

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 21710139

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 一种具有模块化整流结构的谐振变换器

英文论文题目: **A Resonant Converter with Modular Rectifier Structure**

申请人姓名: 叶蔚文

指导教师: 邵帅

合作导师: 郭清

专业学位类别: 工程硕士

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2020 年 1 月

一种具有模块化整流结构的谐振变换器



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: _____

A Resonant Converter with Modular Rectifier Structure



Author's signature:_____

Supervisor's signature:_____

External Reviewers: _____

Examining Committee Chairperson:

Examining Committee Members:

Date of oral defense: _____

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

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

入学的场景依然历历在目，时光荏苒，转眼之间，研究生阶段也即将结束。研究生阶段时间不长，但经历了很多，也学到了很多，这些都让我成为了更自信、更勇敢的人，我的蜕变离不开导师、同学和朋友们的陪伴和帮助。

首先我需要对盛况教授表示由衷的感谢，盛况教授是我进入浙大之后第一位接触交流的老师，虽然交流时间不长，但让刚进入实验室的懵懂的我深受启发，而且您严谨治学的态度也让人钦佩。感谢儒雅随和的张军明老师，虽然系里工作很忙，您也常常抽空来实验室和同学探讨学术问题，并尽自己最大的努力为实验室提供最好的科研环境，让我们可以一心科研。也很感谢邵帅老师，作为我研究生阶段直接的科研指导者，孜孜不倦的教诲，无论是课题的选择，科研进度的监督还是论文的撰写等都提供了最直接的指导，让我在科研路上一步一个脚印；而且您不仅是我的科研指导者，在为人处世上也为我树立了榜样。感谢耐心的郭清老师，是您安排了我研究生的第一个科研任务，并对我的工作进行了肯定，让我学会了自我肯定。这里我也感谢电力电子专业其他的老师在科研道路上的指导，祝愿您们身体健康，生活美满，工作顺利，也祝愿电力电子能继续蓬勃发展。

感谢我的父母，二十多年含辛茹苦，一直在背后默默的支持着我，每当我迷惘无助、犹豫不决的时候，是您们一切站在我的角度，给我打气并安慰我，给出最有价值的建议，让我知道我不是一个人在战斗。

感谢实验室里的每一位小伙伴，无论在工作、生活，还是学习上都给予了我无私的帮助。感谢 PEDL 的王珩宇、王宝柱、龙虎、吴九鹏、徐弘毅、张瀚元、侯明成、韩绍文、张茂盛等师兄，同一级的小伙伴刘立、刘宇鑫、刘银象、曹蕾、朱郑允以及学弟学妹，还有大功率实验室的张桢师兄，林绿漪师姐，同一级的王泽峰、崔文韬、朱翔文、张博诚、虞乃鹏、李雨岑、牛雨萱以及学弟学妹。欢乐的笑声不仅留在电工厂和大功率实验室，也留在了留食和四食堂，十几个人坐满一桌的其乐融融一直印刻在脑海。

感谢寝室的同学们，一个个卧谈会开着开着直到天明，有着说不完的话。

再次感谢大家这两年多的关照！

叶蔚文

2020 年 1 月于玉泉校区电工厂

摘要

可再生能源的发展有效缓解了化石能源不足的问题和使用化石能源引发的环境污染问题,有利于社会的可持续发展。为了保证可再生能源在入网时能保持电力系统的稳定运行,直流电网应运而生。直流变压器用于连接不同等级的直流电网,是直流电网中的核心装备。本文聚焦于直流变压器中低压到中压电能变换,研究一种适应输出电压宽范围变化的变换器拓扑及控制。

通过将模块化多电平思路引入到谐振变换器,本文提出了一种具有模块化整流结构的谐振变换器(Resonant converter with Modular Rectifier structure, RMR)。为方便分析 RMR 的工作模式,首先考虑整流侧上、下桥臂仅包含单个模块的拓扑结构,根据不同的工作情形分为三种工作模式,并分析了三种模式的优劣,选择了一种最优的工作模式,可实现低压侧开关管的 ZVS 和副边整流管的 ZCS。在该最优模式下,利用轨迹分析得到变换器的增益特性,并据此提出了一种通过调节变换器开关频率和副边侧脉宽的电压控制策略,实现了较高的工作效率。搭建 800W 单模块 RMR 样机对该原理进行了实验验证,并分别测量了增益为 1、1.25 和 1.5 时样机的效率,所有工况效率均高于 93%,峰值效率高达 96.8%。

进一步,本文研究了多模块 RMR。桥臂模块电容的电压均衡是保证 RMR 稳定工作的基本条件,首先分析了 RMR 桥臂各驱动脉宽与充电量的关系,并据此提出了一种基于桥臂电容电压排序的均压算法。采用 SiC 功率器件搭建了包含 4 个桥臂的 8kW RMR 样机,在 300V 输入,800V~1200V 电压输出的实验条件下,验证了该均压算法的有效性,并分别测量增益为 1、1.25 和 1.5 时样机的效率,测试效率均高于 92.5%,峰值效率也高达 96.8%。

关键词: 直流变换器, 谐振变换器, 模块化整流结构, 相平面轨迹, 宽输出电压范围, 均压

Abstract

The massive use of fossil energy over the past decades leads to its shortage as well as severe environmental pollution, the development of renewable energy is considered as an effective solution to alleviate this problem, which is vital to the sustainable development of society. In order to ensure the stable operation of power grid when renewable energies are integrated into power grid, DC power grid emerges as the times require. DC transformer is used to connect different voltage levels of DC power grids and it is the core equipment in DC power grids. This paper focuses on low to medium DC voltage energy conversion, and studies the topology and control of a converter with wide output voltage range,

By introducing the idea of modular multilevel into the resonant converter, this paper proposes a Resonant converter with Modular Rectifier structure (RMR). In order to analyze the Mode of RMR convenient, only one submodule in the upper arm and lower arm of the rectifier side is considered. According to different working situations, it can be divided into three Modes, and the advantages and disadvantages of the three Modes are analyzed. An optimal Mode is adopted and the adopted Mode can realize zero-voltage switching (ZVS) of switches in primary side and zero-current switching (ZCS) of rectified diodes in secondary side. In this optimal Mode, the gain characteristics of the converter is obtained by using trajectory analysis. A voltage control strategy is proposed by adjusting the switching frequency of the converter and the pulse width of the switches in secondary side to achieve higher operating efficiency based on this Mode. An 800W with one submodule RMR prototype is constructed to demonstrate the principle, the efficiency under voltage gain of 1, 1.25, and 1.5 are measured. The efficiency of all operating conditions is higher than 93%, the peak efficiency is 96.8%.

Furthermore, this paper studies multi-module RMR. The voltage balancing of submodule capacitor is essential for stable operation of RMR. Firstly, the relationship between the width of gate signals and the charge of the submodule is analyzed, and a voltage balancing algorithm based on the capacitor voltage sequence of the submodules is proposed accordingly. An 8kW RMR prototype with 4 SiC power devices submodules in each arm is built, the effectiveness of the voltage balancing algorithm is verified under the experimental conditions of 300V input and 800V~1200V output, and the efficiency under voltage gain of 1, 1.25, and 1.5 are measured. The

efficiency of all tested conditions is higher than 92.5%, the peak efficiency is also up to 96.8%.

Key words: DC-DC converter, Resonant converter, Modular rectifier structure, State-plane trajectory, Wide output voltage range, voltage balance

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

插图清单

图 1.1 直流变压器应用	2
图 1.2 有源门极控制均压的串联电路	3
图 1.3 20.7kV 耐压 IGBT 裸片和反向 I-V 曲线	4
图 1.4 IPOS 结构	5
图 1.5 基于 MMC 与 DAB 结合模块化多电平直流变换器	6
图 1.6 非隔离型模块化多电平谐振变换器(以 5 模块为例)	7
图 1.7 基于 LLC 与 MMC 的双向直流变换器	7
图 1.8 MMR 变换器拓扑结构	8
图 1.9 RMR 变换器拓扑结构	9
图 1.10 桥臂结构 (a)半桥结构 (b) 半桥下管替换为整流管 (c) RMR 桥臂	9
图 2.1 多模块 RMR 变换器电路原理图	11
图 2.2 单模块 RMR 电路原理图	12
图 2.3 原副边驱动波形	12
图 2.4 电路模态图	14
图 2.5 模态一各阶段电路原理图及其对应电路波形	15
图 2.6 模态二各阶段电路原理图及其对应电路波形	17
图 2.7 模态三各阶段电路原理图及其对应电路波形	18
图 2.8 模态三阶段 III 等效电路图	19
图 2.9 模态三谐振电压波形	20
图 2.10 临界模态各阶段电路原理图及其对应电路波形	21
图 2.11 RMR 临界模态等效电路	22
图 2.12 临界模态等效电路图	23
图 2.13 变换器轨迹图	25
图 2.14 固定增益 G 下 F - Q 对应关系	26
图 2.15 Q 值固定时电压增益 G 与控制量 F 、 D_1 的关系	27
图 2.16 电压增益 G 固定时 Q 与控制量 F 、 D_1 的关系	27
图 2.17 变换器控制原理框图	28
图 2.18 $V_{in}=60V$, $P=400W$ 下, $G=1$ 、 1.25 、 1.5 下的主要波形	30
图 2.19 $V_{in}=60V$, $P=800W$ 下, $G=1$ 、 1.25 、 1.5 下的主要波形	30
图 2.20 $P=400W$ 下副边驱动及软开关波形	31

图 2.21 $P=800W$ 下副边驱动及软开关波形	31
图 2.22 不同增益计算、仿真、实验下的 F 值比较	32
图 2.23 不同增益计算、仿真、实验下的 D_1 值比较	33
图 2.24 各工况下的效率曲线	33
图 3.1 多模块 RMR 谐振变换器拓扑	35
图 3.2 RMR 上桥臂门级信号及桥臂波形	36
图 3.3 多模块 RMR 关键波形	36
图 3.4 模块电容充放电四个阶段	37
图 3.5 RMR 桥臂电流分配图	38
图 3.6 正半周期阶段 I 上桥臂模块电容放电过程	38
图 3.7 负半周期阶段 II 上桥臂模块电容充电过程	39
图 3.8 门极信号与模块电容电荷变化量	40
图 3.9 均压策略控制流程	41
图 3.10 $P=30kW$, 不同增益工作波形	43
图 3.11 $G=1.25$ 时各桥臂模块电容电压	43
图 3.12 $G=1.5$ 时各桥臂模块电容电压	43
图 3.13 功率器件开关波形	44
图 3.14 样机实现框图	46
图 3.15 样机实物图片	47
图 3.16 小功率 ARM1 电容均压验证波形	48
图 3.17 副边桥臂电流保护实现框图	49
图 3.18 桥臂电流过流保护波形	49
图 3.19 上桥臂均压失败保护及模块电容过压保护实现框图	50
图 3.20 均压失败保护波形和模块电容过压保护波形	50
图 3.21 $P=4000W$ 下, $G=1$ 、1.25、1.5 下的主要波形	51
图 3.22 $P=8000W$ 下, $G=1$ 、1.25、1.5 下的主要波形	52
图 3.23 $P=4000W$ 下不同增益点上桥臂电容电压波形	52
图 3.24 不同增益计算、仿真、实验下的 F 值比较	53
图 3.25 不同增益计算、仿真、实验下的 D_1 值比较	53
图 3.26 多模块电路各工况效率曲线	54

附表清单

表 2.1 单模块 RMR 电路样机参数29

表 3.1 多模块 RMR 仿真参数41

表 3.2 多模块 RMR 仿真模块电容值42

表 3.3 多模块 RMR 样机实验参数45

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

插图清单.....V

附表清单.....VII

目录.....VIII

1 绪论.....1

 1.1 研究背景及意义.....1

 1.2 直流变压器研究现状.....2

 1.2.1 高压功率器件.....2

 1.2.2 功率模块的串并联.....4

 1.2.3 模块化多电平直流变换器.....5

 1.3 模块化多电平谐振直流变换器.....6

 1.4 本文主要研究内容.....9

2 单模块 DC/DC 谐振变换器研究.....11

 2.1 引言.....11

 2.2 电路结构.....11

 2.3 工作原理.....12

 2.3.1 模态分析.....12

 2.3.2 根据循环电流和软开关条件选择模态.....20

 2.3.3 轨迹分析获得增益特性.....22

 2.4 控制策略.....27

 2.5 实验验证.....28

 2.6 本章小结.....34

3 多模块多电平 DC/DC 谐振变换器研究.....35

 3.1 引言.....35

 3.2 RMR 工作原理.....35

 3.2.1 调制方式.....35

 3.2.2 桥臂电容均压策略.....37

 3.3 仿真验证.....41

 3.4 实验验证.....45

 3.4.1 均压验证.....47

 3.4.2 电路保护设计及波形.....48

 3.4.3 功率实验.....51

 3.5 本章小结.....54

4 总结与展望.....55

 4.1 工作总结.....55

 4.2 工作展望.....55

参考文献.....57

攻读硕士学位期间发表的论文.....60

1 绪论

1.1 研究背景及意义

能源是国家发展的命脉，随着人类文明的进步和全球经济的快速发展，人们对能源的需求也越来越大，因此各国加大了对石油、煤炭等化石能源的开发。由于过度开发，人类发展赖以生存的化石能源日渐枯竭^[1]。同时，化石能源的开发利用产生的温室气体及一些氮、氧、硫化物也带来了一系列环境问题，如臭氧空洞、酸雨、全球升温、海平面上升等，这些问题不仅阻碍了社会的经济可持续发展，也影响了人类的生活^[2]。中国作为能源消耗大国，自改革开放以来，煤炭支撑着中国实现 GDP 年均 9% 的增长速度。2018 年，国内煤炭消耗达 27.4 亿吨，占全国化石能源消耗总量 59%^[3]。中国的能源问题和环境问题尤为严峻。

随着人们环保意识的增强和各国的推动，全球的能源结构迎来了新的战略性调整^[4]。可再生能源具有清洁、可循环使用和资源无限的优点，且目前成本不断下降，因此发展可再生能源已经成为全球各国能源结构调整和应对全球气候变化的重大举措之一。以中国为例，中国多山多水，拥有丰富的潮汐能、太阳能和风能等可再生能源，具有发展可再生能源的巨大优势。《“十三五”能源规划》提出，“十三五”期间非化石能源消耗比重将要提高到 15% 以上，其中天然气比重力争达到 10%，煤炭的消费比例降到 58% 以下，根据《“十三五”能源规划》相关指标，可再生能源消费增量是煤炭消耗增量 3 倍多，占据能源消费总量的 68% 以上。可以发现，可再生能源已经是“十三五”能源供应增量主体^[5]。

可再生能源的发展，有效缓解了化石能源不足化石能源引发的环境问题，有利于社会的可持续发展，因此电力发展趋势将从化石能源过渡到可再生能源^{[6][7]}。但大量的可再生能源接入电网时，特别是太阳能和风能等间歇性能源的接入会给电网带来巨大的冲击问题，对电力系统的稳定运行带来了一系列问题^{[8][9]}。

为了保持可再生能源的入网同时又能保持电力系统的稳定运行，直流电网应运而生。与交流电网相比，直流电网有许多优点：有利于分布式电源接入，不存在相位同步且不受频率和幅值约束^{[10]-[12]}；可以提高电能质量和供电可靠性，有效解决交流接入电网发生的频率波动、高次谐波污染和电压闪变问题，可以隔离交流电网故障，储能装置的接入也可以保证在发生电网故障时重要负荷供电仍可以保持供电可靠；直流电网传输容量更大，与三相四线交流电网相比，直流电网单条导线传输功率是交流电网单条导线传输功率的 1.5 倍；更低的功率损耗，不存在涡流损耗和无功损耗；干扰小，故障时不存在零序、负序分

量,对外界干扰小。由于直流电网具有以上优势,各国现已经开始大力发展直流电网。2004年,来自意大利的米兰理工大学提出一种基于分布式电源的双极型直流配电网结构。2007年,位于罗马尼亚的布加勒特理工大学研究了基于交替供电电源的直流配电系统。韩国为计划投资建立直流微电网供电系统而成立了一个智能微电网研究中心。从2009年开始国内也开始研究直流配电网。2012年,城市电网先进技术研究中心也开始研究实施对直流配电技术;2013年,国家863项目“基于柔性直流的智能配电关键技术研究与应用”由深圳供电公司正式启动,重点研究低压直流配电^[13]。分布式直流配电网如图1.1所示。

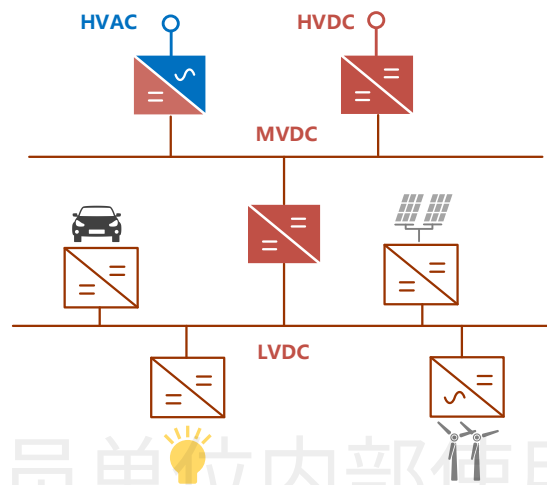


图 1.1 直流变压器应用

直流变压器连接不同等级的直流电网,是直流电网最核心的装备之一,受到各国学者的广泛关注和研究^[14]。

1.2 直流变压器研究现状

目前针对直流变压器的研究主要是根据当下电力电子器件的耐压水平和过流能力,通过对应的电力电子技术,提升控制策略或者改变电路拓扑等以降低电力电子器件的电压应力,改善电流波形,以适应不同场合需求。目前直流变压器的研究主要包括以下几个方面:高压功率器件与传统电路的结合,模块的串并联及模块化多电平变换器^{[15][16]}。以下将针对这几个方面对高压大功率直流变换器进行探讨与归纳。

1.2.1 高压功率器件

高压功率器件可以简化电路的设计,减少功率器件数目,控制也将更加简单。高压器件的得到主要依靠两种方式:中低压器件串联或者研制宽禁带功率器件^[17]。

采用器件串联技术可以提高电路的电压等级,但是功率器件受寄生参数和封装差异影

响,具有不一致性,这会导致器件工作时电压不均^{[18][19]}。为了解决器件的均压问题,电路中常见的措施包括加入吸收缓冲电路、有源电压钳位或有源门极控制电路。然而由于无源器件的加入,吸收缓冲电路会加重电路的损耗;有源门极控制策略又过于复杂;有源钳位电路具有许多优点,但却需要额外的驱动和供电电路。文献[20]介绍了一种有源门极控制均压电路,如图 1.2 所示,该策略为利用控制每个门极驱动信号,动态调整开关管的关断速度电路达到均压的目的。右侧辅助结构为一个电流镜网络,通过控制 V_{CTRL} 可以控制 C_M 上的电流,而 C_M 上的电流将会影响开关管 dv/dt ,因此通过控制 V_{CTRL} 可以调整开关管关断速度。该方式损耗较低,也没有体积大的元件,不占用空间,但该电路的缺点也很明显,需要额外增加驱动信号 Q_1 ,且需要对 Q_1 的驱动信号 V_{CTRL} 进行隔离,为了保证控制及时有效,还需要采集漏极到源极之间的电压进行反馈控制。因此可以看出,该控制策略对于提高电路耐压而言并不合适。

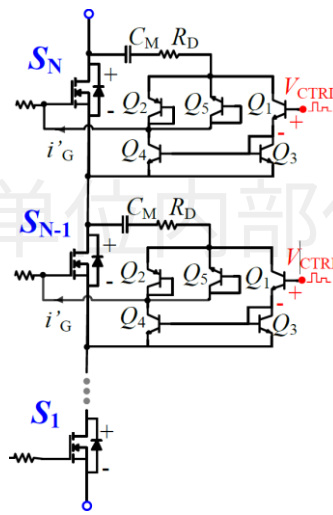


图 1.2 有源门极控制均压的串联电路

由于技术的进步,宽禁带半导体的发展也非常迅速,目前的高压器件已经具有较低的寄生电感、大功率密度和失效短路保护优点^[21]。半导体公司科锐(Cree)目前已经研制出芯片面积 $8.4 \times 8.4 \text{ mm}^2$ 、电压等级 15kV 的 SiC-IGBT 器件。该器件的研制成功对提高变换器的功率密度具有一定意义^[22]。而文献[23]也给出了 Cree 的一些新研究成果,研制出的 $1 \text{ cm} \times 1 \text{ cm}$ (有效面积为 0.42 cm^2) 的 4H-SiC N-IGBT 的阻断电压已经达到为 20.7kV,在 20.7kV 的耐压下该 IGBT 漏电流仅为 $140 \mu\text{A}$,如图 1.3 所示,这也是目前半导体功率开关器件迄今报告的最高阻断电压。应用该 IGBT 在功率为 55kW,1.7kV-7kW 的升压变换器中进行了实验,工作频率为 5kHz,实验效率高达 97.8%。

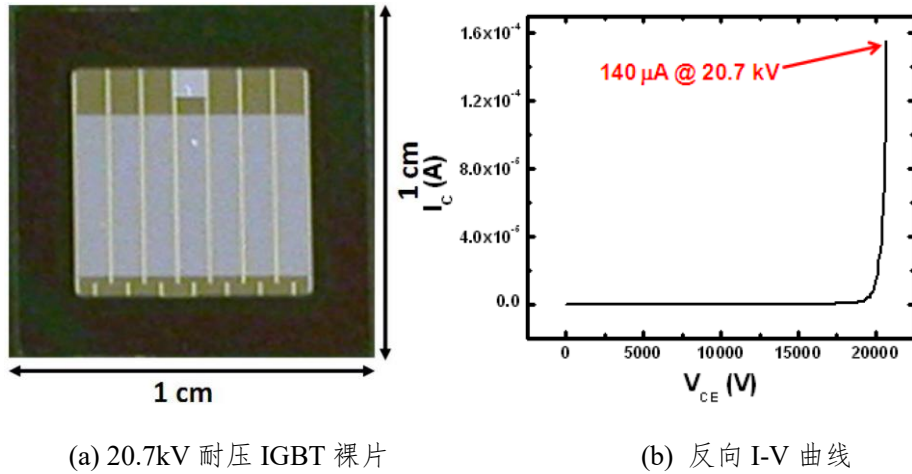


图 1.3 20.7kV 耐压 IGBT 裸片和反向 I-V 曲线

综上所述，器件串联虽然可以提高电路的电压等级，但此时需要考虑串联器件的均压问题。因此需要加入辅助电路解决串联器件的均压问题，这不仅提高了电路的硬件成本，也降低了系统的可靠性；高耐压等级器件的使用可以有效简化变换器拓扑，控制策略也将更加简单，但高耐压器件会引起较大的 dv/dt ，系统的 EMI 性能较差，并且系统的绝缘设计也将变得更加复杂。与此同时，目前的高耐压器件还存在一些缺陷，具有漏电流较大、导通电阻较大，成本过高等缺点，离商业化应用还有一定差距。

1.2.2 功率模块的串并联

功率模块的串并联也可以突破器件在电压容量等级上的限制，实现功率等级和电压等级的提升。图 1.4 所示为应用于中高压直流变换领域的输入并联输出串联(Input-Parallel-Output-Series, IPOS)结构^[24]。该变换器由 N 个隔离的功率模块构成，功率模块输入侧并联以实现大电流输入，功率单元输出侧串联以实现高电压输出。

IPOS 结构中，各个功率模块拓扑一致，结构相同，可以模块化冗余设计。各功率模块大多采用谐振变换器或移相结构变换器，并通过合适的控制策略实现各功率器件软开关，可以降低开关损耗，通过交错控制也可以减小输入侧的电流纹波，减小滤波器体积。但是观察图 1.4 可以发现，无论哪种结构都需要采用 N 个中频变压器，由于配电网中的变压器隔离电压要求高，体积大，成本高，磁芯损耗大，而且由于变压器的不一致性可能导致各模块功率分配不均，又需要采用复杂的算法优化。以上缺点不仅提高了硬件成本，对变换器的功率密度和效率的提高都提出了不小的挑战^{[25][26]}。

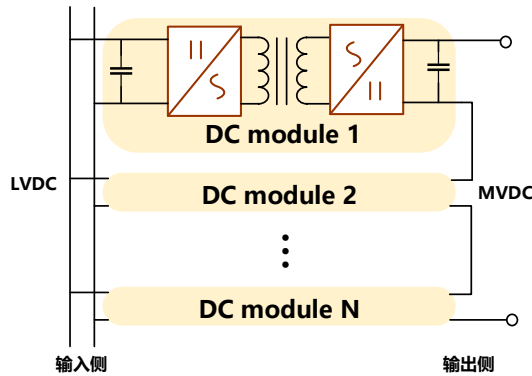


图 1.4 IPOS 结构

1.2.3 模块化多电平直流变换器

模块化多电平变换器(Modular-Multilevel Converter, MMC)于 2002 年由 R.Marquardt 教授提出^[27]，目前受到了工业界和学术界的广泛研究。在工业界，西门子公司于 2010 年首先研制成功基于 MMC 的高压直流输电系统，是全球首条商业化的高压直流输电(HVDC)项目，连接美国旧金山和匹兹堡。2011 年中国的南汇风电场柔性输电示范工程也通过工程验收，是国内首条商用的基于 MMC 的 HVDC 工程^[28]。

文献[29]提出了一种基于 MMC 与双有源桥(Dual Active Bridge, DAB)结合的模块化多电平变换器，如图 1.5 所示。该变换器可以实现中低压直流变换。原边为基于 MMC 的中压侧，一共 4 个桥臂(ARM_i, $i=1, 2, 3, 4$)，原边各桥臂分别由 N 个半桥桥臂和一个桥臂电感串联构成，桥臂个数 N 取决于中压直流母线电压等级，副边为传统的全桥结构。通过控制原边桥臂和副边 H 桥开关驱动相位调整 v_{ab} 和 v_s 之间的相位差，可以实现功率双向传输功能。变换器中上下桥臂采用耦合电感的方式将桥臂电感控制在较小的范围内，减少桥臂电感对功率传输的影响。该变换器采用阶梯波调制策略，减低了系统 dv/dt ，并且解决了模块电容的均压问题。

可以发现，相较于传统的直流变换器，该变换器具有以下一些优势：

- 1) 高度模块化。各功率单元功率电路与控制系统均设计一致，呈模块化，各模块个数可以依照电路电压等级进行冗余设计，方便拓展，易维护。
- 2) 具有多种电压调制策略， dv/dt 较小，系统 EMI 性能好。
- 3) 和模块的串并联结构相比，MMC 结构仅需要一个中频变压器，功率密度大，磁芯利用率高，效率更高。

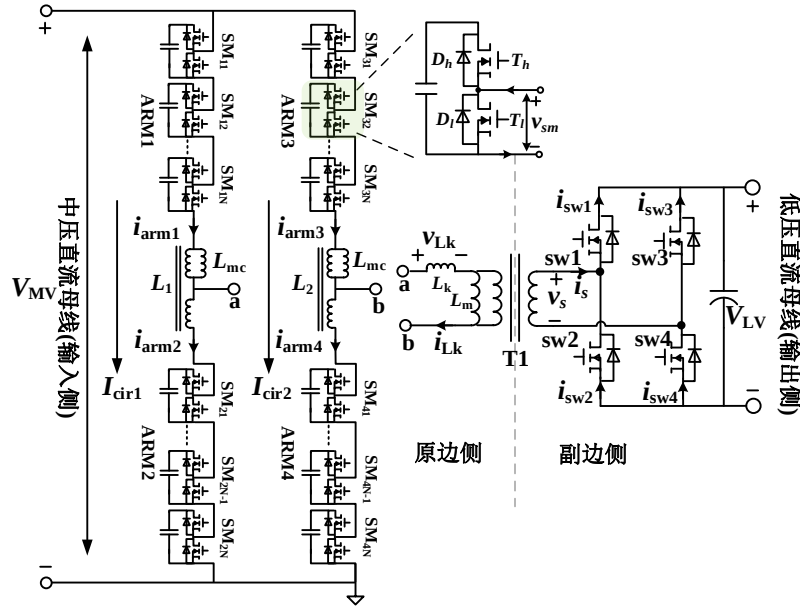


图 1.5 基于 MMC 与 DAB 结合模块化多电平直流变换器

但该变换器仍然存在一些问题：

1) 双移相控制策略中，由于电压增益会直接影响模块电容充放电状态，当电压增益较小时，部分模块电容在任何功率下保持放电，部分模块电容却保持充电，这将导致串联模块电压均衡策略失效；在功率过零处，由于模块电容在一个开关周期内净充放电量为零，也会导致该均压策略失效。

2) 该变换器采用单移相控制策略调节输出功率，循环功率较大，变换器效率较低。

1.3 模块化多电平谐振直流变换器

相比于移相结构电路，谐振型电路如 LLC 谐振变换器，能实现零电压开通和副边整流管零电流关断，可实现更高的变换效率。将谐振变换器与模块化多电平结构结合可以得到具有良好软开关特性的直流变压器。

文献[30]介绍了一种非隔离型模块化多电平谐振变换器(Resonant Mode Modular Converter, RMMC)，具体的电路拓扑如图 1.6 所示。

RMMC 采用移相 PWM 调制策略，使每个谐振周期仅一个桥臂处于开关状态而其余桥臂电容保持接入桥臂，该调制策略可以实现变换器的高降压比变化。该策略也可以实现模块电容电压自平衡，且变换器工作控制简单且易扩展，不需要隔离变压器，但其中压侧的导通损耗较大，这是因为处于开关状态的电容电压幅值较小，远低于中压侧电压，这将导致中压侧电流应力过大。

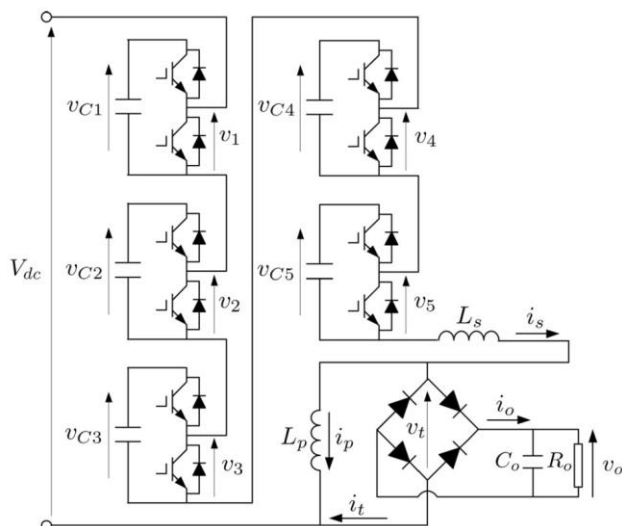


图 1.6 非隔离型模块化多电平谐振变换器(以 5 模块为例)

通过将双向 LLC 谐振电路与 MMC 结合的方式也可以实现不同电压等级的直流变换，该直流变压器拓扑如图 1.7 所示。通过将双向 LLC 原边桥臂开关管替换为多个半桥模块与桥臂电感串联的结构，提高耐压等级，实现原边的中压直流输入，通过合理的控制策略，可以实现功率双向流动中低压直流变换。

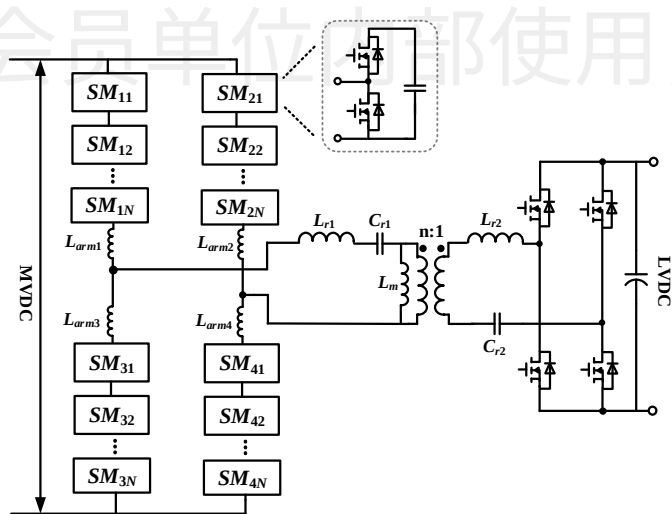


图 1.7 基于 LLC 与 MMC 的双向直流变换器

文献[31]在图 1.7 的基础上提出了一种模块化多电平谐振型直流变压器(Modular Multilevel Resonant converter, MMR)，针对该类型变换器在中低压直流输电领域进行了研究，电路结构如图 1.8 所示。

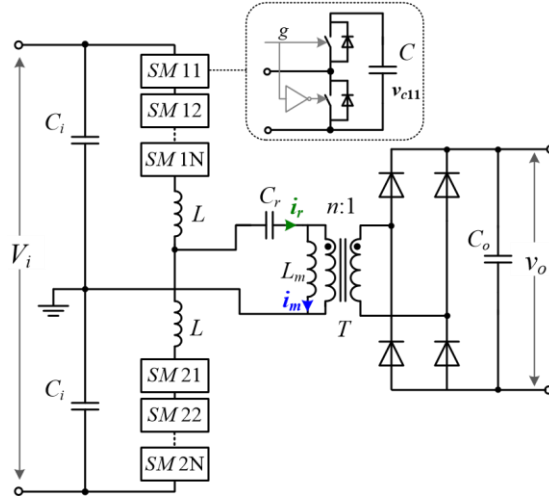


图 1.8 MMR 变换器拓扑结构

该变换器原边侧为半桥模块化多电平结构,并通过将 LLC 的谐振电感分为两个电感,在其参与谐振的同时可以充当桥臂电感以抑制电流噪声,减少变换器的磁性元件,节约成本,MMR 变换器既可实现中低压直流换且不需要额外的桥臂电感抑制噪声。为了实现电压宽范围输入,该 MMR 采用了调频调 K 的控制策略,其中 K 为每个桥臂电容接入电路的个数,通过调 K 可以调整桥臂电容接入个数,实现输入电压宽范围离散调节,调频实现输入电压窄范围连续调节,最终实现电压宽范围输入连续调节。为减少电路中的 dv/dt ,该 MMR 也采用阶梯波调制策略。

由于 K 值的引入,该 MMR 虽然具有了 LLC 不具备的宽范围调压能力,却失去所有功率器件全软开关的优势,且由于谐振电感充当桥臂电感,使得该桥臂电感感值较大,若桥臂电感一致性较差,上下桥臂将会出现电压不均的情况。

文献[31]仅介绍了图 1.7 所述变压器中压到低压的直流变换的原理,因此,为实现图 1.7 所述变压器的低压到中压的直流变换,本文提出了一种具有模块化整流结构的谐振变换器(Resonant converter with Modular Rectifier structure, RMR),该变换器原边基于 LLC 谐振变换器结构,副边基于 MMC 结构,具有模块化整流能力,RMR 拓扑结构如图 1.9 所示。

副边模块化整流桥的桥臂结构和半桥结构略有不同,如图 1.10 所示。由于仅需实现低压到中压的直流变换功能,该桥臂将下管开关管替换为整流管,节约硬件成本。其中图(a)为半桥结构,通过调整下管后成为图(b)结构,最后调整至图(c),即 RMR 桥臂模块。

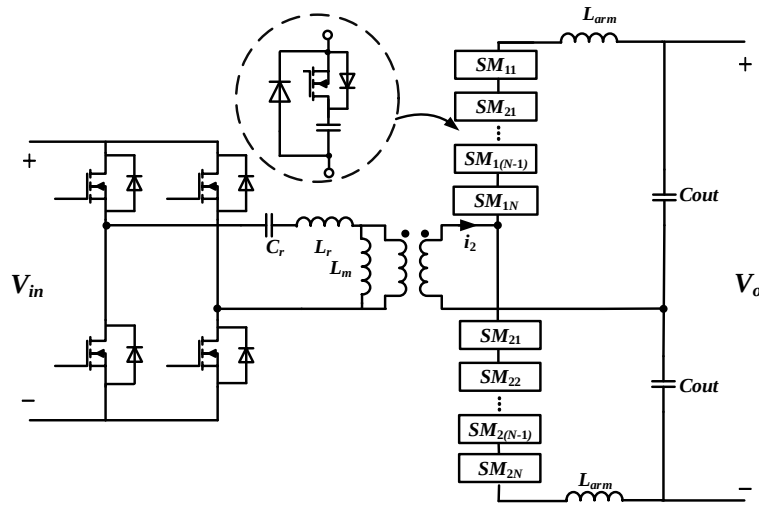


图 1.9 RMR 变换器拓扑结构

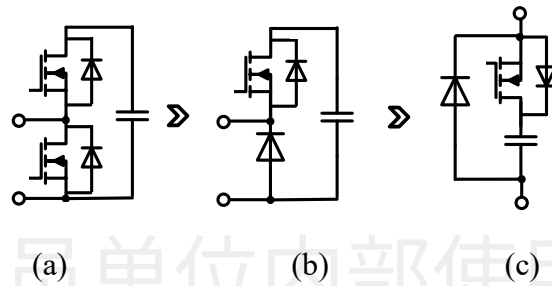


图 1.10 桥臂结构 (a)半桥结构 (b) 半桥下管替换为整流管 (c) RMR 桥臂

通过合理调整原边 H 桥的开关频率和副边桥臂开关管的开通时间，RMR 的输出电压可以宽范围调整，同时由于具备谐振变换器功率器件软开关的优点，RMR 将工作于较高效率，具体的工作原理及控制策略将在后续章节详细介绍。RMR 的控制策略简单，模块电容电压纹波较少，电容电压均衡策略简单，适用于中高压直流变换领域。

1.4 本文主要研究内容

第一章主要介绍了本文的研究背景和研究意义。首先介绍了课题应用背景，针对可再生能源的直流并网需求，介绍了直流变压器的研究现状，主要包括高压功率器件与传统电路的结合、模块的串并联和模块化多电平直流变换器，并介绍了中低压模块化多电平谐振直流变换器的研究现状，针对目前中高压直流变换领域模块化多电平谐振直流变换器研究较少的情况，提出了本文研究意义和研究内容。

第二章针对本文提出的 RMR 变换器，以单模块为例进行了介绍和分析，首先介绍了电路的拓扑结构和电路原理，根据不同的工作情形可以分为三种工作模式，分析了三种模式的优劣，根据软开关和循环功率条件选取了最优运行模式，并制定了该模式下的控制策

略，最后通过仿真和实验对原理进行验证。

第三章针对多模块 RMR 变换器模块电容均压的问题，利用模块电容电荷变化量和门极信号脉冲宽度相关的特点提出了一种基于模块电容电压排序的电压均衡策略，文中给出了理论分析，然后通过仿真和实验均验证了该策略的有效性。然后加入了电路保护模块保证变换器稳定运行，最后完成多模块 RMR 电路下的功率实验。

第四章对本文的研究内容进行总结，并针对未完善部分进行了进一步的工作展望。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

2 单模块 DC/DC 谐振变换器研究

2.1 引言

针对低压到中压的直流变换领域, 本文通过将 LLC 与 MMC 电路相结合的方式, 提出了一种具有模块化整流结构的谐振直流变换器 (Resonant converter with Modular Rectifier structure, RMR), 并基于该拓扑, 提出了一种变频变脉宽的控制策略, 使 RMR 能在宽范围调节输出电压, 并拥有 LLC 的软开关性能和 MMC 的耐高压能力。为简化分析, 本章首先采用单模块结构进行分析研究, 多桥臂结构电路将在第三章介绍。

本章首先介绍 RMR 的拓扑结构并分析该电路的工作原理, 根据不同的工作情形分为三种工作模态, 并分析了三种模态的优劣, 并选择了一种最优的工作模态, 使 RMR 工作在较宽的输出电压范围下同时具有较高的效率。利用轨迹分析得到该模态下的增益特性, 并根据增益特性提出了相应的控制策略, 保证该变换器在所有工况下都能工作于该最优模态。最后根据该控制策略, 给出相应的实验结果对其进行验证。

2.2 电路结构

RMR 电路主要由两部分构成, 其原理图如图 2.1 所示。

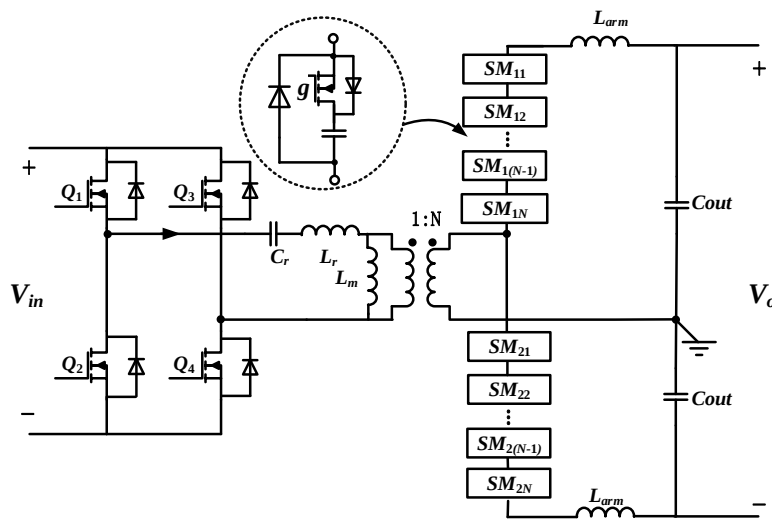


图 2.1 多模块 RMR 变换器电路原理图

原边是低压直流输入侧, 结构和 LLC 谐振变换器一致。副边为中压直流输出侧, 包含两个桥臂和两个输出电容。每个桥臂 (ARMi) 上包含 N 个桥臂电感器 L_{arm} 和 N 个桥臂开关管 $SM_{i1}, SM_{i2}, \dots, SM_{i(N-1)}, SM_{iN}$ 。原副边之间采用一个中压变压器进行隔离。 N 个桥臂串联用于承受高压, 且其桥臂个数由输出侧电压等级确定。当桥臂电压达到均衡时, 电路的工作原理分析将和桥臂个数无关。因

此, 为简化分析, 本章将首先分析单模块下的电路原理, 单模块的 RMR 电路原理图如图 2.2 所示。在本电路中, 桥臂电感 L_{arm} 仅用于抑制开关过程中的桥臂电流冲击, 其值可以控制很小的范围之内, 为简化分析, 下文中将会忽略桥臂电感对电路工作产生的影响。

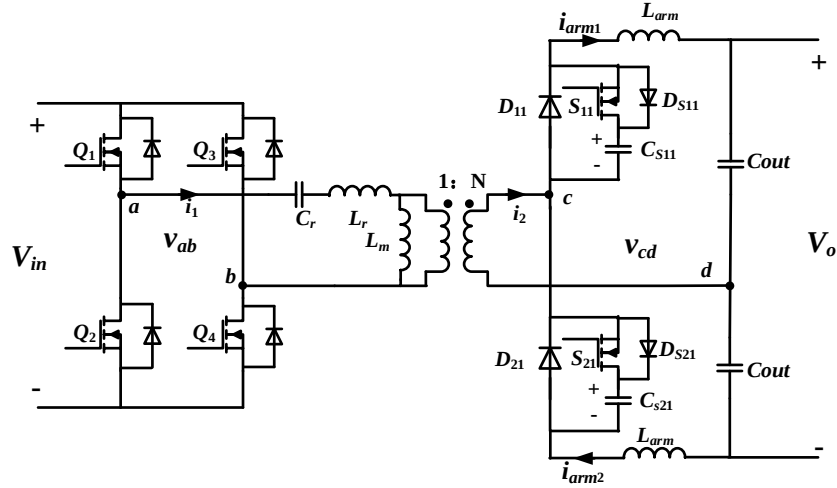


图 2.2 单模块 RMR 电路原理图

2.3 工作原理

2.3.1 模态分析

该变换器采用变频变脉宽控制策略。通过调节图 2.2 中原边开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 的开关周期 T_s , 且保持 Q_1, Q_4 和 Q_2, Q_3 互补导通, 占空比为 50% (忽略死区时间)。同时调整副边开关管 S_{11} 和 S_{21} 的开通时间 T_D (开通占空比为 D_1) 将可以调节输出电压, 即调整电压增益, 实现电路升压功能。其中 S_{11} , S_{22} 开启时间分别和 Q_1 , Q_2 一致, 驱动波形如图 2.3 所示。

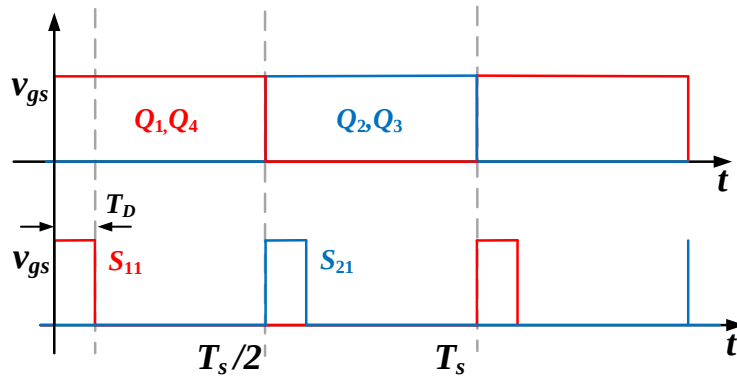


图 2.3 原副边驱动波形

不同开关频率 f_s 和脉宽时间 T_D 会对电路模态产生影响。根据变压器副边电流 i_2 在 t_0

时刻的大小, 可以将变换器工作方式划分为如图 2.4 所示的三种工作模式:

- (a) $i_2(t_0)=0$, 工作于模式一;
- (b) $i_2(t_0)<0$, 工作于模式二;
- (c) $i_2(t_0)>0$, 工作于模式三。

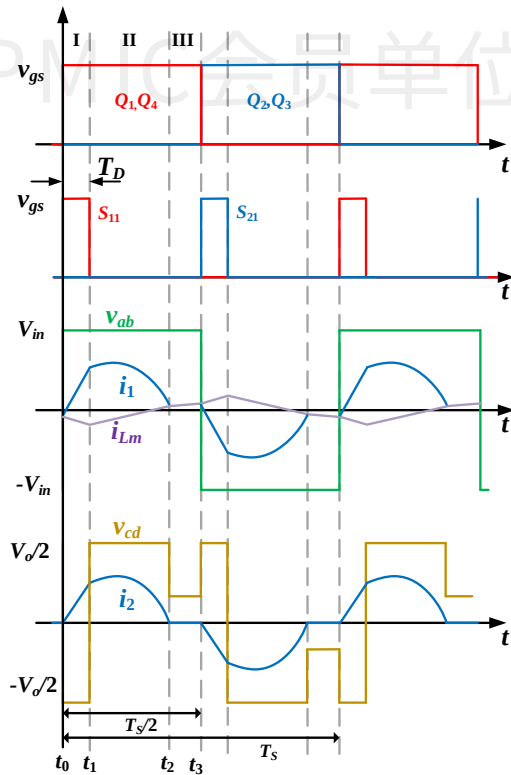
图 2.4 中 v_{ab} 为原边全桥方波电压, v_{cd} 为变压器副边电压, i_1 为原边谐振电流, i_2 为变压器副边电流, i_{Lm} 为励磁电流。

接下来将会分析各个模式下的工作原理, 分析各个模式的优劣, 并选取最佳工作模式。

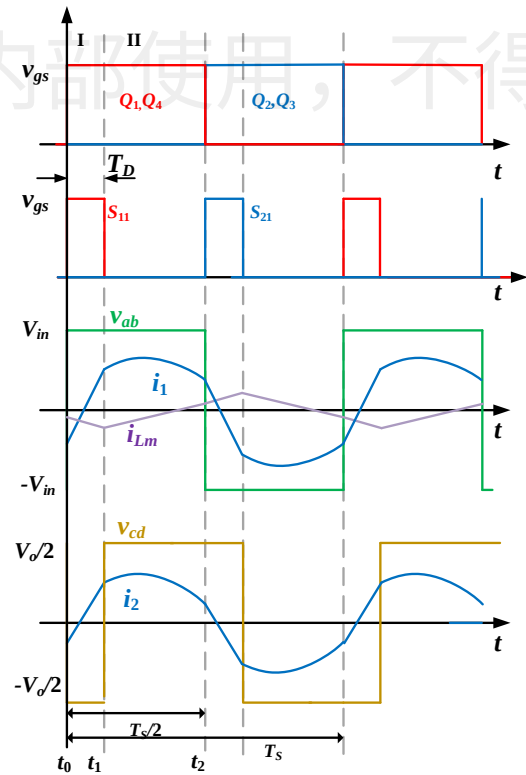
首先做出以下假设:

- (1) 所有器件均为理想器件, 不考虑一切损耗。
- (2) 桥臂电容电压及输出滤波电容电压恒定。

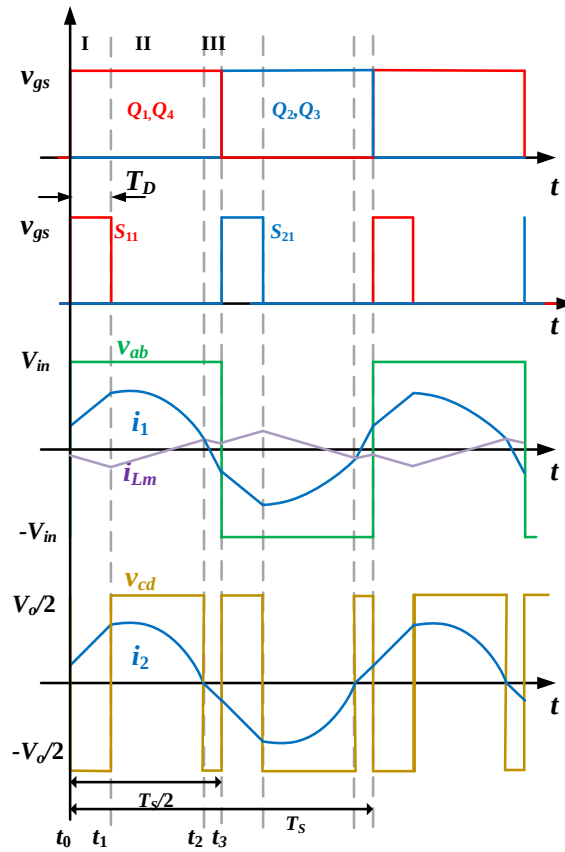
考虑到电路工作波形的半周期对称性, 为简化分析, 本文仅分析电路在正半周期内的工作原理。



(a) 模式一



(b) 模式二



(c) 模态三

图 2.4 电路模态图

模态一：

当开关频率 f_s 与脉宽 T_D 同时较小时，变压器副边电流 $i_2(t_0)=0$ ，电路将会工作于模态一。模态一的正半周期可以分为三个阶段。各阶段电路图及其对应电路关键波形如图 2.5 所示。

阶段 I ($t_0 \sim t_1$):

电路如图 2.5(a)所示，该阶段占空比为 D_1 ，在 t_0 时刻，原边开关管 Q_2 、 Q_3 同时关断， Q_1 、 Q_4 同时导通， $v_{ab} = V_{in}$ 。由于变压器励磁电感的存在，原边开关管可以实现 ZVS-on。副边上桥臂开关管 S_{11} 同时导通且在该阶段内一直保持导通。由于 S_{11} 导通，此时 i_2 开始上升并通过桥臂电容 C_{S11} 流向负载，因此 C_{S11} 在该阶段放电，整流管 D_{11} 被反向钳位关断。因为忽略 C_{S11} 的电压纹波，则 C_{S11} 电容电压等于输出电压 V_o ，因此在该阶段内：

$$v_{cd} = -v_{C_{S11}} + \frac{1}{2}V_o = -V_o + \frac{1}{2}V_o = -\frac{1}{2}V_o \quad (2.1)$$

已知谐振腔两端的电压 v_{ab} 与 v_{cd} ，可以得到谐振电流 i_1 与谐振电容电压 v_{Cr} ，表达式分别如下式所示：

$$i_1 = -\frac{\sqrt{C_r}(2N(v_{Cr0} - V_{in}) - V_o)\sin(\frac{t}{\sqrt{C_r}L_r})}{2\sqrt{L_r}N} + i_{Lr0}\cos(\frac{t}{\sqrt{C_r}L_r}) \quad (2.2)$$

$$v_{Cr} = V_{in} + \frac{V_o}{2N} + (v_{Cr0} - V_{in} - \frac{V_o}{2N})\cos(\frac{t}{\sqrt{C_r}L_r}) + i_{Lr0}\sqrt{L_r}\sin(\frac{t}{\sqrt{C_r}L_r})/\sqrt{C_r} \quad (2.3)$$

其中 i_{Lr0} 与 v_{Cr0} 分别为 i_1 和 v_{Cr} 在 t_0 时刻时的初始值, N 为变压器匝比, V_{in} 与 V_o 分别为输入电压与输出电压。

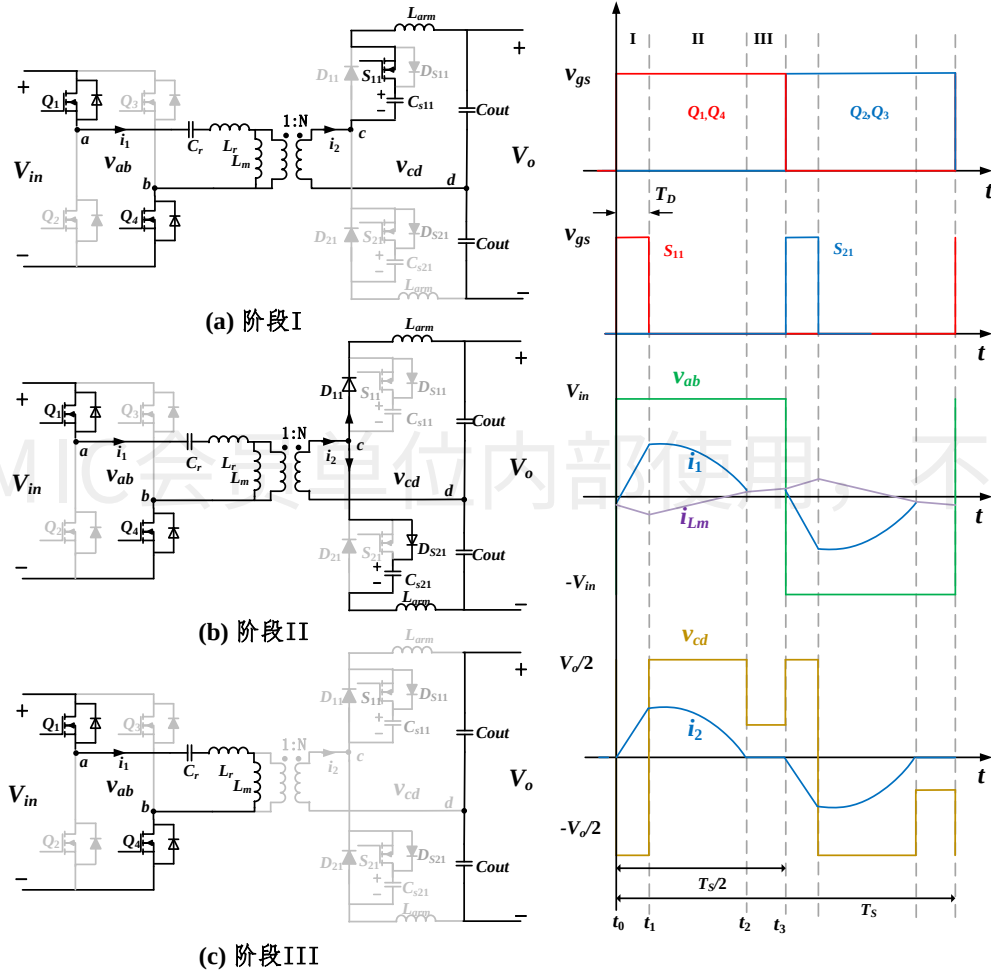


图 2.5 模式一各阶段电路原理图及其对应电路波形

阶段 II($t_1 \sim t_2$):

电路如图 2.5(b)所示, 在 $t=t_1$ 时刻, Q_1, Q_4 仍然保持开通, S_{11} 关闭, 副边上桥臂桥臂电容 C_{S11} 放电回路断开并停止放电, 由整流管 D_{11} 进行续流。同时, 由于 C_{S11} 被旁路, c 点电位抬升至 V_o , i_2 部分电流通过下桥臂桥臂开关管 S_{21} 反并联二极管 D_{s21} 给 C_{S21} 进行充电, 忽略桥臂电感 L_{arm} 的分压作用, 可以得到:

$$v_{cd} = \frac{1}{2}V_o \quad (2.4)$$

谐振腔两端电压也已得到，因此该阶段内谐振电流 i_1 与谐振电容电压 v_{Cr} 表达式也可以得到，分别为：

$$i_1 = -\frac{\sqrt{C_r}(2N(v_{Cr1} - V_{in}) + V_o)\sin(\frac{t-t_1}{\sqrt{C_r}L_r})}{2\sqrt{L_r}N} + i_{Lr1}\cos(\frac{t-t_1}{\sqrt{C_r}L_r}) \quad (2.5)$$

$$v_{Cr} = V_{in} - \frac{V_o}{2N} + (v_{Cr1} - V_{in} + \frac{V_o}{2N})\cos(\frac{t-t_1}{\sqrt{C_r}L_r}) + i_{Lr1}\sqrt{L_r}\sin(\frac{t-t_1}{\sqrt{C_r}L_r})/\sqrt{C_r} \quad (2.6)$$

其中 i_{Lr1} 与 v_{Cr1} 分别为 i_1 和 v_{Cr} 在 $t = t_1$ 时刻时的初始值。

阶段 III($t_2 \sim t_3$):

电路如图 2.5(c)所示，在 $t = t_2$ 时刻，上桥臂整流管 D_{11} 续流结束，下桥臂桥臂电容 C_{s21} 也充电结束，原边停止向副边传输能量，仅通过励磁电感进行续流， v_{cd} 电位处于 $-1/2V_o$ 与 $1/2V_o$ 之间，且主要由谐振电容电压决定。负载能量由输出滤波电容提供，该阶段下的谐振电流 i_1 与谐振电容电压 v_{Cr} 表达式也可以得到，分别为：

$$i_1 = i_{Lm} = -\sqrt{\frac{C_r}{L_r + L_m}}(v_{Cr1} - V_{in})\sin(\frac{t-t_2}{\sqrt{C_r}(L_r + L_m)}) + i_{Lr2}\cos(\frac{t-t_2}{\sqrt{C_r}(L_r + L_m)}) \quad (2.7)$$

$$v_{Cr} = V_{in} + (v_{Cr2} - V_{in})\cos(\frac{t-t_2}{\sqrt{C_r}(L_r + L_m)}) + i_{Lr2}\sqrt{L_r + L_m}\sin(\frac{t-t_2}{\sqrt{C_r}(L_r + L_m)})/\sqrt{C_r} \quad (2.8)$$

由图 2.5 中波形图可以发现，在模态一中，阶段 III 内原边未向副边传输能量，因此电路工作在该模态时，电流应力将会较大。

模态二

当开关频率 f_s 较大且脉宽 T_D 也较大时，电路将有可能从模态一切换至模态二，此时，模态二不存在阶段 III，因此模态二的正半周期仅分为两个阶段，阶段 I 和阶段 II 的电路原理图和对应波形由图 2.6 所示，该模态下 $i_2(t_0) < 0$ 。

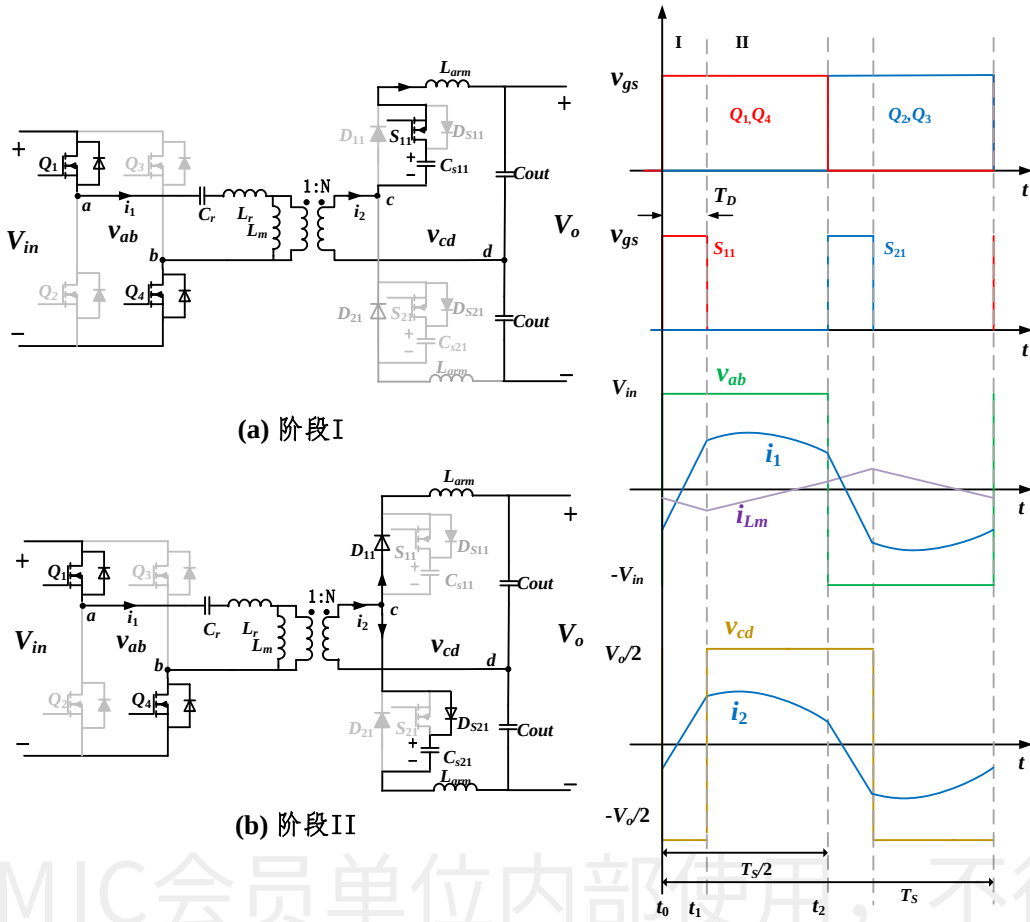


图 2.6 模态二各阶段电路原理图及其对应电路波形

阶段 I ($t_0 \sim t_1$):

该阶段电路原理图如图 2.6(a)所示。 t_0 时 Q_1, Q_4, S_{11} 同时导通，由于不存在阶段 III，在 t_0 时刻， i_2 回路由下桥臂 D_{21} 续流强制切换至上桥臂 C_{S11} ， D_{21} 硬关断，承担反向恢复损耗。由于 i_2 反向流动， i_2 流过 C_{S11} 并给 C_{S11} 充电，此时 $v_{cd} = -1/2 V_o$ 。由于该阶段谐振腔两端电压和模态一阶段 I 一致，因此谐振电流与谐振电容电压表达式与模态一阶段 I 表达式一致，这里不再赘述。

阶段 II ($t_1 \sim t_2$):

该阶段电路原理图如图 2.6(b)所示，该阶段电流回路和模态一阶段 II 电流回路一致。 i_2 电流分为两部分，一部分通过 D_{11} 进行续流，另一部分给 C_{S21} 充电，两模态阶段 II 谐振电流与谐振电容电压表达式也一致。但正半周期末 D_{11} 续流未结束， Q_2, Q_3 导通， D_{21} 将强制过零而存在反向恢复损耗。

由于该模态不存在阶段 III，因此不存在原边不向副边传输能量阶段，但在每个正(负)半周期末时刻副边整流管 $D_{11}(D_{21})$ 都将强制过零，存在反向恢复损耗，这点依然影响效率

提升。

模态三

模态一分为三个阶段，其中阶段 III 原副边之间无功率传输，仅有励磁电感传输能量，然而若是继续增大增益，增大输出功率，将可能会进入模态三。模态三也有三个阶段组成，其中第三阶段原副边之间存在功率传输，下文不仅列出各个阶段的电流回路和工作波形，如图 2.7 所示，也将分析该模态出现的具体条件，该模态下， $i_2(t_0) > 0$ 。

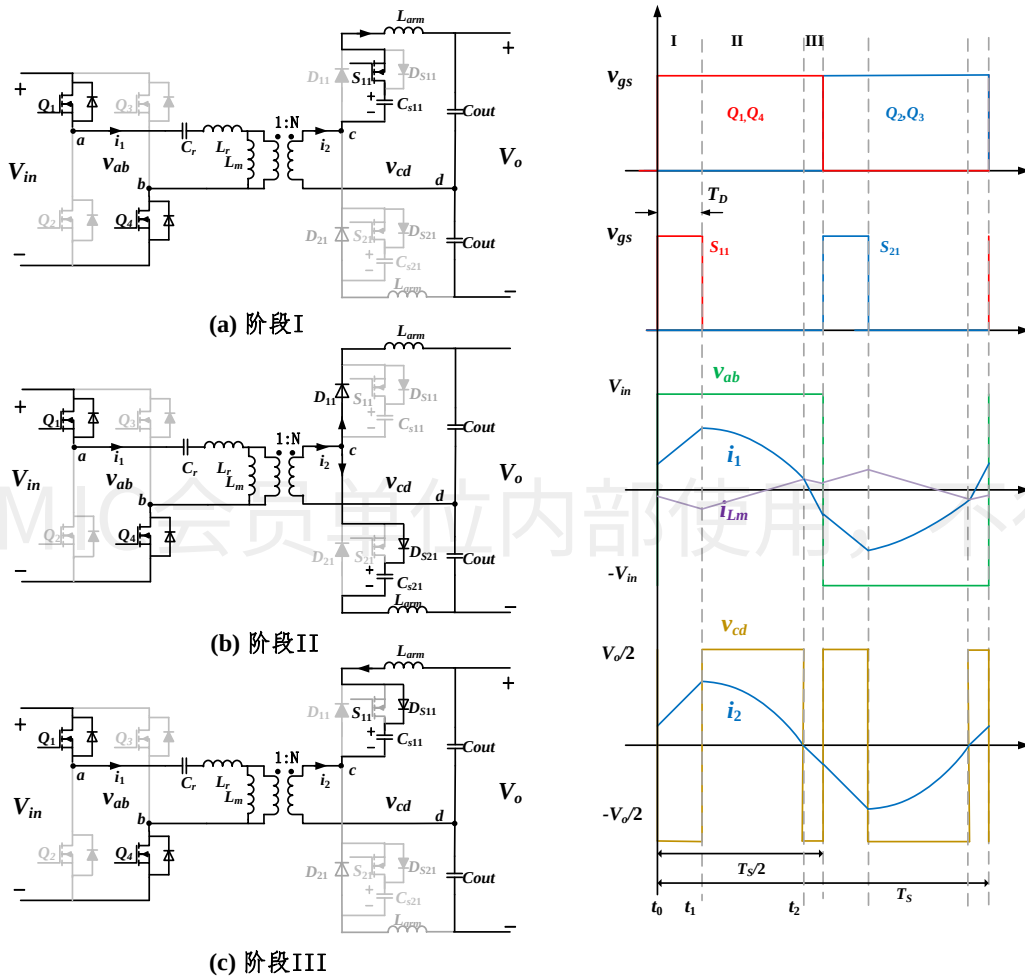


图 2.7 模态三各阶段电路原理图及其对应电路波形

阶段 I ($t_0 \sim t_1$):

在 t_0 时刻， Q_1, Q_4, S_{11} 开通，该阶段与模态一阶段 II 电流回路一致，因此谐振电流与谐振电容电压表达式一致。但此时 i_1 与 i_2 具有正向电流， Q_1, Q_4, S_{11} 丢失软开关，因此电路工作时，原副边所有开关管将都工作于硬开通状态，损耗较大。

阶段 II ($t_1 \sim t_2$):

该阶段和模态一阶段 I 电流回路也一致。两条回路分别上桥臂通过 D_{11} 续流，下桥臂

通过 S_{21} 反并联二极管 D_{s21} 给 C_{s21} 充电。直至 D_{11} 续流结束和 C_{s21} 充电结束。

阶段 III($t_2 \sim t_3$):

观察该阶段电流回路和电流波形, 可以发现 i_1 与 i_2 具有负向值, 此时副边上桥臂通过 D_{s11} 给 C_{s11} 充电, 该电路状态可以称之为电流倒灌。可以发现电路中所有开关管为硬开关的主要原因就是电流出现倒灌, 而电流倒灌不仅会导致出现硬开通损耗, 也将提高电路循环功率, 极大影响电路效率的提升。以下将分析电流出现倒灌的原因。为方便分析, 可以画出该阶段其等效电路图, 等效电路图忽略桥臂电感 L_{arm} 的分压作用和励磁电感 L_m 的分流作用, 因此, 等效电路图中将不存在 L_{arm} 和 L_m , 等效电路图如图 2.8 所示。

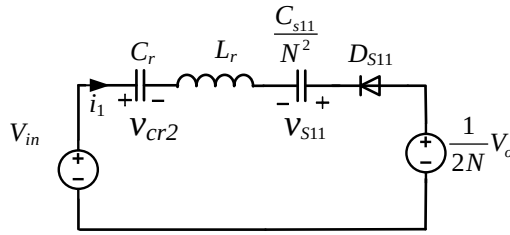


图 2.8 模态三阶段 III 等效电路图

观察等效电路图, 电路出现倒灌的一个前提是 D_{s11} 在该阶段处于正向导通状态。考虑出现倒灌的临界条件, 临界条件下 $i_1=0$, 谐振电感 L_r 两端电压为 0, 此时该回路的 KVL 为:

$$V_{in} - v_{Cr2} + v_{s11} = \frac{1}{2N} V_o \quad (2.9)$$

当等式左边小于右边时, 电路将存在倒灌波形。因此, 为确定该临界条件, 需要得到式子中的电压量。其中 v_{s11} 为副边上桥臂桥臂电容等效到原边之后的电压, 忽略其纹波后, 得到:

$$v_{s11} = \frac{1}{N} V_o \quad (2.10)$$

v_{Cr2} 为阶段 II 结束之后的谐振电容电压。为得到该值, 可以先观察临界条件下的原边电压电流波形和电容电压波形, 如图 2.9 所示。可以发现, 由于波形的半周期对称性, 可以得到谐振电容电压在 t_0 时刻和 $t=t_2$ 时刻时为相反数, 即:

$$v_{Cr2} = -v_{Cr0} = V_{Cr} \quad (2.11)$$

v_{Cr0} 为谐振电容在 t_0 时刻的电压值。

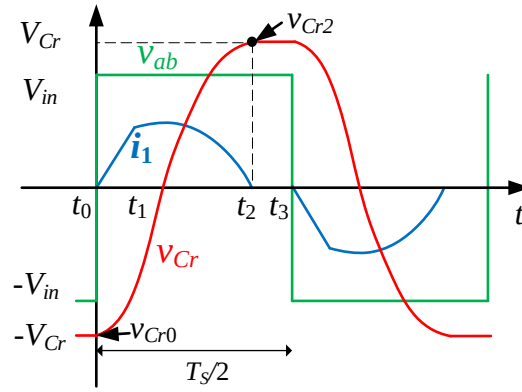


图 2.9 模态三谐振电压波形

根据电容电压和对应电流的关系，我们可以得到：

$$V_{Cr2} - V_{Cr0} = 2V_{Cr} = \frac{\int_0^{T_s/2} i_1 dt}{C_r} = \frac{T_s}{2 \cdot C_r} i_{mean} \quad (2.12)$$

其中 T_s 为开关周期，是开关频率 f_s 的倒数， i_{mean} 为谐振电流在正半周期内的平均值。

因为输入功率 P_{in} 为：

$$P_{in} = V_{in} I_{mean} \quad (2.13)$$

忽略损耗，输出功率 P_o 为：

$$P_{out} = P_{in} = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.14)$$

将(2.12)、(2.13)代入(2.14)之后可以得到：

$$V_{Cr2} - V_{Cr0} = \frac{V_o^2 T_s}{4V_{in} C_r R} = \frac{V_o^2}{4V_{in} f_s C_r R} \quad (2.15)$$

现将(2.10)与(2.15)代入(2.9)，可以得到电流倒灌的极限功率表达式：

$$G_{max} = \frac{V_o}{2NV_{in}} = \frac{f_s C_r R + \sqrt{(f_s C_r R)^2 + 4N^2 f_s C_r R}}{2N^2} \quad (2.16)$$

当开关频率 f_s 、谐振电容 C_r 、负载 R 确定后，为使电路不工作于该模态，该状态下的电路最大增益不能超过 G_{max} 。

2.3.2 根据循环电流和软开关条件选择模态

上文已经分析了在不同电路参数和工况下，电路具有三种工作模态，且上文分析了各个模态下的电路工作原理，以下再统一列举三个模态各个模态的优劣。

模态一：原副边开关管均可实现软开通，副边整流管可以实现软关断。但由于阶段 III 原副边不传输功率，传输功率的时间较短。因此，在传输相同功率的条件下，相较于模态二，模态一的电流应力更大，循环电流增加，导致导通损耗增加。

模态二：原边开关管可实现软开通，但副边开关管无法实现软开通且副边整流管丢失软关断。电路开关损耗较大，对器件提出了更高的要求，且系统的 EMI 较大。

模态三：原边开关管失去软开通，副边开关管可以实现软开通，副边整流管也可以实现软关断。

通过三种模态的优劣比较,可以发现三种模态均存在不足。

通过调整开关频率 f_s 和脉宽 T_D , 电路可以工作于临界模式。临界模式为模式一或者模式二的特殊形式, 即为副边整流管电流工作于 BCM 模式。与模式一相比, 临界模式不存在阶段 III 励磁电感续流过程, 与模式二相比, 临界模式副边整流管电流自然过零, 可以实现软关断。由于上文已经分析了模式一和模式二, 因此临界模式电路工作过程不再赘述, 临界模式各阶段电路原理图及其对应电路波形如图 2.10 所示。

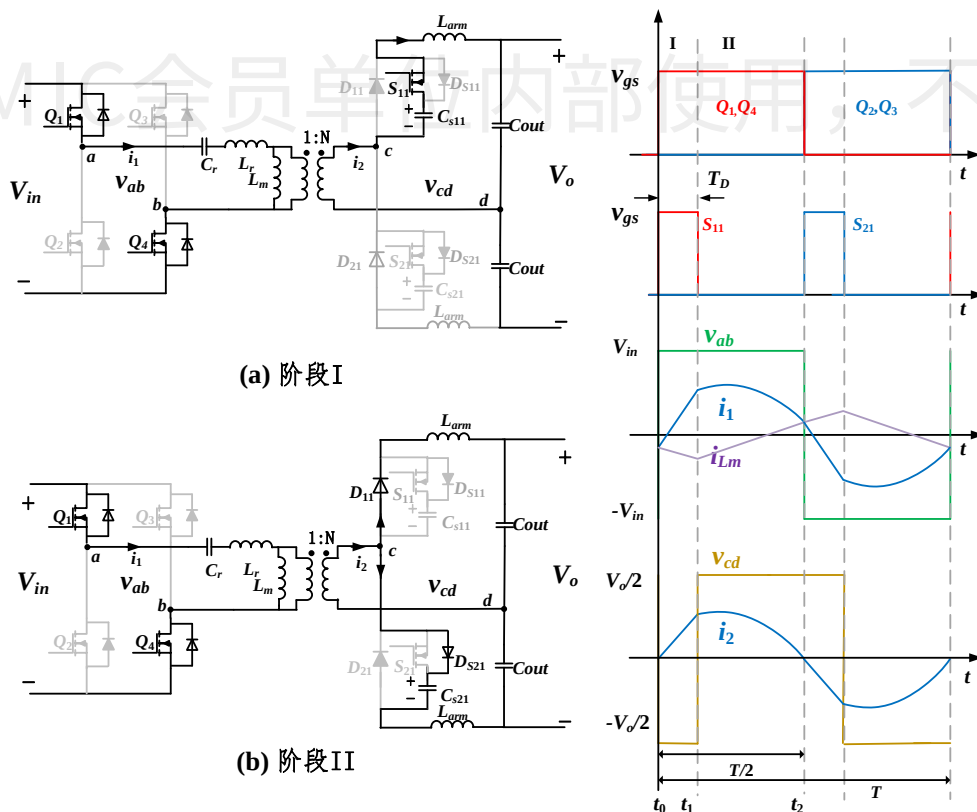


图 2.10 临界模态各阶段电路原理图及其对应电路波形

临界模态：相比于模态一，不存在不传输功率的阶段 III，电流应力减小，导通损耗较小。相比于模态二，副边整流管 D_{11} 可以实现软关断，开关损耗较小。相较于模态三，原

边开关管可以实现软开通，开关损耗也较小。观察图 2.10 的电路工作波形，忽略励磁电感 L_m 可以得到临界模式下的等效电路，如图 2.11 所示。该变换器的实际工作原理可以理解为：通过改变副边脉宽 T_D 可以调整 v_{ab} 与 v_{cd} 的相位差，从而实现能量的流动；而改变开关频率 f_s 可以使 RMR 工作于临界模式。

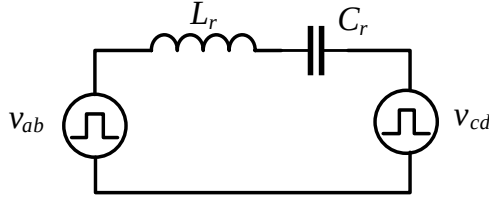


图 2.11 RMR 临界模式等效电路

通过三个模式 and 临界模式的比较，可以判断工作在临界模式可以使原副边的电流峰值和有效值较低，可以减小变换器导通损耗和开关损耗，变换器将保持较高的工作效率。为使变换器工作于临界模式，需要找到电压增益 G 、开关频率 f_s 与副边开关管脉宽 T_D 之间的数学关系，下文将会分析临界模式下三者之间的数学关系。

2.3.3 轨迹分析获得增益特性

对于传统的 LLC 谐振变换器，可以采用基波分量分析法得到对应的电压增益，但对于本文的变频变脉宽控制型变换器，通过基波分量分析会造成较大的误差，因为当脉宽较大时，电流的谐波分量较大。为了可以得到比较准确的电压增益，本文采用轨迹分析的方法得到该电路的增益。具体的推导过程和最终的分析结果将在下文进行详细介绍。

首先为方便分析，现对电路中所需要的变量进行定义及标幺化。这里分别选择输入电压 V_{in} ，谐振角频率 ω_0 ，特征阻抗 Z_0 和输入电压与特征阻抗的比值 I_{base} 作为标幺基准值，即：

$$V_{base} = V_{in} \quad (2.17)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.18)$$

$$R_{base} = Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.19)$$

$$I_{base} = \frac{V_{in}}{Z_0} \quad (2.20)$$

继续定义以下变量：

$$G = \frac{V_o}{2NV_{in}} \quad (2.21)$$

$$F = \frac{f_s}{f_r} \quad (2.22)$$

$$Q = \frac{Z_0 N^2}{R} \quad (2.23)$$

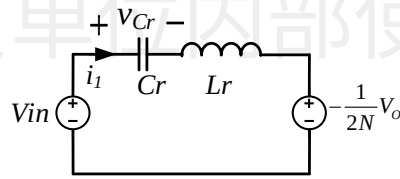
$$\alpha = \omega_0 t_1 \quad (2.24)$$

$$\beta = \omega_0 t_2 \quad (2.25)$$

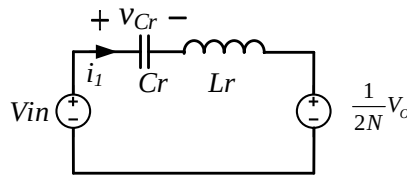
$$D_1 = \frac{t_1}{T_r / 2} = 2t_1 f_r \quad (2.26)$$

其中 V_o 为输出电压, N 为匝比, f_r 为谐振频率, T_r 为谐振周期, f_s 是变换器开关频率, f_s 与 f_r 的比值 F 为开关频率标么值, Q 为品质因数, 当变换器参数固定后, Q 仅与负载 R 有关, L_r 与 C_r 分别为谐振电感和谐振电容值, t_1 与 t_2 分别为临界模态中阶段 I 与阶段 II 的时间, t_1 值与上一节所述脉宽 T_D 相等, α 与 β 为两阶段轨迹分析中的弧度值, 具体作用后续介绍, D_1 为脉宽占空比。

为进行轨迹分析, 需要画出该模态下两个阶段的等效电路, 其等效电路如下图所示,



(a) 阶段 I 等效电路



(b) 阶段 II 等效电路

图 2.12 临界模态等效电路图

根据图 2.12(a)可以得到以下表达式:

$$\frac{dv_{Cr}}{dt} = \frac{1}{C_r} i_L \quad (2.27)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L_r} v_{Cr} + \frac{1}{L_r} (V_{in} + \frac{1}{2N} V_o) \quad (2.28)$$

其中 v_{Cr} 和 i_L 分别为谐振电容电压和谐振电感电流。

求解(2.27)和(2.28)可以得到:

$$v_{Cr} = V_{in} + \frac{V_o}{2N} + (v_{Cr0} - V_{in} - \frac{V_o}{2N}) \cos(\frac{t}{\sqrt{C_r L_r}}) + i_{Lr0} \sqrt{L_r} \sin(\frac{t}{\sqrt{C_r L_r}}) / \sqrt{C_r} \quad (2.29)$$

$$i_l = -\frac{\sqrt{C_r} (2N(v_{Cr0} - V_{in}) - V_o) \sin(\frac{t}{\sqrt{C_r L_r}})}{2\sqrt{L_r} N} + i_{Lr0} \cos(\frac{t}{\sqrt{C_r L_r}}) \quad (2.30)$$

其中 i_{Lr0} 和 v_{Cr0} 分别为变换器在 t_0 时刻时的初始值, 由于忽略 L_m 的作用, 因此可以得到:

$$i_{Lr0} = 0 \quad (2.31)$$

而 v_{Cr0} 已经由(2.15)得到, 在此继续列写下来:

$$v_{Cr0} = -\frac{V_o^2}{4V_{in} f_r C_r R} \quad (2.32)$$

对(2.29)和(2.30)进行标么化, 分别可以得到:

$$v_{cr}^* = \frac{v_{cr}}{V_{base}} = 1 + G + (-\frac{2\pi G^2 Q}{F} - 1 - G) \cos(\omega_0 t) \quad (2.33)$$

$$i_l^* = \frac{i_l}{I_{base}} = (\frac{2\pi G^2 Q}{F} + G + 1) \sin(\omega_0 t) \quad (2.34)$$

根据(2.33)和(2.34)可以得到阶段 I 的轨迹方程:

$$(v_{Cr}^* - 1 - G)^2 + i_l^{*2} = (1 + G + \frac{2\pi G^2 Q}{F})^2 \quad (2.35)$$

利用同样的计算方法可以得到阶段 II 的轨迹方程:

$$(v_{Cr}^* - 1 + G)^2 + i_l^{*2} = (-1 + G + \frac{2\pi G^2 Q}{F})^2 \quad (2.36)$$

得到该模态两个阶段的轨迹方程, 可以画出对应的轨迹方程, 如图 2.13 所示。

根据(2.35)和(2.36)可以得到 O_1, A_1, O_2, A_2 的坐标, 分别为 $O_1(1+G, 0), A_1(-\frac{2\pi G^2 Q}{F}, 0), O_2(1-G, 0)$ 和 $A_2(\frac{2\pi G^2 Q}{F}, 0)$, 当得到这四个关键点的坐标之后, 可以得到对应两个轨迹方程所对应的轨迹的半径 r_1, r_2 , 分别为

$$r_1 = A_1 O_1 = 1 + G + \frac{2G^2 Q \pi}{F} \quad (2.37)$$

$$r_2 = A_2 O_2 = -1 + G + \frac{2G^2 Q \pi}{F} \quad (2.38)$$

同时也可以得到两个圆心 O_1, O_2 之间的距离, 定义为 r_3 , 为:

$$r_3 = O_1 O_2 = 2G \quad (2.39)$$

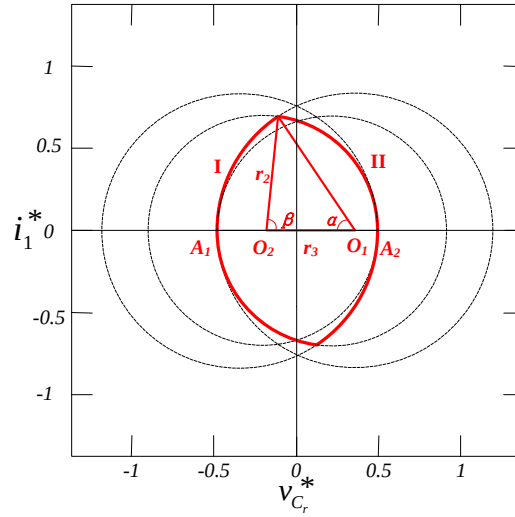


图 2.13 变换器轨迹图

将 r_1, r_2 共同连在阶段 I、阶段 II 轨迹图交界点，可以得到图 2.13 所示的三角形，三角形两个圆心上的角度 α 、 β 已在(2.24)和(2.25)定义。利用该三角形的几何关系，可以得到以下表达式：

$$r_1 \cos(\alpha) + r_2 \cos(\beta) = r_3 \quad (2.40)$$

$$r_1 \sin(\alpha) = r_2 \sin(\beta) \quad (2.41)$$

将(2.37)、(2.38)和(2.39)代入(2.40)和(2.41)，并通过化简，可以得到：

$$\cos(\omega_0 t_1) = \frac{F(1+G) + 2G\pi Q}{F(1+G) + 2G^2\pi Q} \quad (2.42)$$

$$\cos(\omega_0 t_2) = \frac{F(G-1) - 2G\pi Q}{F(G-1) + 2G^2\pi Q} \quad (2.43)$$

将(2.42)转换为脉宽 D_1 形式为：

$$\cos(\pi D_1) = \frac{F(1+G) + 2G\pi Q}{F(1+G) + 2G^2\pi Q} \quad (2.44)$$

由上式可以发现，在电路参数固定时，当开关频率 F 与脉宽 D_1 确定后，电压增益 G 也可以确定。但该方程式还无法证明 G 可以由 F 与 D_1 唯一确定，还需要其他条件证明。以下分析将得到另一个条件。

在临界模态， t_1 、 t_2 和 f_s 的关系为：

$$t_1 + t_2 = \frac{1}{2f_s} \quad (2.45)$$

将(2.42)和(2.43)代入(2.45)，可以得到

$$\frac{\pi}{F} = \arccos\left(\frac{F(1+G)+2G\pi Q}{F(1+G)+2G^2\pi Q}\right) + \arccos\left(\frac{F(G-1)-2G\pi Q}{F(G-1)+2G^2\pi Q}\right) \quad (2.46)$$

观察(2.46)，可以发现该式不含 D_1 ，仅由 F 、 G 、 Q 值组成，可以根据该式获得不同增益 G 下的 F - Q 曲线，如图 2.14 所示，图中分别为增益 $G=1$ 至 $G=1.4$ 下的 F - Q 曲线。左图图 a 为较为完整的曲线，观察该曲线，可以发现，随着 Q 值增加(负载减轻)，开关频率将会下降，直至接近 $F=1$ 的谐振频率点。在负载较重时， F 受 Q 值影响较大，随着 Q 值增大， F 下降较为迅速， Q 值较大时， F 下降速逐渐降低。当 $G=1$ 时，开关频率一直工作在谐振频率点，不受负载影响。观察图 b 细节放大图， Q 值固定时，增益 G 越大， F 将越大，且增益 G 越大时， F 受 Q 的影响越大。

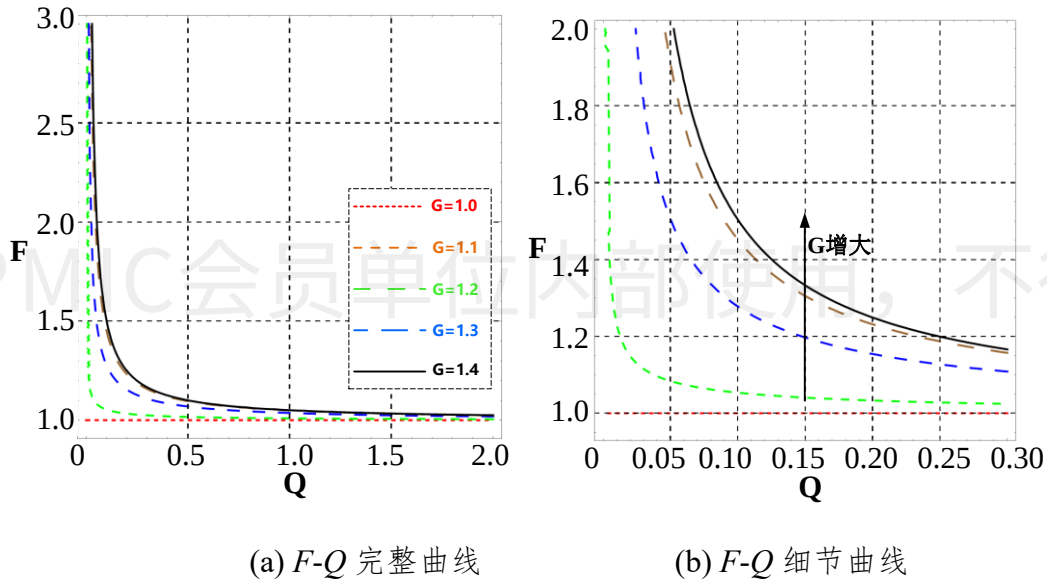


图 2.14 固定增益 G 下 F - Q 对应关系

由于(2.44)和(2.46)为 G 关于 F 和 D_1 的隐函数且无法符号化获得显性符号解，无法判断 G 能否由 F 与 D_1 唯一得到，因此可以通过将两式画在三维坐标系上进行直观的表达。当负载确定时，以 $Q=0.4$ 为例，可以得到图 2.15 的控制关系图，其中紫色曲面对应(2.44)，红色曲面对应(2.46)，蓝色交界线即为在对应 Q 值下对应增益下的 F 与 D_1 值。可以确定， Q 值固定后，电压增益 G 可以由 F 与 D_1 唯一确定。当增益确定时，也可以获得 Q 、 F 、 D_1 三者之间的关系图，当 $G=1.2$ 时， Q 、 F 、 D_1 关系如图 2.16 所示，紫色曲面对应(2.44)，红色曲面对应(2.46)，蓝色交界线为在对应 G 值下 Q 值与之对应的 F 与 D_1 。通过观察发现，虽然当 Q 增大时， F 与 D_1 变化幅度逐渐变缓，但对应任意 Q 值均保持唯一。因此可以确定， G 值固定后， Q 值变化时， F 、 D_1 将相应变化并唯一确定。由此可以判断，在任

一负载及增益条件下，都有且仅有唯一 F 与 D_1 使变换器工作于临界模态，即输出条件确定时， F 和 D_1 唯一确定。

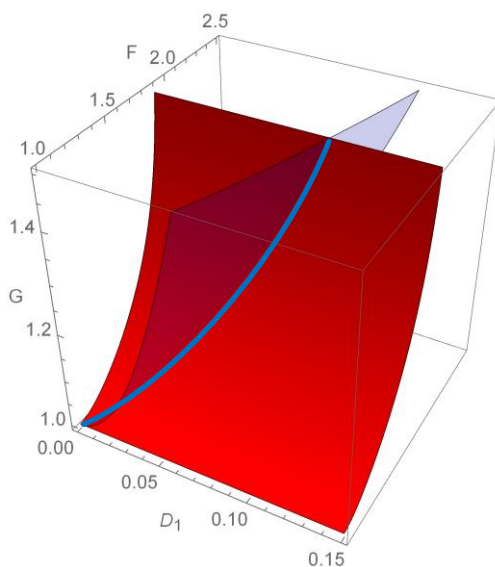


图 2.15 Q 值固定时电压增益 G 与控制量 F 、 D_1 的关系

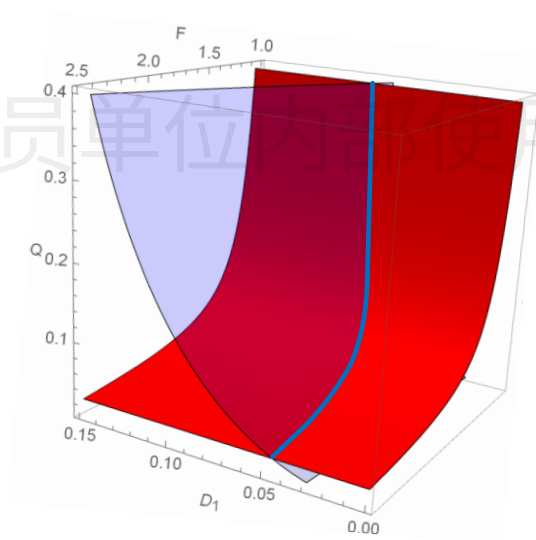


图 2.16 电压增益 G 固定时 Q 与控制量 F 、 D_1 的关系

根据以上分析，通过同时调节开关频率和副边开关管的脉宽两个自由度可以改变电压增益并使变换器工作于临界模态，因此该变换器适用于较宽的输出电压范围。

2.4 控制策略

通过(2.44)和(2.46)两个数学表达式确定了 G 、 F 、 D_1 之间的数学关系，上一节内容也得到输出条件确定时 F 与 D_1 唯一确定的特点，但由于该两式为超越方程，无法得到 G 关于 F 与 D_1 的显性符号解，无法直接得到 F 、 D_1 并使之对电路进行控制，这对电路的控制

提出挑战。通过折中，本文利用曲线拟合，控制量解耦，单独控制的方式控制电路，以下将对电路的控制方式展开介绍。

首先通过数学工具 **Mathematica** 可以得到不同增益下的 F - Q 的曲线，如图 2.14 所示，虽然电路具有电压增益调节能力，但稳定工作时，电路一般均工作于固定增益下，因此，在对应增益下，可以对该增益下的 F - Q 曲线进行曲线拟合，得到 F 关于 Q 值的数学表达式。此时 F 值将仅由 Q 值确定，与 G 、 D_1 无关，实现的控制量 F 与 D_1 之间的解耦。由于 G 值已经确定，利用闭环 PI 控制可以得到对应增益 G 下的脉宽 D_1 。控制方式上表现出 F 与 D_1 的单独控制的特点，具体的控制框图如图 2.17 所示。

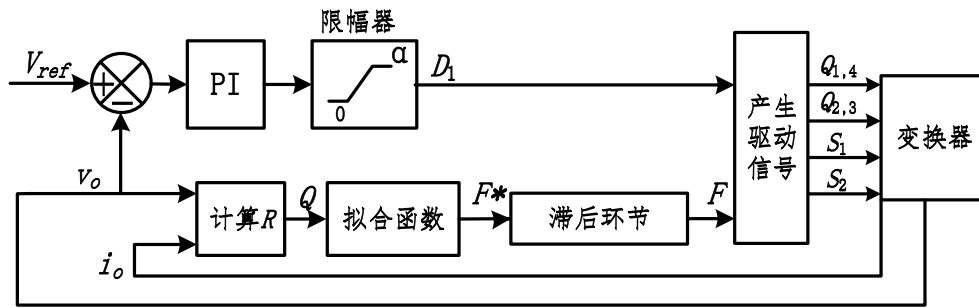


图 2.17 变换器控制原理框图

根据图 2.17 所示，本策略需要采集副边输出电压 v_o 和输出电流 i_o ，输出电压 v_o 与电压参考值做减法后作为 PI 输入，经过 PI 运算和限幅后输出脉宽 D_1 ， v_o 与 i_o 做除法可以得到负载值 R ，将其转换为 Q 值后，再根据对应增益电压下的 F - Q 拟合函数可以得到开关频率 F^* 。由于采样具有噪声，为防止采样噪声带来的系统振荡，在 F^* 后加入一个滞后环节(slow loop)使其缓慢调节以保持系统稳定，输出基本没有波动较为稳定的 F ，最后 F 与 D_1 共同作用于 PWM 发生器控制驱动产生驱动信号，使电路不仅工作于对应增益点，还工作在临界模态。

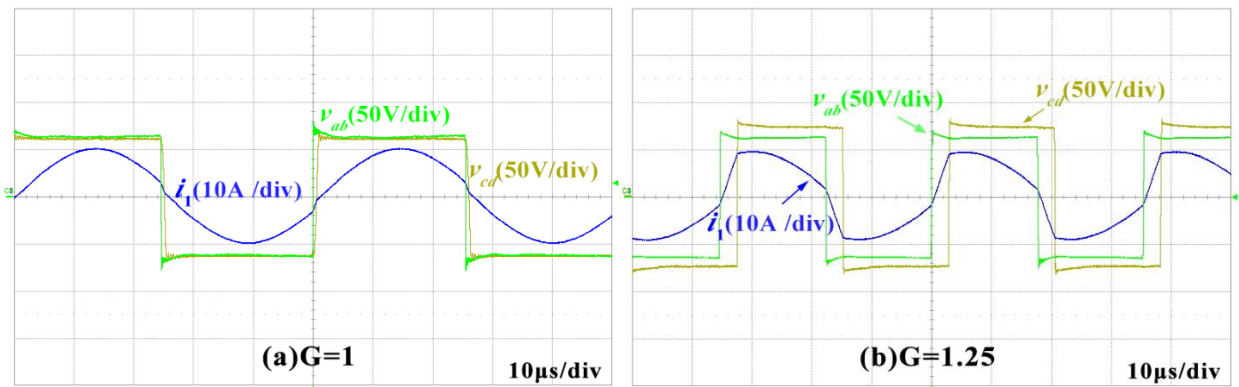
2.5 实验验证

为验证所提电路拓扑的理论和对应策略的可行性，本文作者搭建了一台 800W 的单模块样机进行实验验证，该样机具有 60V 输入，240V~360V 的调压范围，具体实验参数如表 2.1 所示。

表 2.1 单模块 RMR 电路样机参数

符号	参数	数值	单位
V_{in}	输入电压	60	V
V_o	输出电压	240~360	V
P	输出功率	200~800	W
N	匝比	2	/
L_r	谐振电感	46	μH
C_r	谐振电容	1.5	μF
L_m	励磁电感	1.6	mH
D_{S11}, D_{S21}	副边整流管	STPSC30H12CWL	/
$Q_{1,2,3,4}$	原边 MOS 管	SKiiP 26ACM12V17	/
S_{11}, S_{21}	副边 MOS 管	C2M0040120D	/
C_{S11}, C_{S21}	副边桥臂电容	10	μF

图 2.18 给出了在 $V_{in}=60\text{V}$, $P=400\text{W}$ 下, G 分别在 1、1.25、1.5 下原边 H 桥电压 v_{ab} 、副边半桥中点电压 v_{cd} 和原边谐振电流 i_1 波形。而图 2.19 为 $P=800\text{W}$ 下各增益点的主要波形。通过观察图 2.18 和图 2.19 可以发现, 变换器均可以稳定工作并满足三个电压增益基本工作在临界模态, 每半个周期结束时, 谐振电流 i_1 略大于零, 处于励磁电感续流状态, 副边整流管电流处于 BCM 模式, 观察图 2.18 和图 2.19 的图(a)可以发现, $G=1$ 时变换器成为 LLC 谐振变换器并工作在谐振点, 此时效率较高。



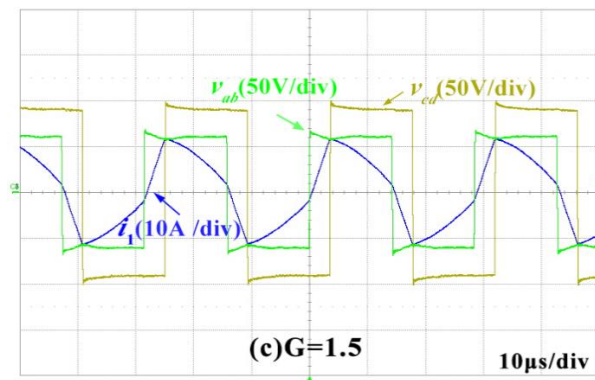
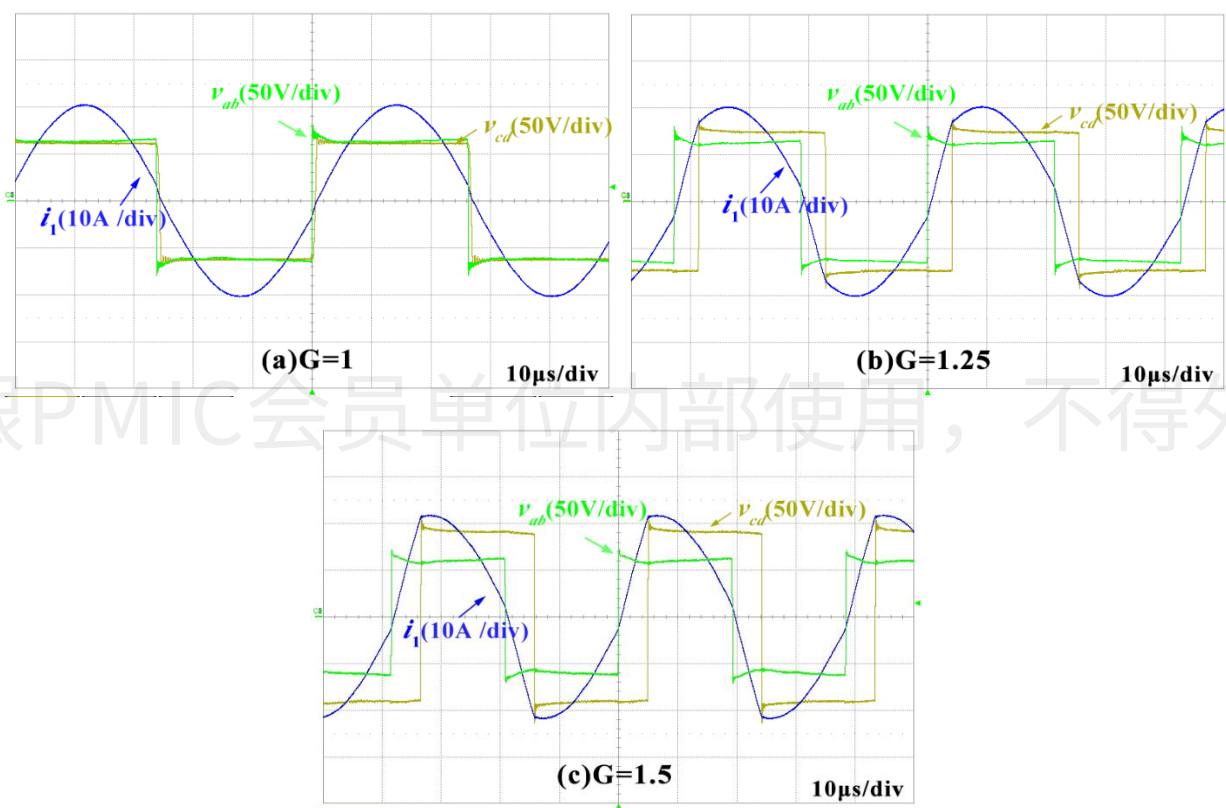
图 2.18 $V_{in}=60V$, $P=400W$ 下, $G=1$ 、 1.25 、 1.5 下的主要波形图 2.19 $V_{in}=60V$, $P=800W$ 下, $G=1$ 、 1.25 、 1.5 下的主要波形

图 2.20 和图 2.21 分别为该样机工作于 $P=400W$ 及 $P=800W$ 工况下三个增益点的副边驱动及软开关波形。观察图 2.20 和图 2.21 的图(a)驱动波形, 由于 $G=1$ 时所有功率点下均以 LLC 电路工作, 并工作在谐振点, 因此此时副边驱动一直为零, 副边桥臂电容及副边开关管均被旁路。观察所有 v_{ab} 及 i_1 波形, 在 Q_1, Q_4 开通之前, i_1 电流为负向值, 可以实现 ZVS-on。观察所有 i_{D11} 波形, 当正半周期结束时, i_{D11} 已经临界自然过零, 副边整流管全部实现 ZCS-off。

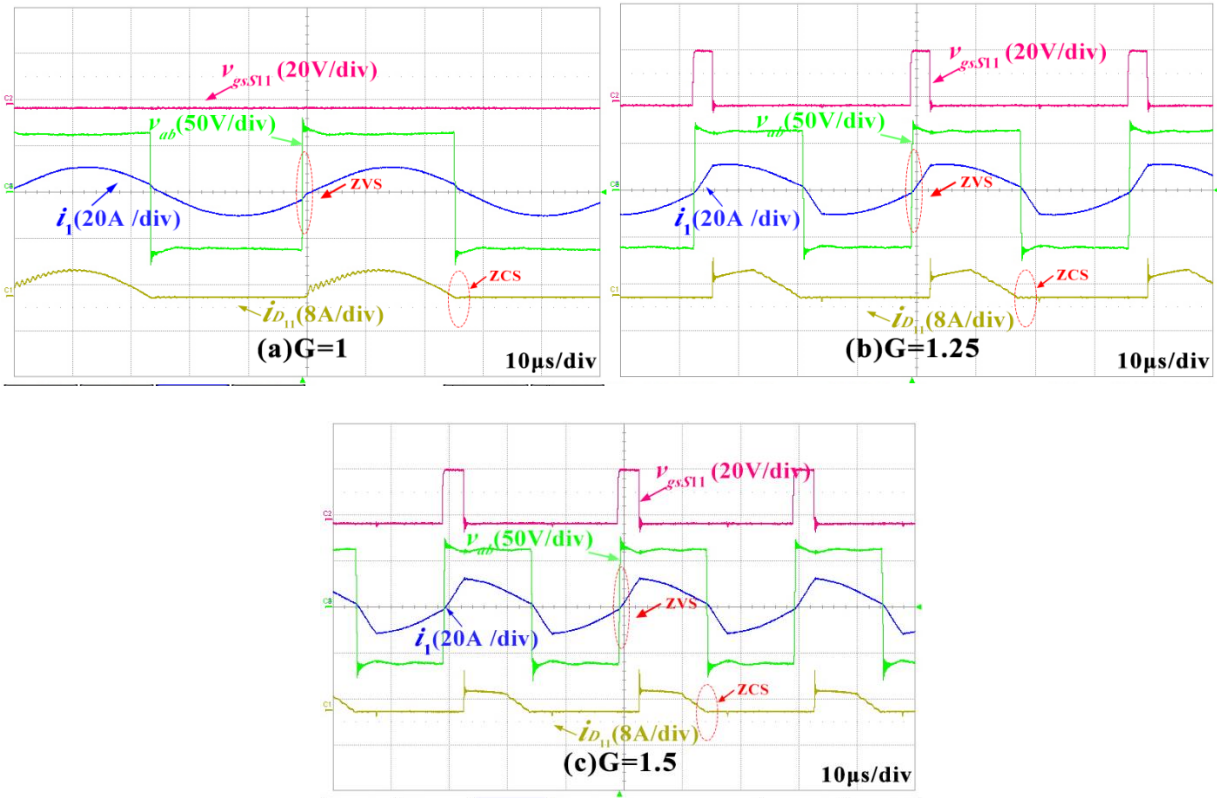


图 2.20 $P=400\text{W}$ 下副边驱动及软开关波形

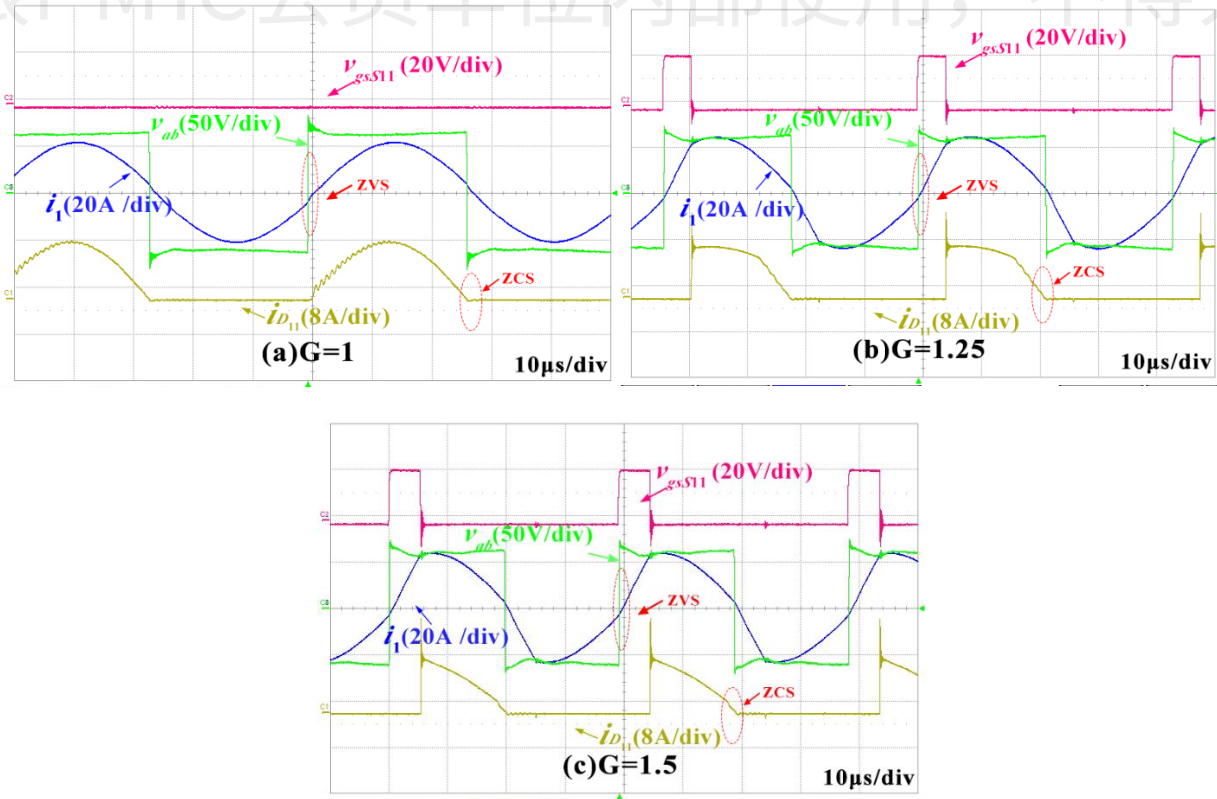


图 2.21 $P=800\text{W}$ 下副边驱动及软开关波形

实验中通过 F - Q 曲线拟合得到 F 关于 Q 的函数, Q 值确定后, F 也唯一确定, 其中 Q 值的得到和输出电压和输出电流的采样值相关。因此, 采样及拟合的正确性直接影响 F 值是否合理, 对变换器能否工作于临界模式将有很大影响。图 2.22 比较了对应负载下的曲线拟合计算值 F_{cal} 、仿真值 F_{sim} 和实验值 F_{exp} 。由于 $G=1$ 下, 样机工作于谐振点, F 恒等于 1, 所以这里只比较 $G=1.25$ 及 $G=1.5$ 两种增益情况, 左右两图分别为 $G=1.25$ 和 $G=1.5$ 下的三种 F 值比较。通过观察图 2.22, 首先发现仿真值 F_{sim} 与计算值 F_{cal} 基本重合, 这是因为在仿真中, 输出电压和输出电流的采样完全准确, 拟合误差也较小, 因此两者是基本重合的。当 P 大于 400W 时, F_{cal} 、 F_{sim} 与 F_{exp} 基本重合, 而当 P 小于等于 400W 时, 随着功率的继续减小, F_{exp} 与另外两种 F 值偏差越来越大, 这是因为当功率下降时, 增益不变, 输出电流将也会随之降低。当 $P=200$ W, $G=1.25$ 时, 输出电流不到 0.7A。然而, 输出电流通过霍尔传感器 (LEM-LA55P) 测量, 其量程为 55A, 因此, 电流过小时, 采样将会存在较大误差, 这对最后的 F_{exp} 的精确度带来了影响, 但精确度仍然能控制在 90%以上。

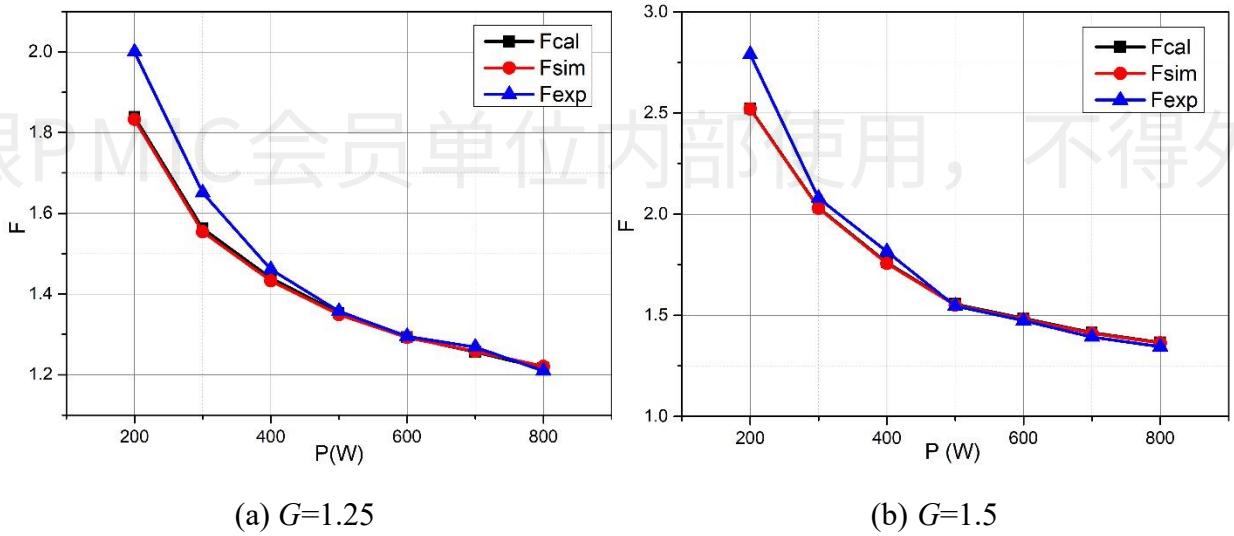


图 2.22 不同增益计算、仿真、实验下的 F 值比较

图 2.23 比较了对应负载下的脉宽 D_1 的计算值 D_{cal} 、仿真值 D_{sim} 和实验值 D_{exp} 。由于 $G=1$ 时 D_1 恒等于 0, 这里只给出了 $G=1.25$ 及 $G=1.5$ 两种增益情况的脉宽值。左右两图分别为 $G=1.25$ 和 $G=1.5$ 下的三个 D_1 值比较。观察两图, 无论在 $G=1.25$ 还是 $G=1.5$ 的情况下, 计算值 D_{cal} 和仿真值 D_{sim} 也基本重合, 这直接验证了该增益特性推导的正确性和控制策略的可行性。但观察实验值 D_{exp} 发现, 在同一个增益点, 随着功率的增加, 和计算值 D_{cal} 的偏差基本呈现越来越大的趋势, 偏差值最大点位于 $G=1.25$, $P=700$ W 工况, 此时 $D_{cal}=0.124$, $D_{exp}=0.142$, D_{cal} 为 D_{exp} 的 87.3%, 两者脉宽时间差异约为 470ns。出现偏差较

大的主要原因为电路中存在损耗,随着功率的增加,损耗也逐步增加,增加的部分由 D_{exp} 承担。因为 F_{exp} 仅与负载相关,和电路损耗无关,因此,为保证电路的正常工作,实际中 D_{exp} 需要增大以补偿电路损耗来满足输出相同的功率要求,而 D_{cal} 与 D_{sim} 为理想情况下的脉宽值,无需补偿电路损耗,所以两者均基本小于 D_{exp} ,仅当功率较小时,由于电路的采样误差,导致 F_{exp} 值存在一定偏差,出现 D_{exp} 小于 D_{cal} 与 D_{sim} 的情况。通过观察实验波形,各工况下变换器均基本能工作于临界模式。

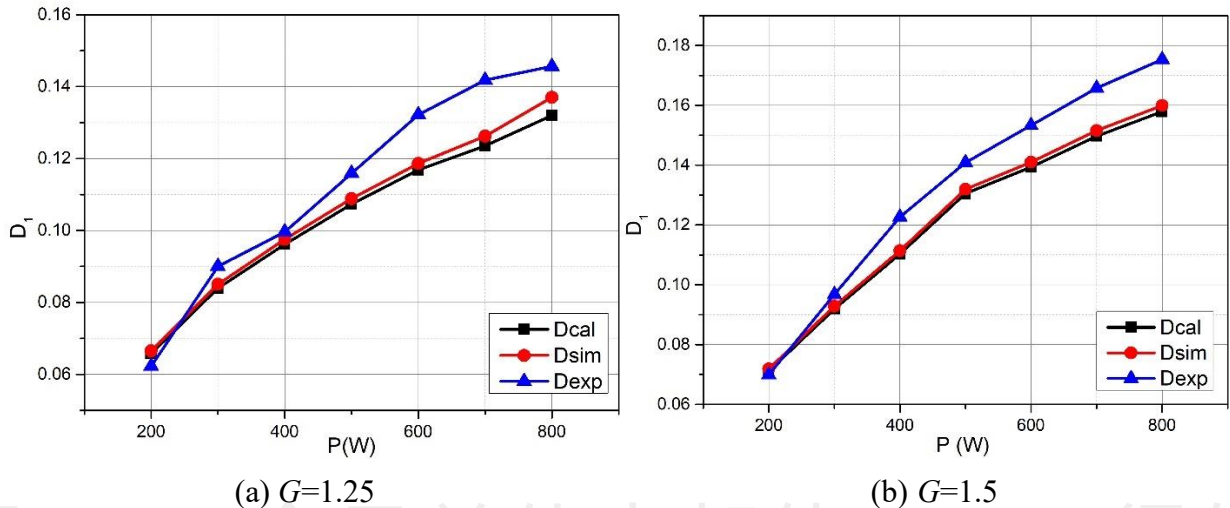


图 2.23 不同增益计算、仿真、实验下的 D_1 值比较

图 2.24 给出了所有工况下的效率曲线。当增益固定时,随着功率的增加,所有增益点下的效率均逐步下降,这是因为随着功率的增加,变换器的循环功率也逐步增加,变换器的导通损耗增加。当功率固定时,随着增益的增加,效率也有一定下降。所有工况下的效率均高于 93%,当 $G=1$, $P=200W$ 时效率最高,达到 97%。

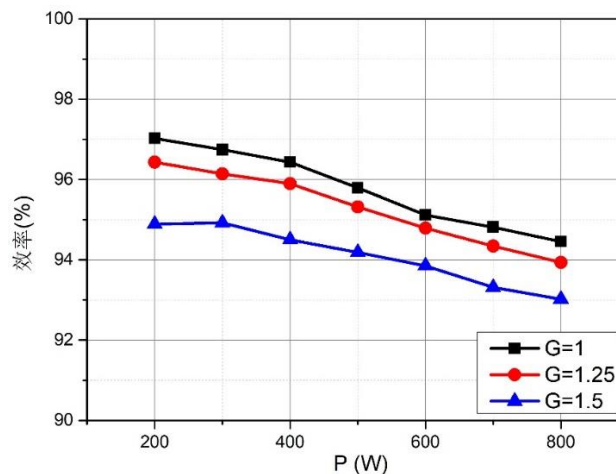


图 2.24 各工况下的效率曲线

2.6 本章小结

针对高压大功率直流变换场合, 本文作者结合 MMC 和 LLC 谐振变换器的优点, 提出了一种低压到中压的具有模块化整流结构的谐振变换器(RMR), 通过变频变脉宽方式可以实现中压侧宽范围输出。本章首先通过单模块 RMR 变换器对电路进行分析, 得到该电路工作的最优模态, 该模态可以实现原边开关管的 ZVS 和副边整流管的 ZCS。利用轨迹分析的方法, 得到了电路的增益特性, 并利用曲线拟合, 采用控制量解耦的控制策略对电路进行控制。为验证原理的正确性与控制策略的可行性, 搭建了一台 800W, 60V 输入, 240V~360V 输出的样机, 分别测量了增益为 1、1.25 和 1.5 时样机的效率, 所有工况效率均高于 93%, 峰值效率高达 96.8%。

仅限PMIC会员单位内部使用, 不得外传

3 多模块多电平 DC/DC 谐振变换器研究

3.1 引言

上一章已经介绍了本文提出的 RMR 变换器单模块下电路的工作原理、最优模态选择以及控制策略，并实验验证了该拓扑功能及控制方法的有效性。本章将介绍多模块 RMR 拓扑，其电路如图 3.1 所示，原边和单模块 RMR 一致，采用 LLC 谐振变换器结构，副边每个桥臂均由 N 个桥臂串联而成，以提高其耐压等级。

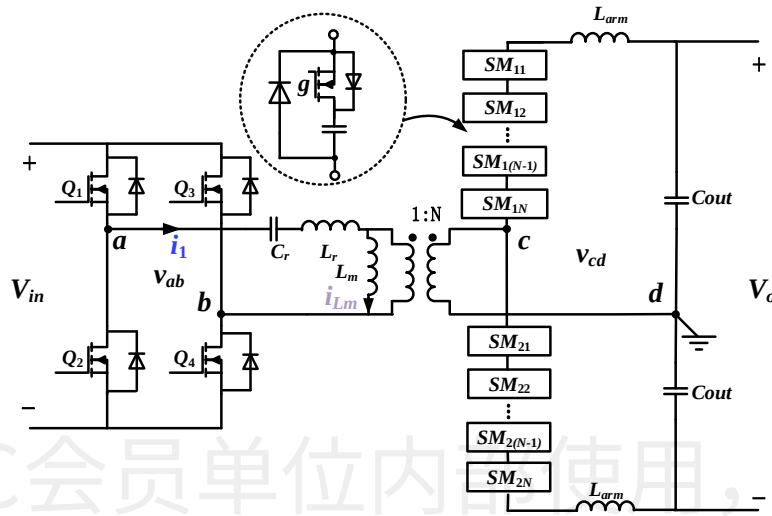


图 3.1 多模块 RMR 谐振变换器拓扑

本章首先介绍多模块 RMR 变换器的调制方式，并根据桥臂驱动信号脉冲宽度与电容净充电量的关系介绍桥臂电容电压均压策略。搭建多模块 RMR 样机验证拓扑和控制方案的有效性，详细介绍了样机的保护电路，给出了桥臂均压控制实验波形，不同功率下多模块 RMR 样机的实验波形和效率曲线。

3.2 RMR 工作原理

3.2.1 调制方式

桥臂电压采用阶梯波调制方式，降低 dv/dt ，以减小副边桥臂的电流应力。由于电路工作波形半周期对称特性，仅考虑上桥臂 ARM1，该驱动波形如图 3.2 所示， $Q_1 \sim Q_4$ 为原边驱动波形， Q_1, Q_4 信号一致且与 Q_2, Q_3 信号互补， g_{ij} 表示副边桥臂桥臂开关管门极信号，其中下标 i 表示桥臂标号， $i=1$ 代表上桥臂， $i=2$ 代表下桥臂，下标 j 代表门极信号序号， $j=1, 2, \dots, N$ ，由于图中表示上桥臂，因此 $i=1$ 。 g_{1j} 相位和 Q_1, Q_4 相位一致，门极信号 g_{11} 的导通脉宽时间为 T_D ，且 g_{11} 到 g_{1N} 的导通时间依次相差 ΔT ， ΔT 称之为电压均衡时间。

需要注意的是, j 仅代表门极信号的序号, 并不代表桥臂中的桥臂标号, 各个桥臂对应的门极信号并非固定不变, 而是根据均压算法不断重新分配, 以实现各桥臂电容电压之间的均衡。在此调制方式下, 当多模块 RMR 变换器工作于临界模式下时, v_{ab} 仍然为占空比为 0.5 的方波, 副边的桥臂 v_{arm1} 波形是一个多阶梯的准方波。

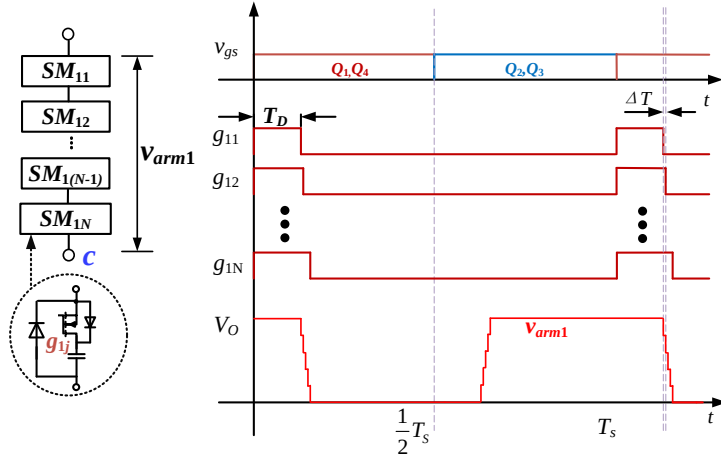


图 3.2 RMR 上桥臂门级信号及桥臂波形

由于输出电容 C_{out} 两端电压恒为输出电压 V_o 一半, 可以得到副边桥臂中点电压 v_{cd} 为:

$$v_{cd} = v_{Cout} - v_{arm1} = \frac{1}{2}V_o - v_{arm1} \quad (3.1)$$

图 3.3 展示了多模块 RMR 变换器 v_{ab} , v_{cd} , 谐振电流 i_l 和桥臂电压、电流波形。

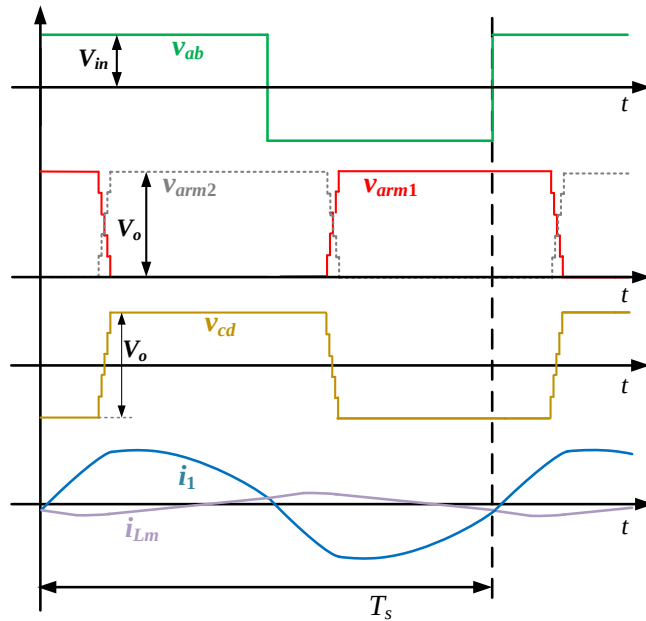


图 3.3 多模块 RMR 关键波形

3.2.2 桥臂电容均压策略

为保证 RMR 变换器正常工作，实现副边高压输出，基本前提是副边每个模块电容电压维持均衡。在第二章介绍模态时已经介绍过：当某一桥臂的开关管导通时，该模块将嵌入对应的桥臂，桥臂电流流经该模块电容给该模块电容放电；当该模块开关管关断，桥臂电流通过整流管续流，该模块电容被旁路，该模块电容电压在此期间将保持不变，另一桥臂电容在该阶段将会全部插入并充电。

每个周期，桥臂电容充放电过程分为四个阶段，如图 3.4 所示。

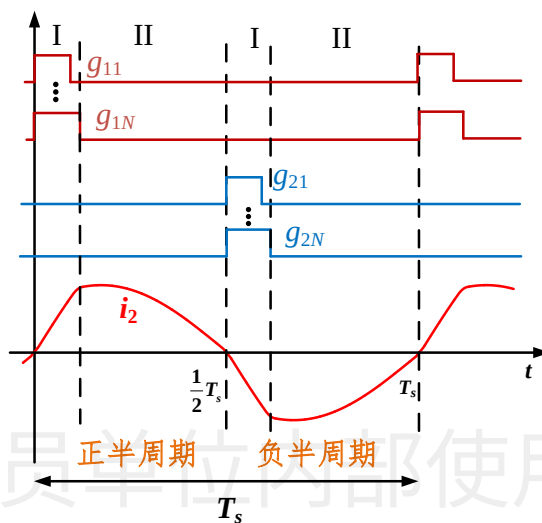


图 3.4 模块电容充放电四个阶段

该四个阶段为：

- 1) 正半周期阶段 I，上桥臂桥臂电容放电，下桥臂桥臂电容被旁路；
- 2) 正半周期阶段 II，上桥臂桥臂电容被旁路，下桥臂桥臂电容充电；
- 3) 负半周期阶段 I，上桥臂桥臂电容被旁路，下桥臂桥臂电容放电；
- 4) 负半周期阶段 II，上桥臂桥臂电容充电，下桥臂桥臂电容被旁路。

为得到桥臂充放电电量，首先需要得到两个桥臂桥臂的桥臂电流。当 RMR 工作于临界模态时，副边桥臂桥臂的电流分配如图 3.5 所示， i_2 为流入桥臂的电流，等于原边电流 i_1 的副边折算值。 i_{arm1} 与 i_{arm2} 分别为上下桥臂的内部电流，三者的数学关系为：

$$i_2 = i_{arm1} - i_{arm2} \quad (3.2)$$

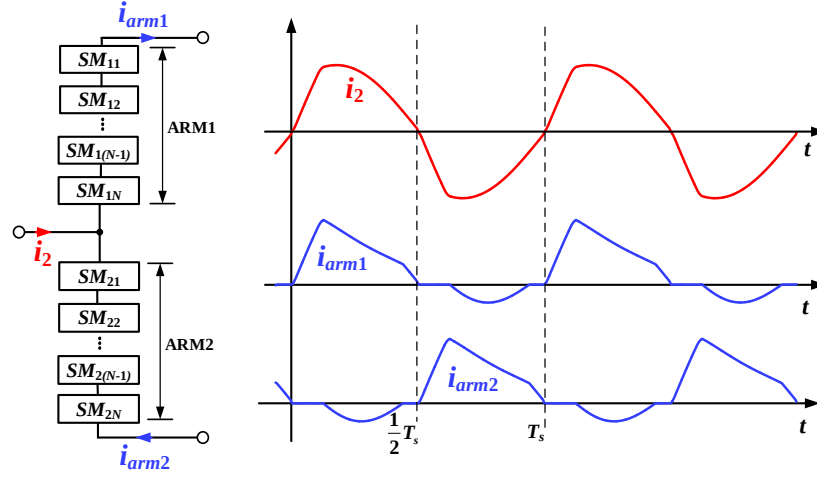


图 3.5 RMR 桥臂电流分配图

以上桥臂 ARM1 为例介绍桥臂电容充放电过程，正半周期阶段 I 内门极信号 g_{1j} 对应开关管导通时，对应模块电容插入电路放电；负半周期阶段 II 模块电容放电。

首先分析正半周期阶段 I，该阶段的放电波形如图 3.6 所示。图中左下角为模块内部电流路径，模块电容 C_{1j} 通过模块开关管放电，该阶段模块电容放电量 $\Delta Q_{1j-DSCH}$ 为桥臂电流在门极信号 g_{1j} 时间内的积分

$$\Delta Q_{1j-DSCH} = \int_0^{(j-1)\Delta T + T_D} i_{arm1} dt \quad j=1,2,\dots,N \quad (3.3)$$

可以发现，由于 i_{arm1} 在该阶段单调递增，而各门极信号相位一致，脉宽不一致，因此门极信号脉宽越小的上桥臂模块电容，在该阶段放电将越小，由于图 3.2 已知各门极信号宽度大小，可以得到

$$\Delta Q_{11-DSCH} < \Delta Q_{12-DSCH} < \dots < \Delta Q_{1(N-1)-DSCH} < \Delta Q_{1N-DSCH} \quad (3.4)$$

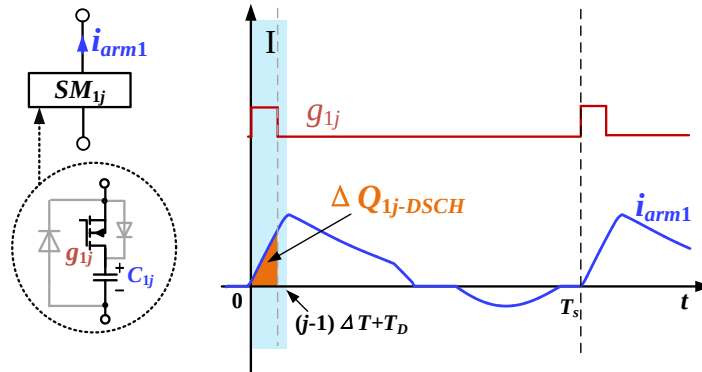


图 3.6 正半周期阶段 I 上桥臂模块电容放电过程

负半周期阶段 II 的上桥臂模块电容充电波形如图 3.7 所示，该阶段 i_{arm1} 小于 0，此时 i_{arm1} 经过 MOS 开关管反并联二极管给 C_{1j} 充电，模块电容放电电荷 ΔQ_{1j-CHG} 为 i_{arm1} 在充

电时间内的积分，但由于充电阶段内模块开关管已被旁路， i_{arm1} 仅流经其反并联二极管，因此， ΔQ_{1j-CHG} 和门极信号 g_{1j} 无关，则 ARM1 桥臂所有模块电容在同一开关周期内放电电荷一致

$$\Delta Q_{11-CHG} = \Delta Q_{12-CHG} = \dots = \Delta Q_{1(N-1)-CHG} = \Delta Q_{1N-CHG} \quad (3.5)$$

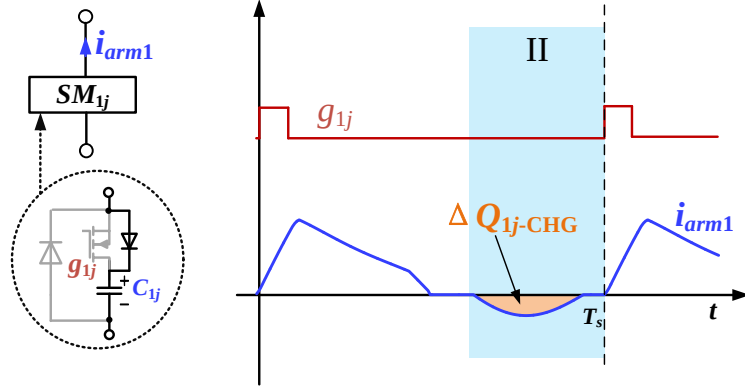


图 3.7 负半周期阶段 II 上桥臂模块电容充电过程

由于模块电容电荷净变化量 ΔQ_{1j} 由充电电荷量 ΔQ_{1j-CHG} 和放电电荷量 $\Delta Q_{1j-DSCH}$ 相减得到，即

$$\Delta Q_{1j} = \Delta Q_{1j-CHG} - \Delta Q_{1j-DSCH} \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (3.6)$$

由于分别已知 $\Delta Q_{1j-DSCH}$ 和 ΔQ_{1j-CHG} 间的数学关系，可以得到 ΔQ_{1j} 间的数学关系

$$\Delta Q_{11} > \Delta Q_{12} > \dots > \Delta Q_{1(N-1)} > \Delta Q_{1N} \quad (3.7)$$

同理，可以得到下桥臂桥臂电容电荷变化量大小

$$\Delta Q_{21} > \Delta Q_{22} > \dots > \Delta Q_{2(N-1)} > \Delta Q_{2N} \quad (3.8)$$

即

$$\Delta Q_{i1} > \Delta Q_{i2} > \dots > \Delta Q_{i(N-1)} > \Delta Q_{iN} \quad i = 1, 2 \quad (3.9)$$

由以上分析可以得到以下结论：

上桥臂的桥臂电容电荷变化量由充电电荷量和放电电荷量组成，任一桥臂电容在一个开关周期内充电与放电各一次，分别在负半周期阶段 II 与正半周期阶段 I。同一桥臂桥臂充电电荷量在同一开关周期内一致，和门极信号脉宽无关；放电电荷量和门极信号脉宽正相关，门极信号越宽，对应模块电容放电电荷量越多。由于以上特点，门极信号越窄，桥臂电容电荷变化量越大，如图 3.8 所示。下桥臂桥臂电容电荷变化量与门极信号的关系，

与上桥臂的类似，不再赘述。

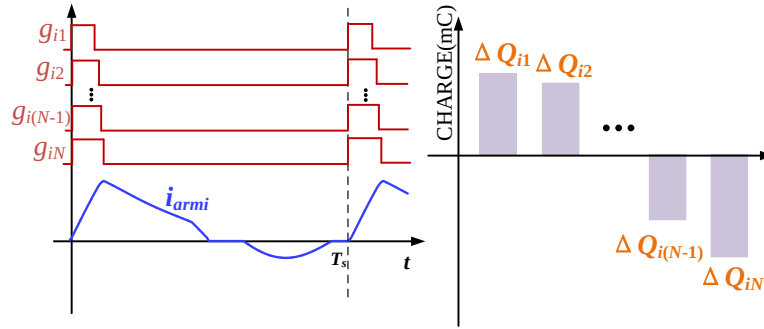


图 3.8 门极信号与模块电容电荷变化量

若不调整门极信号脉宽，根据以上分析，各模块电容充放电将始终不同，模块电容将会发散，最终导致电路崩溃。为保证电路正常工作，需要根据桥臂电容电压重新分配门极信号以实现桥臂内各模块电容均压。

本文采用的均压策略是：将 ΔQ_{ij} 更大的门极信号，即信号更窄的门极信号，分配给电容电压较小的桥臂，反之亦然[32]。具体的实现策略如图 3.9 所示：

1) 步骤一：每个开关周期对各桥臂电容电压进行采样；
 2) 步骤二：对采集到的每个桥臂电容电压进行排序并得到 v_{max} 与 v_{min} 。如果 $v_{max} - v_{min} > V_{th}$ ，达到均压门槛电压，启动均压，进入步骤三；若不满足，跳回步骤一。 V_{th} 门槛电压可以根据实际工况设置。

3) 步骤三：根据 v_{ij} 的排序重新分配门极信号，将越窄的门极信号分配给电容电压越小的模块，反之亦然。然后重新回到步骤一，并不断循环。

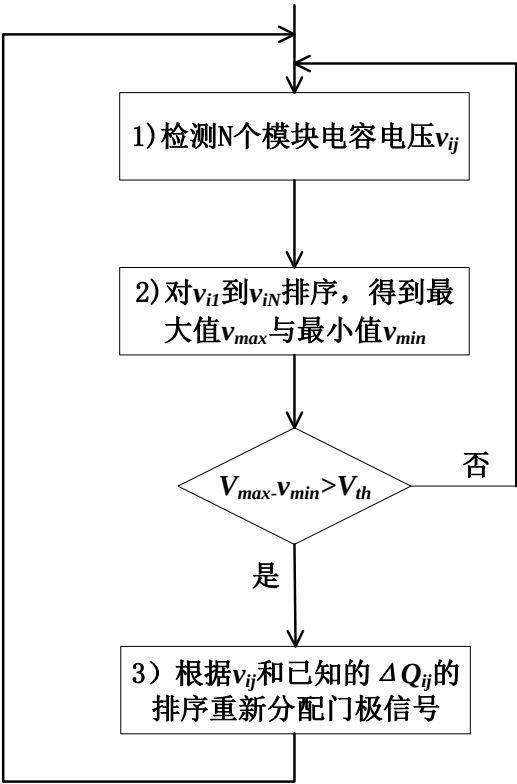


图 3.9 均压策略控制流程

3.3 仿真验证

为了验证均压算法的可行性，根据图 3.1 电路，在 PLECS 仿真软件搭建了一台 30kW 的仿真模型。该仿真模型具有 750V 输入，2000V~3000V 的宽输出范围，基于 1.2kV 的桥臂开关管，每个桥臂由四个桥臂串联而成，根据不同输出电压，设计桥臂电容的稳定电压将于 500V~750V 之间，不同负载下的开关频率将由对应增益点的 $F-Q$ 曲线拟合得到，因此，不同负载下的开关频率将有所不同。为避免电容电压均衡时间 ΔT 影响脉宽 D_1 导致最后电路稳定工作时脱离临界模态，这里选择电压均衡时间 ΔT 为 400ns。变压器原副边匝比为 3: 4，因此 $G=1$ ，工作于 LLC 状态时，输出电压为 2000V。仿真具体的参数见表 3.1。

表 3.1 多模块 RMR 仿真参数

电路主要参数	数值	单位
输入电压/ V_{in}	750	V
输出电压/ V_o	2000~3000	V
满载输出功率/ P_o	30	kW
桥臂串联模块个数	4	/

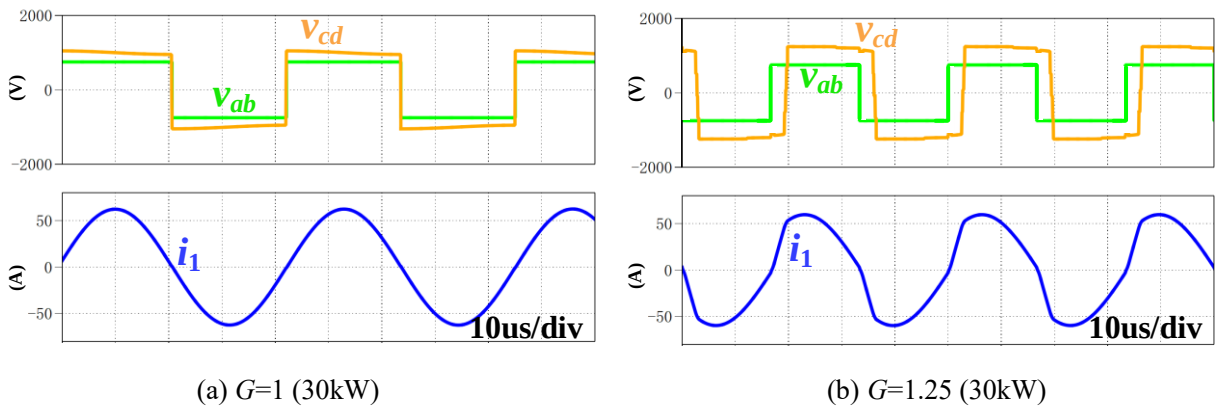
模块参考容值	10	μF
模块稳定电压/ V_{sm}	500~750	V
匝比/ N	4:3	/
励磁电感/ L_m	6	mH
谐振电感/ L_r	240	μH
谐振电容/ C_r	0.75	μF
桥臂电感/ L_{arm}	15	μH

考虑桥臂电容电压纹波和工作电压，变换器选择 $10\mu\text{F}/1000\text{V}$ 的桥臂电容。为验证均压策略，仿真中设置各桥臂电容具有一定偏差，上、下桥臂各桥臂电容容值设置如表 3.2 所示。

表 3.2 多模块 RMR 仿真模块电容值

模块	SM_{11}	SM_{12}	SM_{13}	SM_{14}	SM_{21}	SM_{22}	SM_{23}	SM_{24}
电容值(μF)	10.5	9.5	9.6	10.2	10.1	9.8	9.6	10.2

图 3.10 给出了在 $P=30\text{kW}$ 下， $G=1$ 、 $G=1.25$ 和 $G=1.5$ 增益下的工作波形，观察 v_{ab} 与 i_1 可以发现在三种工况下变换器均工作于临界模态，原边开关管均能实现 ZVS。观察图 3.10 (a)，当 $G=1$ 时，电路工作于 LLC 状态， $D_1=0$ ，此时均压无法启动， v_{cd} 不存在阶梯波，副边将由四个 1200V 整流管串联承受反压。观察图 3.10 (b)、(c)， $D_1>0$ ，因此 v_{cd} 为阶梯波，可以正常实现均压算法。仿真波形和理论分析一致，因此变流器工作正常。



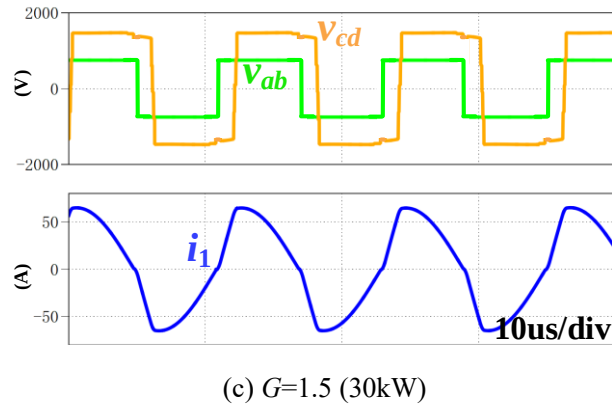
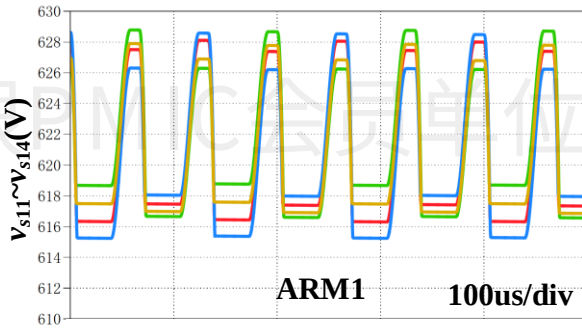
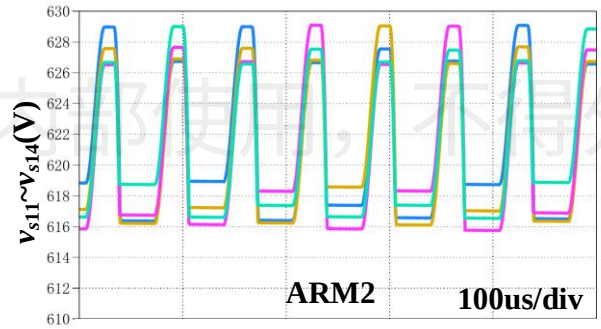
图 3.10 $P=30\text{kW}$ ，不同增益工作波形

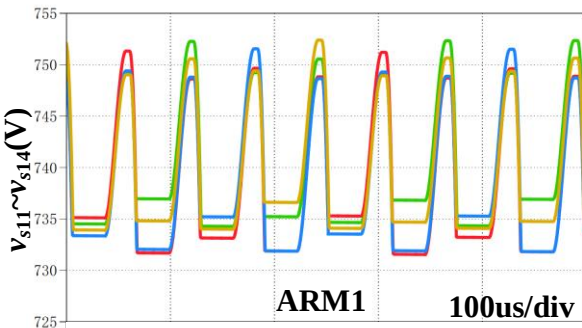
图 3.11 和图 3.12 分别给出了 $G=1.25$ 和 $G=1.5$ 下各桥臂模块电容电压波形，在均压控制的作用下，模块电容电压均维持均衡， $G=1.25$ 时模块电容电压均能保持在 625V 左右，而 $G=1.5$ 时模块电容电压均能保持在 750V 附近，纹波仅为 2.4%左右，电路可以保持正常工作，这说明均压策略是有效的。



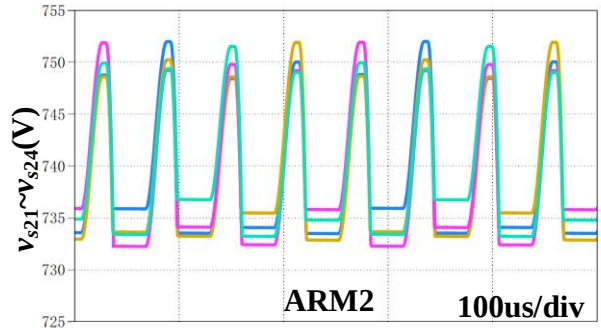
(a) ARM1 各模块电容电压



(b) ARM2 各模块电容电压

图 3.11 $G=1.25$ 时各桥臂模块电容电压

(a) ARM1 各模块电容电压



(b) ARM2 各模块电容电压

图 3.12 $G=1.5$ 时各桥臂模块电容电压

图 3.13 给出了电路副边上桥臂第一个功率器件的开关波形。各功率器件的参考电压

电流方向和第二章单模块电路的模块电流方向一致。当 $G=1$ 时, 由于 $D_1=0$, 模块电容回路被旁路, 仅由整流管续流, 因此开关管电流 i_{S11} 一直为零, 整流管电流 i_{D11} 为正弦半波波形, 和 v_{ab} 同相且导通时间一致, 处于电流 BCM 模式, 因此所有整流管均工作于 ZCS-off。当 $G=1.25$ 或 $G=1.5$ 时, $D_1>0$, i_{S11} 实现 ZVS-on, 但正半周期阶段 I 结束时, 开关管 S_{11} 关断, 桥臂电流回路强制切换至整流管 D_{11} , 不再流经 S_{11} , 因此, S_{11} 硬关断, 且此时电流应力较大。当正半周期结束时, 由于 F 与 D_1 的合理设置, D_{11} 也处于电流 BCM 模式, 实现 ZCS-off。

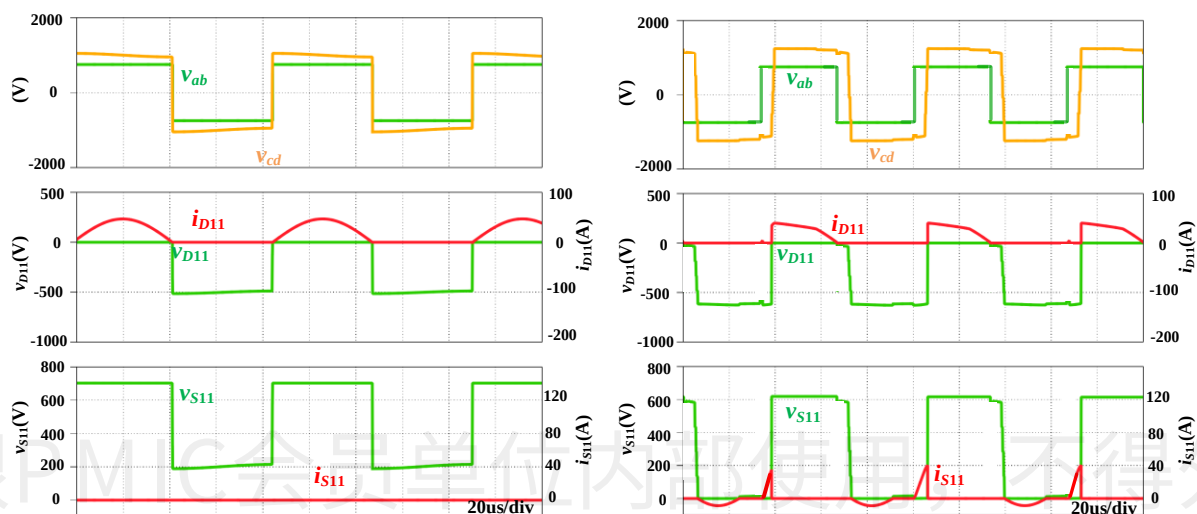
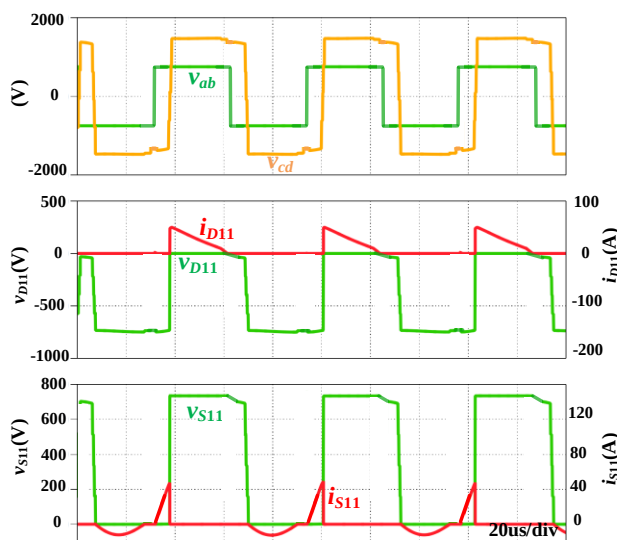
(a) $G=1$ (b) $G=1.25$ (c) $G=1.5$

图 3.13 功率器件开关波形

3.4 实验验证

为验证多模块 RMR 拓扑和均压算法的有效性，搭建了一台多模块 RMR 样机进行实验验证。输入电压 300V，输出电压调整范围为 800V~1000V，功率范围为 2000W~8000W。上下桥臂各由 4 个桥臂串联而成，桥臂电容为 10 μ F。根据不同输出电压，桥臂电容稳定电压将介于 200V~300V 之间。考虑电压均衡时间对增益的影响较大，本文选择电压均衡时间 ΔT 为 400ns。变压器原副边匝比为 3:4，磁芯材料为铁氧体，具体的实验参数如表 3.3 所示。

表 3.3 多模块 RMR 样机实验参数

电路主要参数		数值	单位
输入电压/ V_{in}		300	V
输出电压/ V_o		800~1200	V
满载输出功率/ P		8	kW
桥臂串联模块个数		4	/
模块参考容值		10	μ F
模块稳定电压/ V_{sm}		200~300	V
谐振电感/ L_r		355	μ H
谐振电容/ C_r		0.75	μ F
桥臂电感/ L_{arm}		19	μ H
中频变压器	匝比/ N	4:3	/
	励磁电感/ L_m	6	mH
	漏感/ L_k	28	μ H

原边 H 桥模块与副边桥臂开关管及整流管的选择和单模块样机一致：H 桥模块为 SKiiP 26ACM12V17，每个由 1200V 耐压的开关管和外接肖特基二极管封装而成；桥臂开关管为 Cree 公司的 C2M0040120D，整流管为 ST 公司的 SBD STPSC30H12CWL，副边两种功率管也均为 1200V 耐压。该试验样机最初设计目标为 750V 输入，2000~3000V 输出，输出功率最高可达 30kW。本文首要目标为验证拓扑及均压算法的可行性，因此最大输出功率仅达到 8kW。

图 3.14 为控制器框图，包括中央控制器、模块控制器与原边 H 桥控制器三个部分。

中央控制器由一块 DSP(TMS320F28377)与 FPGA(Cyclone III EP3C25Q240)构成, DSP 首先采集输出电压、输出电流信号,并对其处理获得负载值,转换为 Q 值后根据对应增益点 $F-Q$ 曲线拟合得到开关频率 F ,并闭环控制得到 D_1 给 FPGA;FPGA 和各模块控制器通信,获得桥臂电容电压信号并进行排序,根据均压算法重新分配生成门极信号,并采集各模块状态信号决定是否启动故障保护。模块控制器一共八个,上下桥臂分别四个,一共 3 个功能:其一用于采集桥臂电容电压,并将其发送给中央控制器;其二根据电容电压采样值大小判断电路是否发生故障并发送状态信号给中央控制器;其三处理中央控制器 PWM 信号并产生 PWM 信号给各桥臂开关管;死区设置也由模块控制器负责。原边 H 桥控制器主要用于根据中央控制器提供的 PWM 信号产生逆变方波信号,当电路发生故障,中央控制器发出故障保护信号后,原边 H 桥控制器接收到的 PWM 信号将一直保持低电平,H 桥所有开关管关断。由于 H 桥位于原边,样机输入断开,样机得到有效保护。中央控制器和模块控制器及原边 H 桥控制器之间通过两条光纤连接,分别用于发送和接受信号。

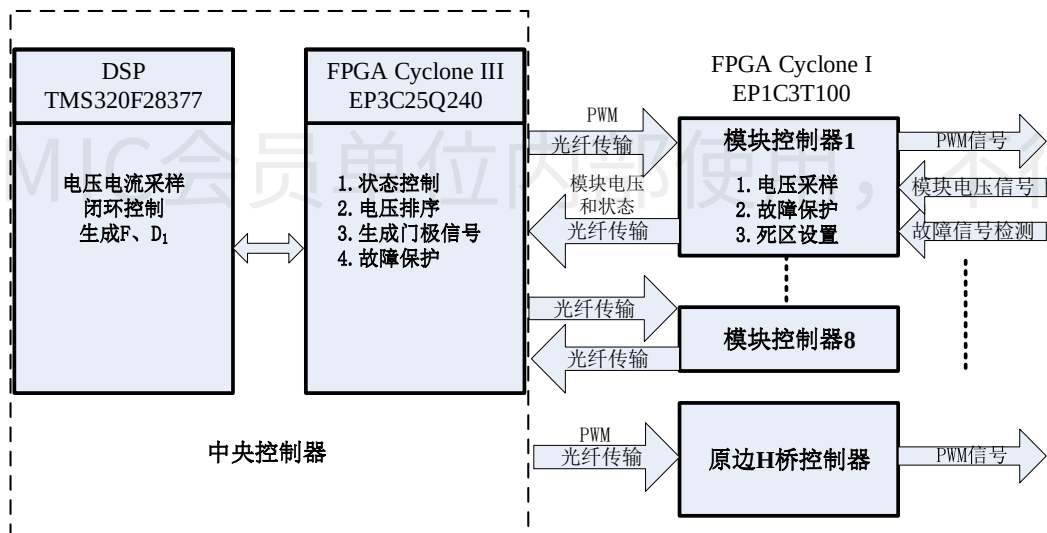


图 3.14 样机实现框图

样机图实物如图 3.15 所示,其中图 3.15 (a)为整机图,各部分主要功能模块在图中都已标注。图 3.15 (b)给出实验需要的模块控制器、中央控制器和上桥臂桥臂的细节图。模块控制器通过光纤收发口和中央控制器相连,实现数据和控制信号的通信。两个控制器的主要芯片位置也在图中进行了标注。图(b)中也可以清晰看到上桥臂由四个桥臂串联而成,每个桥臂有两块散热器,分别用于开关管和整流管散热。

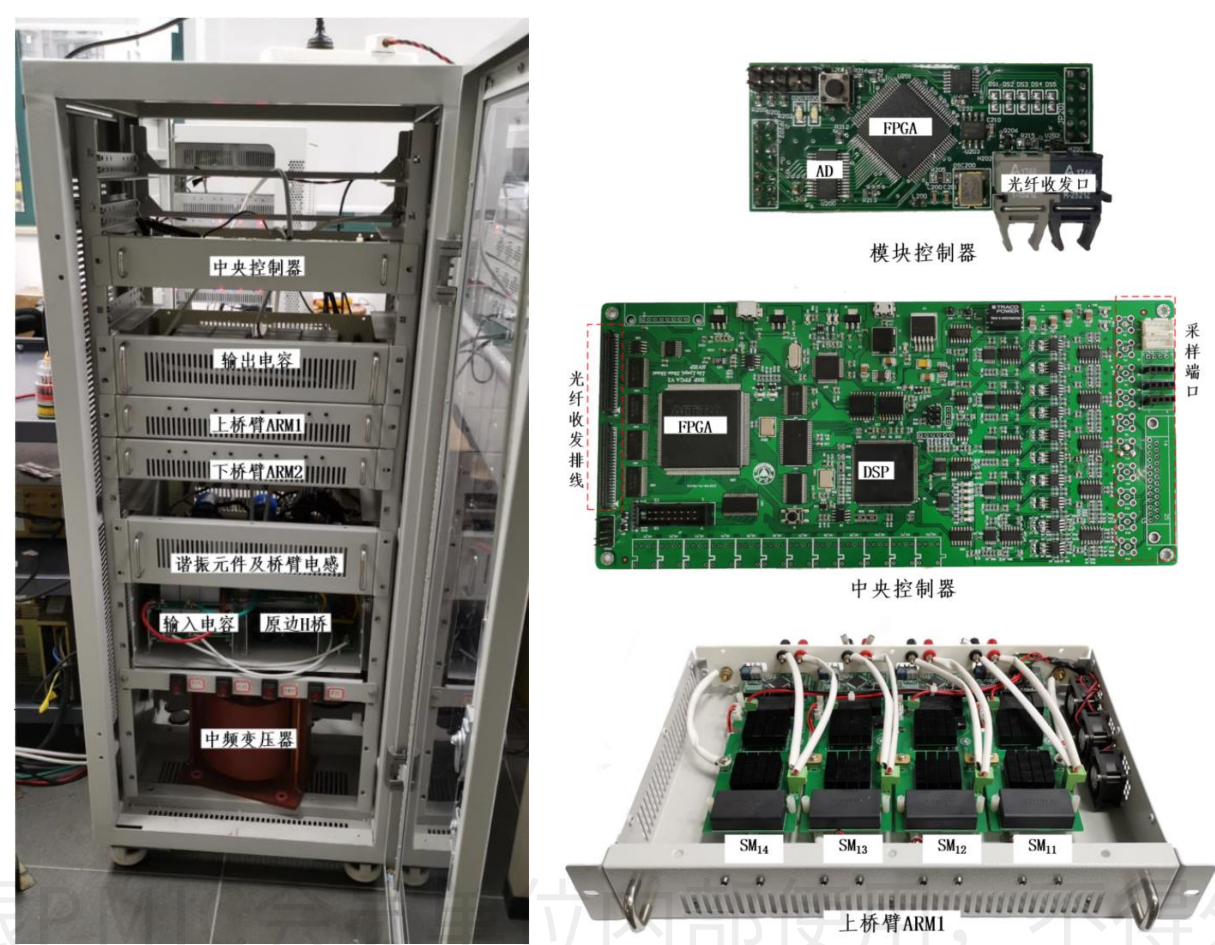
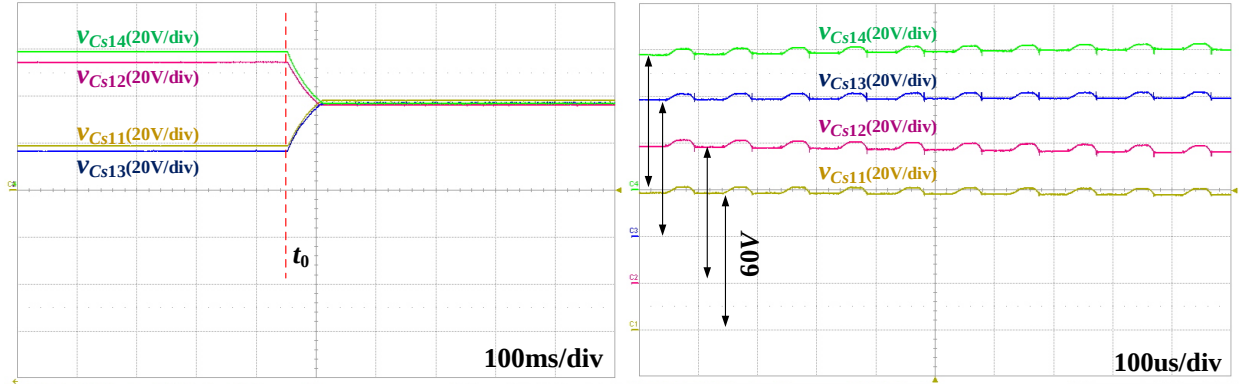


图 3.15 样机实物图片

3.4.1 均压验证

首先为验证该均压算法的有效性，图 3.16 给出了小功率下均压验证波形。图 3.16 (a) 为均压启动波形。在 t_0 时刻之前，均压算法不启动，各桥臂驱动波形一致，没有脉宽差，由于桥臂电容的不一致性、驱动延时、开关管的开关时间不一致等原因，可以发现四个桥臂之间电压有较大差异，其中 v_{Cs12} 与 v_{Cs14} 远大于另外两个桥臂电容电压，如果均压算法不启动，当输出电压继续增大时，电容电压之间的差异将继续放大，最后达到电容耐压值而导致系统奔溃。当进入 t_0 时刻，均压算法启动，四个桥臂电容电压开始趋于一致性，大约经过 50ms，电容电压基本不存在差异性，均压算法有效。图(b)为均压算法启动后的细节波形，为方便观察，四个波形零电位点依次相差 20V，电压充放电波形和仿真一致且稳定，电容电压纹波也非常小。



(a) 均压启动波形

(b) 均压细节波形

图 3.16 小功率 ARM1 电容均压验证波形

3.4.2 电路保护设计及波形

为保证一个复杂的变换器能稳定运行于中高压场合，特别是在发生故障时，变换器能够自动检测并作出相应的保护动作是很有必要的，因此针对该变换器设计了三种保护电路，分别是副边桥臂电流过流保护、均压失败保护和模块电容过压保护。只要其中任一保护电路发现电路发生故障，中央控制器 FPGA 就会对故障信号进行处理，将发送给原边 H 桥的驱动信号全部置为低电平，RMR 变换器停止工作，实现故障检测及自动关机功能。

1、副边桥臂电流过流保护

副边桥臂电流保护实现的框图如图 3.17 所示。首先利用霍尔传感器分别采集副边上下桥臂 I_{arm} 的电流，采集的电流信号经过一个测量电阻 R_m 转换为电压信号，由于在给模块电容充电时电流反向流动，因此该电压信号存在为负的情况，通过一个带偏置的差分电路可以实现双向电流的采样，输出为 v_s 。参考电压由数字电位器产生，参考电压值由中央控制器 DSP 决定，DSP 根据硬件条件和实际需要输出相应电位控制信号给数字电位器，数字电位器即产生 V_{ref1} 作为正向过流阈值，在比较器 1 中和 v_s 比较。当 $v_s > V_{ref1}$ 时，代表桥臂电流正向过流，比较器 1 输出高电平信号；数字电位器产生的 V_{ref1} 作为比较器 1 输入的同时输入差分电路 2，产生反向过流阈值 V_{ref2} ，在比较器 2 中和 v_s 比较。当 $v_s < V_{ref2}$ 时，桥臂电流反向过流，比较器 2 输出高电平。或门输入信号分别为比较器 1 和比较器 2 的输出，当任一方向过流时，或门均输出高电平信号作为状态信号送入中央控制器 FPGA，当 FPGA 检测到状态信号为高电平，立即启动故障保护，所有开关驱动置低，变换器关机，变换器实现保护。

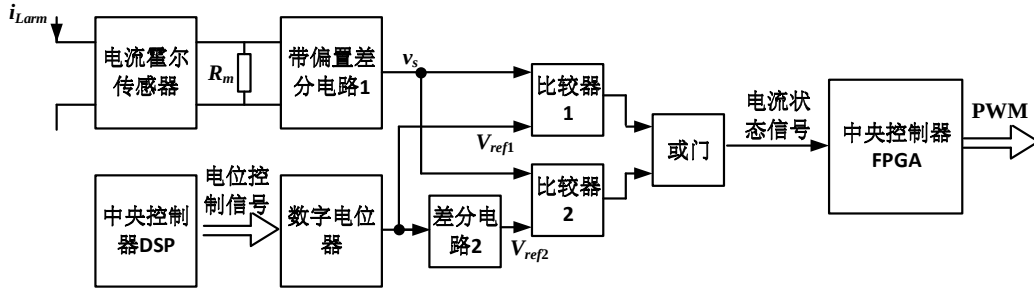


图 3.17 副边桥臂电流保护实现框图

为验证桥臂电流过流保护有效性,图 3.18 给出了小功率下桥臂电流过流保护波形通。过 DSP 设置了约为 3.83A(-3.83A)的正(反)向过流保护阈值,左边是完整的保护波形,右边是保护细节波形,当位于 t_1 时刻时, i_{Larm1} 达到设定正向过流阈值,样机启动保护,经过短暂延时后,电路成功保护。观察 i_{Larm1} 峰值电流,约等于 3.8A,和设定 3.83A 非常接近,符合保护预期。

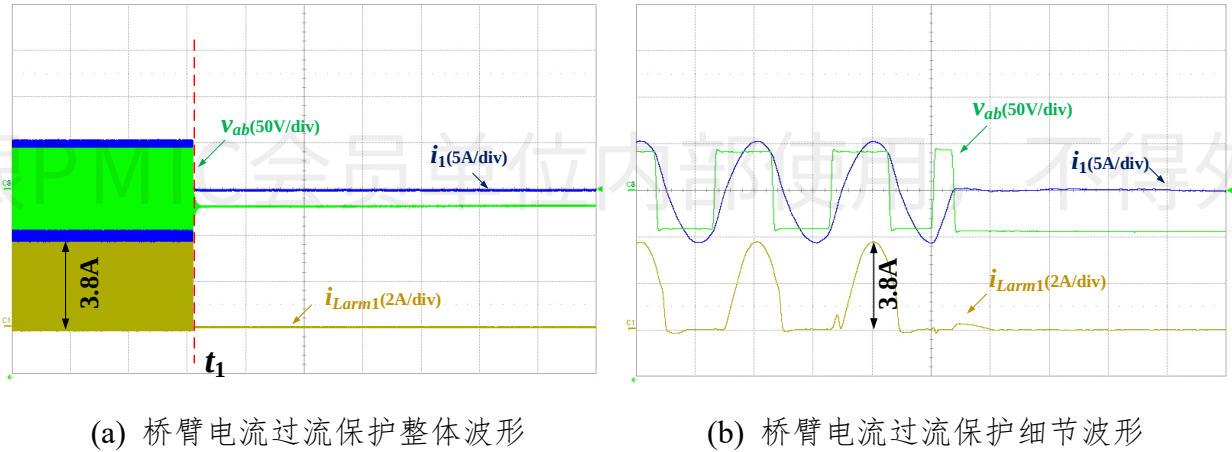


图 3.18 桥臂电流过流保护波形

2、均压失败保护及模块电容过压保护

两种保护的意义不一样,但都是基于模块电容电压采样,因此这里将一起介绍。均压失败保护主要用于样机启动时,检测副边模块电容是否成功启动均压,即用于验证均压过程是否异常,该保护的原理为:在中央控制器 FPGA 中对电容电压排序后,得到最大电容电压和最小电容电压的差值,判断是否超过电压差阈值,若超过阈值,则判断均压失败,反之均压正常;而模块电容过压保护的目的在于正常运行时防止模块电容电压过大,该保护基于硬件保护,过压状态信号由硬件产生。上桥臂均压失败保护及桥臂电容过压保护实现框图如图 3.19 所示,四个模块采样电路完全一致,模块电容电压差分采样输出与 2V 基准值比较,输出模块电容过压状态信号。只要任一模块电容差分采样输出超过 2V,该模

块对应比较器过压状态信号将呈高电平，中央控制器 FPGA 接受该过压故障信号并处理故障，电路保护启动。

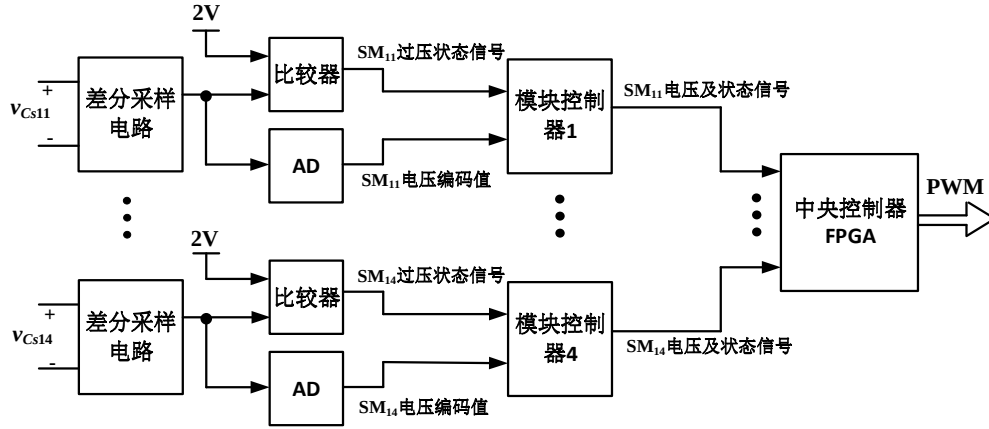


图 3.19 上桥臂均压失败保护及模块电容过压保护实现框图

为验证均压失败保护和模块电容过压保护的有效性，图 3.20 给出了小功率下的两者保护波形，左右图分别为均压失败保护波形和模块电容过压保护波形。在均压失败保护设计中，设计了 50V 作为电压差阈值，可以发现，在实际波形中，当两个模块电容电压差达到 52V 时，保护正常启动；在模块电容过压保护中，通过调整差分采样电路分压电阻，设计当 $v_{Cs11}=142V$ 时，过压状态信号置 1 以启动保护，实际波形中显示当 $v_{Cs11}=138V$ 时，过压保护启动。可以发现两种电压保护措施均满足设计要求。

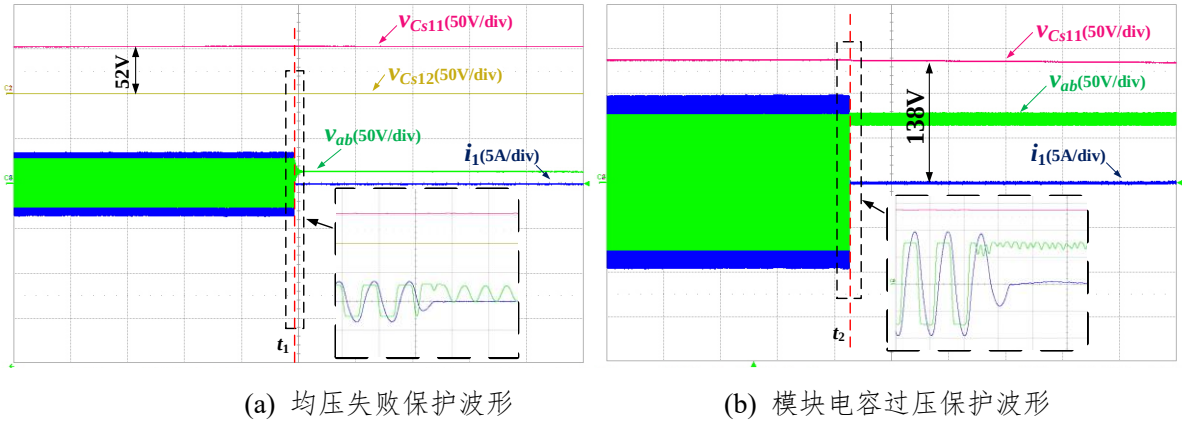


图 3.20 均压失败保护波形和模块电容过压保护波形

通过小功率下的保护实验，可以验证三种设计的电路保护功能的可靠性。在实验中没有出现误保护或者不保护动作，因而该三种保护可以用于多模块功率实验，以保证实验安全可靠进行。多模块功率实验中，各保护参数均在仿真的基础上加上一定裕量进行设计。

3.4.3 功率实验

图 3.21 和图 3.22 分别给出了 $P=4000\text{W}$ 和 $P=8000\text{W}$ 下三个电压增益点的功率部分主要波形，和单模块工作波形基本一致，三个增益点下，电路均能工作于临界模式， v_{ab} 没有尖刺，实现 ZVS-on，副边整流管也可以实现 ZCS-off。当 $G=1$ 时可以观察到 v_{cd} 在电流过零点具有较大高频噪声，该噪声为桥臂电感与桥臂整流管寄生结电容产生谐振所致。当 $G=1.25$ 与 1.5 时， v_{cd} 为阶梯波，较小的 dv/dt 可以让电路具有优良的 EMI 性能，由于电压均衡时间较小，阶梯波形不是非常明显。

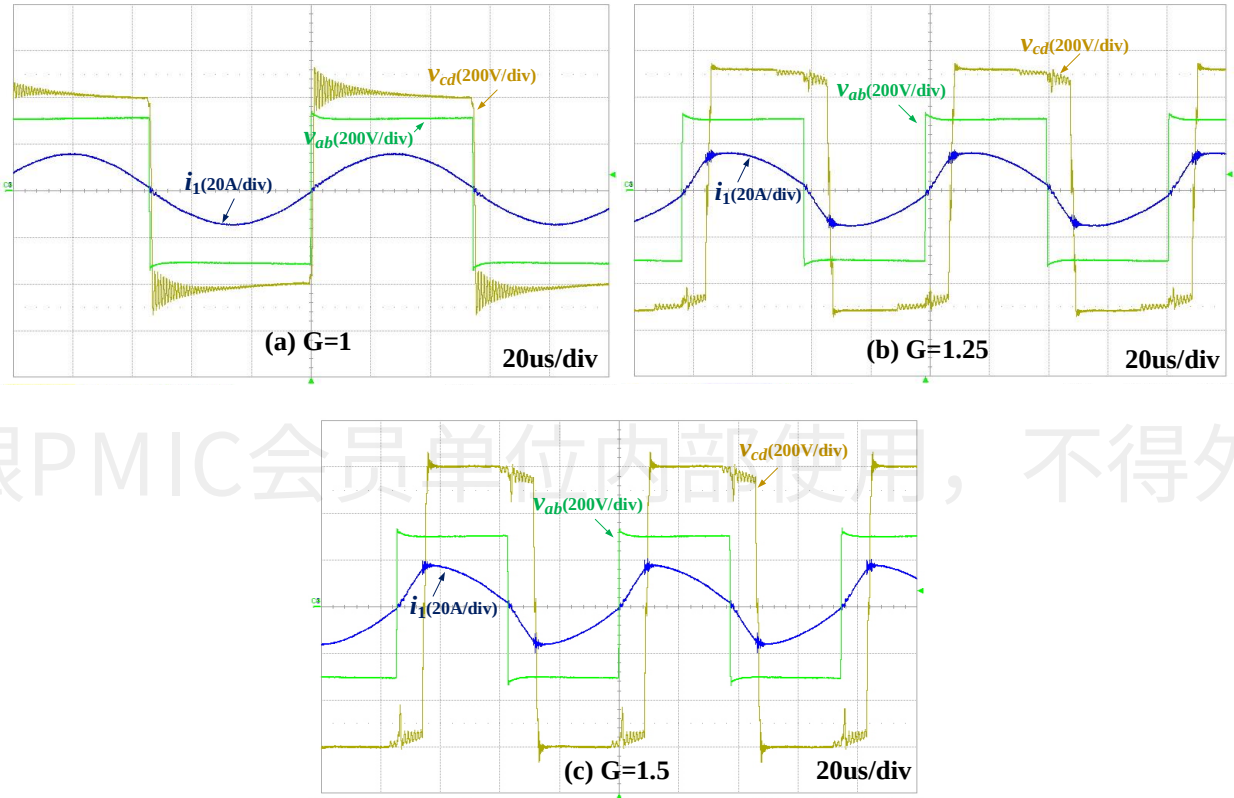
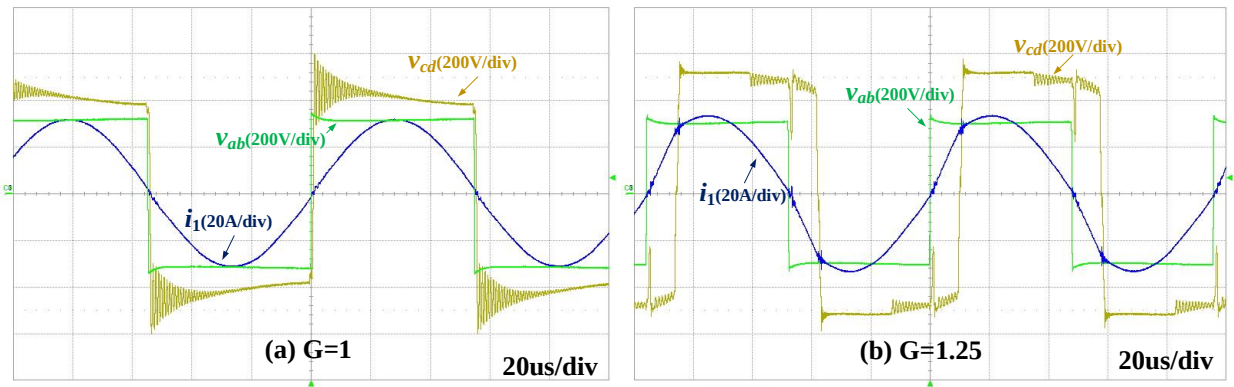


图 3.21 $P=4000\text{W}$ 下， $G=1$ 、 1.25 、 1.5 下的主要波形



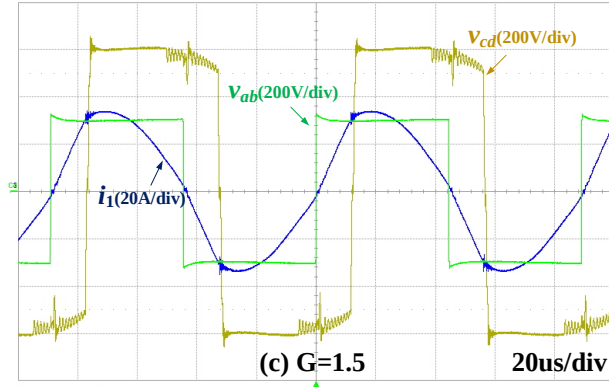
图 3.22 $P=8000W$ 下, $G=1$ 、1.25、1.5 下的主要波形

图 3.23 给出了 $P=4000W$ 时 $G=1.25$ 和 1.5 时的上桥臂电容电压波形。当 $G=1.25$ 时, $V_o=1000V$, 每个桥臂电容电压应保持在 250V, $G=1.5$ 时, $V_o=1200V$, 电容电压保持在 300V。观察图 3.23 可以发现, 两个增益点下电容电压均能保持在对应稳定电压, 电容电压得到了有效的均衡。相较于图 3.23 (a), 图 3.23 (b) 中电容电压纹波有所增大, 这是因为功率相同, 但增益增加时, 脉宽 D_1 会有所增加, 由于电容在 D_1 阶段一直保持放电, 放电电荷有所增加, 因此增益增加时电容电压纹波有所增加。

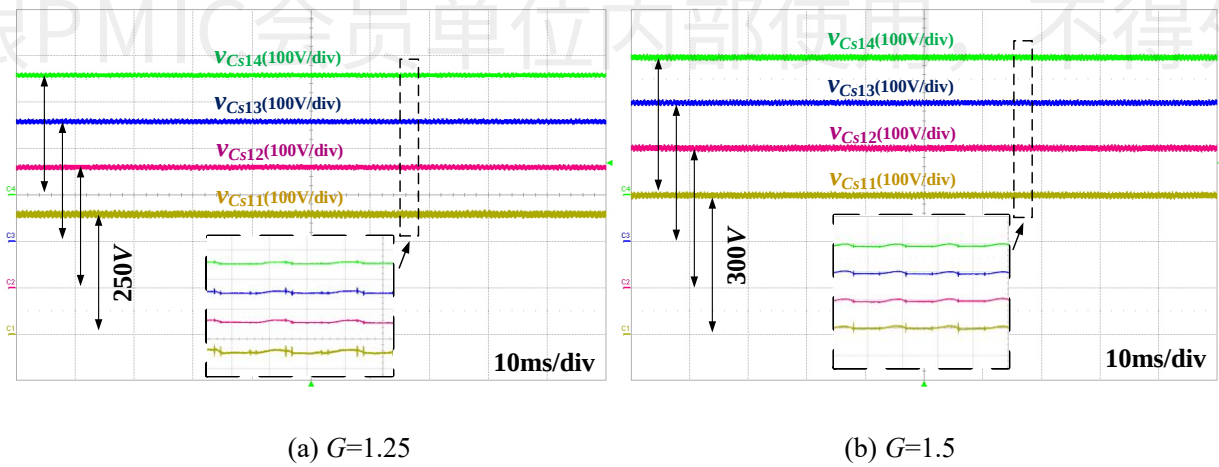
图 3.23 $P=4000W$ 下不同增益点上桥臂电容电压波形

图 3.24(a)(b)分别给出了 $G=1.25$ 和 1.5 在不同功率下的开关频率计算值 F_{cal} 、仿真值 F_{sim} 和实验值 F_{exp} 。和单模块中一致, $G=1$ 时 F 恒等于 1, 因此不必考虑。根据下图, 除了 $P=2kW$ 时, F 值有较大差异, 原因也和单模块一致, 由于采样电流过小, 采样不准, 其余情况下, 三者 F 值基本一致。

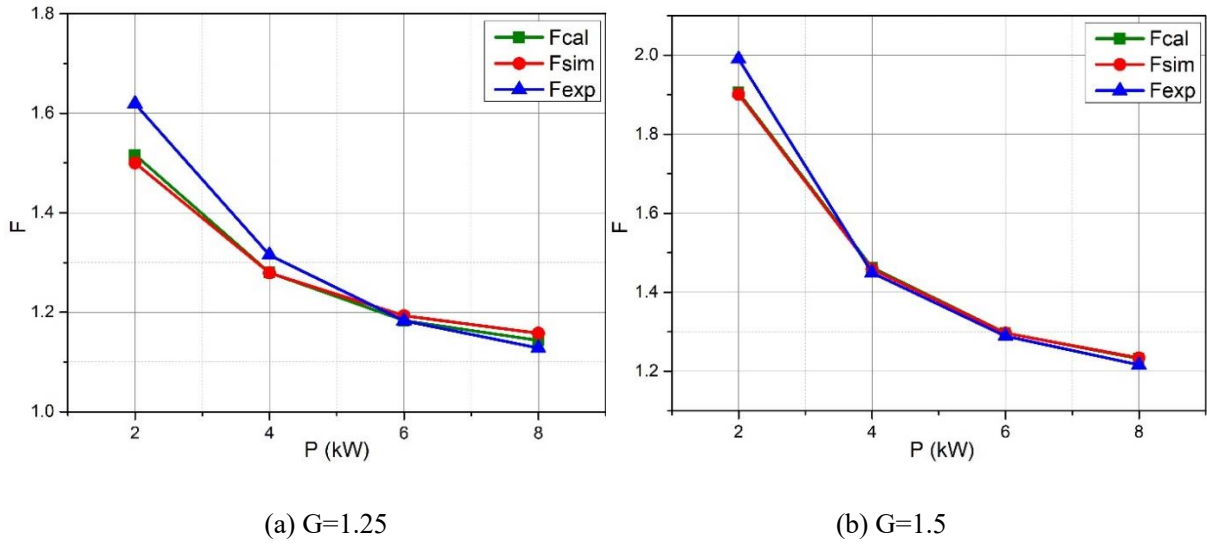


图 3.24 不同增益计算、仿真、实验下的 F 值比较

图 3.25 给出了 $G=1.25$ 与 1.5 在不同功率下的脉宽计算值 D_{cal} 、仿真值 D_{sim} 、实验值 D_{exp} 。随着功率的增大, D_1 值均增加, 且 D_{cal} 和 D_{exp} 偏差逐渐呈现增大的趋势。其中当 $G=1.25$, $P=6\text{kW}$ 时, 两者偏差最大, D_{cal} 大约为 D_{exp} 的 87%。虽然看似具有较大偏差, 但在波形上没有反映出巨大差异, 基本都还是工作在临界模式。13% 的脉宽差异大约为 $1.13\mu\text{s}$, 考虑电压均衡时间为 400ns , 门极信号 g_{11} 和 g_{14} 之间的时间差已经达到 $1.2\mu\text{s}$, 已经超过 $1.13\mu\text{s}$ 的脉宽差异, 因此变换器仍然基本工作在临界模式。

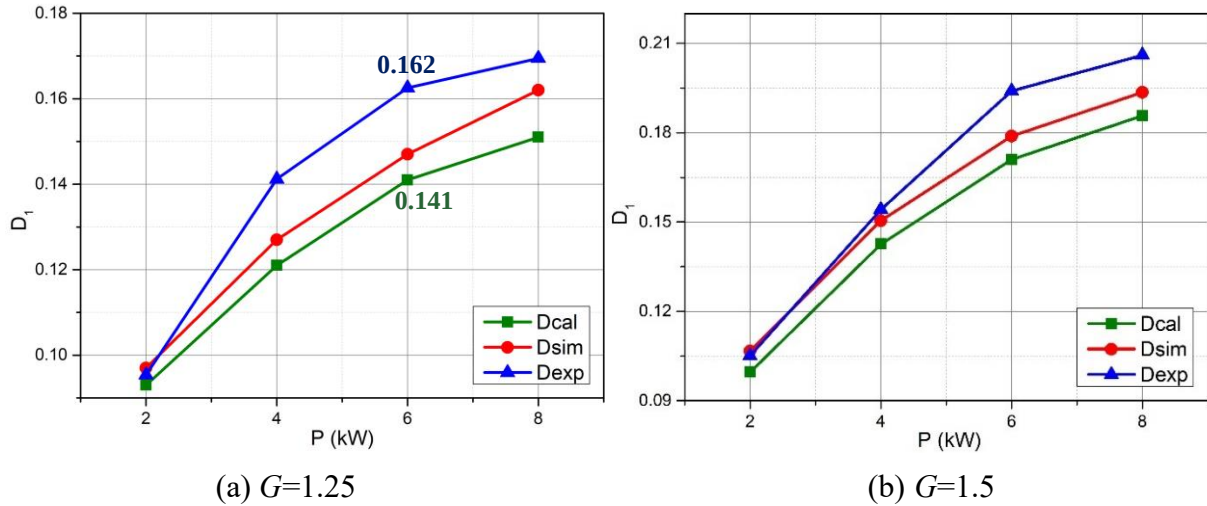
图 3.25 不同增益计算、仿真、实验下的 D_1 值比较

图 3.26 给出了多模块电路于各工况下的效率曲线。随着功率增大, 各增益点的效率均呈现下降趋势。功率固定时, 随着增益的增大, 效率也有所下降, 但效率下降最大不超过 1.5%, 这说明电压的宽范围调整并未带来效率的显著降低。通过效率曲线可以看出, 多模块电路的最高效率达 96.8%, 所有工况效率均高于 92.5%。

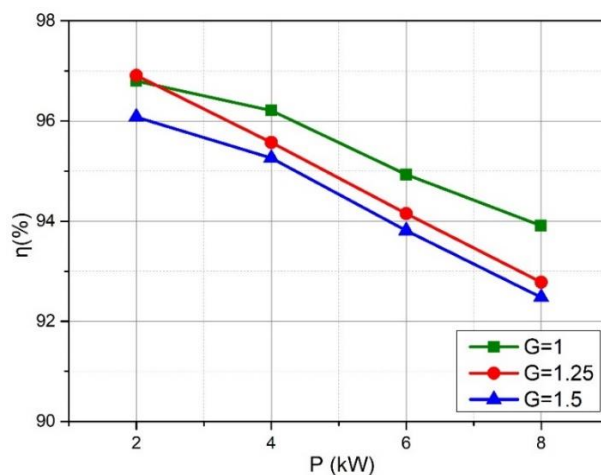


图 3.26 多模块电路各工况效率曲线

3.5 本章小结

本章首先介绍了多模块 RMR 变换器的调制方式，并根据桥臂驱动信号宽度与电容净充放电量的关系介绍桥臂电容电压均压策略。将脉宽较窄的门极信号分配给模块电容电压较低的模块，可实现模块电容电压均衡。为验证多模块 RMR 拓扑和均压方法的有效性，基于 SiC 功率器件搭建了包含 4 个桥臂的 8kW RMR 样机，详细介绍了相关的保护电路，在 300V 输入，800V~1200V 电压输出的实验条件下，验证了该均压算法的有效性，并分别测量增益为 1、1.25 和 1.5 时样机的效率，所有工况效率均高于 92.5%，峰值效率也高达 96.8%。

4 总结与展望

4.1 工作总结

可再生能源技术不断发展, 为了保持可再生能源的入网同时又能保持电力系统的稳定运行, 利用高压直流输电技术实现可再生能源并网已经成为趋势, 作为分布式电源和直流电网的接入装置直流变压器也受到各国学者的广泛关注和研究。

本文主要工作如下:

1. 针对目前直流变压器的研究现状做了总结, 对比了高压器件与传统电路的结合、模块的串并联及模块化多电平直流变换器的优缺点。针对低压到中压的直流变换领域, 本文结合 LLC 和 MMC 的优点, 提出了一种具有模块化整流结构的谐振变换器(RMR), 该换器由中频变压器电隔离, 原边低压侧基于 LLC 变换器, 副边中压侧基于 MMC 整流器, 通过调整原边开关管开关频率和副边桥臂开关管脉宽可以实现输出电压宽范围变化。该变换器具有较高增益、宽范围、模块化且可以实现功率器件软开关等优点。

2. 首先在单模块情况下对 RMR 变换器进行了原理分析。根据不同的工作情形分为三种工作模式, 并分析了三种模式的优劣, 选择了一种最优的工作模式。该模式下可实现低压侧开关管的 ZVS 和副边整流管的 ZCS。利用轨迹稳态分析的方式, 得到最优模式下电压增益关于开关频率和桥臂开关管脉宽的表达式。搭建 800W 单模块 RMR 样机对该原理进行了实验验证, 并分别测量了增益为 1、1.25 和 1.5 时样机的效率, 所有工况效率均高于 93%, 峰值效率高达 96.8%。

3. 为保证多模块 RMR 变换器稳定工作, 需要保证桥臂电容电压均衡。本文根据 RMR 变换器桥臂各开关管门极信号宽度与桥臂电容电荷变化量的关系, 提出了一种基于桥臂电容电压排序的均压算法, 给出了理论分析。为验证多模块 RMR 拓扑和均压方法的有效性, 基于 SiC 功率器件搭建了包含 4 个桥臂的 8kW RMR 样机, 详细介绍了相关的保护电路, 在 300V 输入, 800V~1200V 电压输出的实验条件下, 验证了该均压算法的有效性, 并分别测量增益为 1、1.25 和 1.5 时样机的效率, 所有工况效率均高于 92.5%, 峰值效率也高达 96.8%。

4.2 工作展望

本文提出了一种具有模块化整流结构的谐振变换器, 介绍了变换器的工作原理、工作策略和模块电容均压策略, 并对此仿真和实验验证, 但仍存在着一些不足需要完善:

1) 由于每个增益点的 $F-Q$ 曲线不一致, 拟合函数不同, 因此该控制策略下, 增益无法连续调节, 只能离散调节, 为实现增益的连续调节, 需要对控制策略进行改进。

2) 变换器的控制策略推导基于单模块情况, 当工作于多模块时, 需要考虑电压均衡时间对变换器的影响, 结果才会更加精确。

仅限PMIC会员单位内部使用, 不得外传

参考文献

- [1] 余晓丹,徐宪东,陈硕翼,吴建中,贾宏杰.综合能源系统与能源互联网简述[J].电工技术学报,2016,31(01):1-13.
- [2] 林伯强,魏巍贤,李丕东.中国长期煤炭需求:影响与政策选择[J].经济研究,2007(02):48-58.
- [3] 国家统计局.2019.2018 年国民经济和社会发展统计公报.国家统计局.http://www.stats.gov.cn/tjsj/zxfb/201902/t20190228_1651265.html
- [4] 刘振亚.全球能源互联网与中国电力转型之路[J].中国经贸导刊,2015(33):35-36.
- [5] 国家能源局.2017.国家能源局关于印发能源发展“十三五”规划的通知.国际能源局.
http://www.nea.gov.cn/2017-01/17/c_135989417.htm
- [6] 白建华,辛颂旭,刘俊,郑宽.中国实现高比例可再生能源发展路径研究[J].中国电机工程学报,2015,35(14):3699-3705.
- [7] 周孝信,陈树勇,鲁宗相.电网和电网技术发展的回顾与展望——试论三代电网[J].中国电机工程学报,2013,33(22):1-11+22.
- [8] 李锋,陆一川.大规模风力发电对电力系统的影响[J].中国电力,2006(11):80-84.
- [9] 丁明,王伟胜,王秀丽,宋云亭,陈得治,孙鸣.大规模光伏发电对电力系统影响综述[J].中国电机工程学报,2014,34(01):1-14.
- [10] DRAGIČEVIĆ T, LU X, VASQUEZ J C, et al. DC Microgrids—Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 4876-91.
- [11] SHAO S, JIANG M, ZHANG J, et al. A Capacitor Voltage Balancing Method for a Modular Multilevel DC Transformer for DC Distribution System [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3002-11.
- [12] ZHANG J, WANG Z, SHAO S. A Three-Phase Modular Multilevel DC–DC Converter for Power Electronic Transformer Applications [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(1): 140-50.
- [13] 孙希盈.直流配电网的优势及发展现状[J].科技风,2016(21):119.
- [14] 涂春鸣,孟阳,肖凡,兰征,帅智康.一种交直流混合微网能量路由器及其运行模态分析[J].电工技术学报,2017,32(22):176-188.
- [15] 杨晓峰,郑琼林,林智钦,薛尧,王志冰,姚良忠,陈博伟.用于直流电网的大容量 DC/DC 变

- 换器研究综述[J].电网技术,2016,40(03):670-677.
- [16]周宇豪. 模块化多电平谐振式 DC-DC 变换器的研究[D].北京交通大学,2019.
- [17]SHE X, HUANG A Q, BURGOS R. Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2013, 1(3): 186-98.
- [18]JIANN-FUH C, JIUNN-NAN L, TSU-HUA A. The techniques of the serial and paralleled IGBTs; proceedings of the Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, F 9-9 Aug. 1996, 1996 [C].
- [19]SHAMMAS N Y A, WITHANAGE R, CHAMUND D. Review of series and parallel connection of IGBTs [J]. IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems, 2006, 153(1): 34-9.
- [20]RASZMANN E, SUN K, BURGOS R, et al. Voltage Balancing of Four Series-Connected SiC MOSFETs under 2 kV Bus Voltage using Active dv/dt Control; proceedings of the 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), F 29 Sept.-3 Oct. 2019, 2019 [C].
- [21]唐新灵,张朋,陈中圆,李金元,温家良,潘艳.高压大功率压接型 IGBT 器件封装技术研究综述[J].中国电机工程学报,2019,39(12):3622-3638.
- [22]VECHALAPU K, NEGI A, BHATTACHARYA S. Performance evaluation of series connected 15 kV SiC IGBT devices for MV power conversion systems; proceedings of the 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), F 18-22 Sept. 2016, 2016 [C].
- [23]RYU S, CAPELL C, JONAS C, et al. Ultra high voltage IGBTs in 4H-SiC; proceedings of the The 1st IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications, F 27-29 Oct. 2013, 2013 [C].
- [24]DONG X, WU H, LU Y, et al. Distributed autonomous voltage balancing control for a modular IPOS DC grid-connected renewable power system; proceedings of the 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), F 4-8 March 2018, 2018 [C].
- [25]FAN H, LI H. High-Frequency Transformer Isolated Bidirectional DC-DC Converter Modules With High Efficiency Over Wide Load Range for 20 kVA Solid-State Transformer

- [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3599-608.
- [26] Siri K, Willhoff M, Conner K. Uniform Voltage Distribution Control for Series Connected DC-DC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1269-1279.
- [27] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range; proceedings of the 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, F 23-26 June 2003, 2003 [C].
- [28] 杨晓峰,林智钦,郑琼林,游小杰.模块组合多电平变换器的研究综述[J].中国电机工程学报,2013,33(06):1-15.
- [29] 王朝辉. 模块化多电平中低压直流变压器关键技术研究[D].浙江大学,2016.
- [30] ZHANG X, GREEN T C, Junyent-Ferre A. A new resonant modular multilevel step-down DC-DC converter with inherent-balancing[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(1): 78-88.
- [31] SHAO S, LI Y, SHENG J, et al. A Modular Multilevel Resonant DC-DC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019.
- [32] 江明明. 一种模块化多电平直流变压器的效率优化和均压技术研究[D].浙江大学,2018.

攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] Ye W, Cui W, Shao S, et al. A Resonant DC-DC Converter with Modular Rectifier for High Voltage Gain and Wide Output Voltage Range Applications[C]//IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2019, 1: 6671-6676. (EI)
- [2] Ye W, Shao S, Guo Q, et al. A Phase Shift Control of Minimal Circulating Current and ZVS Turn-On for DAB Converter[C]//2018 IEEE 2nd International Electrical and Energy Conference (CIEEC). IEEE, 2018: 682-686. (EI)
- [3] Shao S, Jiang M, Ye W, et al. Optimal Phase-Shift Control to Minimize Reactive Power for a Dual Active Bridge DC-DC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 10193-10205. [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019. (SCI)

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传