

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: 公开

学 号: 22010134

浙江大学

硕 士 学 位 论 文



中文论文题目: 基于有源箝位技术的 IGBT 串联型中压逆
变器研究

英文论文题目: Medium Voltage Inverter with Series Connected
IGBT Based on Active Clamping Balancing
Method

申请人姓名: 王金帅

指导教师: 邵帅 副教授

专业名称: 电气工程

研究方向: 器件串联

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2023 年 6 月

基于有源箝位技术的 IGBT 串联型中压逆变器研究



论文作者签名:_____

指导教师签名:_____

论文评阅人 1: _____

评阅人 2: _____

评阅人 3: _____

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: _____

委员 1: _____

委员 2: _____

委员 3: _____

委员 4: _____

委员 5: _____

答辩日期: _____

浙江大学研究生学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得浙江大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：

签字日期：

年 月 日

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 浙江大学 有权保留并向国家有关部门或机构送交本论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权 浙江大学 可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索和传播，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期： 年 月 日

签字日期： 年 月 日

致谢

时光荏苒，七年求是园生活已经落幕。此时此刻，提笔落下，心中情绪万千，不知从何而言。回顾我在浙大的生活，以顺利居多，虽然其中也有些许坎坷，受助于亲朋挚友，皆能一一度过。对于我求学路上所遇见的人，我永远心怀感激！

从我的导师邵帅老师，到崔文韬师兄、杨得秋师兄、何杨师兄、高枝师姐、王楠师姐、林绿漪师姐，再至我的同门陈毅飞、汪欣、杜佳坤、和我的师弟师妹们，施逸能、陈张昊、吴彤等，他们的帮助、陪伴与包容是我这研究生三年最为宝贵的财富。

对于我最亲爱的家人，感谢你们无言的爱，一直支持着我不断努力的前进；感谢疼爱我、照顾我长大的爷爷奶奶，愿您们健健康康，寿比南山！还要感谢我自己，一路走来，你的成长，我历历在目！

我永远心怀感激、我所遇之人皆能不偏不倚、传道授业、亦师亦友。

王金帅

2023 年 6 月于电工厂

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

摘要

电压源换流器是连接中压交、直流配网的核心装备，目前普遍采用模块化多电平变换器（MMC）。MMC 具有高效率、高可靠性和高电能质量等优点，但用于城市配电系统存在占地面积大、用低成本高的问题。电压源换流器（以下简称逆变器）的另一种解决方案是功率器件串联，由于无需子模块电容（一般占 MMC 子模块体积的 55%以上），且功率器件及散热器减少一半，器件串联型逆变器有望将体积减小 70%。本文利用双面冷却 IGBT 模块设计和搭建了器件串联型逆变器，采用了实验室提出的有源箝位技术实现了 6 个串联 IGBT 的动静态均压，IGBT 开关频率为 10kHz。

本文采用的有源箝位型均压电路，仅由一个辅助管和一个箝位电容串联而成，该均压电路并联在每个串联 IGBT 两端，因此均衡箝位电容的电压即可均衡串联 IGBT 的电压，具有损耗低、结构简单、不影响串联器件正常工作等优点。本文分析了理想器件串联下箝位电容的充放电过程，并介绍了其均压策略。在此基础上，定量分析了串联 IGBT 拖尾电流和反向恢复电流对箝位电容充电量的影响。发现箝位电容的电压越高，则 IGBT 反向恢复电流引起的充电量越小，据此提出了一种放电参数的动态调整策略，能在各种工况下将箝位电容电压维持在合适范围，减小反向恢复电流引入的额外充电量。设计了 3kV/400kVA 的中压逆变器参数，并仿真验证了均压策略与参数选取的合理性。

搭建了一台 IGBT 串联型逆变器，额定容量是 3kV/400kVA，功率密度可达 4.3MVA/m³。逆变器选用双面冷却 IGBT 模块进行串联，并利用水冷散热，热仿真分析了热设计的合理性。在小功率条件下，实验验证了 IGBT 串联下拖尾电流和反向恢复电流对箝位电容充电的影响，验证了均压电路参数的合理性、动态均压策略的可行性。采用了一种桥臂对拖测试方法，对样机进行了 67kVA 功率下的等效测试，实验结果表明，箝位电容不同工况下均能维持较好的电压均衡，箝位电容电压波动为 5%，均衡值浮度为 10%，串联器件电压均小于箝位电容电压，进而能实现串联 IGBT 的动静态均压。

关键词：IGBT 串联，有源箝位、动静态均压、样机设计与实验

Abstract

Voltage source converters (VSC) are essential equipment for connecting medium-voltage AC and DC distribution networks. Currently, modular multilevel converters (MMC) are widely used. MMCs offer advantages like high efficiency, high reliability, and high power quality. However, they pose challenges such as a large footprint and high cost when used in urban distribution systems. Another solution for VSCs (hereinafter referred to as inverters) is the series connection of power devices. As this approach eliminates the need for submodule capacitors (which usually account for more than 55% of the MMC submodule volume), and reduces the number of power devices and heat sinks by half, series-connected inverters have the potential to reduce the volume by 70%. This paper designed and constructed a series-connected inverter using a double-sided cooling IGBT module, and used the active clamp technology proposed by our lab to realize the dynamic and static voltage equalization of six series-connected IGBTs with a switching frequency of 10kHz.

The active clamp equalization circuit used in this paper consists of only one auxiliary tube and one clamp capacitor in series. This equalization circuit is paralleled at both ends of each series-connected IGBT. Hence, the balance of the clamp capacitor's voltage can equalize the voltage of the series-connected IGBTs. This has the advantages of low loss, simple structure, and does not affect the normal operation of the series-connected devices. This paper analyzes the charging and discharging process of the clamp capacitor under ideal series-connected devices and introduces its equalization strategy. On this basis, the effects of the tail current and reverse recovery current of the series-connected IGBT on the charging quantity of the clamp capacitor are quantitatively analyzed. It is found that the higher the voltage of the clamp capacitor, the less the charging amount caused by the reverse recovery current of the IGBT. Based on this, a dynamic adjustment strategy for the discharge parameters is proposed, which can maintain the voltage of the clamp capacitor within a suitable range under various operating conditions, reducing the extra charging amount introduced by the reverse recovery current. A 3kV/400kVA medium voltage inverter parameters were designed, and the rationality of the equalization strategy and parameter selection was verified by simulation.

A series-connected IGBT inverter was constructed with a rated capacity of 3kV/400kVA, and a power density of up to 4.3MVA/m³. The inverter uses a series-connected double-sided cooling IGBT module and water cooling. Thermal simulation analyzed the rationality of the thermal design. Under low power conditions, the experiment verified the effects of the tail current and reverse recovery current of the IGBT series on the charging of the clamp capacitor, the rationality of the equalization circuit parameters, and the feasibility of the dynamic equalization strategy. A bridge arm pull test method was used to conduct equivalent tests on the prototype at 67kVA power. The experimental results show that the clamp capacitor can maintain good voltage balance under different operating conditions. The voltage fluctuation of the clamp capacitor is 5%, the equilibrium value fluctuation is 10%, and the voltage of the series-connected devices is less than the voltage of the clamp capacitor, which can realize the dynamic and static voltage equalization of the series-connected IGBT.

Key words: Series-connected IGBTs, Active clamping module, Dynamic and static voltage equalization, Prototype design and experiments.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目录

致谢 I

摘要 II

Abstract III

目录 V

第 1 章 绪论 1

 1.1 研究背景及意义 1

 1.2 电压源换流器 3

 1.2.1 多电平电压源换流器（MMC） 3

 1.2.2 器件串联型换流器 4

 1.3 器件串联均压技术的研究现状 6

 1.4 本文主要研究内容 9

第 2 章 基于有源箝位技术的 IGBT 串联型逆变器工作原理与参数设计 10

 2.1 引言 10

 2.2 有源箝位均压电路 10

 2.3 理想器件串联下箝位电容的充、放电分析 11

 2.3.1 理想器件串联下箝位电容的充、放电过程 12

 2.3.2 理想器件串联下箝位电容的均压控制方法 15

 2.4 IGBT 串联下箝位电容的充电分析 18

 2.4.1 IGBT 串联下箝位电容的充电过程 18

 2.4.2 IGBT 串联下箝位电容的充电量 21

 2.5 3kV/400kVA IGBT 串联型中压逆变器参数选取 23

 2.5.1 主功率器件 23

 2.5.2 辅助管 23

 2.5.3 箝位电容 24

 2.5.4 放电参数选取 27

 2.6 仿真验证 29

 2.7 有源箝位均压电路优点 32

 2.8 本章小结 34

第 3 章 器件串联型逆变器样机与实验验证 35

3.1 引言 35

3.2 热设计 35

 3.2.1 散热系统构成 36

 3.2.2 热仿真 37

3.3 实验样机硬件 39

3.4 实验参数验证 41

 3.4.1 充电过程验证 42

 3.4.2 箝位电容电压纹波验证 43

 3.4.3 放电参数动态调整策略验证 43

 3.4.4 IGBT 串联均压实验结果 46

3.5 桥臂对拖实验验证 47

 3.5.1 桥臂对拖实验 48

 3.5.2 桥臂对拖实验仿真验证 50

 3.5.3 桥臂对拖实验验证 51

3.6 本章小结 55

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

攻读硕士学位期间所发表的论文 62

第1章 绪论

1.1 研究背景及意义

根据 2021 年第七次人口普查结果，我国共有 7 个超大城市（城区常住人口 1000 万以上）和 14 个特大城市（城区常住人口 500~1000 万）^[1]。随着城市规模的迅速扩张，大型中心城市的配电系统正面临着供电能力不足等问题，但城市土地资源紧张且成本高昂，导致城市配电系统的发展与用电负荷的发展规模不匹配^{[2][5][6]}。同时，光伏等直流型分布式电源、电动汽车充电站、大型数据中心、通信设备等直流负荷快速发展，预测至 2050 年我国非水可再生能源占比达 43%，广义直流负荷占比达 70%^{[3][4][7]}。

直流配电网，即采用直流方式通过换流装置连接各分布式电源、用电负荷、储能及交流主网，并结合监控设备构成的系统^{[5][8][9]}。与交流配电网相比，直流配电网能有效提高配电网的供电容量和供电半径，解决供电能力不足问题。在不改变电缆的条件下，直流配电网可将供电容量提升约 60%^{[10][11]}；传输相同有功功率时，直流配电网的线路损耗小于交流配电网的线路损耗，且直流配电网中电缆无集肤效应，导线截面得到充分利用^{[12][13]}，降低电压损耗，从而有效扩大供电半径。直流配电网换流站结构紧凑，占地面积小，有助于缓解供电线路走廊紧张的现状。此外，直流配电网便于直流设备接入，采用直流配网可以省去一级交/直流变换环节，节省损耗和设备投资。

除了解决上述问题之外，直流配电网还具有以下优点。首先，直流配电网更容易实现不同配电区域的互联^[14]。由于直流配电网的电压极性不变，与不同区域电源互联时不需要在相位、频率、幅值上保持一致。通过互联可以充分利用不同电源的供电能力，互为备用，提升供电的可靠性。其次，直流配电网可以有效改善交流系统短路电流大、断路器选择困难的状况。在传统交流配网中，通过扩大原变电站容量或新设变电站来提高供电能力，但这会导致该区域短路电流超标，断路器选择困难。而采用直流方式通过逆变器对配网进行扩容，由于逆变器可对电流控制，不会显著增大短路电流^[8]。

虽然直流配电是输配电系统产生之初最主要的配电方式，但早期直流电压等级较低、输送容量大时，线路中电流较大，导致较大损耗。采用交流配电，利用变压器可以轻易实现升降压，长距离输配电时可显著降低损耗，因此直流配电系统逐渐被交流配电系统取代^[16]。然而，近年来，随着电力电子技术的发展，直流配电克服了原有的电压低、容量小的

缺点。如今，直流配电已从低压小容量的直流微网发展至多电压等级、多应用场景的直流配电系统。目前，我国现有的示范工程、其额定参数和换流器拓扑结构如表 1.1 所示^{[19]-[23]}。

表 1.1 现有的示范工程中 AC/DC 换流器汇总

工程名称	额定参数	换流器结构
上海南汇柔性直流输电示范工程	±35 kVdc/20 MW	MMC
张北柔性变电站及交流配网示范工程	±10 kVdc/5 MW	MMC
珠海“互联网+”柔性直流配电网互联工程	±10 kVdc/10MW	MMC
苏州主动配网柔直示范工程	±10 kVdc/15 MW	MMC
贵州五端直流配网示范工程	±10 kVdc/4 MW	MMC
杭州江东新城配网示范工程	±10 kVdc/10MW	MMC
深圳宝龙工业城直流配电示范工程	±10 kVdc/25 MW	MMC
	±10 kVdc/8 MW	两电平 VSC
	±10 kVdc/5 MW	两电平 VSC

电压源换流器（Voltage Source Converter, VSC）是连接中压直流和交流的变换器，是直流配网中的核心设备。以珠海“互联网+”柔性直流配电网项目为例，其电气接线图如图 1.1 所示。该柔性直流配电系统中压采用±10kV，并通过±350V 的微网接入唐家湾科技园的风能、光伏、储能、充电以及多元直流负荷等，为多种类型电源的直接并网和不同类型用电设备灵活的供电接入提供了便利。系统通过唐家换流站（20MW）、鸡山 I 换流站（10MW）和鸡山 II 换流站（10MW）与多个交流 10kV 馈线实现能源互联^[24]，从而提高了供电可靠性。

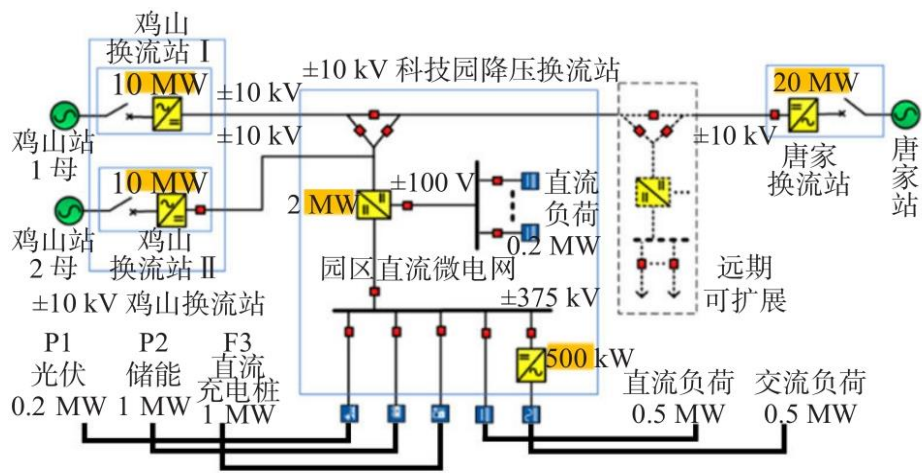


图 1.1 珠海“互联网+”柔性直流配电网项目电气接线图^[24]

1.2 电压源换流器

电压源型换流器基于 IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）等全控型器件，应用于柔性直流配网时，具有以下显著优点：1) 交直流双向流动，2) 有功无功独立控制，可为交流端提供电压支持，3) 潮流反转控制便利，适用于多端直流组网；4) 动态性能好等^[26]。由于现有功率器件耐压远低于中压，现有电压源换流器一般采用模块化多电平变换器 MMC。

1.2.1 多电平电压源换流器（MMC）

MMC（Modular Multilevel Converter）拓扑最初于 2001 年由德国 Rainer Marquardt 教授提出^[18]。MMC 拓扑结构如图 1.2 所示，其中子模块（Sub-Module, SM）通常为半桥，也可以是全桥、交叉型子模块（Cross Connected Sub-Module, CCSM）和箝位型双子模块（Clamping Double Sub-Module, CDSM）等。MMC 通过将子模块投切或旁路以实现所需的电压输出波形。除了能承受中高电压，MMC 具有以下显著优点：1) 采用标准化模块搭建，制造难度下降；2) 开关频率低，损耗小；3) 阶跃电压低，降低电磁噪声；4) 交流电压呈多电平台阶状，波形质量高，滤波器小；5) 可靠性高，通过机械开关旁路故障子模块，替换过程不需要停电，且多个电容平均分布在每个子模块中，可以限制故障电流上升率^[28]。

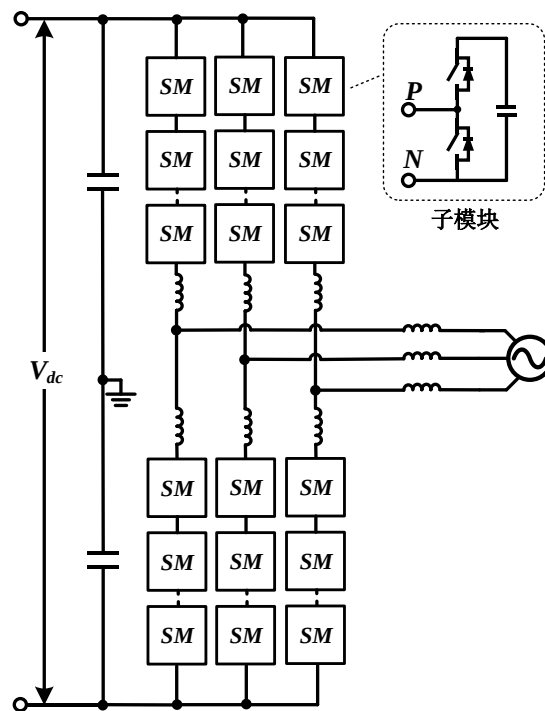


图 1.2 MMC 拓扑。

MMC 目前是柔性直流配电网示范工程中电压源换流器的主流方案。如表 1.1 所示, 已投运的项目包括张北柔性变电站及交流配网示范工程 ($\pm 10 \text{ kVdc}/5 \text{ MW}$)^[27]、珠海“互联网+”柔性直流配电网项目 ($\pm 10 \text{ kVdc}/10 \text{ MW}$)^[24]、杭州江东新城配网示范工程 ($\pm 10 \text{ kVdc}/10 \text{ MW}$)^[23]等。

然而, MMC 也存在占地面积大的问题。首先中压 MMC 一般采用 1700V IGBT, 子模块额定电压约为 850V, 不考虑冗余, 至少包含 144 个子模块。其次, 为了滤除工频纹波, MMC 子模块电容通常在 mF 级别, 约占到 MMC 子模块的 50%以上。珠海“互联网+”柔性直流配电网工程中, 鸡山 I 站占地面积达到了 75.25 m^2 , 其中 MMC 换流器机柜占地达 34.6 m^2 。MMC 换流器较大的体积是由于其包含 210 个子模块, 每个子模块中都有一个 mF 级别的电容。因此, 在城市密集区使用 MMC 方案存在用地成本高的问题^[24]。

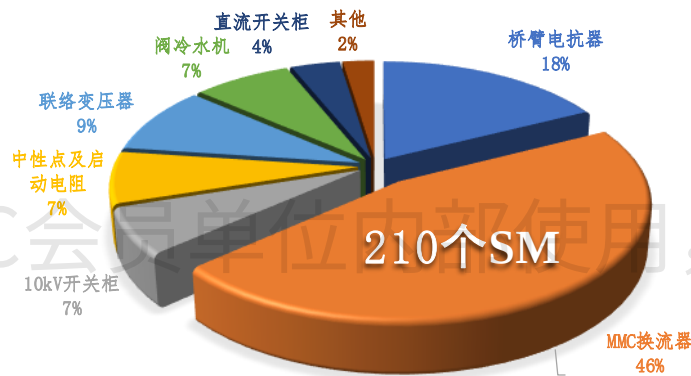


图 1.3 鸡山 I 换流站体积分析

1.2.2 器件串联型换流器

为减小 MMC 的占地面积, 一种解决思路是采用器件串联的两电平换流器。如图 1.4 所示, 器件串联型换流器的拓扑结构具有控制简单、拓扑简洁、所需功率器件数目少、无需子模块中大电容等优点^[29]。该换流器通常采用正弦脉宽调制方式 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM), 电压输出波形不含低次谐波, 主要谐波集中在相对较高的开关频率附近。在高压大功率应用场景中, 通过将功率器件直接串联, 可以提高换流器容量和系统的电压等级, 由于当前商用功率器件的最高电压等级仅为 3.3 kV (SiC MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)) 和 6.5 kV (Si IGBT)^[30], 需要十个以上器件串联才能承受中压 ($\pm 10 \text{ kV}$)^[32]。

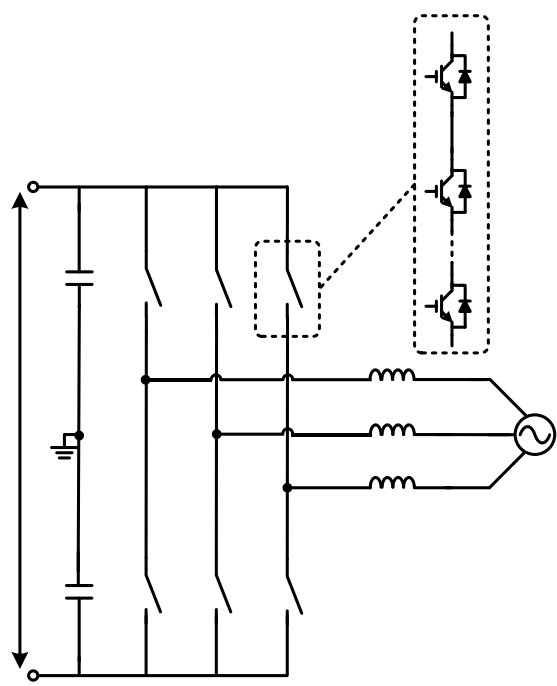


图 1.4 两电平电压源换流器

相较于 MMC，器件串联型换流器可降低占地面积。在 MMC 中，每个子模块都包含一个 mF 级别的电容，这占据了子模块总体积的一半以上。然而，通过采用器件串联和本文介绍的均压技术，电容体积将大幅减小，同时功率器件和散热器的数目减小一半。如图 1.5 所示，与 MMC 相比，采用器件串联方案有望子模块体积减少约 70%。同时，当功率器件工作在 10kHz 左右时，在中压场合，滤波器体积不会显著增加。

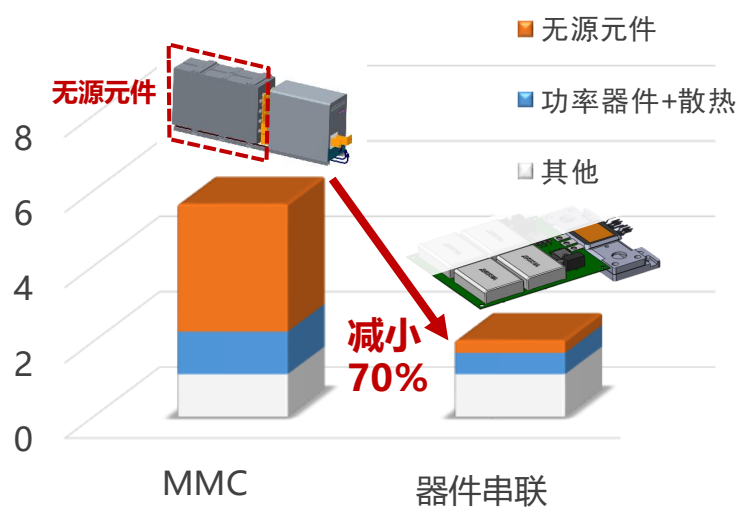


图 1.5 器件串联与 MMC 体积对比图

然而，在实际电路中，功率器件直接串联运行极富挑战，其中首要技术问题是实现串联器件的电压均衡。由于阈值电压、寄生电容、漏电流等器件内部参数以及驱动延时、驱动电阻、寄生参数、温度等外部电路参数的不可避免差异，将导致串联器件间的电压分配不均^[32]。对于串联功率器件，一旦电压超过其耐压能力，将造成不可逆的损坏。因此，维持串联器件间的电压均衡是器件串联应用的关键。

1.3 器件串联均压技术的研究现状

针对功率器件串联均压，文献[33][34]中详细讨论了几种串联器件均压方法的优缺点。如图 1.6 所示，根据作用位置的不同，串联器件的均压技术可分为驱动端均压技术和功率端均压技术两类。

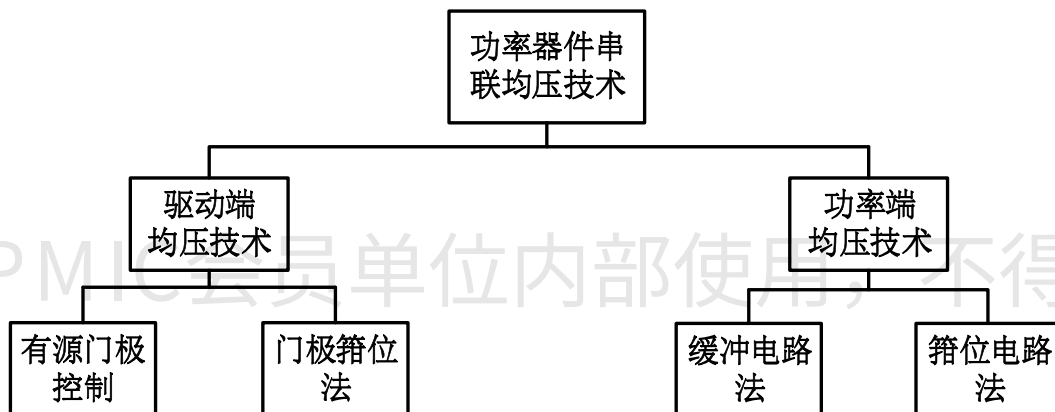


图 1.6 串联器件均压技术^[33]

驱动端均压技术主要包括有源门极控制和门极箝位法。有源门极控制通过对串联功率器件栅极电压的延时或幅值进行主动控制^{[35][36]}，使每个功率器件获得相同的开关速度（见图 1.7(a)、(b)）。尽管有效，但这种方法的控制和电路设计较复杂，且对高速传感器和 A/D（Analog to Digital）转换芯片要求较高。如图 1.7(c)，文献[37]中提出的栅极信号耦合方法避免了高带宽数字处理器和 A/D 转换芯片的需求，通过将串联器件的驱动信号回路耦合实现驱动信号电压相位、幅值的同步。但这种耦合方式会引入杂散电感等，导致栅极驱动电路体积较大且驱动信号出现振荡。

门极箝位法通过齐纳二极管或电容器将功率器件两端电压箝位在参考电压电平^{[38][39]}，保证串联器件不过压，如图 1.8 所示。这种方法相对简单且容易实现，但静态均压效果较

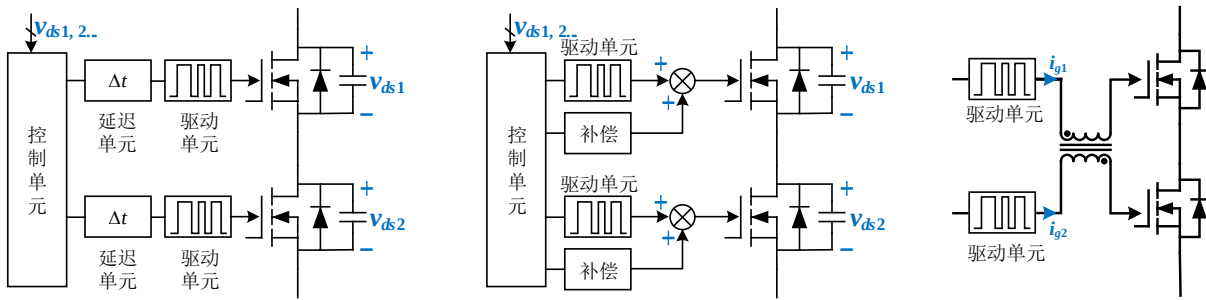


图 1.7(a)驱动延迟修正, (b)驱动幅值修正, (c)驱动回路耦合

差, 通常需配合其他方法使用。此外, 第一个被箝位的功率器件在其他器件关断前会承受更高的电流和电压, 导致更高的热应力。

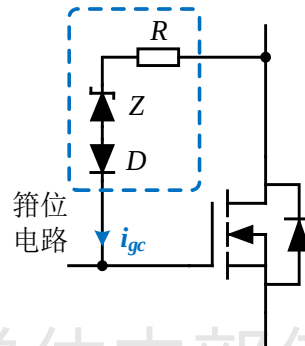


图 1.8 驱动端箝位电路

功率端均压技术可通过缓冲电路法和箝位电路法实现。无源缓冲电路因结构简单和可靠性高而广泛应用于功率器件串联, 例如 RC (Resistance-Capacitance) 缓冲电路和 RCD (Resistance-Capacitance-Diode) 缓冲电路^{[40][41]} (见图 1.9(a)、(b))。缓冲电路中较大的缓冲电容可降低功率器件两端电压上升速率, 将电压不均衡度降至最低, 但会增加器件的开关损耗。箝位电路法通过将串联器件峰值电压箝位在电容电压上实现电压平衡, 不影响功率器件开关速度。然而, 由于通常在阻性负载上耗散电容上的储存能量, 存在较大损耗。能量回收电路有助于降低损耗。文献[42]中的有源电路将储存能量回收至直流电源, 如图 1.9(c)所示, 但每个回收电路包含 10 多个组件, 显著增加系统复杂性。

迄今为止, 仅有少数示范工程的小容量换流器采用器件串联型变换器, 如深圳宝龙工业城直流配电网示范工程中的换流器 VSC3 (± 10 kVdc/8 MW) 和 UVSC (± 10 kVdc/5 MW)^[22]等。VSC3 和 UVSC 换流器使用 25 个标称 1700V/600A 的 IGBT 进行串联以承受 20kV 的母线电压, 采用并联 RCD 缓冲电路实现串联 IGBT 的均压。然而, 这种方法导致缓冲电路体积较大, 降低器件开关速度, 并产生较大均压损耗, 损耗占比达 2.5%。

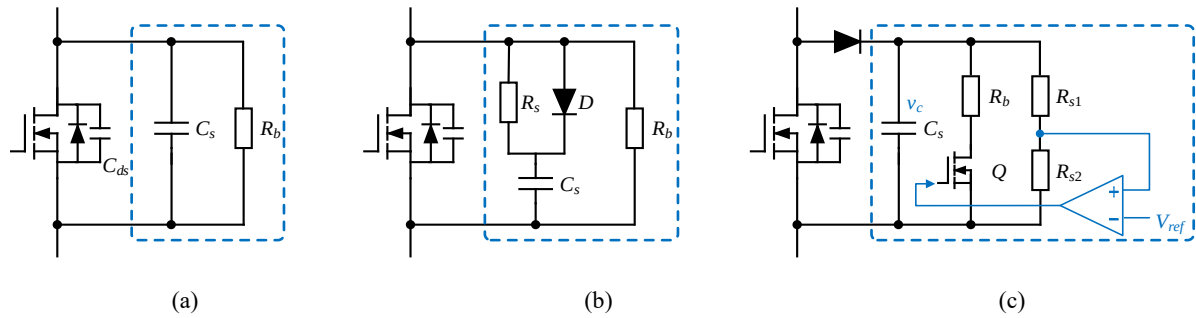


图 1.9(a)缓冲电路(b)RCD 缓冲电路, (c)箝位电路

作者实验室提出了一种基于有源箝位的串联均压技术^[34]。如图 1.10 所示,主功率器件两端并联一个有源箝位均压电路,该电路由一个辅助管和一个箝位电容串联组成。通过控制,将箝位电容电压维持在主功率器件的关断电压。当主功率器件因开关异步等原因出现过压时,电压被箝位,避免过压。维持各箝位电容电压均衡即可实现各串联器件的电压均衡。引入的有源箝位电路具有结构简单、体积小、损耗低且不影响串联器件正常工作的优点。该技术应用于 DC/AC 变换器和 LLC 谐振变换器中时,实现了串联器件的动静态均压^{[33][34]}。在文献[34]中,6 个 SiC MOSFET 串联的不均压度均小于 3%。

在 IGBT 串联应用中,由于拖尾电流效应和反向恢复效应的影响,均压过程与文献[33][34]有很大差异。在文献[33][34]的基础上,本文进一步探讨有源箝位技术在 IGBT 串联型中压 DC/AC 变换器中的应用。同时,通过利用双面冷却 IGBT 模块搭建高功率密度器件串联型 DC/AC 样机,以展示器件串联技术相较于 MMC 的体积优势。

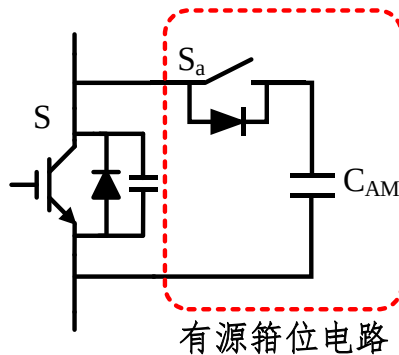


图 1.10 有源箝位均压电路

1.4 本文主要研究内容

为了解决城市用电负荷激增与配电系统发展困难间的矛盾，以及建设能够接入新能源和多元化负荷的坚强配电系统，对现有的交流配电系统进行改造，采用柔性直流配电系统具有很大的技术优势。电压源换流器是连接中压交、直流配网的核心装备，目前普遍采用 MMC。虽然 MMC 具有高效率、高可靠性和高电能质量等优点，但在城市配电系统中存在占地面积大、成本高的问题。通过采用功率器件串联，无需子模块电容且功率器件及散热器减少一半，器件串联型逆变器有望将体积减小 70%。然而，如何解决串联 IGBT 的均压问题和实现器件串联的体积优势仍需深入研究。本文针对上述问题展开研究，主要内容包括：

第一章概述了柔性直流配电的技术优势和发展形势，阐述了 DC/AC 变换器在柔直配电中的重要作用。总结了现有的中压 DC/AC 变换器，并对其优缺点进行了归纳总结，指出器件串联相较 MMC 拥有显著的体积优势。最后对现有的器件串联均压技术进行了总结，给出了本文的研究方向。

第二章介绍了有源箝位型均压电路，其仅由一个辅助管和一个箝位电容串联而成，该均压电路并联在每个串联器件两端，因此只需实现箝位电容的电压均衡，即可实现串联器件的电压均衡。在理想器件串联下箝位电容的充放电过程的基础上，分析了 IGBT 串联型逆变器中箝位电容的充放电过程，计算了其充放电量。在此基础上，定量分析了串联 IGBT 拖尾电流和反向恢复电流对箝位电容充电量的影响。提出了一种放电参数的动态调整策略，能在各种工况下将箝位电容电压维持在合适范围，减小反向恢复电流引入的额外充电量。设计了 3kV/400kVA 的中压逆变器参数，并仿真验证了均压策略与参数选取的合理性。

第三章搭建了一台 IGBT 串联型电压源换流器，额定容量是 3kV/400kVA，功率密度可达 4.3MVA/m³。换流器选用双面冷却 IGBT 模块进行串联，并利用水冷散热。热仿真分析验证了热设计的合理性。实验验证了 IGBT 串联下箝位电容的均压过程和参数设计的合理性，并采用桥臂对拖开展了 67kVA 功率下的等效测试，在各种工况下，IGBT 均能实现良好均压。

第四章总结了本文的主要工作，并给出了未来工作展望。

第2章 基于有源箝位技术的 IGBT 串联型逆变器工作原理与参数设计

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型均压电路及控制策略。这种方法能够实现串联器件的动态和静态均压，具有元件数量少、损耗低等优势。已经证明，在 6 个 SiC MOSFET 串联的情况下，动态和静态不均压度可以控制在 5% 以内^{[33][34]}。然而，在使用 IGBT 串联时，由于拖尾电流效应和反向恢复效应的影响，均压过程有很大差异。本章将在文献^{[33][34]}的基础上，简要阐述如何在 IGBT 串联型逆变器中采用有源箝位均压技术来实现串联 IGBT 的均压。

2.2 有源箝位均压电路

如图 2.1(a)所示，每个主功率器件并联一个有源箝位均压电路（以下简称为有源箝位电路），该电路包括一个辅助开关管 S_a （含反并联二极管）和一个箝位电容 C_{AM} （ μF 级别）。 C_{AM} 的额定电压等于主功率器件 S 的关断电压 v_c 。当 S 导通或未出现过压时，有源箝位电路不工作，如图 2.1(b)所示；当 S 关断且出现过压时，如图 2.1(c)所示， S_a 的反并二极管自然导通，主功率器件的电压将被箝位至电容电压 v_c 。只需保持每个箝位电容电压均衡，即可实现主功率器件的电压均衡。辅助开关管 S_a 主要用于电压箝位和回收箝位电容能量，因此其器件容量远小于主功率器件。以本文设计的样机（图 2.2）为例，主管采用双面冷却 IGBT 模块，而辅助管只需使用 TO247 单管。

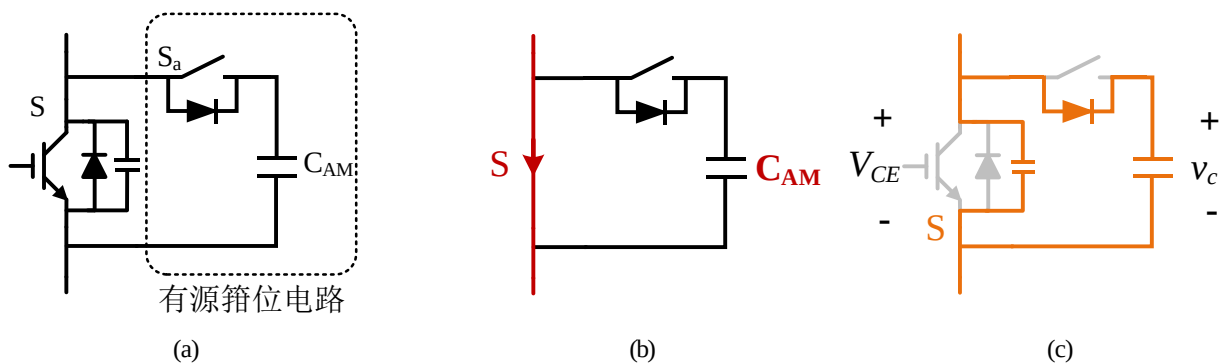


图 2.1(a)一个功率器件及其均压电路的示意图，(b)箝位电容被旁路，(c)串联器件被箝位

在应用有源箝位电路之后，器件串联型三相逆变器的拓扑如图 2.3(a)所示。由于三相逆变器各相之间具有对称性，这里仅考虑 A 相进行分析；同时，由于每相的上、下桥臂工

作状态具有对称性, 可以将下桥臂的串联器件及其均压电路用单个器件代替, 以进一步简化分析过程。

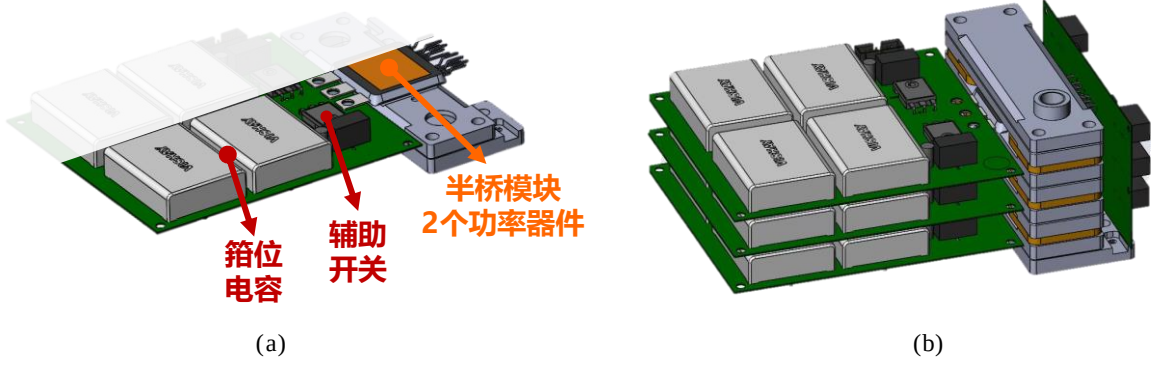


图 2.2(a)主功率器件及箝位电路三维图, (b)器件串联桥臂三维图

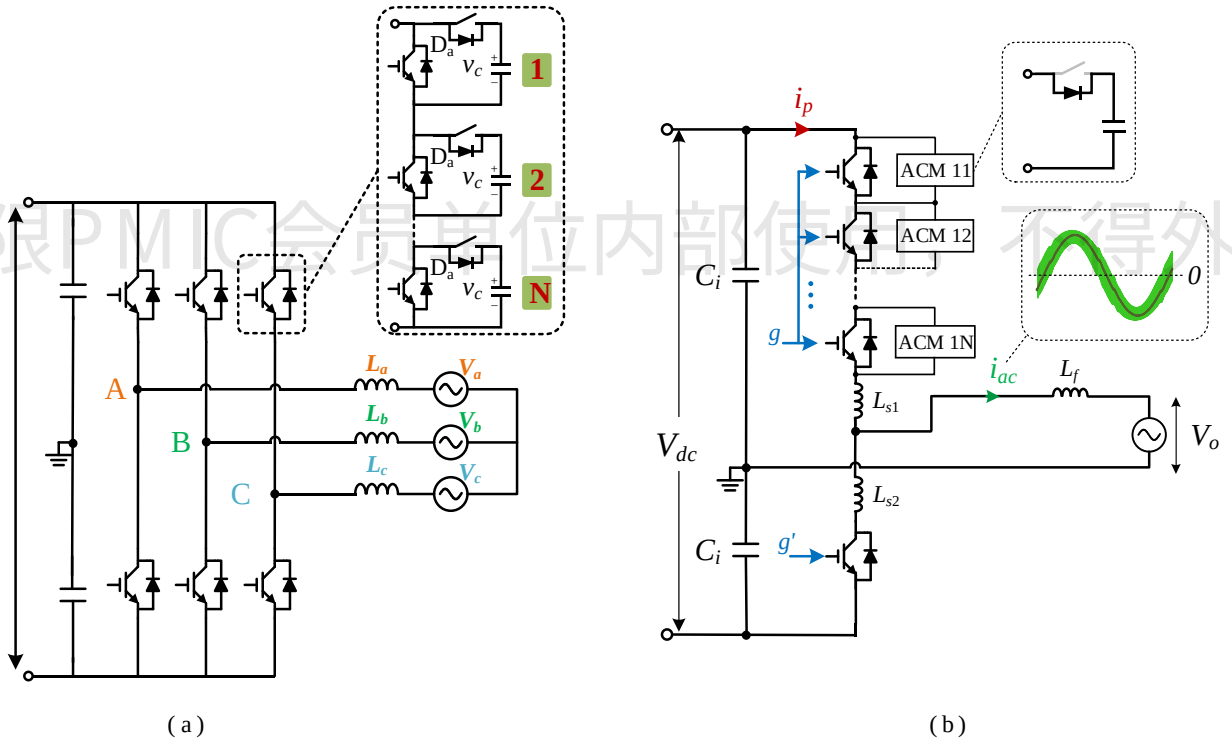


图 2.3(a)三相 DC/AC 变换器, (b)变换器简化拓扑

2.3 理想器件串联下箝位电容的充、放电分析

维持串联功率器件电压均衡的关键在于保持箝位电容电压均衡。箝位电容的充电过程通过 S_a 的反并二极管进行, 这个过程是不可控的, 如图 2.4(a)所示。而箝位电容的放电过程发生在桥臂电流 i_{ac} 小于 0 时, 如图 2.4(b)所示。对于理想器件串联, 可以忽略其开关过

程，下面将逐一分析箝位电容的充、放电过程及充、放电量。

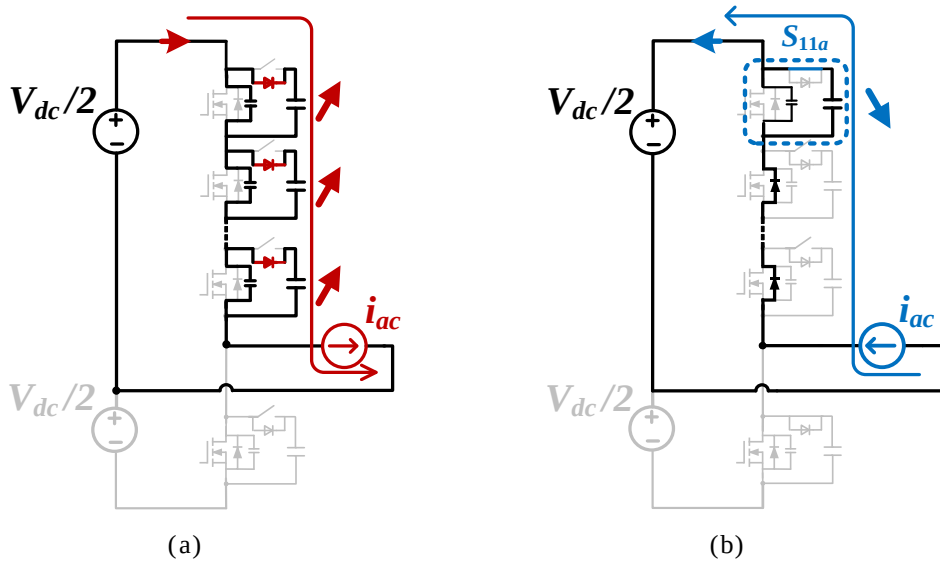


图 2.4(a)箝位电容的充电过程，(b)箝位电容的放电过程

2.3.1 理想器件串联下箝位电容的充、放电过程

理想器件串联下，箝位电容的充电过程发生在正向电流阶段。根据充电时刻的不同，箝位电容有两种类型的充电：第一种是串联主功率器件开关异步时刻，第二种是上、下桥臂换流时刻。

第一种充电方式发生在串联器件开关信号异步时刻。由于内部参数（阈值电压、跨导、寄生电容等）和外部电路参数（如驱动电阻、驱动信号延时等）的差异，各串联的主功率器件开关动作必然会出现异步。为简化分析，我们将主功率器件开关异步用驱动信号异步等效。

如图 2.5(a)所示， $g_1 \sim g_N$ 分别为主功率器件 $S_1 \sim S_N$ 的驱动信号， t_{pre} 为驱动间的提前时间， i_p 为上桥臂的正向电流。考虑第一个器件 S_1 的驱动信号 g_1 相较于其他器件 S_{2-N} 的驱动信号 g_{2-N} 存在超前：

在 S_1 提前开通过程中，如图 2.5(a)中 $t_0 - t_1$ 时刻， S_1 提前开通，而 S_{2-N} 依旧关断。此时正向电流会对 S_{2-N} 的箝位电容进行额外充电。充电过程如图 2.5(b)所示，电容充电量如图 2.5(a)中红色阴影所示。这将导致箝位电容电压 $v_{c2} \sim v_{cn}$ 的额外上升；

同时，在 S_1 提前关断过程中，如图 2.5(a)中 $t_2 - t_3$ 时刻， S_1 提前关断，而 S_{2-N} 依旧导通。此时正向电流会对 S_1 的箝位电容进行额外充电。充电过程如图 2.5(c)所示，电容充电量如图 2.5(a)蓝色阴影所示。这将导致箝位电容电压 v_{c1} 的额外上升。由于器件开关异步的存在

不可避免，箝位电容的电压将会不均衡。

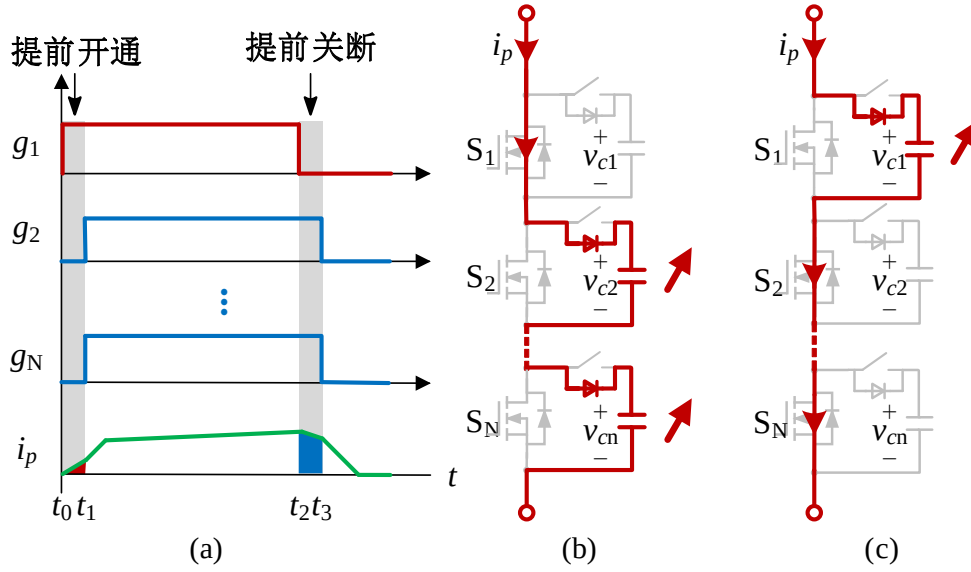


图 2.5(a)上桥臂驱动信号及正向电流, (b) S_{2-N} 箝位电容的充电过程, (c) S_1 箝位电容的充电过程

第二种充电方式发生在上、下桥臂间的换流时刻^[33]。由于桥臂寄生电感的存在，桥臂换流时，需要经过一段时间，才能将电流从一个桥臂换流至另一桥臂，这也会导致箝位电容充电。

接下来分析图 2.6(a)中所示上桥臂的换流过程。图 2.6(a)中， g 为上桥臂主功率器件的驱动信号， g' 为下桥臂主功率器件的驱动信号， t_d 为死区时间， i_p 为上桥臂的正向电流。

$t_0 \leq t < t_1$ 时，上桥臂主功率器件 S 维持导通，箝位电容会被旁路，正向电流 i_p 完全流经主功率器件 S 。

$t_1 \leq t < t_2$ 时，死区开始，上桥臂主功率器件 S 关断，其寄生电容会被充电，两端电压迅速抬升，被箝位至箝位电容电压。随后正向电流会对主功率器件的寄生电容和箝位电容进行充电，如图 2.6(b)所示，该过程持续至 i_p 降为 0，即正向电流已完全换流至下桥臂中。

$t_2 \leq t < t_3$ 时，上下桥臂间的换流过程结束，电流流经下桥臂主功率器件的反并二极管，上桥臂保持关断状态。

在整个正向电流阶段，每个开关周期中，都要经历上下桥臂间的换流过程，电容充电量如图 2.6(a)中红色阴影所示，因此箝位电容的电压将会持续上升^[33]。

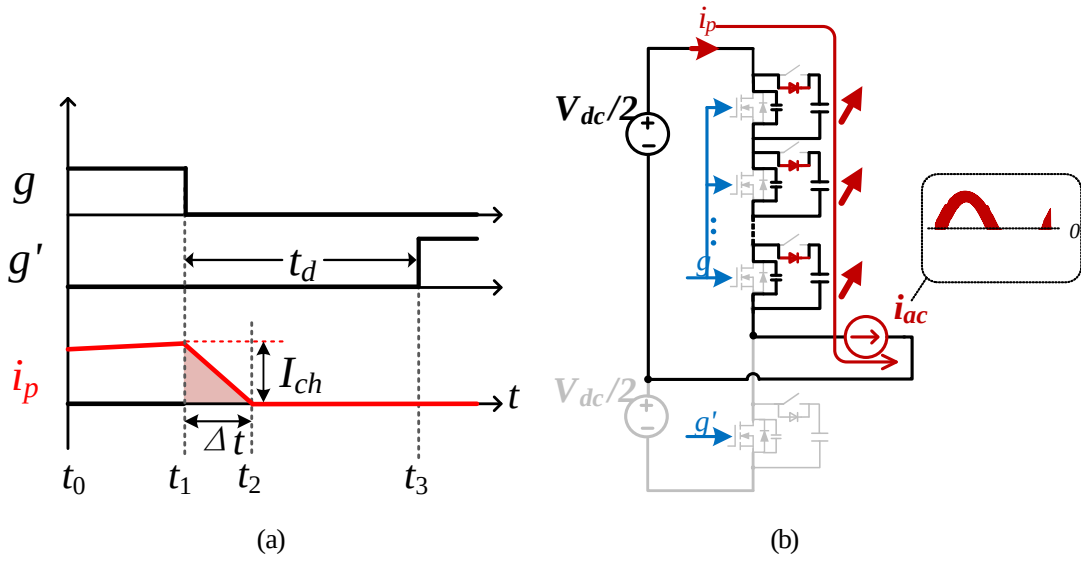


图 2.6(a)换流时刻的上下桥臂驱动信号及正向电流, (b)换流所引起的充电过程

在上桥臂电流正向时, 受到换流过程和开关异步的影响, 箝位电容电压将会持续上升且出现电压不均。在正向电流结束时, 箝位电容储存能量达到最大, 为了保持电容电压的均衡, 需要在每个工频周期中将积累在电容上的多余能量放掉。如果不对箝位电容及时放电, 将会引起串联器件和箝位电容的过压。

在反向电流阶段 (桥臂电流为负时), 通过导通辅助管可以对箝位电容进行放电, 将能量回收至主电路中^[33]。

接下来, 以图 2.7(a)为例说明箝位电容的放电过程, 仅对第一个箝位电容进行放电。 g 为上桥臂串联器件 S 的驱动信号, g' 为下桥臂器件的驱动信号, g_a 为第一个箝位电容对应辅助管的驱动信号, 0 为其他箝位电容对应辅助管的驱动信号, i_p 为上桥臂反向电流。

$t_0 \leq t < t_1$ 时, 下桥臂导通, 上桥臂仍处于关断状态, 电流仅流经下桥臂, 此时控制辅助管 S_{a1} 导通, 由于主功率器件关断电压与其箝位电容电压相近, S_{a1} 开通时, 两端电压接近为 0 , 可实现零电压开通。

$t_1 \leq t < t_2$ 时, 死区开始, 下桥臂关断, 电流由下桥臂换流至上桥臂中。由于辅助管 S_{a1} 已经处于开通状态, 反向电流会对第一个箝位电容和第一个主功率器件的寄生电容一起进行放电, 如图 2.7(b)所示, 该过程持续至辅助管 S_{a1} 断开。

$t_2 \leq t < t_3$ 时, 辅助管 S_{a1} 断开, 箝位电容从电路中切除, 反向电流会将第一个主功率器件的寄生电容电压迅速放至为 0 , 不会影响上桥臂主功率器件的零电压开通。

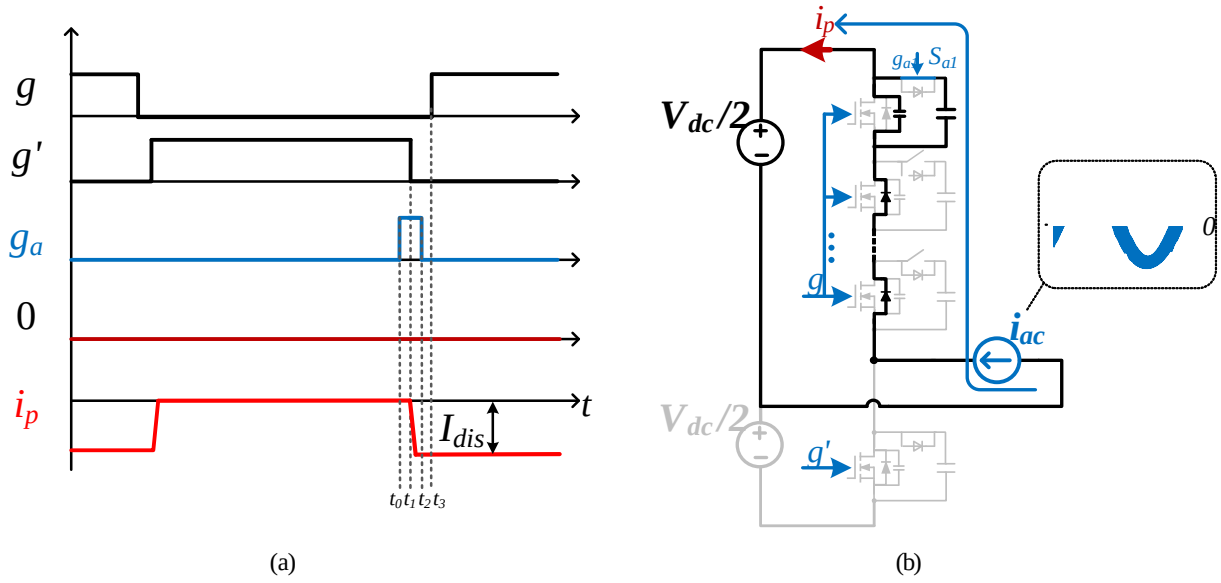


图 2.7(a)放电时的上下桥臂驱动信号及反向电流, (b)第一个箝位电容的放电过程

在整个反向电流阶段（桥臂电流为负），每个开关周期都在死区时间里开通辅助管，即可回收箝位电容的能量，实现箝位电容放电。辅助管仅在死区时间内开关动作，能实现零电压开通，且不影响主功率器件工作。

2.3.2 理想器件串联下箝位电容的均压控制方法

箝位电容的充电过程由辅助开关的反并二极管完成，而这个过程是不可控的；具体的充电量受到开关动作异步和换流过程的影响。为了实现箝位电容电压的均衡，关键在于如何为箝位电容放电。通过始终将放电信号分配给电容电压较高的单元，可以实现箝位电容电压的均衡。具体的操作流程如图 2.8 所示。考虑上桥臂中 N 个器件进行串联，其箝位电容电压分别为 v_{c1} 、 v_{c2} 、 $\dots$ 、 v_{cn} 。每个开关周期执行以下操作：

- 1) 采样所有箝位电容电压 $v_{c1} \sim v_{cn}$ ；
- 2) 对箝位电容电压 $v_{c1} \sim v_{cn}$ 进行排序；
- 3) 在上桥臂电流为正向时，保持所有辅助管常关断。在上桥臂电流为反向时，根据电压排序结果分配放电信号 g_a （图 2.7(a)）：将放电信号 g_a 分配给箝位电容电压较高的 k 个模块，即在死区时间内闭合相应模块的辅助管；而对于电容电压较低的 $N-k$ 个模块，分配关断信号 0，使辅助管保持断开状态。

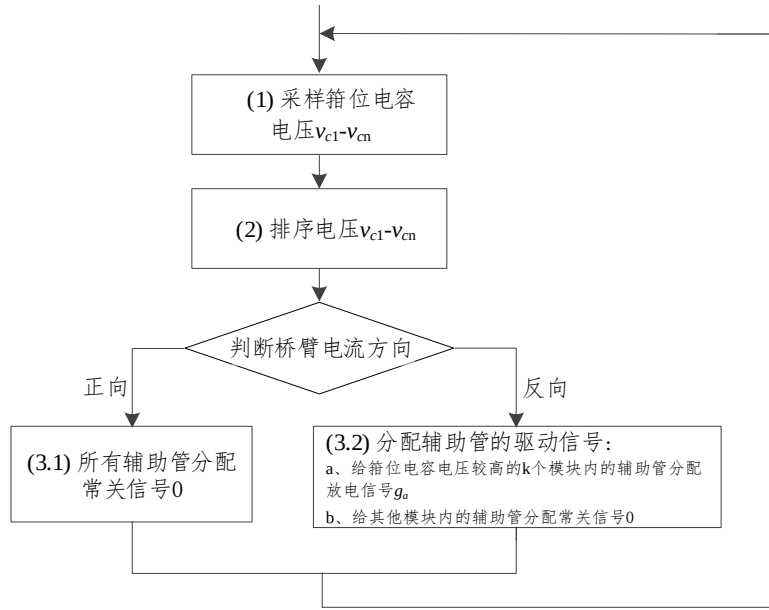


图 2.8 箝位电容均压控制策略

接下来，将结合图 2.9 来说明采用这种均压策略后，箝位电容电压的变化过程。如图 2.9 (a)所示，上桥臂包含 3 个串联的主功率器件，每个开关周期选择一个箝位电容进行放电 ($N=3, k=1$)，箝位电容电压分别为 v_{c1} 、 v_{c2} 和 v_{c3} 。

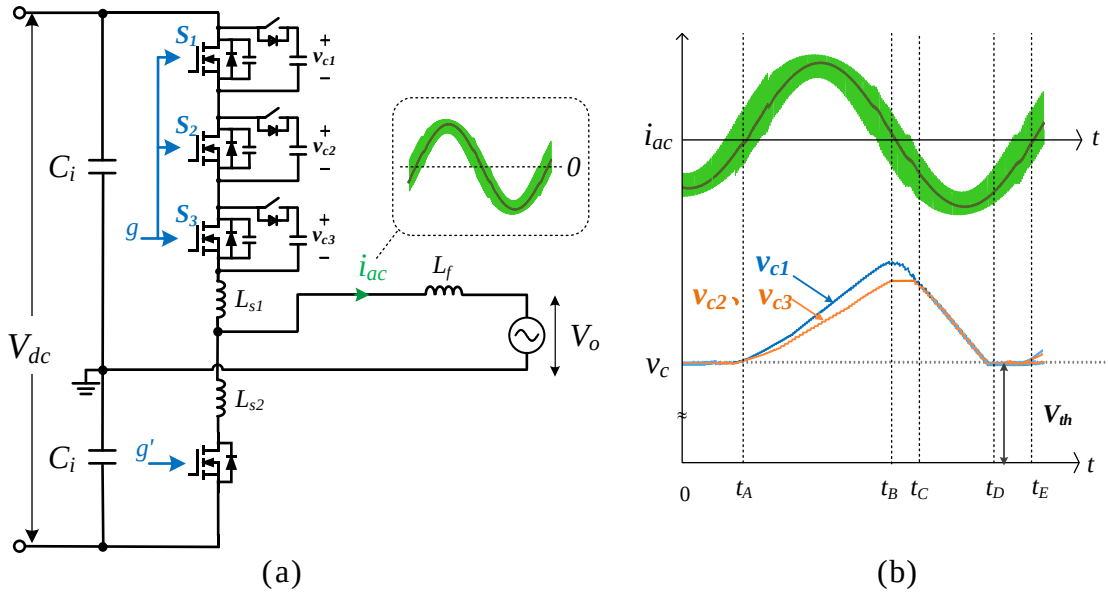


图 2.9(a)变换器简化拓扑, (b)箝位电容电压波形

$t_A \leq t < t_B$ 时，上桥臂电流为正。由于换流过程和开关异步的影响，箝位电容电压将持续上升。假设主功率器件 S_1 的开关动作提前于其他器件，如图 2.5 所示，那么在每个开关

周期内, S_1 的额外充电量将大于 S_2 和 S_3 的额外充电量。因此, 箝位电容电压将出现不均衡, 表现为 v_{c1} 持续高于 v_{c2} 和 v_{c3} 。

$t_B \leq t < t_C$ 时, 上桥臂电流为负向。由于 v_{c1} 是三个箝位电容电压中的最高值, 根据图 2.8 的放电策略, 放电信号 g_a 会一直分配给 S_{a1} , 而其他辅助管保持断开。这时, v_{c1} 将持续下降, 而 v_{c2} 和 v_{c3} 保持不变, 直至三者电压达到均衡。

$t_C \leq t < t_D$ 时, 箝位电容电压之和 ($v_{c1} + v_{c2} + v_{c3}$) 高于直流母线电压 V_{dc} 。在每个开关周期内, 三个箝位电容将根据电压大小依次放电, 直至箝位电容电压均衡在 $v_{c1} = v_{c2} = v_{c3} = V_{dc}/3$ 。

$t_D \leq t < t_E$ 时, 上桥臂电流依旧为负向, 箝位电容的放电过程将继续。如图 2.10(a)所示, 假定在某个开关周期中, 反向电流对 S_{a1} 的箝位电容进行放电, 那么 v_{c1} 将减小, 而 v_{c2} 和 v_{c3} 保持不变。此时, 箝位电容电压之和 ($v_{c1} + v_{c2} + v_{c3}$) 将低于直流母线电压 V_{dc} 。因此, 在下桥臂主功率器件导通后, 将出现一个电压补偿阶段, 此时反并二极管导通, 上桥臂箝位电容被充电, 直至 ($v_{c1} + v_{c2} + v_{c3}$) = V_{dc} 。在此过程中, v_{c1} 、 v_{c2} 和 v_{c3} 均有所增加, 如图 2.10(b)所示。这样的放电阶段和电压补偿阶段将持续存在, 从而实现箝位电容电压的动态均衡, 使其保持在 $V_{dc}/3$ 。

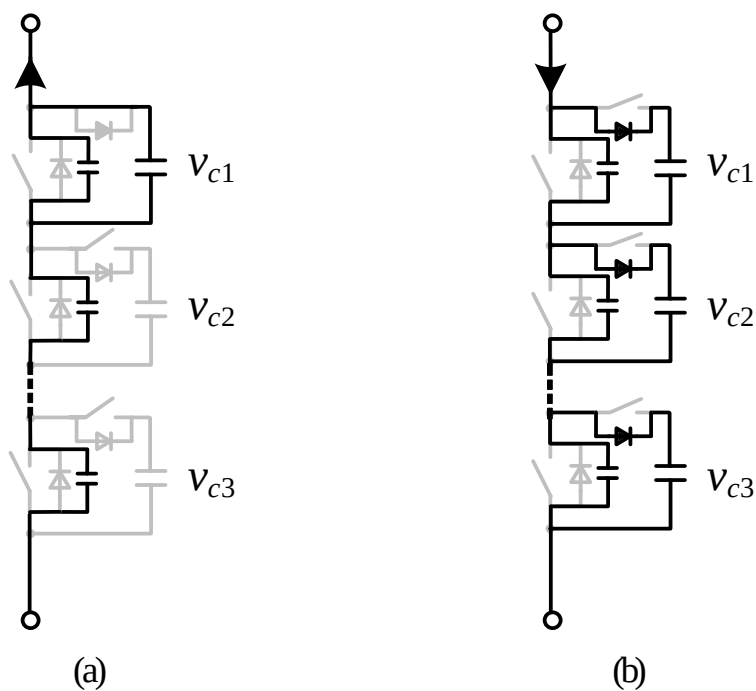


图 2.10(a)放电阶段电路示意图, (b)电压补偿阶段电路示意图

2.4 IGBT 串联下箝位电容的充电分析

本文研究 IGBT 串联型逆变器。采用 IGBT 串联时，由于 IGBT 本身的特性，箝位电容拥有两种额外的充电机制：一是 IGBT 拖尾电流减小充电量，二是 IGBT 反向恢复电流增加充电量。而对于箝位电容的放电过程，其由辅助管控制，放电量和均压控制方法均不受 IGBT 本身特性的影响，与第 2.3 节分析一致。下面将逐一分析两种机制影响下箝位电容的充电过程及充电量。

2.4.1 IGBT 串联下箝位电容的充电过程

IGBT 拖尾电流对箝位电容充电量的影响，发生在图 2.4(a)所示的正向电流阶段。IGBT 是一种双极性器件，其内部的 PNP 晶体管基区存在大量少数载流子，这部分载流子在关断时无法用外加反相电流抽取，只能靠自然复合消失，该复合过程较慢，导致 IGBT 关断过程中出现拖尾电流现象，减小箝位电容的充电量。

下面结合图 2.11，分析 IGBT 拖尾电流影响下的箝位电容充电过程。图 2.11(a)中， g 为 IGBT 的驱动信号， i_p 为正向桥臂电流， i_T 为流经 IGBT 的电流， i_c 为箝位电容的充电电流。
 $t_0 \leq t < t_1$ 时，IGBT 维持导通，箝位电容会被旁路，正向电流 i_p 完全流经 IGBT，箝位电容充电电流 i_c 为 0。

$t_1 \leq t < t_2$ 时，死区开始，上下桥臂开始换流，换流过程的分析与图 2.6 相同，正向桥臂电流 i_p 线性减小至 0。在 t_1 时刻，IGBT 关断，其寄生电容电压将被充电至箝位电容电压。然而，受到拖尾电流现象的影响，流经 IGBT 的正向电流 i_T 无法迅速降至为 0，如图 2.11(a) 所示，这个过程会导致箝位电容充电电流 i_c 减小。因此，在每个开关周期中，箝位电容的充电量(黄色阴影区域)相较于采用理想器件串联时(图 2.6(a))的充电量(红色阴影区域)有所减少。

$t_2 \leq t < t_3$ 时，上下桥臂间的换流过程结束，正向桥臂电流 i_p 、IGBT 电流 i_T 、箝位电容充电电流 i_c 均归于 0。

在整个正向电流阶段中，受到 IGBT 拖尾电流的影响，箝位电容充电量有所降低，因此其电压波动相较于采用理想器件时也会有所减小。

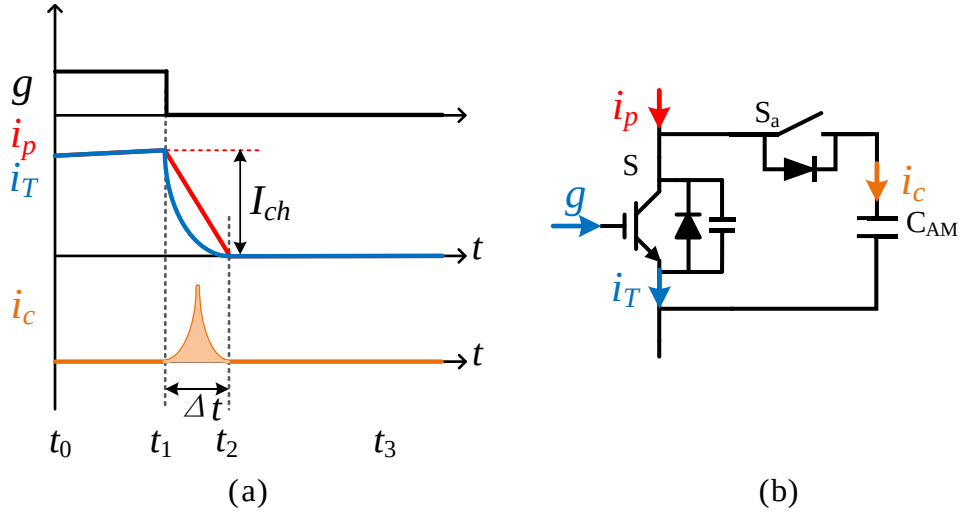


图 2.11 正向电流阶段，IGBT 拖尾电流作用下的充电过程

IGBT 反向恢复电流对箝位电容充电量的影响发生在图 2.4(b)所示的反向电流阶段。当反向电流流经 IGBT 的反并二极管时，会积聚较高水平的载流子浓度。在反并二极管关断后，大量载流子在反向电压作用下反向流动，产生较大的反向恢复电流，直至消耗殆尽残余载流子。IGBT 反向恢复电流会导致箝位电容在反向电流阶段进行额外充电。

下面结合图 2.12，分析 IGBT 反向恢复电流影响下的箝位电容充电过程。在图 2.12(a)中， g 为上桥臂 IGBT 驱动信号， g' 为下桥臂 IGBT 驱动信号， t_d 为死区时间， i_p 为反向桥臂电流， i_T 为流经 IGBT 的电流， i_c 为箝位电容的充电电流，上、下桥臂的寄生电感均为 L_s 。

$t_0 \leq t < t_1$ 时，上桥臂 IGBT 保持导通，箝位电容会被旁路，反向电流 i_p 完全流经 IGBT 的反并二极管，箝位电容充电电流 i_c 为 0。

$t_1 \leq t < t_2$ 时，死区开始，反向电流 i_p 继续流经 IGBT 的反并二极管，箝位电容充电电流 i_c 仍为 0。

$t_2 \leq t < t_3$ 时，下桥臂 IGBT 开始导通，电流从上桥臂的反并二极管强制换流至下桥臂的 IGBT 中。在 t_2 时刻，上桥臂反并二极管关断，受到反向恢复电流的影响，流经反并二极管的电流 i_T 迅速由反向增大至正向最大电流值 I_{rec} 。在此过程中，IGBT 两端电压为 0，箝位电容仍被旁路。

$t_3 \leq t < t_4$ 时，上桥臂反并二极管的反向恢复电流 i_T 从 I_{rec} 指数下降至 0^[45]。在 t_3 时刻，如果没有有源箝位电路，上桥臂 IGBT 寄生电容将被迅速充电，两端电压 V_{CE} 迅速抬升，导致电压过冲，而桥臂电流 i_p 则随 i_T 指数下降至 0。然而，由于有源箝位电路的存在，在

t_3 时刻，下桥臂 IGBT 保持导通，上桥臂 IGBT 电压 V_{CE} 迅速上升至箝位电容电压 V_c ，如图 2.12(c)所示。所述有源箝位电路除了能均衡各功率器件的电压，还能避免功率器件的电压过冲。

$t_4 \leq t < t_5$ 时，上桥臂反并二极管的反向恢复电流已降至为 0，箝位电容充电电流 $i_c = i_p$ 。

在整个反向电流阶段，受到 IGBT 反向恢复电流的影响，每个开关周期中箝位电容都会进行额外充电。充电量与箝位电容电压大小相关，下面将展开具体分析。寄生电感上的电压可计算为：

$$2L_s \frac{di_p}{dt} = V_{dc} - NV_c \quad (2.1)$$

其中， V_{dc} 为直流母线电压， V_c 为箝位电容电压， N 为串联器件个数。

根据式 (2.1)，在 $t_3 \leq t < t_4$ 时刻内，电流 i_p 由最大值 I_{rec} 线性减小至 0，因此，如图 2.12(a)中所示，箝位电容会进行额外充电，充电电流 $i_c = i_p - i_T$ 。充电量为图 2.12(a)中黄色阴影面积，大小取决于桥臂电流变化率 di_p/dt 。由式 (2.1) 可知，当箝位电容电压 V_c 较高时，桥臂电流变化率 di_p/dt 较大，黄色阴影部分的充电量则较小。与采用理想器件串联相比，IGBT 串联会增加箝位电容充电量。

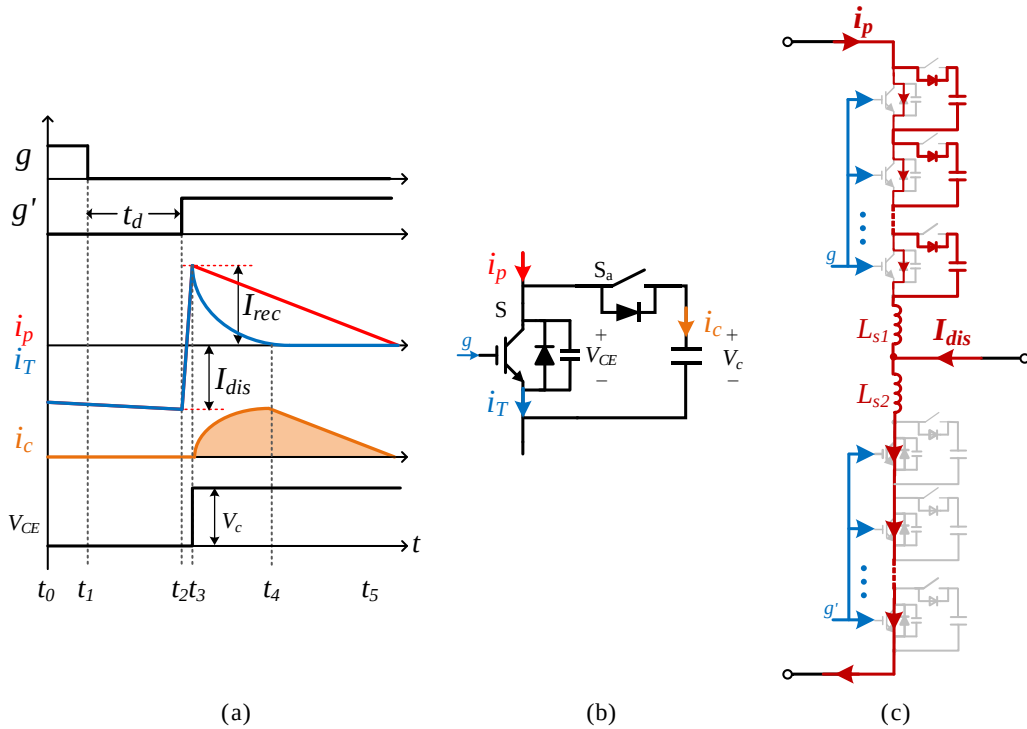


图 2.12 反向电流阶段，反并二极管反向恢复作用下的充电过程

2.4.2 IGBT 串联下箝位电容的充电量

在正向电流阶段，对于理想器件串联时，箝位电容会进行充电，充电量 $(Q_{ch})_{for}$ 已在文献[33]中得到详细论述，它包含两部分：主功率器件异步引起的充电量和桥臂换流引起的充电量。当采用 IGBT 串联时，类似于理想器件串联，在正向电流阶段，主功率器件异步和桥臂换流仍会对箝位电容进行充电，但受到 IGBT 拖尾电流的影响，充电量会略小于 $(Q_{ch})_{for}$ 。为了方便后续箝位电容等参数的设计，这里仍将 $(Q_{ch})_{for}$ 作为正向电流阶段 IGBT 串联下箝位电容的充电量。

在反向电流阶段，受到 IGBT 反并二极管反向恢复的影响，箝位电容会进行额外充电，如图 2.12(a)中黄色阴影所示。在单个开关周期中，箝位电容的充电量可计算为：

$$q_{ch}(I_{dis}) = \frac{1}{2}I_{rec}\Delta t - \tau I_{rec} = \frac{I_{rec}^2}{2(di_p/dt)} - \tau I_{rec} \quad (2.2)$$

其中， I_{rec} 为反向恢复电流最大值，与反并二极管导通电流 I_{dis} 和电流变化率 di/dt 有关， τ 为反向恢复电流下降时的指数常数，仅与反并二极管自身特性有关。

在整个反向电流阶段，反向恢复引起的箝位电容充电量为：

$$(Q_{ch})_{rec} = \sum q_{ch}(I_{dis}) \quad (2.3)$$

结合式 (2.1)、(2.2) 和 (2.3)，在图 2.12(a)中，当 $t_3 \leq t < t_5$ 时，箝位电容的电压 V_c 越高，桥臂电流变化率 di_p/dt 就越大，反向恢复引起的充电量 $(Q_{ch})_{rec}$ 会相应减小。图 2.13 给出了输入电压为 500V、输出电流为 30A 时的箝位电容充电电流。通过调整放电参数可对箝位电容电压 V_c 进行调节。如图 2.13(a)，箝位电容电压 $V_c = 127V$ 时，桥臂电流变化率 $di_p/dt = 14.6 \times 10^6 A/s$ ，反向恢复引起的充电量如图 2.13(a)中蓝色阴影所示；如图 2.13(b)，箝位电容电压 $V_c = 124V$ 时，桥臂电流变化率 $di_p/dt = 9 \times 10^6 A/s$ ，反向恢复引起的充电量如图 2.13(b)中蓝色阴影所示。可见，箝位电容电压值越低时，桥臂电流变化率 di_p/dt 越小，反向恢复引起的充电量会越大，从而增大放电参数和箝位电路环流大小，为电路引入额外损耗。

如图 2.14 所示，为了降低反向恢复引起的充电量，箝位电容电压 v_c 应控制在合适的范围内。若 v_c 过大，箝位电容电压可能过高，从而增加电容过压击穿的风险。相反，若 v_c 过小时，会增加反向恢复引起的充电量，为电路带来额外损耗。

箝位电容电压均衡值 V_{ih} 相较 V_{dc}/N 的浮度称为均衡值浮度 γ ，表达式如下：

$$\gamma = \frac{NV_{th} - V_{dc}}{V_{dc}} \quad (2.4)$$

其中， V_{dc} 为直流母线电压， N 为串联器件个数， V_{th} 为箝位电容电压均衡值。在选择箝位电容电压均衡值浮度 γ 时，应确保其处于合适的范围内。

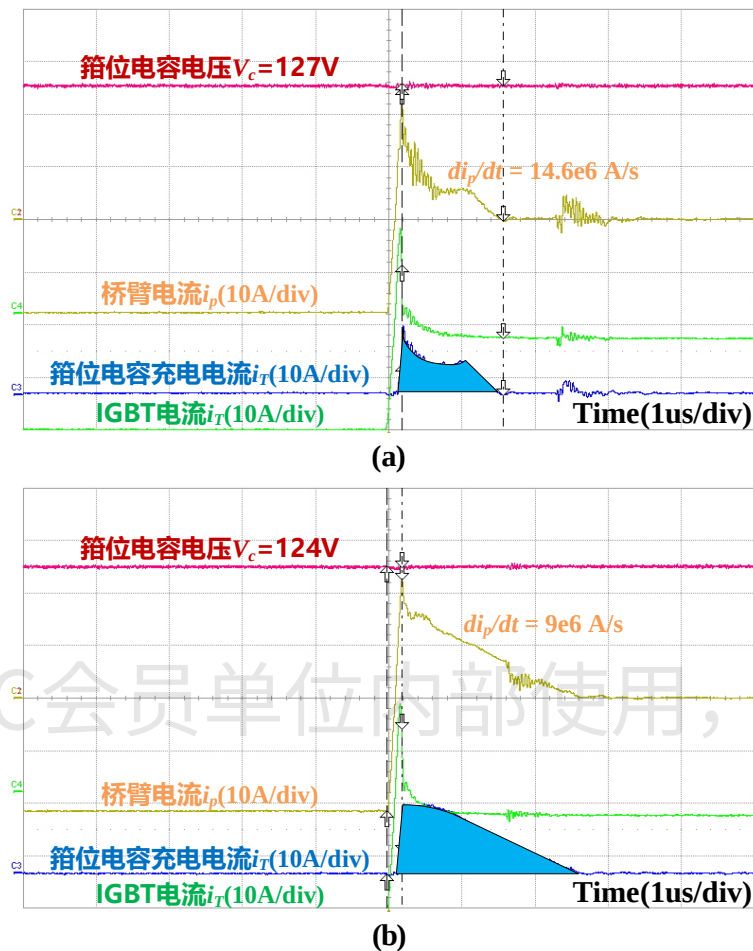


图 2.13 箝位电容电压与 di_p/dt 关系

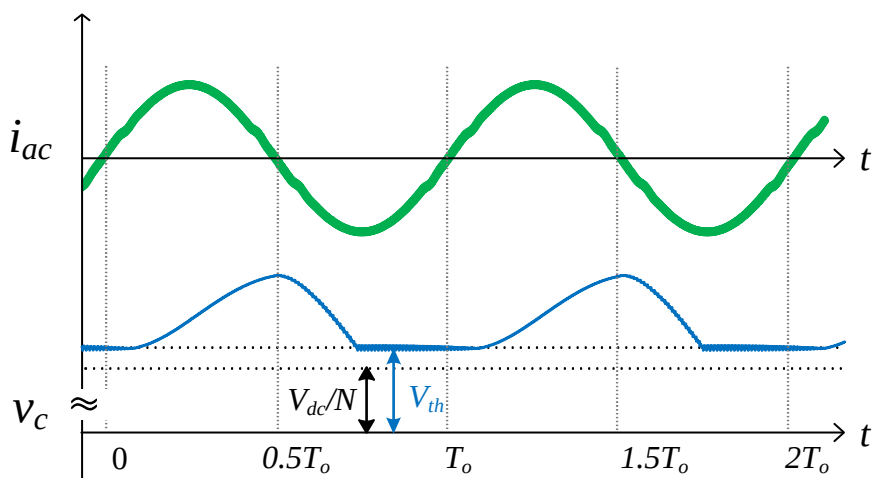


图 2.14 工频周期内箝位电容电压

2.5 3kV/400kVA IGBT 串联型中压逆变器参数选取

2.5.1 主功率器件

为验证 IGBT 串联均压方法的可行性，搭建一台 3kV/400kVA 器件串联型逆变器。主功率器件选择的是英飞凌的一款双面冷却模块 FF450R08A03P2^[43]，如图 2.15(a)所示。该模块内部由两个 IGBT 串联而成，如图 2.15(b)所示，单个 IGBT 规格为 750V/450A。该模块内部的芯片与功率端子采用烧结方式互联，相比于传统焊接型模块，发生开路故障概率较低。多个模块串联时，可以采用交错层叠模块与散热器^[44]，装配示意图呈紧凑的垂直结构，如图 2.15(c)所示。然而，如果仅为了验证 IGBT 的串联均压效果、IGBT 拖尾电流和反向恢复电流对箝位电容充放电的影响，可以选择任何型号的 IGBT。

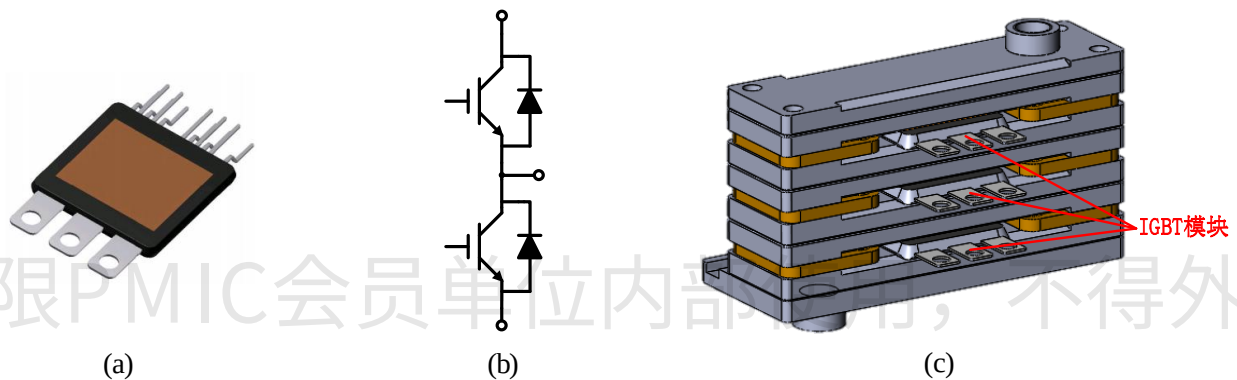


图 2.15(a)双面冷却 IGBT 模块，(b)IGBT 模块电路结构，(c)模块与散热器装配图

2.5.2 辅助管

辅助管仅在反向电流的半个工频周期内有开关动作。当模块被选中放电时，对应辅助管在死区时间内进行短暂导通且能实现准零电压开通，其导通损耗和开关损耗均远小于主功率器件。考虑到辅助管需要在死区时间内进行快速开关动作，拟选用 CREE 公司的两款 1200V SiC MOSFET，考虑两种导通电阻 $21\text{m}\Omega$ (C3M0021120K)和 $75\text{m}\Omega$ (C3M0075120K)。在仿真软件 PLECS (Piecewise Linear Electrical Circuit Simulator) 中进行损耗分析，辅助管放电时长为 $2\text{ }\mu\text{s}$ ，放电个数为 3 个，不同功率等级 (25~400kVA) 下，两款辅助管与主功率器件的损耗对比如图 2.16。

相较于主功率器件，辅助管的损耗能够小一个量级。400kVA 额定功率下，即便选用辅助管 C3M0075120K 时，损耗仅为 10.2W。当通过散热器 ICK S $25 \times 25 \times 6.5$ 对辅助管进行强制风冷散热时，辅助管结到外界环境的热阻可计算为：

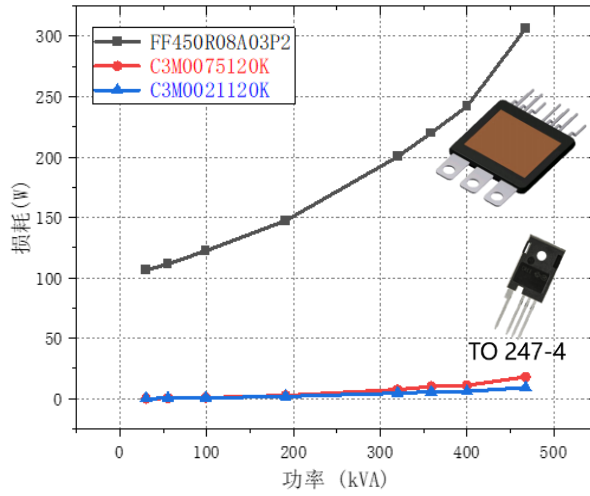


图 2.16 辅助管与 IGBT 不同功率下损耗对比图

$$R_{\theta JA} = R_{\theta JC} + R_{\theta CA} = 1.1^{\circ}\text{C/W} + 4.5^{\circ}\text{C/W} = 5.6^{\circ}\text{C/W}$$

其中, $R_{\theta JC}$ 为辅助管结壳间的热阻, $R_{\theta CA}$ 为散热器热阻, 为 4.5°C/W (2m/s 强制风冷条件下)。

辅助管的温升为 $\Delta T = P \times R_{\theta JA} = 10.2 \times 5.6^{\circ}\text{C} = 57.12^{\circ}\text{C}$, 在 SiC MOSFET 的正常工作温度范围内。

2.5.3 箝位电容

由第 2.3 节可知, 受到充电过程和放电过程的影响, 箝位电容电压会呈现周期性波动, 箝位电容的电压波动大小 ε 与其工频周期充电量 Q^+ 有关。对于 IGBT 串联, 在单个工频周期中, 正向电流阶段, 受主功率器件开关异步和桥臂换流影响, 箝位电容会进行额外充电, 充电量记为 $(Q_{ch})_{for}$; 反向电流阶段, 受 IGBT 反并二极管反向恢复影响, 箝位电容也会进行额外充电, 充电量记为 $(Q_{ch})_{rec}$ 。在 2.3 节提出的均压控制策略下, 反向电流阶段, 辅助管受控导通, 使箝位电容进行主动放电, 放电量记为 Q^- 。在单个工频周期内, 为实现箝位电容电压的周期性均衡, 其充电量应等同于放电量, 即:

$$Q^- = Q^+ = (Q_{ch})_{for} + (Q_{ch})_{rec} \quad (2.5)$$

根据式 (2.5), 在反向电流阶段, 箝位电容会同时进行充电和放电过程, 且放电量大于充电量。因此, 在考虑箝位电容的电压波动时, 可以仅考虑正向电流阶段的充电量 $(Q_{ch})_{for}$ 。对于箝位电容电压, 其波动记为 ε , 表达式如下:

$$\varepsilon = \frac{\frac{(Q_{ch})_{for}}{C}}{\frac{V_{dc}}{N}} \times 100\% \quad (2.6)$$

其中, V_{dc} 为直流母线电压, N 为串联器件个数, C 为箝位电容的容值。

根据文献[33], 要计算正向电流阶段的充电量 $(Q_{ch})_{for}$, 首先需要知道桥臂的寄生电感 L_m 大小和串联器件之间的最大固有异步时间 t_{pre} 。对于测量寄生电感, 具体做法是对桥臂两端施加恒定电压 V_s , 控制串联器件短暂导通时间 t_s , 通过测量电流的上升值即可求得寄生电感大小。对于测量异步时间, 具体做法是对箝位电容电压最高的模块, 让其主功率器件滞后动作 t_Δ , 通过二分法不断调整 t_Δ 大小使得该模块箝位电容电压等同于最低的模块, 此时 t_Δ 即为最大固有异步时间。

输入电压 V_s 为 50V, 短路时间 t_s 为 5 μ s 时, 测试电流上升值如图 2.17 所示。根据式子:

$$2L_m \frac{di}{dt} = V_s \quad (2.7)$$

其中, $di=100A$, $dt=4\mu s$, 单个桥臂寄生电感 $L_m=1\mu H$ 。

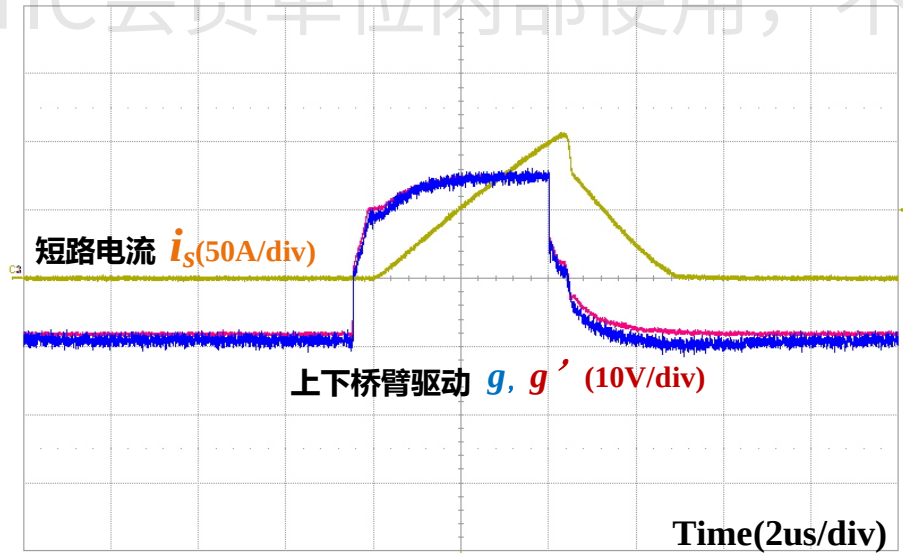


图 2.17 桥臂短路测试

在输入电压为 500V, 输出电流为 40A 时, 由于开关异步影响, 箝位电容电压之间出现明显不均衡。如图 2.18(a)所示, g_1 表示最先导通模块 S_1 的驱动信号, g_N 表示最晚导通模块 S_N 的驱动信号, i_p 表示桥臂的导通电流。在每个开关周期内, 最先导通模块 S_1 中箝位电容的额外充电量(蓝色阴影)将大于其他模块中箝位电容的额外充电量(红色模块), 因此

最先导通模块中箝位电容电压最高、最后导通模块中箝位电容电压最低。如图 2.18(b)所示，通过给予 S_1 模块 t_{Δ} 的延时补偿，可以使其箝位电容电压达到最低， t_{Δ} 即为串联器件间的最大固有异步时间。

如图 2.19(a)所示，第三个串联器件箝位电容电压 v_{c13} 最高，第二个串联器件箝位电容电压 v_{c12} 最低，因此它们之间的异步时长最大。通过给第三个串联器件施加滞后时间 $t_{\Delta} = 125\text{ns}$ ，可以使其箝位电压 v_{c13} 等同于最低的箝位电容电压 v_{c12} ，如图 2.19(b)所示。因此，串联器件之间的最大固有异步时间测得为 $t_{pre} = t_{\Delta} = 125\text{ns}$ 。

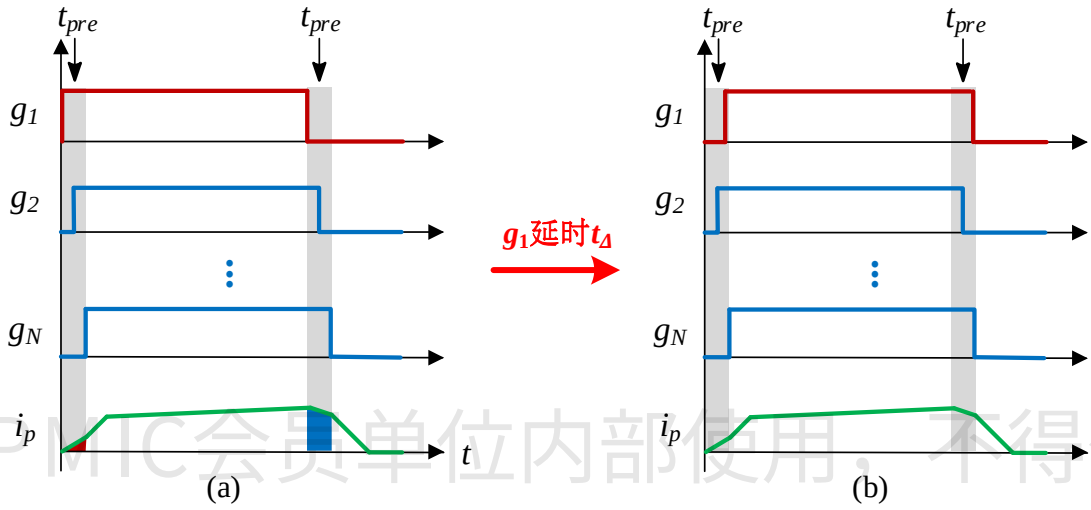


图 2.18 箝位电容电压最高的模块延时开通

基于上述寄生电感和最大固有异步时间测量值，在输入电压为 3kV、额定功率为 400kVA、单个桥臂采用 6 个器件进行串联的条件下，根据文献[33]中箝位电容充电量表达式，单个工频周期中，箝位电容最大充电量为 $(Q_{ch})_{for} = 2.09 \times 10^{-3}\text{C}$ ，由式 (2.6) 可知，箝位电容容值与其波动大小的对应关系如图 2.20 所示。

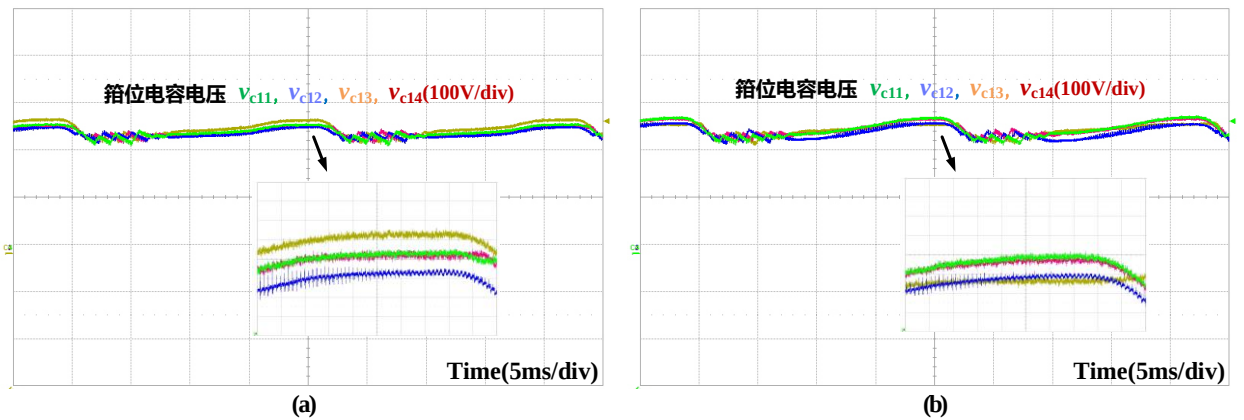


图 2.19 串联器件之间固有延时测量

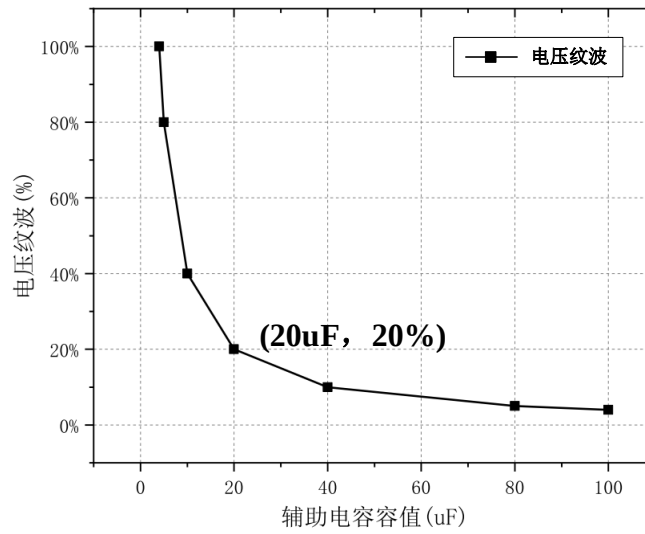


图 2.20 箝位电容不同容值对应的电压波动

串联器件的关断电压箝位于箝位电容电压，为防止串联器件过压击穿，应尽量减小箝位电容的电压波动。因此，系统选取了 $20\mu\text{F}$ 的金属薄膜电容 MKP1848S62070JY5B 作为箝位电容。在这种情况下，电压纹波系数与箝位电容的关系曲线已经相当平坦，纹波大小 ε 为 20%，满足设计要求。

2.5.4 放电参数选取

实现串联器件均压的关键在于实现箝位电容的电压均衡。在每个工频周期里，箝位电容会经历周期性的充电与放电，为了维持箝位电容的电压均衡，如式 (2.5) 所示，在一个工频周期里，总放电量应等同于总充电量。

箝位电容每个工频周期里的充电量 Q^+ 由三部分构成：1) 开关异步所导致的充电量；2) 换流过程所导致的充电量；3) IGBT 反并二极管反向恢复所导致的充电量。

箝位电容的放电过程是通过控制辅助管的开通进行，由第 2.3 节可知，每个工频周期的放电量 Q^- 受到放电时长 t_a 与放电模块个数 k 的影响。辅助管的放电时长 t_a 越长，箝位电容的放电量越大，但放电时长的增加意味着死区时间的延长，将会影响电路的传输效率。考虑到 IGBT 开关速度相对较慢，本文选用死区时长为 $2\mu\text{s}$ ，辅助管放电时长应小于死区时间，最大为 $t_{amax} = 1.75\mu\text{s}$ 。通过增加放电模块个数 k 也可以增大放电量，这种方式无需延长死区时间即可以实现电压均衡，但过多的放电个数将会增加辅助管的损耗大小。

图 2.21 给出了输入电压为 500V、输出电流为 20A 时的箝位电容充电电流。正向电流阶段，受到 IGBT 拖尾电流的影响，箝位电容的充电电流较小；反向电流阶段，受到 IGBT

反并二极管反向恢复的影响，箝位电容拥有较大的充电电流。因此，对于式 (2.5)，可以忽略正向电流阶段的箝位电容充电量，即为：

$$Q^- = (Q_{ch})_{rec} \quad (2.8)$$

结合式 (2.1) 至式 (2.4)，上式可化简为：

$$Q^- = \sum \left(\frac{L_s I_{rec}^2}{\gamma V_{dc}} - \tau I_{rec} \right) \quad (2.9)$$

根据式 (2.9)，当选取的放电参数较大 ($k \times t_a$) 时，放电量 Q^- 会随之增大，箝位电容电压均衡值浮度 γ 则会相应减小，即箝位电容电压降低，但过大的放电参数和过大的反向恢复引起的充电量将为电路引入较大损耗；当选取的放电参数较小时，放电量 Q^- 会随之减小， γ 则会相应增大，即箝位电容电压升高，但过高的电压会造成串联器件的不可逆损坏。

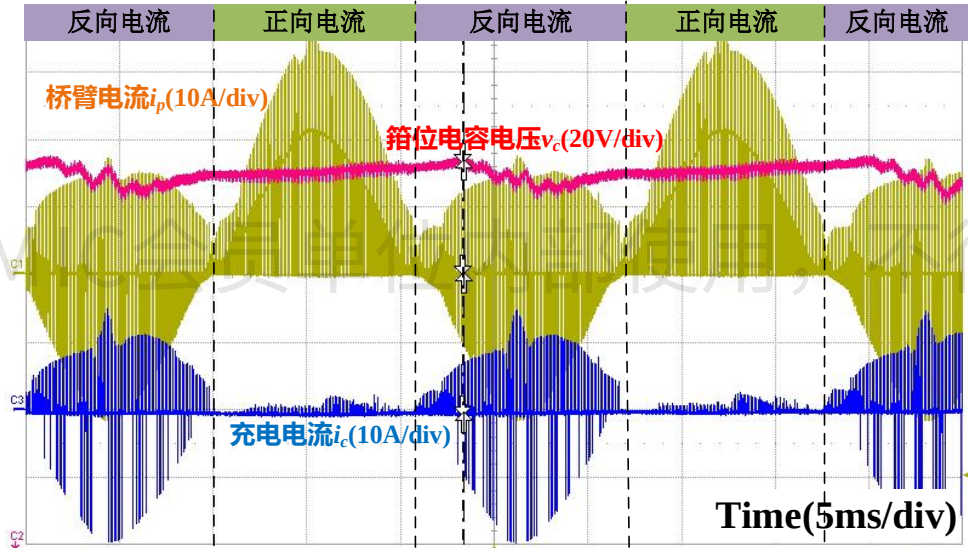


图 2.21 单个工频周期内，箝位电容充电电流

在本样机中，为防止箝位电容过压击穿，均衡值浮度 γ 应满足：

$$\frac{V_{dc}}{N} (1 + \varepsilon + \gamma) < V_{cmax} \quad (2.10)$$

其中，在额定工况下，输入电压 V_{dc} 为 3000V，器件串联个数 N 为 6，电容电压波动 ε 为 20%，箝位电容电压阈值 V_{cmax} 为 700V，因此均衡值浮度 $\gamma < 0.2$ 。本文中，取 $\gamma = 0.1$ 。

为实现 γ 的调控，可以通过调整放电时长 t_a 与放电模块个数 k 。具体的操作流程如图 2.22 所示。初始时，为了避免串联器件存在过压风险，放电时长和放电个数均设置为最大，即 $t_a = 1.75\mu s$ 、 $k = N - 1$ 。考虑每个桥臂中 N 个器件进行串联，每个工频周期执行下列操作：

- 1) 采样直流母线电压 V_{dc} 和箝位电容电压均衡值 V_{th} ;
- 2) 在每个工频周期开始时, 根据 V_{th} 和 $(1+\gamma)V_{dc}/N$ 的关系调节放电参数 k 与 t_a :

$V_{th} \geq (1+\gamma)V_{dc}/N$ 时, 增大放电参数; $V_{th} < (1+\gamma)V_{dc}/N$ 时, 减小放电参数;

在上诉放电参数选取策略控制下, 针对不同工况, 箝位电容电压均衡值浮度均能维持在固定大小 $\gamma=0.1$ 。

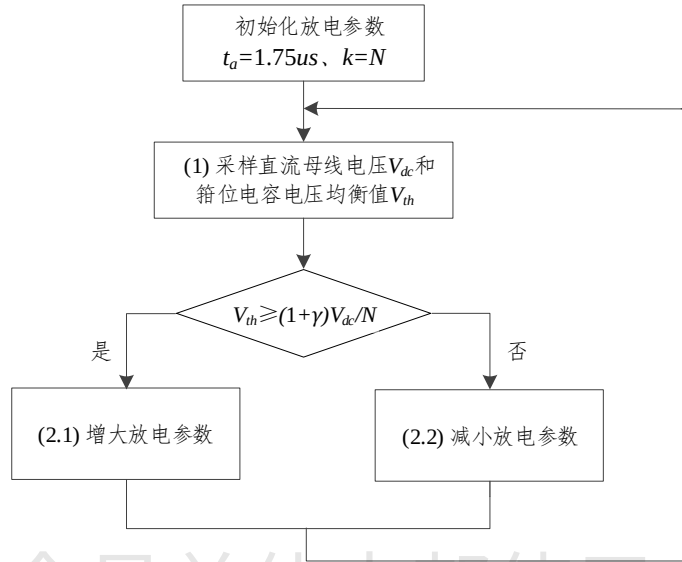


图 2.22 放电参数选取策略

2.6 仿真验证

为了验证均压方案在三相 DC/AC 变换器中的可行性, 本文在 PLECS 软件中搭建了一个基于图 2.3(a)所示电路的 400kVA 的仿真模型。

考虑实验室里输入电源的电压等级, 样机中输入电压选取为 3kV, 每个桥臂包含 6 个串联的 IGBT, 因此对于每个串联 IGBT, 承受电压为 500V。当电压拓展至 20kV (± 10 kV) 时, 功率能够达到 2.5MVA。

对于 IGBT 模块, 其结温不得高于 150°C 。不同功率等级 (25~500kVA) 下, IGBT 模块的损耗如图 2.16 所示。考虑水冷散热器的散热能力, 样机选取额定功率为 400kVA。此时 IGBT 模块最高结温为 91°C , 具体计算过程将在本文第 3.2 节中给出。由于 IGBT 模块开关速度相对较慢, 因此依据 FF450R08A03P2 的数据手册[43], 选取开关频率为 10kHz, 死区时间为 $2\mu\text{s}$ 。

对于有源箝位电路中箝位电容大小和放电参数的选取如第 2.5 节所述, 箝位电容选取为 $20\mu\text{F}$, 放电参数选取依据图 2.22 中策略。

因此三相 DC/AC 变换器仿真模型的详细参数选取如表 2.1 所示，考虑到实际电路中的参数波动，容差在 15%以内时，样机依旧能正常工作。

表 2.1 三相 DC/AC 变换器仿真参数

电路参数	符号	值	容差
输入电压	V_i	3kV	15%
输出电压	V_o	0~1500V	15%
额定输出功率	P_o	400kVA	15%
各桥臂功率器件个数	N	6	15%
开关频率	f_s	10kHz	15%
调制波频率	f_c	50Hz	15%
死区时间	t_d	2μs	15%
箝位电容容值	C_a	20μF	15%

如图 2.23 所示， v_{arm1} 、 v_{arm2} 分别表示 a 相上下桥臂的电压、 i_a 、 i_b 、 i_c 和 u_a 、 u_b 、 u_c 分别表示三相输出电流与输出电压、 $v_{c11} \sim v_{c16}$ 、 $v_{c21} \sim v_{c26}$ 分别表示 a 相上下桥臂的箝位电容电压。在仿真中，假设串联器件参数完全一致。在这种条件下，串联器件可以视为单一器件，电路工作状态与单个器件的 DC/AC 变换器无异。当不考虑桥臂寄生电感的影响时，上、下桥臂间换流过程瞬间完成，因此箝位电容不会被额外充电，串联器件能够实现自然均压。

然而，在实际电路中，器件内部参数与外部电路参数的差异不可避免，这会对串联器件的均压效果产生影响。为了模拟这种状态，本文在仿真中人为加入 1μH 的桥臂寄生电感

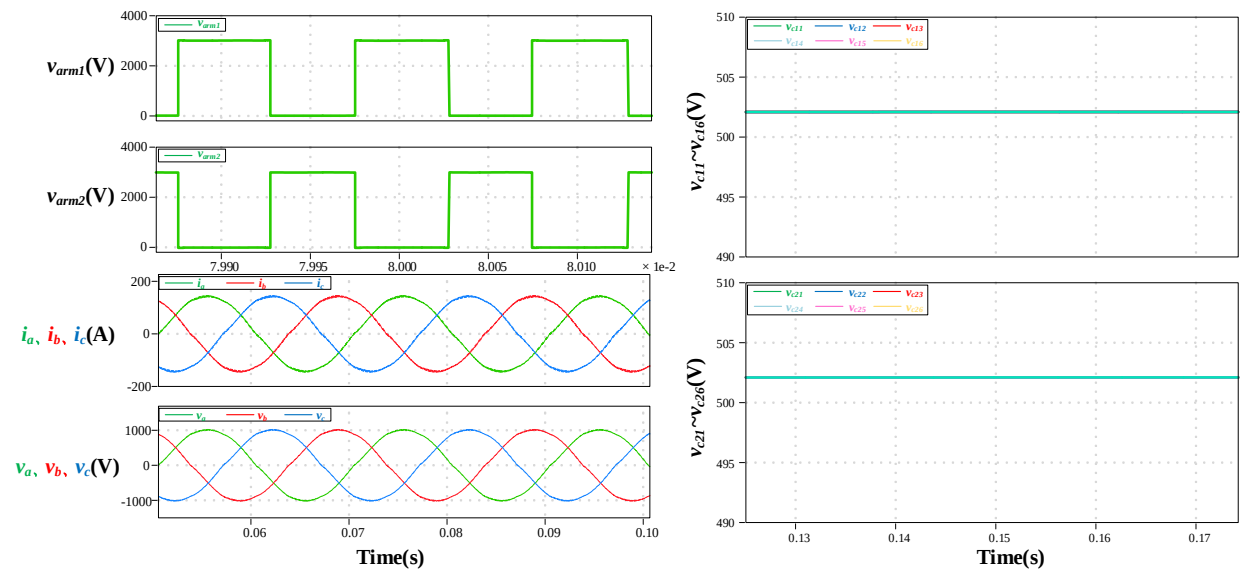


图 2.23 理想条件

和驱动延时。由第 2.5 节测得，串联器件间最大固有延时为 125ns，考虑 15% 的容差，仿真中延时大小分别设为 50ns、100ns、150ns。仿真结果如图 2.24 所示。从结果中可以看出，在电流正向的半个周期内，正向电流会对功率器件两端并联的箝位电容进行充电。而且，主功率器件延时时间越短（即越早进行开关动作），箝位电容的充电量越大，电压越高。如果不采取放电策略，箝位电容电压将会不断上升，持续处于不均衡状态。由于箝位电容电压之和持续高于直流母线电压，对于桥臂电压而言，在硬关断时会出现一个箝位电容电压之和大小的电压尖刺。

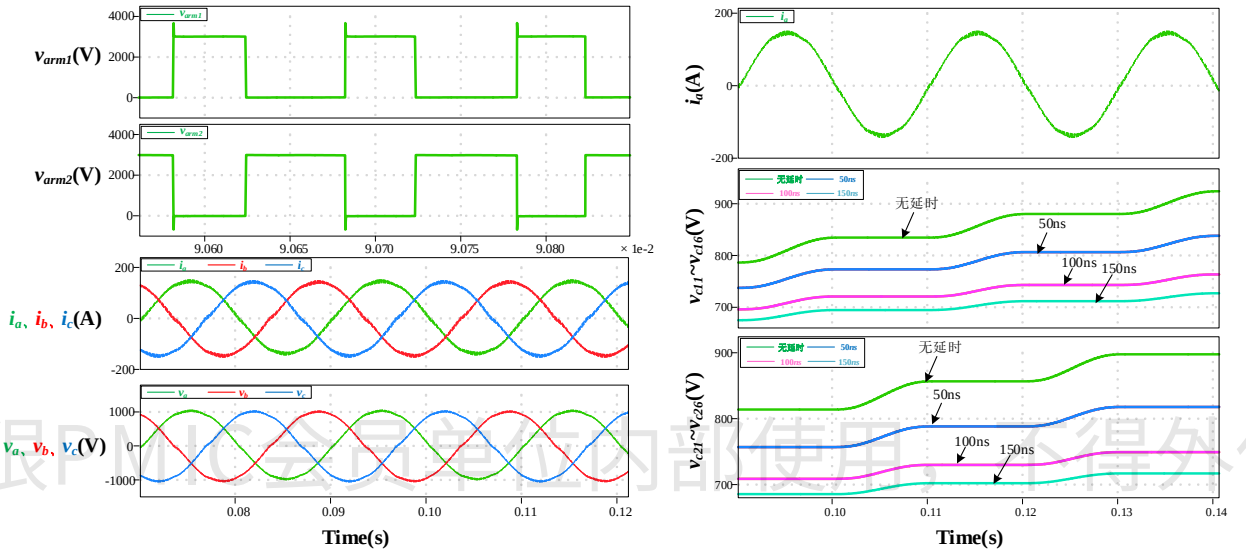


图 2.24 加入桥臂寄生电感及驱动延时

根据本文提出的均压控制策略，在反向电流的半个工频周期里，主功率器件开通前的死区时间中，选择性开通箝位电容电压较高的 k 个模块对应的辅助管，对电容进行放电。放电参数选取依据图 2.22 中的策略，仿真结果如图 2.25 所示。

可以看出，有源箝位电路的引入并不会影响电路的正常工作。在反向电流阶段，将 k 个箝位电容插入电路中进行主动放电。上桥臂串联器件关断后，电压先降至 $k \times v_c = 1500V$ ，持续至放电过程结束，再降为 0。桥臂电压呈现为三电平阶梯波，持续至放电过程结束。阶梯波的存在能够有效减小关断时刻桥臂电压的 dv/dt 。

在电流正向时期，由于驱动延时差异的影响，箝位电容电压仍会表现出不均衡状态。但在电流反向时期，通过对箝位电容进行选择性放电，箝位电容电压将逐渐均衡且一起下降至 $V_{th} = 550V$ 。在整个工频周期里，箝位电容电压周期性均衡在 550V。

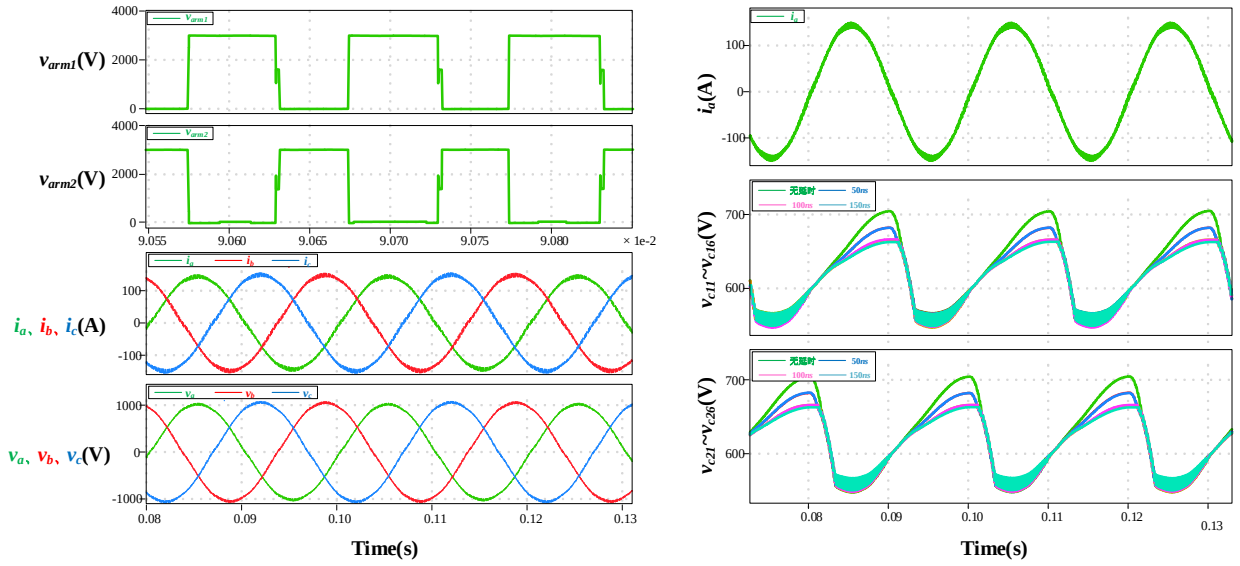


图 2.25 加入均压控制时的样机稳态仿真波形

为了进一步考虑箝位电容大小的差异，仿真中设定箝位电容具有 15% 的偏差，将一个桥臂的 6 个箝位电容容值分别设置为 $17\mu\text{F}$ 、 $19\mu\text{F}$ 、 $20\mu\text{F}$ 、 $21\mu\text{F}$ 、 $22\mu\text{F}$ 、 $23\mu\text{F}$ 。结果如图 2.26 所示。即使箝位电容大小存在差异，在均压策略控制下，依旧能够达到均压效果。在每个工频周期里，电容电压能够周期性地均衡在 550V。

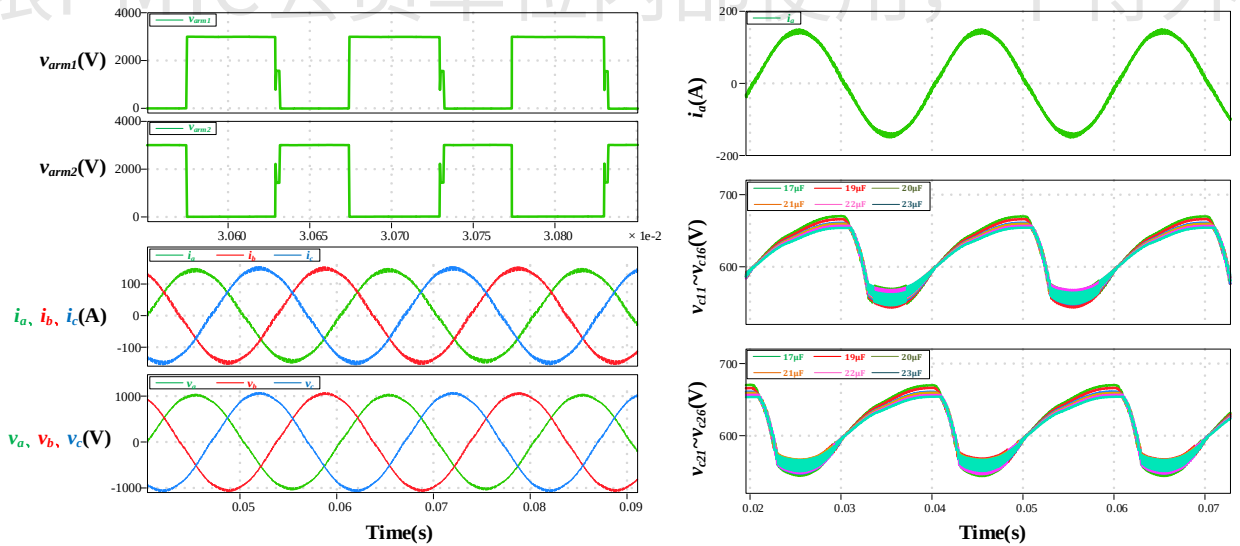


图 2.26 考虑容值差异时的稳态仿真波形

2.7 有源箝位均压电路优点

如图 2.27(a)所示，有源箝位电路由一个辅助开关管（含反并二极管）和一个箝位电容串联而成，并联在功率器件的两端。维持箝位电容的电压均衡，即可实现串联器件的电压

均衡。它具备以下优点：

首先，有源箝位电路不影响主功率器件的正常工作。一方面，只有当主功率器件关断且出现过压时，器件电压才会被箝位；其他情况下，有源箝位电路不与主功率器件发生作用，主功率器件两端的等效电容仍为其寄生电容，因此主功率器件的正常开关不受影响。另一方面，辅助管仅在反向电流阶段的死区时间内进行开关动作，不影响主功率器件的换流过程和开关特性。

其次，引入的有源箝位电路损耗很小：

1) 箝位电容的能量被回收。桥臂电流为正向时，箝位电容会不断被充电；电流为负向时，箝位电容会被放电，直至电压等于 V_{dc}/N ，因此，每个工频周期中储存在箝位电容的能量能够回馈给直流母线。

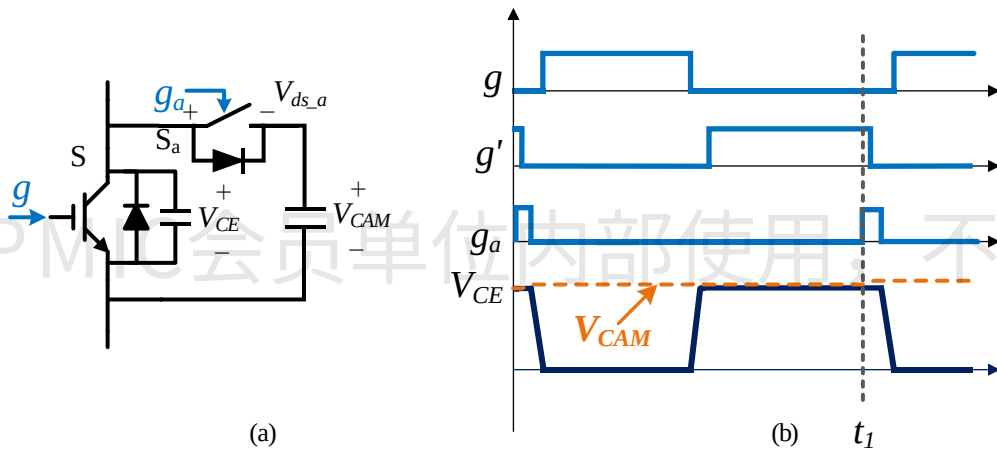


图 2.27(a)一个功率器件及其均压电路的示意图，(b)上下桥臂及上桥臂辅助管的驱动信号

2) 辅助管功率损耗小。辅助管仅在反向电流的半个周期里进行开关动作，辅助管的导通时间小于死区时间，且始终可以实现零电压开通。如图 2.27(b)所示， g 为上桥臂主功率器件的驱动信号， g' 为下桥臂主功率器件的驱动信号， g_a 为上桥臂辅助管的放电信号，放电时长为 t_a ， V_{CAM} 、 V_{CE} 分别为上桥臂箝位电容和功率器件的电压。辅助管导通时间为 g_a 的高电平时间，短于死区时间。辅助管在死区开始前 Δt 时间内开通，如图 t_1 时刻，辅助管开通，其两端电压 $V_{ds_a} = V_{CAM} - V_{CE}$ ，由于 $V_{CAM} \approx V_{CE}$ ， V_{ds_a} 接近为 0，辅助管可以实现零电压开通，开关损耗较小。

综上所述，均压电路具有以下优点：

1) 不影响主功率器件正常开关；

2) 均压损耗小

- A) 箝位电容的能量被回收;
- B) 辅助开关零电压开通, 开关损耗小;
- C) 辅助开关导通时间短, 导通损耗小。

2.8 本章小结

本章利用有源箝位电路实现 IGBT 串联型逆变器中的电压均衡。有源箝位电路由一个辅助管和一个箝位电容 (μF 级别) 串联而成, 均压电路并联至串联器件两端。只需实现箝位电容的电压均衡, 即可实现串联器件的电压均衡。本章分析了理想器件串联下箝位电容的充放电过程和充放电量, 重点分析了 IGBT 拖尾电流和反向恢复效应对箝位电容充电过程的影响。IGBT 串联下箝位电容充电量大小与箝位电容电压值相关, 提出了一种放电参数的动态调整策略, 能在各种工况下将箝位电容电压维持在合适范围, 减小反向恢复电流引入的额外充电量。设计了 3kV/400kVA 的中压逆变器参数, 并仿真验证了均压策略与参数选取的合理性。

仅限PMIC会员单位内部使用, 不得外传

第3章 器件串联型逆变器样机与实验验证

3.1 引言

中压逆变器在柔性直流配电系统中扮演着关键角色，负责中压交直流转换。与模块化多电平变换器（MMC）相比，采用器件串联的中压逆变器具有更显著的体积优势。本章基于器件串联，搭建了一个 3kV/400kVA 高功率密度的三相 DC/AC 变换器样机，电路结构如图 3.1 所示，功率密度可达 $4.3\text{MVA}/\text{m}^3$ 。通过实验样机，本章对 IGBT 串联下箝位电容的充电过程及参数选取的合理性进行了实验验证，并采用桥臂对拖电路对样机进行了 67kVA 的等效功率测试。

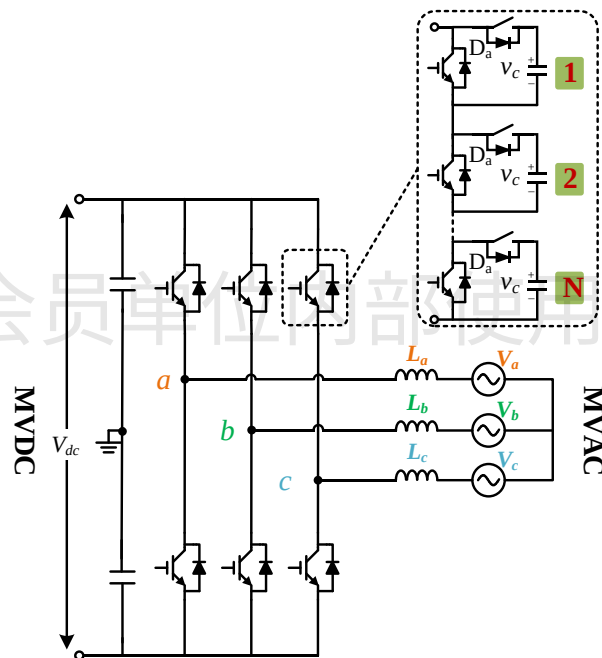


图 3.1 器件串联型三相 DC/AC 变换器电路结构

3.2 热设计

在本文中，使用的 IGBT 模块采用双面冷却封装，单个模块由两个 IGBT 串联而成。在额定功率 400kVA 条件下，通过 PLECS 仿真分析，得出单个 IGBT 的损耗为 121W，单个 IGBT 模块的损耗为 242W。每个桥臂由 6 个 IGBT（3 个 IGBT 模块）串联而成，三相 DC/AC 变换器共有六个桥臂，共计 18 个 IGBT 模块。整体损耗为 $P_{tot} = 18 \times 242 = 4356\text{W}$ 。为保证电路的稳定运行，IGBT 模块的正常结温一般小于 150°C 。通过合适的热设计，可以

将结温控制在正常范围内。这对于保证电路的稳定运行和提高系统可靠性是至关重要的。

3.2.1 散热系统构成

本文中采用的散热系统结构如图 3.2 所示。在单个桥臂中，IGBT 模块的热量通过散热器传递至冷却液中。红色箭头表示冷却液依次串联流经 6 个桥臂，将所有模块的热量带走，送至外部的散热系统。外部散热系统采用压缩机方式与外界环境进行热交换。散热规格如表 3.1，在 4.3kW 的整体损耗下，能够将冷却液始终保持在 20℃。

如图 3.3 所示，水冷散热器需要具备良好的导热性能和密封性。散热器由铝制成，铝具有较好的导热性能，导热系数可达 237 W/(m·K)。散热器内部为空腔结构，其壁厚为 2mm。散热器采用垂直结构与 IGBT 模块交错放置，当冷却液流经散热器时，会对模块进行双面散热。散热器层间采用 PEEK（Poly Ether Ether Ketone）材料制成的管道进行连接，以保持散热器层间的绝缘性。PEEK 管道上留有 O 型槽以确保散热器的整体密封。

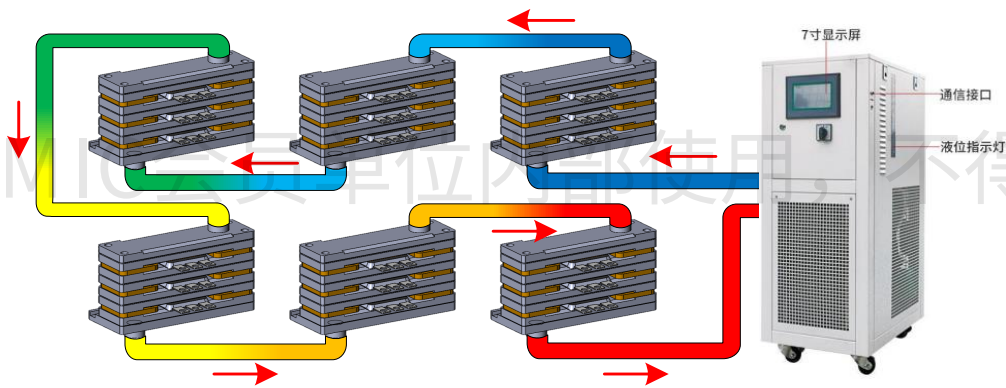


图 3.2 散热系统结构

表 3.1 外部散热系统规格

散热系统参数	值
型号	LL-0500SS
介质温度范围	-5~85℃
控温范围	±0.3℃
制冷量（20℃）	5kW
制冷量（10℃）	3.6kW

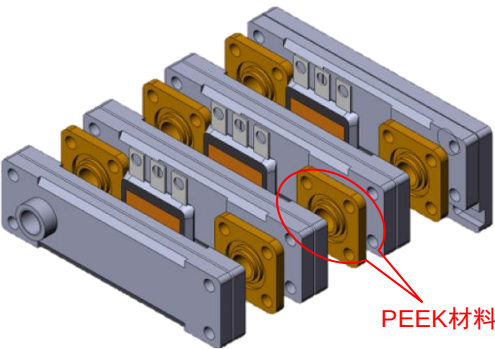


图 3.3 水冷散热器结构

3.2.2 热仿真

为了验证散热器方案的可行性，本文基于图 3.3 结构在热仿真软件 ANSYS ICEPAK 中构建了一个热仿真模型。为简化分析，将 IGBT 模块用单一热源代替，功率设为 242W。选用去离子水作为冷却液，温度设定为 20℃，冷却液流速范围设定为 0.5~5m/s。单个桥臂热仿真的详细参数如表 3.2 所示。

鉴于 ANSYS ICEPAK 中自动设置的系统网络可能存在疏密不均的问题，模型建立后需手动对散热器、冷却液和模块进行网格划分。为提高仿真精度，将系统网格最小尺寸设为散热器壁厚的 1/4，即 0.5mm。网格划分示意图见图 3.4。

表 3.2 散热器热仿真详细参数

热仿真参数	值
冷却液	去离子水
冷却液温度	20℃
单模块损耗	242W
冷却液流速	0.5~5m/s

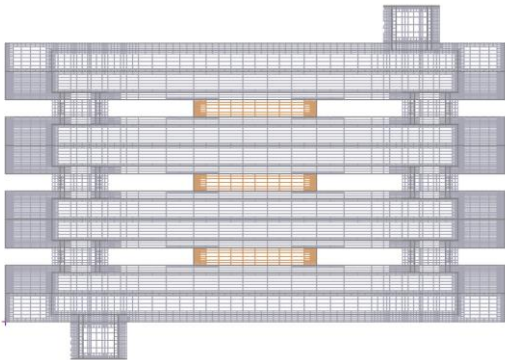


图 3.4 散热器网格划分图

在冷却液流速为 2m/s 的条件下，分别对散热器的并行流道和串行流道进行仿真分析。图 3.5(a)展示了并行流道，图 3.5(b)展示了串行流道。结果表明，并行流道与串行流道的最高温分别为 56.2℃和 51.1℃，进出水口压差分别为 10536Pa 和 24492Pa。由于不同流道间的最高温度相差不大，且进出水口压差应尽量减小，因此选用并行流道作为散热器设计。

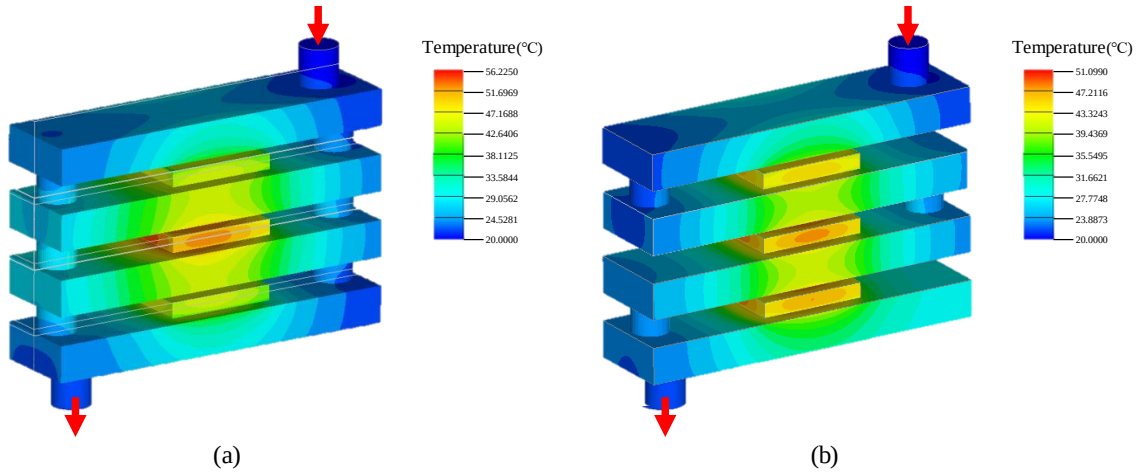


图 3.5(a)并行流道热仿真结果，(b)串行流道热仿真结果

考虑到冷却液流速对散热效果的影响，分别在 0.5m/s、1m/s、2m/s、3m/s、4m/s、5m/s 的条件下对散热器进行热仿真。最大温度点如图 3.6 所示。在冷却液流速为 2m/s 时，已经可以满足样机的散热需求，此时模块表面温度为 56.6℃。模块的结温可以计算为：

$$T_c = 56.6 + 242W \times R_{thJC} = 90.48^\circ\text{C}$$

其中， R_{thJC} 为 IGBT 模块结壳间的热阻，为 0.140K/W。该结温处于 IGBT 模块的正常工作范围内。

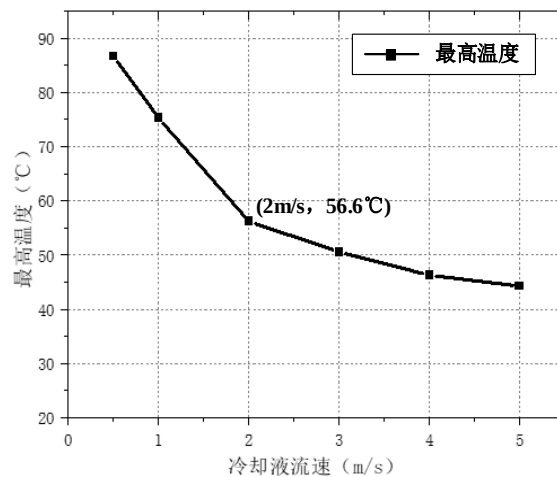


图 3.6 不同冷却液流速下的最大温度

3.3 实验样机硬件

作者搭建了一个额定电压 3kV，额定功率 400kVA 样机。样机的每个桥臂由 6 个 IGBT 串联而成，电路结构与图 3.1 保持一致。样机主要工作参数见表 3.3，实物图如图 3.7 所示。样机整体体积为 $0.31 \times 0.61 \times 0.57\text{m}^3$ ，功率密度可达 $4.3\text{MVA}/\text{m}^3$ 。

表 3.3 实验样机主要参数

电路参数	符号	值
输入电压范围	V_i	0~3kV
输出电压	V_o	0~1500V
额定输出功率	P_o	400kVA
各桥臂功率器件个数	N	6
开关频率	f_s	10kHz
调制波频率	f_c	50Hz
调制比	k	0.8
死区时间	t_d	2 μ s
箝位电容容值	C_a	20 μ F
输入电容	C_i	100 μ F

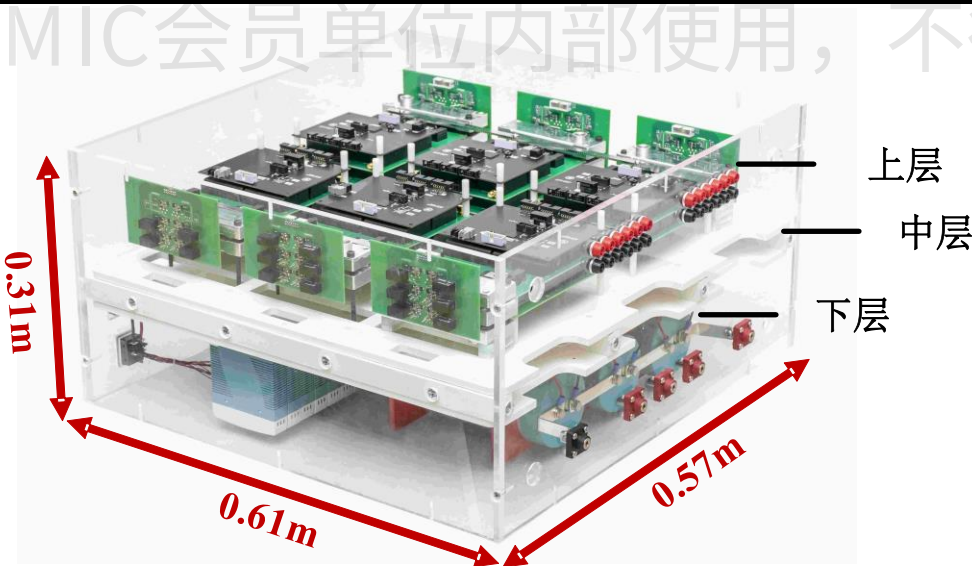


图 3.7 实验样机实物图

采用三层叠结构，样机上层为主功率部分，包括三相桥臂和水冷散热结构。每个桥臂的 PCB（Printed Circuit Board）布局如图 3.8 所示，由一个子控制板，一个主功率器件驱动板和三个辅助板组成。子控制板由 FPGA（Field Programmable Gate Array）（EP1C3T100）及相关外围电路组成，主要负责输出控制信号、采样箝位电容电压、监视桥臂工作状态、以及与下层的中央控制板进行通信等。在每个开关周期中，子控制器根据中央控制器传来

的信息生成相应的控制信号，分别供给主功率器件驱动板与辅助板。

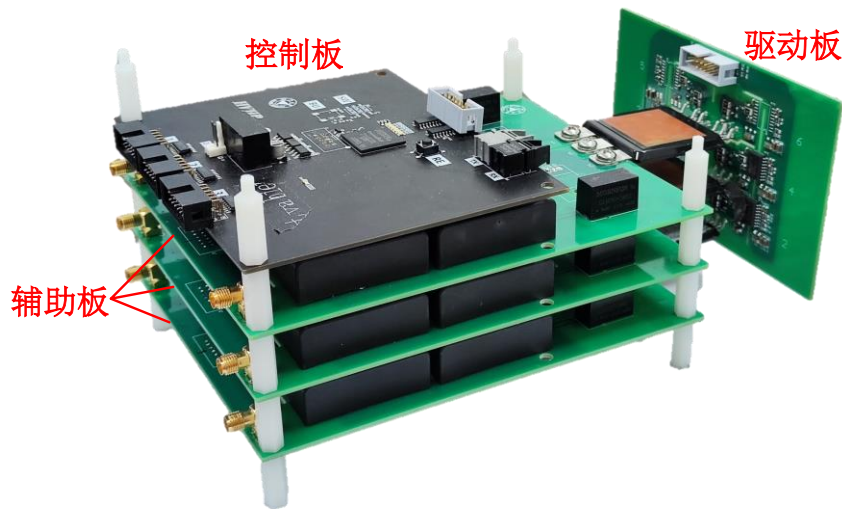


图 3.8 单个桥臂 PCB 布局

样机中层为夹层部分，主要放置上下层间的电气连接线和冷却液管道等。样机下层包含辅助供电部分、输入电容和中央控制器。辅助供电由明纬电源提供，本样机中分别采用 6 个 20W/24V 明纬电源 MDR-20 为 6 个桥臂供电和 1 个 40W/24V 明纬电源 MDR-40 为中央控制器供电。采用分开辅助供电的方式以满足各个功率模块与控制模块间的隔离要求。

输入电容由 3 个 320 μ F 金属薄膜电容 C44UUGT6320M86K 串联而成，每个电容两端并联 50k Ω 的电阻以保证电容均压。相较于单相变换器，三相变换器的输入电流纹波较小，因此选择 107 μ F 的输入电容即可满足样机需求。在 400kVA 额定条件下，输入电压波动可控制在 1% 内。

中央控制器由 DSP（Digital Signal Processing）（TMS320F28377）和 FPGA（EP3C25Q240C7）以及相关信号处理电路组成，主要负责与各个子控制板进行通信，生成 SPWM 占空比大小，完成各个桥臂箝位电容电压的排序、以及辅助管放电信号的分配等。同时，中央控制器会持续监视样机的工作状态，如过压、过流和串联器件电压不均衡度过高等异常情况。一旦发现异常，中央控制器会及时控制样机停机以保护设备安全。

整个样机的控制框图如图 3.9 所示，子控制板与中央控制器通过光纤进行通信。在每个开关周期里，子控制板采样桥臂中各个箝位电容电压，并将电压值和桥臂工作状态发送给中央控制器。中央控制器接收子控制板的数据后，对各个桥臂电容电压值进行大小排序，然后根据排序结果分配辅助管的放电信号。同时，中央控制器会生成三相 SPWM 波的占

空比大小并监视样机的工作状态，将这些信息一同回传给各个子控制板。子控制板接

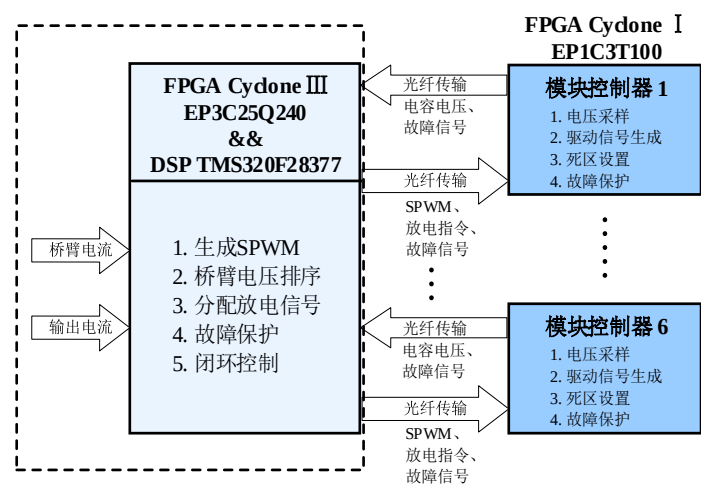


图 3.9 样机控制框图

收到中央控制器的放电信号和 SPWM 占空比后，立即生成相应控制信号送给各个串联功率器件和辅助管。值得注意的是，当子控制板和中央控制器检测到异常信号时，样机会立刻将各个主功率器件和辅助管的驱动信号拉低，进入停机状态，以防止故障扩大。

3.4 实验参数验证

为验证本文所提出的有源箝位技术在逆变器中的均压效果，作者对样机进行了初步的单相实验，其电路结构如图 3.10 所示。

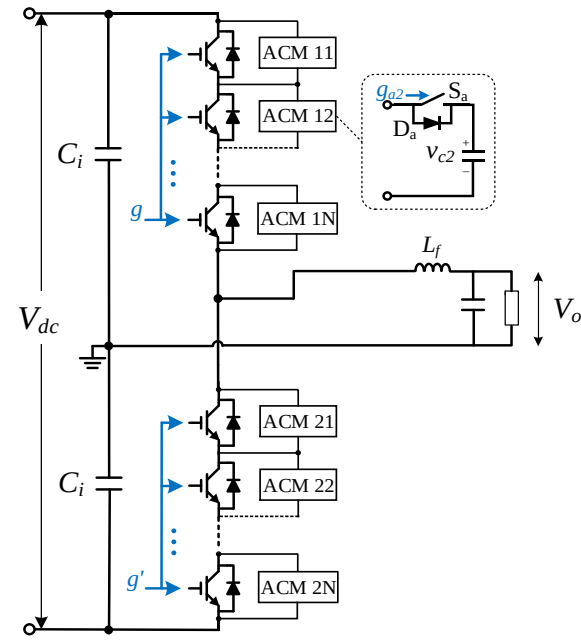


图 3.10 单相 DC/AC 变换器电路结构图

3.4.1 充电过程验证

根据第 2.4 节的分析, IGBT 串联时, 桥臂电流在正向电流阶段受主功率器件开关异步和桥臂换流的影响, 箝位电容会进行额外充电; 在桥臂电流处于反向电流阶段时, 受 IGBT 反并二极管反向恢复影响, 箝位电容也会进行额外充电。

图 3.11(a)展示了输入电压为 1kV 时, 工频周期内箝位电容的充电电流波形。可以看出, 正向电流阶段, 受到 IGBT 拖尾电流的影响, 箝位电容的充电电流较小; 反向电流阶段, 受到 IGBT 反并二极管反向恢复的影响, 箝位电容拥有较大的充电电流。图 3.11(b) 展示了正向电流阶段箝位电容的充电电流波形。在正向电流阶段充电过程与理论分析图 2.11 一致。在主功率器件关断后, 受换流作用影响, 桥臂电流 i_p 不能迅速降至 0, 此过程中桥臂电流会对箝位电容进行充电。关断时 IGBT 电流为 27A, 由于 IGBT 拖尾电流的影响, 箝位电容充电电流峰值仅为 8A, 与基于理想器件串联的换流器 (图 2.6 中红色阴影区域) 有显著不同。因此箝位电容充电电流 $i_c = i_p - i_T$ 相对较小, 正向电流阶段的充电量也相应减少。

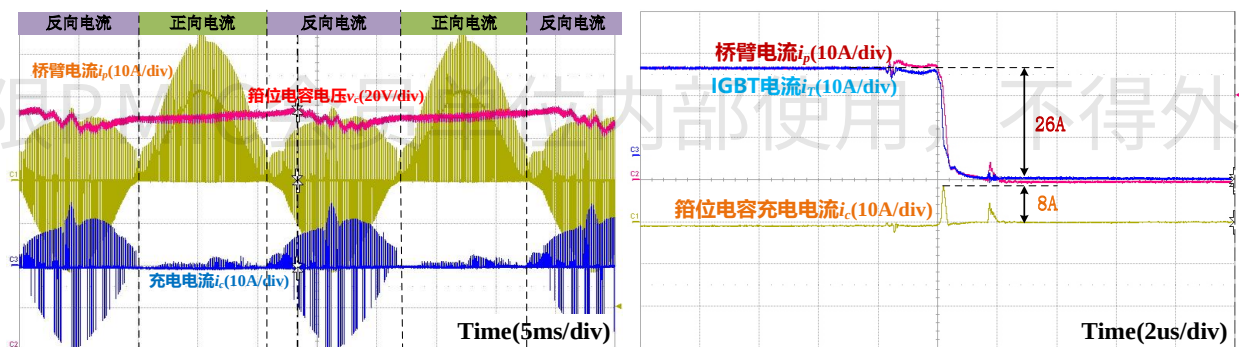


图 3.11(a)箝位电容充电电流(b)正向电流阶段, 箝位电容充电过程

图 3.12 展示了反向电流阶段箝位电容的充电电流波形。如图所示, 在反向电流阶段充电过程与理论分析图 2.12 一致。在 t_1 时刻, 反向电流流经 IGBT 的反并二极管。当二极管关断后, 受反向恢复电流影响, 二极管电流从正向迅速降至为反向最大值 I_{rec} 。在 t_2 时刻, IGBT 两端电压 V_{CE} 迅速上升至箝位电容电压 V_C , 桥臂电流 i_p 按照式 (2.18) 所示线性降至 0, 二极管反向恢复电流 i_T 指数降至 0^[45]。因此, 箝位电容充电电流 i_c 如图 3.12 中黄色所示。在反向电流阶段, IGBT 串联时, 箝位电容仍会被充电。

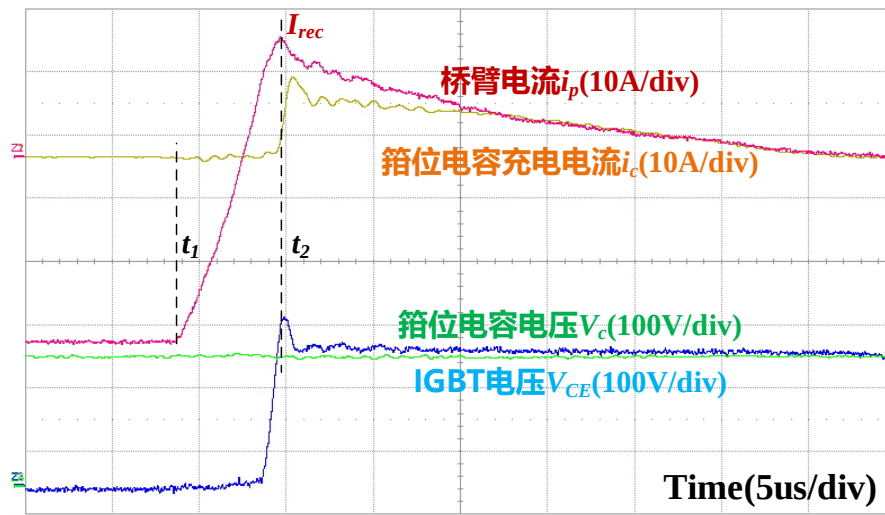


图 3.12 反向电流阶段，箝位电容充电过程

3.4.2 箝位电容电压纹波验证

根据式(2.17)中箝位电容电压纹波与电容值的关系式，在确定箝位电容的容值大小后，充电量作为可控量将影响箝位电容纹波的大小。充电量大小可以通过改变输出电流值来实现。在输入电压为 500V（4 个器件串联），箝位电容为 20 μ F 的情况下，每个箝位电容两端电压为 125V。输出电流峰值依次设为 20A，30A，40A。图 3.13 的实验波形显示了在三种输出电流下箝位电容电压的波动。可以看出，随着输出电流的增大，箝位电容波动也会相应增大。根据式(2.9)和(2.17)中的充电量和电容电压纹波的计算表达式，输出电流为 20A、30A 和 40A 时，电容电压波动理论值分别为 15V、20V 和 27V。实验测得的值分别为 10.5V、14.5V 和 19.9V。由于 IGBT 拖尾电流的影响，实验值会比计算值偏小。具体原因已在 2.6 节进行了分析。

3.4.3 放电参数动态调整策略验证

根据式 (2.25) 中箝位电容电压均衡值与放电参数的关系式，放电参数选取越大，箝位电容电压均衡值越小，均衡值浮度 γ 随之越小。输入电压为 500V，输出电流为 20A，串联器件个数 N 为 4，放电个数 k 为 2 时，箝位电容电压均衡值与放电时长的关系如表 3.4 所示。可以看到，随着放电参数的增大，箝位电容均衡值也会相应减小。

为避免 γ 过大时功率器件过压击穿、 γ 过小时引入过多损耗，可以通过动态调整放电参数 k 与 t_a 的大小，使均衡值浮度维持在一个固定值，即 $\gamma = 0.1$ 。采用图 2.22 中放电参数

调节策略，在输入电压为 500、700、900、1000V，输出电流为 20A，串联器件个数 N 为 4 时，箝位电容的电压波形如图 3.14 所示。此时，不同输入电压下箝位电容电压均衡值浮度 γ 与放电参数的关系如表 3.5 所示，可以看出，在不同输入电压下，放电参数均能够自动调整，使得均衡值浮度 γ 维持在 10% 左右。

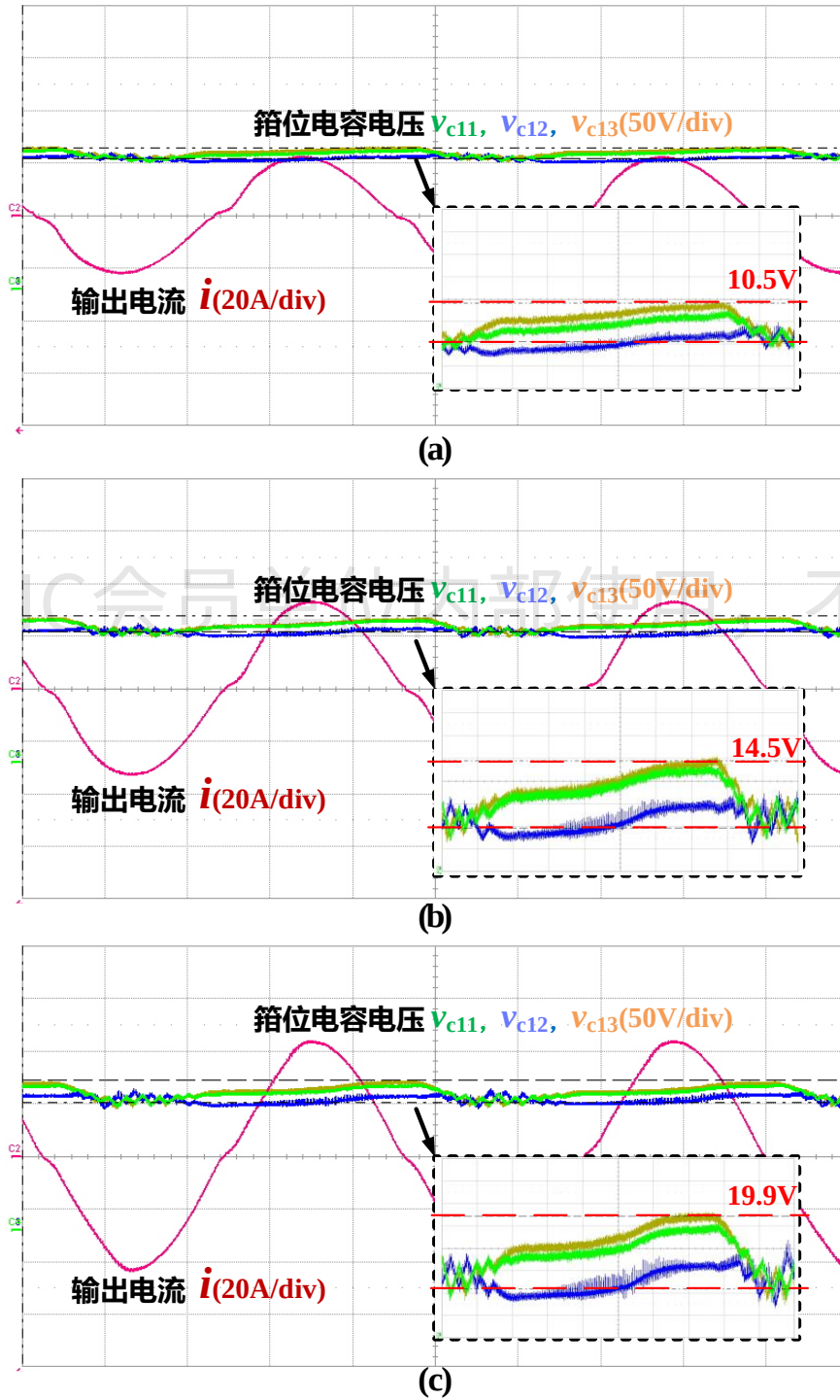


图 3.13 不同输出电流(a)20A、(b)30A、(c)40A 下箝位电容电压纹波

表 3.4 箝位电容电压均衡值与放电时长的关系

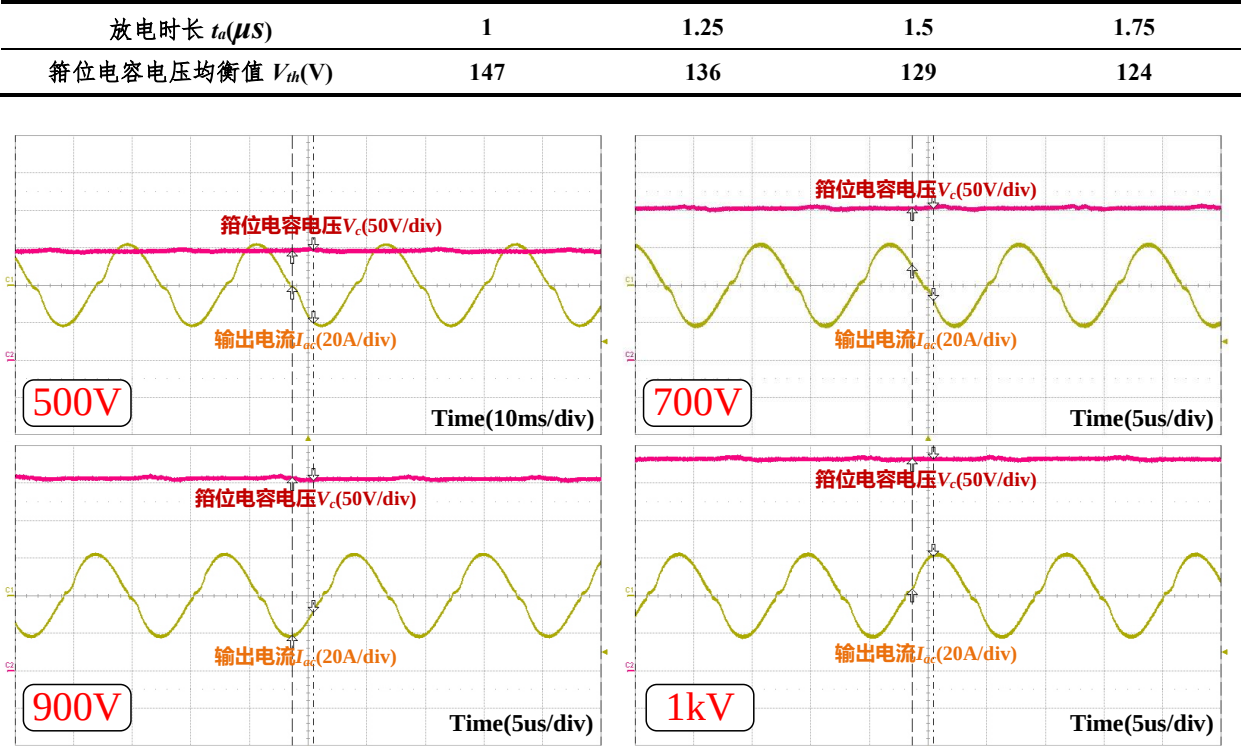


图 3.14 输入电压为 500、700、900、1000V 时的箝位电容电压波形

表 3.5 不同输入电压下箝位电容电压均衡值浮度 γ 与放电参数的关系

输入电压 $V_{dc}(V)$	500	700	900	1000
放电个数 $k \times$ 放电时长 $t_a(\mu S)$	3×0.88	2×1.33	3×1.13	3×0.9
箝位电容电压均衡值 $V_{th}(V)$	140.6	196.7	250.1	276.3
均衡值浮度 γ	12.5%	12.4%	11.2%	10.5%

采用图 2.22 中放电参数调节策略，在输入电压为 1000V，输出电流为 10-40A，串联器件个数 N 为 4 时，箝位电容的电压波形如图 3.15 所示。此时，不同输出电流下箝位电容电压均衡值浮度 γ 与放电参数的关系如表 3.6 所示，可以看出，在不同输出电流下，放电参数仍能够自动调整，使得均衡值浮度 γ 维持在 10% 左右。

表 3.6 不同输出电流下箝位电容电压均衡值浮度 γ 与放电参数的关系

输出电流 $I_{dc}(A)$	10	20	30	40
放电个数 $k \times$ 放电时长 $t_a(\mu S)$	3×1.25	3×0.9	2×1.18	2×1.08
箝位电容电压均衡值 $V_{th}(V)$	271.7	276.3	274.4	274.6
均衡值浮度 γ	8.68%	10.5%	9.76%	9.84%

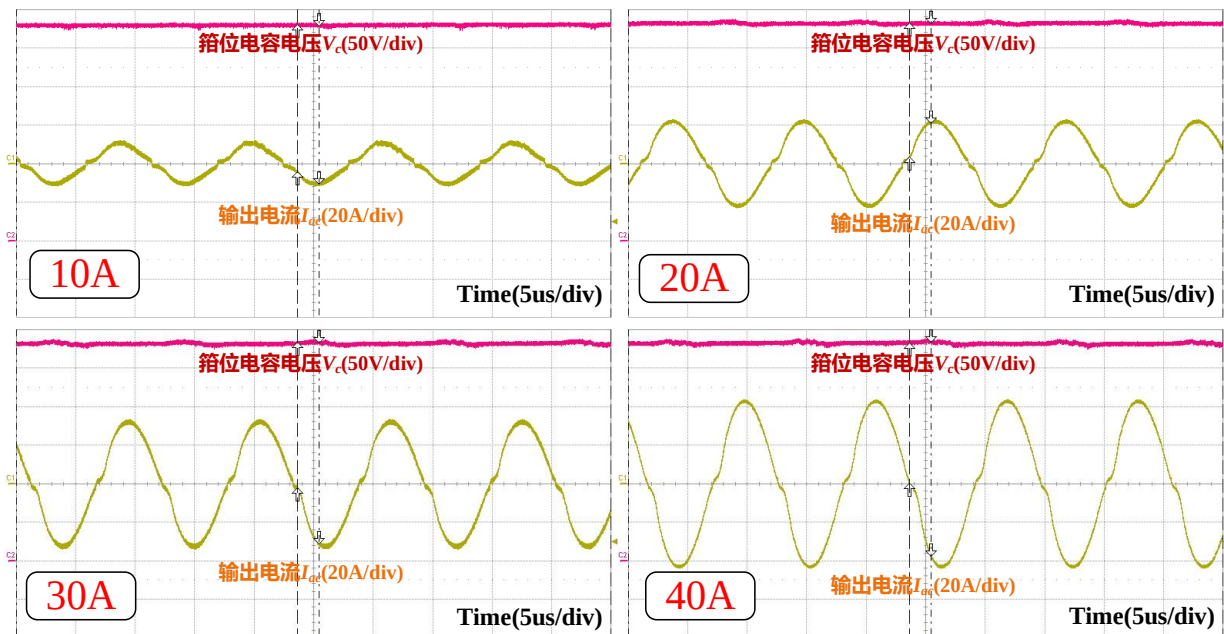


图 3.15 输出电流为 10-40A 时的箝位电容电压波形

3.4.4 IGBT 串联均压实验结果

图 3.16 显示了输入电压为 1kV 时实验样机的稳态波形，包括输出电压、输出电流和上桥臂箝位电容电压。在此情况下，串联器件个数 N 为 4，死区时长为 $2\mu\text{s}$ 。实验结果表明，箝位电容电压能够周期性地均衡在 275V，电压均衡值浮度为 10%，且电压波动小于 3%。这表明本文所提出的有源箝位技术在 IGBT 串联型逆变器中能够实现有效的电压均衡。

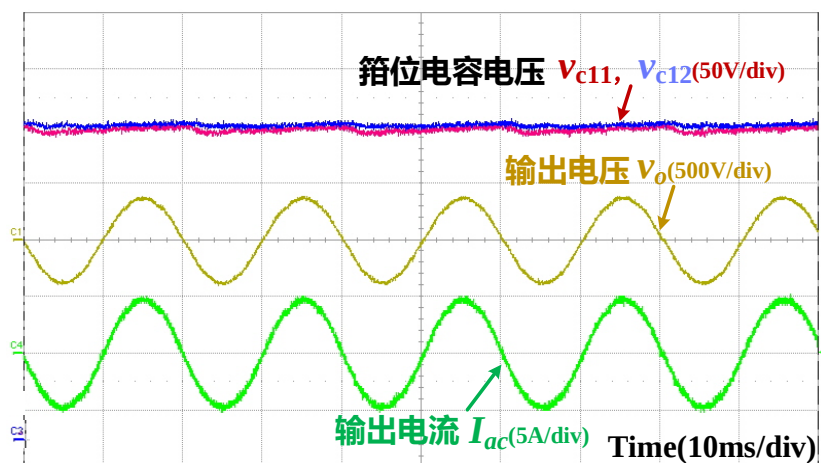


图 3.16 输入电压为 1kV 时实验样机的稳态波形

图 3.17 展示了主功率器件及其箝位电容和同一桥臂 4 个串联器件的电压稳态波形。这些波形证实了实现箝位电容的电压均衡后，串联器件也能达到良好的动、静态均压效果。

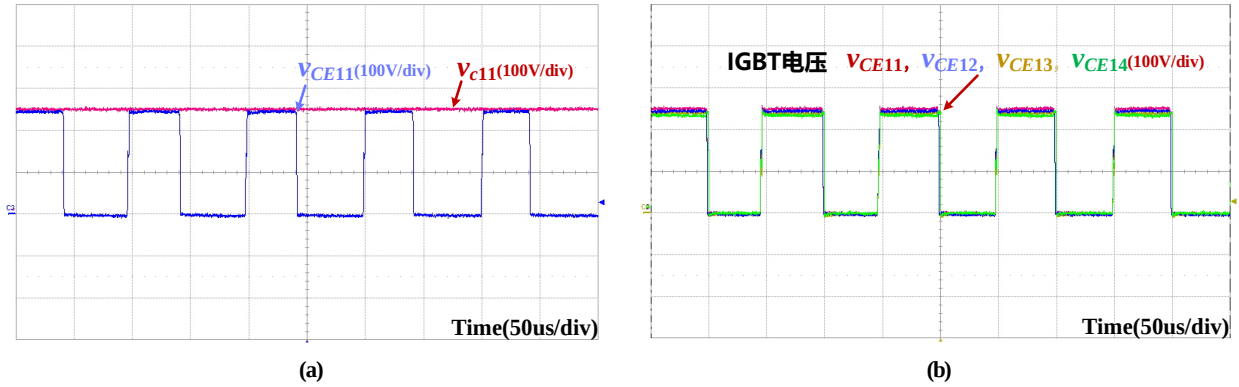


图 3.17(a)串联器件被箝位波形, (b)串联器件均压波形

图 3.18 给出了上桥臂 g 、下桥臂 g' 和辅助管 g_a 的驱动波形以及上桥臂辅助管两端的电压波形 v_{ds_a} 。实验结果表明, 辅助管相较于死区提前 Δt 开通, 此时辅助管两端电压 v_{ds_a} 很小, 因此辅助管可以实现准零点压开通。当辅助管关断后, 其两端电压迅速上升至箝位电容电压 275V。上桥臂串联器件寄生电容继续放电, 其两端电压相应降至为 0, 因而仍能实现零电压开通。这些结果说明, 均压电路的引入不会影响主功率器件的正常工作。

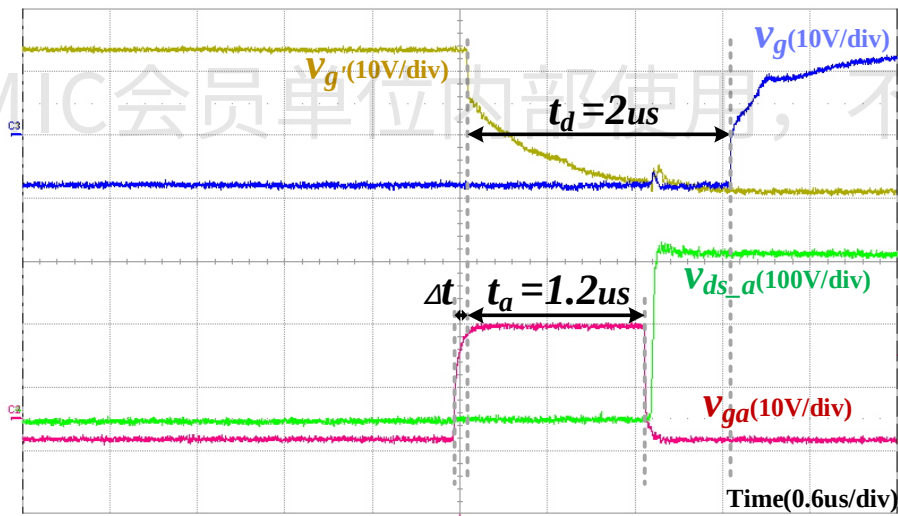


图 3.18 驱动信号波形及辅助管电压波形

3.5 桥臂对拖实验验证

由于实验室现有的直流源和负载无法满足实验样机 3kV/400kVA 输入和输出所需的电源和负荷, 在样机上采用桥臂对拖测试方法进行大功率测试。这种方法将无功功率循环于桥臂之间, 从而模拟串联器件在高压大功率条件下的工作状态。通过使用图 3.7 所示的样机, 成功地进行了 67kVA 的等效实验。

3.5.1 桥臂对拖实验

图 3.19(a)展示了基于器件串联的三相逆变器的主电路拓扑。在提出的均压策略控制下，该变换器与单一器件的三相变换器一致。以 a 相为例，三相变换器中的 a 相桥臂中点电压和电流如图 3.20 所示。电压 v_a 和电流 i_a 可分别表示为：

$$v_a = V_{in} \times g \quad (3.1)$$

$$i_a = I_m \sin(2\pi f_o t) \quad (3.2)$$

其中， g 为 a 相占空比， I_m 为桥臂电流幅值， f_o 为输出电流周期。

构建如图 3.19(b)的桥臂对拖测试电路，模拟串联器件逆变器的大功率工作特性。图 3.19(b)中，A 相作为待测桥臂，其驱动信号与三相逆变电路中 a 相驱动信号保持一致，因此 A 相桥臂中点电压 v_A 可表示为：

$$v_A = V_{in} \times g = v_a \quad (3.3)$$

B 相作为受控桥臂，通过调控其占空比 g_c ，使得 A 相桥臂中点输出电流 $i_A = i_a$ ，从而实现待测桥臂 A 相与三相逆变电路中 a 相的工作等效。桥臂对拖电路中，待测桥臂作为逆变桥臂，受控桥臂作为整流桥臂，能量可以得到回收，电源能耗仅为功率器件损耗与电路寄生电阻损耗之和。

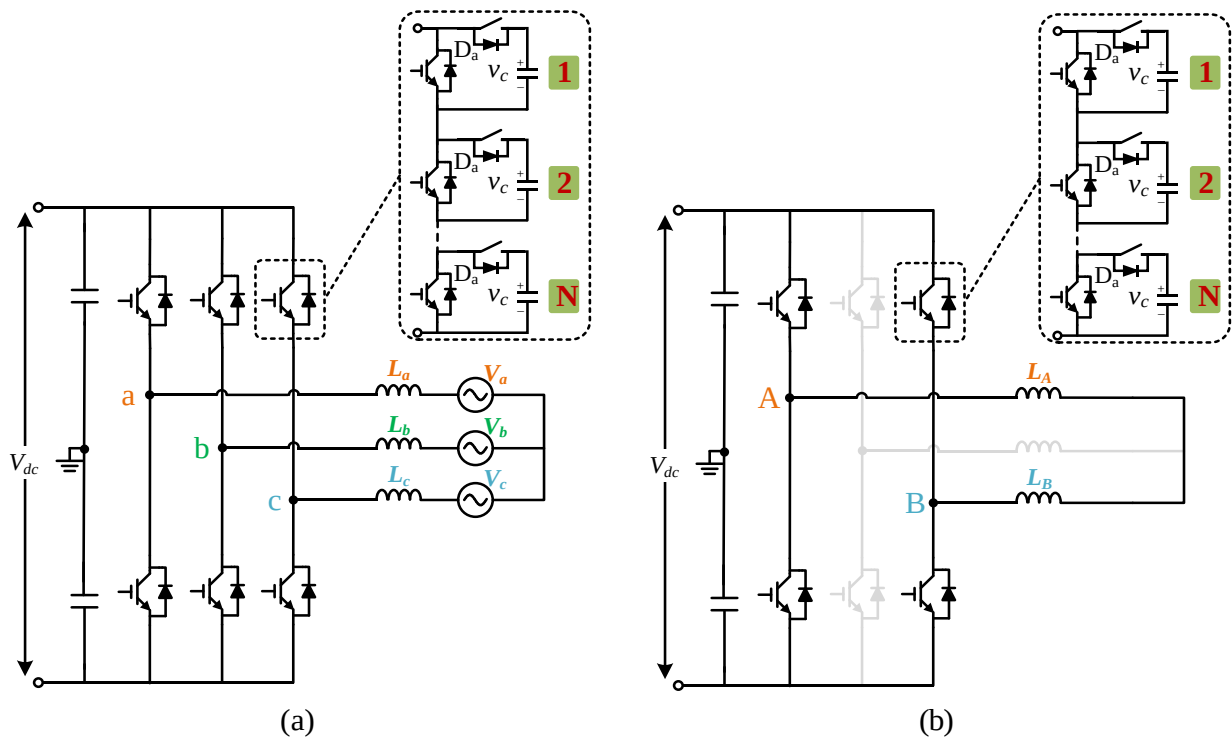


图 3.19(a)三相 DC/AC 变换器拓扑图，(b)桥臂对拖实验拓扑图

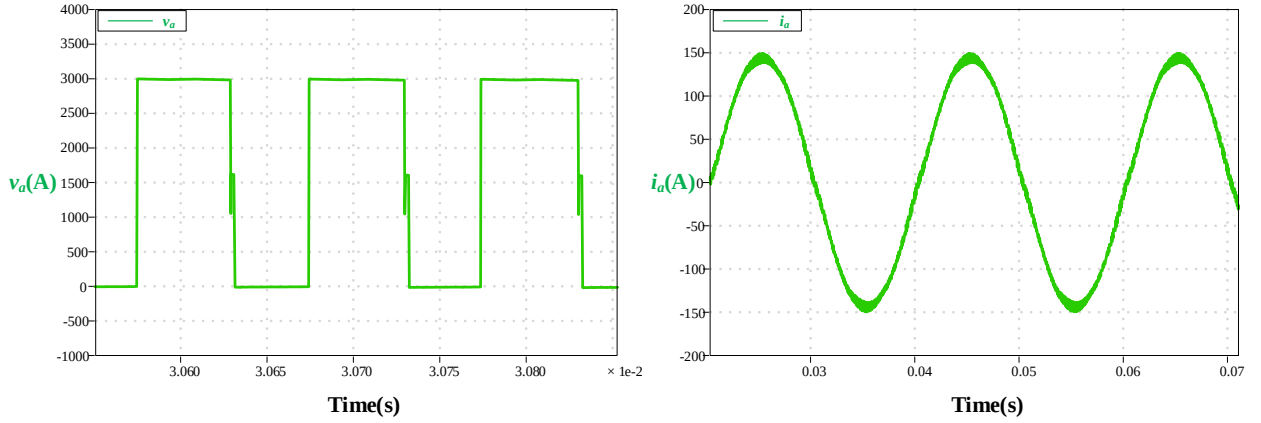


图 3.20 三相变换器中 a 相桥臂中点电压电流波形

待测桥臂 A 和受控桥臂 B 的中点电压可以分别采用两个电压源进行等效代替，即得到了如图 3.21 所示等效的简化电路模型，模型中，待测桥臂中点电压 v_A 和受控桥臂中点电压 v_B 可分别表示为：

$$v_A = g \times V_{in} \quad (3.4)$$

$$v_B = g_c \times V_{in} \quad (3.5)$$

其中， g 为待测桥臂占空比、 g_c 为受控桥臂占空比、 V_{in} 为输入电压。

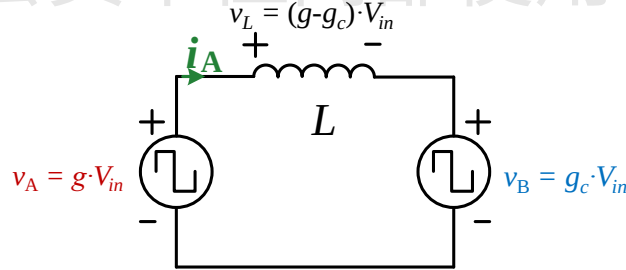


图 3.21 桥臂对拖实验等效电路

根据式 (3.4) 和式 (3.5)，电感 L 上电流可以表示为：

$$L \frac{di_a}{dt} = (g - g_c) \times V_{in} \quad (3.6)$$

由式 (3.6) 可知，通过调整 g_c 即可控制电感电流 i_a ，使其跟踪参考值 i_a 。桥臂对拖电路的控制系统如图 3.22 所示，该系统为一阶系统，只需要采用 PI 补偿器。

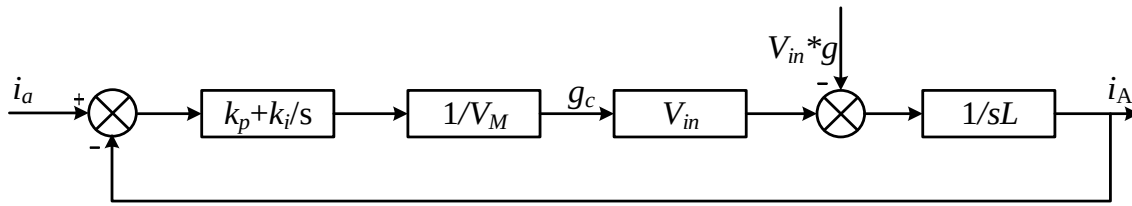


图 3.22 桥臂对拖实验控制框图

3.5.2 桥臂对拖实验仿真验证

为了验证本节所述桥臂对拖电路的可行性，基于图 3.19(b)电路结构，在 PLECS 中搭建了 400kVA 的桥臂对拖电路和三相变换器电路模型。输入电压为 3kV，输出电流峰值为 150A，频率为 50Hz，桥臂电感为 1mH，每个桥臂由 6 个 IGBT 串联而成，IGBT 开关频率为 10kHz，死区时间取 2μs，箝位电容放电参数选取依据图 2.22 中策略，桥臂对拖电路中反馈环节 PI（Proportional-Integral）参数为 $k_p = 3.3 \times 10^{-3}$ 、 $k_i = 4.33$ ，整个系统带宽为 1793Hz，详细参数如表 3.7：

表 3.7 桥臂对拖实验仿真参数

电路参数	符号	值
输入电压	V_i	3kV
输出电流幅值	I_m	150A
输出电流频率	f_c	50Hz
桥臂电感	L	1mH
额定功率	P	400kVA
各桥臂功率器件个数	N	6
开关频率	f_s	10kHz
死区时间	t_d	2μs
辅助电容容值	C_a	20μF
桥臂对拖电路系统带宽	B	1793Hz

图 3.23 给出了桥臂对拖电路和三相 DC/AC 变换器的稳态仿真波形。结果显示待测桥臂中点电压和待测桥臂中点电流（红色）与三相逆变电路中 a 相（绿色）达到了高度吻合。在本文提出的均压控制策略下，电容电压都能够达到均衡状态，且均衡值浮度维持在 10%，最大电容纹波为 16%。在等效 400kVA 三相逆变电路时，桥臂对拖实验的电源输出功率仅为 2.9kW，大大降低了对电源条件的要求。

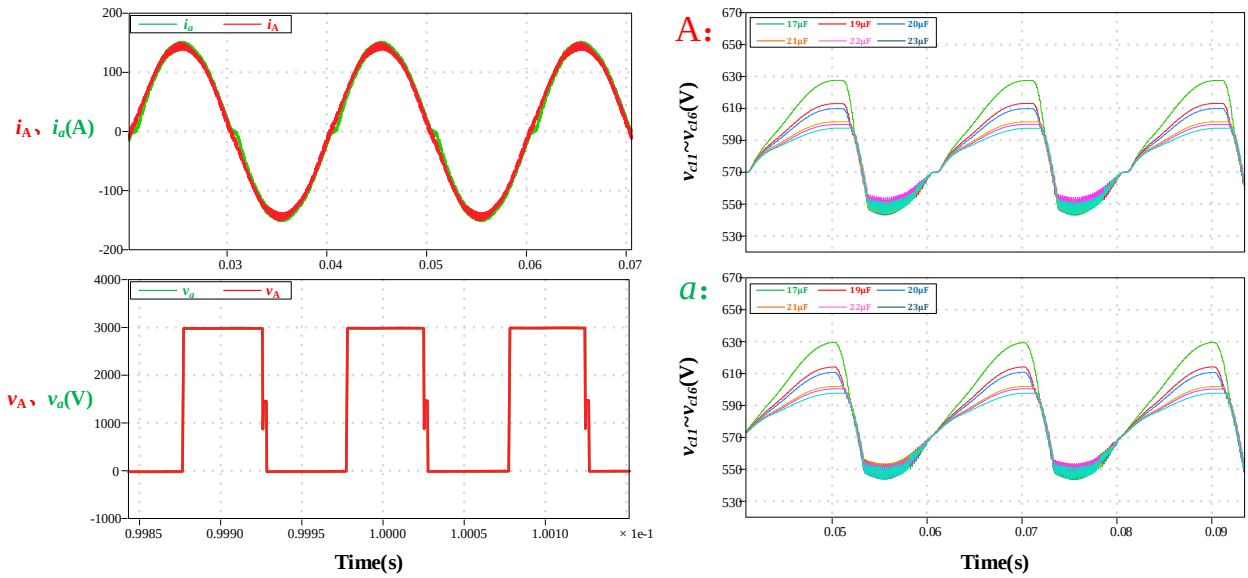


图 3.23 桥臂对拖电路和三相 DC/AC 变换器的稳态仿真波形

3.5.3 桥臂对拖实验验证

实验选择了输入电压为 1400V，输出电流为 0~40A，频率为 50Hz，桥臂电感为 1mH，每个桥臂由 4 个 IGBT 串联而成。IGBT 开关频率为 10kHz，死区时间取 2μs，箝位电容放电参数选取依据图 2.22 中策略，桥臂对拖电路中反馈环节 PI 参数为 $k_p = 6.7 \times 10^{-3}$ 、 $k_i = 8.7$ ，整个系统带宽为 1694Hz，详细参数如表 3.8 所示：

表 3.8 桥臂对拖实验实验参数

电路参数	符号	值
输入电压	V_i	1400V
输出电流幅值	I_m	0~40A
输出电流频率	f_c	50Hz
桥臂电感	L	1mH
各桥臂功率器件个数	N	4
开关频率	f_s	10kHz
死区时间	t_d	2μs
辅助电容容值	C_a	20μF
桥臂对拖电路系统带宽	B	1694Hz

图 3.24 和图 3.25 展示了输出电流分别为 10A、20A、30A 和 40A 时待测桥臂输出电流和上桥臂中 3 个箝位电容电压的稳态波形。实验结果表明，待测桥臂输出电流能够很好地跟随参考值，为 50Hz 正弦波。由于受到“死区效应”的影响，输出电流会存在过零点畸变问题。在输出电流正向时期，箝位电容会被不断充电，其两端电压逐渐上升，而在输出

电流反向时期, 受到放电策略的影响, 箝位电容电压逐渐均衡至 385V。箝位电容在不同输出电流下都能达到很好的均压效果。随着输出电流的增加, 箝位电容电压波动逐渐增大, 输出电流为 10A 时, 电压波动最小, 小于 3%, 输出电流为 40A 时, 电压波动达到最大为 5%。

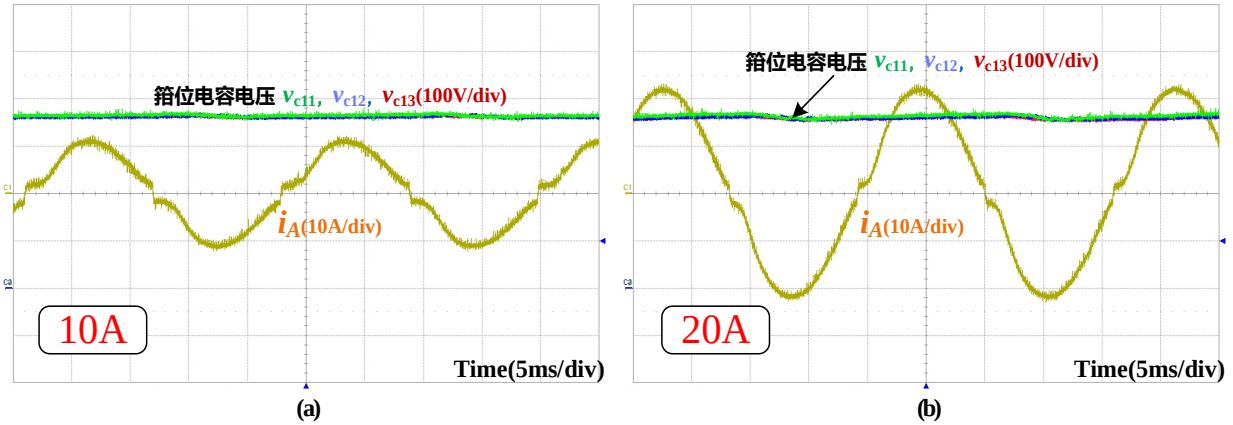


图 3.24 输出电流为 10A 和 20A 下的稳态波形

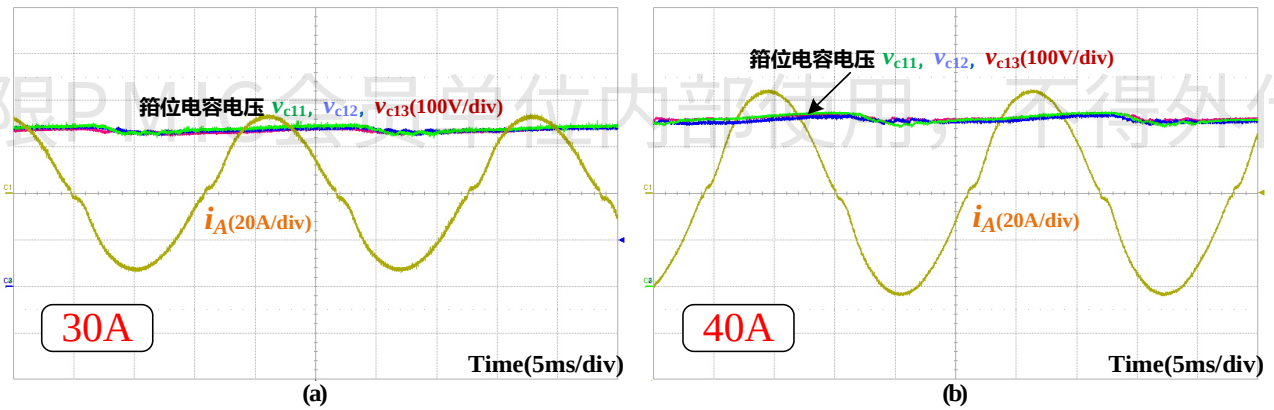


图 3.25 输出电流为 30A 和 40A 下的稳态波形

图 3.26 展示了输出电流为 40A 时待测上桥臂中串联器件及其箝位电容的稳态波形。由图 3.25 可知, 当输出电流为 40A 时, 箝位电容电压波动为 5%, 均衡值浮度为 10%, 正向电流结束, 箝位电容电压达到最大, 此时箝位电容电压之和远远大于直流母线电压, 因此 IGBT 关断后仅有部分 IGBT 电压被箝位至箝位电容电压, 而其余 IGBT 电压将小于箝位电容电压。对于串联 IGBT 而言, 尽管关断电压大小存在差异, 但均小于箝位电容电压, 因此不会存在过压的危险。

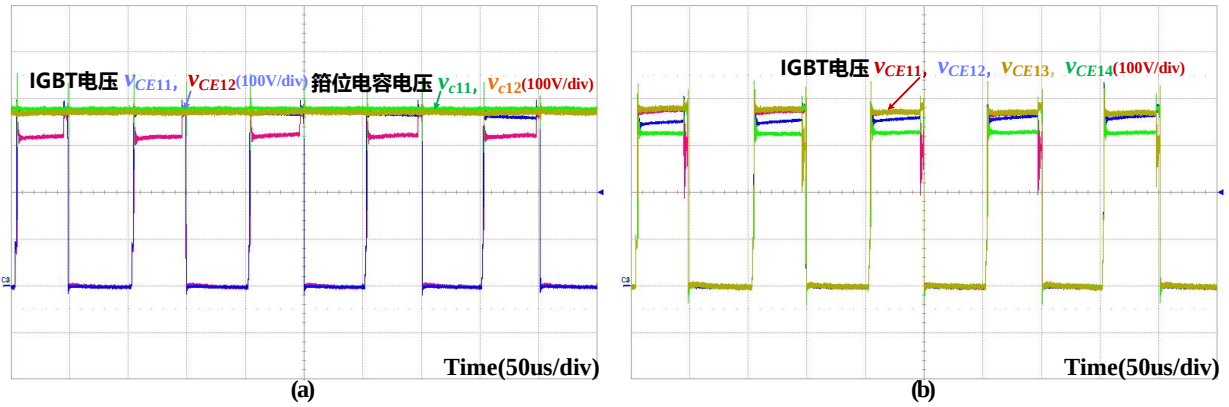


图 3.26 输出电流 40A、占空比为 0.45 时，(a)箝位波形，(b)串联器件均压波形

图 3.27 展示了均压电路中的稳态波形，包含有上桥臂 g 、下桥臂 g' 和辅助管 g_a 的驱动波形以及上桥臂辅助管两端的电压波形 v_{ds_a} 。桥臂对拖实验的结果与低压初步实验图 3.18 一致，表明辅助管能够实现准零电压开通，且均压电路的引入不会影响主功率器件的正常工作。

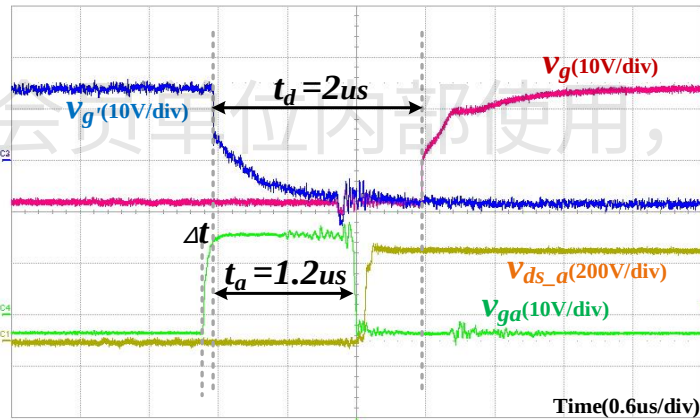


图 3.27 均压电路中的稳态波形

图 3.28 展示了输入电压上升过程中待测桥臂输出电流和上桥臂中 3 个箝位电容电压的波形。结果表明，当输入电压由 1200V 升至 1400V 过程中，输出电流能够稳定跟随参考值，且箝位电容电压始终保持均衡状态。

图 3.29 展示了切载过程中的待测桥臂输出电流和上桥臂中 3 个箝位电容电压的稳态波形。在输出电流由 10A 提升至 30A（见图 3.29 (a)），然后降低至 10A（见图 3.29 (b)）的过程中，箝位电容电压均能保持较好的均衡状态。箝位电容电压波动随负荷增大而增大。

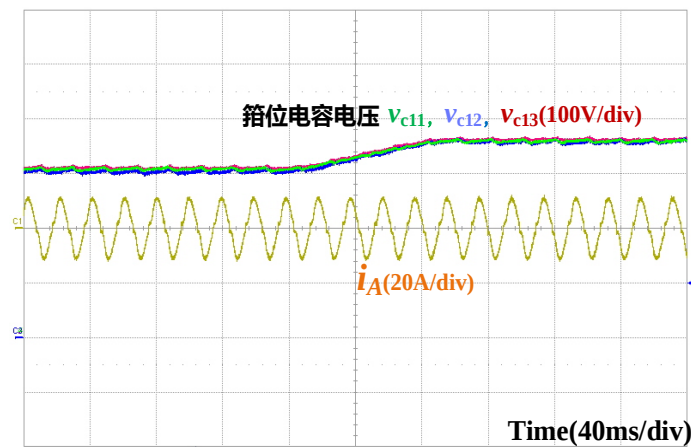


图 3.28 升压过程中的电压和电流波形

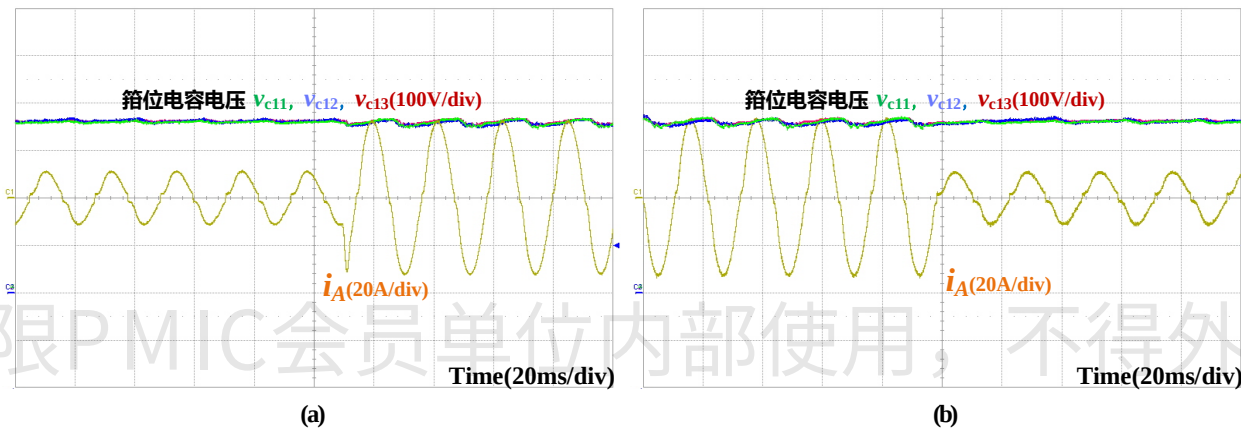


图 3.29 切载过程中的电压和电流波形，(a)输出电流 10A 至 30A，(b)输出电流 30A 至 10A

图 3.30 展示了输出电流分别为 5A、10A、20A、30A 和 40A 时，测得的电源输出功率。在输出电流为 40A 的情况下，其等效的三相 DC/AC 变换器功率为 67kVA。采用桥臂对拖测试实验时，电源仅需要提供 687W 的损耗功率即可。这证明了采用桥臂对拖实验进行大

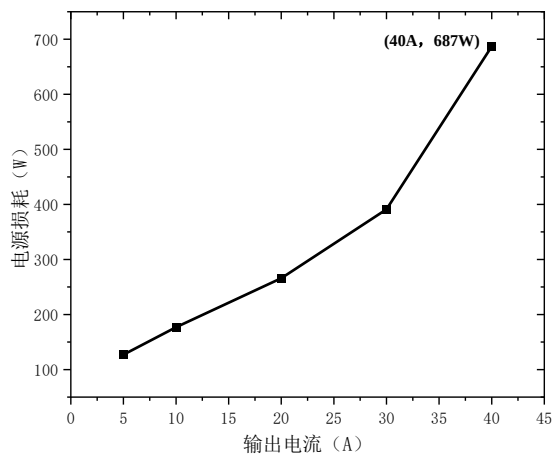


图 3.30 不同输出电流下的电源供电功率

表 3.9 40A 输出下损耗分析

损耗	数值/W
IGBT 导通损耗	32
IGBT 开关损耗	460
反并二极管损耗	220
辅助管损耗	8

功率测试时能够大大减小对电源和负载的要求。在输出电流 40A 条件下，对 IGBT 模块和辅助管进行损耗分析如表 3.9。理论计算电路的总损耗为 720W，与实际测得电源的总功率相符。

3.6 本章小结

为了验证本文所述 IGBT 串联下的均压过程以及器件串联的体积优势，本章搭建了一个基于双面冷却 IGBT 模块串联的高功率密度样机，并介绍了散热系统构成以及样机内部结构等。在小功率条件下，验证了串联 IGBT 的均压过程和参数设计的合理性。同时，采用桥臂对拖实验进行了 67kVA 功率下的等效实验。实验结果表明，本文所述均压方法应用于 IGBT 串联下的三相 DC/AC 变换器时，在升压、切载和不同功率条件下，箝位电容电压波动为 5%，均衡值浮度为 10%，均能保证串联 IGBT 维持较好的电压均衡。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第4章 总结与展望

4.1 工作总结

柔性直流配电系统具有较强的配电能力、高适配性、低输电损耗和环保等优势，相较于交流配电系统，它能有效缓解大型城市配电系统供电能力不足等问题。电压源换流器作为柔性直流配电系统的核心环节，目前存在两种解决方案——MMC 和基于器件串联的两电平变换器。相对于 MMC，器件串联具有简洁的拓扑结构和高功率密度等优点，但同时也面临着均压问题。本文针对解决串联 IGBT 的均压问题以及发挥器件串联体积优势，进行了以下研究：

(1) 本文采用了一种有源箝位型均压电路实现串联 IGBT 的动静态均压。均压电路由一个辅助管和一个箝位电容串联组成，并联在 IGBT 功率端，实现箝位电容的电压均衡可以保证串联 IGBT 电压均衡。本文在分析理想器件串联下的箝位电容充放电过程的基础上，重点分析了 IGBT 拖尾电流与反向恢复效应对箝位电容充放电的影响，并给出充放电量的表达式。发现箝位电容的电压越高，则 IGBT 反向恢复电流引起的充电量越小，据此提出了一种放电参数的动态调整策略，能在各种工况下将箝位电容电压维持在合适范围，减小反向恢复电流引入的额外充电量。

(2) 为验证 IGBT 串联均压方法的可行性、展示器件串联逆变器的体积优势，设计并搭建了一个基于 IGBT 串联的 3kV/400kVA 样机。样机采用双面冷却 IGBT 模块进行串联，以及垂直交替的串联模块和散热器结构，功率密度可达 $4.3\text{MVA}/\text{m}^3$ ，开展了有限元仿真验证了散热设计。在小功率条件下，实验验证了 IGBT 串联下拖尾电流和反向恢复电流对箝位电容充电的影响，验证了均压电路参数的合理性、动态均压策略的可行性。采用一种桥臂对拖测试方法，对样机进行了 67kVA 功率下的等效测试。实验结果表明，箝位电容在不同工况下均能维持较好的电压均衡，箝位电容电压波动为 5%，均衡值浮度为 10%，串联 IGBT 电压均能实现较好的动静态均压。

4.2 课题展望

本课题将有源箝位型均压电路应用于中压逆变器中，实现了串联器件较好的动、静态均压。同时，通过搭建样机，验证了所述均压方案的可行性以及器件串联型中压逆变器的体积优势。尽管取得了一定成果，但仍有改进空间。后续研究工作可从以下几个方面展开：

1) 目前样机的最大输出功率仅为 67kVA，采用强制风冷散热。后续研究可逐步提升样机功率至满载 400kVA，并测试水冷系统的散热效果。

2) 在本文所述均压方案中，均压电路采用了 20 μ F 的箝位电容，满载时纹波大小为 20%，电容纹波仍有优化空间。后续研究可以考虑改进均压控制方法，以减小箝位电容电压纹波，进而减小电容体积，提高样机功率密度。

3) 相较于当前采用的 IGBT 模块串联结构，未来可考虑将裸片串联集成封装。这样可以减小寄生参数，进一步提高 DC/AC 变换器的功率密度。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] 童玉芬.中国人口的最新动态与趋势——结合第七次全国人口普查数据的分析[J].中国劳动关系学院学报,2021,35(04):15-25.
- [2] 舒印彪,张丽英,张运洲,王耀华,鲁刚,元博,夏鹏.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] Boroyevich D, Cvetković I, Dong Dong, et al. Future electronic power distribution systems: a contemplative view[C]//Proceedings of the 2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment. Basov, Russia: IEEE, 2010: 1369-1380.
- [4] Pratt A, Kumar P, Aldridge T V. Evaluation of 400V DC distribution in telco and data centers to improve energy efficiency[C]// Telecommunications Energy Conference, 2007. INTELEC 2007. 29th International. IEEE, 2007.
- [5] 宋强,赵彪,刘文华,曾嵘.智能直流配电网研究综述[J].中国电机工程学报,2013,33(25):9-19+5.DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.2013.25.009.
- [6] 郑欢,江道灼,杜翼.交流配电网与直流配电网的经济性比较[J].电网技术,2013,37(12):3368-3374.DOI:10.13335/j.1000-3673.pst.2013.12.018.
- [7] 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.DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.180971.
- [8] 韩民晓,谢文强,曹文远,张伟,杨景刚.中压直流配电网应用场景与系统设计[J].电力系统自动化,2019,43(23):2-11+89.
- [9] Park J S, Choi J H, Gu B G, et al. Feasibility study of DC electrical distribution system[C]// IEEE International Conference on Power Electronics & Ecce Asia. IEEE, 2011.
- [10] 曹文远,韩民晓,谢文强,李蕊.城市配网改造下中压直流配电网的供电能力分析[J].现代电力,2018,35(02):56-63.DOI:10.19725/j.cnki.1007-2322.2018.02.009.
- [11] Nilsson D, Sannino A. Efficiency analysis of low- and medium- voltage DC distribution systems[C]// IEEE Power & Energy Society General Meeting. IEEE, 2010.
- [12] Starke M R, Tolbert L M, Ozpineci B. AC vs. DC distribution: A loss comparison[C]// Transmission & Distribution Conference & Exposition. IEEE, 2008.

- [13]谭逢时. 未来直流配电网建设初探[J]. 科技资讯,2011(23):110+112.DOI:10.16661/j.cnki.1672-3791.2011.23.070.
- [14]Huang A Q , Crow M L , Heydt G T , et al. The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: The Energy Internet[J]. Proceedings of the IEEE, 2010, 99(1):133-148.
- [15]段建东,魏朝阳,周一,等. 未来直流配电网电压等级序列研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(12):8.
- [16]C. D , Cheng, We K . A survey of distributed power system — AC versus DC distributed power system[C]// International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA 2011). 2011..
- [17]Söderström J . It's time to connect-technical description of HVDC Light technology[OL]. <http://www.abb.com/hvdc>.
- [18]Lesnicar A , Marquardt R . An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]// Power Tech Conference. IEEE, 2004.
- [19]Kakigano H , Miura Y , Ise T . Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12):3066-3075.
- [20]Mura F , Doncker R . Design aspects of a medium-voltage direct current (MVDC) grid for a university campus[C]// IEEE International Conference on Power Electronics & Ecce Asia. IEEE, 2011.
- [21]Lana A , Nuutinen P , Kaipia T , et al. Prospects of development of LVDC electricity distribution system energy efficiency[C]// 23rd International Conference on Electricity Distribution (CIRED 2015). 2015.
- [22]刘国伟,赵宇明,袁志昌,赵彪,余占清,司喆,孙刚,徐习东,韩永霞,何秋萍,陈名.深圳柔性直流配电示范工程技术方案研究[J]. 南方电网技术,2016,10(04):1-7.DOI:10.13648/j.cnki.issn1674-0629.2016.04.001.
- [23]国家电网有限公司. 全国首个智能柔性直流配电网示范工程在杭州投运[OL]. [2021-01-13]. <http://www.sasac.gov.cn/n2588025/n2588124/c9534332/content.html>.
- [24]张明瀚,简翔浩,陆子凯.珠海“互联网+”柔性直流配电网换流站设计方案[J].南方能源建设,2020,7(01):95-100.DOI:10.16516/j.gedi.issn2095-8676.2020.01.015.

- [25] 汤广福,贺之渊,滕乐天,易荣,何维国.电压源换流器高压直流输电技术最新研究进展[J]. 电网技术,2008(22):39-44+89.
- [26] 郑欢. 柔性直流配电网的若干问题研究[D]. 浙江大学,2014.
- [27] 周京华,张荣,陈亚爱,张新雷,宇文博,吴杰伟.张北数据港柔性变电站 DC/AC 变流器关键控制策略[J]. 电力系统自动化,2019,43(11):128-134.
- [28] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 机械工业出版社, 2013.
- [29] 汤广福,贺之渊,滕乐天,易荣,何维国.电压源换流器高压直流输电技术最新研究进展[J]. 电网技术,2008(22):39-44+89.
- [30] 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.
- [31] ABB. HVDC Light(VSC)[EB/OL]. <https://new.abb.com/systems/hvdc/hvdc-light>.
- [32] 庞辉,温家良,贺之渊,等. 大功率 IGBT 串联电压不平衡机制研究[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21):8.
- [33] Gao Z, Shao S, Cui W, et al. A Voltage Balancing Method for Series-Connected Power Devices Based on Active Clamping in Voltage Source Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10620-10632.
- [34] 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.
- [35] 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. 0.
- [36] 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, 2013, 28(8):4083-4103.
- [37] Zorngiebel V, Spahn E, Buderer G, et al. Compact high voltage IGBT switch for pulsed power applications[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(1): 531-535.

- [38] Kim, Bongseong, Heung-Jin, et al. Active Clamping Circuit to Suppress Switching Stress on a MOS-Gate-Structure-Based Power Semiconductor for Pulsed-Power Applications.[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2011, 39(8):1736-1742.
- [39] Lu T , Zhao Z , Yu H , et al. Parameter Design of a Three-Level Converter Based on Series-Connected HV-IGBTs[J]. Industry Applications IEEE Transactions on, 2012, 50(6):3943-3954.
- [40] 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 & Exposition. IEEE, 2014.
- [41] 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, 2019, 34(9):8481-8490.
- [42] Robinson F V , Hamidi V . Series connecting devices for high-voltage power conversion[C]// International Universities Power Engineering Conference. IEEE, 2008.
- [43] Double Side Cooled Module FF450R08A03P2 Data Sheet. [OL]. Available. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF450R08A03P2-DataSheet-v03_00-EN.pdf?fileId=5546d46273a5366f0173b96a28c32dc0
- [44] AN-HPDSC-Assembly instructions on HybridPACK DSC. [OL]. Available. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF450-ApplicationNotes-v01_30-EN.pdf?fileId=5546d46269e1c019016a79466825576d
- [45] Courtay A . MAST power diode and thyristor models including automatic parameter extraction[J]. Cern Library Record, 1995.

攻读硕士学位期间所发表的论文

- [1] **J. Wang**, S. Shao, Y. Shi, Q. Chen and J. Zhang, "Three-phase Voltage Source Converters Based on Series-Connected Power devices for Medium Voltage Variable Speed Drives," IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Brussels, Belgium, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/IECON49645.2022.9968953. (EI 收录, 已发表)

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传