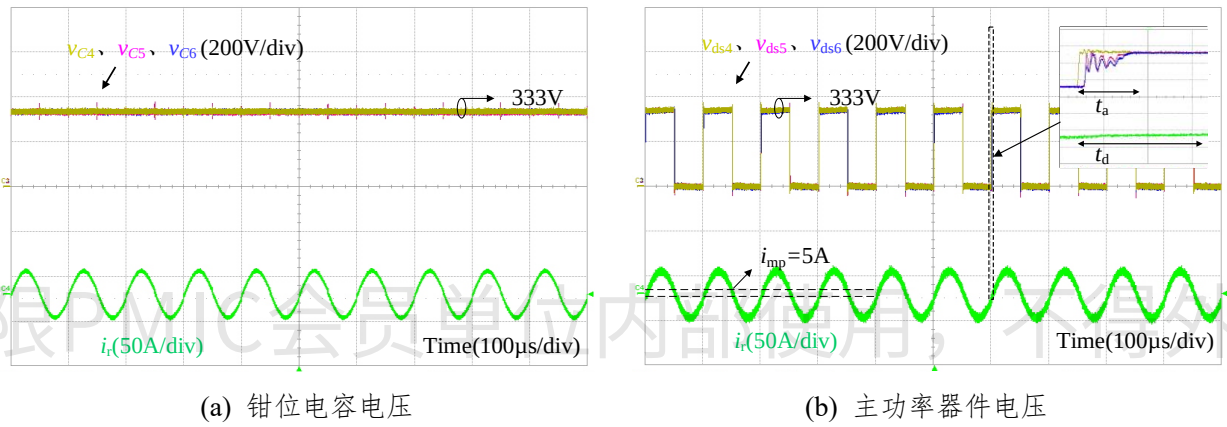


图 3.31 $V_i=2kV$, $P_o=16.67kW$ 时, 钳位电容与主功率器件电压稳态波形

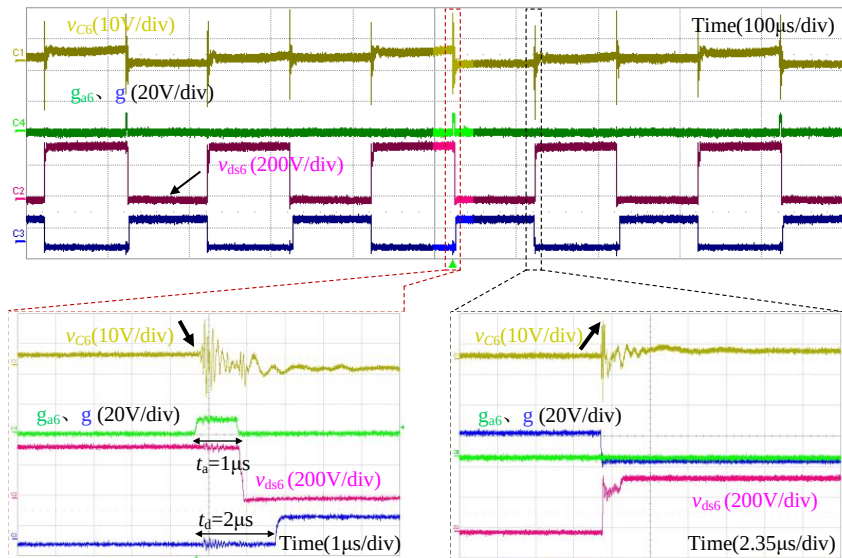


图 3.32 $V_i=2kV$, $P_o=16.67kW$ 时, 主管驱动信号、辅助管驱动信号、钳位电容、主管电压波形

上述实验证明了不同工况 (输入电压、输出功率) 下串联器件都是电压均衡的, 下面进行切载实验, 来验证该均压策略在工况发生变化时也是有效可行的。图 3.33 (a)、(b)分

别为负载从 100Ω 切换到 66Ω 、 66Ω 切换到 30Ω 时，钳位电容的电压波形，可以看到在负载切换过程中，钳位电容仍能维持电压均衡，这是因为钳位电容的充放电电流均为励磁电感电流峰值，而励磁电感电流峰值与负载大小无关。

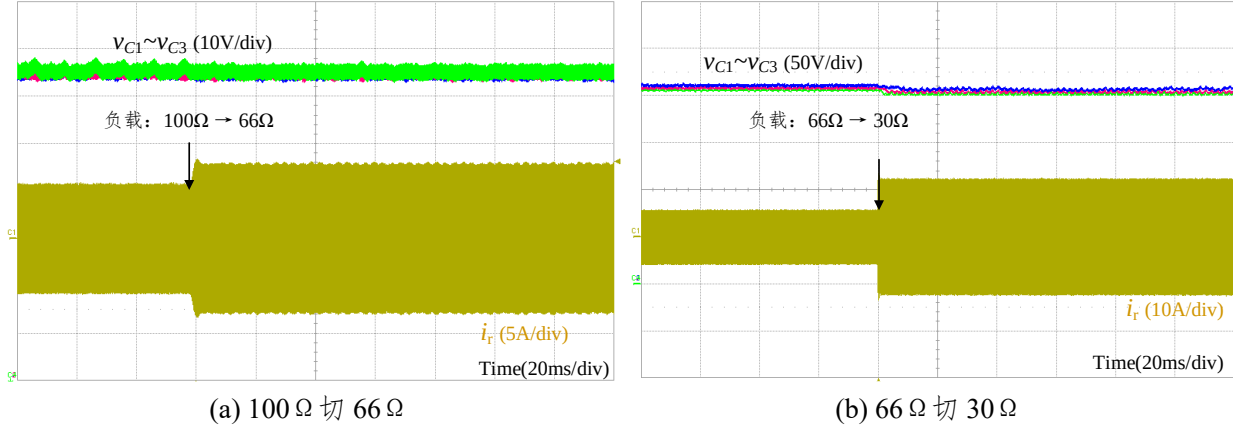


图 3.33 切载过程钳位电容电压波形

3.3.5 模组扩展性测试

功率桥臂的器件串联模组由 1 个扩展为 2 个后，每个桥臂包含 12 (2×6) 个串联器件，进行扩展性测试，如图 3.19 所示。下桥臂的 12 个串联器件出现部分损坏，实为 9 个串联器件。其他参数与前述实验保持一致，具体的电路参数见表 3.5。图 3.34 给出下桥臂（9 个器件串联）的稳态电压波形，器件关断电压等于钳位电容电压 222V，钳位电容和功率器件均实现了良好的电压均衡。该实验验证了器件串联模组具有拓展性，将模组进一步串联使用时，器件串联模组仍能实现较好的动静态均压。当器件串联模组应用于较高电压等级的场合，如 10kV、20kV 时，可直接将模组串联，以适应电压等级的提升。

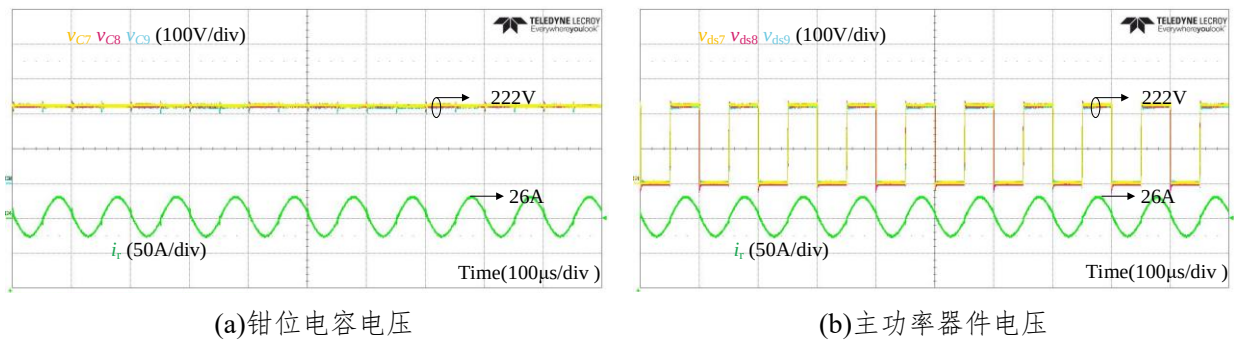


图 3.34 2kV/16.67kW 模组扩展性测试的稳态电压波形

3.4 本章小结

利用集成封装技术将 6 个 SiC MOSFET 及均压电路封装成 7.2kV/75A 串联模组

(284mm×88mm×58.2mm)。基于上述器件串联模组, 10kV 500kW 三相器件串联型直流变压器中压侧共 72 个功率器件可集成封装成两层功率抽屉, 体积为 $2 \times 67.5 \times 45 \times 13.5 \text{cm}^3$, 可大幅提高直流变压器的功率密度。随后, 进行了模组的热设计与热测试, 单管损耗为 21W 时, 功率器件结温低于 70℃。基于器件串联模组, 搭建直流变压器实验样机, 验证均压电路参数设计的合理性, 完成模组额定电压 5kV 均压测试。功率桥臂的模组个数分别为 1 和 2 时, 进行 2kV/16.67kW 功率实验, 模组内部和模组之间均压效果良好, 验证了模组可等效为单个器件, 同时模组还具备可扩展性, 具有工程应用价值。

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

本文研究基于 SiC MOSFET 直接串联的直流变压器，通过有源钳位技术实现串联 SiC MOSFET 的动静态均压；通过集成封装和集中式隔离变压器，大幅减小绝缘间隙及无源元件数目，相比于现有技术可大幅提高功率密度。具体工作总结如下：

(1) 本文运用了有源钳位均压电路实现串联器件的动静态电压均衡，在功率器件两端并联由辅助管和钳位电容构成的钳位电路，将串联器件电压均衡问题转化为钳位电容电压均压。分析了钳位电容的充放电阶段，推导钳位电容电压均衡条件，并引入补偿阶段，开环实现钳位电容电压均衡。对直流变压器参数（励磁电感、谐振电感等）以及有源钳位电路的关键参数（放电时间、钳位电容容值等）进行了设计，并通过仿真验证设计的合理性，死区内由于钳位电容的插入，桥臂电压呈现阶梯波，降低了器件开关过程中的 dv/dt 。（对应第 2 章）。

(2) 基于参数设计结果，将 6 个串联器件、均压、驱动、控制电路等集成封装成一个 7.2kV/75A 器件串联模组，以减小功率单元的体积，提高直流变压器的功率密度。所述器件串联模组可等效成单个具备驱动功能的 5kV 器件，给予控制信号和辅助电源，即可正常工作。在单管额定损耗 21W 下进行热测试，功率器件结温小于 70℃。搭建直流变压器实验平台，验证第 2 章均压电路参数设计的合理性。额定电压 5kV 下，进行模组均压测试，钳位电容和串联器件电压不均衡度 <5%。功率桥臂的模组个数为 1 和 2 时，分别进行 2kV/16.67kW 功率实验，模组内部和模组之间均压效果良好。上述实验验证了均压电路在直流变压器中应用的可行性，同时验证了器件串联模组的可扩展性（对应第 3 章）。

4.2 课题展望

课题应用有源钳位均压技术，将串联器件、均压电路等集成封装成模组，并基于器件串联模组设计了直流变压器，进行了相关的参数设计和初步的功率实验验证，但研究工作仍存在深入和细化的空间：

(1) 模组的尺寸大于一般的功率模块，导致与铜基板的焊接的效果不甚理想，孔隙率较大，长期运行工作可能存在局部热退化问题，工艺方面仍存在较大的提升空间。

(2) 目前模组内部串联器件采用的是分立器件，若采用裸片进行集成封装，可以减小电路体积，减小寄生参数。

(3) 10kV/167kW 直流变压器样机尚在搭建过程中，满载下的功率实验仍有待验证。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] 李晖,刘栋,姚丹阳.面向碳达峰碳中和目标的我国电力系统发展研判[J].中国电机工程学报,2021,41(18):6245-6259.
- [2] 辛保安.加快建设新型电力系统 助力实现“双碳”目标[J].国家电网,2021(08):10-12.
- [3] 饶宏.数字电网推动构建以新能源为主体的新型电力系统[J].电力设备管理,2021(08):21-22.
- [4] 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.
- [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] 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.
- [7] 张祖平.直流配电技术的发展前景[J].供用电,2015(02):52-53.
- [8] 熊雄,季宇,李蕊,孙丽敬,吴鸣,刘海涛.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.
- [9] Boroyevich D, Cvetković I, Dong D, et al. Future electronic power distribution systems a contemplative view[C]//2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment. IEEE, 2010: 1369-1380.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 张哲,杨晓平,封磊,王江涛.面向中压直流配电网的直流变压器设计与优化[J].高压电器,2022,58(11):248-254.
- [13] 周京华,吴杰伟,陈亚爱,宇文博.张北阿里云数据中心柔性直流输配电系统[J].电气应用,2019,38(01):54-58.
- [14] 苏麟,朱鹏飞,闫安心,马亚林,何梦雪,梅军,王冰冰,范光耀.苏州中压直流配电工程设计方案及仿真验证[J].中国电力,2021,54(01):78-88.

- [15]GB/T 35727-2017, 中低压直流配电电压导则[S].
- [16]李子欣,王平,楚遵方,朱海滨,李耀华.面向中高压智能配电网的电力电子变压器研究[J]. 电网技术,2013,37(09):2592-2601.
- [17]刘瑞煌,杨景刚,贾勇勇,刘洋,袁宇波,肖小龙.中压直流配电网中直流变压器工程化应用[J].电力系统自动化,2019,43(23):131-140.
- [18]李子欣,高范强,徐飞,楚遵方,马逊,孙湛冬,罗永捷,王平,李耀华.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.
- [19]赵彪,安峰,宋强,余占清,曾嵘.双有源桥式直流变压器发展与应用[J].中国电机工程学报,2021,41(01):288-298+418.
- [20]Vechalapu K, Kadavelugu A K, Bhattacharya S. High voltage dual active bridge with series connected high voltage silicon carbide (SiC) devices[C]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE, 14-18 Sept. 2014.
- [21]Vechalapu K, Negi A, Bhattacharya S. Comparative performance evaluation of series connected 15 kV SiC IGBT devices and 15 kV SiC MOSFET devices for MV power conversion systems[C]. 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2016: 1-8.
- [22]丁顺. IGBT 串联均压控制技术研究[D]. 南京航空航天大学, 2018.
- [23]Shammas N Y A, Withanage R, Chamund D. Review of series and parallel connection of IGBTs[J]. Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings -, 2006, 153(1):34-39.
- [24]Yue L, Lee I, Yao X. A Review of Voltage Sharing Control Methods for Series-connected IGBTs for Applications in Pulsed Power Generation[C]// 2018 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC). IEEE, 2018.
- [25]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.

- [26]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.
- [27]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.
- [28]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.
- [29]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, 2020, 8(1):454-464.
- [30]Baraia I, Barrena J, Abad G, et al. An Experimentally Verified Active Gate Control Method for the Series Connection of IGBT/Diodes[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2):1025-1038.
- [31]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, 2017.
- [32]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.
- [33]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.
- [34]Marziale M, Froelich R J. Current sourced gate driver for fast thyristors[J]. 2001.
- [35]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.

- [36]Saiz J, Mermet M, Frey D, et al. Optimisation and integration of an active clamping circuit for IGBT series association[J]. 2001, 2:1046-1051.
- [37]Callavik M, Blomberg A, Häfner J, et al. The hybrid HVDC breaker: An innovation breakthrough enabling reliable HVDC grids. ABB Grid Systems, Technical Paper[J]. 2012.
- [38]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):1-9.
- [39]Chen J F, Lin J N, Ai T H. The techniques of the serial and paralleled IGBTs[C]// Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2002.
- [40]Kim J H, Min B D, Shenderoy S V, et al. High Voltage Pulsed Power Supply Using IGBT Stacks[J]. Dielectrics & Electrical Insulation IEEE Transactions on, 2007, 14(4):921-926.
- [41]Robinson F V, Hamidi V. Series connecting devices for high-voltage power conversion[C]// International Universities Power Engineering Conference. IEEE, 2008.
- [42]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.
- [43]张建佳. 一种串联功率器件均压技术及其应用研究[D]. 浙江大学, 2022.
- [44]KEMET capacitor simulation[EB/OL].KEMET K-SIM 3.0
- [45]Texas Instruments, ucc21750-q1 datasheet[EB/OL].<https://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/ucc21750-q1.pdf>
- [46]王泽景,王颖,龚春英.高降压比 LLC 谐振型直流变压器[J].电工技术学报,2015,30(14):193-200.
- [47]Cree, C3M0021120K datasheet[EB/OL].<https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/C3M0021120K.pdf>
- [48]Semikron, SKM350MB120SCH17 datasheet[EB/OL].<https://www.semikron-danfoss.com/zh/products/product-classes/sic/sic-MOSFET/detail/skm350mb120sch17-21920420.html>

攻读硕士学位期间取得的研究成果

学术论文：

- [1] **Wang X**, Shao S, Zhang J, et al. DC Transformer with Series-Connected Power Devices Based on Active Clamp Balancing Circuit[C]//2022 4th International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems. (已录用)
- [2] 邵帅, **汪欣**, 张建佳等. 基于有源箝位的功率器件串联均压技术[J]. 电力自动化设备. (已录用)
- [3] Shi Y, 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.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

致谢

两年半的研究生生涯已接近尾声，难忘一路上老师的谆谆教诲和朋友的朗朗笑语，在此献上最真挚的感谢。

首先感谢我的导师邵帅老师，邵老师严谨治学、孜孜不倦，在论文写作、实验调试以及科研汇报方面，邵老师都不辞辛苦，给予我细致的指导。感谢张军明老师，张老师儒雅随和、博闻强识，为我们提供了优良的科研平台。感谢周莉英女士，在生活上对我们关怀备至，让我们可以心无旁骛地完成学业。衷心祝愿邵老师、张老师和周大姐身体健康、阖家幸福。

感谢大功率实验室的崔文韬、高枝、张建佳、朱世隆、杨得秋、杨秋哲、林绿漪、王楠、冯雨心、林伟聪、马睿、何杨、王勋、李欣宜等师兄师姐们，王金帅、杜佳坤、陈毅飞、张飞力等同窗们，吴彤、施逸能、陈张昊、袁钰淼、宗雨健、周伟强等师弟师妹们。特别感谢器件串联和 TMR 组的全体同学，感谢你们具体的、毫无保留的指导与帮助，感谢你们给我带来那么多的快乐，祝愿你们学业顺利、前程似锦。

感谢我的父母，感谢你们尊重我的选择，给予我充分的自由。感谢所有的家人朋友们，不断支持我、鼓励我。

汪欣

2023 年 1 月于玉泉

答辩委员会表决结果

直流变压器是电力电子技术的研究热点之一，论文的选题具备较好的工程应用价值和学术意义。

论文在综述国内外文献基础上对直流变压器进行了较为深入的研究，开展的主要研究工作及成果如下：

(1) 通过有源钳位技术实现串联器件的动静态均压，设计了器件串联型直流变压器主电路、有源钳位均压电路关键电气参数，并仿真验证。

(2) 将 6 个串联的 SiC MOSFET 及其均压、驱动、控制电路等集成封装成单个 7.2kV/75A 器件串联模组。开展了串联模组的热设计和热测试，开展了额定电压 5kV 下模组的均压测试，各串联 SiC MOSFET 不均压度<5%。搭建了直流变压器实验样机，每个桥臂包含两个器件串联模组，在 2kV/16.67kW 下完成功率测试，验证了模组的可扩展性。

论文条理清晰，内容翔实，数据可信，结论明确。论文表明，汪欣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，已具备从事科学研究和承担专门技术工作的能力。

答辩中，汪欣同学表述清楚，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：谢小波

签字日期：2023 年 3 月 7 日