

分类号: TM432

单位代码: 10335

密 级: 公开

学 号: _____

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 谐振型中低压直流变压器的均流技术和
拓扑研究

英文论文题目: Research on Current-Sharing and Topology of
Resonant MV/LV DC Transformer

申请人姓名: 李雨岑

指导教师: 邵帅

专业名称: 电气工程

研究方向: 直流变压器

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2020 年 1 月 10 日

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

**Research on Current-Sharing and Topology of Resonant
MV/LV DC Transformer**

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

Candidate: Yucen Li

Supervisor: Dr. Shuai Shao



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

January, 2020

谐振型中低压直流变压器的均流技术和
拓扑研究



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: _____

**Research on Current-Sharing and Topology of Resonant
MV/LV DC Transformer**



Author's signature: _____

Supervisor's signature: _____

External Reviewers: _____

Examining Committee Chairperson:

Examining Committee Members:

Date of oral defence: _____

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

本论文工作得到

xxxx 项目

(资助号:)

xxxx 资金

(资助号:)

资助

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

谨致感谢！

摘 要

为了应对越发严峻的能源危机和环境危机,发展可再生新能源已经成为世界各国的当务之急,中国作为世界上最大的发展中国家、最大的能源需求国,对可再生新能源的利用更加重视。新能源的发展对电网提出了更高的要求,传统的交流电网在面对大规模高比例接入的新能源时存在一系列问题,新兴的直流输电网则能够较好地适应新能源,可作为最有应用前景的新能源接口。直流变压器作为直流配电网中的核心装置,其性能优劣直接影响直流电网的发展,正引起学术界和产业界的广泛关注。

为了适应中低压直流配电网,直流变压器往往通过采用不同的拓扑结构来解决目前功率半导体器件电压电流应力不足的问题,目前应用较为广泛的是功率单元级联型结构和模块化多电平结构,两种结构在实际应用中也存在问题:(1)功率模块单元级联型结构需要更好的均压均流方案;(2)模块化多电平结构的拓扑形式和控制方法尚不完善。本文针对这两个问题开展了研究。

针对功率模块单元级联型结构的均压均流问题,本文具体以输入并联输出串联(IPOS)的级联型 LLC 谐振变换器为分析对象,首先从变换器的效率优化出发提出了对级联型变换器的多个隔离变压器可采用磁集成方案来减小变压器磁芯,提高变压器的窗口利用率,同时实现输出均压;之后对于级联型 LLC 谐振型变换器中存在的均流问题展开探讨,分析了电流不均现象产生的原因,并分别从模块间均流和模块内均流两方面提出了解决方案,在不增加控制复杂度的前提下能够提升变换器的均流性能,最后通过仿真和实验对所提出的变压器磁集成和均流策略进行了验证。

针对目前模块化多电平结构的拓扑形式和控制方法尚不完善的研究现状,本文提出了一种新的模块化多电平谐振型(MMR)DC/DC变换器拓扑,并对拓扑的工作原理、调制方式、子模块均压原理进行了分析。所提出的拓扑结合了 MMC 和 LLC 谐振变换器的优势,在相应调制方式下能够适应宽范围的输入/输出电压要求,同时保持变换器较小范围的频率变化。之后针对 MMR 变换器启动过程中存在的问题提出了一种高压启动策略。总结了 MMR 的特点及优势,最后通过仿真和实验对所提出拓扑的工作方式和实用性进行了验证。

关键词: 直流变压器, 功率单元级联, 模块化多电平, 均流, MMR

Abstract

In order to cope with the increasingly severe energy crisis and environmental crisis, the development of renewable energy has become a top priority for all countries in the world. As the world's largest developing country and the largest energy demand country, China attaches greater importance to the use of renewable energy. The development of renewable energy has put forward higher requirements on the power grid. Traditional AC power grids are confronted with a series of problems with large-scale and high-proportion access to renewable energy. The emerging DC transmission and distribution network can better adapt to renewable energy, therefore can serve as the most promising renewable energy interface. As the core device in the DC distribution network, the performance of the DC transformer directly affects the development of the DC grid, which is causing widespread concern in academia and industry.

To withstand the medium and low voltage of the DC distribution network, DC transformers often degrade the voltage and current stress of power semiconductor devices by adopting different topologies. Currently, the widely used two solutions are power module cascaded structure and modular multilevel structure, which, however, also face problems in practical applications: (1) the power module cascaded structure requires a better voltage balance and current sharing scheme; (2) the topology and control method of the modular multilevel structure are not yet perfect. Therefore, this dissertation conducts studies on these two issues.

In view of the voltage balance and current sharing problem in the power module cascaded structure, this paper analyzes the cascaded IPOS LLC resonant converter. First of all, to optimize the efficiency of the cascaded converter, the magnetic intergration sheme is proposed to reduce the cores volume of multiple isolated transformers. The window utilization of the transformer is increased, and the output voltage balance is achieved simultaneously. Then, the current sharing problem in the cascaded LLC resonant converter is developed. The cause of current unevenness is discussed and analyzed. Solutions to current sharing between modules and current sharing within modules are presented, respectively, which can improve the current sharing performance of the converter without increasing the control complexity. Finally, the simulations and experiment results verify the proposed transformer magnetic integration and current sharing

strategy.

In view of the current research status of the topology and control methods of the modular multilevel structure, this paper proposes a new modular multilevel resonant (MMR) DC/DC converter topology, and the principle, modulation method and voltage balance principle of submodules are analyzed. The proposed topology combines the advantages of MMC and LLC resonant converters, and can adapt to a wide range of input / output voltage requirements under the corresponding modulation mode, while maintaining a small range of frequency changes of the converter. Then a high-voltage start-up strategy for MMR is proposed. The characteristics and advantages of MMR are summarized. Finally, the principle and practicability of the proposed topology are verified by simulations and experiments.

Key words: DC transformer, Power module cascaded, Modular multilevel, Current sharing, MMR

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目录

摘 要	I
Abstract	II
目 录	IV
第 1 章 绪论	1
1.1 论文研究背景及意义	1
1.2 中低压直流变压器的研究现状	3
1.3 谐振型中低压直流变压器的关键技术	6
1.3.1 级联式拓扑的均压均流技术	6
1.3.2 模块化多电平谐振变换器的拓扑及控制	8
1.4 本文的选题意义及主要研究内容	9
第 2 章 IPOS 级联型 LLC 谐振变换器均流策略研究	11
2.1 引言	11
2.2 变压器磁集成研究	12
2.3 模块间均流分析	13
2.4 模块内均流分析	17
2.5 实验验证	22
2.5.1 样机设计	22
2.5.2 实验结果分析	24
2.6 本章小结	27
第 3 章 模块化多电平谐振型 DC/DC 变换器研究	29
3.1 引言	29
3.2 MMR 工作原理	30
3.2.1 拓扑及工作模态分析	30
3.2.2 调制方式	31
3.2.3 增益特性	35
3.2.4 级联子模块均压原理分析	36
3.2.5 高压启动策略	38

3.3 仿真验证	40
3.4 实验验证	43
3.5 本章小结	46
第 4 章 总结与展望	48
4.1 工作总结	48
4.2 课题展望	48
参考文献	50
攻读硕士学位期间所发表的论文	53
致谢	54

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第1章 绪论

1.1 论文研究背景及意义

随着人类社会的不断发展,当今世界已经处在了第四次工业革命的风口浪尖,前三次工业革命使得人类发展进入了空前繁荣的时代,与此同时,也造成了巨大的能源、资源消耗,付出了巨大的环境代价、生态成本,急剧地扩大了人与自然之间的矛盾。进入 21 世纪,人类面临空前的全球能源与资源危机、全球生态与环境危机、全球气候变化危机的多重挑战。根据 BP 世界能源统计年鉴数据^[1],2019 年全球一次能源消耗以 2.9% 的速度增长,几乎是近十年年平均增长率 1.5% 的两倍,也是自 2010 年以来增速最快的一年。中国作为全世界最大的发展中国家,也是世界上最大的能源需求国,所面临的能源危机更为严峻^[2]。

发展新型可再生能源被看成是第四次工业革命的核心任务。促进新能源经济的发展,可以推进能源结构乃至经济结构的转变,对国民经济产生深远影响,也是未来世界各国的竞争重点,能源工业未来的方向将从能源资源型走向能源科技型。包括水电、风电、太阳能发电等在内的可再生新能源发电已经逐渐成为全世界应对能源危机、环境危机及实现可持续发展的重要趋势。图 1-1 反应了近年来全球一次能源结构变化,传统的化石能源(石油、煤炭、天然气)依旧占据主导但呈现逐年下降的趋势,水电占比其次增长微弱,而可再生新能源在近十年变化显著,保持最为明显的增长^[3]。随着中国进入现代化建设的的关键时期,大力推进能源结构改革一直是我国经济建设、生态文明建设的重要目标之一,我国《可再生能源发展“十三五”规划》中指出,到 2020 年中国的全部可再生能源发电装机将达到 6.8 亿千瓦,发电量 1.9 万亿千瓦时,占全部发电量的 27%^[4]。

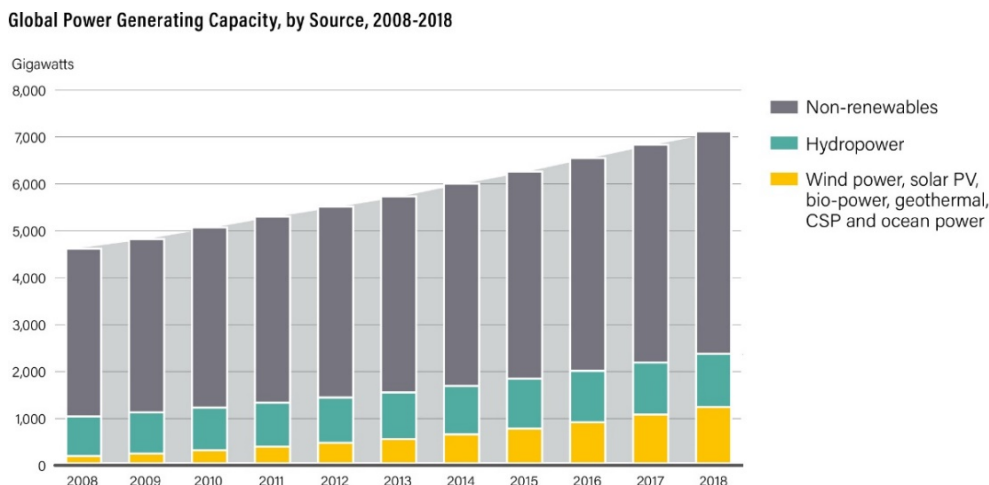


图 1-1 全球一次能源结构变化

可再生能源的发展，将减少工业生产对传统化石能源的需求，降低碳排放量，促进能源结构合理化，有利于可持续发展，但随着可再生能源的大规模应用，新能源接入电网的容量增加，也对现有的交流配电系统提出了一系列挑战：潮流分布与继电保护配置改变、谐波污染与电能质量下降、调度控制困难、变压器/线路过载等^{[5]-[8]}，由于目前大部分可再生新能源如光伏、燃料电池和直驱式风力发电等输出本身具有直流特性，同时用户端直流型负荷如 IT 设备、照明等比重持续增加，中间储能环节如蓄电池、超级电容等绝大部分也是采用的直流电，大功率电力电子与柔性直流输配电技术日臻成熟，区域直流配网已成为未来城市与工业园区配电系统建设的重要趋势，这也为高比例可再生新能源的接入提供全新载体与技术选择。目前我国已经有多条直流输电网投运和在建，其中正在建设的张北可再生能源柔性直流电网示范工程是世界上首个环网状直流输电系统，支撑着 2022 年北京冬奥会供电和张北地区大规模清洁能源的开发利用，为风电、光伏等新能源的送出和消纳提供了高效灵活的方案^{[9][10]}。

图 1-2 所示是一典型的直流配电网示意图，中压 10kV 直流母线的引入，使得分布式新能源光伏、直流风电、燃料电池等产生的能量能够高效地并入电网，同时通过交直流换电站、直流变压器可以与中压 35kV 交流电网、低压 375V 直流电网形成互连，使分布式新能源的发电、输电、用电协调有序。区域性的直流配电网能够有效提高供电容量和电能质量，减小线路中无功功率的影响，降低电能损耗，作为高压交直流输电网和分布式新能源的有效接口，能够充分发挥可再生能源的价值和效益，具有新能源并网、储能接入以及交直流负载配电^[11]等多方面的功能。

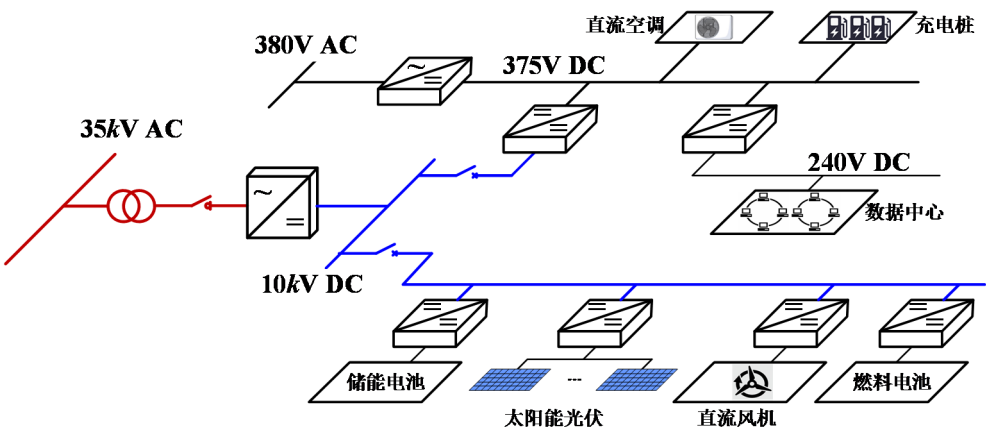


图 1-2 典型直流配电网示意图

直流配电网的稳定运行离不开两方面的因素，一是网侧作为负载侧能够有效接收分布式新能源或储能端并网的能量，二是网侧作为源侧能够有效给直流负载侧配电，而这两方

面所需要的关键技术，都需要由图 1-2 中的 DC/DC 变换器即直流变压器支撑。作为直流配电网互联最为关键的一环，直流变压器直接影响着直流配电网的发展。

直流变压器在传统的交流输配电网中也具有广泛的应用，作为电力电子变压器(PET, Power Electronic Transformer)中的 DC/DC 级，参与不同电压等级的交流电转换，如图 1-3 所示是一种基于电力电子变压器的三级式结构，由于中间直流变压器的存在，省去了交流电网母线的互连所需要的工频变压器，可以大幅度降低系统体积^[12]。虽然直流变压器中会采用大量功率半导体器件完成能量转换，其效率和成本方面可能还不能和工频变压器比肩，但是中间直流变压器可以实现变换器的输入输出完全解耦，前级的 AC/DC、隔离级的 DC/DC 以及后级的 DC/AC 可以分别解耦控制，降低了控制难度，同时中间级的 DC/DC 变换器通过选取合适的拓扑和控制方式，能够实现软开关，降低损耗，前级的 AC/DC、后级的 DC/AC 均可提供无功补偿，提升电网质量，输出电压和输出电流也能够实现连续调节。

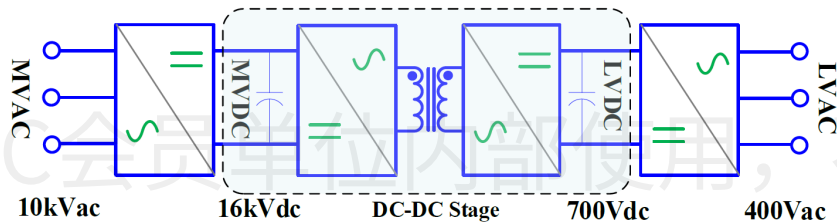


图 1-3 三级式电力电子变压器结构

综上所述，在未来的能源结构变革中，可再生能源将逐渐替代传统能源成为新的能源发展方向。为了更好地利用可再生能源，避免可再生能源接入交流配电系统存在的固有问题，直流配电网正逐渐成为高比例可再生能源接入的全新载体与技术选择，其中直流变压器作为新能源并入直流电网的关键技术正受到越来越多的关注与重视，一方面直流变压器能够解决如何更好地使中压直流电网接入可再生能源提供的能量，另一方面直流变压器也能够给用电侧提供需求电压等级的电网电压，更好地消纳能量。因此为了更好地适应未来中低压直流配电系统的需求，针对于中低压直流变压器的研究具有重要的学术价值和工程价值。

1.2 中低压直流变压器的研究现状

随着分布式新能源的大规模应用，尤其是分布式太阳能发电和风力发电的强势发展，直流配电系统也已从起步阶段进入到规模性实践的阶段，作为直流配电系统中必不可少的

关键设备，中低压直流变压器能够实现不同直流电网之间能量传递、电压变换以及电气隔离，在最近几年受到各国研究人员广泛的关注。对于中低压直流配电网，其中压侧电压等级一般在 10kV 以上，虽然随着新一代碳化硅功率半导体器件的发展，功率半导体器件容量和耐压等级已经大幅提高^{[13]-[15]}，但仍然和电网电压差距明显，无法直接适用于直流配电系统中高压大功率的场合，需要借助电力电子拓扑来承受直流电网的高压。目前直流变压器的拓扑形式，根据与中压侧的连接方式，可以分为三种：基于高压功率器件或器件串联的拓扑、低压功率单元级联型拓扑和模块化多电平拓扑。

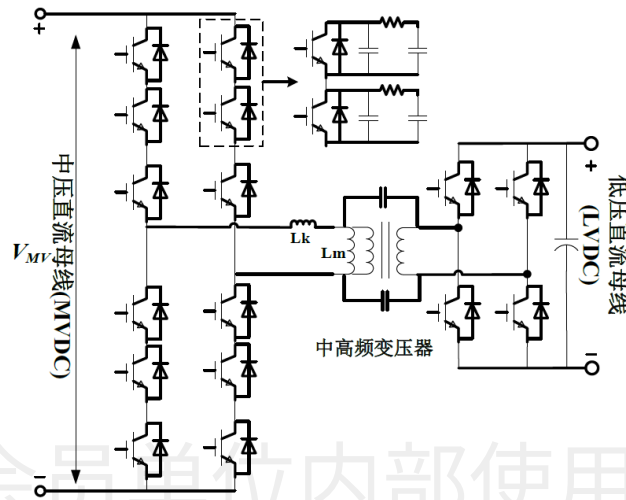


图 1-4 基于器件串联的直流变压器

如图 1-4 所示是一种基于器件串联的直流变压器拓扑，该拓扑的中压侧是利用 SiC MOSFET 或者 SiC IGBT 的串联来承受高电压，其具体工作原理在文献[16][17]中被阐释。高压器件的直接串联确实大幅度简化了直流变压器的拓扑结构，从而可以利用传统的两电平桥式结构实现 DC/DC 变换。但是串联电路中各有源器件的均压问题却限制了这种拓扑结构的实际应用，由于各个功率器件的控制信号延时、开关速度不可能完全相同，为了避免电压过冲，器件在承受反压时必须加入箝位电路和吸收电路，这势必会带来较大的开关损耗，降低系统效率。为了保证功率器件的可靠工作，考虑足够的安全裕量，实际串联时每个器件的电压利用率较低。此外，高压场合的两电平结构产生的方波 dv/dt 极高，产生较大的电磁干扰噪声。就目前技术而言，高压器件的直接串联并不是一种最佳的直流变压器方案。

如图 1-5 所示是一种应用在分布式太阳能光伏直流并网场合的功率单元级联型直流变压器，其整个变换器系统是由若干个隔离的低压功率单元模块组成。在低压侧直流母线端各功率单元呈并联关系来承受输入的大电流，在中压侧直流母线端呈串联关系来承受输出的高电压，因此这种结构也被称为 IPOS（Input-Parallel-Output-Series）结构。同时与之对

称的,从中压直流侧向低压直流侧传输功率时,可以用 ISOP (Input-Series-Ouput-Parallel) 级联型结构来承受输入的高电压和输出的大电流。对于级联型直流变压器中每个功率模块单元,拓扑结构一般采用谐振型或者移相型直流变换器,谐振型变换器通过调节频率控制输出功率,容易实现软开关,具有更高的效率,而移相型变换器由于存在循环功率,损耗有所增加,但工作频率恒定,可以对原副边都进行有源控制,更容易实现能量的双向流动。

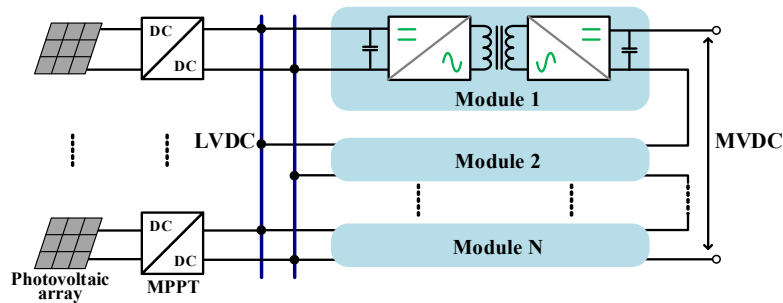


图 1-5 多功率单元级联型直流变压器

在多功率单元级联型的直流变压器中,各功率单元结构相同,能够实现模块化设计,有利于设备标准化以及成本控制,所以这种级联型的直流变压器结构目前具有较为广阔的应用场合^{[18]-[20]}。但这种结构也有其存在的问题,首先为了保证整个系统稳定可靠工作,必须要求每个功率单元模块的工作状态一致,也就是在并联侧实现模块间均流,在串联侧实现均压,需要设计额外的控制环路来实现,增加了系统控制的复杂度;另外由于每个级联单元中都存在隔离变压器,为了满足系统电气绝缘要求,这些隔离变压器的绝缘电压都需要和中压侧电压等级匹配,造成实际每个变压器的窗口利用率低,功率单元级联型直流变压器的功率密度难以提高。

如图 1-6 则是一种采用了模块化多电平（MMC, Modular Multilevel Converter）结构的中低压直流变压器^{[21][22]},其结合了 MMC 和双向有源桥（DAB, Dual Active Bridge）的电路形式。中压侧由四个半桥臂（Arm）构成,每个半桥臂中包含若干个子模块（SM, Submodules）和一个桥臂电感的串联,以承受输出的高电压,其中每个子模块包含一个半桥的功率开关和一个稳压电容,开关器件的耐压由稳压电容决定,电压应力不会太高。这种模块化多电平中低压直流变压器特点在于每个子模块设计相同,加工方便成本低,冗余设计简单易维护,并且由于只采用了一个隔离变压器传输全部功率,在绝缘电压相同的情况下变压器的窗口利用率高,变压器体积相比于多功率模块级联单元要大幅度减小,直流变压器的功率密度能够提高。对于这种模块化多电平结构中子模块的调制方式目前存在多方面的研究,电路的工作方式(移相型或谐振型)也决定了直流变压器的效率和调压能力,

从而决定了其实际应用场合，基于模块化多电平结构的中低压直流变压器也是目前研究比较多的直流变压器形式。

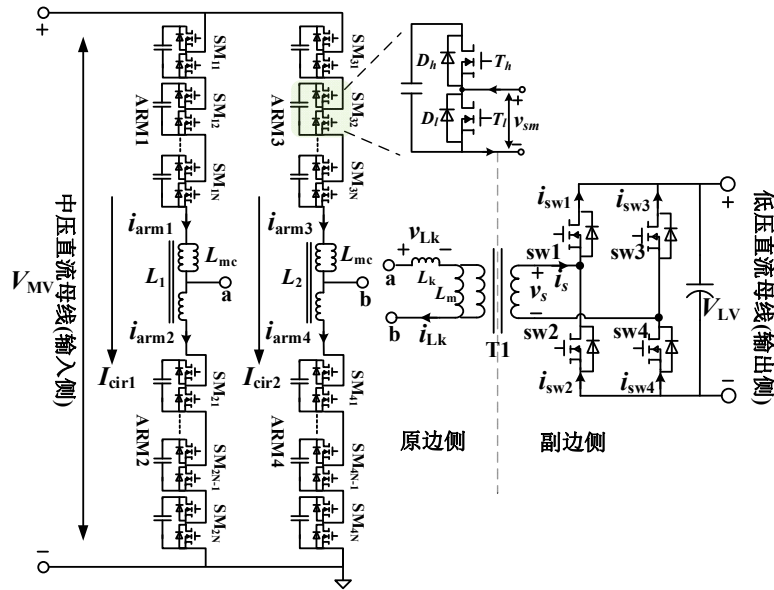


图 1-6 模块化多电平中低压直流变压器

1.3 谐振型中低压直流变压器的关键技术

基于前述分析，谐振型中低压直流变压器相比于移相结构，往往更容易实现软开关，也具有更高的工作效率，因此本节及后文都将主要以谐振型直流变换器为分析对象，阐述目前应用较多的级联式拓扑和模块化多电平结构直流变压器中的关键技术及需要解决的问题。

1.3.1 级联式拓扑的均压均流技术

对于多功率单元级联型直流变压器，并联侧的均流和串联侧的均压分别决定了不同功率单元的热损耗分布和器件是否能够安全耐压，对于变换器的稳定可靠运行至关重要。

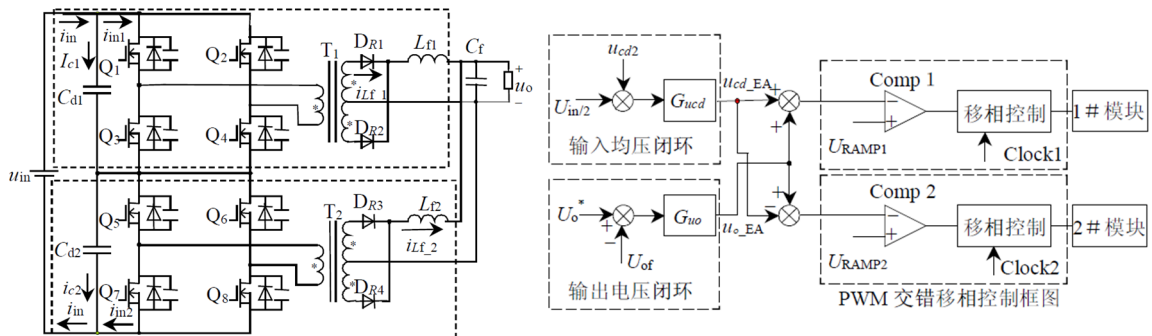


图 1-7 功率级联全桥模块 DC/DC 变换器及其控制框图

文献[23]基于输入串联输出并联 (ISOP) 的全桥变换器对级联结构的均压均流关系进行了分析, 如图 1-7 所示, 指出了对于功率模块级联型直流变压器, 只需要保证串联侧均压, 那么并联侧就能够实现均流, 除了对输出电压进行闭环控制, 同时增加了输入均压环来保证串联侧的均衡, 并联侧的电流也能够达到均衡。

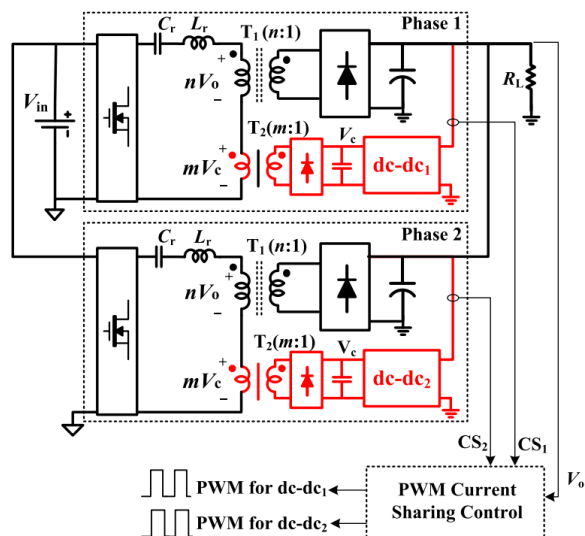


图 1-8 部分能量处理的两相均流 LLC 变换器

同样是利用控制上的策略来处理均压均流问题,文献[24]针对两相并联的 LLC 谐振型变换器提出了一种基于对输出部分能量处理的方式,如图 1-8 所示,其利用输出的部分能量产生回馈电压加入谐振腔,改变谐振腔内电流的大小,最终使谐振腔内的谐振电流达到均衡,输出侧的电流也能够实现均衡。

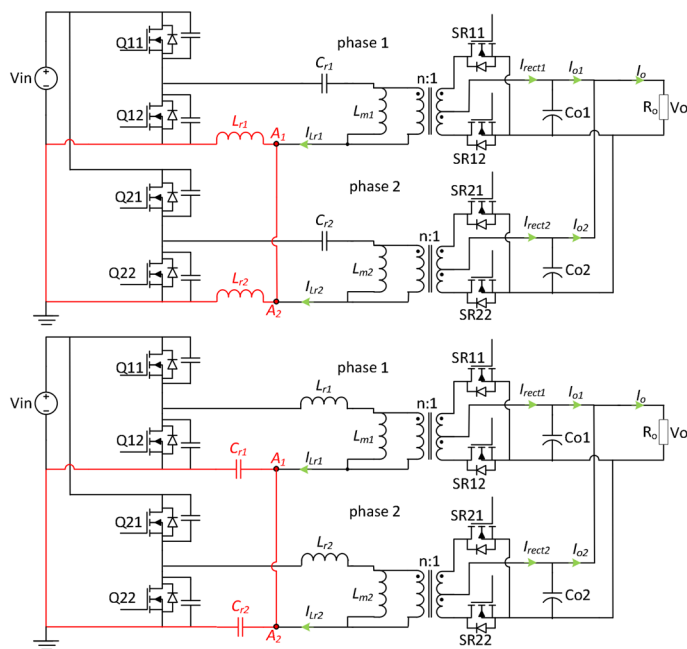


图 1-9 无源阻抗匹配的两相均流 LLC 电路

利用均压或者均流的控制环路能够达到非常理想的均压均流效果,但是往往会要求额外的辅助电路,控制环路复杂度会增加,尤其是当谐振型电路工作在直流变压器(DCX, DC Transformer)模式下时,工作于谐振频率能够实现很高的效率,本身并不需要复杂的控制环路来调节,额外的均压均流策略可能代价较大。为了实现级联型直流变压器中电流的自动均衡,文献[25][26]提出了一种无源阻抗匹配的方法,如图 1-9 所示,在多相半桥 LLC 谐振变换器中达到了非常好的效果,其具体思路是让多相谐振腔内的阻抗产生耦合,通过采用 Δ/Y 变换能够解耦谐振腔,并且在各支路中都会产生相应的补偿阻抗,抵消由于谐振元件参数不匹配而导致的谐振电流不均。无源均流能够简化控制难度,非常适合对于效率要求高,增益变化要求不高的直流变压器中,但目前的研究大多基于输入并联输出并联(IPOP)的中小功率级联型拓扑中,对于如图 1-5 所示的应用于新能源并网的多模块级联拓扑的均压均流方式还缺乏完善的探讨分析,并且当上述无源阻抗均流的方式扩展到全桥电路中,问题将变得更为复杂。

1.3.2 模块化多电平谐振变换器的拓扑及控制

目前模块化多电平结构在中高压场合已有广泛应用,如 HVDC、STATCOM、FACTS 等。为了实现中低压 DC/DC 变换,文献[27][28]提出了一种面对面(Front-to-Front)的直流变压器结构,通过 DC-AC-DC 变换实现电网电压互连,这种结构中采用正弦电压调制,由于硬开关的影响,开关频率被限制在数百赫兹,导致隔离变压器的体积较大。为了克服此问题,文献[29]提出了一种准两电平调制的方式,开关频率能够与基波频率一致。相比于正弦电压调制,准两电平调制能够减小隔离变压的体积,提高变压器利用率,同时在特定工作条件下功率器件也能够实现软开关。

实际在中低压应用场合,已经有文献[22]进一步将模块化多电平结构和 DAB 变换器结合,如图 1-6 所示,中压侧采用 MMC 的桥臂结构承受输入的高电压,利用原副边的双有源控制实现能量中压-低压的双向传输,这种直流变压器也被称作 M2DAB (Modular Multilevel DAB)。M2DAB 电路继承了模块化多电平结构和 DAB 电路的优点,仅采用一个高频变压器就能实现中低压侧的功率传输,但其缺点也和传统的 DAB 电路相类似,工作时存在较大的循环电流给输入侧回馈能量,造成额外的导通损耗,并且当原副边电压增益比不为 1 时容易丢失零电压开关(Zero Voltage Switching, ZVS)^[30],受此限制,M2DAB 不适用于输入或者输出电压变化范围较大时的应用场合。

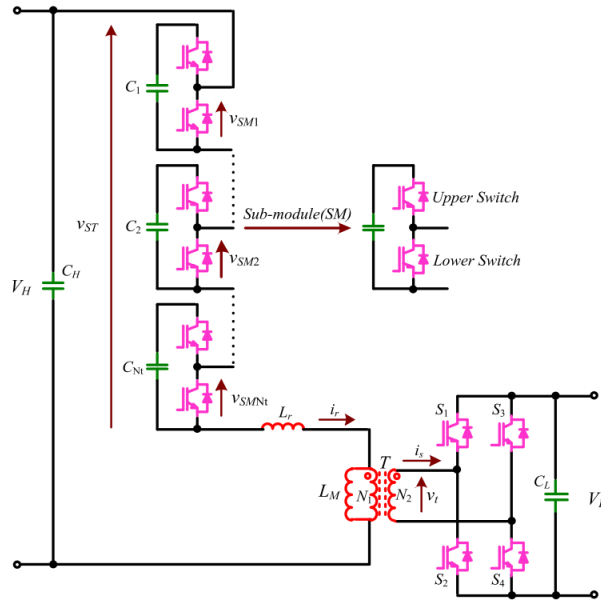


图 1-10 RMMC 变换器拓扑

利用模块化多电平结构实现中低压直流变压器的另一种方式是将 MMC 和谐振型直流变换器结合，如图 1-10 所示是文献[31]中提出的隔离型谐振 MMC 变换器（RMMC）。对于其中的子模块采用的是移相调制的方式，为了调节谐振腔输入电压的大小，每个周期内有若干个子模块工作在开关状态，其余子模块则保持电容常插入，这些插入的串联子模块电容一方面参与和谐振电感的谐振，另外一方面维持自身的直流电压分量不变，起到隔直的作用。RMMC 变换器能够实现较高的输入输出电压变比。该电路存在的问题在于，子模块电容若要起到隔直的作用，其电容值往往较大，同时要实现和谐振电感的谐振，RMMC 其实几乎丧失了通过调节工作频率来调压的功能。并且由于每个开关周期只有一个子模块发生开关动作，谐振腔输入电压的幅值等于子模块电容电压，远小于输入侧直流电压，所以中压侧的电流应力非常高。

综合而言，对于 MMC 和 DAB 的结合，已经有前人做了大量工作，M2DAB 具有其实用价值但也存在明显的缺点。而对于 MMC 和谐振型变换器的结合，目前相关的研究仍旧处在探索阶段，如何充分发挥 MMC 和谐振变换器的优势仍需进一步研究。

1.4 本文的选题意义及主要研究内容

为了适应可再生能源的快速发展和直流配电网的需求，中低压直流变压器具有十分重要的研究意义。本文基于目前中低压直流变压器的发展现状展开探讨，主流的两种中低压直流变压器形式——功率模块级联型结构和模块化多电平结构都存在一定的技术问题。

合适的均压均流方法对于功率模块级联型结构稳定可靠工作至关重要，同时如何进一步拓展模块化多电平结构与直流变压器的结合也亟需深入研究。本文的主要研究内容基于以上两个问题展开，具体如下：

第一章主要围绕中低压直流变压器的研究背景展开，介绍了当前可再生新能源和直流配电网的发展形势，阐释了对于中低压直流变压器研究的迫切需求。之后总结了中低压直流变压器的研究现状，分析了目前主流的功率模块级联型和模块化多电平结构的直流变压器存在的问题并指出了本文的研究方向。

第二章针对输入并联输出串联（IPOS）的级联型 LLC 谐振变换器存在的问题进行了分析，首先从变换器的效率优化出发提出了对级联型变换器的多个隔离变压器可采用磁集成方案来减小变压器磁芯，提高变压器的窗口利用率，之后对于级联型 LLC 谐振型变换器中存在的均流问题展开探讨，分析了电流不均现象产生的原因，并分别从模块间均流和模块内均流两方面提出了解决方案，在不增加控制复杂度的前提下能够提升变换器的均流性能，最后通过仿真和实验对所提出的变压器磁集成和均流策略进行了验证。

第三章针对目前 MMC 和谐振型变换器结合并不完善的研究现状，提出了一种新的模块化多电平谐振型（Modular Multilevel Resonant, MMR）DC/DC 变换器拓扑，并对拓扑的工作原理、调制方式、子模块均压原理进行了分析，并提出了一种针对 MMR 的高压启动策略，总结了 MMR 的特点及优势，最后通过仿真和实验对所提出拓扑的工作方式和实用性进行了验证。

第四章对本文的研究内容进行了总结，并对本课题之后的研究工作进行了展望。

第2章 IPOS 级联型 LLC 谐振变换器均流策略研究

2.1 引言

本章研究的 IPOS 级联型 LLC 谐振变换器适用于大电流输入高电压输出场合，例如分布式光伏直流并网，如图 2-1 所示。由于采用了输入并联输出串联的级联型结构，每个级联模块上的电流和电压应力都大大减小，因而可以利用导通电阻更低的低压功率器件，实现更高的系统效率。

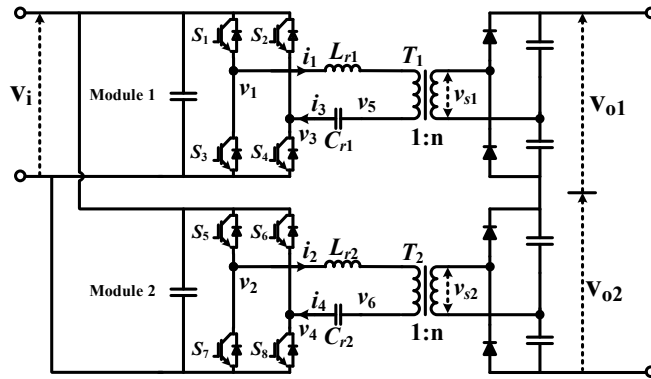


图 2-1 IPOS 级联型 LLC 谐振变换器

在并网应用中，电压在低压侧和中压侧通常均能保持稳定，直流变压器的结构可以应用于此。通过使 LLC 谐振变换器定频工作在其谐振工作点附近，能够同时实现原边功率器件的零电压开通（ZVS）和副边整流器件的零电流关断（ZCS），进而实现变换器更高的效率和更小的电磁干扰（EMI）。

在 IPOS 结构的变换器中，输入侧的均流和输出侧的均压是一个影响系统稳定和可靠工作的关键因素，如 1.3.1 节分析可知，在总的传输功率一定时，输入电流/输出电压的均衡决定了不同模块间的功率均衡。在级联式结构中为了实现功率均衡分配，一般的做法是在输出侧增加均压控制环，或者在输入侧增加均流控制环。对于 PWM 变换器，额外的均压/均流控制环通过解耦控制各个模块的占空比来维持功率均衡。而对于谐振变换器，则需要控制各个模块的工作频率来均压/均流。一方面，均压/均流控制环需要相对较复杂的控制策略，对于直流变压器反而变成了一种阻碍；另一方面，对于 LLC 谐振变换器，在其谐振工作点运行可以得到最高的工作效率，若对各个模块的工作频率都进行调整可能会降低系统效率。

针对于所研究的 IPOS 级联型 LLC 谐振变换器，本文从变换器的效率考虑，采用磁集成技术耦合变压器结构，减小了所用的变压器体积和损耗，提高系统效率。同时为了实现级联型变换器电流的自动均衡，本文基于多相半桥 LLC 共无源阻抗^[26]的方法，提出了一

种适用于多相全桥 LLC 自动均流的方法,通过无源的谐振腔耦合,实现了模块间的均流,通过桥接电感和有源移相控制,进一步实现了模块内的均流。后文将基于 2-1 所示的双模块 IPOS 级联型 LLC 谐振变换器电路结构和相关参数展开详细讨论。

2.2 变压器磁集成研究

通常 IPOS LLC 谐振变换器包含多个 DC/DC 模块,并且每个模块都需要一个独立的隔离变压器。这些隔离变压器会占据整个变换器较大一部分的体积和损耗,因此在变换器中隔离变压器的设计十分关键。对于变换器中多个相同功能的磁性元件,可以采用磁通量抵消的方法来进行设计,本节对图 2-1 中的两隔离变压器进行分析。

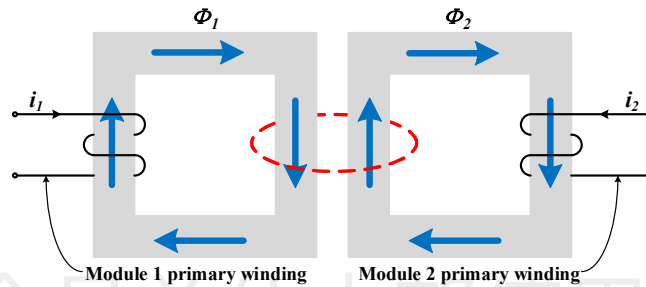


图 2-2 分立磁芯的变压器

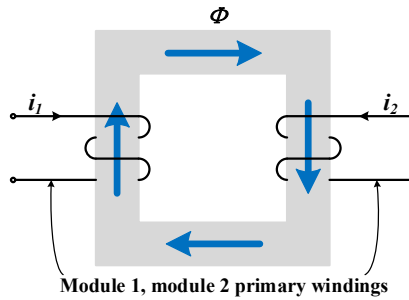


图 2-3 耦合磁芯的变压器



图 2-4 变压器等效磁路

为了便于对磁通量抵消的原理进行阐述,用图 2-2 来表示图 2-1 中的两个分立变压器。从图中可知,当采用两个分立的磁芯来绕制变压器时,考虑两个模块工作状态相同,流经

变压器线圈中的电流 i_1 和 i_2 相等，所以两个磁芯中的磁通量 Φ_1 和 Φ_2 大小相等，磁芯体积相同，因而两个变压器总的磁损是单个变压器的两倍。但同时从图中可以发现，当采用合适的线圈绕制方式时，两变压器磁芯中的磁通量 Φ_1 和 Φ_2 按图示均朝顺时针方向，磁芯 1 和磁芯 2 中相邻磁柱中的磁通量大小相等方向相反，其实际等效磁通为零。为此可以将两磁芯的磁中柱取消，用一个磁芯实现两个变压器的磁集成，如图 2-3 所示。

为了分析采用耦合变压器之后磁芯中的磁通量的变化，图 2-4 所示分别是分立磁芯和耦合磁芯的变压器等效磁路图。由图可知，在两个变压器工作状态相同时，线圈中的电流相同决定了磁压 F_1 和 F_2 相等，同时磁阻 R_{m1} 和 R_{m2} 主要由磁芯气隙决定，所以：

$$\begin{cases} F_1 = F_2 \\ R_{m1} = R_{m2} \end{cases} \quad (2-1)$$

可以得出：

$$\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi \quad (2-2)$$

当采用了耦合磁芯后，耦合磁芯中的磁通量 Φ 相比于分立磁芯中的磁通量 Φ_1 和 Φ_2 保持不变，所以单位体积内的磁损不变，但一个耦合磁芯的体积要小于两个分立磁芯，所以两变压器总的磁损减小。

另外通过利用图 2-3 中的耦合磁芯，流经两变压器线圈的磁通量保持一致，因此根据变压器副边电压和磁通量之间的关系可以得到：

$$v_{s1} = v_{s2} = n \frac{d\Phi}{dt} \quad (2-3)$$

由式 (2-3) 可知，两个变压器副边电压可以自动均衡，从而经整流后的两模块输出电压 (V_{o1} 和 V_{o2}) 也能达到均衡。

2.3 模块间均流分析

对于多模块变换器，让电流平均分布在各个模块中是保证系统热应力平均和稳定运行的关键。当 IPOS 变换器采用了变压器磁集成的方法后，如图 2-2 所示，模块间的均流问题变得尤为关键。为了简化分析，图 2-2 中两个模块中功率器件的门极信号可以视为相同，不存在延时，基于此可以得到：

$$\begin{cases} v_1 = v_2 \\ v_3 = v_4 \end{cases} \quad (2-4)$$

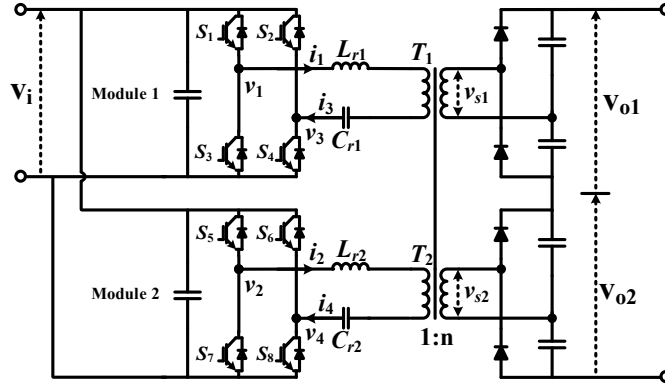


图 2-5 具有耦合变压器的 IPOS LLC 谐振变换器

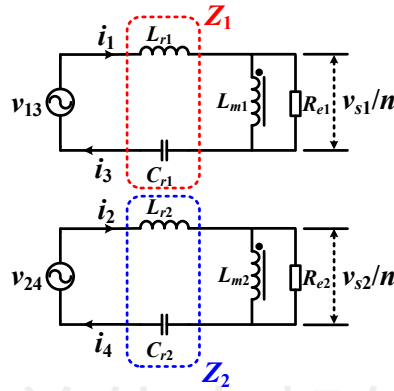


图 2-6 IPOS LLC 谐振变换器等效电路

当两个 LLC 模块的工作频率在其谐振频率时，可以根据基波近似（FHA），作出此时变换器的等效电路如图 2-6 所示，其回路电压方程可以表示为：

$$\begin{cases} v_{13} = i_1 \cdot Z_1 + \frac{v_{s1}}{n} \\ v_{24} = i_2 \cdot Z_2 + \frac{v_{s2}}{n} \end{cases} \quad (2-5)$$

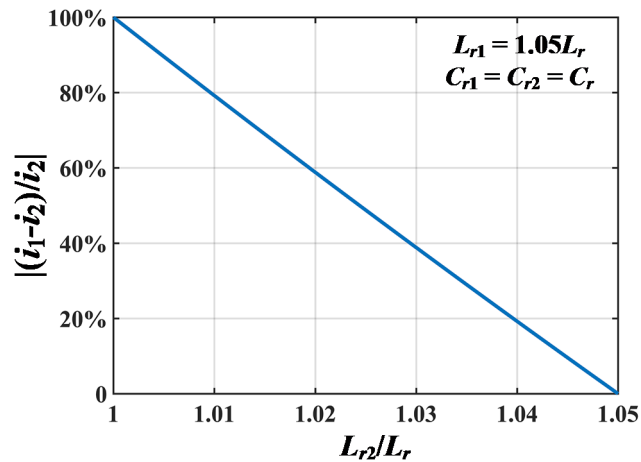
其中：

$$\begin{cases} Z_1 = j\omega L_{r1} + \frac{1}{j\omega C_{r1}} \\ Z_2 = j\omega L_{r2} + \frac{1}{j\omega C_{r2}} \end{cases} \quad (2-6)$$

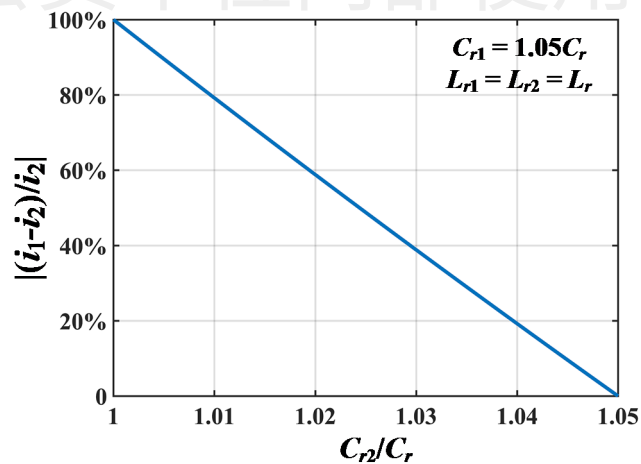
根据式（2-4）（2-5）和（2-6），两个模块中谐振电流的相对关系可以得到：

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{j\omega L_{r2} + \frac{1}{j\omega C_{r2}}}{j\omega L_{r1} + \frac{1}{j\omega C_{r1}}} \quad (2-7)$$

从式 (2-7) 可以看出, 模块间电流的不均主要归因于谐振电感或者谐振电容的元件参数误差。如果考虑 L_{r1} 和 C_{r1} 均存在 5% 的参数误差, 可以以 $|(i_1 - i_2)/i_2|$ 作为数值标准来反映电流的相对不均衡程度。如图 2-7 所示是电流的相对不均衡误差随着谐振电感 L_{r2} 和 谐振电容 C_{r2} 的元件误差大小不同的变化曲线, 其中 L_r 和 C_r 表示归一化的谐振电感和谐振电容值。从图中可以看出, 即使元件误差很小, 均流误差也会变得非常大, 当 $L_{r1}=1.05L_r$ 或 $C_{r1}=1.05C_r$ 时均流误差甚至能达到 100%。



(a) 谐振电感差异造成的电流误差



(b) 谐振电容差异造成的电流误差

图 2-7 均流误差

为了均衡不同模块间的电流, 可以通过插入一谐振腔连线, 使得两个模块的谐振电容产生耦合, 如图 2-8 所示, 由于谐振腔阻抗共享, 其电流不均会受到抑制。为了分析此时两谐振腔的电流关系, 可以作出图 2-8 的等效电路如图 2-9 所示, 因为有短接线的存在, 可以得到电压约束:

$$v_5 = v_6 \quad (2-8)$$

同时，根据回路电压方程可得：

$$\begin{cases} v_{15} = i_1 \cdot j\omega L_{r1} + \frac{v_{s1}}{n} \\ v_{26} = i_2 \cdot j\omega L_{r2} + \frac{v_{s2}}{n} \end{cases} \quad (2-9)$$

$$\begin{cases} v_{53} = i_3 \frac{1}{j\omega C_{r1}} \\ v_{64} = i_4 \frac{1}{j\omega C_{r2}} \end{cases} \quad (2-10)$$

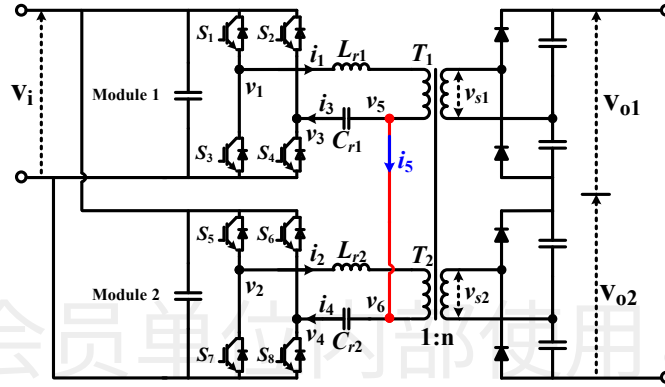


图 2-8 共享谐振电容的 IPOS LLC 谐振变换器

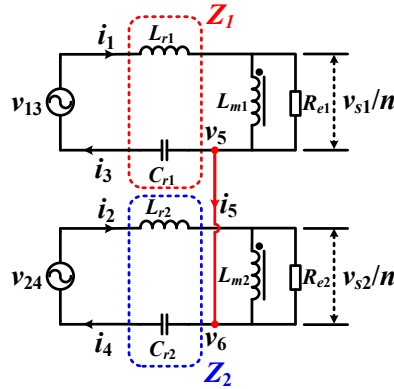
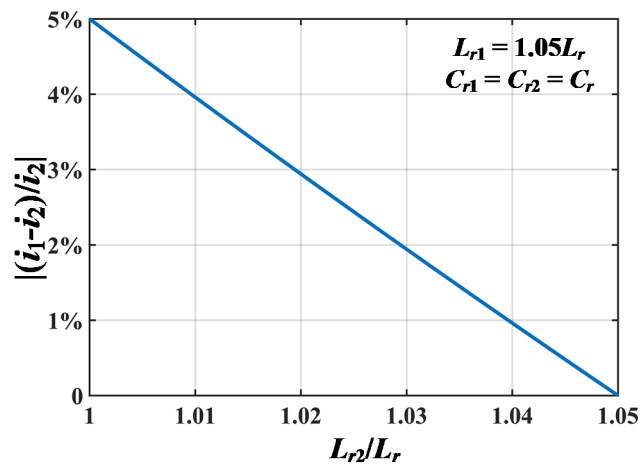


图 2-9 共享谐振电容时的等效电路

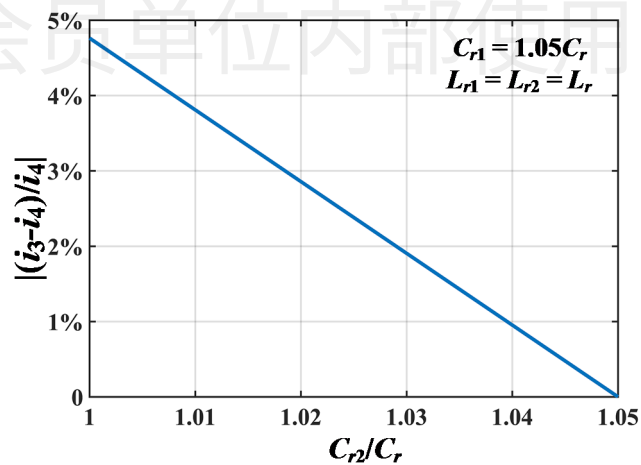
通过结合式 (2-3), (2-4), (2-8), (2-9) 和 (2-10), 可以得到此时两模块的谐振电流关系为：

$$\begin{cases} \frac{i_1}{i_2} = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} \\ \frac{i_3}{i_4} = \frac{C_{r1}}{C_{r2}} \end{cases} \quad (2-11)$$

若仍然考虑 L_{r1} 和 C_{r1} 存在 5% 的元素参数误差，可以做出谐振电流误差随元件参数误差的变化曲线如图 2-10 所示。由图可知，两个模块的均流程度大幅度提高，即使是在最恶劣的情况，电流不均衡误差也会不超过 5%，这在变换器实际工作时是可以接受的，因为均流的根本原因是实现模块间的热应力平衡。在实际应用时通过选用参数误差更小的谐振元件，均流误差可以进一步减小。



(a) 谐振电感差异造成的电流误差



(b) 谐振电容差异造成的电流误差

图 2-10 均流误差

2.4 模块内均流分析

通过连接线共享谐振电容的方法能够平衡模块间的电流 (i_1 和 i_2 , i_3 和 i_4), 但是在同一个模块内的电流 (i_1 和 i_3 , i_2 和 i_4) 可能仍旧会存在差异, 这是因为在连接线上会存在着电流 i_5 , 其大小可以表示为:

$$i_5 = i_1 - i_3 = i_4 - i_2 \quad (2-12)$$

所以电流 i_5 正好反映了模块内部两桥臂电流 (i_1 和 i_3 , i_2 和 i_4) 的差异大小。因此为了抑制模块内电流的不均衡, 也就是减小电流 i_5 , 本节提出一种通过产生补偿电流来抵消 i_5 的方法, 来平衡模块内部电流。

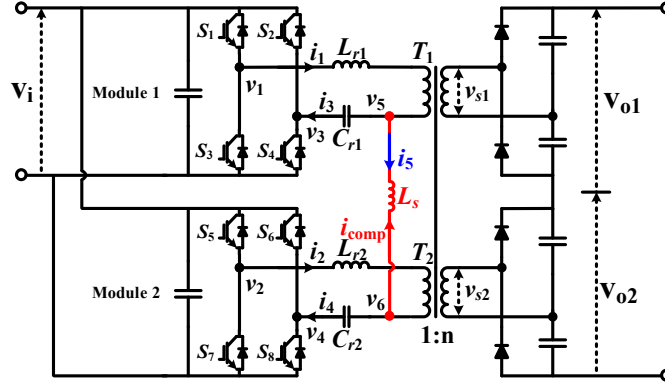
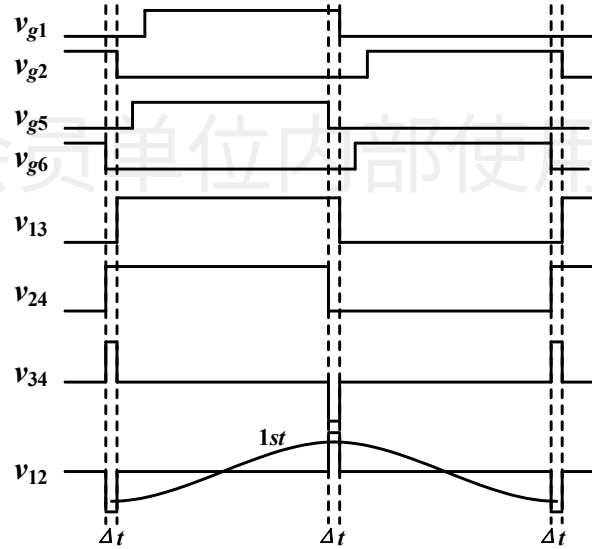
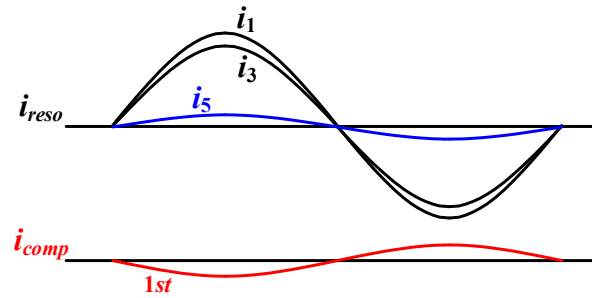


图 2-11 具有补偿电感的 IPOS LLC 谐振变换器



(a) 门极信号和 H 桥输出电压



(b) 谐振电流

图 2-12 工作波形

如图 2-11 所示, 可在 2.3 节所述的谐振腔连接线上, 加入一补偿电感 L_s , 通过合适的门极信号延时控制, 可以在补偿电感上产生补偿电流 i_{comp} 。为了分析补偿电流的产生原理, 这里不妨假设模块 1 的门极信号滞后于模块 2 的门极信号 Δt 时间, 对应的门极电压及桥臂电压波形如图 2-12 所示, 此时在节点 1 和 3, 2 和 4 之间将会产生一个窄脉冲电压 v_{13} 和 v_{24} 。从波形上, 电压 v_{12} 实际落后 H 桥输出的方波电压 v_{13} 90 度的相位, 同时 v_{13} 和 v_{24} 幅值相同但相位相反, 即:

$$v_{12} = -v_{34} \quad (2-13)$$

基于以上产生的窄脉冲电压 v_{13} 和 v_{24} , 可利用其对谐振腔的作用, 在补偿电感 L_s 上产生补偿电流。为了便于分析, 可以作出 v_{13} 和 v_{24} 作用时的等效电路如图 2-13 所示。根据 2.2 节分析, 由于耦合磁芯变压器的存在使得两个变压器的原副边侧电压均相等, 即 $v_{s1}=v_{s2}$, 故图 2-13 可以进一步简化为图 2-14。

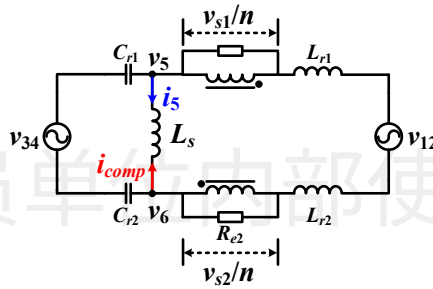


图 2-13 窄脉冲 v_{12} 、 v_{34} 作用下的等效电路

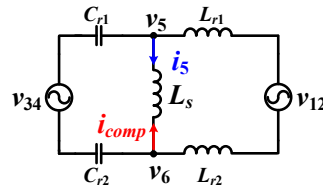


图 2-14 简化的等效电路

分析此电路作用时可以忽略谐振电感电容上的元件参数误差, 令:

$$\begin{cases} L_{r1} = L_{r2} = L_r \\ C_{r1} = C_{r2} = C_r \\ \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \end{cases} \quad (2-14)$$

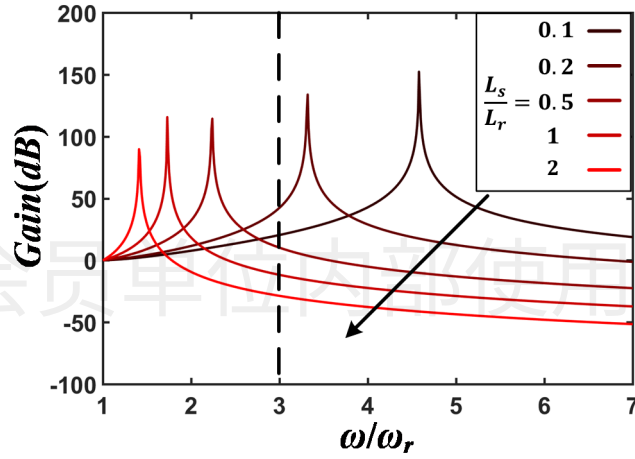
可以推导出电感上的补偿电流与窄脉冲电压 v_{12} 之间的关系:

$$\frac{i_{comp}(\omega)}{v_{12}(\omega)} = H\left(\frac{\omega}{\omega_r}, \frac{L_s}{L_r}\right) \cdot \frac{1}{\omega_r L_r} \quad (2-15)$$

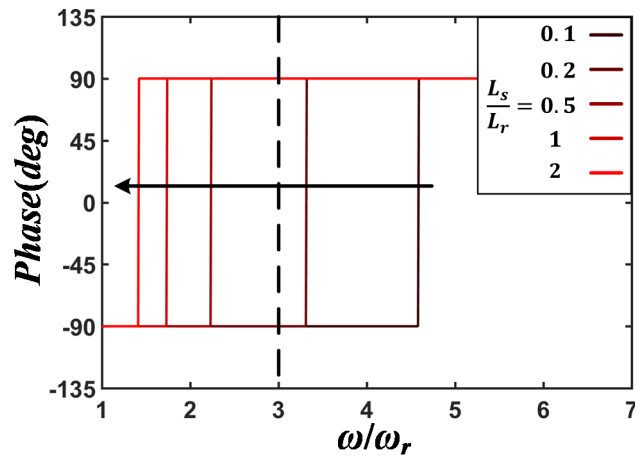
其中：

$$H\left(\frac{\omega}{\omega_r}, \frac{L_s}{L_r}\right) = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 + 1}{j\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)\left[\frac{L_s}{L_r} - \frac{L_s}{L_r}\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 + 2\right]} \quad (2-16)$$

为了分析补偿电流 i_{comp} 的特性，作出系数 $H(\omega/\omega_r, L_s/L_r)$ 的波特图如图 2-15 所示，其中考虑了不同补偿电感 L_s 取值。可以发现，电流 i_{comp} 的基波分量的相角总是滞后于电压 v_{12} 的相角 90 度。但同时从图 2-12 可知，电压 v_{12} 的相角总是滞后于电流 i_5 的相角 90 度。综合结果，补偿电流 i_{comp} 的基波分量相角滞后电流 i_5 的相角 180 度，也就是说， i_{comp} 的基波分量和 i_5 的相位相反，从而也就可以利用 i_{comp} 的基波分量来抵消 i_5 。



(a) 幅频曲线



(b) 相频曲线

图 2-15 系数 H 的频谱特性

需要说明的是，在实际应用中，电流 i_5 的方向取决于谐振元件参数的相对大小。基于

图 2-9，式 (2-11) 和 (2-12)，可以推导出：

$$i_5 = \frac{\frac{C_{r2}}{C_{r1}} - \frac{L_{r1}}{L_{r2}}}{1 + \frac{C_{r2}}{C_{r1}}} \cdot i_1 \quad (2-17)$$

当 $C_{r2}/C_{r1} > L_{r1}/L_{r2}$ 时，电流 i_5 的方向和图 2-11 中所示的方向相同，因此也就要求模块 1 的门极信号要滞后于模块 2 的门极信号，和上述讨论结果一致。而当 $C_{r2}/C_{r1} < L_{r1}/L_{r2}$ 时，电流 i_5 的方向和 2-11 中所示的方向相反，此时也就要求模块 1 的门极信号调整为超前模块 2，从而产生和此时电流 i_5 相位相反的补偿电流。

在利用补偿电流 i_{comp} 的基波分量时，同时需要对其高次谐波进行抑制，如图 2-15 所示，如果补偿电感 L_s 的取值太小， i_{comp} 的高次谐波的幅值就有可能比基波分量的幅值更大，从而使电流产生畸变，增大电路中的损耗甚至让变换器无法正常运行。为了对高次谐波进行抑制，根据上述分析，由于 v_{12} 是窄脉冲电压，只包含有奇数次谐波分量，所以由其产生的补偿电流 i_{comp} 也只含有奇数次谐波分量。需要合理设计补偿电感 L_s 的值，来对补偿电流的三次及更高次谐波加以限制，以不超过基波分量幅值作为限定标准，根据式 (2-15) 可以得到约束条件：

$$\begin{cases} \left| H\left(3, \frac{L_s}{L_r}\right) \right| \leq \left| H\left(1, \frac{L_s}{L_r}\right) \right| \\ \angle H\left(3, \frac{L_s}{L_r}\right) = 90^\circ \end{cases} \quad (2-18)$$

通过求解式 (2-18) 可以得到：

$$L_s \geq \frac{2}{3} L_r \quad (2-19)$$

尽管更大的 L_s 取值可能对高次谐波有更好的抑制作用，从图 2-15 可以看出。但是过大的补偿电感无疑会降低前述 2.3 节中分析的模块间自动均流的效果，因为 L_s 引入的较大的阻抗将使得 v_5 和 v_6 不能再视作等电位。所以对 L_s 的参数设计需要取折中，综合 L_s 取值在 $2/3 \sim 1$ 倍 L_r 比较合适。

除了对 L_s 的取值设计，还需要对模块间的延时时间 Δt 进行合理设计来确保电流 i_5 能够被完全抵消。根据前述分析，产生的补偿电流 i_{comp} 应该满足：

$$|i_{comp}(\omega_r)| = |i_5| \quad (2-20)$$

$i_{comp}(\omega_r)$ 可以通过式 (2-15) 得到, 而 i_s 表示为 $\varepsilon \cdot i_1$, ε 被定义为误差系数, 可以通过式 (2-17) 得到, 从而可以推导出:

$$\left| i_{comp}(\omega_r) \right| = \left| \frac{v_{12}(\omega_r)}{j\omega_r L_r} \right| = \left| \varepsilon \cdot i_1 \right| \quad (2-21)$$

其中 $v_{12}(\omega_r)$ 是窄脉冲电压 v_{12} 的基波分量, 所以根据傅立叶分解得到:

$$v_{12}(\omega_r) = \frac{2\Delta t}{T_s} \frac{4}{\pi} V_i \cdot \sin(\omega_r t + 90^\circ) \quad (2-22)$$

而 i_1 由 LLC 谐振变换器的等效负载决定 (FHA), 如图 2-9 所示, 有:

$$i_1 = \frac{1}{R_{el}} \frac{4}{\pi} V_i \cdot \sin(\omega_r t + 90^\circ) \quad (2-23)$$

结合式 (2-21)、(2-22) 和 (2-23), 可以得到:

$$\Delta t = \frac{\varepsilon \pi L_r}{R_{el}} = \frac{\varepsilon \pi^3 L_r}{2 R_L} \cdot n^2 \quad (2-24)$$

其中 R_L 表示的是变换器的实际负载, n 表示隔离变压器的匝比。从式 (2-24) 可知, 误差系数 ε 越大, 所需要的延时时间 Δt 也越长。实际中, 误差系数 ε 取值通常在 0~5%, 因而只需要较短的 Δt 就能够实现均流的效果。

2.5 实验验证

2.5.1 样机设计

为了验证上述理论分析的正确性, 作者在实验室搭建了一台 200kHz 3.6kW 的双模块 IPOS LLC 变换器样机, 如图 2-16 所示。其主要工作参数如表 2-1 所示。

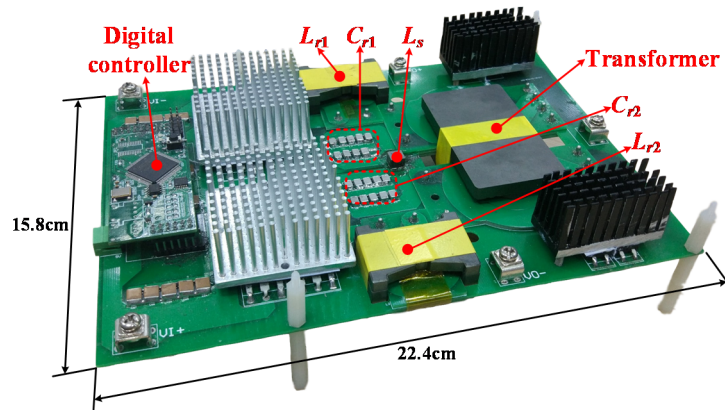


图 2-16 双模块 IPOS LLC 样机实物图

表 2-1 双模块 IPOS LLC 样机主要参数

参数	数值	单位
开关频率	200	kHz
输入电压	100	V
输出电压	1200	V
死区时间	150	ns
变压器匝比	1:3	/
谐振电容	216 (C_{r1}), 238 (C_{r2})	nF
谐振电感	2.6 (L_{r1}), 2.8 (L_{r2})	μ H
励磁电感	25	μ H
补偿电感	1.8	μ H

该样机是以直流变压器的形式设计，工作在固定频率和固定电压增益下，为了灵活控制开关时序，主控制器采用的 FPGA 控制。考虑到输入电压为 100V，单个模块的输入电流有效值为 18A，由于 LLC 拓扑本身具有良好的软开关特性，这里为了平衡功率密度和效率，选择开关频率为 200kHz，可以选用耐压 150V 的 MOSFET IRFP4568PBF 作为主功率开关器件。而副边整流管由于需要承受高电压同时需要有尽可能小的导通损耗，这里选择的是耐压 1200V 的碳化硅二极管 IDH20G120C5。

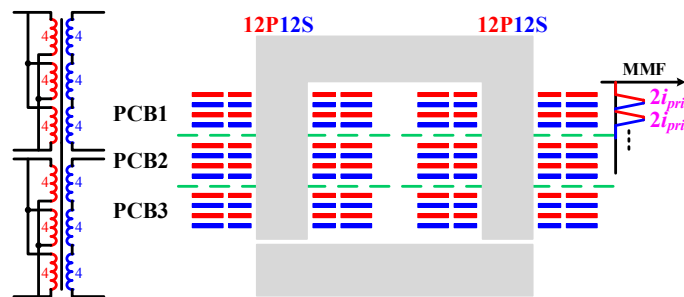


图 2-17 PCB 平面变压器的绕线结构图

谐振电感和变压器都采用的是平面 PCB 绕线的结构，为了在选定的工作频率下磁损最小，其磁芯材料均采用 DMR95。为了进一步减小变压器的绕线的交流电阻损耗，同时也为了减小变压器的漏感，变压器的绕线按照文献[32][33]所提出的模型进行设计。如图 2-17 是所用平面变压器的绕线结构图，采用了耦合磁芯的方式来验证上述所提磁集成方法。由于层数超过四层的 PCB 通常成本高昂，所以这里采用了三个四层的 PCB 叠加来作为变压器绕组，每个 PCB 都有 4:4 的匝数比，原边线圈和副边线圈完全交叠以实现最小的层间磁动势（MMF），原边三个 PCB 并联，副边三个 PCB 串联，所以整体变压器的原副匝比为 4:12。

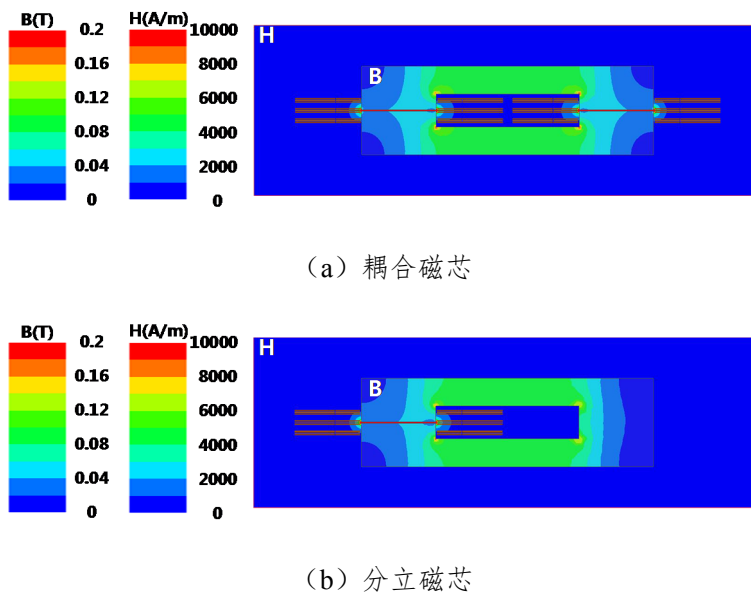


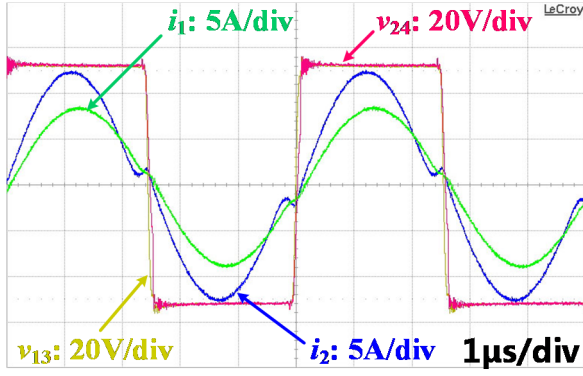
图 2-18 变压器 2D 有限元仿真结果

图 2-18 所示是根据所设计的 PCB 平面变压器结构进行的 2D 有限元仿真，(a) 是采用耦合磁芯的仿真结果，其中两变压器线圈在绕在同一个磁芯上，(b) 是采用分立磁芯的仿真结果，一组线圈对应一个分立磁芯，其磁芯参数一致。仿真结果显示线圈层间的磁动势 (MMF) 非常小，同时通过对比可以发现，耦合磁芯和分离磁芯中的磁场分布几乎完全相同，采用耦合磁芯并不会增加磁芯中的磁通密度，也就是说，在相同工况下，两者单位体积的损耗相同，而耦合磁芯的体积比起分立的两个磁芯要大大减小。基于以上设计，变压器实际测量漏感从原边侧为 50nH ，由于非常小所以在实验中可以忽略其影响。

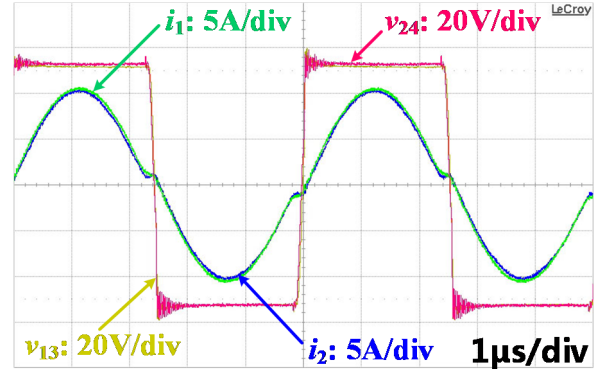
基于上述理论分析均流方法的实现，实际流经补偿电感的电流会非常小，所以在补偿电感上的损耗也会非常小。这里可以选用贴片式电感 SRP7050TA-1R8M 来实现。经过设计样机整体的功率密度大约为 $33\text{W}/\text{in}^3$ 。

2.5.2 实验结果分析

图 2-19 所示是在输入电压 50V ，输出电压 600V ，输出功率 600W 条件下，验证模块间电流均流效果的实验波形，其中 v_{13} 和 v_{24} 分别是两个模块谐振腔的原边输入波形， i_1 和 i_2 分别表示流经谐振电感 L_{r1} 和 L_{r2} 的电流。当两个模块的谐振电容无连接独立工作时， i_1 和 i_2 之间有接近 30% 的电流不均衡误差存在，如图 2-19 (a) 所示。而当两模块的谐振电容通过补偿电感连接在一起后，流经两谐振电感 L_{r1} 和 L_{r2} 的电流几乎完全相等，误差几乎被消除，如图 2-19 (b) 所示。



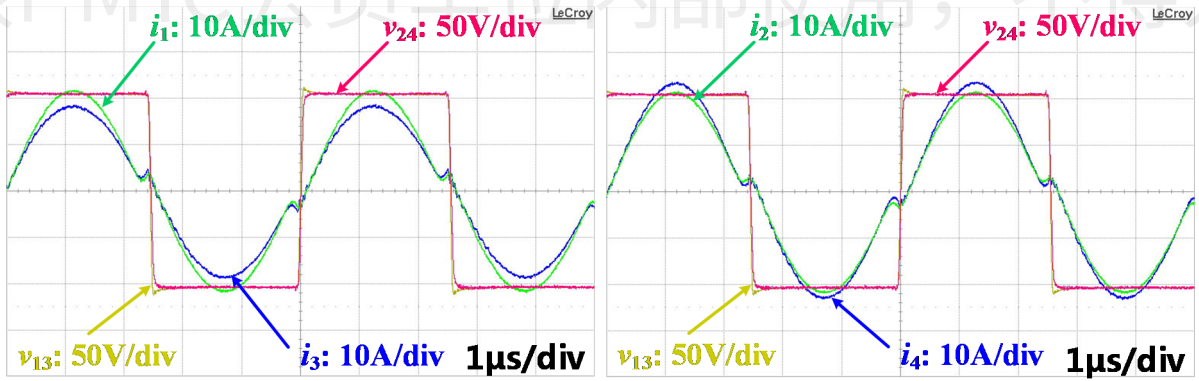
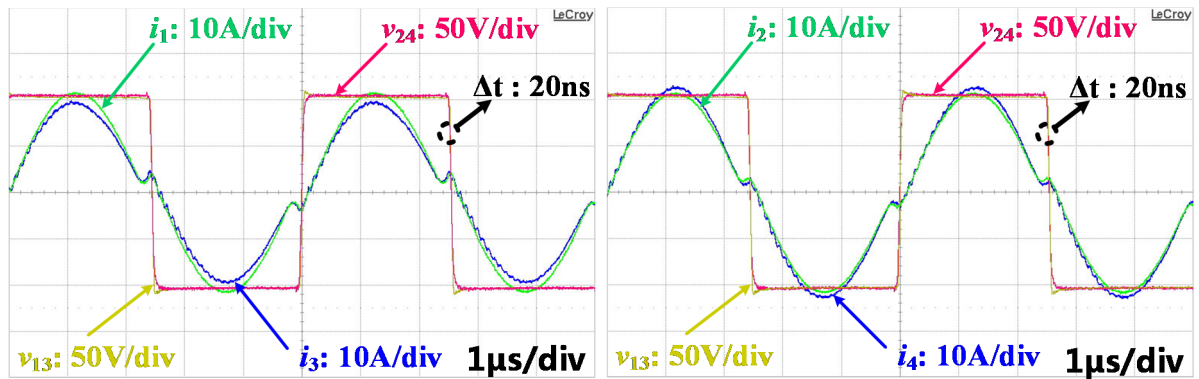
(a) 谐振电容无连接



(b) 谐振电容有连接

图 2-19 模块间均流波形

图 2-20 是在输入电压 100V，输出电压 1200V，输出功率 2.4kW 条件下，验证在不同延时时间下模块内电流均流效果的实验波形，其中 i_3 和 i_4 分别表示流经谐振电容 C_{r1} 和 C_{r2} 的电流。随着延时时间 Δt 从 0 逐渐增加到 40ns，模块内流经两桥臂的电流差异也是逐渐减小，最终误差减小接近于零，验证了所提出的理论方法。同时，当 Δt 为 40ns 时，流经补偿电感 L_s 的电流波形如图 2-21 所示，可以发现，当补偿电流 i_{comp} 和电流 i_s 抵消后，实际流经的电感 L_s 的电流非常小，这也和上述理论相符。

(a) $\Delta t = 0$ (b) $\Delta t = 20$ ns

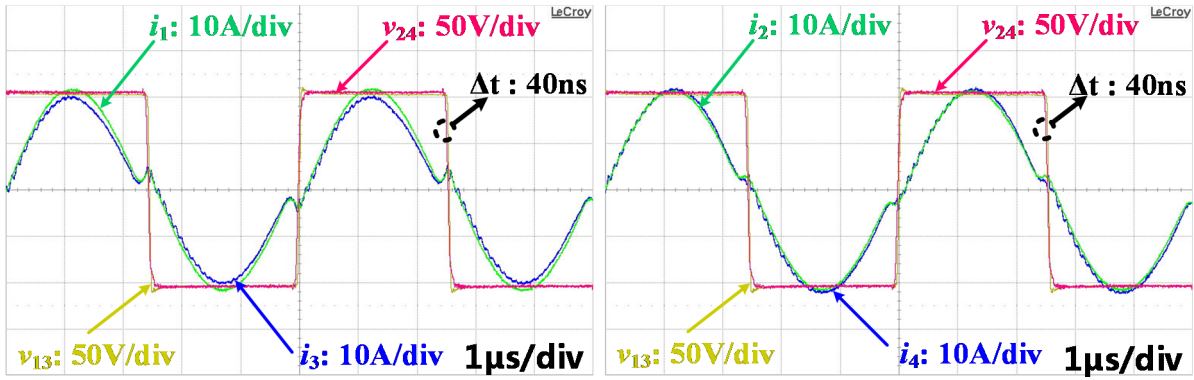
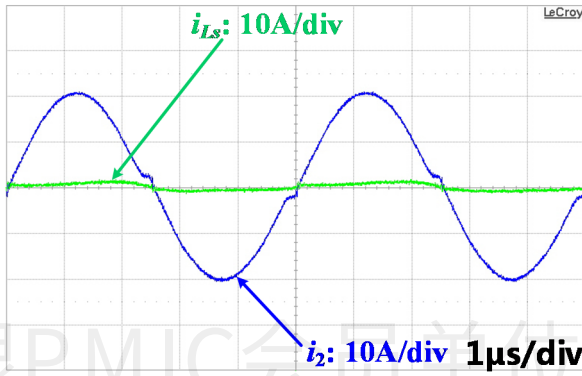
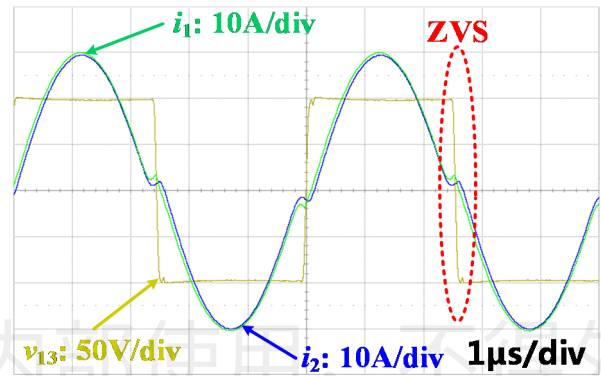
(c) $\Delta t = 40ns$ 图 2-20 不同延时 Δt 下模块内均流波形图 2-21 流经补偿电感 L_s 的电流波形

图 2-22 3.6kW 满载波形

图 2-22 是额定 100V 输入，1200V 输出，3.6kW 满载时的谐振腔电流电压波形，两个模块均能够实现零电压开通（ZVS）。图 2-23 是测试样机在不同负载下时的归一化的效率曲线，同时为了观察变压器磁芯集成的效果，使用相同磁芯的单模块 LLC 样机的效率曲线也绘制在图 2-23 中。所搭建的 IPOS LLC 变换器样机在 2.4kW 负载时有峰值效率 97.5%，在 3.6kW 满载时效率为 96.5%。通过对比可以发现，采用磁芯集成的变压器后，在负载变化范围内双模块样机的效率均比单模块样机高，验证了磁芯集成的效果。

基于实验结果，这里通过理论计算，对样机在 3.6kW 满载条件下的损耗分布进行了分析，其结果如图 2-24 所示。采用耦合磁芯后，变压器的磁芯损耗占总损耗相对而言较小。主要的损耗还是分布在功率器件的导通损耗和关断损耗上，这是因为使用了硅器件，工作在 200kHz 工作频率下，开关损耗占比较高。所以若采用导通电阻和高频性能更好的 SiC 或者 GaN 器件，变换器效率可能会进一步提高。

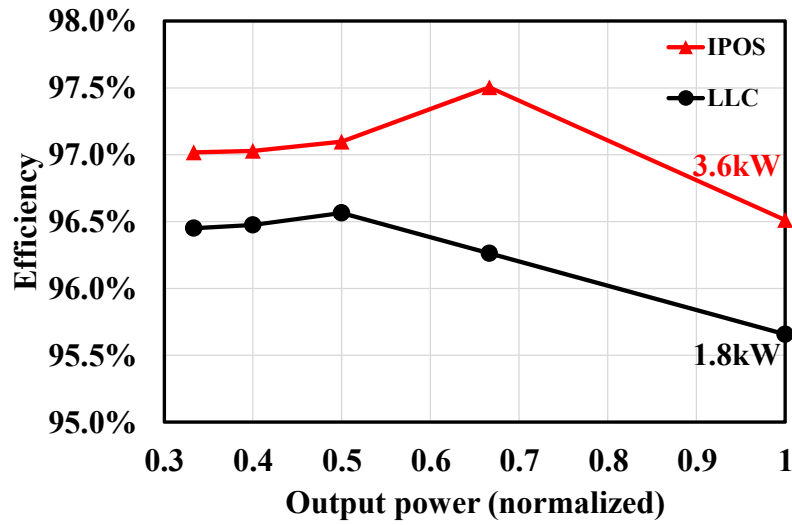


图 2-23 归一化效率曲线

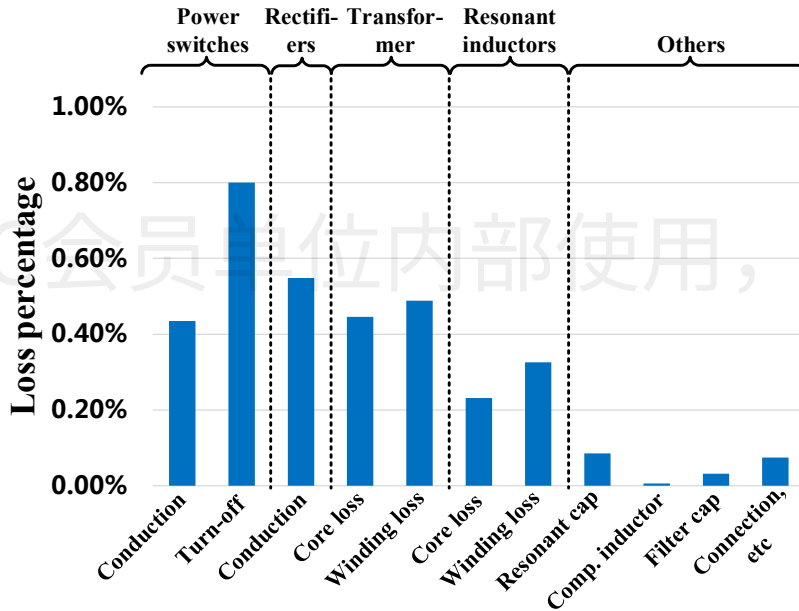


图 2-24 满载工作时损耗分析

2.6 本章小结

本章主要围绕 IPOS 级联型 LLC 谐振变换器存在的问题进行研究，首先针对效率优化提出了采用耦合变压器的方式来减小磁芯损耗，之后主要从模块间均流和模块内均流两个方面对均流问题进行了分析同时提出了均流策略。

针对变压器磁耦合，本章通过分析使用分立磁芯时的磁路，提出了通过合理改变变压器线圈的绕制方式，能够让两个分立变压器的部分磁路相互抵消而不改变剩余磁路的状态，

从而实现磁芯耦合，降低变压器损耗，之后又通过等效磁路的方式进行了理论推导。

针对 IPOS 结构中两个 LLC 模块间的均流问题，本章对 IPOS 结构模块间不均流的原因进行了分析，借助等效电路，推导出电流和谐振元件参数值的关系，结论表明谐振元件参数误差是造成电流失衡的根本原因。之后提出一种共享谐振电容的方法，从硬件上让谐振阻抗解耦，极大降低了谐振参数误差的影响，让模块间的电流能够达到自动均衡。

然而对于全桥 LLC 谐振模块，其模块内部的桥臂电流也可能存在不均。本章分析了模块内部桥臂电流不均产生的原因，并提出了利用补偿电感和模块间的微小延时，产生补偿电流进而抵消不均电流的方法，对于补偿电流如何产生建立了电路模型，进行理论推导，确定了补偿电感的具体选取方案，并对补偿电流的方向及大小如何控制做了详细分析。本章的最后通过搭建实验样机，验证了上述理论分析的有效可行。

本章的分析都是基于 IPOS 结构的谐振变换器，级联型的结构保证了其可以适应大电流和高电压，并且为了确保其效率最大化，需要其中的各个模块都工作在谐振工作点附近，对频率范围的限定也就限制了其最适合对输入/输出电压变化范围要求不高的应用场合。

而为了得到更加优良的电压适应特性，下一章节将提出一种新的谐振型中低压直流变压器拓扑，并将对其工作原理进行具体分析。

第3章 模块化多电平谐振型 DC/DC 变换器研究

3.1 引言

对于输入电压变化较大的中/低压场合，如海底探测供电等，需要将输入 $9\sim 15\text{kV}$ 变化的中压变换为 750V 稳定输出的低压。就谐振型直流变换器而言，相比于使用输入串联输出并联 (ISOP) 的多模块级联型结构，使用单隔离变压器的 DC/DC 变换器更具有优势，因为单隔离变压器磁芯的工作磁密与多模块级联结构的变压器相同，磁芯截面积相同，磁芯体积的增加仅仅是由于线圈匝比要求而增加的窗口面积，同时从绝缘电压的角度考虑级联型模块变压器和单隔离变压器相同，所以就磁芯体积、效率和功率密度单隔离变压器 DC/DC 变换器更具优势。同时对于谐振型 ISOP 结构，通过调节频率使谐振变换器适应输入/输出电压的变化具有一定的局限，因为宽电压调整范围意味着宽频率变化，当频率远离谐振频率时，产生的循环电流会增加导通损耗，部分器件可能会丢失软开关，降低效率，且为了适应宽频率范围，无源元件的体积一般较大。

为了克服谐振 ISOP 变换器在实际应用中存在的上述问题，本章将传统的模块化多电平 (MMC) 结构和 LLC 谐振型变换器相结合，提出了一种新的模块化多电平谐振变换器 (MMR)，如图 3-1 所示，其继承了 MMC 能承受高压、具有容错性和 LLC 高效率的优点，相应的调制和控制方式将在本章后文给出。为了验证拓扑分析的准确性，本章在最后给出了具体的仿真分析和初步实验结果。

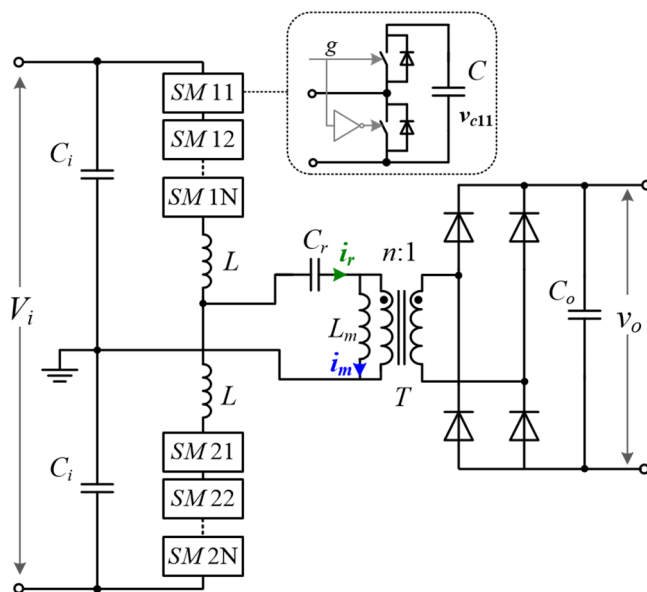


图 3-1 MMR 直流变换器拓扑结构

3.2 MMR 工作原理

3.2.1 拓扑及工作模式分析

如图 3-2 所示，本章所研究的 MMR 拓扑可以从传统的 LLC 变换器拓扑拓展得到：

1、将 LLC 的桥臂开关管替换成多个串联的 MMC 子模块；2、将 LLC 的谐振电感分为两个电感，参与谐振的同时充当 MMC 的桥臂电感。由于在原边侧采用多个串联的子模块结构，MMR 能够承受输入的中压，同时将谐振电感分离，插入到桥臂中充当桥臂电感，此电感参与谐振的同时可以起到在桥臂上抑制由于子模块切进切出而引起的直流环流冲击。

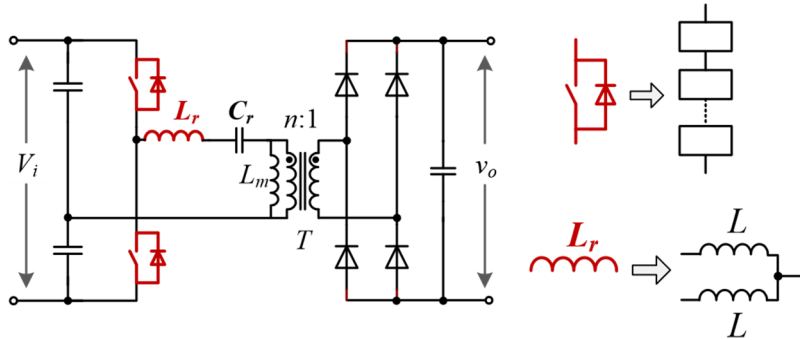


图 3-2 MMR 拓扑的导出

对于 MMR 桥臂中的子模块，采用的是半桥结构如图 3-1 中所示，其工作方式同传统的 MMC 相同，当子模块中的上管（开关管或二极管）导通时，子模块电容嵌入到相应桥臂中，子模块对外输出电容电压，桥臂电流同时给予子模块电容充放电。当子模块中的下管（开关管或二极管）导通时，子模块电容从相应桥臂中被旁路，子模块输出低电压，子模块电容电压不受影响。另外，相比于谐振腔电容，模块电容的取值大得多，当其被插入电路时，对于正常的谐振过程几乎没有影响，所以为了便于后文分析中，子模块电容插入时其电压都被视作直流恒定值。

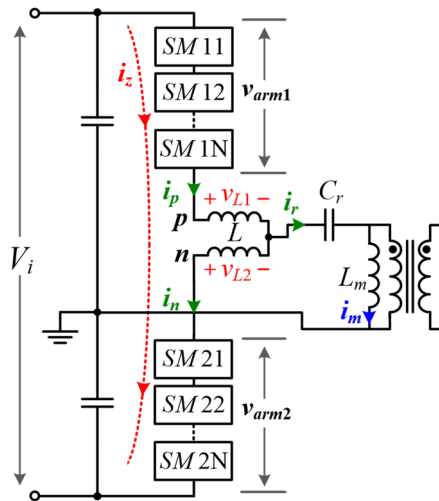


图 3-3 MMR 的桥臂电压和桥臂电流参数

对于 MMR 的谐振腔,其谐振电容 C_r 和励磁电感 L_m 和传统的 LLC 变换器一致,但是其等效的谐振电感 L_r 是由两个桥臂电感 L 并联而成。为了分析桥臂的工作电压和电流状态,考虑 MMR 变换器工作时的具体参数如图 3-3 所示。和传统的 MMC 结构一样^[34], MMR 在工作时其桥臂电流包含两部分:直流循环电流 i_z 和交流电流 i_a , 其中交流电流分量 i_a 是谐振电流 i_r 的一半, 所以其上下桥臂电流 i_p 和 i_n 可以表示为:

$$\begin{cases} i_p = \frac{i_r}{2} + i_z \\ i_n = -\frac{i_r}{2} + i_z \end{cases} \quad (3-1)$$

那么 p, n 两点之间的电压差可以表示为:

$$v_{pn} = v_{L1} - v_{L2} = L \frac{d(i_p + i_n)}{dt} = 2L \frac{di_z}{dt} \quad (3-2)$$

由于 i_z 本质上是桥臂的直流环流, 所以 v_{pn} 实际近似为 0, 可以认为图 3-3 中的 p 点和 n 点虚短, 而对于谐振腔的交流回路, 两桥臂电感并联工作:

$$L_r = \frac{L}{2} \quad (3-3)$$

由上述分析可知, 此时上下桥臂电压 v_{arm1} 和 v_{arm2} 之和即为输入电压 V_i :

$$V_i = v_{arm1} + v_{arm2} \quad (3-4)$$

此时谐振腔的输入电压可以表示为:

$$v_p = v_n = v_{arm2} - \frac{V_i}{2} = \frac{V_i}{2} - v_{arm1} \quad (3-5)$$

由式 (3-5) 可知, 谐振腔的输入电压除了直接受直流侧输入电压 V_i 的影响, 桥臂电压 v_{arm1} 和 v_{arm2} 也可以作为额外的一个自由度来调节谐振腔的输入, 所以 MMR 的输出除了通过频率调节, 也可以通过桥臂电压 v_{arm1} 和 v_{arm2} 调节, 从而扩大其电压调整率。针对桥臂电压 v_{arm1} 和 v_{arm2} 的调制将在下节详细讨论。

3.2.2 调制方式

以 $arm2$ (下桥臂) 为例对桥臂电压的调制进行分析, 如图 3-4 所示是下桥臂子模块 SM 21~SM 2N 的门极驱动信号波形 $g_{21} \sim g_{2N}$ 和对应的桥臂电压波形 v_{arm2} 。为了减小子模块切入切出过程中的 dv/dt , 桥臂电压采用了阶梯波的调制方式, 即门极信号 $g_{21} \sim g_{2N}$ 均为

占空比为 50% 的方波，但是在任意两相邻门极信号之间都存在 θ 角度的移相角，考虑每个子模块电容电压均衡的状态下，受此门极信号控制产生的桥臂电压 v_{arm2} 波形为一多电平阶梯波，其幅值变化为 $0 \sim V_i$ 。当 θ 角度比较小时，此时桥臂电压可以视作准方波。

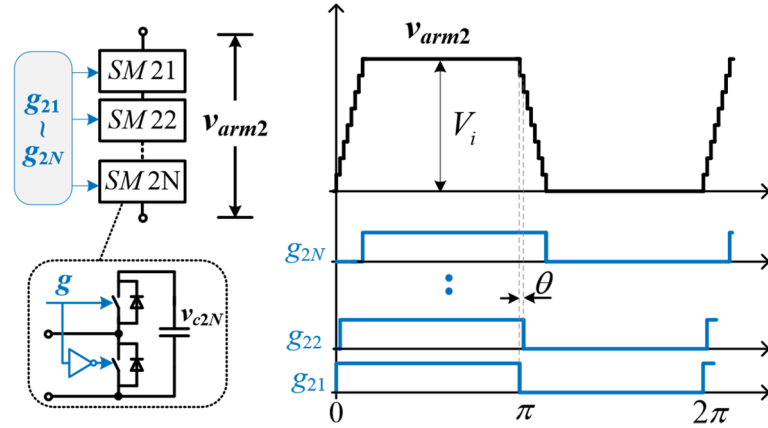


图 3-4 MMR 下桥臂门极驱动信号和桥臂电压波形

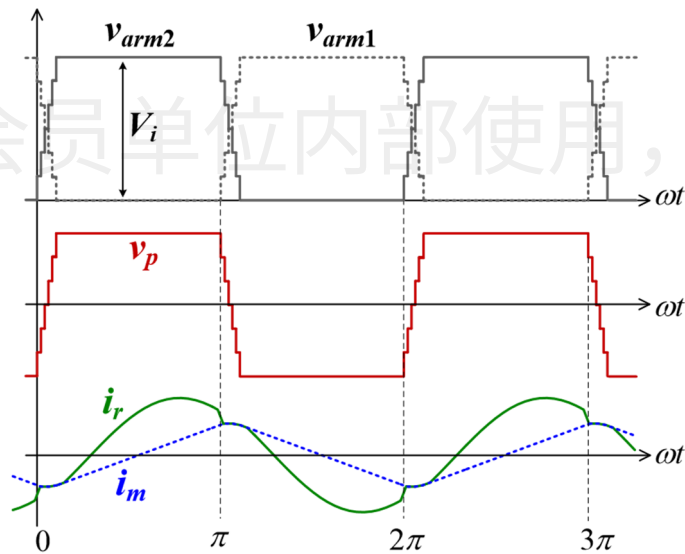


图 3-5 MMR 的桥臂电压，谐振腔输入电压，谐振电流和励磁电流波形

对于上桥臂的桥臂电压分析可以采用门极信号互补对称的方法得到，如图 3-5 所示是两桥臂电压的波形。在电路工作的任意时刻，其桥臂支路中都有 N 个子模块电容插入，所以每个子模块的稳态电压满足 $v_c = V_i / N$ 。根据前述分析式 (3-5) 可以得到谐振腔输入 v_p 的波形。就谐振腔的工作方式而言，MMR 和传统的 LLC 变换器一致，其谐振电流波形 i_r 和励磁电流波形 i_m 也可以类比 LLC 得到，MMR 工作在开关频率等于谐振频率时的电流波形也在图 3-5 所示中给出。

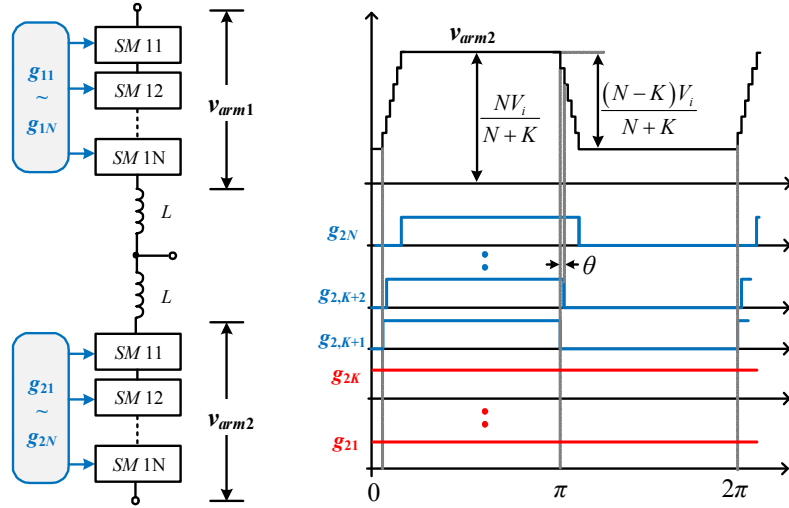
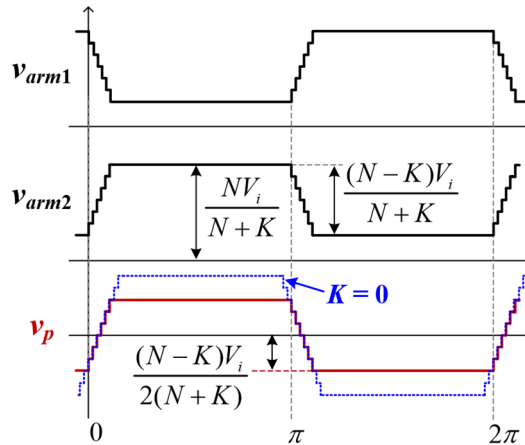


图 3-6 MMR 桥臂电压幅度调制方式

由上述分析可知，通过统一调节所有子模块电容的切入和切出，可以使得桥臂电压 v_{arm1} 和 v_{arm2} 在 $0 \sim V_i$ 之间变化。但实际子模块的工作状态可以作为一个新的自由度，来控制桥臂电压 v_{arm1} 和 v_{arm2} 的幅值变化，从而可以使得 MMR 的输入电压可以在更宽范围内变化，而输入给谐振腔的电压范围波动很小。这里提出一种新的调制方式，和图 3-4 所示调制方式不同，图 3-6 所示是改变了 MMR 下桥臂中 K 个子模块的工作方式后的门极驱动和桥臂电压波形，其中被选中的 K 个子模块的门极驱动不再是半周期高低电平对称的工作方式，而是在一个开关周期内被选为常高，在当前周期内，此 K 个子模块电容保持插入桥臂中的状态。对于上桥臂，也采用相同的调制方式对选中的 K 个子模块进行调制，其他子模块工作在原本的互补导通状态。因而对于整个桥臂支路，在任意时刻都有 $N+K$ 个等效子模块电容插入到电路，有：

$$v_{arm1} + v_{arm2} = (N + K)v_c = V_i \quad (3-6)$$

图 3-7 MMR K 值调制下桥臂电压和谐振腔输入电压波形

根据式(3-6)，每个子模块电容电压可表示为 $v_c = V_i / (N+K)$ 。而对于桥臂电压，其电压范围则变化为 $Kv_c \sim Nv_c$ ，如图 3-6 所示， v_{arm2} 此时包含直流偏置和交流分量，交流分量的幅值为 $(N-K) v_c = V_i (N-K) / (N+K)$ 。

由于上桥臂采用和下桥臂相同的调制方式，上桥臂的桥臂电压波形在图 3-7 中给出，其直流分量和下桥臂一致，交流分量则与下桥臂对称。由式 (3-5) 可以推导出此时谐振腔的输入电压幅值为：

$$\|v_p\| = \frac{N-K}{N+K} \frac{V_i}{2} \quad (3-7)$$

由式 (3-7) 可知谐振腔的输入电压可以受到 K 值的调控，随着 K 值的增加，更多的子模块电容处在常插入的工作模式，对应的桥臂电压交流幅值减小，谐振腔输入电压的幅值也减小。当 K 取值为 0 时，此时所有的子模块都处在互补导通的模式，与前述分析的无 K 调制的工作模式重合，此时谐振腔输入电压幅值最大为 $V_i/2$ 。

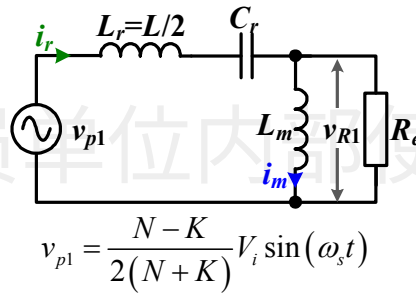


图 3-8 MMR 的稳态等效电路

引入 K 调制的自由度后，MMR 的电压调整范围可显著拓展，比如能让变换器适应更宽范围的电压输入。考虑 MMR 稳态工作时的基波等效电路（FHA）如图 3-8 所示，其中 v_{p1} 是谐振腔输入电压 v_p 的基波分量， R_e 是负载等效到变压器原边侧的电阻， v_{R1} 是等效电阻 R_e 上的电压，变换器输出电压 v_o 满足：

$$v_o \propto \|v_{R1}\| \propto \|v_{p1}\| \quad (3-8)$$

其中 $\|v_{R1}\|$ 和 $\|v_{p1}\|$ 分别表示电压 v_{R1} 和 v_{p1} 的幅值。为了实现对输出电压的控制，除了可以控制变换器的工作频率外，也可以控制谐振腔的输入电压 v_{p1} 的幅值。由图 3-8 可知，当输入电压发生宽范围变化时，可以通过调制 K 值，能够使谐振腔输入电压 v_{p1} 的幅值相对稳定不变，而由式 (3-8) 可知，输出电压 v_o 也能维持近似稳定，所以 MMR 谐振腔能够始终保持工作在谐振频率点附近，在输入电压全变化范围内都能维持较高的效率。

所提出的调制方式另一优点是可以利用更少的子模块个数来承受更高的输入侧电压。

由上述讨论可知,当加入了 K 值调制时,每个子模块电容承受的稳态电压为 $V_i/(N+K)$,相比于传统的所有子模块完全切入/切出的调制,其子模块电容承受的稳态电压为 V_i/N ,子模块电容工作时所要求的耐压其实是降低的。也就是说,考虑子模块电容承受电压相同,那么加入 K 值调制之后,只需要更少的子模块个数,就能够承受相同的高压输入。这里以一个输入 9~15kV,输出 750V 的 MMR 变换器为例进行说明,原边侧的子模块中开关器件都采用 1200V 碳化硅 MOSFET,子模块电容考虑一定的安全裕量,设计其正常工作耐压为 750VDC,那么对于不同调制方式下所要求的子模块个数可以作以下计算:

1) 在传统的全切入/切出调制方式下:当输入电压为 15kV 时,单个桥臂子模块个数为 $N=15000/750=20$ 个;

2) 在 K 值调制方式下:输入电压相同,若考虑 $K=4$,那么单个桥臂子模块个数为 $N=15000/750-4=16$ 个,由此可知上、下桥臂子模块总数减少了 8 个。

3.2.3 增益特性

由于 MMR 与 LLC 是通过相同形式的谐振腔传输功率,如图 3-8 可得到谐振腔输入输出的增益比:

$$\frac{\|nV_o\|}{\|v_p\|} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{L_r}{L_m} - \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{f_n^2}\right)^2 + \frac{L_r}{C_r} \frac{1}{R_e^2} \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (3-9)$$

其中 f_n 为对 L_r 和 C_r 的谐振频率 f_r 取归一化的工作频率,即 $f_n = f_s/f_r$ 。

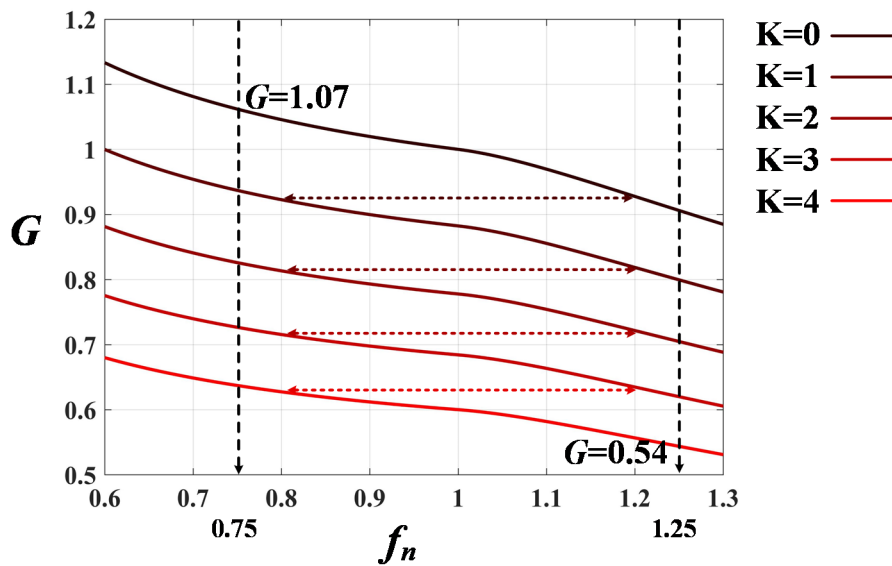


图 3-9 MMR 增益曲线

考虑到谐振腔输入电压 v_p 在实际工作中受到 K 值调制,结合式 (3-7) 可得到 MMR

变换器的输入输出增益比：

$$\frac{\|nV_o\|}{\left\|\frac{1}{2}V_i\right\|} = \frac{N-K}{N+K} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{L_r}{L_m} - \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{f_n^2}\right)^2 + \frac{L_r}{C_r} \frac{1}{R_e^2} \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (3-10)$$

为了便于分析，这里结合前述的额定输入 9~15kV，额定输出输出 750V 的 MMR 变换器为例，考虑满载 200kW 输出，取 N=16，K 分别为 0，1，2，3，4，作出 MMR 的增益曲线如图 3-9 所示。

当加入 K 值调制之后，MMR 相比于 LLC，其增益变化范围可以大幅度扩大，但工作频率改变却很小。由图 3-9 可知，若限定 MMR 的工作频率 f_n 的范围在 0.75~1.25，通过调制 K 值，MMR 的输入输出增益比可以覆盖到 0.54~1.07。若只是让 MMR 工作在 LLC 类似的状态，即 K=0，此时电路的输入输出增益比只有 0.9~1.07。由于 MMR 能够让谐振变换器在输入或输出电压大幅改变时始终工作在谐振频率附近，所以能够充分发挥谐振变换器在谐振频率附近效率高的特点。

3.2.4 级联子模块均压原理分析

为了保证 MMR 变换器的正常工作，需要对桥臂中各子模块电容进行均压控制。对于每个子模块电容，当子模块上管导通时，子模块电容插入到桥臂中，桥臂电流流经该电容并对其充放电，其稳态电压发生动态改变；而当子模块下管导通时，模块电容被下管旁路，桥臂电流不流经该电容，电容电压在此期间也不发生改变。对子模块电容的电压控制，其实就是对子模块电容在插入期间，流经的桥臂电流对时间积分而产生的净电荷进行控制。

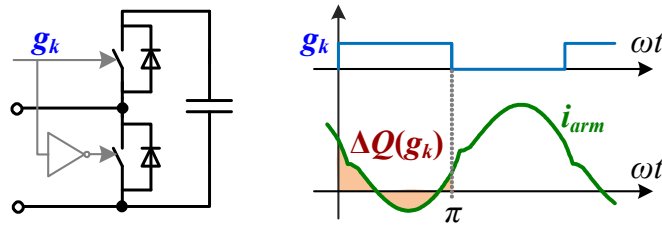


图 3-10 第 k 个子模块电容的充放电过程

本章中采用的均压方法是文献[35]中提出的针对模块化多电平直流变压器的均压方案，不过控制对象变成了 MMR。为了便于分析，在此先以桥臂中一个子模块的充放电过程为例进行分析，如图 3-10 所示是一个子模块 k 在一个工作周期内对应的门极驱动信号 g_k 和流经子模块的桥臂电流 i_{arm} 的波形，一个开关周期内子模块电容的电荷净变化量为：

$$\Delta Q(g_k) = \int_0^\pi i_{arm} d(\omega t) \quad (3-11)$$

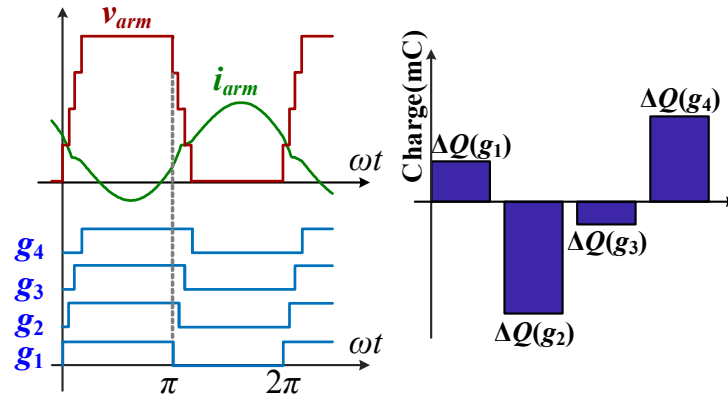


图 3-11 4 个相位不同的子模块对应不同的充放电电荷

根据前述分析，在梯形波的调制方式下，桥臂中各子模块工作时存在小的相位差，若以桥臂中有 4 个子模块工作为例进行分析，如图 3-11 所示， $g_1 \sim g_4$ 表示四个子模块的门极驱动信号，在其各自导通时间内，对应的子模块电容电荷净变化量不同，所以四个子模块电容在一个开关周期内会有充放电的差异： $\Delta Q(g_4) > \Delta Q(g_1) > 0 > \Delta Q(g_3) > \Delta Q(g_2)$ ，此充放电差异本质上是由各子模块工作时门极驱动信号的相位不同决定的。所以若门极驱动信号的相位一直不变，那么各子模块对应的单周期电荷净变化量也不发生变化，子模块电容电压就会发散。

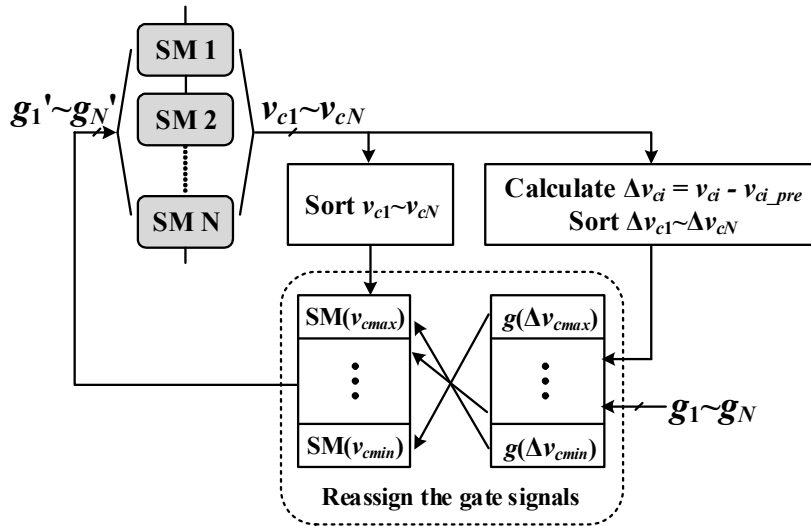


图 3-12 子模块均压控制框图

图 3-12 是子模块均压的控制框图。考虑一个桥臂中有 N 个子模块， $v_{c1} \sim v_{cN}$ 是分别是采样得到的 N 个子模块电容电压，首先根据相对大小对这 N 个电压值进行排序，同时根据当前周期电压采样值和上个周期电压采样值计算 N 个子模块电容电压变化量 $\Delta v_{ci} = v_{ci} - v_{ci_pre}$ ，其中 v_{ci_pre} 表示上一周期的子模块电容电压采样值，对 N 个电容电压变化量也进行排序。之后根据两组信号排序结果执行门极信号分配：将 Δv_c 较大的门极信号分配给 v_c 较

小的子模块，同时将 Δv_c 较小的门极信号分配给 v_c 较大的子模块。若此均压控制每周期执行一次，那么理论上子模块电容电压平均所需要的开关周期至少为 N ，因为一个子模块至少需要 N 个周期才会被分配到所有的门极信号。

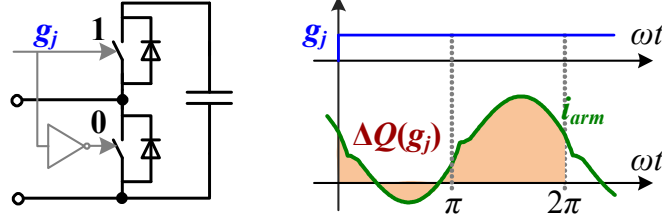


图 3-13 常通模块的充放电

对于加入 K 值调制之后的情况，此均压方法依旧适用，若考虑一子模块 j 处于被选为常通的工作状态，其工作波形如图 3-13 所示，和正常互补导通的子模块不同，常通子模块的充放电时限变为了整个开关周期，即：

$$\Delta Q(g_j) = \int_0^{2\pi} i_{arm} d(\omega t) \quad (3-12)$$

由图 3-13 可知，常通子模块电容在一个开关周期内净电荷变化量一定大于零，也就是一定会被充电，并且其充电的电荷量高于正常互补导通的子模块。由前述的分析可知，桥臂电流 i_{arm} 实际上包含了直流环流 i_z 和交流分量 $i_r/2$ ，其中交流分量在一个开关周期内积分的净电荷为零，所以直流环流 i_z 提供了所有的充电电荷。所以对于常通子模块，其净电荷变化量为 $\Delta Q(g_j) = i_z T_s$ ， T_s 表示开关周期时间。当常通子模块的门极信号也加入到均压控制排序中，其一直处在 Δv_{cmax} 的位置，作为充电量最大的门极信号加入，但是并不会使排序结果出错，因而整个排序控制也维持正常工作。由于子模块在常通插入时，其充电量较大，相比于正常互补导通模式，电压纹波会增加，但在子模块电容值较大时，此纹波增加在可容许范围之内，不会影响变换器正常工作。

3.2.5 高压启动策略

由于 MMR 的原边通常承受着输入的高电压，在实际应用场合中不可避免面临着高压启动的问题，而对于 MMR 的高压启动，可以分为两方面考虑：一方面是 MMR 桥臂子模块电容的预充电问题，另一方面是 MMR 输出电压建立的问题。

由于 MMR 的原边侧和 MMC 结构相同，所以 MMC 中的预充电方法具有一定的借鉴意义。在 MMC 中，子模块电容的预充电主要可分为他励和自励两种方式，他励预充电策略^[36]用在高压大规模系统中，通过一个一个选择子模块，辅助电源设备成本高昂，操作复

杂，充电时间长；自励预充电不需要辅助电压源，子模块电容直接从输入侧高压取电，需要较复杂的控制程序，轮换选择子模块并精确控制各个子模块电容的充电时间。

对于 MMR 的输出电压建立，因为 MMR 和 LLC 变换器一样通过谐振腔来传输功率，若直接采用谐振频率启动，谐振腔的阻抗非常小，谐振腔电流的过应力十分严重^[37]。一般实际工程中针对 LLC 的启动采用的是高频启动控制，启动时将 LLC 的工作频率推到极高，随着输出电压慢慢上升，工作频率逐渐衰减到稳定工作频率，该方法实现简单，但是启动过程存在时间较长，副边整流管丢失 ZCS，变压器磁芯损耗增加等问题。

基于前述章节对 MMR 调制方式的分析，这里结合 K 值调制，提出一种针对 MMR 的高压启动策略，一方面避免了子模块电容长时间的预充电过程，另一方面实现输出电压快速建立同时开关频率维持稳定，降低启动过程的损耗。该方法的基本思路是：从所有子模块电容全插入（ $K=N$ ）的初始状态，同时对上下两个桥臂逐步增加开关动作的子模块个数（ K 逐步减小），从而逐步改变各桥臂电压和谐振腔输入电压的幅度，同时实现对子模块电容的充电和提升输出电压。

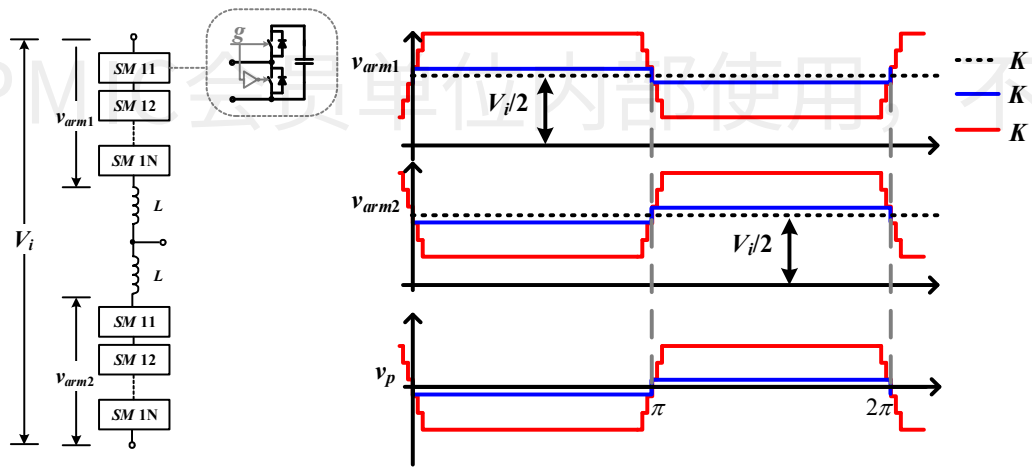


图 3-14 MMR 高压启动策略

如图 3-14 是 MMR 高压启动时桥臂电压 v_{arm1} 、 v_{arm2} 和谐振腔输入电压 v_p 的变化示意图，其中分别作出了 $K=N$ ， $K=N-1$ 和正常工作时 K 值调制的工作波形。启动之初的电压波形如虚线所示，由于输入侧高电压 V_i 的存在，桥臂中每个子模块电容都通过上管开关管的反并二极管充电，此时桥臂中所有的子模块电容都插入，从 K 值调制的角度也就是 $K=N$ 的情况，上桥臂和下桥臂电压 v_{arm1} 和 v_{arm2} 都维持在 $V_i/2$ ，由式 (3-5) 分析可知此时 MMR 谐振腔输入电压 v_p 为零，谐振电流 i_r 为零，没有功率传输到输出侧，所以输出电压 V_o 为零。

下一步，上下桥臂中的各一个子模块执行开关动作，如蓝线所表示，此时 $K=N-1$ ， v_{arm1}

和 v_{arm2} 产生一个阶梯的方波，由式 (3-5) 分析知此时 MMR 谐振腔输入电压 v_p 从 0 变化为幅值为 $V_i/(4N-2)$ 的方波，MMR 谐振腔中产生谐振电流 i_r ，输出电压 V_o 从 0 开始上升。

之后的过程，随着桥臂中执行开关动作的子模块数目逐步增加，即 K 值逐渐减小，子模块电容上的电压逐渐增加，同时谐振腔输入电压 v_p 逐步变大，谐振电流 i_r 逐步变大，输出电压 V_o 逐步上升至额定值，在此过程中开关频率 f_s 可以维持不变，由于谐振腔输入电压 v_p 是一步一步阶梯式上升，所以对于谐振腔产生的电流过冲也会被限定至较小。

3.3 仿真验证

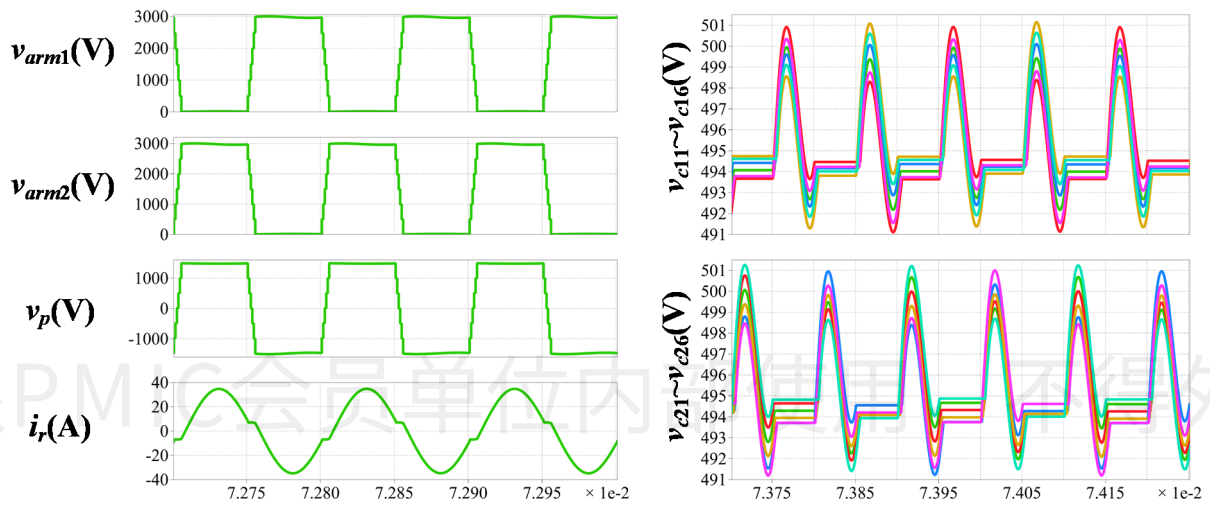
为了验证本章提出的拓扑及其工作方式的可行性，在此基于图 3-1 所示的结构，在 PLECS 软件环境下搭建了 30kW 的 MMR 仿真模型，原边输入电压为 3kV、4.2kV 和 6kV，副边输出电压为 750V，开关管选取 1200V 碳化硅 MOS 器件，考虑器件开关损耗和导通损耗的折中，谐振腔的谐振频率设置为 10kHz。为了给予模块留一定安全裕量工作，每个子模块电容最大工作电压设定为 750V，那么当 MMR 工作在最大输入电压 6kV 时，桥臂支路中同时插入的子模块个数 ($N+K$) 应不小于 8 个，这里选择上下桥臂子模块的个数分别为 6 个，调制 $K=0$ 时对应输入为 3kV 的情况，调制 $K=1$ 时对应输入为 4.2kV 的情况，调制 $K=2$ 时对应输入为 6kV 的情况。工作移相角设为开关周期 T_s 的 1%。MMR 仿真模型的详细参数如表 3-1 所示。

表 3-1 双模块 IPOS LLC 样机主要参数

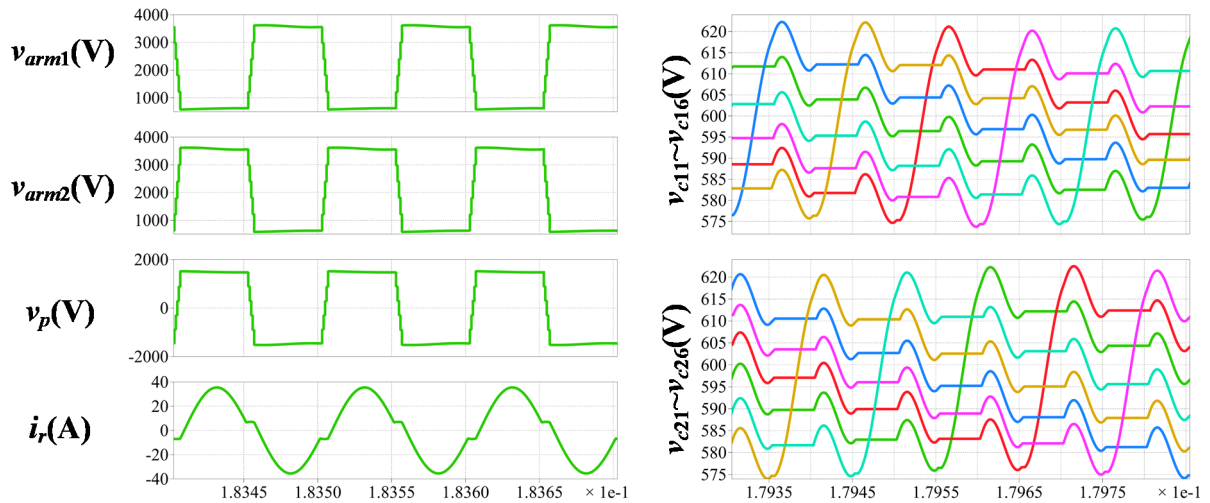
电路参数	符号	值
输入电压	V_i	3kV, 4.2kV, 6kV
输出电压	V_o	750V
额定输出功率	P_o	30kW
上/下桥臂子模块个数	N	6
桥臂电感	L	240μH
谐振电容	C_r	1.6μF
励磁电感	L_m	5mH
变压器匝比	$n : 1$	2 : 1
输入电容	C_i	300μF
输出电容	C_o	600μF

如图 3-15 所示分别是仿真模型在输入电压为 3kV、4.2kV 和 6kV 时对应的稳态工作波形，工作频率均为 10kHz，输出电压稳定在 750V，输出功率为额定 30kW。图 3-15(a)所

示输入电压 V_i 为 3kV，此时调制 $K=0$ ，所有的子模块工作在正常开关状态，桥臂电压 v_{arm1} 和 v_{arm2} 在 0~3000V 之间变化，谐振腔输入电压 v_p 在 -1500V~1500V 之间变化；图 3-15(b) 所示输入电压 V_i 为 4.2kV，此时调制 $K=1$ ，上下桥臂中各有一个子模块工作在常通状态，其余子模块工作在正常开关状态，桥臂电压 v_{arm1} 和 v_{arm2} 在 600V~3600V 之间变化，而谐振腔输入电压 v_p 依旧维持在 -1500V~1500V 之间变化；图 3-15(c) 所示输入电压 V_i 为 6kV，此时调制 $K=2$ ，上下桥臂中各有两个子模块工作在常通状态，区域子模块工作在正常开关状态，桥臂电压 v_{arm1} 和 v_{arm2} 在 1500V~4500V 之间变化，谐振腔输入电压 v_p 同样维持在 -1500V~1500V。



(a) $V_i = 3\text{kV}$, $K = 0$, $V_o = 750\text{V}$



(b) $V_i = 4.2\text{kV}$, $K = 1$, $V_o = 750\text{V}$

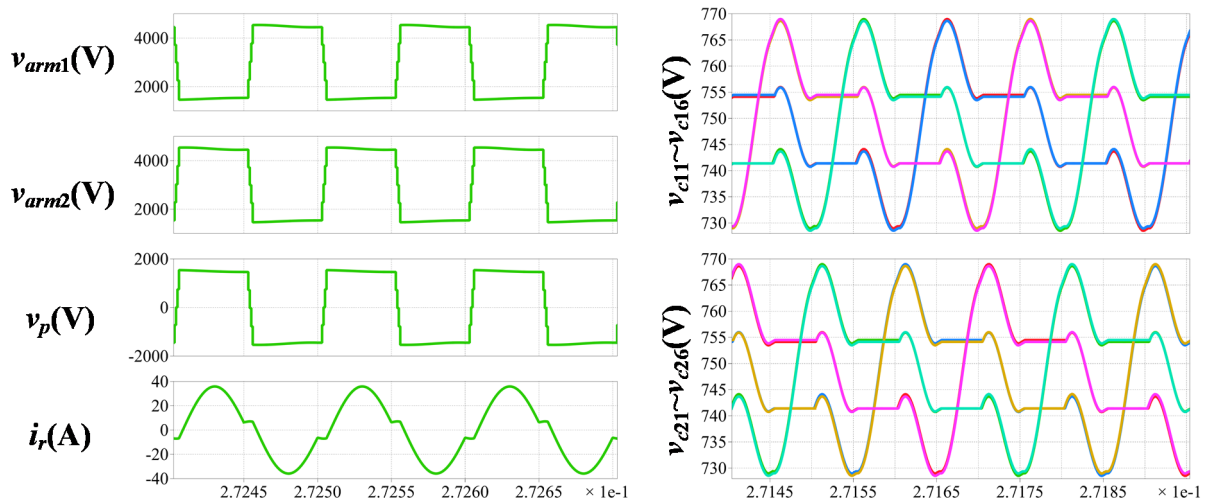
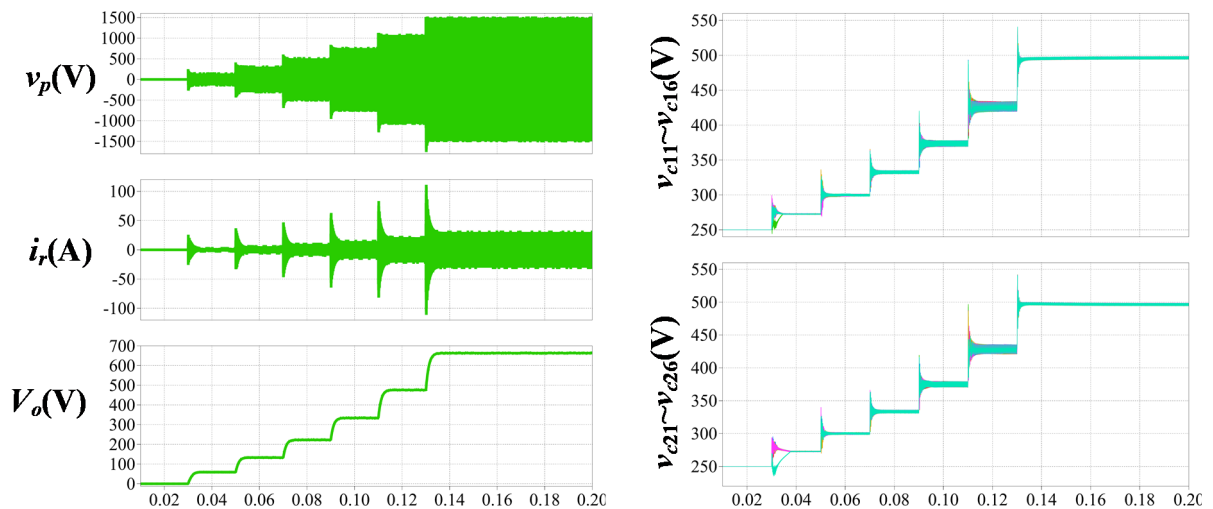
(c) $V_i = 6kV$, $K = 2$, $V_o = 750V$

图 3-15 MMR 稳态仿真波形

在三种不同输入电压的情况下, 谐振腔输入电压 v_p 能够几乎维持不变, 所以后级谐振腔可以一直稳定工作在谐振频率点, 保证了 MMR 能够高效地传输功率。同时图 3-15 也展示了 $K=0$, $K=1$, $K=2$ 时 MMR 子模块电容的均压波形, 加入 K 调制之后均压控制依旧能够有效作用, 但加入 K 后子模块电容电压纹波会增加, 但电容纹波电压最大仅为 7.5%, 不会对 MMR 正常工作产生影响。仿真波形和前述理论分析一致, 证明了 MMR 变换器工作的可行性。

图 3-16 所示是 MMR 在不同的启动方式下的工作波形, 在启动过程中 MMR 的开关频率保持为 2 倍的谐振频率工作。图 3-16(a)给出了 MMR 在前述章节讨论的高压启动控制下的谐振腔电压、电流、输出电压和子模块电压的工作波形, 作为对比图 3-16(b)给出了

(a) 调制 K 高压启动

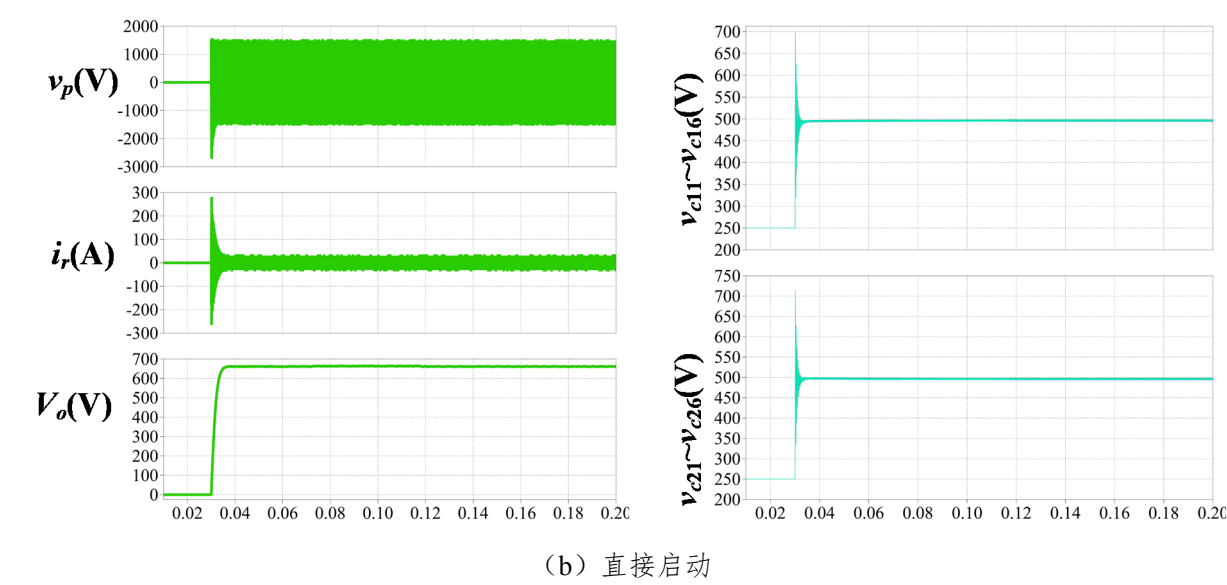


图 3-16 MMR 启动仿真波形

MMR 直接启动的仿真波形。由仿真结果可知，采用高压启动策略之后，谐振腔的电压电流、输出电压均呈阶梯式上升，相比于直接启动，电压、电流的过冲都大幅减小。同时对于子模块电容，采用高压启动控制后，电容电压也能够阶梯式上升，电压应力大为减小。

3.4 实验验证

表 3-2 MMR 实验样机工作参数

电路参数	符号	值
输入电压	V_i	300V, 420V, 600V
输出电压	V_o	150V
额定输出功率	P_o	1.5kW
上/下桥臂子模块个数	N	6
桥臂电感	L	240μH
谐振电容	C_r	1.6μF
励磁电感	L_m	5mH
漏感	L_k	18μH
输入电容	C_i	30μF
输出电容	C_o	720μF

为了进一步验证所提出的 MMR 拓扑及其调制方式的可行性，作者在实验室搭建了一台非隔离 MMR 变换器样机，其样机结构与图 3-1 基本一致，只是变压器采用原边励磁电

感代替，输入侧采用半桥结构，输出侧采用全桥二极管整流，谐振频率设计为 10kHz，不同门极信号之间的移相角为 $1\mu\text{s}$ ，子模块上下管的死区时间为 500ns，该样机的主要工作参数如表 3-2 所示。

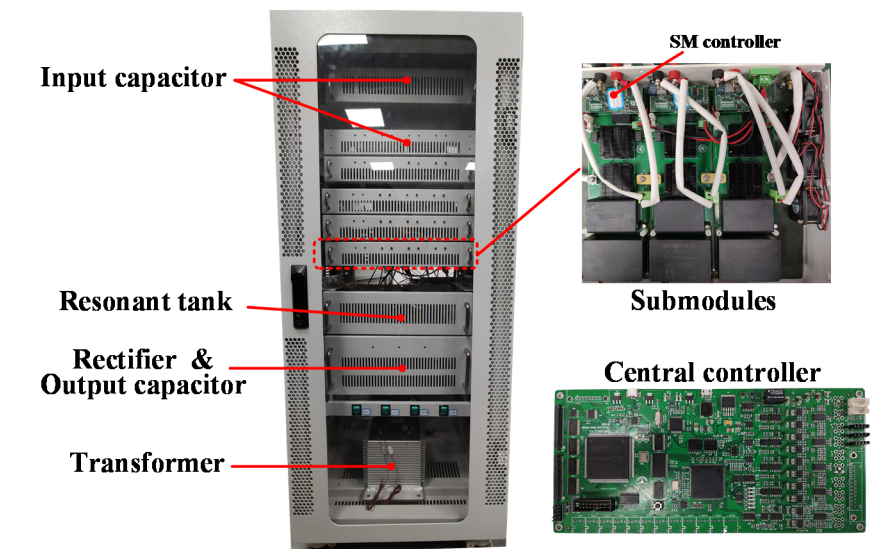


图 3-17 样机实物图

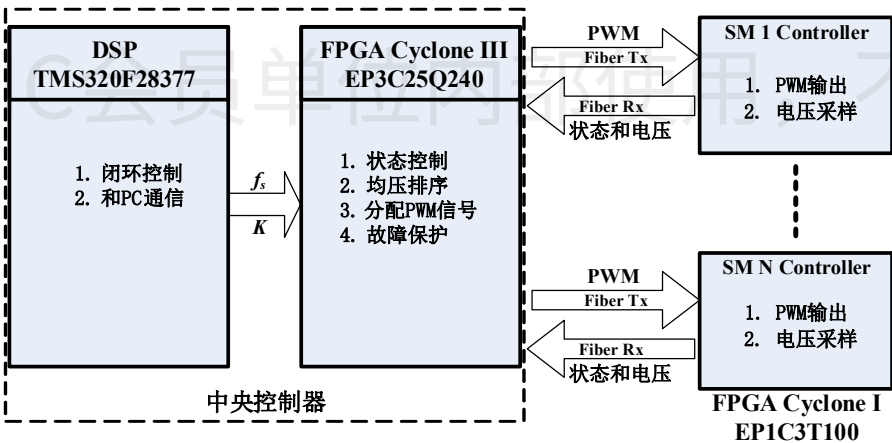
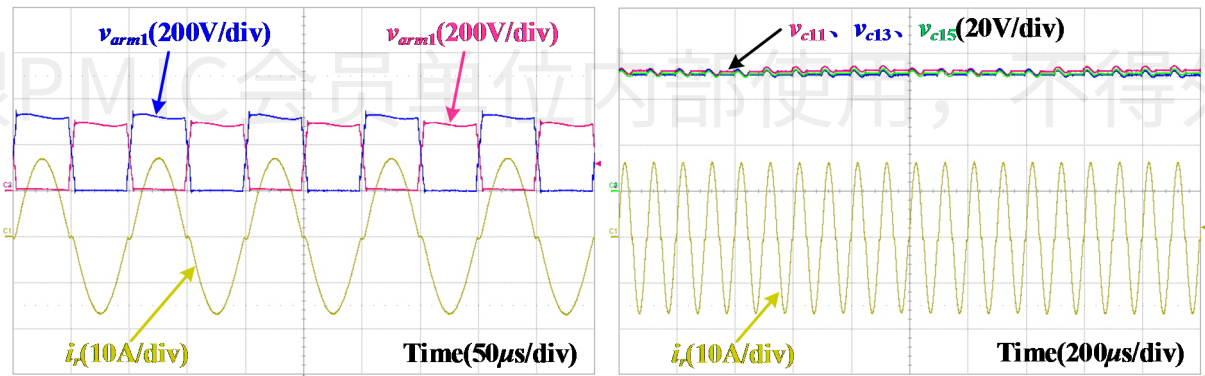


图 3-18 系统控制框图

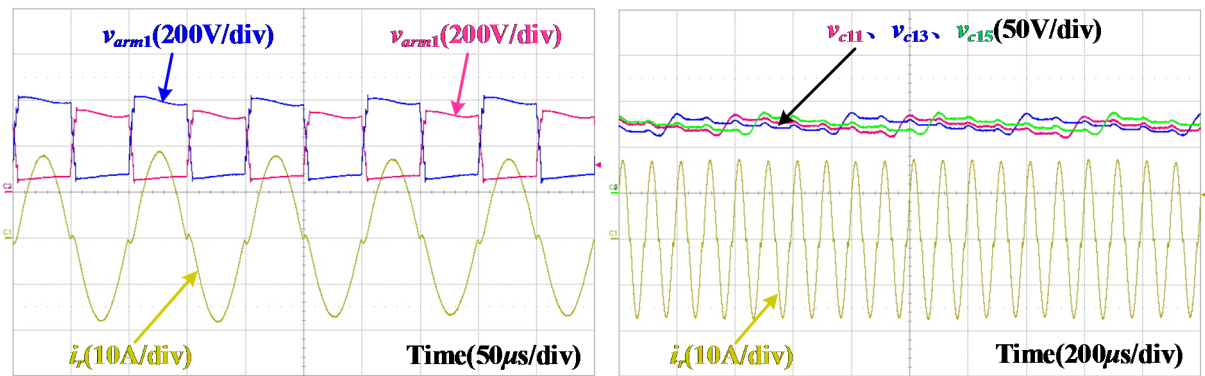
图 3-17 给出了样机实物图，其中包含了样机整体，子模块电路和中央控制器部分。子模块中采用的 Cree 的 1200V 碳化硅 MOS C2M0040120D 作为功率开关管，采用 FPGA(EP1C3T100)作为子模块控制器，调控子模块电容电压采样、与中央控制器通信以及输出 PWM 信号。中央控制器主要由 FPGA(EP3C25Q240C7)和 DSP(TMS320F28377)组成，其中 DSP 负责和上位机通信以及采样输出电压进行闭环控制，FPGA 则主要负责和各子模块进行通信，检测子模块工作状态、完成子模块均压控制里的电压排序、生成并分配 PWM 信号。子模块控制器通过光纤和中央控制器进行通信，子模块电容电压及子模块工作状态每个开关周期都被发送到中央控制器的 FPGA 中，中央控制器 FPGA 首先根据子模块的状

态以及电压数据来判断电路是否正常,若电路发生异常则采取相应的保护措施,若一切正常,则开始进行均压算法的排序工作,然后根据排序结果将生成的 PWM 信号分配给对应的模块。整个系统的控制框图如图 3-18 所示。

图 3-19 所示分别是 MMR 样机在输入电压 V_i 为 300V, 420V 和 600V 时的稳态工作波形,对应的 K 值调制分别为 $K=0$, $K=1$ 和 $K=2$ 。由波形可知,在三种输入条件下谐振电流几乎维持不变,当 $K=0$ 时,所有的子模块都工作在正常 50%占空比的开关状态,桥臂电压在 0~300V 之间变化,当 $K=1$ 时,上下桥臂各有一个子模块保持常通,桥臂电压在 60~360V 之间变化,当 $K=2$ 时,上下桥臂各有两个子模块保持常通,桥臂电压在 150~450V 之间变化,K 值调制完全抵消了输入电压变化的影响,谐振腔的工作状态保持不变,工作在谐振工作点,所以输出电压也维持不变。同时由子模块电容电压波形可知,在均压算法的调控下,桥臂中子模块电容电压都能实现完美均压。需要注意的是,实验波形中,上下桥臂电压 v_{arm1} 和 v_{arm2} 的幅值出现了一定程度的不均,这是由于上下桥臂电感实际参数不能完全匹配造成的,因此对于 MMR 而言桥臂电感的一致性非常重要。



(a) $V_i = 300V$, $K = 0$, $V_o = 150V$



(b) $V_i = 420V$, $K = 1$, $V_o = 150V$

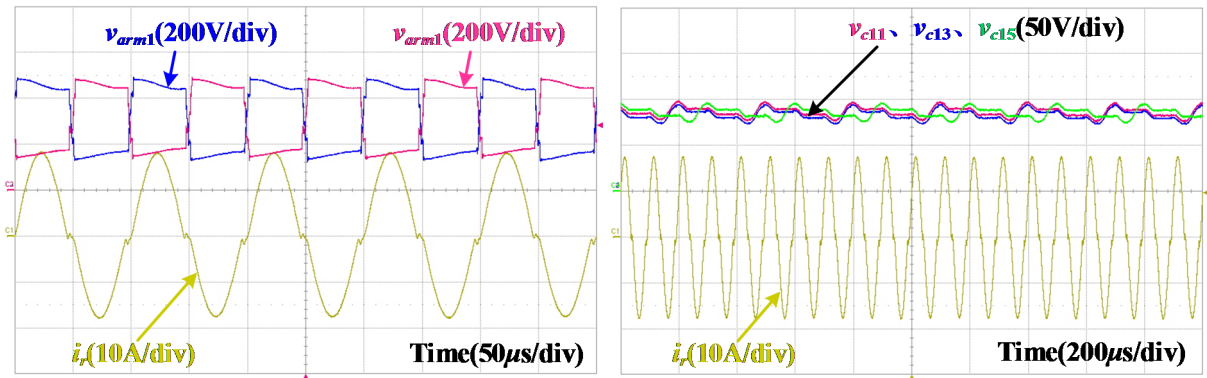
(c) $V_i = 600\text{V}$, $K = 2$, $V_o = 150\text{V}$

图 3-19 MMR 稳态工作波形

图 3-20 所示是 MMR 在输入电压 300V，额定电阻负载下的高压启动波形，启动时开关频率固定为谐振频率的 2 倍来抑制谐振电流过冲。由波形可知，在高压启动控制下，子模块电容电压、输出电压、谐振电流都随着 K 值的逐渐减小呈阶梯式上升，子模块电容电压实现了从低压到高压工作状态的充电过程且无明显过冲，输出电压 V_o 从零到稳态电压平缓上升，谐振电流在 K 值渐变的调控方式下过冲较小，验证了高压启动控制的效果。

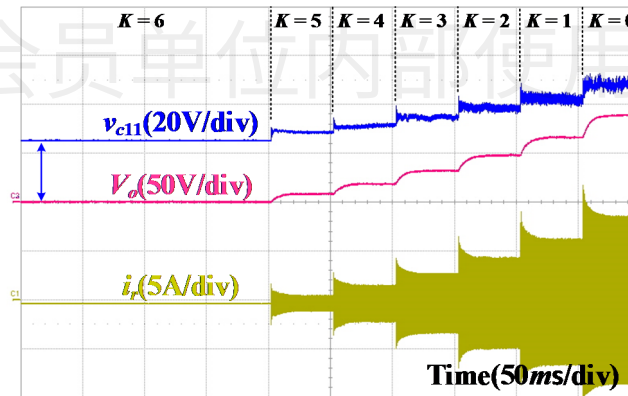


图 3-20 MMR 高压启动波形

3.5 本章小结

为了应对输入电压变化较大的中/低压场合同时利用谐振型变换器高效率的良好特性，本章提出了一种模块化多电平谐振型（MMR）DC-DC 变换器拓扑，介绍了其具体的工作原理，并提出了一种适用于 MMR 的 K 值调制方式。

所提出的 MMR 变换器继承了模块化多电平结构（MMC）和 LLC 变换器的优点，原边通过多子模块承受输入高电压， K 值调制的加入使得变换器能够适应宽范围输入电压变化，谐振腔输入电压维持稳定从而谐振腔能工作在谐振频率附近，保持高的效率。本章也

结合 K 值调制提出了适用于 MMR 的高压启动策略，实现 MMR 快速高效启动。最后本章给出了 MMR 变换器的仿真结果和实验结果，验证了该拓扑的可行性和实用价值。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第4章 总结与展望

4.1 工作总结

可再生新能源的快速发展促进了直流配电网的大规模实践，作为直流输配电系统中的关键设备，中低压直流变压器技术正受到学术界和产业界的广泛关注。现有的两种主流的中低压直流变压器结构分别存在其各自的关键性技术问题：功率模块单元级联型直流变压器需要更好的均压均流方案，模块化多电平结构的直流变压器需要更好的拓扑形式和控制方法。针对以上两方面问题，本课题主要做了以下工作：

(1) 针对输入并联输出串联 (IPOS) 的级联型 LLC 谐振变换器存在的问题进行了分析，首先从变换器的效率优化出发提出了对级联型变换器的多个隔离变压器可采用磁集成方案来减小变压器磁芯，提高变压器的窗口利用率，之后对于级联型 LLC 谐振型变换器中存在的均流问题展开探讨，分析了电流不均现象产生的原因，并分别从模块间均流和模块内均流两方面提出了解决方案，在不增加控制复杂度的前提下能够提升变换器的均流性能，最后通过仿真和实验对所提出的变压器磁集成和均流策略进行了验证。

(2) 基于功率单元级联型结构的谐振变换器可以适应大电流和高电压，但为了确保其效率最大化，需要其中的各个模块都工作在谐振工作点附近，对频率的限定也就限制了其适合对输入/输出电压变化范围要求不高的应用场合，而为了得到更加优良的电压适应特性，本文提出了一种新的模块化多电平谐振型 (MMR) DC/DC 变换器拓扑，相比于功率单元级联型结构，MMR 仅使用一个隔离变压器来实现功率传输，变压器体积减小，变换器功率密度提高。本文对 MMR 拓扑的工作原理、调制方式、子模块均压原理进行了分析，MMR 结合了 MMC 和 LLC 谐振变换器的优势，在相应调制方式下能够适应宽范围的输入/输出电压要求，同时保持变换器较小范围的频率变化，维持谐振变换器高效率的功率传输。本文还针对 MMR 变换器启动过程中存在的问题提出了一种高压启动策略。最后总结了 MMR 的特点及优势，通过仿真和实验对 MMR 的工作方式和实用性进行了验证。

4.2 课题展望

本课题主要研究了两种结构的中低压谐振型直流变压器的关键技术，研究了级联型变换器中的均流问题，结合模块化多电平结构和谐振型变换器提出了一种新的 MMR 拓扑，并分别进行了验证，但两方面的研究还存在不完善的地方，后续有待进一步研究和优化：

(1) 目前针对 IPOS 级联型 LLC 谐振变换器所做的研究都是基于双模块结构，包括

变压器磁集成和均流方案，在后续研究中可将提出的方法拓展到多模块级联结构的直流变压器中。

(2) 本文提出的 MMR 拓扑仅仅针对拓扑的基本工作原理进行了分析，强调了 MMR 的调压优势，针对 MMR 其他方面的性能分析上还有所欠缺，如各功率器件的软开关分析和效率优化上，在后续应进行更深入的研究。

(3) 基于目前 MMR 的实验结果可发现，MMR 工作时对桥臂电感的要求比较高，若上下桥臂电感不匹配可能会造成桥臂电压不均衡的现象，对 MMR 电路的可靠性方面会有一定影响，后续工作应对此问题展开详细探讨。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] BP Group. BP Statistical Review of World Energy 2019[R].2019.
- [2] 许萍, 杨晶. 2018 年中国能源产业回顾及 2019 年展望[J]. 石油科技论坛, 2019, 38(1): 8-19.
- [3] Renewable Energy Policy Network for the 21st Century. Renewables 2019 global status report[R], 2019.
- [4] 国家发展和改革委员会. 可再生能源发展“十三五”规划[J]. 太阳能, 2017(01):78.
- [5] 吕志盛, 闫立伟, 罗艾青, 王强钢, 周念成. 新能源发电并网对电网电能质量的影响研究[J]. 华东电力, 2012, 40(02):251-256.
- [6] Hu H, Shi Q, He Z, He J. Potential Harmonic Resonance Impacts of PV Inverter Filters on Distribution Systems[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2015, 6(1):151-161.
- [7] Varma R K, Rahman S A, Vanderheide T, Dang M. Harmonic impact of a 20-MW PV solar farm on a utility distribution network[J]. IEEE Power and Energy Technology Systems Journal, 2016, 3(3): 89-98.
- [8] Kawabe K, Ota Y, Yokoyama A, Tanaka K. Novel Dynamic Voltage Support Capability of Photovoltaic Systems for Improvement of Short-Term Voltage Stability in Power Systems[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016:1-1.
- [9] 严胜, 罗湘, 贺之渊. 直流电网核心装备及关键技术展望[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(03):289-300.
- [10] 肖亮. MMC 型柔性直流输电系统建模、安全稳定分析与故障穿越策略研究[D]. 2019.
- [11] 杜翼, 江道灼, 尹瑞, 郑欢, 王玉芬. 直流配电网拓扑结构及控制策略[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(01): 139-145.
- [12] She X, Huang A Q, Burgos R. Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems[J]. Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal, 2013, 1(3): 186-198.
- [13] Huang C F, Kuo J R, Tsai C C. High Voltage (3130 V) 4H-SiC Lateral p-n Diodes on a Semiinsulating Substrate[J]. IEEE Electron Device Letters, 2008, 29(1):83-85.
- [14] Salemi A, Elahipanah H, Jacobs K, Zetterling C, Östling M. 15 kV-Class Implantation-Free 4H-SiC BJTs with Record High Current Gain[J]. IEEE Electron Device Letters, 2017, 39(1):63-66.
- [15] 何骏伟, 陈思哲, 任娜, 柏松, 陶永洪, 刘奥, 盛况. 4500V 碳化硅 SBD 和 JFET 功率模块的制备与测试[J]. 电工技术学报, 2015, 30(17): 63-69.
- [16] Vechalapu K, Kadavelugu A K, Bhattacharya S. High voltage dual active bridge with series connected high voltage silicon carbide (SiC) devices[C]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE,

- 14-18 Sept. 2014.
- [17] Vechalapu K, Negi A, Bhattacharya S. Comparative performance evaluation of series connected 15 kV SiC IGBT devices and 15 kV SiC MOSFET devices for MV power conversion systems[C]. 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2016: 1-8.
- [18] Li Y, Shao S, Chen H, Zhang J, Sheng K. An IPOS LLC Converter with Current Sharing Capability[C]. 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2019: 1283-1287.
- [19] Cao G, Sun K, Jiang S, Lu S, Wang Y. A modular DC/DC photovoltaic generation system for HVDC grid connection[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2018, 4(2): 56-64.
- [20] Echeverria J, Kouro S, Perez M, Abu-rub H. Multi-modular cascaded DC-DC converter for HVDC grid connection of large-scale photovoltaic power systems[C]. IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2013: 6999-7005.
- [21] Wang Z, Zhang J, Sheng K. Modular multilevel power electronic transformer[C]. 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia). IEEE, 2015: 315-321.
- [22] 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.
- [23] 程璐璐, 阮新波, 章涛. 输入串联输出并联的直流变换器控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(22): 67-73.
- [24] Chen H, Wu X, Shao S. A Current Sharing Method for Interleaved High Frequency LLC Converter with Partial Energy Processing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019.
- [25] Wang H, Chen Y, Qiu Y, Fang P, Zhang Y, Wang L, Liu Y. Common capacitor multiphase LLC converter with passive current sharing ability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(1): 370-387.
- [26] Wang H, Chen Y, Liu Y, Sen P. A general multi-phase coupled-resonant-tank resonant converter[C]. 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2018: 2183-2190.
- [27] Lüth T, Merlin M M C, Green T C, Hassan F. Barker C. D. High-frequency operation of a DC/AC/DC system for HVDC applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(8): 4107-4115.
- [28] Sasongko F, Hagiwara M, Akagi H. A front-to-front (FTF) system consisting of two modular multilevel cascade converters based on double-star chopper-cells[C]. Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2013 1st International, 3-6 Nov. 2013
- [29] Gowaid I A, Adam G P, Massoud A M, Ahmed S, Holliday D, Williams B W. Quasi Two-Level Operation of Modular Multilevel Converter for Use in a High-Power DC Transformer With DC Fault Isolation Capability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 108-123.

- [30] Shao S, Chen H, Wu X, Zhang J, Sheng K. Circulating Current and ZVS-on of a Dual Active Bridge DC-DC Converter: A Review[J]. IEEE Access, 2019, 7: 50561-50572.
- [31] Xiang X, Zhang X, Chaffey G P, Green T C. An isolated resonant mode modular converter with flexible modulation and variety of configurations for MVDC application[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 33(1): 508-519.
- [32] Li B, Li Q, Lee F C, Liu Z, Yang Y. A high-efficiency high-density wide-bandgap device-based bidirectional on-board charger[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(3): 1627-1636.
- [33] Fei C, Lee F C, Li Q. High-efficiency high-power-density LLC converter with an integrated planar matrix transformer for high-output current applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 9072-9082.
- [34] Hagiwara M, Akagi H. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters[J]. IEEE transactions on power electronics, 2009, 24(7): 1737-1746.
- [35] 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, 2017, 33(4): 3002-3011.
- [36] 宋平岗, 李云丰, 王立娜, 等. MMC-HVDC 电容协同预充电控制策略[J]. 高电压技术, 2014, 40(8): 2471-2477.
- [37] Choi W, Young S, Kim D. Analysis of MOSFET failure modes in LLC resonant converter[C]. INTELEC 2009-31st International Telecommunications Energy Conference. IEEE, 2009: 1-6.

攻读硕士学位期间所发表的论文

第一作者

1. “An IPOS LLC Converter with Current Sharing Capability,” 2019 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Baltimore, ML, 2019, pp. 1283-1287. (EI 收录)
2. “High-gain High-efficiency IPOS LLC Converter with Coupled Transformer and Current Sharing Capability.” In *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*. (已录用)

第二作者

1. “A Modular Multilevel Resonant DC-DC converter,” In *IEEE Transactions on Power Electronics*, early access, doi: 10.1109/TPEL.2019.2962032. (SCI, 已录用)

第四作者

1. "Optimal Phase-Shift Control to Minimize Reactive Power for a Dual Active Bridge DC - DC Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 10, pp. 10193-10205, Oct. 2019. (SCI 收录)
2. "Trench Termination With SiO₂-Encapsulated Dielectric for Near-Ideal Breakdown Voltage in 4H-SiC Devices," in *IEEE Electron Device Letters*, vol. 39, no. 12, pp. 1900-1903, Dec. 2018. (SCI 收录)

致谢

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传