

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: 无

学 号: 12010022

浙江大学

博士学位论文



中文论文题目: 高效高密度三相模块化多电平 PFC 拓扑及控制策略研究

英文论文题目: Research on High Efficiency High Density
Three Phase Modular Multilevel PFC
Topology and Control Strategy

申请人姓名: 赵问鼎

指导教师: 吴新科

专业名称: 电气工程

研究方向: 高效高密度交直流功率变换

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2025 年 9 月

高效高密度三相模块化多电平 PFC 拓扑及控制策略研究



论文作者签名: _____

指导教师签名: _____

论文评阅人 1: _____ 匿名评审

评阅人 2: _____ 匿名评审

评阅人 3: _____ 匿名评审

评阅人 4: _____ 匿名评审

评阅人 5: _____ 匿名评审

答辩委员会主席: _____ 张军明 教授 浙江大学

委员 1: _____ 陈敏 教授 浙江大学

委员 2: _____ 邵帅 副教授 浙江大学

委员 3: _____ 谢小高 研究员 杭州电子科技大学

委员 4: _____ 沈国桥 教高 杭州铂科电子有限公司

答辩日期: _____ 2025 年 9 月 9 日 _____

Research on High Efficiency High Density Three Phase Modular
Multilevel PFC Topology and Control Strategy



Author's signature:_____

Supervisor's signature:_____

External Reviewers: _____ Anonymous reviewer
_____ Anonymous reviewer
_____ Anonymous reviewer
_____ Anonymous reviewer
_____ Anonymous reviewer

Examining Committee Chairperson:

Prof. Junming Zhang Zhejiang University

Examining Committee Members:

Prof. Min Chen Zhejiang University

Prof. Shuai Shao Zhejiang University

Prof. Xiaogao Xie Hangzhou Dianzi University

Prof. Guoqiao Shen Hangzhou Boco Electronics Company Ltd.

Date of oral defence: 2025-9-9

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：赵问题 签字日期：2025年9月9日

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：赵问题

导师签名：吴晓科

签字日期：2025年9月9日

签字日期：2025年9月9日

致 谢

行文至此，笔落意远，数年的博士求学生涯已在时光中悄然走向尾声。回首在浙江大学的日日夜夜，无数灯火阑珊下的苦读、迷茫时刻中的求索、突破困境后的欢欣，如一帧帧画面浮现眼前。这段旅程，不仅是对知识的追寻与积累，更是对意志的磨砺、对心灵的滋养。在此，我愿以最真挚的语言，向所有一路走来给予我温暖、指引与力量的师长、同窗和亲人们，致以最深沉的谢意。

本论文的顺利完成，首当感谢我的导师——吴新科教授。吴老师学识渊博、见解深邃，治学严谨且始终秉持精益求精的学术态度。从论文的选题立意、框架构建，到研究方法的选择与难题的攻克，每一阶段无不浸润着他的悉心指导与深刻启发。每当我科研途中陷入迷茫，他总能以睿智的洞察为我廓清迷雾，指引方向。恩师之风，山高水长；片语难尽，感念惟深。在此，谨向吴老师致以最崇高的敬意与最诚挚的感谢！

感谢电气工程学院各位老师。特别感谢张军明老师、邵帅老师、闫海东老师、陈烨楠老师在我的科研道路上给予诸多宝贵建议，使本论文得以不断完善。感谢周丽英老师及各位助理老师，你们在日常科研中提供的无私支持与帮助，是我能够安心前行的重要保障。同时，也要感谢所有曾授我以业、教我以道的老师们，你们春风化雨般的言传身教，不仅开阔了我的学术视野，也为我的专业之路奠定了坚实基础。点滴相助，皆是我前行路上珍贵的光芒。

一路同行，幸得知己。特别要将一份深厚的谢意，献给我在 PMIC 实验室这个大家庭中所有的同门兄弟姐妹。几年的时光里，我们既是学术上相互砥砺的战友，也是生活中彼此扶持的家人。感谢刘天骥、张思亮、杨金旭、董泽政、吴嘉文、齐雨、范高、陈子健、李光灿、田霖、李力超、Faheem Muhammad、孙家宏等师兄，在我科研初期给予的指引与帮助。感谢同窗挚友黄天林、赵韞玉、陈征、杜家坤、马京京，与你们共度的讨论时光和并肩作战的日子令我受益匪浅。感谢师弟徐宇豪、黄新隆、朱时羽、谢宗伦、刘亚男、吕润泽、张佳一、张棧、王雨琛、吴彦青、栾澳祖、杜合溪、陈睿轩、刘慧、司华宁、姜旭、傅超伟、鲍林奕、项敏思、魏天翔、邹颜骏、朱志豪、刘毅哲、顾天予、刘华桥、赵亚波、刘建强、侯淳耀、吴雁飞、朱振海、黄程宇、吕龙杰、林江舟、韩林君、徐骋、谢庆湘、孙小萌、徐翰诚、蔡博程、刘凯凯、高思远、王文字等，师妹李京津、郝鑫等，你们的支持与陪伴为我的研究生活注入了许多活力。

在我求学之路的每一处转折与起伏中，家人始终是最深沉的力量与最温柔的归处。感谢我的父母与姐姐，你们用毫无保留的爱与信任，为我筑起最坚实的后盾，也为我保留着一处永远温暖的港湾。你们尊重我的每一个选择，支持我的每一次尝试，默默付出、无私成全，才使我得以心无旁骛地追寻学术的理想。特别要感谢我的爱人朱英杰。你的陪伴如静水深流，包容与体谅是我前行中最笃定的力量；是你的微笑照亮了我的方向，使我始终保持前行的勇气。

最后，向本论文所引用的所有文献的作者们致敬，你们的前期工作是本研究得以开展的基石。同时也衷心感谢参与论文评审与答辩的各位专家学者，你们提出的每一条宝贵意见，皆使我受益良多。

求学之旅暂歇，而探索之志未止。谨以此文，献给所有照亮我前行道路的人。未来漫漫，我仍将怀抱感激，奔赴下一段山海。

衷心感谢！

赵问鼎

2025 年 9 月于求是园

本论文工作得到：

国家自然科学基金资助

（资助号：52177197）

在此谨表谢意！

本论文工作得到：

浙江省‘尖兵’‘领雁’研发攻关计划资助

（资助号：2023C01011）

在此谨表谢意！

摘 要

在全球能源结构向低碳化转型以及碳中和战略目标的推动下,发展清洁能源并实现绿色交通已成为国际社会的广泛共识。在此背景下,电动汽车(Electric Vehicle, EV)产业迎来了前所未有的发展机遇,市场规模呈现出指数级增长态势。与此同时,消费者对于电动汽车的续航里程和充电便利性提出了更高的要求,这进一步推动了电池技术以及大功率车载充电机(On-board Charger, OBC)的研发进程。作为 OBC 与电网连接的关键环节,三相功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)变换器的性能直接影响着充电效率和用户体验。为了在有限的车载空间内传输更高的功率, PFC 变换器必须具备更高的效率和功率密度。然而,传统的两电平三相 PFC 变换器在追求高效率传输时,开关频率较低,这导致电感和滤波器的体积占比大,从而限制了系统的功率密度。多电平技术为解决该矛盾提供了有效途径。通过增加多电平拓扑的电平数,可大幅减小电感伏秒(电感电压积分最大值),从而实现更高的功率密度。同时,电平数的增加降低了器件电压应力,从而可以使用寄生参数更小的低压器件,实现高效率的目标。为了在效率与功率密度方面实现三相 PFC 变换器的突破,本文重点分析多电平拓扑在高效高密度三相 PFC 应用中的优势。在此基础上,进一步研究多电平电路的优化设计方法和可靠的控制策略,以提升多电平方案的工程适应性和应用价值。主要研究内容如下:

模块化结构可有效降低多电平拓扑各单元间的相互影响,便于实现可靠的电路保护和冗余设计。但模块化单元会产生多个低压直流母线,与后级 DC-DC 变换器连接复杂。而且由于低压电容能量密度低,直流母线电容体积增大,降低系统的功率密度。对此,本文揭示了多电平拓扑功率传输方式与母线的关系,进而提出一种兼具模块化特性和单直流母线的多电平拓扑——模块化感性开关网络(Modular Inductive Switching Network, MISN)。本文进一步分析了 MISN-PFC 变换器的工作原理和控制策略,为其在高效高密度电源中的应用奠定基础。

由于多电平 PFC 变换器电路参数较多,为实现高效率与高功率密度的目标,现有相关应用缺乏系统性优化设计方法。此外,不同的拓扑结构对设计方法影响明显,需根据具体的电路运行原理进行适应性调整,以确保设计方法与拓扑特性相匹配。因此,本文针对 MISN-PFC 变换器的优化设计问题进行研究,首先建立 MISN 器件损耗模型以及电路关键元件的体积模型,分析各设计参数对系统效率与功率密度的作用规律。在此基础上,提出层级化设计思想,将复杂的多目标多变量优化问题解耦为多个降阶的子优化过程,有效降

低了设计复杂度。相较于传统两电平变换器，MISN-PFC 变换器的损耗以及无源元件体积更小，可实现更高的效率和功率密度。

在宽直流母线电压应用中，MISN 的电压应力以及缓冲能量与母线电压范围正相关，不仅降低前级 PFC 变换器的转换效率，还会对其功率密度产生负面影响。针对这一问题，本文建模计算了不同直流母线电压对应的 MISN 损耗以及电路元件体积，通过对比分析揭示了工频整流桥电平数对 MISN 的关键影响。进一步，通过综合评估工频整流桥结构复杂度及其优化效果，提出一种基于三电平工频整流桥的 MISN 拓扑优化方案，在维持原有效率与功率密度的同时，成功扩展直流母线电压范围。

针对 MISN-PFC 变换器在极轻载条件下电压振荡问题，本文基于基波频段的功率传输路径，分析了极轻载下变换器的异常工作状态，揭示了此时原有控制策略对 MISN 电压控制的局限性。对此，提出一种基于谐波频段的功率补偿控制策略，即通过定向构建谐波频段的功率传输路径，补偿 MISN 所需能耗，恢复系统正常工作模态并实现环路稳定。

针对三相 MISN-PFC 变换器多单元均压控制所需采样电路资源大的问题，本文提出一种基于电流纹波检测的均压控制策略，通过解析电感电流纹波与单元电压的强耦合特性，将电压检测转换为电流纹波检测。相较于传统基于电压检测的均压控制方法，所提均压策略复杂度相近，但控制系统硬件资源需求以及空间占比大幅下降。

关键词：三相 PFC，高效率，高功率密度，MISN，多电平，优化设计，控制策略

Abstract

Driven by the global transition to a low-carbon energy structure and the strategic carbon neutrality goals, the development of clean energy and sustainable transportation has become a broad consensus within the international community. In this context, the electric vehicle (EV) industry has encountered unprecedented development opportunities, with its market size exhibiting exponential growth. At the same time, consumers are placing higher demands on the driving range and charging convenience of EVs, which further promotes the development of battery technology and high-power on-board chargers (OBCs). As a critical interface connecting the OBC to the grid, the performance of three-phase power factor correction (PFC) converters directly affects charging efficiency and user experience. To transmit higher power within limited onboard space, PFC converters must achieve higher efficiency and power density. However, when pursuing high-efficiency power transmission, traditional two-level three-phase PFC converters operate at relatively low switching frequencies, resulting in bulky inductors and filters that occupy significant volume and thus limit the system's power density. Multilevel technology provides a novel solution to this challenge. By increasing the number of voltage levels in multilevel topologies, the inductor volt-second (maximum integral of inductor voltage) can be significantly reduced, enabling higher power density. Meanwhile, the increased number of levels reduces the voltage stress on switching devices, allowing the use of low-voltage devices with smaller parasitic parameters to achieve high efficiency. To break through the limitations in efficiency and power density of three-phase PFC converters, this dissertation focuses on analyzing the advantages of multilevel topologies in high-efficiency, high-density three-phase PFC applications. On this basis, it further investigates optimized design methods and reliable control strategies for multilevel circuits to enhance the engineering adaptability and application value of multilevel solutions. The main research contents are as follows:

The modular structure can effectively reduce the mutual influence between units in multilevel topologies, facilitating reliable circuit protection and redundant design. However, the modular units generate multiple low-voltage DC buses, complicating their connection to downstream DC-DC converters. Moreover, due to the low energy density of low-voltage capacitors, the volume of the DC bus capacitors increases, reducing the system's power density. To address this, this paper reveals the relationship between the power transfer mode of multilevel topologies and the bus, and subsequently proposes a multilevel topology that combines modular characteristics with a single DC bus—the Modular Inductive Switching Network (MISN). The working principles and control strategies of the MISN-PFC converter are further analyzed, laying

the foundation for its application in high-efficiency, high-density power supplies.

Due to the numerous parameters in multilevel PFC converters, existing applications lack systematic optimization design methods to achieve high efficiency and high power density. Furthermore, different topologies significantly influence the design approach, requiring adaptive adjustments based on the specific circuit operating principles to ensure the design method matches the topological characteristics. Therefore, this paper investigates the optimization design of the MISN-PFC converter. First, it establishes a loss model for the MISN module devices and a volume model for key circuit components, analyzing the impact of various design parameters on system efficiency and power density. Based on this, a hierarchical design approach is proposed, decoupling the complex multi-objective, multi-variable optimization problem into multiple reduced-order sub-optimization processes, effectively reducing design complexity. Compared to traditional two-level converters, the MISN-PFC converter exhibits lower losses and smaller passive component volumes, enabling higher efficiency and power density.

In wide DC bus voltage applications, the voltage stress and buffering energy of the MISN module are positively correlated with the bus voltage range, which not only reduces the conversion efficiency of the front-end PFC converter but also negatively impacts its power density. To address this issue, this paper models and calculates the MISN module losses and circuit component volumes corresponding to different DC bus voltages. Through comparative analysis, it reveals the critical impact of the number of levels in the line-frequency rectifier bridge on the MISN module. By comparing the structural complexity of line-frequency rectifier bridges and their optimization effects, an optimized MISN-PFC topology based on a three-level line-frequency rectifier bridge is proposed. This solution successfully extends the DC bus voltage range while maintaining the original efficiency and power density.

To address the voltage oscillation issue of the MISN-PFC under extremely light load conditions, this paper analyzes the abnormal operating state of the converter under such loads based on the power transfer path in the fundamental frequency band, revealing the limitations of the original control strategy in controlling MISN voltage. In response, a power compensation control strategy based on the harmonic frequency band is proposed. This strategy involves directionally constructing a power transfer path in the harmonic frequency band to compensate for the energy consumption required by the MISN module, restoring the system's normal operating mode and achieving loop stability.

To tackle the issue of high sampling circuit resource requirements for voltage balancing control in three-phase MISN-PFC multi-unit systems, this paper proposes a voltage balancing control strategy based on current ripple detection. By analyzing the strong coupling characteristics

between inductor current ripple and unit voltage, voltage detection is converted into current ripple detection. Compared to traditional voltage detection-based voltage balancing control methods, the proposed strategy has similar complexity but significantly reduces the hardware resource requirements and spatial footprint of the control system.

Key words: three phase PFC, high efficiency, high power density, MISN, optimization design, control strategy

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 电动汽车能源架构类型	3
1.1.2 OBC 结构与发展趋势	4
1.2 高效高密度三相 PFC 变换技术研究综述	6
1.2.1 两电平拓扑方案	8
1.2.2 三电平拓扑方案	11
1.2.3 多电平拓扑方案	13
1.3 高效高密度三相多电平 PFC 变换器的技术难点	17
1.3.1 多电平电路拓扑设计	17
1.3.2 多目标多变量优化方法	17
1.3.3 多电平 PFC 控制策略	18
1.4 本章小结	20
第 2 章 三相 MISN-PFC 变换器工作原理分析与控制策略研究	23
2.1 引言	23
2.2 三相 MISN 拓扑	23
2.3 三相 MISN-PFC 变换器运行原理	25
2.3.1 电感电流控制	25
2.3.2 MISN 电压控制	27
2.3.3 直流母线电压控制	30
2.4 三相 MISN-PFC 变换器控制系统	31
2.4.1 三环路控制策略	31
2.4.2 暂态补偿控制策略	33
2.4.3 控制环路参数设计	35
2.5 实验验证	39
2.6 本章小结	43
第 3 章 基于器件 NFoM 的三相 MISN-PFC 变换器参数优化方法研究	45

3.1 引言	45
3.2 MISN 的最小损耗模型	45
3.2.1 基于器件电荷特性的损耗计算模型	45
3.2.2 基于器件 NFoM 的最小损耗模型	48
3.3 主要元件的体积模型	50
3.3.1 电感体积分析	50
3.3.2 MISN 体积分析	52
3.4 多变量层级化协同优化设计方法	53
3.5 实验验证	56
3.6 本章小结	60
第 4 章 基于拓扑优化的宽直流母线电压三相 MISN-PFC 变换器研究	62
4.1 引言	62
4.2 直流母线电压对 MISN 的影响	62
4.3 基于工频整流桥多电平化的 MISN 优化方法	65
4.3.1 三电平工频整流桥的优化效果分析	65
4.3.2 N 电平工频整流桥的优化效果分析	68
4.4 实验验证	73
4.5 本章小结	77
第 5 章 基于谐波功率补偿的三相 MISN-PFC 变换器极轻载控制研究	79
5.1 引言	79
5.2 极轻载三相 MISN-PFC 变换器工作状态分析	79
5.2.1 极轻载变换器功率传输分析	79
5.2.2 极轻载控制环路稳定性分析	82
5.3 基于谐波功率补偿的极轻载控制策略	84
5.3.1 谐波频段功率传输模型	84
5.3.2 极轻载控制策略实现方法	86
5.4 实验验证	89
5.5 本章小结	92
第 6 章 MISN-PFC 变换器均压问题分析与均压控制策略研究	93
6.1 引言	93

6.2 MISN 均压分析模型 93

6.3 基于电流纹波检测的均压控制策略 101

 6.3.1 电感电流纹波与 MISN 不均压度的关系 101

 6.3.2 基于电流纹波检测的均压控制实现方法 105

6.4 实验验证 108

6.5 本章小结 111

第 7 章 总结与展望 112

 7.1 本文工作总结 112

 7.2 后续研究展望 115

参考文献 116

攻读博士学位期间的研究成果 125

第1章 绪论

1.1 研究背景

根据国际能源署（IEA）《2024 年全球能源展望》报告，过去十年全球能源需求增长 30%，2023 年化石能源（石油、煤炭、天然气）仍占据能源消费总量的 67%（图 1.1），而探明储量仅可支撑石油开采 53 年、天然气 49 年、煤炭 133 年^[1]。这种“高依赖-低可持续”的矛盾在交通领域尤为突出：全球交通系统 96% 的能源来自石油^[2]，每年消耗石油超 50 亿吨，占全球总产量的 65%^[3]，成为能源安全链条中最脆弱的环节。

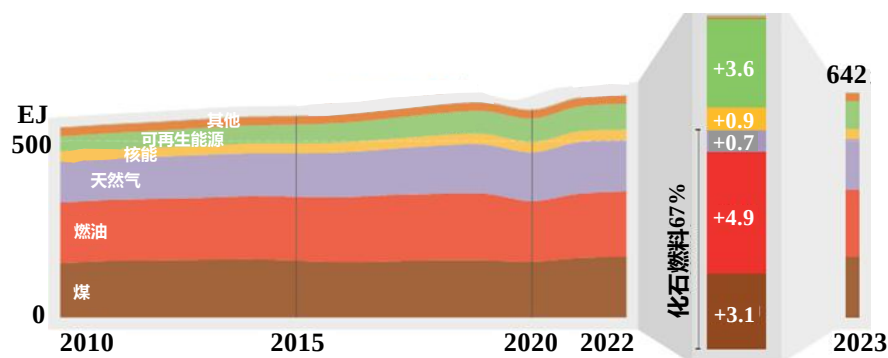


图 1.1 全球能源消耗发展趋势

化石能源的过度使用已引发严峻环境危机。据联合国环境规划署（UNEP）统计，如图 1.2 所示，2023 年全球化石燃料燃烧产生的二氧化碳排放量约 377 亿吨，其中能源领域贡献 26%（约 150 亿吨）^[4]。若延续当前排放轨迹，全球温升将在 2030 年前突破 1.5℃ 临界值^[5]。更严重的是，交通尾气排放的氮氧化物（NO_x）、颗粒物（PM_{2.5}）等污染物导致全球每年约 700 万人因空气污染过早死亡（世界卫生组织数据）^[6]，而石油开采与运输过程中的泄漏事故（如 2020 年毛里求斯漏油事件）更对海洋生态造成毁灭性打击。

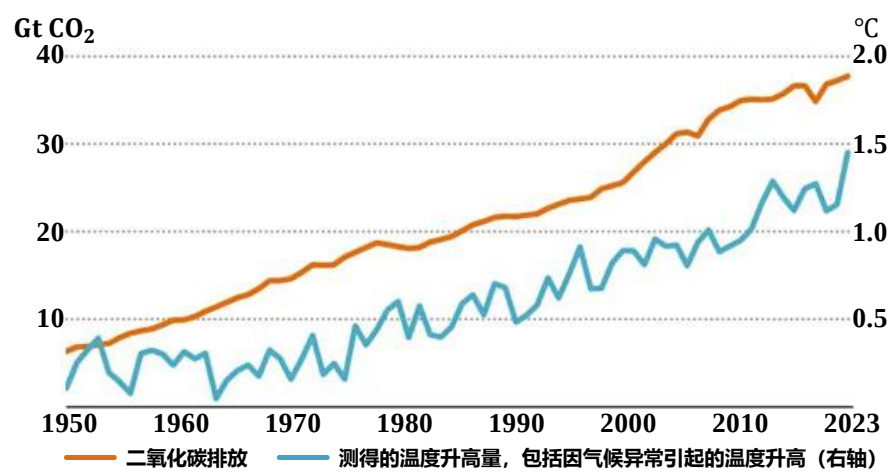


图 1.2 二氧化碳排放量与全球平均气温发展趋势

为应对能源与环境双重危机，全球正加速向可再生能源转型。《巴黎协定》设定了“将全球温升控制在 2℃ 以内并努力限制在 1.5℃”的目标^[7]，欧盟通过《欧洲绿色协议》承诺 2030 年碳排放较 1990 年减少 55%、2050 年实现碳中和^[8]；中国提出“双碳”战略，力争 2030 年前实现碳达峰、2060 年前碳中和^[9]。政策驱动下，2023 年全球可再生能源发电量占比首次突破 30%，光伏与风电成本较 2010 年分别下降 82% 和 39%^[10]。

在此背景下，电动汽车（electric vehicle, EV）成为连接可再生能源与低碳交通的核心载体。通过“清洁电力-车载电池-智能充电”的技术路径，EV 可将风电、光伏等波动性可再生能源转化为稳定交通能源。国际可再生能源机构（IRENA）研究表明，若全球 EV 渗透率达 75%，每年可减少 14 亿吨碳排放^[11]，而车网互动（V2G）技术更能将 EV 电池变为电网调频资源，提升可再生能源消纳率 20% 以上^[12]。因此，发展以 EV 为核心的新能源交通体系，既是破解化石能源依赖的关键路径，也是实现联合国可持续发展目标（SDG7、SDG13^[13]）的必由之路。

全球电动汽车市场正以惊人速度重塑交通能源格局，如图 1.3 所示，2023 年全球电动汽车销量突破 1400 万辆，渗透率达 15.8%，较三年前增长近四倍^[14]，其中中国市场贡献超六成份额，年销量达 887 万辆、渗透率 35%^[15]。这场变革的背后是各国政策的强力推动：欧盟通过《2035 年禁售燃油车法案》^[16]，美国加州与中国海南等地区试点更激进的禁燃时间表^[17]，德国、中国等主要市场通过最高 9000 欧元购车补贴与税收减免刺激消费^[18]。基建布局同步加速，欧盟立法要求 2030 年实现高速公路 60 公里间隔快充覆盖^[19]，中国计划 2025 年建成 200 万根公共充电桩，中央财政累计投入超 180 亿元^[20]。政策红利催生产业链爆发，宁德时代与比亚迪动力电池全球市场占有率达 70%^[21]，特斯拉上海超级工厂实现 45 秒下线一台车的制造效率^[22]，规模化效应显著降低整车成本。

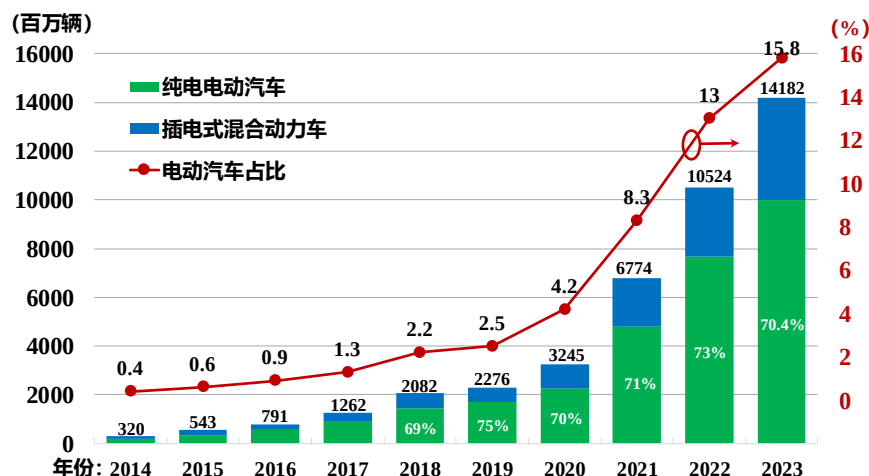


图 1.3 全球电动汽车销量及其渗透率发展趋势

然而市场繁荣背后，充电体验仍是制约电动汽车普及的关键短板。2023 年 J.D.Power 中国新能源车调研显示，38% 用户将“充电速度慢”列为首要痛点，32% 抱怨续航虚标，29% 受困于排队等待^[23]。美国消费者报告同期调查发现，31% 潜在用户因续航焦虑放弃购买^[24]。这些数据表明，尽管政策和基础设施的支持推动了电动汽车市场的快速增长，用户在实际使用中的充电体验问题依然突出，成为进一步普及的瓶颈。

电动汽车的充电方式主要包括直流快充和交流慢充两种。直流快充依赖外部充电站，能显著缩短充电时间，是提升用户体验，推动电动车普及的重要技术支撑^[25]。然而，其局限性同样明显。研究显示，充电站建设需投入巨额资金，包括设备采购、电网升级及维护费用，高昂的成本限制了快充网络的扩展^[26]。此外，充电站布局受地理位置和电力供应的制约，偏远地区覆盖率不足，美国部分区域的充电设施分布仍存在较大缺口^[27]，高峰时段的排队问题也加剧了用户的不满情绪。相比之下，交流慢充则通过车载充电机（On-board Charger, OBC）实现，用户可在家中或工作场所充电，降低了用户对公共充电设施的依赖，极大提升了便捷性，成为电动汽车充电体系的重要组成部分^[28]。根据 IEA 2023 年数据，全球约 70% 的电动汽车充电需求通过交流慢充完成，尤其城市地区，这一比例更为突出^[29]。

1.1.1 电动汽车能源架构类型

根据能源供给方式，电动汽车可分为三大类别：混合动力汽车（Hybrid Electric Vehicle, HEV）、插电式混合动力汽车（Plug-in Hybrid Electric Vehicle, PHEV）和纯电动汽车（Battery Electric Vehicle, BEV）^[30]。HEV 通过内燃机与电动机协同工作实现能量管理，其电池容量通常为 1~2kWh，仅依赖制动能量回收与发动机发电进行充电，无需外部充电设备。PHEV 则在此基础上引入插电充电功能，电池容量扩展至 8~18kWh^[31]，支持外部交流充电，功率范围为 3.3~7.4kW。BEV 则完全依赖高压电池组提供动力，电池容量通常介于 60~150kWh^[32]，需配备完善的车载充电系统，包括符合 IEC-61851 标准的交流充电接口及高功率车载充电机 OBC。

尽管动力电池技术取得了进步，BEV 的续航里程仍受限于电池的物理特性。例如，以 70kWh 电池组为例，满电量下的新欧洲行驶循环（New European Driving Cycle, NEDC）工况续航里程约为 500km，与传统燃油车相比仍存在不足。这一技术瓶颈使得 HEV 和 PHEV 在过去十年中扮演了过渡性角色。然而，随着 800V 高压平台普及以及充电基础设施的不断完善，BEV 正加速替代燃油车，预计 2025 年 BEV 市场份额将突破 70%^[33]。

如图 1.4 所示，BEV 能源系统主要包括高压储能单元、OBC、DC-DC 变换器、电驱动系统等。其充电系统采用双路径设计：直流快充通过外部充电桩直接向电池提供电能，

充电功率范围为 50~350kW，以 70kWh 电池组为例，可在 30 分钟内将荷电状态（State of Charge, SOC）从 20%提升至 80%；交流慢充则通过 OBC 将电网交流电转换为适用电池的直流电，功率范围通常为 3.3~22kW。这种设计不仅提高了充电灵活性，还与直流快充形成互补，有效缓解了充电设施不足的难题。

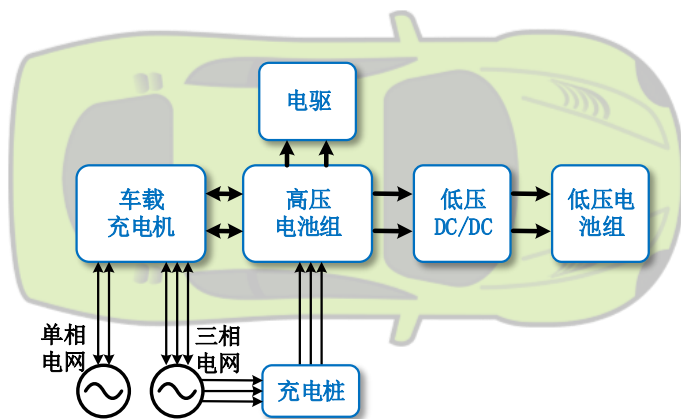


图 1.4 BEV 能源系统架构图

随着动力电池的能量密度的持续提升，对 OBC 充电功率的需求随之增加。例如，宁德时代麒麟电池的能量密度已达 255Wh/kg^[34]，推动主流车型的电池容量从 2018 年 40kWh 增长至 2023 年 90kWh，年均增幅 17.6%^[35]，这一趋势对充电系统产生了重要影响。当电池容量从 70kWh 增至 100kWh 时，若 OBC 功率仍维持在传统的 6.6kW，则完整充电时间将从 10.6 小时延长至 15.2 小时，远超用户普遍接受的 4 小时充电时限^[36]。为了维持合理的充电时长，OBC 的功率必须与电池容量同步提升。然而，由于车载空间的刚性约束，在现有体积内增加 OBC 功率对充电设备的效率和功率密度提出了更高要求。

1.1.2 OBC 结构与发展趋势

OBC 的拓扑结构直接影响充电装置的效率、功率密度和可靠性。根据功能划分，OBC 的结构可分为两级式和单级式两种类型。其中，两级式结构因其技术成熟度高、研发难度低、综合性能优越，已成为当前行业的主流设计方案^[37]。

图 1.5 所示为两级式 OBC 结构图，其前级为功率因数校正（Power Factor Correction, PFC）变换器，主要功能是将电网输入的交流电压转换为稳定的直流母线电压；后级采用隔离式 DC-DC 变换器，通过高频调制技术将直流母线电压调整至适配电池充电需求的电压范围，同时提供电气隔离以确保系统安全性。在直流母线处通常配置低内阻的电解电容，用于实现前级与后级的解耦。这种设计不仅允许两级电路分别针对各自功能进行独立优化，还能简化控制系统的设计与工程实现^[38, 39]。

在大功率 OBC 应用场景中，前级 PFC 变换器通常采用三相 Boost 型拓扑结构。该拓

扑通过正弦脉宽调制 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)^[40]或空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)^[41]产生三相桥臂的驱动信号, 在将电网交流电整流为直流电的同时, 校正输入电流的波形和相位, 实现高功率因数^[42]。此外, 为提高电网兼容性, 此类拓扑常被设计为支持单相输入的兼容模式。具体而言, 在单相输入条件下, 三相桥臂可通过错相并联运行, 并配合工频整流桥形成图腾柱无桥 PFC 结构, 从而优化单相充电性能^[43-46]。为了实现高效率与高功率密度设计目标, 后级 DC-DC 多采用高频谐振变换器。例如典型的 LLC 谐振变换器, 通过精确匹配谐振腔参数, 能够在全负载范围内实现零电压开关 (Zero Voltage Switching, ZVS) 与零电流开关 (Zero Current Switching, ZCS), 从而降低开关损耗^[47-48]。为满足双向功率传输需求, 可在副边增加对称谐振网络构成 CLLC 拓扑, 其双向效率差异可控制在 0.1% 以内^[49-51]。

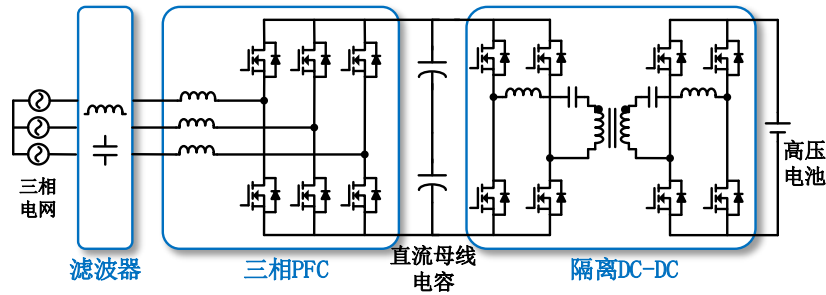


图 1.5 两级式 OBC 典型结构

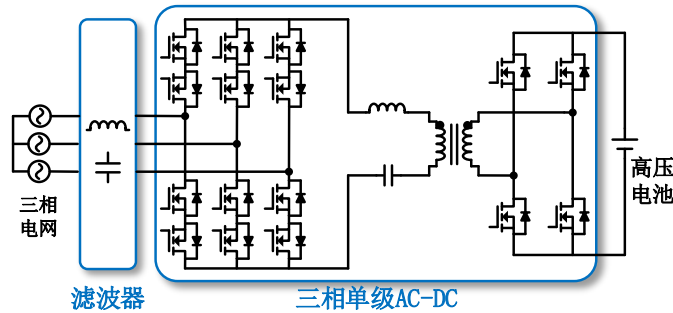


图 1.6 单级式 OBC 结构图

单级式 OBC 结构通过单一隔离变换器集成 PFC 与 DC-DC 调压功能, 直接实现从电网交流电到电池直流电的功率转换, 如图 1.6 所示。该结构省去了直流母线电容, 从而减少了器件数量并降低了制造成本^[52]。然而, 这一设计对控制系统提出了更高要求: 需同时完成输入侧的功率因数校正与输出侧的电压/电流调节。此外, 由于缺少母线电容的缓冲作用, 单级式 OBC 必须直接应对雷击、浪涌及电网故障等瞬态扰动, 要求控制算法具备高速实时计算和快速动态响应能力, 这大大增加了系统设计的复杂性^[53, 54]。此外, 单级拓扑的交流侧电流为断续模式, 需较大的输入滤波器以抑制电流谐波 (Total Harmonic Distortion, THD)^[55]。因此, 综合考虑性能表现、开发成本与技术难度等因素, 两级式架构仍为当前

OBC 产品设计的主流选择。

为进一步分析 OBC 的发展趋势,对工业界与学术界具有代表性的 OBC 产品及样机进行了调研,结果如图 1.7 所示^[36-42]。基于传统硅基 MOSFET 器件的 OBC 受开关损耗与散热问题的限制,其开关频率通常低于 50kHz,满载效率约为 95%,功率密度大多低于 2kW/L^[43, 56, 57]。近年来,随着宽禁带半导体器件(如碳化硅 SiC 和氮化镓 GaN)的广泛应用,OBC 的性能得以提升。文献[58]基于 SiC 和 GaN 混合设计,前级采用图腾柱无桥 PFC(开关频率>500kHz),后级采用 CLLC 变换器(500kHz),实现 3kW/L 功率密度与 96.2%满载效率;文献[59]基于全 SiC 器件对这一方案进行进一步优化,将功率密度提升至 4kW/L,效率达 97.5%。

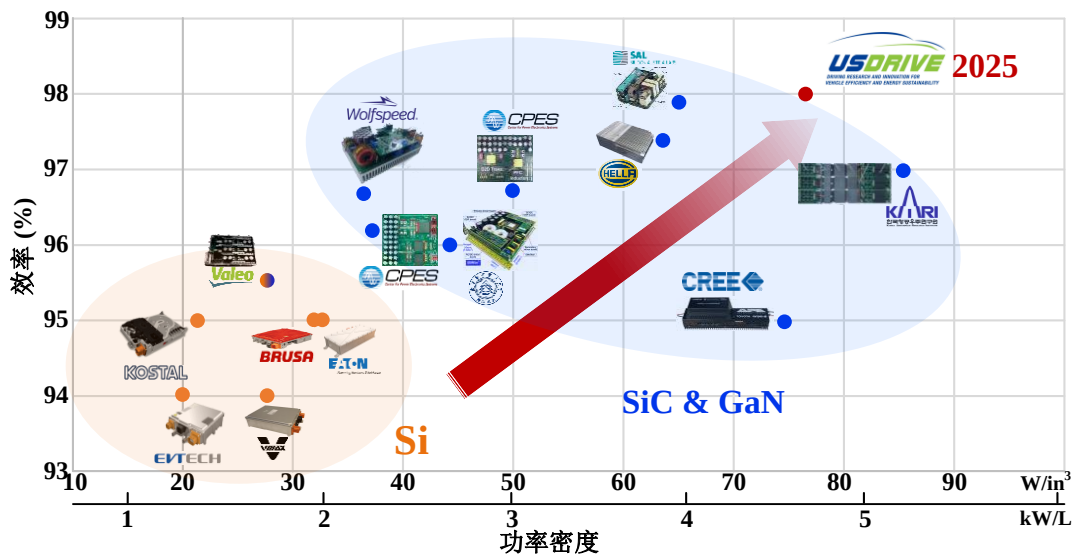


图 1.7 车载充电机满载效率与功率密度调研

为推动 OBC 技术的进一步发展,美国能源部在 2017 年发布的 USDRIVE 规划中提出了明确的性能目标:2020 年 OBC 效率达到 97%,功率密度达到 3.5kW/L;2025 年效率提升至 98%,功率密度达到 4.6kW/L^[60]。随着电动汽车充电功率需求的持续增长,OBC 的性能指标需进一步突破。因此,研究高效率、高功率密度的三相 PFC 及隔离 DC-DC 变换器具有重要的理论与实际意义。作为电网与电池能量转换的首要环节,三相 PFC 的性能直接影响 OBC 的整体效率和功率密度,因此,本文将重点研究高效率、高功率密度的三相 PFC 技术,以满足未来大功率充电应用的发展需求。

1.2 高效高密度三相 PFC 变换技术研究综述

PFC 变换器主要由输入滤波器、交流侧电感、整流桥等构成,那么提高 PFC 的效率和功率密度,本质上即减小上述各部分的损耗和体积。为全面分析高效率、高功率密度三相 PFC 变换器的研究现状,并深入探讨其技术难点,本节对国内外工业界和学术界具有代表

性的产品及研究成果进行了系统综述，如图 1.8 所示。考虑到各工作的研究重点不同，样机结构可能存在不完整的情况，所以在比较效率指标时，不考虑辅助电路和控制电路的损耗，在评估功率密度时，不考虑散热器（效率即可表征散热难度）以及直流母线电容（与 PFC 拓扑方案关系较小）的体积。

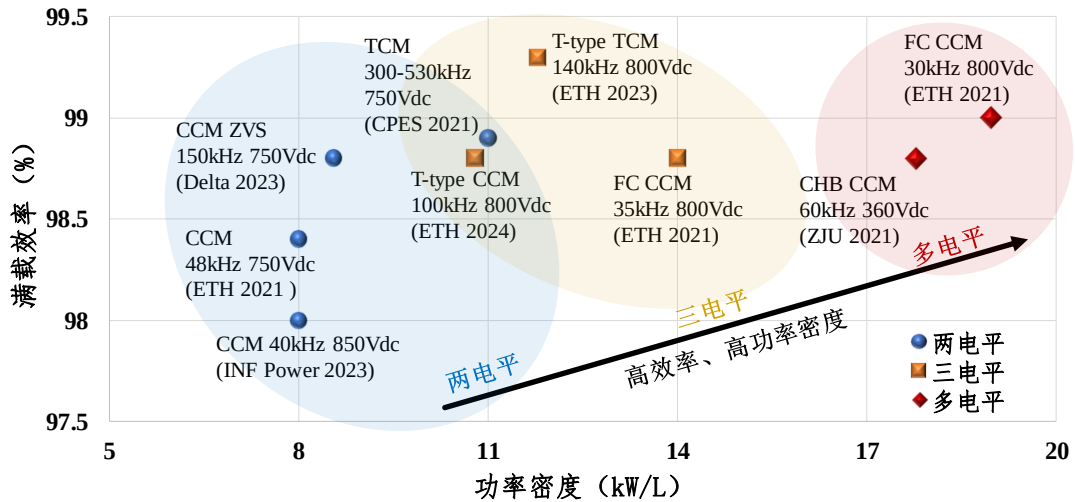


图 1.8 高效率、高功率密度三相 PFC 变换器研究现状

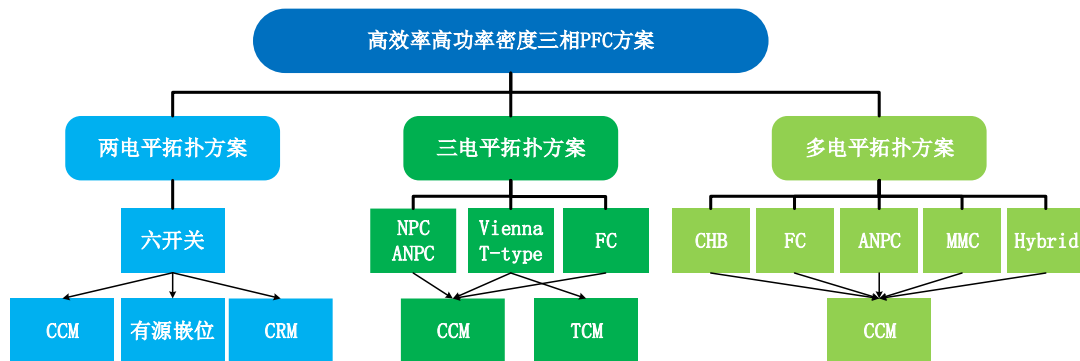


图 1.9 高效高密度三相 PFC 方案总结

根据所使用拓扑结构的电平数，可将现有三相 PFC 变换器方案分为三类，即两电平拓扑、三电平拓扑以及多电平拓扑，根据工作模式各拓扑还可以进一步分为连续导通模式（Continuous Conduction Mode, CCM），临界导通模式（Critical Conduction Mode, CRM），以及三角波电流模式（Triangular Current Mode, TCM），具体方案总结如图 1.9 所示。

由于两电平 PFC 变换器拓扑及其控制简单，可靠性高，在学术界和业界得到了广泛的使用和研究。基于 CCM 模式的两电平三相 PFC 变换器可实现满载效率 98.3% 左右，功率密度达到 8kW/L^[46]。然而，由于采用硬开关工作模式，其开关频率通常受限于 50kHz 以内。为克服这一限制，研究者提出了多种软开关技术，例如引入箝位电路^[61]或者 TCM^[62, 63]工作模式。这些技术能够在降低开关损耗的同时，将开关频率提升至 100~500kHz，从而使功率密度突破至约 11kW/L。此外，三电平拓扑方案在三相 PFC 变换器中展现出性能优

势,其中以 T 型三电平拓扑应用最为广泛。T 型三电平 PFC 的主开关管电压应力仅为直流母线电压的一半,同样采用 CCM 工作模式,其器件开关损耗更低,可以适当提高开关频率。同时,相较于两电平方案,其电感伏秒降低 50%,电感值可以减小一半左右,功率密度可达 10.5kW/L,满载效率约 98.8%^[64]。当采用 TCM 工作模式时,主开关管可实现软开通,进一步降低开关损耗,在相似功率密度下,效率可提升至 99.3%^[65]。此外,其他三电平方案,例如飞跨电容 (Flying Capacitor, FC),中点箝位 (Neutral Point Clamping, NPC) 等,也可以实现相似的指标^[66]。进一步,若在 800V 直流母线电压应用中使用更多电平数的拓扑结构,变换器每个单元的耐压降低,可以使用损耗性能更好的低压器件,从而实现较高的效率^[67],同时由于电感伏秒与电平数成反比,磁元件尺寸能够大幅减小,使得变换器的功率密度突破至 18kW/L^[66, 68, 69]。

为了深入研究不同方案在效率与功率密度提升方面的瓶颈,并探讨多电平拓扑在高性能应用中的潜在优势,后续章节将对各类拓扑的研究现状进行系统性分析。通过剖析现有技术的优劣势,揭示关键限制因素以及多电平拓扑在高效率、高功率密度应用中的价值。

1.2.1 两电平拓扑方案

考虑到车载 OBC 双向功率传输需求,典型的两电平三相 PFC 采用 Boost 型六开关拓扑,如图 1.10 所示。与单相 Boost PFC 变换器类似^[70],该拓扑在连续导通模式 (CCM) 下运行,通过平均电流控制方法实现网侧电流的功率因数校正。由于三相六开关拓扑为倍压输出结构,所以在三相 380Vac 输入电压下,直流母线电压需要设计在 600V 以上^[71],为优化成本,通常选用 1.2kV 硅基绝缘门双极晶体管 (Insulate-Gate Bipolar Transistor, IGBT) 器件。但由于 IGBT 在关断过程中存在拖尾电流,其关断损耗会随开关频率升高而显著增加,因此该方案的开关频率一般受限于 30kHz 以内。这导致变换器所需电感量通常在 mH 级别,电感体积很大。此外,IGBT 作为双极性器件,其通态压降约 2V 左右,导通损耗较大^[72]。所以该方案的经济实用性优势明显,但在效率和功率密度方面的表现相对较差。

随着以 SiC MOSFET 为代表的宽禁带器件在 OBC 中的应用,上述问题得到一定程度的缓解。相较于 Si 基器件, SiC MOSFET 具备更高的电子迁移率、更低的寄生电容以及更小的体二极管反向恢复电荷,适用于高频工作场景^[73-75]。但由于 CCM 模式下器件硬开关, SiC MOSFET 开关过程中的电压变化率 (dv/dt) 较高,会产生严重的电磁干扰 (Electromagnetic Interference, EMI),需通过减缓开关速度的方式加以抑制,导致开关损耗增加,并限制了开关频率^[76, 77]。

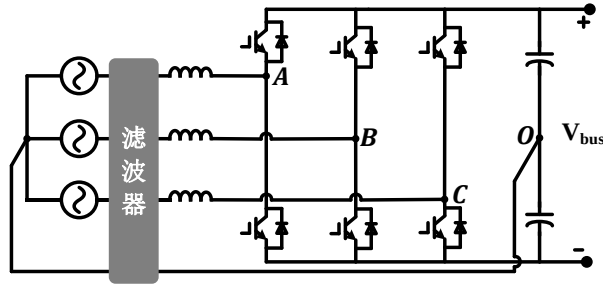


图 1.10 三相 Boost 型六开关 PFC 拓扑图

为实现更高的功率密度，提升 PFC 变换器的开关频率，减小电感和滤波器体积成为关键。然而，开关频率的增加会导致器件开关损耗上升、效率下降，并增大散热器体积。为解决这一问题，软开关技术被广泛研究并应用。软开关的核心原理是在器件开通前将其电压减小至零（Zero Voltage Switching, ZVS）或在关断前将其电流降至零（Zero Current Switching, ZCS），从而实现零开关损耗。在 CCM 模式下，PFC 变换器的开关损耗主要集中于开通过程，包括主开关管开通损耗、容性损耗及续流开关管反向恢复损耗，而关断过程的损耗相对较小。因此，当前软开关技术的研究重点在于实现零电压开通（ZVS），主要分为两类方法：一类通过外加有源箝位网络在开通前回收开关管结电容能量，使其电压为零；另一类通过增大电感电流纹波并使其反向，在死区时间内对主开关管结电容放电，实现开关 ZVS。

如图 1.11 所示为一种典型的基于有源箝位的软开关拓扑，在原有三相六开关 PFC 的直流母线上串联了一组有源箝位网络^[78]。该电路的主功率器件仍然按照 CCM 模式运行，仅在主开关管开通前进行能量回收。该方法利用反并联二极管的反向恢复能量来实现 ZVS，因此需要在主开关管上并联慢恢复二极管。虽然箝位网络电感具备足够能量以使三相桥臂主开关管充分放电，但这一机制也限制了开关频率提升。为克服这一局限，文献[79]提出一种基于空间矢量调制的控制方法，无需依赖二极管反向恢复能量即可实现主开关管和辅助管的 ZVS，同时有效抑制反向恢复电流，适用于高频工作场景。该方法在三相逆变器中也得到了验证^[80]，并通过与硬开关模式的对比，验证了其优越性^[81]。然而，在三相四线制 PFC 结构下，该控制方法会导致中性线出现较大的低频零序电流。为此，文献[82]提出了一种结合对齐驱动信号和额外短路模态的 ZVS-SPWM 控制方法，实现了所有开关管在 ZVS 条件下的定频工作。此外，文献[61]将箝位网络串联在桥臂中，以减小换向过程中的环路电感和器件电压应力，适用于三相、单相兼容的 PFC 变换器。在其他相关研究中，箝位网络的结构和位置也有所调整^[83-86]。尽管基于有源箝位的 ZVS 方案能够实现软开关，但其局限性不容忽视。首先，额外的辅助电路元件增加了电路设计和控制系统的复杂性，

提高了制造与维护成本。其次，箝位网络对无源元件参数精确度要求较高，参数偏差可能导致软开关失效，进而影响系统的可靠性。

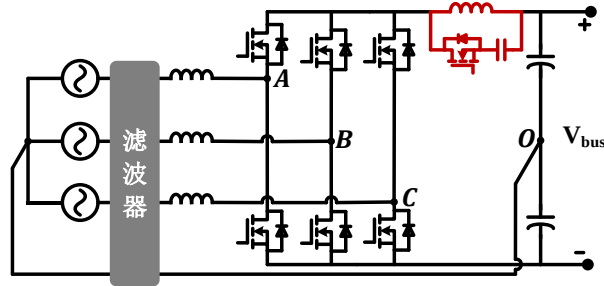


图 1.11 有源箝位三相 PFC 变换器拓扑

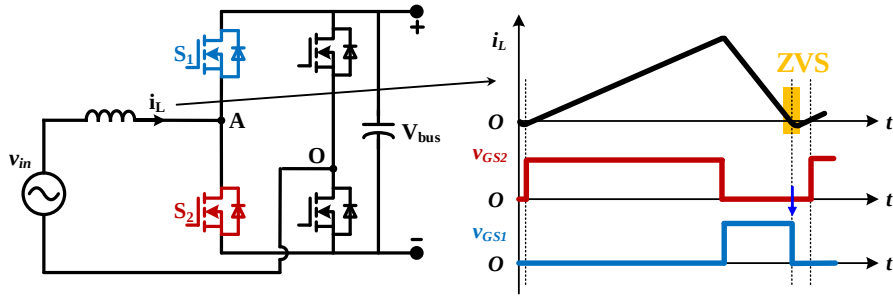


图 1.12 CRM 模式单相图腾柱 PFC 及工作波形

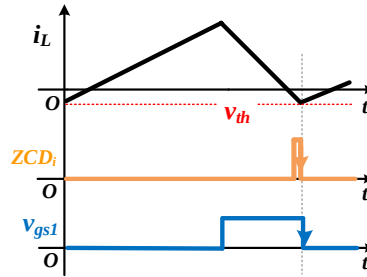


图 1.13 TCM 工作模式波形

除有源箝位技术外，临界导通模式（CRM）也是一种实现 ZVS 的有效手段，利用开关管结电容与电感谐振，释放器件结电容电荷，从而实现 ZVS。图 1.12 展示了单相图腾柱 PFC 变换器及其关键工作波形，其左桥臂高频工作控制电感伏秒，右桥臂工频运行切换工频正负半周。当输入电压 v_{in} 低于 $1/2$ 直流母线电压 V_{bus} 时，主开关管可以实现 ZVS，但是当输入电压高于 $1/2$ 直流母线电压 V_{bus} 时，主开关管结电容电压在谐振过程无法到零，仅能实现谷值开关 (Valley Switching, VS)，最低电压为 $2v_{in} - V_{bus}$ ，并且相位越接近 90° ，谷值开关时的电压越高，开通损耗越大^[87]。为了在整个工频周期内实现 ZVS，可以使电路工作在 TCM 模式。如图 1.13 所示，通过谷值电流控制策略延长续流开关管导通时间，增大电感储存的能量，以保证完全释放主开关管结电容电压，具体延长时间则根据输入电压瞬时值以及谐振回路阻抗计算得到^[88,89]。为了减小电感损耗，通常会以铁氧体等高频硬磁材料作为电感磁芯，在使用时需要注意饱和电流问题。然而在 TCM 模式下，电感电流峰

值为平均电流的一倍，不适合大电流应用场景，在 3kW 以内变换器的效率与功率密度具有优势^[90]。为扩展至更高功率，可采用多相交错并联技术，不仅维持效率与功率密度，还能减小网侧电流的高频分量，有助于缩小滤波器体积^[91]。

在三相 PFC 应用中，文献[92, 93]将该方法引入三相四线制六开关变换器中。由于直流母线中点与交流侧三相滤波电容中性点连接，各相电感电流可独立控制，所以可直接沿用单相时的控制策略，并且依靠 CRM 模式即可实现 ZVS。然而，若将最低开关频率提升至 300kHz 以上，最高频率将高达 13MHz(输入线电压有效值 380V, 直流母线电压 800V)，导致关断损耗和驱动损耗激增，驱动以及控制系统难以实现^[94]。此外，对于三相三线制 AC-DC 变换器，其电感电流控制相互影响，并且仅存在两个自由度，故不能沿用单相 CRM 控制策略。为解决该问题，文献[94]基于非连续脉宽调制 (Discontinuous Pulse Width Modulation, DPWM)^[95]技术，将工频周期分成 12 个扇区，在每个扇区内使电感电流最大相的桥臂持续导通，以降低关断损耗并实现其余两相的解耦。同时，为了限制最大开关频率，提出了“DPWM+CRM+开关频率同步”的控制方法——使相电流处于零点附近扇区的桥臂工作在 DCM 模式，其频率与工作在 CRM 模式的另一相同步——将最大开关频率降低到 1MHz 内。同样的思路也可以用在三相四线制中，利用 DCM 工作模式限制电路最大开关频率，并实现两种结构的兼容^[96]。

相较于 CCM 模式的三相 PFC 变换器，基于 CRM 的 ZVS 控制策略可将三相 PFC 开关频率提高 10 倍左右，结合交错并联^[62]以及耦合电感^[63]技术，可以进一步减小磁元件以及滤波器尺寸。然而，受限于磁芯材料的高频损耗特性及交流系数的影响，在损耗与尺寸的折衷设计中，开关频率无法继续提高，电感和滤波器的体积仍占整体 1/3 左右。此外，该工作模式也使得三相 PFC 的控制系统变得更加复杂。

1.2.2 三电平拓扑方案

除了通过提高开关频率的方法来提升功率密度，采用多电平拓扑也是一种有效的技术手段。早期多电平拓扑主要应用于中高压 (10kV 及以上) 电机驱动领域^[97]，其核心优势在于器件电压应力降低，从而解决半导体功率器件耐压不足的问题。此外基于低压器件实现高压直流-交流 (DC-AC) 变换，交流侧电压谐波畸变率更低，所需滤波器减小。若将这一技术应用于低压应用中，也可以取得相似的效果，有望实现更高的功率密度。

如前所述，市电三相 AC-DC 变换器直流母线电压等级在 800V 左右，使得传统的两电平拓扑需采用 1.2kV 电压等级的器件。而多电平拓扑，特别是三电平拓扑，能够使用电压等级更低的器件 (如 600V)，在成本控制和系统可靠性方面展现出优势。图 1.14 展示了

NPC 三电平拓扑^[98]，该电路利用二极管进行箝位，将器件电压应力降低至直流母线电压的 1/2，对应 600V 器件应用范围。为提升系统效率，可将箝位二极管替换为可控开关，形成有源中点箝位型（Active Neutral Point Clamping, ANPC）三电平拓扑^[99]，如图 1.15 所示。相比 NPC 拓扑，ANPC 拓扑的控制自由度更高，支持针对性的控制策略优化。例如，通过平衡器件间的损耗分布，可降低散热设计的难度^[100, 101]。或者使部分器件工频工作，将高频工作的器件减少为两个，降低开关损耗^[102]。基于该方法，文献[103]使用 650V GaN HEMT 作为高频管，Si MOSFET 作为工频管，在 140kHz 开关频率下实现了 99%的满载效率。

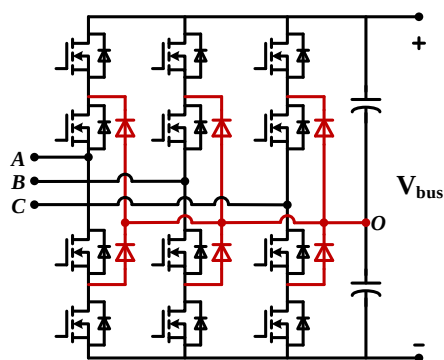


图 1.14 NPC 三电平拓扑

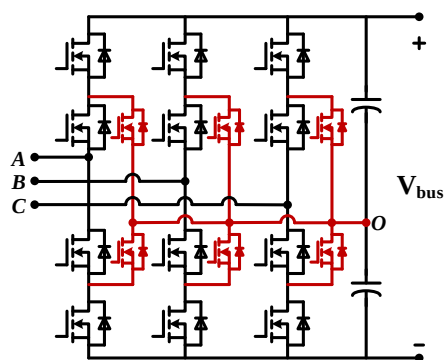


图 1.15 ANPC 三电平拓扑

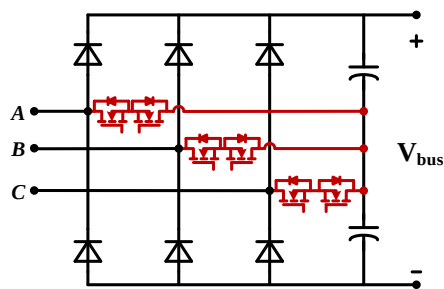


图 1.16 Vienna 三电平拓扑

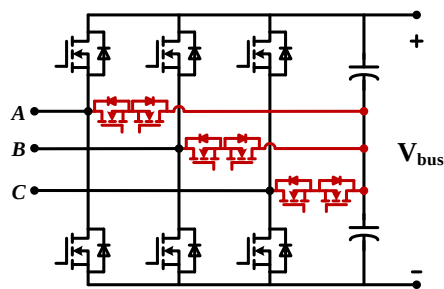


图 1.17 T 型三电平拓扑

将 NPC 拓扑的箝位二极管替换为可控开关, 同时把其他可控器件替换为二极管, 可得到六开关 **Vienna PFC** 方案^[104]。在该拓扑中, 当箝位开关导通时, 输出电平为 0; 当箝位开关关断时, 二极管导通续流, 输出电平为 1 或 -1。进一步优化拓扑结构, 将低压二极管整合为高压整流桥臂, 并通过双向全控器件进行箝位, 可形成另一种 **Vienna** 拓扑结构^[105], 如图 1.16 所示。该拓扑结构器件数量最少, 在功率密度要求不高时, 其效率与成本具有明显优势^[106]。为实现双向功率传输, 需要将 **Vienna** 拓扑的二极管替换为全控器件, 从而演变为 T 型三电平拓扑, 如图 1.17 所示。在逆变模式下, 电感电流反向, 外侧高压器件成为主开关管, 低压双向开关变为续流开关管, 其控制策略与整流模式存在一定区别^[107]。在相同器件且效率为 99.5% 下, 文献[99]比较了不同三电平拓扑的开关频率, 结果表明 T 型三电平拓扑的开关频率较 ANPC 提高约 1/3, 因而能够实现更小的电感与滤波器体积。此外, 三电平拓扑也可以工作在 TCM 模式, 在死区内通过电感电流对主功率管结电容放

电实现 ZVS 工作，进一步提高开关频率上限^[108]。文献[109]基于单片双晶体管^[110]系统地评估了 T 型三电平拓扑在不同开关频率下的效率与功率密度，提高开关频率虽然可有效缩小电感与滤波器尺寸，但同时增加的开关损耗会导致散热器体积增大，使功率密度呈现拐点。以每相功率 2kW、效率预期 99%为例，其最优开关频率约 200kHz，功率密度可达 15kW/L^[111]。

除上述拓扑外，飞跨电容（Flying Capacitor, FC）三电平拓扑也具有应用潜力。该拓扑的器件数量与 T 型三电平相当，均为 600V 电压等级，且器件损耗更低^[112]。但由于电路不具备自均压能力，为使飞跨电容电压维持在直流母线电压的 1/2，需要增加均压控制策略以及相应的硬件采样电路。

1.2.3 多电平拓扑方案

随着功率半导体技术的快速发展，功率器件的驱动电路、控制电路等重要组成部分不断芯片化集成^[113]，从而显著降低了系统复杂度，也为多电平拓扑在低压高效率、高功率密度电源中的应用提供了重要技术支撑^[114, 115]。

三电平 PFC 方案已初步经验证了多电平拓扑在效率方面的优势，并且由于其伏秒相较于两电平方案减小了一倍以上，在功率密度上具有天然的优势。因此，当电路拓扑的电平数继续增加，三相 PFC 有机会实现效率与功率密度的进一步突破。为从理论上论证多电平技术的可行性，文献[116]针对基础多电平拓扑推导了多电平变换器的统一损耗模型。基础多电平拓扑如图 1.18 所示，包括级联 H 桥（Cascaded H-bridge, CHB）变换器，FC 变换器，ANPC 变换器，以及模块化多电平变换器（Modular Multilevel Converter, MMC）。通过分析发现，这四类基础多电平拓扑均可分解为相同的半桥基本单元，根据该基本单元的损耗特性即可建立任意单元的损耗模型。为便于在给定直流母线电压下，评估不同耐压器件的最小损耗，该文献使用新品质因数（New Figure of Merit, NFoM）^[117]的概念，即：

$$NFoM = C \cdot R_{ds.on} \quad (1-1)$$

其中 C 为器件结电容， $R_{ds.on}$ 为器件导通电阻。统计数据表明，器件 NFoM 参数与器件耐压正相关^[118, 119]。基于器件 NFoM 改进统一损耗模型后发现，多电平拓扑的最小损耗近似与器件 $NFoM^{1/2}$ 成正比。因此，在相同直流母线电压条件下，拓扑中的单元数越多，所需器件的耐压越低，电路损耗随之减小。文献[120]基于器件 FoM ($= Q \cdot R_{ds.on}$) 提出 X-FoM 参数，并推导出类似的 N 电平桥臂损耗模型，在给定直流母线电压以及电感伏秒条件下，损耗随单元数增加而减小，减小倍数近似为单元数的 3/2 次方。

多电平拓扑不仅可以降低电感电压幅值，还可以提高其频率。表 1-1 比较了不同多电

平拓扑在相同电平数下的性能, 包括基本单元数、等效倍频效果、电感伏秒缩小倍数、器件数量及箝位电容数量。例如 N 电平 CHB 拓扑, 其包含 $N - 1$ 个基本单元, 由 $2N - 2$ 个开关器件以及 $(N - 1)/2$ 箝位电容构成, 电感电压频率为开关频率的 $N - 1$ 倍, 电感伏秒下降 $(N - 1)^2$ 倍, 所以电平数越多, 电感以及滤波器体积越小, PFC 变换器功率密度越大。

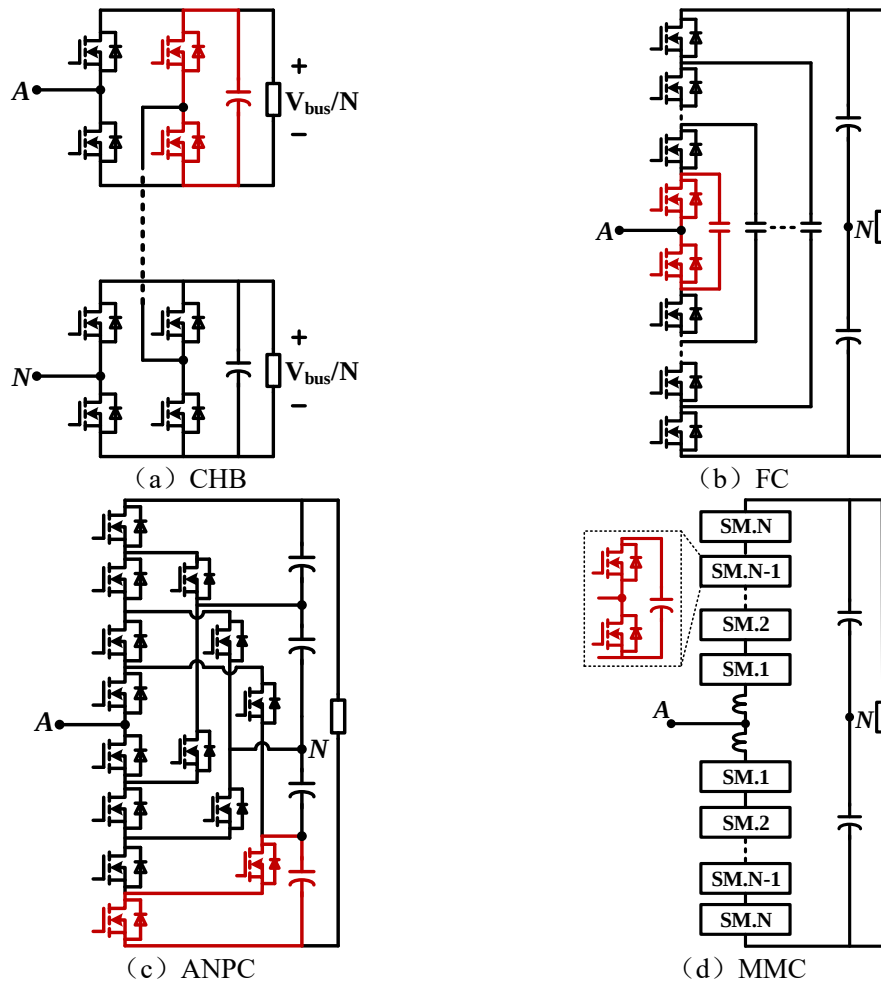


图 1.18 基础多电平拓扑结构（一相桥臂）

表 1-1 不同多电平拓扑性能比较

拓扑	电平数	基本单元数	倍频效果	电感伏秒	器件数量	电容数量
CHB	N	$N - 1$	$N - 1$	$\frac{1}{(N - 1)^2}$	$2N - 2$	$\frac{N - 1}{2}$
FC	N	$N - 1$	$N - 1$	$\frac{1}{(N - 1)^2}$	$2N - 2$	$N - 1$
ANPC	N	$2N - 3$	$N - 1$	$\frac{1}{(N - 1)^2}$	$4N - 6$	0
MMC	N	$2N - 2$	$N - 1$	$\frac{1}{(N - 1)^2}$	$4N - 4$	$2N - 2$

由于 CHB 拓扑在高压固态变压器 (Solid State Transformer, SST) 中的成熟应用, 控制技术较为完善, 故最先被引入 400V 电压等级的单相 3kW AC-DC 变换器中^[67, 121]。文献[122]综合考虑 CHB 变换器损耗以及元件尺寸, 采用帕累托优化方法对电路参数 (包括单元数、开关频率及器件参数) 进行优化设计, 并使用 100V Si MOSFET 器件搭建样机进行验证。实验结果表明, 主功率部分 (CHB+电感) 的功率密度可达 60kW/L (1000W/in³), 并且在 20%负载以上的效率均大于 99%, 若使用同规格 GaN HEMT, 效率有望进一步提升 0.4%左右。单元数越多, 每个单元的电容耐压越低, 直流母线电容存储的总能量不变, 但由于电解电容的能量密度与耐压成正比, 从而导致母线电容体积占比增加, 变换器功率密度不足 15kW/L, 削弱了 CHB 拓扑的优势。当其应用在三相 PFC 系统中, 由于各相直流母线独立^[123], 该问题仍然无法避免。

此外, FC 多电平拓扑在低压高功率密度应用中也取得显著成果。对于单相 400V 直流母线的 PFC 变换器, 其主功率部分 (FC+电感) 的功率密度也可以达到 60kW/L 左右, 满载效率 99%^[68, 69, 124, 125]。文献[66]量化对比了单相两电平 PFC (直流母线电压 400V) 以及三相三电平 FC-PFC (直流母线电压 800V) 的性能, 由于三电平拓扑器件数量增多, 在使用同款 600V 器件条件下三电平方案的效率以及功率密度低于两电平 PFC。为解决此问题, 该研究提出采用多电平 FC 拓扑, 利用 NFoM 参数更小的低压器件降低电路损耗和元件尺寸。FC 拓扑各单元相互嵌套连接, 从而构成单直流母线, 三相 FC 变换器相间瞬时功率平衡, 所需母线电容较小。然而, 该结构也导致单元模块化程度较低, 故障时不仅无法通过短路开关切除故障单元, 而且单元之间会相互影响, 扩大故障范围。例如当某单元的开关器件发生短路故障时, 相邻单元的电压应力将增加 50%~100%, 因此必须为器件选择大于正常工况的电压裕量, 才能保证其余器件的安全^[126]。NPC 及其变种 ANPC 多电平结构也属于类似的嵌套式结构, 但在电平数增加以后, 其拓扑连接方式变得非常复杂, 模块化困难, 而且相同伏秒下, 所需器件数量较多, 该方案在低压高密度电源中暂无实际应用。

MMC 拓扑凭借其高度模块化的结构被广泛应用在中高压电网中^[127], 通过切换不同数量的子模块, MMC 可在交流侧生成近似正弦的电压波形, 同时保持桥臂投入与切除子模块数量恒定以维持直流侧母线电压^[128]。然而, 在 800V 直流母线应用中, MMC 存在局限: 首先, 在相同的电感伏秒条件下, MMC 所需要的器件以及箝位电容数量是 FC 的两倍, 或开关频率是 CHB 的两倍; 其次, 当兼容单相 AC-DC 运行模式时, 各模块的箝位电容需要缓冲工频的纹波功率, 导致电容体积过大, 与 CHB 面临类似问题; 最后, 为抑制桥臂切换引起的环流, 需引入桥臂扼流电感, 进一步增加变换器体积。因此, MMC 不适用于

低压高效率、高功率密度场景。

通过组合基础多电平结构,可衍生出多种混合拓扑。例如,将三电平 ANPC 与三电平 FC 结合形成混合七电平拓扑^[129, 130],相较于七电平的 FC 拓扑,桥臂减少了两颗开关器件。因 ANPC 部分仅包含两颗高频管,桥臂开关损耗得以降低,且电感伏秒与七电平 FC 相同。但是该拓扑结构的工频管电压应力为直流母线电压的一半,需要用高压器件,并且该方案继承了嵌套式多电平结构模块化困难的缺点。其他拓扑结构还包括 CHB+FC^[131, 132], T-type+ANPC^[133]等。但这些混合多电平方案在实现更优于原本基础多电平拓扑性能的同时,也无法避免地携带相应的缺点。

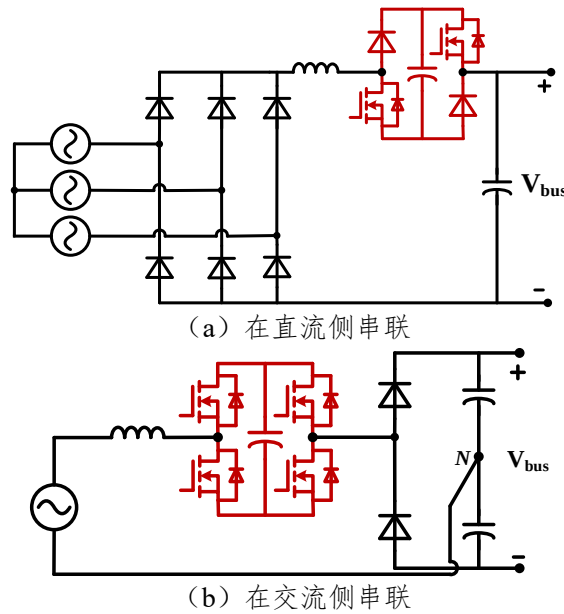


图 1.19 电感串联开关网络多电平拓扑

文献[134]提出一种新型拓扑结构,如图 1.19 (a) 所示。该拓扑通过在直流侧电感上串联一个 H 桥单元,减小电感的伏秒,从而降低电感体积。但该设计在三相系统中仅能实现方波整流,导致功率因数低于 0.95。为解决这一问题,文献[135]提出了改进方案,将 H 桥单元转移至交流侧,如图 1.19 (b),每相电感串联一个 H 桥单元,通过精确控制电感电流的伏秒,实现三相电流功率因数校正功能。随着串联 H 桥单元数量的增加,该拓扑结构逐渐演变为类似于单直流母线的 CHB 拓扑^[136-138]。通过增加串联 H 桥单元的数量,该方案还可以应用到高压直流输电中^[139],相较于 MMC 变换器,该拓扑在实现相似的电感伏秒减小效果时,所需器件数量减少约 50%。此外,该结构还具备直流故障保护功能,能够在直流母线接地短路时阻断交流电网。该拓扑兼具良好的模块化特性和单直流母线优势,然而在 800V 三相 PFC 应用场景中的研究尚不充分,特别是在高效、高功率密度优化与控制策略方面,具有较大的研究空间与应用价值。

1.3 高效高密度三相多电平 PFC 变换器的技术难点

基于上一节的综述分析可知，多电平拓扑在提升三相 PFC 变换器的效率和功率密度方面展现出优势，能够突破现有技术的瓶颈。然而，将多电平拓扑应用于 OBC 仍然面临一些挑战，需针对若干关键技术问题展开深入研究，主要包括多电平电路拓扑设计、多目标多变量优化方法以及多电平 PFC 变换器控制策略。

1.3.1 多电平电路拓扑设计

在前述章节中综述了不同方案在高效率及高功率密度应用中的研究进展，突出了典型多电平拓扑在该场景中的优秀表现，其中以 CHB、FC 多电平拓扑在效率和功率密度指标上性能最优，而 MMC、ANPC 则由于器件数量较多，或结构复杂等缺点，无法满足此类应用的需求。从工程应用的角度，系统可靠性是拓扑方案选择中的重要因素之一，多电平变换器因器件数量增加，其可靠性问题尤为突出。由于 FC 拓扑的单元嵌套连接，器件的电压应力由相邻两单元箝位电容决定，若某一单元中的器件发生短路故障，会引发相邻单元器件过压击穿，扩大故障范围，严重影响系统稳定性。相比之下，CHB 拓扑的单元采用独立箝位设计，高度模块化，在故障发生时可通过单元自动短接或外加旁路开关实现故障单元切除^[140]，将故障影响控制在单元内，提升系统可靠性。然而，CHB 拓扑的多直流母线结构也存在明显局限性：首先，低压电解电容的能量密度较低，制约了系统的整体功率密度。其次，多直流母线架构增加了后级变换器的设计复杂度^[141]，并降低了系统的灵活性。因此，多电平拓扑在高效、高密度应用中，还需要探索拓扑上的改进，构建模块化的单直流母线多电平拓扑，兼具高可靠性的模块化与简洁的单直流母线系统架构。

1.3.2 多目标多变量优化方法

相较于传统的两电平拓扑结构，多电平拓扑在电路参数优化设计中面临更为复杂的挑战。变量数量的增加直接增加了设计的难度，尤其是在中低压高功率密度应用场景中，其电路参数的优化对变换器的损耗和元件尺寸更为敏感。因此，开发高效且系统化的优化设计方法成为关键需求。然而，现有研究多依赖于经验化设计，缺乏系统性的优化策略，未能充分发挥多电平拓扑在效率和功率密度方面的潜在优势^[124, 125, 142, 143]。为解决多变量优化问题，一种可行的方法是分别解析各变量对电路元件损耗和尺寸的影响，建立电路相应的数学约束方程，并采用帕累托优化（Pareto Optimization）^[144]或寻优算法等技术，计算出效率与功率密度的理论最优值，从而实现全局最优设计。尽管该方法在数学层面能够有效关联变量与目标指标，并获取最优参数设计组合，但其局限性在于对物理变量影响机制的“分析黑盒”。这种方法倾向于从数学角度看待变量与目标指标的关系，而忽视了各变

量对系统性能的具体影响及其物理规律，不利于设计者对所使用方案的物理意义理解以及拓展应用。为了避免过度数学化的电路设计，可借助层级化设计思想对模型进行降阶处理^[145]。该方法在每一设计层级中针对最高优先级变量进行分析，逐步优化并逼近最优设计目标。然而，由于该方法同样依赖对电路损耗和体积进行精确建模，对于不同拓扑结构和应用场景的特定需求，需要适应性地调整设计层级。

1.3.3 多电平 PFC 控制策略

1.3.3.1 多电平电路电流控制

典型的 Boost 型 PFC 变换器控制策略如图 1.20 所示，主要由直流母线电压闭环控制以及电感电流闭环控制构成。电压闭环通过调节电流环的参考值控制电感电流幅值，进而调控 PFC 变换器的输入功率，最终实现直流母线电压的稳定调节。电流环通过控制桥臂占空比控制电感的伏秒，使电感电流精确跟踪输入电压。电流控制通常分为平均电流模式和瞬时电流模式两种实现方式。在多电平电路中，由于单元数量增加，如何有效生成各单元的 PWM 驱动信号成为一项关键技术挑战。

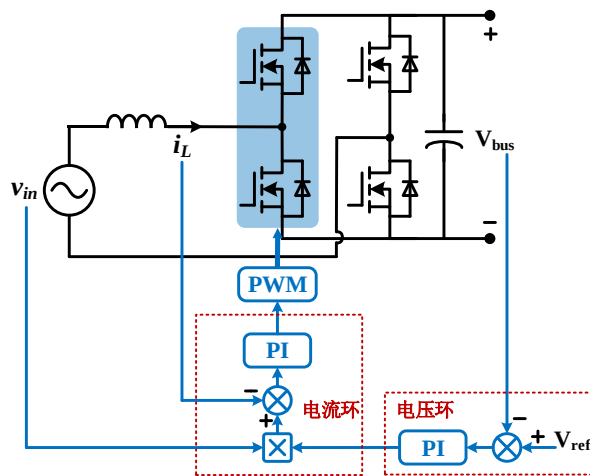


图 1.20 Boost 型 PFC 变换器基本控制原理

在平均电流模式中，电流环仅控制电感电流开关周期平均值。为了实现最大倍频效果，减小电感值，可将各单元载波在开关周期内均匀分布，将各单元驱动信号充分交错。根据载波分布方式可以分成电平移位的 LS-SPWM (Level Shift Sinusoidal Pulse Width Modulation)^[146]以及相位移位的 PS-SPWM (Phase Shift Sinusoidal Pulse Width Modulation,)^[147]两大类。由于 LS-SPWM 各单元分配的占空比不同，通常用于模块化的多电平拓扑，而 PS-SPWM 通用性更广，图 1.21 以两个单元的 CHB 拓扑为例，展示了的两种调制方法的调制过程，载波 1 和 3 对应第一个单元，载波 2 和 4 对应第二个单元， u_{sw1} 和 u_{sw2} 表示两单元端口电压。由于 PS-SPWM 使各单元的载波相位在开关周期均匀分布，且 PS-SPWM 产生的各单

元驱动信号占空比相同,有助于各单元充放电平衡。此外,基于 PS-SPWM 的多电平桥臂产生的端口电压伏秒比 LS-SPWM 更小,电压频率为 $N_c f_s$,每个电平段幅值为 V_{bus}/N_c ,电感伏秒减小为原本的 $1/N_c^2$,单元数越多,所需电感值越小。

然而,电感值减小要求电流闭环的带宽相应提高,否则可能导致电感电流相位超前,尤其在轻载条件下,导致功率因数下降严重^[148]。此外,尽管电感电压频率的提升缓解了开关频率对电流闭环带宽的限制,但是电流环带宽仍受限于模数转换器 (Analog-to-Digital Converter, ADC) 的采样频率及计算速度^[149]。为应对这一问题,多电平 PFC 的电流闭环常采用比例谐振 (Proportion Resonant, PR) 控制^[150, 151]或者输入电压前馈 (Feedforward) 控制^[152, 153],以优化轻载条件下的功率因数表现。

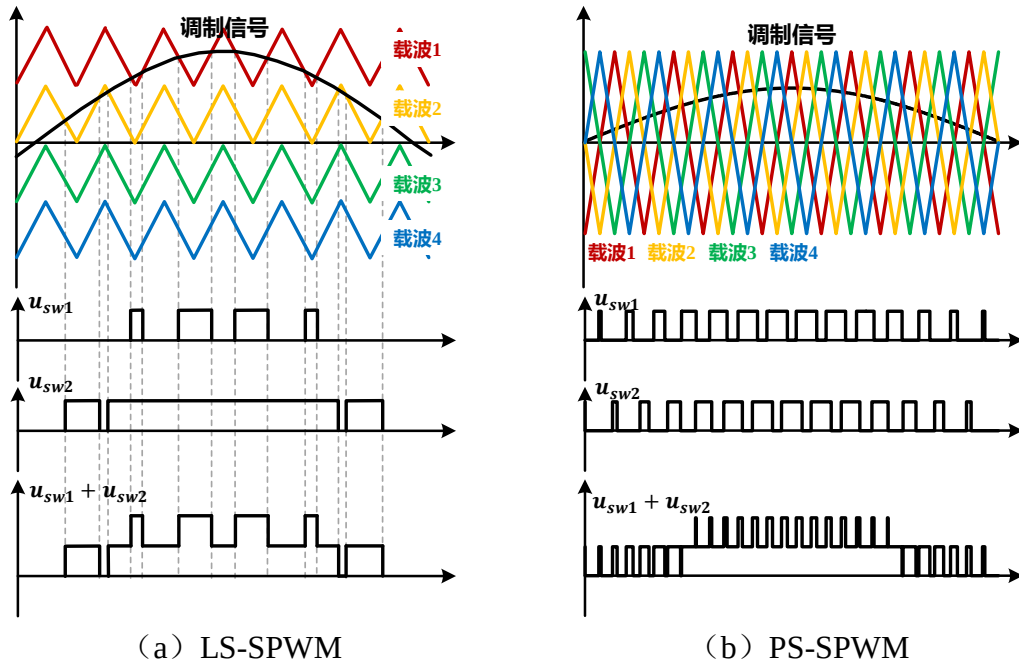


图 1.21 多电平 SPWM 原理 (两单元 CHB 为例)

瞬时电流模式在开关周期内直接控制电流瞬时值,其动态响应特性优于平均电流模式,因而在两电平 PFC 变换器中得到广泛应用。根据电流瞬时值控制方式,可进一步分为峰值电流控制、谷值电流控制、滞回控制、固定导通/关断时间控制等^[154]。对于 N 电平变换器,其占空比对应分成 $N - 1$ 段,各段的电路模态不同。因此,将瞬时电流模式应用在多电平 PFC 时,需实施分段控制,根据占空比范围调节电路模态。在三电平或四电平 PFC 变换器中,已有相关研究成果验证了其可行性^[155-159],但是当 PFC 的电平数继续增加,控制系统设计难度以及复杂度增大,实用性降低^[160, 161]。

1.3.3.2 多电平电路单元均压控制

为了保证多电平 PFC 变换器高效、可靠运行,单元均压是多电平拓扑应用中的重要研

究课题。对于模块化结构的多电平拓扑,以 CHB 拓扑为例,在忽略电感电流纹波影响的情况下,各单元可视为相互解耦。那么当占空比发生偏差时,各单元整流后的电流不同,从而导致电容电压失衡^[162]。为了解决该问题,需要对各单元电容电压进行监测,并加入均压控制策略。一种方法为通过均压控制环微调各单元占空比,以保持所有单元的均压^[163];另一种方法则通过均压环调整后级 DC-DC 变换器传输的功率,等效改变 CHB 电路各单元的负载,从而实现均压^[164]。然而,这些控制策略的实施需要对所有单元的电压进行采样。考虑到各单元电位悬浮且共模电压较高,需采用隔离式电压采样以确保采样精度,但这会导致均压电路成本以及空间占比增大。

而对于嵌套结构的多电平拓扑,以 FC 为例,由于各单元的充放电相互影响,单元均压分析更加复杂。在理想 PS-SPWM 调制下,箝位电容电压的偏移会引起电感电流的变化,然后负反馈调节箝位电容电压,实现自然均压^[165]。文献[166]和[167]基于 PWM 信号的双重傅里叶级数分析,推导了 FC 电路的状态空间模型,揭示了 PWM 开关信号的高频谐波会驱动电感电流调节箝位电容电压,并指出电容电压平衡受负载、调制指数和载波频率等多重因素影响。然而,实验结果表明,上述频域分析模型存在较大偏差,在某些理论上不均压的工况下,FC 变换器仍能稳定运行。通过深入分析开关过程,文献[168]发现器件结电容的充放电会导致电荷在箝位电容之间重新分配,据此对 FC 变换器的状态空间方程进行了修正,并证明了结电容对箝位电容电压平衡的积极作用。此外,输入电源阻抗、占空比偏差及器件参数偏差等因素也会影响多电平拓扑的单元均压,当偏差较大时,可能导致 FC 拓扑的自均压机制失效^[169]。该类型多电平拓扑的均压控制主要分为三种:第一种为优化调制方法,通过增加均压模态占比,增强变换器的自均压能力^[170,173];第二种则加入均压控制环,通过监测所有箝位电容的偏压程度调整各单元占空比,以保证实现均压^[174,175];第三种则通过电感电流对箝位电容电压进行间接检测,进而借助均压控制环实现均压^[176,177]。由于均压分析与均压控制策略高度依赖具体拓扑结构,若拓扑修改导致单元充放电模式改变,则需重新评估该方案单元均压特性,并设计相应的均压控制方法。

1.4 本章小结

随着电动汽车技术的快速发展,电池容量不断增加,大功率 OBC 的需求逐渐增大。为了在有限的车载空间中加快充电速度,OBC 需要在原有损耗与尺寸的基础上增大传输功率,这要求 OBC 具有更高的效率以及功率密度。本文围绕 OBC 装置对大功率三相 PFC 变换器的高效率、高功率密度需求,针对传统方案在高效高功率密度应用中器件损耗与电感体积的矛盾问题,重点分析了多电平拓扑在高效高密度三相 PFC 中的优势,并提出了

一种更适用于车载应用的多电平拓扑结构。在此基础上,本文研究了所提出多电平方案的优化设计方法和控制策略,以增强该方案的工程适应性和应用价值。本文主要研究内容如图 1.22 所示,具体包括以下几个方面:

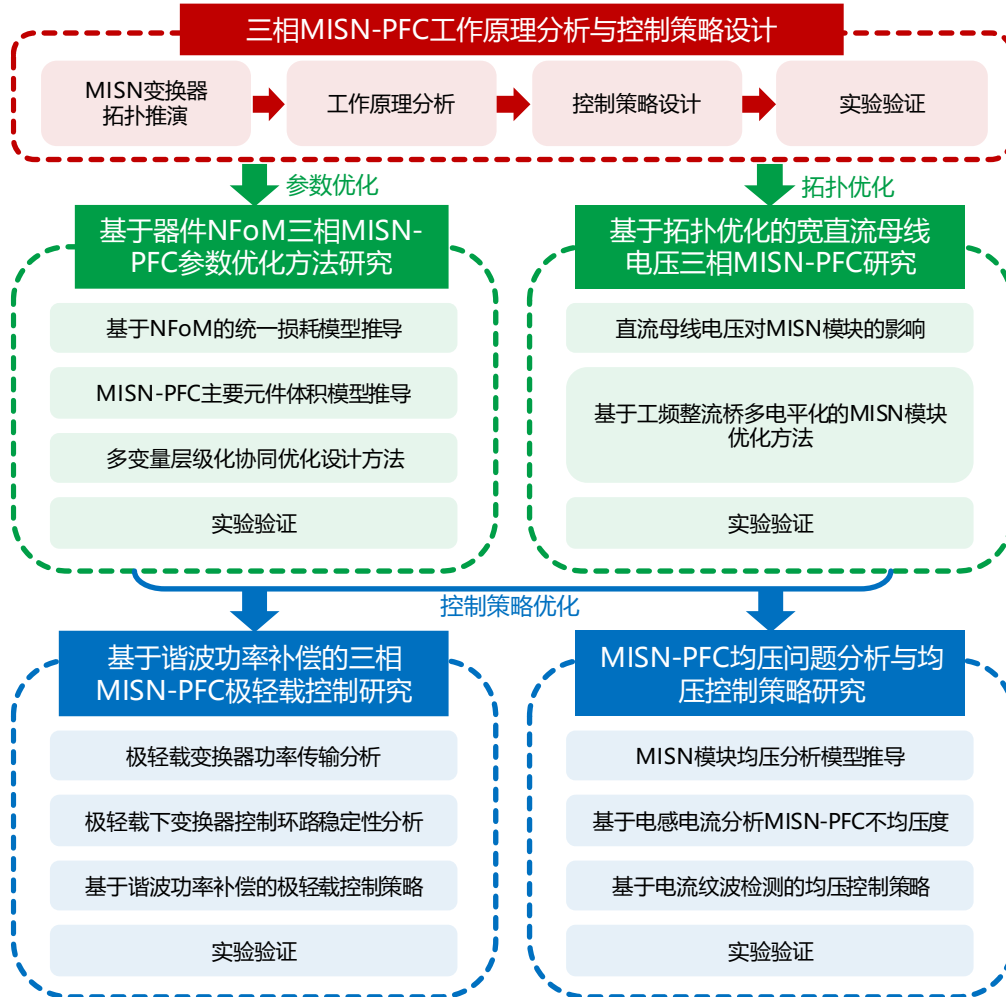


图 1.22 本文主要研究内容

第二章首先深入分析单元高度模块化的 CHB 电路功率传输方式,揭示了模块化结构与直流母线的内在联系,进而推导出一种兼具模块化和单直流母线的多电平拓扑结构,根据其结构特点命名为模块化感性开关网络变换器 (Modular Inductive Switching Network, MISN)。在此基础上,进一步分析了该拓扑在三相 PFC 应用中的工作原理,并提出 MISN-PFC 变换器的控制策略以及相应的环路设计方法,实现 MISN-PFC 变换器的稳定工作。

第三章针对 MISN-PFC 变换器多变量的优化设计问题进行研究。首先,基于器件 NFO M 参数建立 MISN 器件的最小损耗模型;然后,结合磁芯截面积和电容能量密度,推导了电感和 MISN 电容体积与电路主要变量的关系。在此基础上提出层级化设计方法,有效降低设计复杂度,解决多变量耦合下效率与功率密度的协同优化难题。

第四章针对宽直流母线电压范围下三相 MISN-PFC 变换器面临的效率与功率密度下

降问题展开研究。首先,通过建模分析直流母线电压变化对 MISN 电压应力及缓冲能量的影响,并进一步揭示了工频整流桥的电平数对 MISN 损耗以及体积的制约作用。在此基础上,通过比较多电平工频整流桥结构复杂度及其优化效果,提出一种基于 T 型三电平工频整流桥的 MISN 拓扑优化方案,在维持原有效率与功率密度指标的同时扩展直流母线电压范围。

第五章针对三相 MISN-PFC 变换器在极轻载工况下异常工作状态以及电压环路振荡问题展开研究。首先,建立了极轻载下 MISN-PFC 变换器的功率传输模型,修正了极轻载下电路工作状态的描述方法,并揭示了电路异常工作状态与系统电压环路振荡的关系。在此基础上,提出一种基于谐波功率补偿的控制策略,通过谐波电流注入的方法为 MISN 定向建立谐波频段功率传输路径,维持其功率平衡,使电路工作在正常状态,实现系统电压环路稳定。

第六章对 MISN 的电压均衡问题及其均压控制策略进行了研究。通过模态分析,建立了 MISN 充放电模型,量化评估了单元占空比偏差以及损耗偏差对其均压特性的影响,揭示了 MISN-PFC 变换器在大幅参数偏差下的不均压问题。为此,提出一种基于电流纹波检测的均压控制策略,利用电感电流纹波与单元电压的强耦合特性,将电压采样转换为电感电流采样,从而有效降低了均压控制系统的复杂度。

第七章对全文研究工作进行了总结与展望,回顾了主要研究成果,并指出了未来值得进一步探索的研究方向。

第2章 三相 MISN-PFC 变换器工作原理分析与控制策略研究

2.1 引言

如前所述,多电平拓扑在电感尺寸以及器件损耗方面存在优势,有利于实现更高的效率与功率密度。在各类多电平拓扑中,CHB 电路凭借高度模块化的单元结构,有利于故障保护和冗余设计,具有较高的工程应用价值。然而,CHB 多直流母线的结构导致其两级连接方式复杂,并且受到低压电解电容能量密度的限制,系统功率密度较低。对此,本章首先通过分析 CHB 电路的功率传输路径,揭示了直流母线结构与功率传输方式的关系,并在此基础上推演出单直流母线的模块化多电平拓扑,其电路结构与电感串联开关网络的概念相似,故命名为模块化感性开关网络 (Modular Inductive Switching Network, MISN)。在此基础上,本章进一步分析 MISN 拓扑在 PFC 应用中的工作原理,并提出 MISN-PFC 变换器的控制策略以及相应的环路设计方法。最后,基于环路设计结果,进行实验测试,以验证该方案在效率以及功率密度方面的优势。

2.2 三相 MISN 拓扑

从模块化的角度,CHB 变换器具有最理想的拓扑结构,其单元由完全相同的 H 桥和电容构成。但是这种拓扑结构也带来了一些问题,首先,由于各单元的直流母线之间需要电气隔离,后级必须配备相同数量的隔离 DC-DC 变换器以构造出单输出端口。这导致整个系统的结构较为复杂,而且后级变换器往往需要单独设计,与传统 DC-DC 方案不兼容。其次,由于低压电解电容的能量密度要低于高压电容,在相同直流母线电压和等效电容容值(各单元电容串联后的容值)的条件下,CHB 变换器单元数越多,电容体积越大,反而导致功率密度下降。

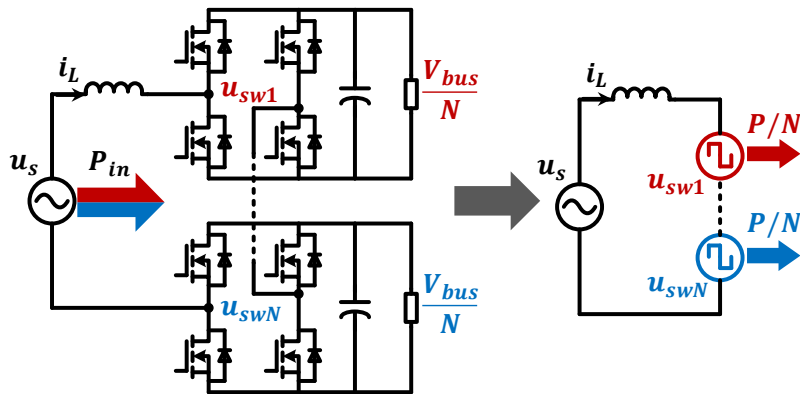


图 2.1 CHB 变换器功率传输路径分析

从功能的角度,直流电压母线用于向后级传输功率,那么通过模块化的低压单元输出功率的方式必然会导致多个电位悬浮的直流母线。图 2.1 展示了 CHB 变换器的拓扑及其

功率传输路径分析, 其中 u_{sw1} 和 u_{swN} 表示 CHB 单元的端口电压, i_L 为电感电流。在共同占空比控制下, CHB 的输入功率会平均分配到每一个单元, 继而通过多个直流母线传输至后级 DC-DC 变换器。因此若要实现单直流母线, 则需要使功率仅通过其中一个单元输出, 该单元的电压等级相应增加为总母线电压。

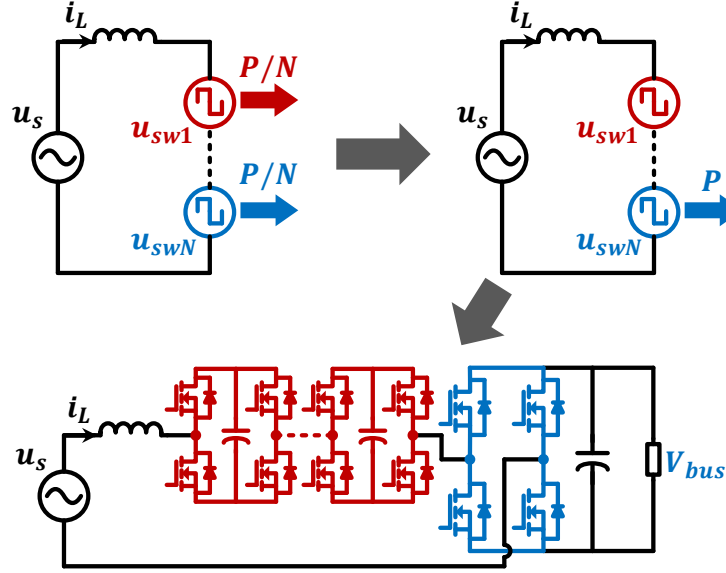


图 2.2 MISN-PFC 变换器的拓扑推演

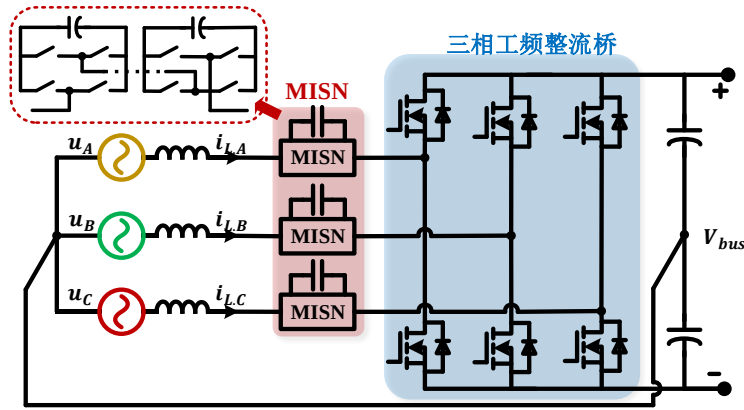


图 2.3 三相 MISN-PFC 变换器原理图

为了实现单母线, 将功率集中到单元 N, 并通过 u_{swN} 传递, 其电压将提升到总母线电压 V_{bus} , 而剩余单元仅用于控制电感电流, 如图 2.2 所示^[185]。由于电感伏秒被多电平低压单元控制, 所以传输功率的高压单元仅需完成整流并产生直流母线电压的任务, 使其工作于工频整流状态以降低损耗。在该工作模式下, 输入电压与工频整流桥端口电压之间存在较大电压差, 伏秒过大, 因此利用多电平网络分担大部分的伏秒, 从而减小电感伏秒, 缩小其尺寸。由于多电平网络模拟了电感的作用, 并且能够自发完成伏秒的控制, 故将其命名为模块化感性开关网络 (Modular Inductive Switching Network, MISN), 后文中以 MISN 代指, 整个电路定义为 MISN-PFC 变换器。该电路主要包含两部分开关网络, 分别是基于

低压器件的高频多电平网络，以及基于高压器件的工频整流桥。进一步，基于三相四线制的结构即可构造出三相 MISN-PFC 变换器，如图 2.3 所示，各相的电感串联一组 MISN，高压单元使用六开关三相工频整流桥^[186]。

2.3 三相 MISN-PFC 变换器运行原理

本节进一步分析三相 MISN-PFC 变换器的工作原理，主要包括电感电流控制、MISN 电压控制以及直流母线电压控制，并在此基础上，推导 MISN-PFC 变换器稳态工作条件以及电路关键参数限制。假设三相输入电压对称，且功率因数为 1，那么三相电压以及电感电流表达式为：

$$\begin{aligned} u_A &= \sqrt{2}U_i \sin(\omega t) \\ u_B &= \sqrt{2}U_i \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_C &= \sqrt{2}U_i \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2-1)$$

$$\begin{aligned} i_{L.A} &= \sqrt{2}I_L \sin(\omega t) \\ i_{L.B} &= \sqrt{2}I_L \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ i_{L.C} &= \sqrt{2}I_L \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2-2)$$

其中 U_i 和 I_L 分别对应电压和电流的有效值， ω 为工频角频率。由于中性线将各相电流解耦，可以独立进行控制，因此，以 A 相为例进行分析。此外，对于某一相的特有变量则用下标注明，“A”即对应 A 相，而在分析三相共性问题时则不予区分。

2.3.1 电感电流控制

图 2.4 中给出了三相 MISN-PFC 变换器的 A 相等效电路，其中 u_A 是 A 相输入电压， $u_{sw.A}$ 为 A 相 MISN 端口电压， u_{AO} 为 A 相工频整流桥中点电压， $i_{L.A}$ 为 A 相电感电流。

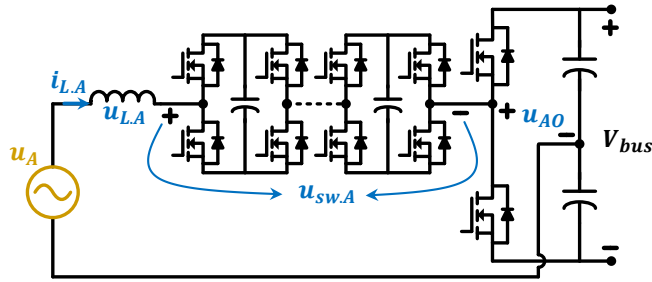


图 2.4 三相 MISN-PFC 变换器 A 相等效电路

假设功率因数为 1，并且工频整流桥进行方波整流，电路工作波形如图 2.5 所示。由于工频整流桥与输入正弦电压存在很大的电压差，为减小电感伏秒，通过 MISN 进行电压抵消，其端口电压 $u_{sw.A}$ 由多电平阶梯波构成。鉴于电感电压数值很小， $u_{sw.A}$ 的开关周期平均值近似满足：

$$\langle u_{sw.A} \rangle_{T_s} \approx u_A - u_{AO} \quad (2-3)$$

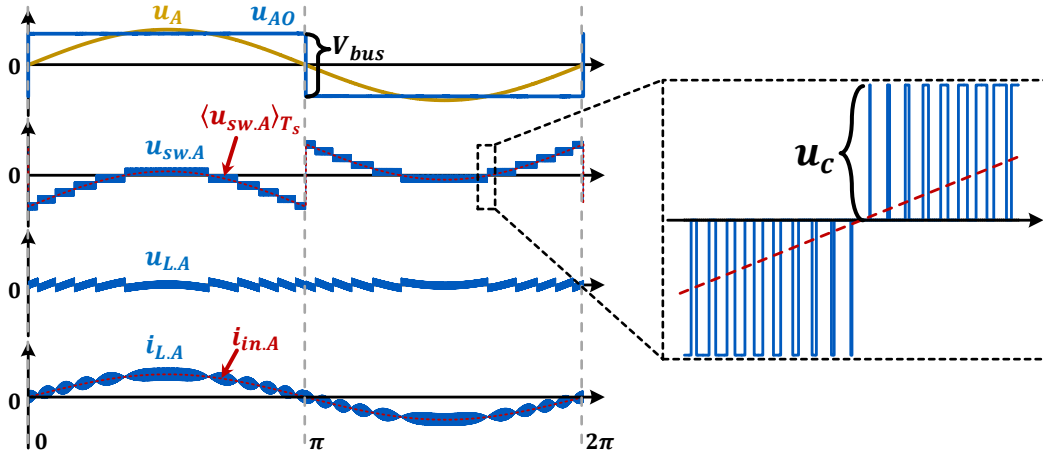


图 2.5 A 相等效电路工作波形

因此， u_A 和 u_{AO} 的差值完全由 MISN 端口电压 $u_{sw.A}$ 承担，而 $u_{sw.A}$ 的高频分量则施加在电感上。所以通过控制 MISN 的占空比，即可以控制电感电流，以实现功率因数校正。从电感电流波形可以看到，每个电平段与电感电流纹波的变化周期对应，电流纹波包络呈纺锤状。为了解释该波形的形成原因，进一步对 MISN 的驱动方式进行分析。

基于共同占空比的 PS-SPWM 方法^[123]产生 MISN 各单元驱动信号，即所有单元共用同一个占空比调制信号，其原理如图 1.21 (b) 所示，每个半桥单元对应一路载波，载波相位在整个开关周期内对称分布。根据叠加后的端口电压波形，电平幅值等于 MISN 单元的电容电压，而频率满足：

$$f_{eq} = 2N_c \cdot f_s \quad (2-4)$$

其中 f_s 为开关频率， N_c 为 MISN 单元数量。

$u_{sw.A}$ 的占空比 $D_{eq.A}$ 与每个单元的占空比 D_A 的换算关系为：

$$D_{eq.A} = \left(D_A - \frac{k-1}{2N_c}\right) \cdot 2N_c \quad (2-5)$$

$$\frac{k-1}{2N_c} \leq D_A < \frac{k}{2N_c}, k = 1, 2, \dots, 2N_c \quad (2-6)$$

为简化分析，将多单元的 MISN 等效为一个单元，该等效单元电压平均值为 $U_{c.eq} = N_c \cdot U_c$ ，电容容值为 $C_{c.eq} = C_c/N_c$ ，那么基于(2-5)可以计算出电感伏秒的表达式为：

$$Volt_Sec = (1 - D_{eq.A})D_{eq.A} \cdot \frac{U_{c.eq}}{2N_c^2 f_s} \quad (2-7)$$

当 $D_{eq.A} = 0.5$ 时电感伏秒最大，其表达式为：

$$Volt_Sec_{max} = \frac{U_{c.eq}}{8N_c^2 f_s} \quad (2-8)$$

为方便突出单元数对电感伏秒的影响，基于 1 单元时的最大伏秒，对不同单元数的伏秒进行归一化，可得：

$$Volt_Sec_{norm} = (1 - D_{eq})D_{eq} \cdot \frac{4}{N_c^2} \quad (2-9)$$

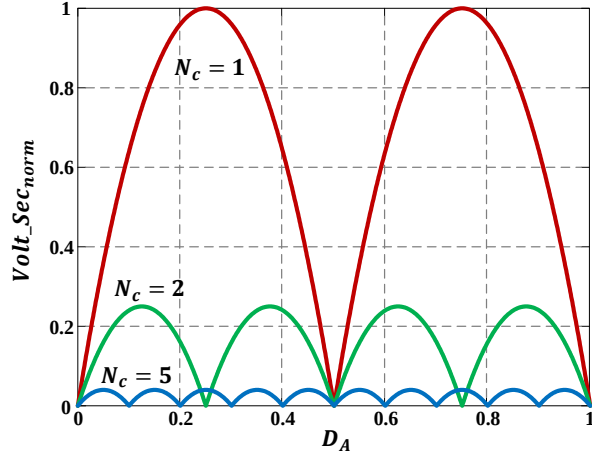


图 2.6 不同单元数的归一化电感伏秒曲线

如图 2.6 所示为全占空比范围内归一化电感伏秒曲线，电平段的数量与图中二倍工频脉动波的数量对应，并且在每个电平段的中间位置（即 $D_{eq,A} = 0.5$ ）达到最大的伏秒。因此，对于给定的最大电流纹波限制 Δi_{pp} ，所需电感值的表达式为：

$$L = \frac{U_{c,eq}}{8N_c^2 f_s \Delta i_{pp}} \quad (2-10)$$

2.3.2 MISN 电压控制

上一节分析了 MISN 在电感电流控制中发挥的关键作用，即通过各单元的配合，减小电感上的伏秒，并实现电流控制，但实现这一功能的前提是 MISN 电容电压稳定。考虑 PFC 工作模式下占空比较为复杂，直接分析电容的安秒平衡过于复杂，所以从功率平衡的角度研究 MISN 电压稳定性问题。

MISN 吸收的瞬时功率为：

$$p_{MISN} = \langle u_{sw,A} \rangle_{T_s} \cdot \langle i_{L,A} \rangle_{T_s} \quad (2-11)$$

那么对整个工频周期进行积分可计算出 MISN 吸收有功功率为：

$$P_{MISN} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_{MISN} d\omega t = \frac{\sqrt{2}I_L}{\pi} (\sqrt{2}\pi U_i - 2V_{bus}) \quad (2-12)$$

其中 I_L 为电感电流， V_{bus} 是输出直流母线电压。

假设忽略 MISN 的损耗，那么电路的平衡条件为：

$$P_{MISN} = 0 \quad (2-13)$$

将(2-13)代入(2-12)可以得到：

$$V_{bus} = \frac{\sqrt{2}\pi U_i}{2} \quad (2-14)$$

根据(2-14)可知，若要使 MISN 功率平衡，直流母线电压需要随着输入电压变化，但

这无法够满足 PFC 变换器在实际工程应用中的需求。

由于有功功率的传输需要电压和电流具有相同的同频以及相位，所以功率平衡还可以理解为 MISN 的端口电压不含工频基波分量。结合(2-3)，可推导出 MISN 功率平衡的第二种表达方式：

$$u_{AO}^{1st} = u_A \quad (2-15)$$

根据傅里叶分解，当工频整流桥采用方波整流方式时， u_{AO} 可表示为：

$$u_{AO}(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{2V_{bus}}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (2-16)$$

可以看到， u_{AO}^{1st} 完全由直流母线电压 V_{bus} 决定。若要在相同 V_{bus} 条件下调整基波电压分量的幅值，还需要对方波占空比进行控制。在工频整流桥中加入斩波角 α ，此时电路工作波形变为图 2.7，为了限制电感伏秒，需要 MISN 端口电压反向变化。对 u_{AO} 进行傅里叶分解，斩波后工频整流桥中点电压为：

$$u_{AO}(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{2V_{bus}}{n\pi} (2\cos\alpha - 1) \sin(n\omega t) \quad (2-17)$$

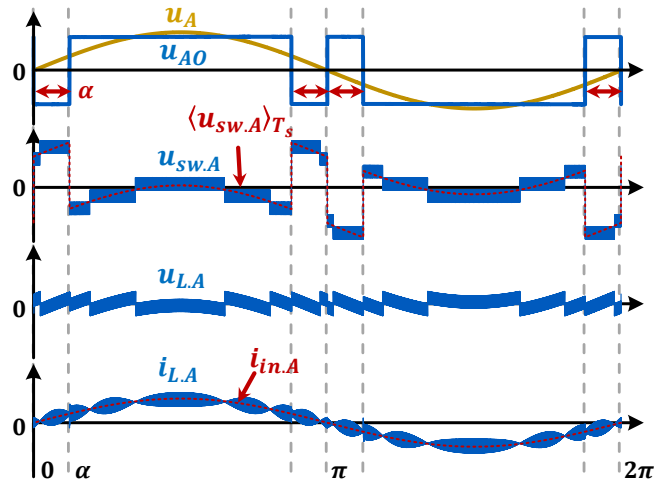


图 2.7 加入斩波角后电路工作波形

加入斩波角 α 后， u_{AO} 的基波分量同时受到 V_{bus} 和 α 的控制。在不同直流母线电压下，同步调整 α 即可保持 MISN 功率平衡。根据(2-17)得到 u_{AO} 的基波电压，并将其代入(2-15)中即可得到 MISN 功率平衡所需斩波角为：

$$\alpha = \arccos\left(\frac{\sqrt{2}\pi U_i}{4V_{bus}} + \frac{1}{2}\right) \quad (2-18)$$

参考(2-12)有功功率计算方法，可推导出加入斩波角后 MISN 吸收的有功功率为：

$$P_{MISN} = \frac{\sqrt{2}I_L}{\pi} (\sqrt{2}\pi U_i - V_{bus}(4\cos\alpha - 2)) \quad (2-19)$$

在 $\pm 10\%$ 输入电压范围内，不同直流母线电压对应的稳态斩波角 α 如图 2.8 所示。在曲线上方， $P_{MISN} > 0$ ，MISN 充电，单元电容电压会增加；而在曲线下方， $P_{MISN} < 0$ ，MISN

放电，单元电容电压会减小。因此通过控制斩波角 α ，即可实现对 MISN 电压的控制。

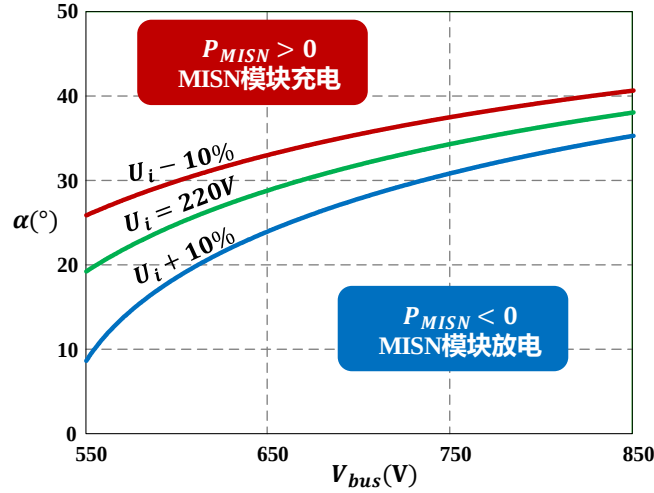


图 2.8 不同直流母线电压下稳态斩波角

为了保证电感伏秒可控，MISN 电容电压之和 $u_{c.eq}$ 须始终大于 $u_A - u_{AO}$ 。假设初始时刻 MISN 的电压等于其平均值，那么任意 t 时刻的电容电压可通过能量守恒求解得到。图 2.9 中给出了 MISN 总电压计算结果，定义 MISN 端口电压 $\langle u_{sw,A} \rangle_{T_s}$ 最大值为其最大电压应力，表达式为：

$$U_{sw}^{max} = \sqrt{2}U_i \sin\alpha + \frac{1}{2}V_{bus} \quad (2-20)$$

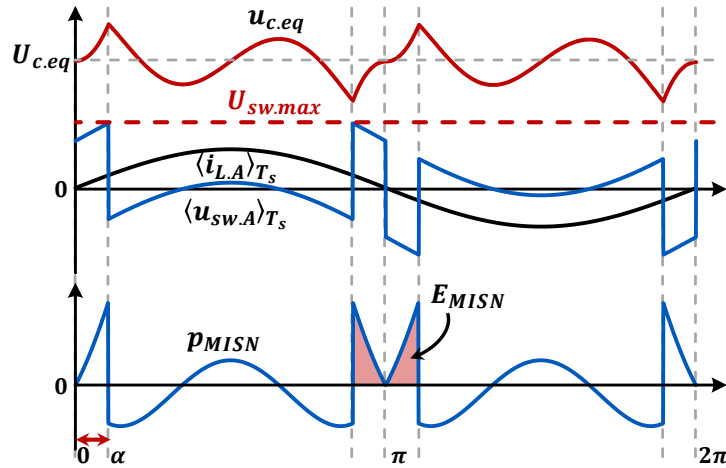


图 2.9 MISN 电压限制

此外，从图中可知 MISN 电压纹波峰峰值由 p_{MISN} 红色阴影部分对应的缓冲能量 E_{MISN} 决定，通过对该时间段内 MISN 输入瞬时功率 p_{MISN} 积分，可推导出其表达式为：

$$E_{MISN} = \frac{1}{\omega} \int_{\pi-\alpha}^{\pi+\alpha} p_{MISN} d\omega t = \frac{P}{\omega} \cdot \left(2\alpha - \sin 2\alpha - \frac{2\pi(\cos\alpha-1)}{2\cos\alpha-1} \right) \quad (2-21)$$

其中 P 为三相 MISN-PFC 变换器每相的额定功率。

那么根据能量守恒和电容存储能量的表达式可计算出 MISN 单元电压纹波 $\Delta U_c(\%)$ 与所需容值的关系^[186]：

$$C_{c.eq} = \frac{P}{\omega \Delta U_c U_{c.eq}^2} \cdot \left(2\alpha_A - \sin 2\alpha_A - \frac{\pi(\cos \alpha_A - 1)}{2\cos \alpha_A - 1} \right) \quad (2-22)$$

2.3.3 直流母线电压控制

稳定且可调节的直流母线电压是 PFC 变换器的基本需求,所以本节进一步分析 MISN-PFC 变换器直流母线电压的控制原理。假设不考虑电流纹波,且无零序电流,那么可以将交流侧等效为三相 Y 形连接的交流源,分别为 $i_{L.A}$, $i_{L.B}$, $i_{L.C}$, 从而得到三相 MISN-PFC 变换器直流侧等效电路,如图 2.10 所示。定义三相工频整流桥输出电流为 i_{rec} , 负载电流为 I_o , 直流母线电容流过的电流为 i_{co} , 工频整流桥上下管驱动信号分别为 S_1, S_3, S_5 和 S_2, S_4, S_6 。那么工频桥中点电压, 以及整流后直流侧电流表达式为:

$$\begin{aligned} u_{AO} &= S_1 \cdot V_{bus1} - S_2 \cdot V_{bus2} \\ u_{BO} &= S_3 \cdot V_{bus1} - S_4 \cdot V_{bus2} \end{aligned} \quad (2-23)$$

$$\begin{aligned} u_{CO} &= S_5 \cdot V_{bus1} - S_6 \cdot V_{bus2} \\ i_{rec} &= S_1 \cdot i_{L.A} + S_3 \cdot i_{L.B} + S_5 \cdot i_{L.C} \end{aligned} \quad (2-24)$$

其中 V_{bus1} 和 V_{bus2} 分别对应直流母线两个串联电容的电压。

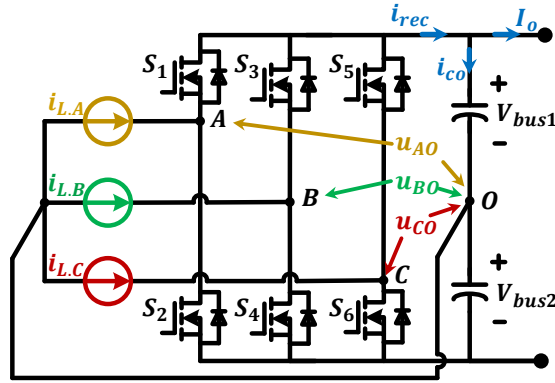


图 2.10 MISN-PFC 变换器直流侧等效电路

整流桥工作在斩波模式,其驱动信号的调制原理如图 2.11 所示,首先使用锁相环获取各相输入电压的相位信息,并产生同相位的二倍工频载波信号,然后将载波信号与调制信号进行比较产生工频整流桥的驱动信号,注意正负半周比较逻辑相反。假设不考虑工频死区的影响,根据工频整流桥的驱动信号波形以及(2-24)即可计算 i_{rec} 以及 i_{co} 的平均值为:

$$I_{rec} = \frac{\sqrt{2}I_L}{\pi} (2\cos \alpha - 1) \quad (2-25)$$

$$I_{co} = I_{rec} - I_o$$

在负载一定时,电感电流有效值以及斩波角均会影响直流母线电容的电流,故均可以用于直流母线电压调节。但是考虑到斩波角用于 MISN 电压控制,为避免使用同一变量控制多个电容电压,所以使用电感电流有效值控制 MISN-PFC 变换器的直流母线电压,构成经典 PFC 变换器双环控制策略。

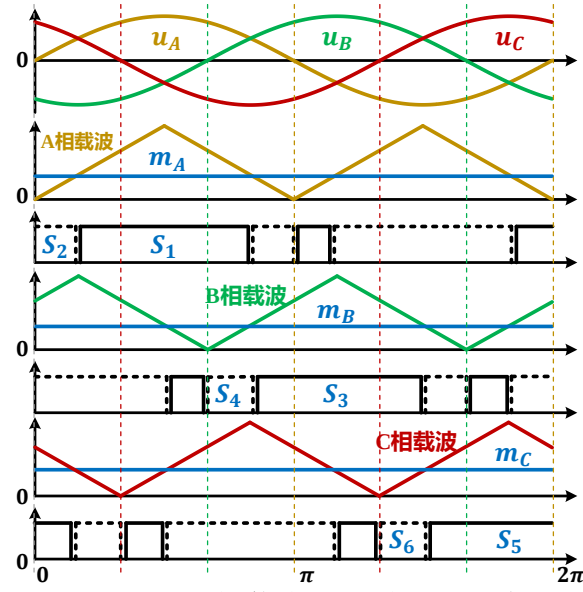


图 2.11 三相工频整流桥驱动信号调制原理

2.4 三相 MISN-PFC 变换器控制系统

2.4.1 三环路控制策略

基于前文工作原理的分析，本节系统性设计三相 MISN-PFC 变换器的控制策略，以实现所需各项功能，包括功率因数校正、直流母线电压控制、MISN 单元电压控制。如图 2.12 所示，图（a）为三相 MISN-PFC 变换器整体控制架构，图（b）为 A 相等效电路控制框图。该控制系统主要包括三个控制环路：1）电流环通过调节 MISN 占空比实现电感电流功率因数校正；2）直流母线电压环通过闭环调节电流环参考信号幅值维持直流侧电压稳定；3）MISN 电压环通过斩波角控制模块单元电压。

结合图 2.12（b）对该控制策略进行分析。由于交流侧电感伏秒平衡特性受 MISN 端口电压 $u_{sw,A}$ 高频分量调控，为实现电感电流跟踪控制，需构建基于占空比调节的电流闭环。该电流环的参考信号由幅值分量与相位分量合成，其中相位信息通过锁相环（PLL）实时提取输入电压相位，从而保证单位功率因数运行。根据(2-25)，在单位功率因数以及给定工频整流桥斩波角约束下，直流侧电流与电感电流幅值呈正相关。基于此特性构建直流母线电压外环，通过电压误差信号负反馈调节电流环参考信号的幅值，实现直流母线电压的闭环控制。在三相系统中三个电流环的参考幅值由同一电压外环调控，以保证系统总功率平衡。此外，基于斩波角与 MISN 吸收功率间的映射关系，即(2-19)，可建立 MISN 电压环以控制 MISN 单元电压的稳定。在共同占空比控制下，载波移相调制策略可确保各单元能量分布均衡，故系统仅需检测第一个单元电压作为闭环反馈量，即可实现同相所有单元电压的协同控制。

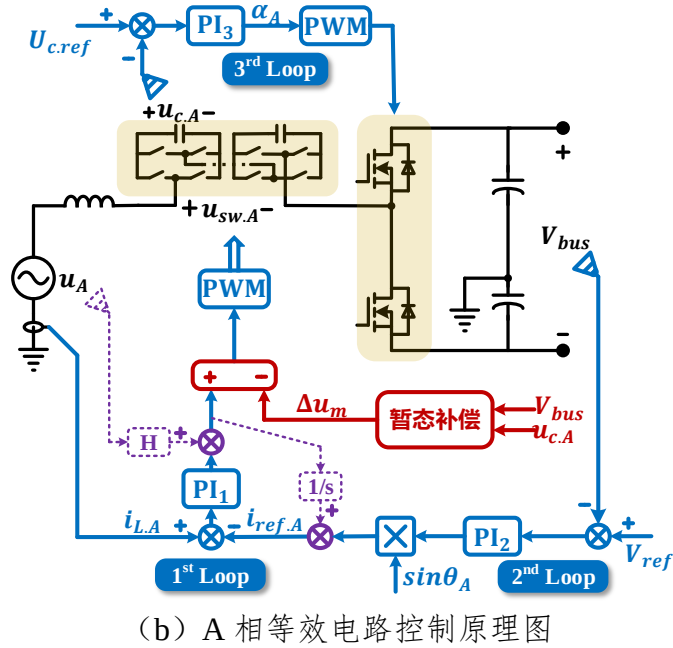
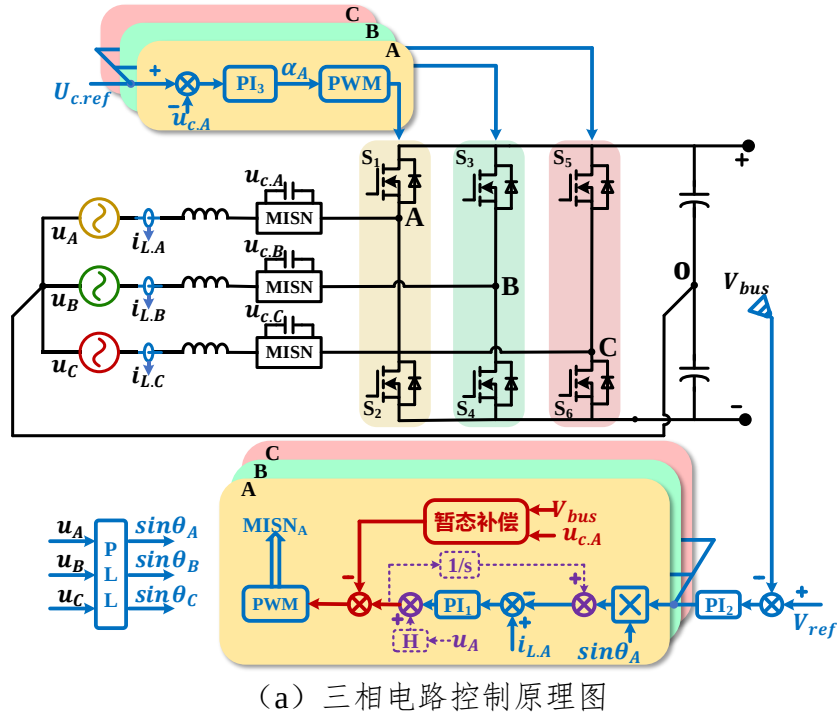


图 2.12 三相 MISN-PFC 变换器的三环路控制策略

从结构上看，电流环与直流母线电压环构成典型的“电流内环+电压外环”的级联结构，其中内环采用高带宽设计以实现快速动态响应，外环采用低带宽设计以避免环路间耦合干扰。然而，直流母线电压环与 MISN 电压环在结构上为并行关系，二者动态响应速度的匹配问题需进一步研究论证。

根据(2-25)可知，当 MISN 电压环调整斩波角 α 控制 MISN 充放电时，直流侧电流平均值 I_{rec} 也随之改变，进而影响到直流母线电压环路的控制。此外，根据(2-19)，在直流母线

电压的调节过程中,电感电流有效值的变化同样也会影响到 MISN 所吸收有功功率的大小,从而影响 MISN 电压环路。为明晰两环路间的交互机制,本节利用扰动观察法对负载阶跃工况展开动态过程解析。

如图 2.13 (a) 所示,当变换器负载发生突增时,直流母线电压 V_{bus} 会率先降低,导致工频整流桥中点电压基波分量 u_{AO}^{1st} 减小。假设 MISN 占空比能实现实时跟踪 u_{AO} 变化,那么其端口电压基波分量 $u_{sw.A}^{1st}$ 将相应抬升以抵消 u_{AO}^{1st} 的衰减,此过程导致 MISN 进入充电模式,使各单元电压 U_c 上升。

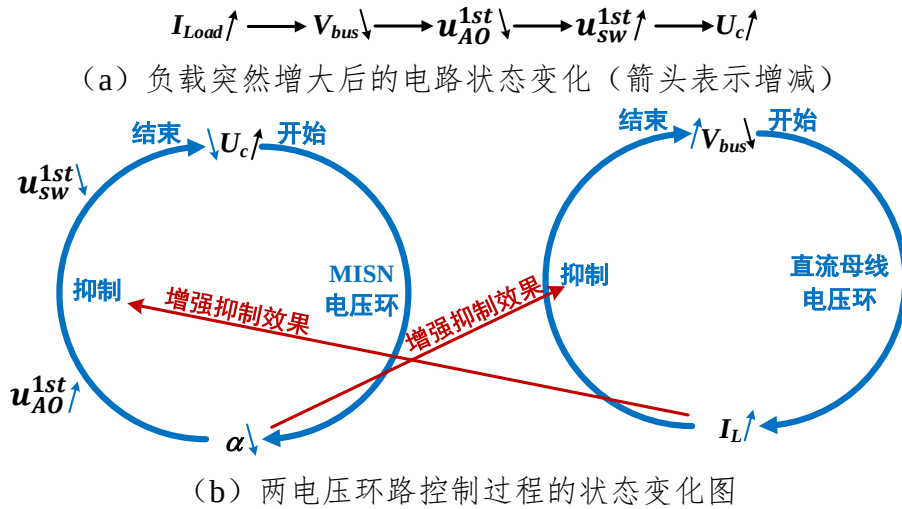


图 2.13 两电压环路协同工作分析 (加载暂态过程)

针对上述状态量变化,MISN 电压环和直流母线电压环随之对控制量进行调整,图 2.13 (b) 绘制了状态变化图以定性表征两环路的协同调节过程。左侧 MISN 电压环调节过程:当检测到 U_c 增大后, MISN 电压环路会控制斩波角减小,从而反向调节 u_{AO}^{1st} 和 $u_{sw.A}^{1st}$, 抑制 MISN 的充电 (或使其放电), 最终使 U_c 回到参考值。右侧对应直流母线电压环调节过程:在检测到 V_{bus} 减小后, 环路会控制电感电流幅值增加, 向直流侧输送更多的有功功率, 使直流母线电压增大。

在动态调节过程中电感电流的幅值提升仅改变 MISN 吸收功率的绝对值而不影响其符号特性, 并且该特性能够有效强化 MISN 电压环的暂态调节能力。此外, 斩波角 α 的减小将增大整流侧电流平均值 I_{rec} , 同样会增强直流母线电压环路的调节速度。综上所述, 两电压环在暂态过程中呈现能量互补特性, 其控制逻辑具有内在一致性, 故可设定相近的控制带宽以优化系统动态性能。

2.4.2 暂态补偿控制策略

在上一节环路分析中, 基于 MISN 端口电压 $u_{sw.A}$ 可实时跟踪工频整流桥中点电压 u_{AO}

的理想化假设,两者可以良好地互补工作,这要求 MISN 的占空比具备快速动态响应能力。然而受限于电流环有限的带宽,实际占空比存在动态跟踪误差,导致 $u_{sw.A}$ 无法完全补偿 u_{AO} 的变化。未抵消的电压偏差将作用于交流电感,引发严重的电流非线性畸变。图 2.14 为相应的仿真波形,在工频整流桥开关动作时刻,电感电流出现严重的畸变,导致电路无法稳定工作。

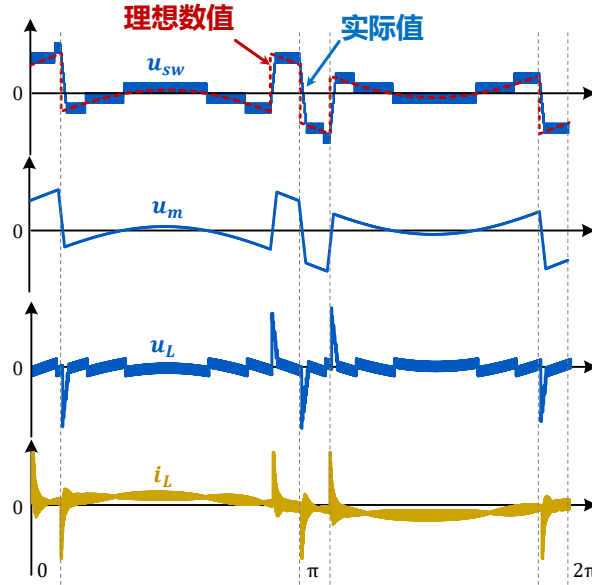


图 2.14 电流环带宽限制导致的电感电流畸变

针对这一问题,本节提出了一种暂态补偿的控制策略,该方案通过在电流环占空比输出端注入补偿量,迫使 MISN 端口生成 $-u_{AO}$ 电压分量,使其与工频整流桥中点电压 u_{AO} 相互抵消,以避免电感伏秒突变。根据 PS-PWM 的调制原理,电流环计算出的调制信号 $u_{m.A}$ 与 MISN 端口电压 $u_{sw.A}$ 的关系为:

$$u_{sw.A} = N_c u_{c.A}(t) \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{u_{m.A}}{V_m}\right) \quad (2-26)$$

其中 V_m 是载波的峰值。

结合(2-23),可以计算出暂态补偿的调制信号 $u_{cm.A}$ 为:

$$u_{cm.A} = \frac{V_m}{2} \left(1 + \frac{u_{AO}}{N_c u_{c.A}}\right) = \frac{V_m}{2} \left(1 + \frac{S_1 \cdot V_{bus1} - S_2 \cdot V_{bus2}}{N_c u_{c.A}}\right) \quad (2-27)$$

图 2.12 红色部分即对应暂态补偿控制,通过在电流环 PI 控制器输出端叠加 $u_{cm.A}$,实现控制任务解耦:连续分量由电流环 PI 环节计算,暂态突变分量由暂态补偿控制独立生成。在实际工程应用时,工频整流桥上下管之间会设置工作死区以防止桥臂直通,在死区时间内体二极管续流, u_{AO} 的数值取决于电感电流的方向。若直接采用式(2-23)进行暂态补偿可能会导致死区时间内 $u_{sw.A}$ 与 u_{AO} 不匹配,电感电流出现尖刺。

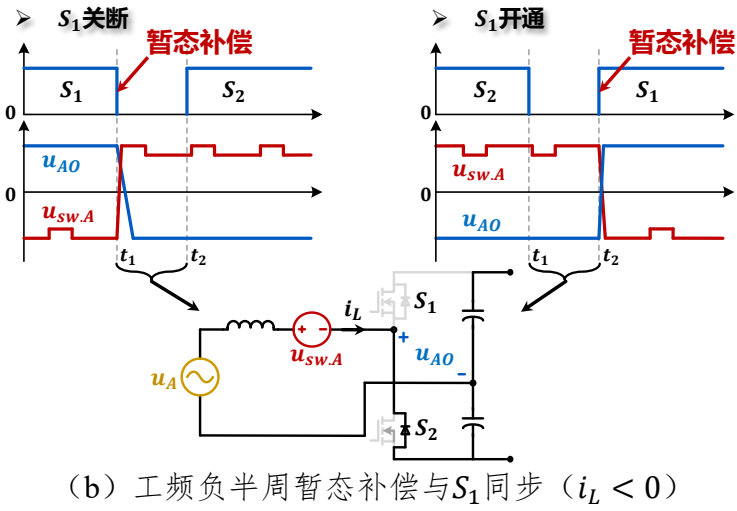
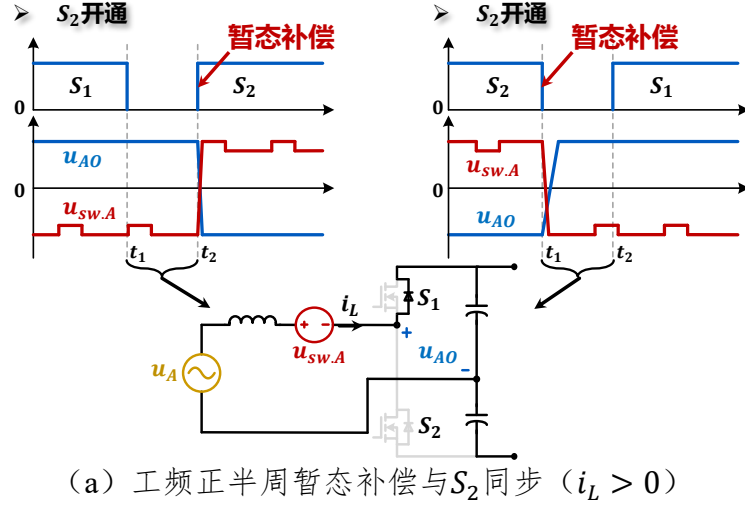


图 2.15 死区时间内暂态补偿控制信号的同步修正

对此, 进一步分析对死区时间内 u_{AO} 与驱动信号 S_1, S_2 , 如图 2.15 所示为工频周期内工频整流管开关过程的波形, 在工频正半周, u_{AO} 会随着下管 S_2 的驱动信号变化; 而在工频负半周, u_{AO} 则跟随 S_1 的驱动信号变化, 所以暂态补偿控制产生的补偿调制信号需要基于主开关管的驱动信号进行同步, 以实现 $u_{sw.A}$ 与 u_{AO} 的完美抵消。

2.4.3 控制环路参数设计

2.4.3.1 电流环参数设计

为确保多环路控制系统的稳定运行, 需对各级 PI 补偿器参数进行设计。针对 MISN-PFC 变换器占空比工频周期内的时变特性, 本文采用分段线性化方法将其等效为多工作点的 DC-DC 变换器, 并构建统一的小信号分析模型。

由于电流环路的带宽要远大于工频频率, 所以工频整流桥的切换不会影响到电流环路的控制, 因此在设计电流环路时, 可视作工频整流桥持续导通; 而且三相四线制架构下三相电感电流相互解耦, 所以将其拆分成三个单相设计, 图 2.16 所示为 A 相等效电路。

采用小信号扰动法^[178]推导出该等效电路的小信号模型，如图 2.17 所示，那么从占空比扰动到电感电流扰动的传递函数为：

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{u}_i=0} = \frac{(RC_o s + 1)(2U_c C_c s + 2I_L(1-2D))}{R \frac{C_c}{N_c} C_o L s^3 + L \frac{C_c}{N_c} s^2 + R \frac{C_c}{N_c} s + (1-2D)^2 R C_o s + (1-2D)^2} \quad (2-28)$$

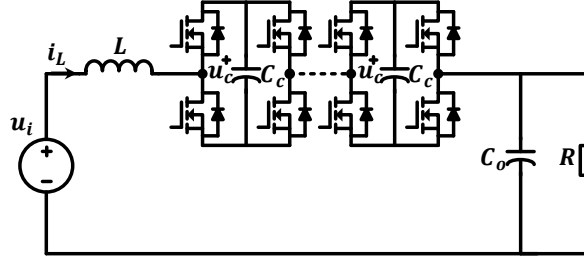


图 2.16 电流环角度下 A 相等效电路

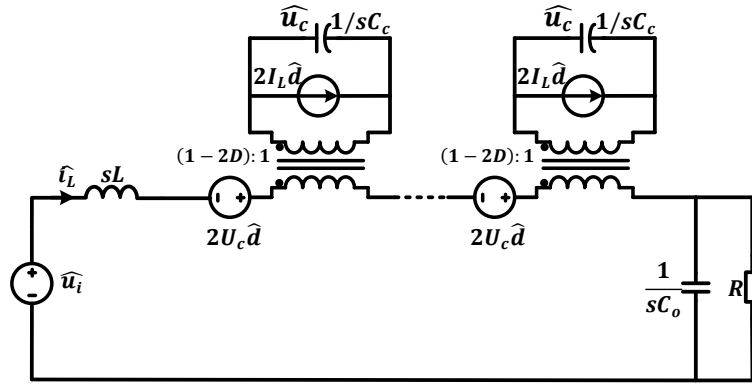


图 2.17 MISN-PFC 变换器 A 相小信号模型

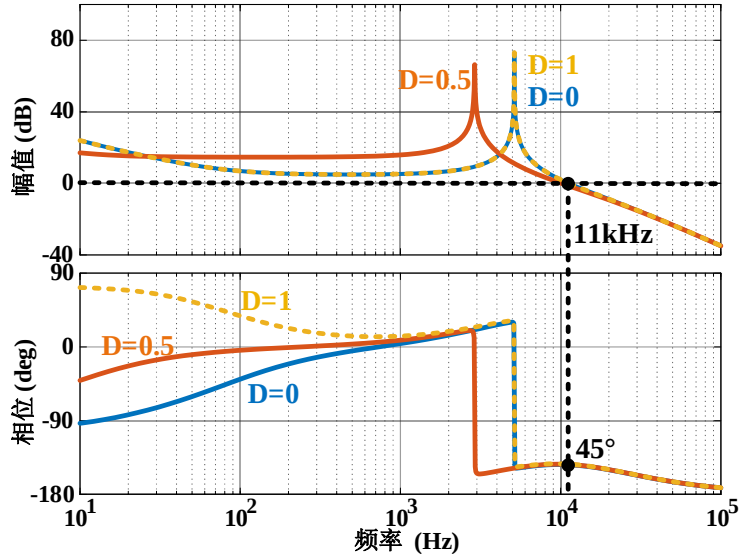


图 2.18 电感电流环开环传递函数 Bode 图

电流环主要由系统的传递函数 $G_{id}(s)$ 、调制环节、PI 补偿器、采样低通滤波器构成，其的开环传递函数表达式为：

$$T_1(s) = \left(K_{P1} + \frac{K_{I1}}{s} \right) \cdot \frac{1}{V_m} \cdot G_{id}(s) \cdot \left(\frac{1}{2\pi f_1 s + 1} \right) \quad (2-29)$$

其中 K_{P1} ， K_{I1} 是电流环 PI 补偿器的系数， f_1 是电流采样一阶低通滤波器的转折频率。

结合(2-28)和(2-29), 可对电流环路进行设计, 预期电流环开环传递函数穿越频率设置在开关频率 1/6 左右, 相位裕量不低于 40° , 据此设计 PI 补偿器参数, 结果如图 2.18 所示。此时变换器的参数为: $f_s = 60\text{kHz}$, $V_{bus} = 550\text{V}$, $U_c = 90\text{V}$, $I_L = 15\text{A}$, $N_c = 5$, $C_c = 470\mu\text{F}$, $C_o = 200\mu\text{F}$, $L = 15\mu\text{H}$, $V_m = 2000$, $f_1 = 20\text{kHz}$, $K_{P1} = 2$, $K_{I1} = 60000$ 。

2.4.3.2 直流母线电压环设计

假设斩波角恒定, 变换器带恒定电阻负载 R , 那么基于(2-25)表示的直流侧电流平均值模型, 可推导得到电感电流有效值扰动 $\widehat{I}_L$ 至直流侧电流平均值扰动 $\widehat{I}_{rec}$ 的传递函数为:

$$\widehat{I}_{rec}|_{\alpha=0} = \frac{\partial I_{rec}}{\partial I_L} = \frac{\sqrt{2}(2\cos\alpha-1)}{\pi} \widehat{I}_L \quad (2-30)$$

结合直流母线侧的频域阻抗, 即母线电容和负载电阻在 s 域的阻抗, 可以计算出电感电流有效值扰动到直流母线电压扰动的传递函数:

$$G_{Vi}(s) = \left. \frac{\widehat{V}_{bus}(s)}{\widehat{I}_L(s)} \right|_{\substack{\alpha=0 \\ I_o=0}} = \frac{\sqrt{2}(2\cos\alpha-1)}{\pi} \cdot \frac{R}{RC_o s + 1} \quad (2-31)$$

由于其中涉及的变量都是工频周期平均值, 所以该简化传递函数的有效范围在 1/2 工频以内。直流母线电压环主要由系统的传递函数 $G_{Vi}(s)$ 、PI 补偿器、采样低通滤波器构成, 开环传递函数表达式为:

$$T_2 = \left(K_{P2} + \frac{K_{I2}}{s} \right) \cdot G_{Vi}(s) \cdot \left(\frac{1}{2\pi f_2 s + 1} \right) \quad (2-32)$$

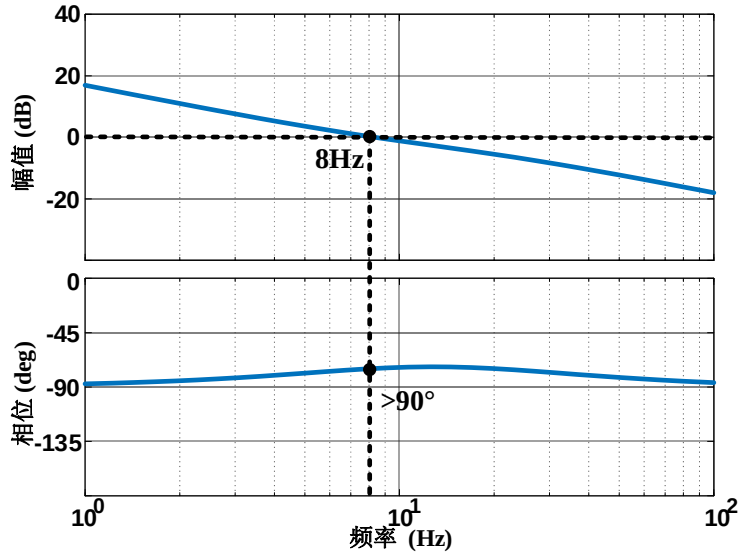


图 2.19 直流母线电压环 Bode 图

预期直流母线电压环开环传递函数穿越频率为工频频率 1/6 左右, 相位裕量不低于 40° , 据此对 PI 补偿器的参数进行调整, 结果如图 2.19, 环路参数设计结果为: $f_2 = 8\text{kHz}$, $K_{P2} = 0.02$, $K_{I2} = 1.2$ 。

从(2-31)可知, 当斩波角增加到 60° 时, 小信号模型恒等于 0, 其物理意义是直流侧电

流平均值为 0, 这会导致电压环无法控制直流母线电压, 所以为了避免直流母线电压失控, 需要把斩波角限制在 60° 以内。

2.4.3.3 MISN 电压环设计

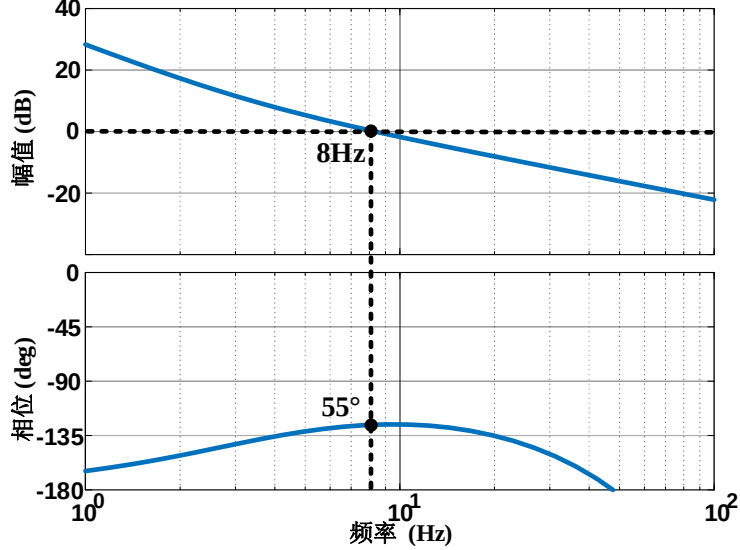


图 2.20 MISN 电压环 Bode 图

根据能量守恒, 传输到 MISN 电容的能量与其端口的能量相等, 即:

$$N_c U_c I_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{sw} i_L d\omega t = \frac{\sqrt{2} I_L}{\pi} (\sqrt{2} \pi U_i - V_{bus} (4 \cos \alpha - 2)) \quad (2-33)$$

其中 I_c 为 MISN 单元电流的平均值。

假设电感电流有效值不变, 在(2-33)中加入斩波角 α 扰动后, 考察 U_c 的扰动变化, 可得:

$$N_c U_c \hat{I}_c + N_c I_c \hat{U}_c = \frac{4\sqrt{2} I_L V_{bus} \sin \alpha}{\pi} \hat{\alpha} \quad (2-34)$$

稳态下 $I_c = 0$, 而 $\hat{U}_c$ 和 $\hat{I}_c$ 之间满足:

$$\hat{I}_c(s) = C_c s \cdot \hat{U}_c(s) \quad (2-35)$$

结合(2-34)和(2-35)可推导出 MISN 电压环系统传递函数为:

$$G_{V\alpha}(s) = \left. \frac{\hat{U}_c(s)}{\hat{\alpha}(s)} \right|_{\hat{I}_L=0} = \frac{4\sqrt{2} I_L V_{bus} \sin \alpha}{\pi N_c U_c C_c s} \quad (2-36)$$

此外, 由于每 1/4 工频周期才能通过斩波角对 MISN 的单元电压进行一次有效控制, 所以该控制环路存在控制延迟, 其近似可以描述为:

$$G_d(s) \approx e^{-\tau s} \quad (2-37)$$

其中 τ 为延迟时间, 当工频频率为 50Hz 时, 其数值取 0.0025s。

MISN 电压环主要由系统的传递函数 $G_{V\alpha}(s)$ 、PI 补偿器、延迟环节 $G_d(s)$ 、采样低通滤波器构成, 其开环传递函数的表达式为:

$$T_3 = \left(K_{P3} + \frac{K_{I3}}{s} \right) \cdot G_{V\alpha}(s) \cdot G_d(s) \cdot \left(\frac{1}{2\pi f_3 s + 1} \right) \quad (2-38)$$

根据上一节的分析,两个电压环的控制逻辑相互协同,所以将 MISN 电压环开环传递函数穿越频率也设置在工频频率 1/6 左右,相位裕量不低于 40° ,据此对 PI 补偿器的参数进行调整,如图 2.19 所示,环路参数设计结果为: $f_3 = 1\text{kHz}$, $K_{P3} = 0.0015$, $K_{I3} = 0.03$ 。

根据(2-36), MISN 电压环传递函数不仅受到斩波角的影响,还受到电感电流有效值的影响。斩波角越小, MISN 电压环传递函数幅频特性向下移动,穿越频率降低,控制速度越慢,当斩波角减小到 0 时, MISN 电压环失效,所以需要使最小斩波角工作在 0° 以上,并设置一定裕量。此外,负载减小同样会产生相似的问题,并且在空载条件下 MISN 电压环失效,该问题将在后续章节详细讨论,本节仅以满载额定工作点设置 MISN 电压环参数。

2.5 实验验证

为了对所提出的三相 MISN-PFC 变换器三环路控制策略进行验证,研制了图 2.20 所示的测试样机,其中包括输入滤波器、电感、MISN 以及工频整流桥和直流母线电容。样机满载传输功率 10kW,输入电压的范围 $220V_{ac} \pm 10\%$,整体尺寸为 $155\text{mm} \times 150\text{mm} \times 22\text{mm}$,功率密度达到 20kW/L (330W/in^3)。

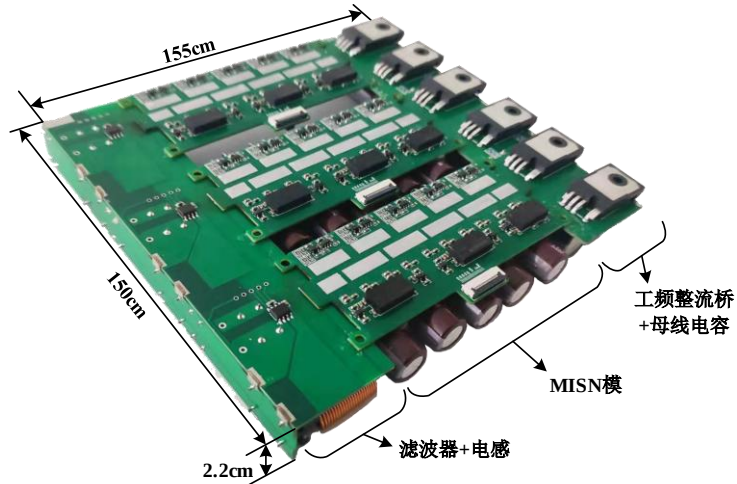


图 2.21 第一代三相 MISN-PFC 变换器样机

为保证最小斩波角大于 5° ,基于(2-18)可计算出最小直流母线电压为 540V。为尽量减小 MISN 承受的电压应力,因此将直流母线电压设计为 550V,此时 MISN 承受的最大电压应力为 $U_{sw}^{max} \approx 400\text{V}$ 。此外,由于 MISN 单元的电容仅用于电压箝位,不接负载,所以可以适当增加其电压纹波以减小电容值和尺寸。本节以 25%电压纹波对 MISN 的参数进行设计,若将 MISN 单元电压之和的谷值设置在 400V,那么其平均值为 450V,峰值为 500V。样机的规格及关键器件参数如表 2-1 所示, MISN 单元使用 150V Si MOSFET,每个单元的平均电压为 $U_c = 90\text{V}$,容值为 $470\mu\text{F}$ 。

表 2-1 第一代 MISN-PFC 变换器样机关键元器件参数

名称	参数
MISN 电路参数	开关频率: 30kHz; 单元数: 5; 单元电压 90V;
MISN 单元器件	BSC070N15NS5 (Si MOSFET 150V 7mΩ)
MISN 单元电容	EKXJ161ELL471ML40S (160V 470μF)
工频整流桥器件	C3M0030090K (SiC MOSFET 900V 30mΩ)
每相电感	XAL1010-472ME*3 (4.7μH)
直流母线电容	200μF (350V 100μF 2series 4parallel)

三相 MISN-PFC 变换器稳态工作时的电感电流波形如图 2.22 所示, MISN 控制的电感电流伏秒呈阶梯状分布, 因此对应的电流纹波包络呈纺锤状。输入滤波器吸收电感电流中的高频分量, 仅留下工频分量, 图 2.23 所示为滤波后网侧输入电流的波形。为了进一步验证电流环 PFC 的效果, 对样机在不同负载下的功率因数以及电流总谐波畸变 (Total Harmonic Distortion, THD) 进行了测量, 实验结果如图 2.24 所示。在 20%负载以上, 功率因数均大于 0.99, 电流的 THD 也小于 4%。

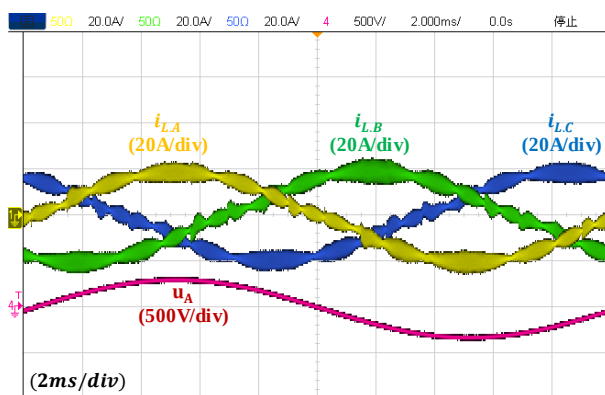


图 2.22 三相电感电流波形

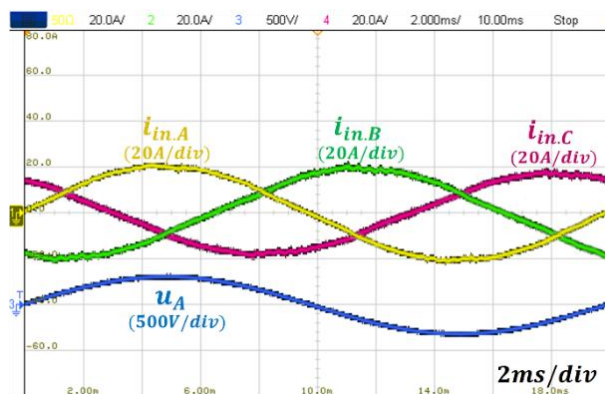


图 2.23 三相网侧输入电流波形

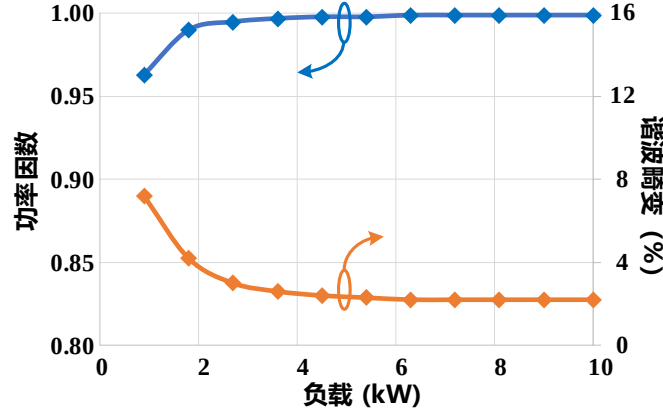


图 2.24 全负载范围内三相平均功率因数和电流总谐波畸变率测试结果

如图 2.25 所示，分别给出了 A 相关键电压、电流波形，包括输入电压 u_A ，MISN 端口电压 $u_{sw,A}$ ，工频整流桥中点电压 u_{AO} 以及电感电流 $i_{L,A}$ 。为保证 $u_{sw,A}$ 与 u_{AO} 完美抵消，避免电感电流畸变，本节提出了暂态补偿控制策略辅助电流环对 MISN 的占空比进行调整。从展开图可以看到，当工频整流桥动作时， $u_{sw,A}$ 快速响应，电感电流平滑过渡到下一个工作状态，未发生电流畸变。但基于(2-27)计算得到暂态补偿调制信号在死区内会出现偏差，需要额外进行同步控制。

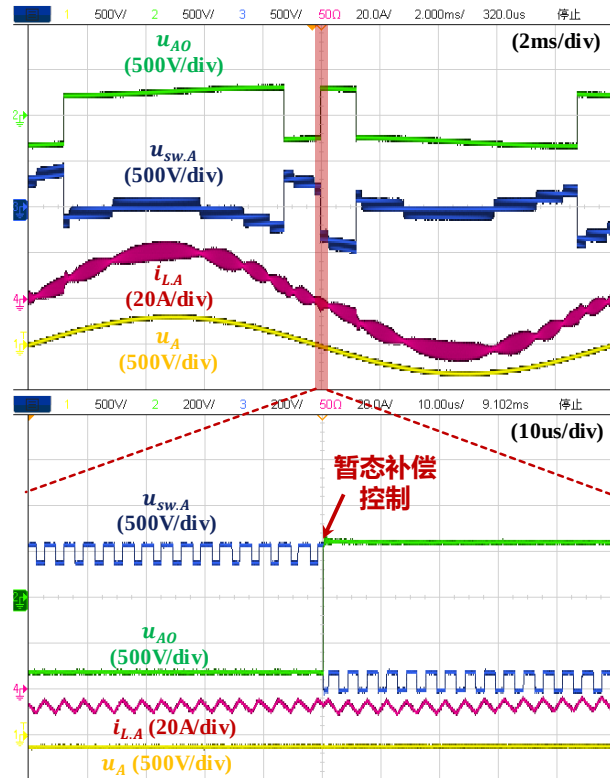


图 2.25 A 相电压电流波形

若在整个工频周期内，暂态补偿控制仅根据 S_1 的驱动信号进行同步控制，实验结果如图 2.26 所示，A 相的电感电流在正半周的工频死区都会出现电流尖刺，而负半周则没有出

现。根据前述分析，正半周死区内 u_{AO} 电位变化由 S_2 决定，而负半周由 S_1 决定。据此调整暂态补偿同步逻辑后的实验结果如图 2.27 所示，正负半周均没有电流尖刺。

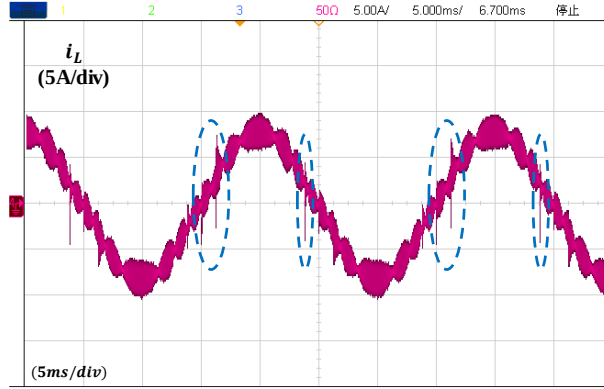


图 2.26 未进行死区同步的电感电流

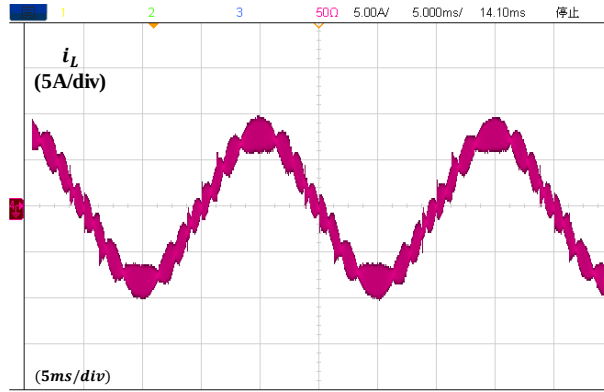


图 2.27 进行死区同步的电感电流

为了验证 MISN 各单元的均压情况，对单元电压进行了测量，图 2.28 中展示了 A 相单元 1、3、5 的电压波形，实现了良好的均压。图 2.29 所示为三相 MISN 单元 1 的电压波形，由于三拍的瞬时功率是对称的，所以电压纹波有 120° 的相移。由于每相的 MISN 独立控制，故相间电压不会相互干扰。

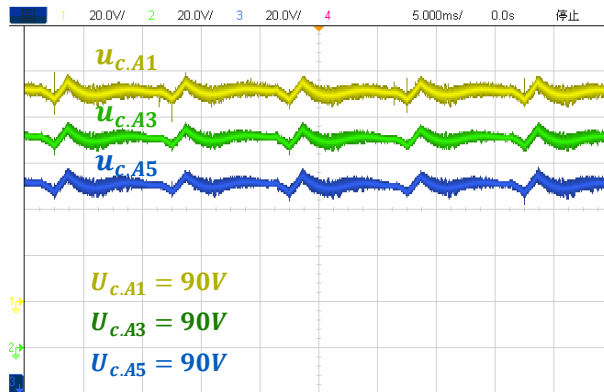


图 2.28 A 相 MISN 电压波形

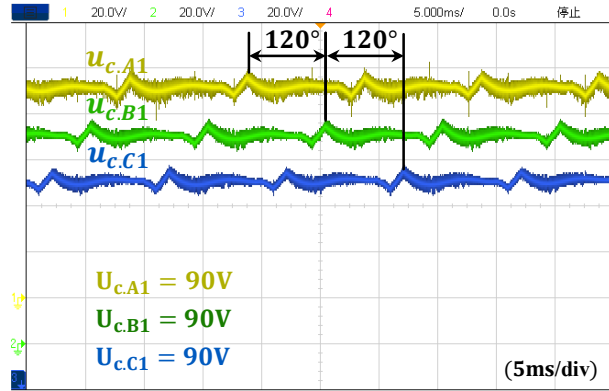


图 2.29 三相 MISN 电压波形

不同负载下样机的效率测试结果如图 2.30 所示，其峰值效率在 1/3 满载左右，达到 99%，满载效率 98.5%。图 2.31 给出了样机在满载时的损耗分解，其中 MISN 的损耗最大，达到 0.98%，工频整流桥 0.2%，电感损耗约 0.08%，MISN 的电容和直流母线电容的损耗 0.08%，输入滤波器的损耗 0.16%。

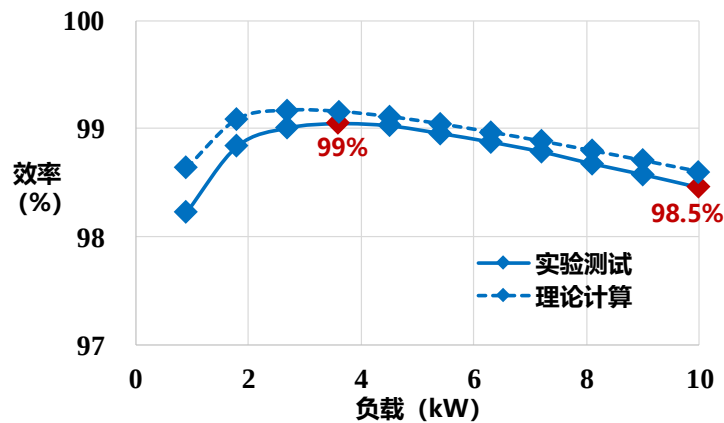


图 2.30 不同负载下变换器的效率测试结果

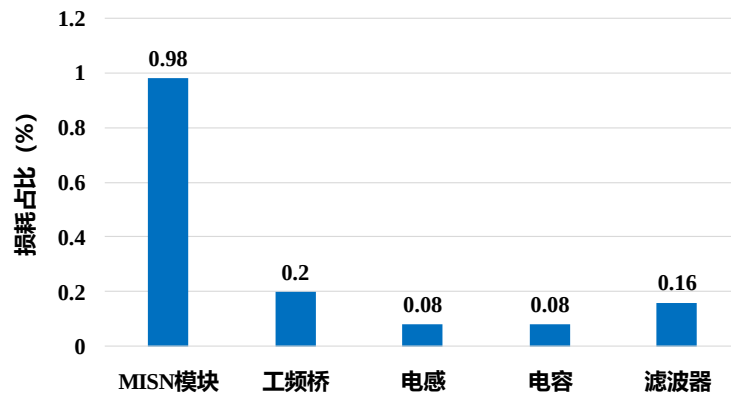


图 2.31 满载下的损耗分析

2.6 本章小结

本章从电感电流控制、MISN 电压控制、直流母线电压控制三个角度分析了三相 MISN-PFC 变换器的稳态工作原理，并揭示了其电流、电压控制的基本方法。在此基础上，提出

了一种三环路控制策略,以实现功率因数校正、MISN 单元电压稳压、直流母线电压调节。为了使 MISN 端口电压匹配工频整流桥中点电压的变化,避免电感电流畸变,本章进一步提出了死区同步的暂态补偿控制策略。此外,建立了 MISN-PFC 变换器的小信号模型,并对各环路补偿器进行设计以实现变换器的稳定运行。最后,基于 150V Si MOSFET 器件研制了第一代 10kW 三相 MISN-PFC 变换器样机(输入电压 $220V_{ac} \pm 10\%$,输出电压 $550V_{dc}$),该样机功率密度达到了 20kW/L,高于现有两电平或三电平的三相 PFC 变换器。根据实验测试结果,样机实现 99%峰值效率,98.5%满载效率,初步验证了 MISN-PFC 变换器在效率和功率密度方面的优势。

第3章 基于器件 NFoM 的三相 MISN-PFC 变换器参数优化方法研究

3.1 引言

上一章主要分析了三相 MISN-PFC 变换器工作原理，在此基础上构建了其控制策略，实现了功率因数校正、直流母线电压调节等关键功能。鉴于研究重点为原理分析与控制设计，MISN-PFC 变换器的各参数基于经验法选取，仅满足了基本功能需求，因而缺乏系统性优化设计方法，未能充分挖掘该拓扑的潜力。由于 MISN-PFC 变换器存在多个相互耦合的设计变量（如单元数、开关频率、器件选型、无源元件参数等），其设计复杂度高。对此，本章将重点研究 MISN 的参数优化设计问题。首先建立以 MISN 开关器件损耗模型，以及变换器关键元件的体积模型，揭示参数间的耦合作用机理。然后基于层级化设计思想，将复杂的高维多目标优化问题解耦为多个降阶的子优化过程，在实现损耗与体积协同优化的同时降低设计复杂度。最后，通过实验验证优化后样机的效率以及功率密度。

3.2 MISN 的最小损耗模型

3.2.1 基于器件电荷特性的损耗计算模型

根据第一代样机的损耗分解可知，电感、电容、滤波器等无源元件的损耗占比很小，而 MISN 的损耗占主导地位，因此，本节针对 MISN 的损耗进行分析，并建立其损耗模型。

MISN 的损耗主要为开关器件的损耗，包括导通损耗、开关损耗、容性损耗、反向恢复损耗、驱动损耗以及死区反向导通损耗。由于 MISN 的典型开关频率低于 100kHz，其驱动损耗与死区反向导通损耗在系统总损耗中的占比非常小，因此在建模过程中予以合理忽略；此外，低压器件反向恢复损耗较小，为降低复杂度，不对其进行精确建模。假设 MISN 单元数为 N_c ，那么基本单元个数为 $2N_c$ ，为了建立 MISN 统一损耗模型，首先计算半桥单元的损耗。

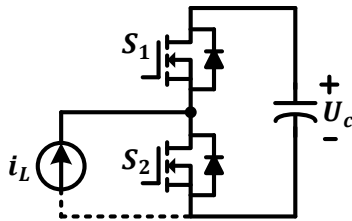


图 3.1 半桥基本单元电路模型

图 3.1 所示为半桥基本单元电路模型，其中电感电流 i_L 被等效为电流源，直流侧为 MISN 单元的电容，电压为 U_c 。在一个工频周期内，半桥单元的导通损耗可表示为：

$$P_{con} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} k_{temp} i_L^2(\omega t) R_{ds.on} d\omega t = k_{temp} I_L^2 R_{ds.on} \quad (3-1)$$

其中 k_{temp} 为温度系数, $R_{ds.on}$ 为器件导通电阻。

继续分析器件的开关损耗。如图 3.2 展示了硬开关过程中电压-电流波形的简化模型^[179], 器件开关损耗即电压 V_{ds} 与电流 I_d 的交叠面积。为便于应用, 器件厂商会对器件的栅极充电特性进行测试, 如图 3.3 为 MOSFET 器件充电过程中栅极电压波形以及各阶段对应的电荷定义, 其中 Q_{gs2} 对应从阈值电压到米勒平台电压的电荷量, Q_{gd} 对应米勒平台阶段的电荷量, 据此可以计算出开关过程各阶段时间长度为:

$$t_{on.1-2} = \frac{Q_{gs2}R_{g.on}}{V_{dri} - \frac{V_{pl} + V_{th}}{2}} \quad (3-2)$$

$$t_{on.2-3} = \frac{Q_{gd}R_{g.on}}{V_{dri} - V_{pl}} \quad (3-3)$$

$$t_{off.2-3} = \frac{Q_{gd}R_{g.off}}{V_{pl}} \quad (3-4)$$

$$t_{off.3-4} = \frac{Q_{gd2}R_{g.off}}{\frac{V_{pl} + V_{th}}{2}} \quad (3-5)$$

其中, $R_{g.on}$ 和 $R_{g.off}$ 是开通和关断过程的栅极电阻, V_{dri} 为驱动电压, V_{pl} 为米勒平台电压, V_{th} 是器件阈值电压。

结合(3-2)-(3-5), 工频周期内半桥开通和关断损耗可近似表示为:

$$P_{on} \approx \frac{U_c I_L R_{g.on}}{2(V_{dri} - V_{pl})} (Q_{gs2} + Q_{gd}) f_s \quad (3-6)$$

$$P_{off} \approx \frac{U_c I_L R_{g.off}}{2V_{dri}} (Q_{gs2} + Q_{gd}) f_s \quad (3-7)$$

由于半桥结构续流开关管的开关损耗可近似忽略, 故半桥单元的总开关损耗为:

$$P_{sw} = k_g U_c I_L (Q_{gs2} + Q_{gd}) f_s \quad (3-8)$$

其中驱动系数 $k_g = R_{g.on}/2(V_{dri} - V_{pl}) + R_{g.off}/V_{pl}$ 。

在主开关管硬开通过程中, 器件结电容存储的能量会在开关过程中被完全耗散, 从而产生容性损耗。如图 3.4, 当器件 S_2 硬开通时, 其结电容的能量 E_{oss} 会消耗在沟道中。同时, 为了保持电压稳定, 直流侧电容会向 S_1 结电容补充等量的能量, 但由于电容对电容的充电效率仅为 50%, 这一充电过程中消耗的能量也为 E_{oss} :

$$E_{oss} = \frac{1}{2} Q_{oss} U_c \quad (3-9)$$

其中 Q_{oss} 为器件结电容的电荷量。据此可以计算出半桥单元的容性损耗为:

$$P_{oss} = 2E_{oss} f_s = Q_{oss} U_c f_s \quad (3-10)$$

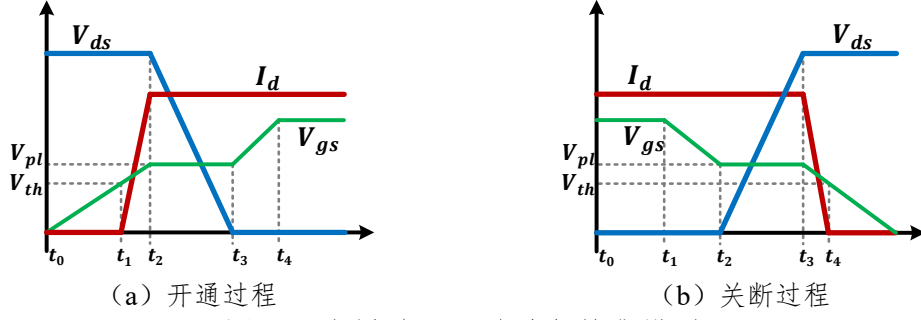


图 3.2 半桥单元开关过程简化模型

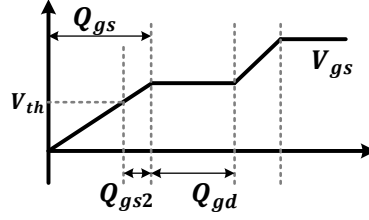


图 3.3 栅极充电波形与栅极电荷定义

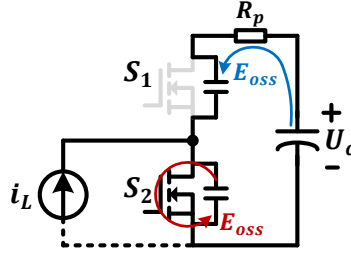


图 3.4 主开关管硬开通过程的容性电荷损耗分析

综合(3-1)、(3-8)、(3-10), 可得到 MISN 的半桥单元器件损耗为:

$$P_{loss} = k_{temp} I_L^2 R_{ds.on} + k_g U_c I_L (Q_{gs2} + Q_{gd}) f_s + Q_{oss} U_c f_s \quad (3-11)$$

不同器件栅极电荷参数不同, 所以需要针对每一款器件分别计算才能得到对应的损耗, 导致器件选型的计算量巨大。为简化器件选型计算, 引入品质因数 (Figure of Merit, FoM) 概念^[180]。器件的生产过程主要包括晶圆切割与封装等, 而晶圆则由相应的元胞并联构成, 采用相同元胞的器件, 其特性相同, 所以相同耐压、相同工艺的器件 *FoM* 基本相同, 那么使用 *FoM* 可大幅降低计算量。定义器件品质因数如下:

$$FoM_{sw} = (Q_{gs2} + Q_{gd}) R_{ds.on} \quad (3-12)$$

$$FoM_{oss} = Q_{oss} R_{ds.on} \quad (3-13)$$

MISN 的半桥单元器件损耗可进一步表示为:

$$P_{loss} = k_{temp} I_L^2 R_{ds.on} + \frac{U_c (k_g I_L FoM_{sw} + FoM_{oss}) f_s}{R_{ds.on}} \quad (3-14)$$

根据基本不等式 ($A \cdot x + \frac{B}{x} \geq 2\sqrt{AB}$), 半桥单元的最小器件损耗为:

$$P_{loss.min} = 2 I_L \sqrt{k_{temp} U_c (k_g I_{in} FoM_{sw} + FoM_{oss}) f_s} \quad (3-15)$$

实现最小损耗的条件为：

$$R_{ds.on} = \frac{1}{I_L} \sqrt{\frac{U_c(k_g I_L F_o M_{sw} + F_o M_{oss}) f_s}{k_{temp}}} \quad (3-16)$$

那么整个 MISN ($2N_c$ 个半桥单元) 的最小损耗为：

$$P_{loss.min} = 4I_L \sqrt{k_{temp} N_c^2 U_c (k_g I_L F_o M_{sw} + F_o M_{oss}) f_s} \quad (3-17)$$

3.2.2 基于器件 NFoM 的最小损耗模型

根据(3-17)可知，影响 MISN 最小损耗的变量有：器件品质因数 FoM、单元数 N_c 、MISN 单元电压 U_c 、开关频率 f_s 。进一步分析品质因数的表达式发现其含有工作电压的信息，即：

$$F_o M_x = Q_x \cdot R_{ds.on} = U_c \cdot C_x \cdot R_{ds.on} \quad (3-18)$$

因此，可以将损耗表达式中的 N_c 与 U_c 合并为 MISN 单元总电压 $U_{c.eq}$ ，其物理意义为将 MISN 等效成一个单元，其单元电压为 $U_{c.eq} = N_c U_c$ ，容值为 $C_{c.eq} = C_c / N_c$ 。对 FoM 进行如下变形：

$$F_o M_{sw} = U_c (1 + k_{gd}) \cdot C_{gd.tr} R_{ds.on} \quad (3-19)$$

$$F_o M_{oss} = U_c \cdot C_{oss.er} R_{ds.on} \quad (3-20)$$

其中 $k_{gd} = Q_{gs2} / Q_{gd}$ ， $C_{gd.tr}$ 为时间等效下器件漏极到栅极寄生电容， $C_{oss.er}$ 为能量等效下器件漏极到源极寄生电容。

定义器件新的品质因数 (New Figure of Merit, NFoM) 为：

$$NFoM_{sw} = C_{gd.tr} R_{ds.on} \quad (3-21)$$

$$NFoM_{oss} = C_{oss.er} R_{ds.on} \quad (3-22)$$

将(3-19)-(3-22)代入(3-17)，MISN 的最小损耗简化为：

$$P_{loss.min} = 4U_{c.eq} I_L \sqrt{k_{temp} (k_{sw} I_L NFoM_{sw} + NFoM_{oss}) f_s} \quad (3-23)$$

其中开关系数 $k_{sw} = (1 + k_{gd}) k_g$ 。

为了获得器件的各项 NFoM，需要对不同规格器件的数据进行统计。由于器件的结电容 C_{gd} 和 C_{oss} 会随着工作电压变化，所以需要通过积分获得等效电容：

$$C_{gd.tr} = \frac{1}{0.75V_{BR}} \int_0^{0.75V_{BR}} C_{rss}(V_{ds}) dV_{ds} \quad (3-24)$$

$$C_{oss.er} = \frac{1}{(0.75V_{BR})^2} \int_0^{0.75V_{BR}} C_{oss}(V_{ds}) V_{ds} dV_{ds} \quad (3-25)$$

考虑到高密度封装的需求，本文以 Infineon QFN 封装 Si MOSFET 器件为例进行数据统计，统计过程仅考虑新工艺生产的器件。基于(3-24)，(3-25)，可以计算出不同规格器件的 $NFoM_{sw}$ 和 $NFoM_{oss}$ ，如图 3.5 和图 3.6 所示。由于 $NFoM_{sw}$ 和 $NFoM_{oss}$ 近似与器件耐压

成正相关，故采用最小二乘拟合得到 $NFoM_{sw}$ 和 $NFoM_{oss}$ 的表达式：

$$NFoM_{sw}(V_{BR}) \approx k_1 V_{BR} + b_1 \quad (3-26)$$

$$NFoM_{oss}(V_{BR}) \approx k_2 V_{BR} + b_2 \quad (3-27)$$

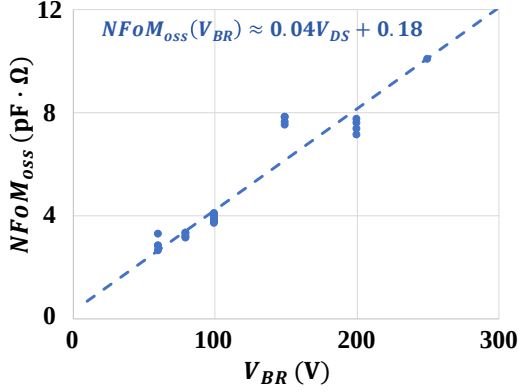


图 3.5 不同耐压的器件 $NFoM_{sw}$

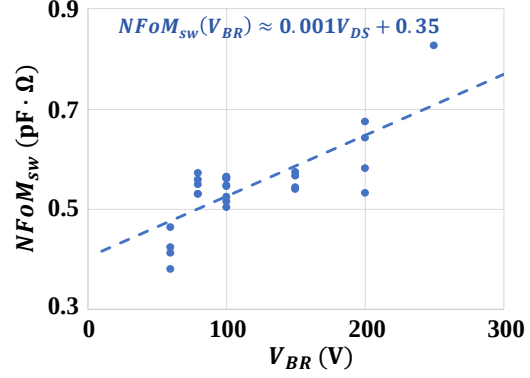


图 3.6 不同耐压的器件 $NFoM_{oss}$

用相似的方法对开关系数 k_{sw} 的数值进行统计分析，结果如图 3.7 所示。计算时，器件外部的驱动回路电阻取 2Ω ，驱动电压 $V_{dri} = 10V$ 。由于 k_{sw} 的统计数据离散度较大，缺乏明显的相关性，因此采用其加权平均值作为代表值：

$$k_g(V_{BR}) \approx 1.4 \quad (3-28)$$

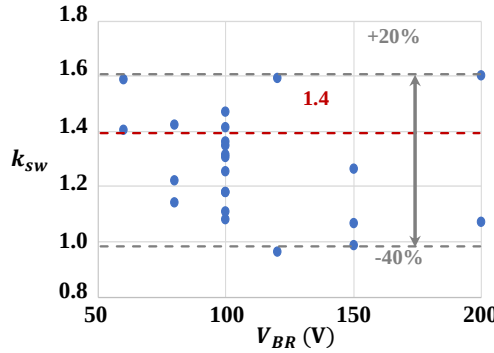


图 3.7 不同耐压的器件 k_{sw}

综上所述，MISN 的最小损耗仅由三个独立变量决定，即 MISN 等效电压 $U_{c.eq}$ 、器件耐压 V_{BR} 以及开关频率 f_s 。如图 3.8 所示为不同 MISN 等效电压 $U_{c.eq}$ (X 轴) 和开关频率 f_s (Y 轴) 对应的 MISN 最小损耗，每一个曲面对应一种器件耐压 V_{BR} 。由于 $U_{c.eq}$ 和 f_s 与器件的开关损耗 P_{sw} 、容性损耗 P_{oss} 、反向恢复损耗 P_{rr} 成正比，在器件耐压 V_{BR} 一定的情况下， $U_{c.eq}$ 和 f_s 越大，MISN 最小损耗越大；而当 $U_{c.eq}$ 或者 f_s 一定时，器件耐压 V_{BR} 越小，器件 $NFoM$ 参数越小，从而可以实现更小的 MISN 损耗，损耗曲面向下移动。如果需要评估其他生产工艺、或者使用 GaN、SiC 等材料的器件条件下的 MISN 损耗，只需根据上述流程更新统计数据即可。

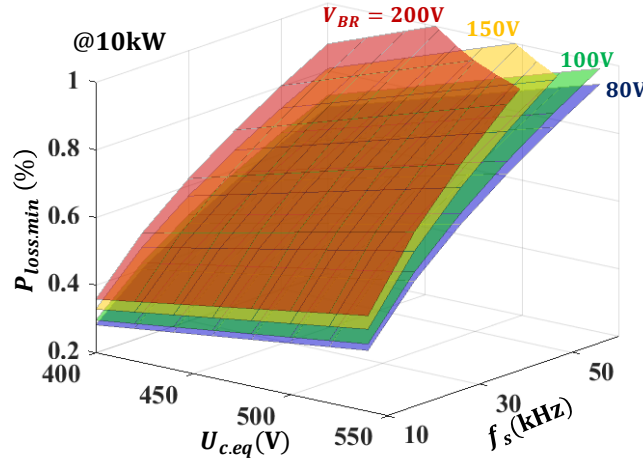


图 3.8 不同参数下 MISN 的最小损耗

当 V_{BR} 以及 $U_{c,eq}$ 确定以后, 即可计算所需单元个数 N_c 。假设充分利用器件的耐压, 那么在 75% 器件耐压用率下, MISN 等效电压的峰值满足:

$$U_{c,eq}^{max} \leq 0.75N_c V_{BR} \quad (3-29)$$

结合(2-20)定义的 MISN 最大电压应力, MISN 谷值电压应满足:

$$U_{c,eq}^{min} \geq U_{sw}^{max} = \sqrt{2}U_i \sin\alpha + \frac{1}{2}V_{bus} \quad (3-30)$$

假设基于上述电压限制设计 MISN 等效电压, 那么可以建立 $U_{c,eq}$ 与 $U_{c,eq}^{max}$ 的关系为:

$$U_{c,eq}^{max} = \sqrt{2U_{c,eq}^2 - U_{sw}^{max2}} \quad (3-31)$$

结合(3-29)到(3-31), 可以推导出单元数 N_c 表达式为: (中括号为取整运算)

$$N_c(V_{BR}, U_{c,eq}) = \left\lceil \frac{\sqrt{2U_{c,eq}^2 - U_{sw}^{max2}}}{0.75V_{BR}} \right\rceil \quad (3-32)$$

3.3 主要元件的体积模型

为实现高功率密度设计目标, 还需要建模分析 MISN 参数对关键元件体积的影响。重点研究对象为交流侧电感与 MISN (含电容及电路), 而直流母线电容、工频整流桥等与模块参数无关的元件无需纳入建模分析范畴。

3.3.1 电感体积分析

由于磁芯的尺寸基本决定了电感的尺寸, 因此通过分析磁芯来估算电感体积是一种简便有效的方法。磁芯的尺寸由垂直于磁通的截面积和水平于磁通的面积决定, 前者对应磁芯截面积 A_e , 后者对应磁芯的窗口面积 A_w , 那么 $A_e A_w$ 即限定了磁芯的尺寸, 工程中将这种基于磁芯截面积的电感体积计算方法称为 AP 法^[181]。因为 MISN-PFC 变换器工作在 CCM 状态, 故选用磁粉芯磁环来设计所需电感。图 3.9 给出了不同尺寸磁环的 $A_e A_w$ 与磁环体积

的数值关系，通过最小二乘拟合，磁芯体积可以表示为：

$$Vol_L \approx k_L (A_e A_w)^{3/4} \quad (3-33)$$

公式中的系数 k_L 仅和磁芯形状有关。

结合磁链与电感量的关系表达式，即：

$$n B_m A_e = L I_{peak} \quad (3-34)$$

其中， n 为电感的匝数， B_m 为最大磁通密度、 I_{peak} 为电感电流最大值。

可计算出磁芯截面积为：

$$A_e = \frac{L I_{peak}}{n B_m} \quad (3-35)$$

基于导线电流密度 J 、窗口利用率 k_w 、电感电流有效值 I_{RMS} ，可计算出磁芯窗口面积 A_w 为：

$$A_w = \frac{n I_{RMS}}{k_w J} \quad (3-36)$$

联立(3-35)、(3-36)可得：

$$A_e A_w = \frac{I_{peak} I_{RMS} L}{k_w J B_m} \quad (3-37)$$

将其代入(3-33)可以得：

$$Vol_L \approx k_L \left(\frac{I_{peak} I_{RMS} L}{k_w J B_m} \right)^{3/4} \quad (3-38)$$

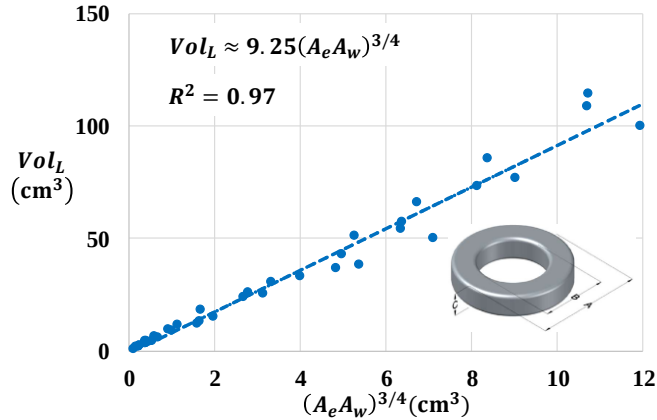


图 3.9 磁芯体积与 $A_e A_w$ 的关系

上一章中分析了 MISN-PFC 变换器电感伏秒，并推导了电感量的表达式，如(2-10)所示，结合(3-31)和(3-32)可以推导出电感量与 MISN 三个独立变量的关系为：

$$L(V_{BR}, U_{c.eq}, f_s) = \frac{\sqrt{2U_{c.eq}^2 - U_{sw}^{max2}}}{8\Delta i_{pp} N_c (V_{BR}, U_{c.eq}) f_s} \quad (3-39)$$

联立(3-38)和(3-39)可计算出电感体积模型的表达式：

$$Vol_L(V_{BR}, U_{c.eq}, f_s) \approx k_L \left(\frac{I_{peak} I_{RMS}}{k_w J B_m} \cdot \frac{\sqrt{2U_{c.eq}^2 - U_{sw}^{max^2}}}{8\Delta i_{pp} N_c (V_{BR}, U_{c.eq}) f_s} \right)^{3/4} \quad (3-40)$$

3.3.2 MISN 体积分析

由于 MISN 单元的电容数值一般大于 $100\mu F$ ，所以适合使用电解电容，其体积可借助电容的能量密度 ED 计算得到：

$$Vol_C = \frac{\frac{1}{2} C_{c.eq} U_{c.eq}^{max^2}}{ED(V_{BR.c})} \quad (3-41)$$

以 NCC 电解电容的参数为例进行数据统计，以获取不同规格电容的能量密度，计算公式为：（电容电压利用率取 90%）

$$ED = \frac{\frac{1}{2} C_{ref} (0.9V_{BR.c})^2}{Vol_{c.ref}} \quad (3-42)$$

其中 $V_{BR.c}$ 为电容耐压， C_{ref} 和 $Vol_{c.ref}$ 为不同规格电容产品的容值以及体积。统计结果如图 3.10，电容能量密度近似于电容耐压呈线性拟合关系：

$$ED(V_{BR.c}) \approx k_4 V_{BR.c} + b_4 \quad (3-43)$$

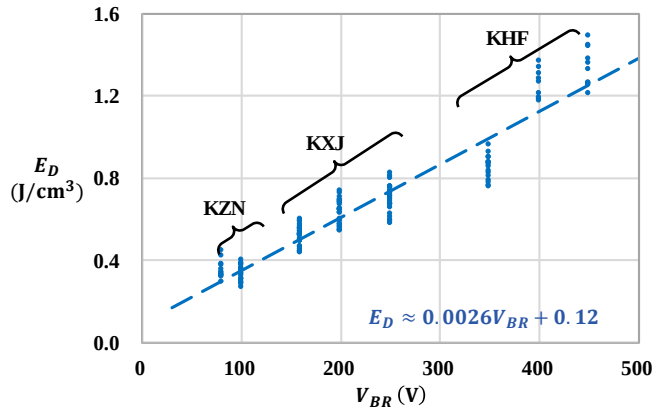


图 3.10 电解电容耐压与电容能量密度的统计关系

表 3-1 器件耐压与电容耐压匹配关系

器件耐压 V_{BR} (利用率 75%)	电容耐压 $V_{BR.c}$ (利用率 90%)
80V	63V
100V	80V
120V	100V
150V	120V
200V	160V
300V	250V

为了统一变量，建立器件耐压与电容耐压的换算关系为：

$$V_{BR.c} = k_c V_{BR} \quad (3-44)$$

其中换算系数 $k_c = 0.75/0.9$ ，表 3-1 给出了两者的对应关系。

将(3-31)代入到(2-22)中可以得到电容值随 MISN 独立变量的关系为：

$$C_{c.eq}(U_{c.eq}) = \frac{P \left(2\alpha_A - \sin 2\alpha_A - \frac{\pi(\cos \alpha_A - 1)}{2\cos \alpha_A - 1} \right)}{\omega \left(\sqrt{2U_{c.eq}^2 - U_{sw}^{max2}} - U_{sw}^{max} \right) U_{c.eq}} \quad (3-45)$$

联立(3-41)至(3-45)即可计算出电容的体积：

$$Vol_C(V_{BR}, U_{c.eq}) = \frac{P \left(2\alpha_A - \sin 2\alpha_A - \frac{\pi(\cos \alpha_A - 1)}{2\cos \alpha_A - 1} \right)}{2\omega ED(V_{BR})} \cdot \frac{2U_{c.eq}^2 - U_{sw}^{max2}}{\left(\sqrt{2U_{c.eq}^2 - U_{sw}^{max2}} - U_{sw}^{max} \right) U_{c.eq}} \quad (3-46)$$

由于高频下电解电容表现出较大的阻抗，其吸收高频电流会产生额外的损耗。因此，在使用过程中，需并联约 $10\mu F$ 的瓷片电容，以吸收高频电流分量。对于低频电流部分，则主要通过电解电容进行吸收，为避免超过其电流纹波耐量，电容设计完成后还需验证其是否满足电容的纹波耐量。根据经验，当电容电压峰峰值保持在额定值 50% 以内时，通常满足电容标称的电流纹波耐量。

除了电容以外，MISN 单元的 PCB 也占用一定体积，如图 3.11 所示，其包括四颗开关器件、两颗半桥驱动芯片、一颗隔离供电芯片以及 PCB 板。鉴于不同耐压下单元体积变化不明显，MISN 各单元的体积可近似为常数值，即：

$$Vol_{cell}(N_c) = Vol_0 \cdot N_c \quad (3-47)$$

其中， Vol_0 为一个单元的体积，此处取 $2.5cm^3$ 。

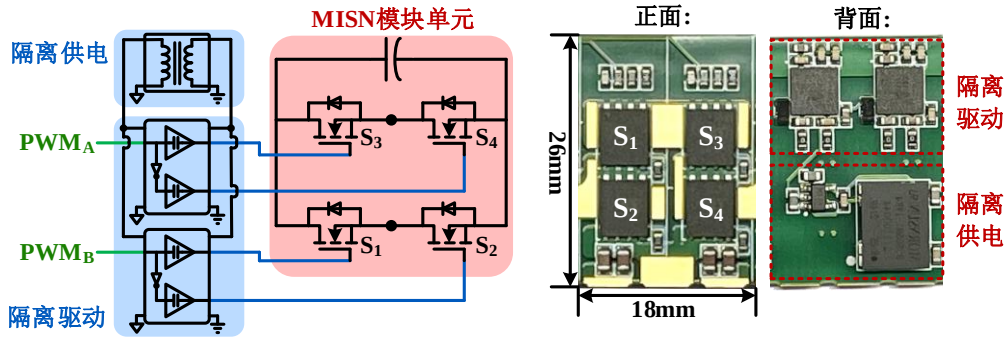


图 3.11 MISN 单元原理图及实物图

3.4 多变量层级化协同优化设计方法

通过前述数学分析，建立了 MISN 器件的最小总耗模型，以及电感和 MISN 的体积模型，其中主要涉及三个独立变量：器件耐压 V_{BR} 、MISN 等效电压 $U_{c.eq}$ 、开关频率 f_s 。为了实现效率以及功率密度指标最优的三相 MISN-PFC 变换器，本节基于所建立的模型提出了分阶段优化的协同设计方法，设计流程图如图 3.12 所示。考虑到同时对多个目标优化会导

致设计过程复杂，且各变量对优化目标的影响机理不够直观，所以本节将优化过程分解为不同的优先级阶段。具体而言，MISN 的损耗被设定为第一优先级，而主要元件的体积则被设定为第二优先级。在设计中，首先基于给定的器件耐压 V_{BR} 和预期 MISN 最小损耗，计算出 $U_{c.eq}$ 和 f_s 之间的制约关系，从而将参数优化设计降阶为两变量设计问题。然后，在此基础上进一步评估不同参数组合对电路主要元件体积影响，并以最小体积为目标，确定最终的变量设计方案。三相 MISN-PFC 变换器的目标规格如表 3-2 所示，后续的设计工作将以此表中的数据为基准展开。



图 3.12 协同优化设计流程图

表 3-2 第二代三相 MISN-PFC 变换器设计目标

名称	参数
三相功率	10kW
输入相电压范围	220V _{ac} ± 10%
直流母线电压	550V _{dc}
最大电感电流	15A
电感电流纹波	≤ 6A
预期满载效率	≥ 99%
预期功率密度	≥ 20kW/L

根据第一代样机在满载条件下的损耗分解(图 2.31), MISN 的器件损耗是限制满载效率提升的关键因素。若要实现样机满载效率 99% 的目标, MISN 的器件损耗需要限制在 0.5% 以内, 即:

$$P_{loss}^* = 0.5\%P \quad (3-48)$$

基于(3-48)可对图 3.8 所示的最小损耗曲面进行分割, 得到满足要求的变量选择范围, 其物理意义为: 在给定预期损耗限制下, 开关频率与 MISN 等效电压的关系, 联立(3-23)与(3-48)可求解出该分界线的表达式为:

$$f_s(V_{BR}, U_{c.eq}) = \frac{1}{k_{temp}(k_{sw}NFoM_{sw} + NFoM_{oss})} \left(\frac{P_{loss}^*}{4I_L U_{c.eq}} \right)^2 \quad (3-49)$$

如图 3.13 所示为 0.5% 损耗限制下, MISN 电压与开关频率的取值关系。对于给定的器件耐压 V_{BR} , $U_{c.eq}$ 越大, 开关损耗增加, 导致可选最大开关频率降低; 而当 $U_{c.eq}$ 给定时, 选择的器件耐压越小, 那么器件 NFoM 更小, 开关损耗降低, 所以相同损耗限制下可以使用更高的开关频率。此外, 当 $U_{c.eq}$ 远大于 MISN 最大电压应力 U_{sw}^{max} 时, 各单元电容的电压纹波过大, 设计结果没有实际应用价值, 所以将电压纹波限制在 50% 以内为, $U_{c.eq}$ 的研究区间为 400V 至 550V。

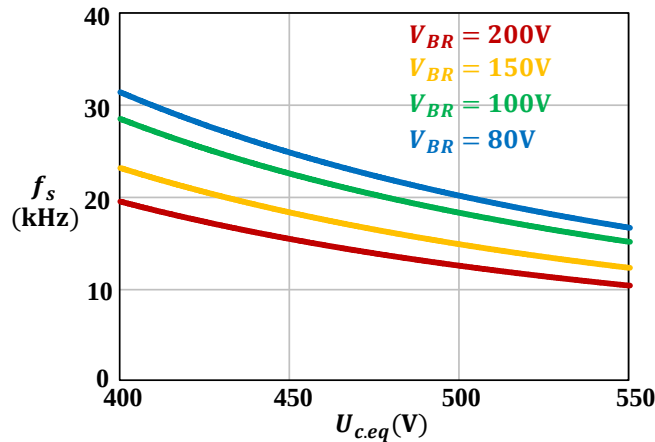


图 3.13 给定损耗预期下开关频率与 MISN 等效电压的关系

在获取满足损耗预期的 MISN 等效电压与开关频率的组合后, 进一步计算变换器主要元件的体积, 相关计算依据为(3-40)、(3-46)、(3-47)。在计算过程中, 涉及的常数量取值分别为: $k_L = 9.25$ 、 $I_{peak} = 21.2A$ 、 $I_{RMS} = 15A$ 、 $k_w = 0.45$ 、 $J = 8A/cm^2$ 、 $B_m = 0.3T$ 、 $\Delta I_{pp} = 6A$ 。体积的计算结果如图 3.14 所示, 由于 MISN 的单元数为自然数, 所以根据(3-32)可以标注出可选组合(五角星), 其中各方案所需要的器件 $R_{ds.on}$ 基于(3-16)计算得到。表 3-3 详细汇总了可选方案对器件参数的具体要求, 以及相应的元件总体积。由于现有高耐压商用器件 $R_{ds.on}$ 普遍偏大, 为满足设计要求, 需通过器件并联的方式实现, 导致单元数较少的

方案所需器件总数反而更多。综合考虑器件数量以及元件体积，方案 4，方案 6，方案 8 符合要求。本章以方案 6 为例进行样机设计，即器件耐压 $V_{BR} = 100V$ ，MISN 等效电压 $U_{c.eq} = 465V$ ，开关频率 $f_s = 20kHz$ ，单元数 $N_c = 7$ 。

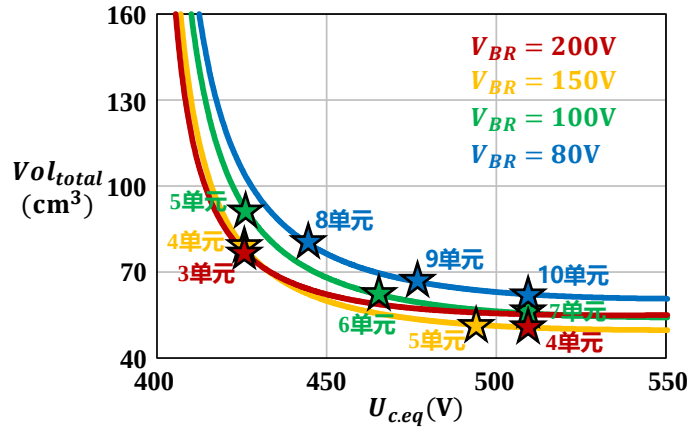


图 3.14 不同器件耐压对应的主要元件总体积曲线

表 3-3 各计方案参数对比

编号	V_{BR}	$U_{c.eq}$	N_c	$R_{ds.on}$	器件并联	器件总数	总体积	
1	200V	425V	3	4.8mΩ	3	36	77cm ³	×
2	200V	510V	4	3.6mΩ	4	64	55cm ³	×
3	150V	425V	4	3.6mΩ	2	32	79cm ³	×
4	150V	490V	5	2.8mΩ	2	32	52cm ³	✓
5	100V	425V	6	2.4mΩ	1	24	93cm ³	×
6	100V	465V	7	2.2mΩ	1	28	58cm ³	✓
7	100V	510V	8	1.8mΩ	1	32	55cm ³	✓
8	80V	440V	8	1.8mΩ	1	32	83cm ³	×
9	80V	475V	9	1.6mΩ	1	36	67cm ³	×
10	80V	510V	10	1.4mΩ	1	40	62cm ³	×

3.5 实验验证

本章基于多变量层级化协同优化方法，设计了第二代三相 MISN-PFC 变换器，样机的主要参数如表 3-4 所示，为便于进行指标对比，本代样机的 MISN 部分仍采用与第一代样机相同的 Si MOSFET 器件。图 3.15 为新一代样机的实物图片，包括输入滤波器、电感、MISN、工频整流桥、直流母线电容以及控制板。该样机的整体尺寸为 18cm×8.5cm×2.5cm，功率密度达到 26kW/L（即 430W/in³）。控制板的功能设计如图 3.16 所示，其控制任务由数字信号处理器（DSP）与现场可编程门阵列（FPGA）协同完成。其中，DSP 负责采集电压和电流信号、执行模数转换（ADC）、实现闭环控制运算以及保护功能；而 FPGA 通过

SPI 接口接收 DSP 的计算结果，并将其转化为脉宽调制（PWM）驱动信号，进而传输至驱动芯片，以确保变换器的高效运行。

表 3-4 第二代 MISN-PFC 变换器样机元器件参数

名称	参数
MISN 电路参数	开关频率：20kHz；单元数：7；单元电压：66V；
MISN 单元器件	ISC022N10NM6 (Si MOSFET 100V 2.2mΩ)
MISN 单元电容	KZN800ELL102MM25S (80V 1mF)
工频整流桥器件	IMBG120R030 (SiC MOSFET 1200V 30mΩ)
每相电感	XAL1010-472ME*2 (4.7μH)
直流母线电容	200μF (350V 100μF 2series 4parallel)

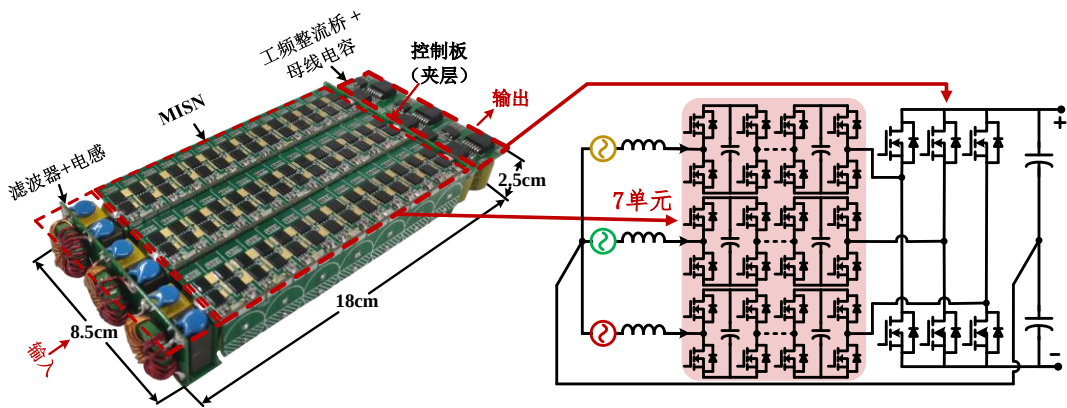


图 3.15 第二代三相 MISN-PFC 变换器样机图

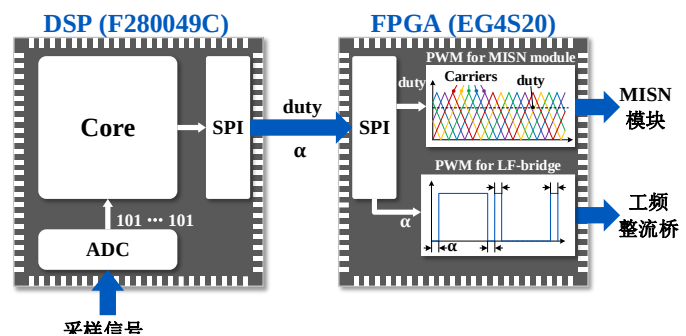


图 3.16 控制板功能设计图

在稳态运行条件下，三相电感电流的波形如图 3.17 所示。依托上一章提出的控制策略，MISN 能够精确控制电感的伏秒平衡，从而实现高效的功率因数校正。在工频整流桥开关动作的瞬间，暂态补偿控制机制会驱动 MISN 的端口电压同步进行等幅的反向切换，以避免电感伏秒的突变，确保电感电流的平滑过渡，如图 3.18 所示。从展开图可以看到，当开关频率设定为 20kHz 时，MISN 端口电压的等效频率达到了 280kHz，实现了 14 倍的频率提升。

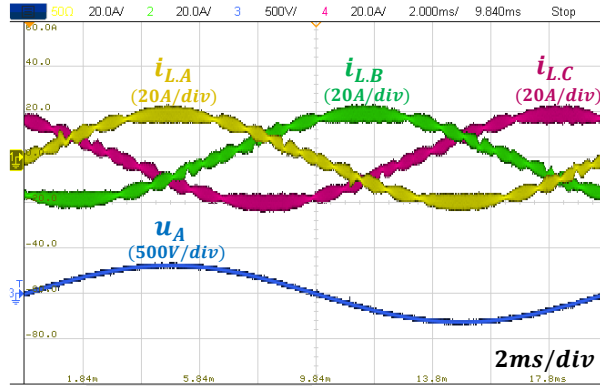


图 3.17 三相电感电流波形

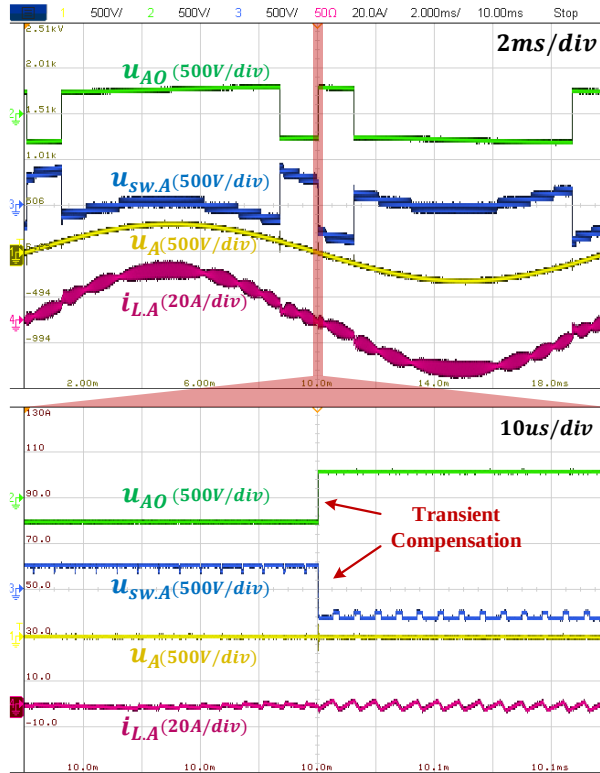


图 3.18 满载时电路关键波形及其展开图

为了测试环路的稳定性，对样机进行负载跳变测试。图 3.19 (a) 展示了负载从 25% 突增至 75% 时的暂态响应过程，测试对象包括 A 相 MISN 单元电压 u_{c1} 、直流母线电压 V_{bus} 、负载电流 I_{load} 以及 A 相输入电流 $i_{in,A}$ 。暂态响应过程持续约 5 个工频周期 (100ms)，MISN 单元电压的电压超调为 8%。图 3.19 (b) 所示为负载突然从 75% 突降至 25% 时的暂态响应，暂态调节过程增加到 150ms，MISN 单元电压的超调同样为 8%。

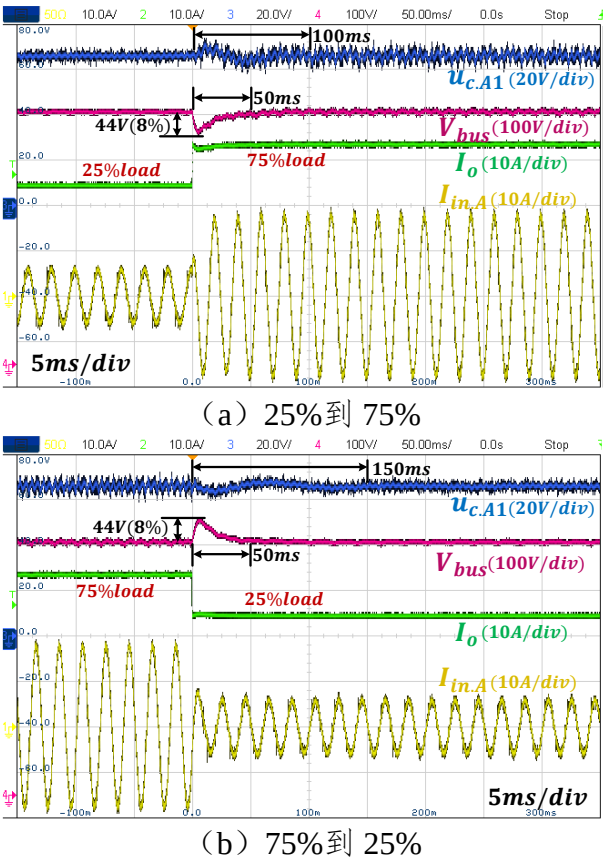


图 3.19 负载动态测试

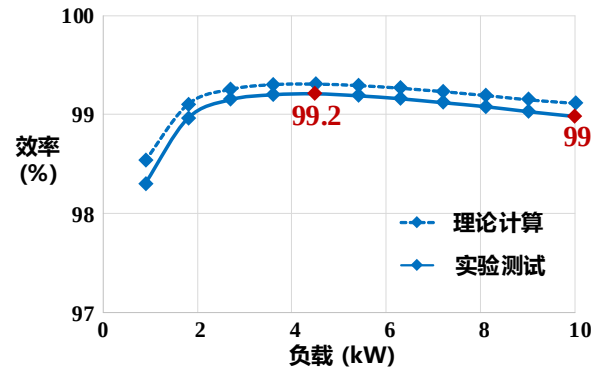


图 3.20 第二代样机效率测试结果

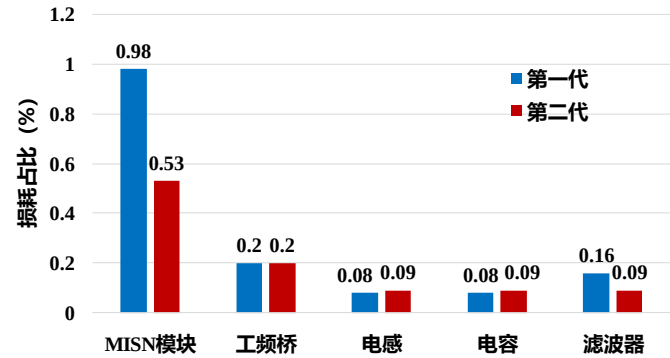


图 3.21 满载下损耗分解图

为了验证设计方案能否达到预期效率指标，对样机进行了效率测试，测试结果如图 3.20 所示，效率测试时不包括控制板以及驱动电路的损耗。实验结果表明，样机在半载条件下达到峰值效率约 99.2%，满载效率为 99%，满足效率目标。图 3.21 展示了满载条件下的损耗分解，其中 MISN 器件损耗占比约为 0.53%，略高于预期的 0.5% 限制，误差约为 6%。由于导通损耗的计算误差小，通常只需要结合实际运行温度对温度系数进行校正即可作为导通损耗预测值。开关损耗、容性损耗及反向恢复损耗与频率成正比，所以可以通过变频测试的方法获得该部分对应的损耗大小（由于电感损耗占比小，所以该部分损耗随开关频率的变化忽略）。分析显示，导通损耗与开关相关损耗的比例接近 1:1，表明损耗分配已达到最小损耗模型预计的最优状态。

图 3.22 对比了第一代与第二代样机主要元件的体积差异，两代样机的滤波器、电感和 MISN 体积相近。但在整流桥部分，相较于第一代样机的 TO247 封装高压管，第二代使用了 TO263 封装高压管使工频整流桥布局更加紧凑，体积减小一半。此外，通过合理布局，第二代样机空间利用率由原本 70% 提升至 85%，闲置空间减少。同时，第二代样机“滤波器+电感”和“MISN”的体积相差较大，其中存在进一步优化的可能。为了减小 MISN 的体积，需要使用更高耐压的器件以减小单元数，但是由于更高电压的 Si MOSFET 器件导通电阻偏大，需要并管才能实现理论最小损耗，这会导致 MISN 的器件数量和电路面积增加。因此，基于现有 Si MOSFET 器件，难以进一步平衡电感和 MISN 电容的体积。

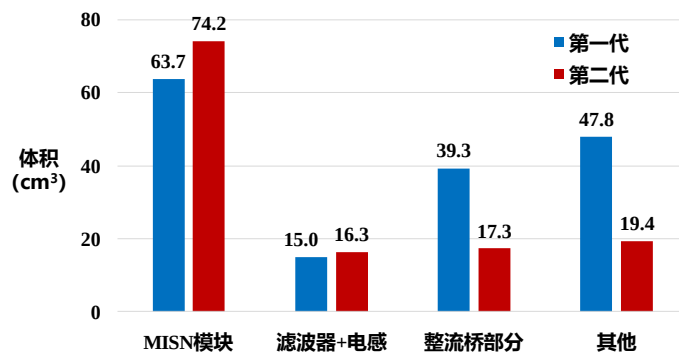


图 3.22 主要元件体积对比图

3.6 本章小结

本章针对三相 MISN-PFC 变换器参数优化问题展开了深入研究，旨在充分挖掘三相 MISN-PFC 变换器在效率和功率密度方面的潜力，从而突破传统经验化设计所带来的性能瓶颈。首先，基于 N FoM 参数统计规律与不等式优化理论，结合器件导通损耗、开关损耗、容性损耗，建立了 MISN 器件统一最小损耗数学模型。然后，结合磁芯截面积和电容能量密度，对电感和 MISN 电容的体积与电路主要变量之间的关系进行了深入分析。在此基础

上, 提出损耗-体积分阶段协同优化方法, 将复杂多变量问题分解为以器件耐压为核心、MISN 电压与开关频率为调控参数的层级化设计, 解决多变量耦合下效率与功率密度的协同优化难题。实验结果表明, 优化后的第二代样机满载效率达到 **99%**, 相较于第一代样机提高了约 **0.5%**。同时, 样机的损耗设计误差在 **6%** 以内, 验证了所提出优化设计方法的准确性与工程设计的完备性。此外, 通过合理优化空间布局, 第二代样机的功率密度达到 **26kW/L**。该研究为多目标优化提供了普适性方法论, 并为宽禁带器件的应用拓展奠定了模型基础。

第4章 基于拓扑优化的宽直流母线电压三相 MISN-PFC 变换器研究

4.1 引言

为提升 OBC 整体效率，常通过拓宽前级 PFC 变换器的直流母线电压范围来减轻后级 DC-DC 变换器的调压负担，提高其转换效率^[182]。以 800V 电池应用场景为例，当直流母线电压覆盖 600V 到 900V 时，在整个充电过程中，后级 DC-DC 变换器的电压增益近乎恒定，能够工作在最佳效率点。然而，直流母线电压的升高会增加 MISN 的电压应力以及缓冲能量，导致前级 PFC 变换器的效率和功率密度严重下降。针对这一问题，本章首先分析了直流母线电压变化对 MISN 损耗以及电路元件体积的影响，并揭示了工频整流桥的电平数对 MISN-PFC 变换器性能优化的关键作用。在此基础上，评估了多电平工频整流桥结构复杂度及其优化效果，确定 MISN-PFC 拓扑优化方案，并通过实验测试验证所提优化方案的可行性。

4.2 直流母线电压对 MISN 的影响

根据前述原理分析，为保证 MISN 功率平衡，斩波角需要跟随直流母线电压以及输入电压调整，直流母线电压 V_{bus} 越高，所需斩波角 α 越大，以 550V~900V 直流母线电压为例，斩波角 α 的最大值为 42° 。

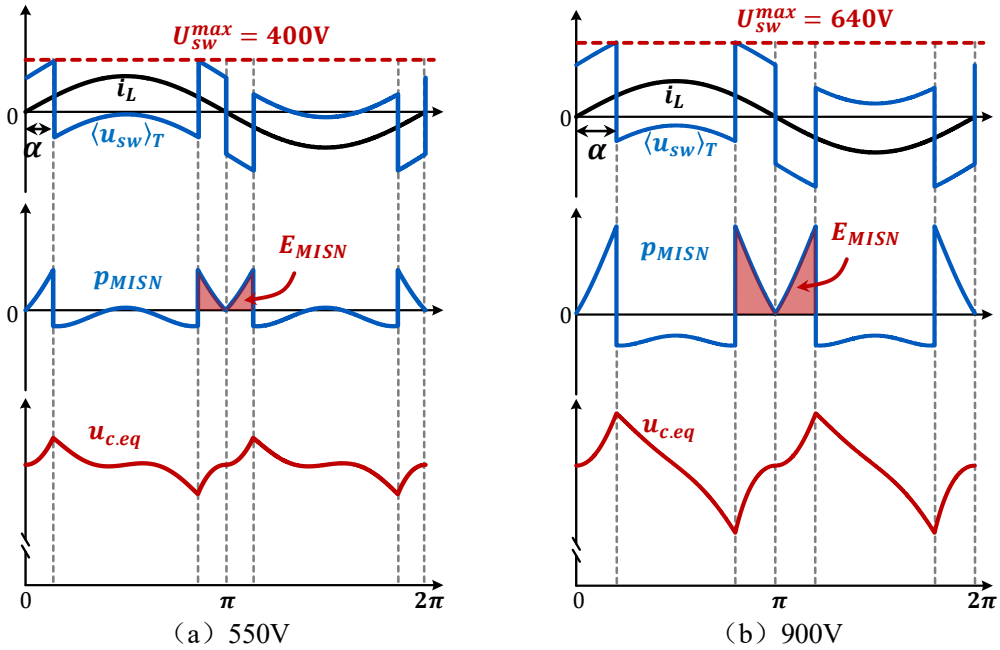


图 4.1 不同直流母线电压时 MISN 电压应力和缓冲能量对比

直流母线电压与斩波角的变化会直接影响 MISN 的电压应力和缓冲能量，如图 4.1 所示，分别给出了 550V 和 900V 直流母线电压下 MISN-PFC 变换器各端口电压、MISN 的

输入瞬时功率以及电容电压波形。从 MISN 端口电压 u_{sw} 的波形可以看出，随着母线电压升高，MISN 的电压应力 U_{sw}^{max} 从 400V 增加到 640V，增幅 60%。与此同时，MISN 的输入瞬时功率表明，红色阴影部分对应的缓冲能量 E_{MISN} 也随之增大。

图 4.2 展示了不同直流母线电压下 MISN 电压应力的变化曲线。由于在设计时以 U_{sw}^{max} 作为 MISN 等效电压谷值 $U_{c.eq}^{min}$ ，所以直流母线电压越大， $U_{c.eq}^{min}$ 会随之增加。假设电压纹波比例不变 (27%)，那么 MISN 等效电压 $U_{c.eq}$ 也呈现上升趋势，并导致 MISN 损耗变大。从设计的角度看，MISN 电压升高一方面会导致所需单元数增多，另一方面，为维持相同的损耗预期，不得不降低开关频率，进而导致电感值及其体积增大。

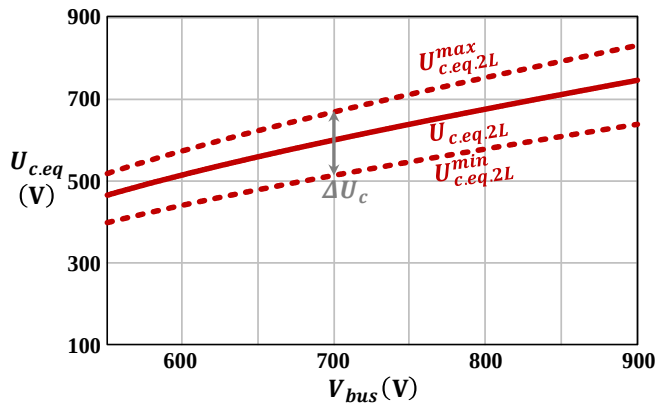


图 4.2 不同直流母线电压对应的 MISN 电压应力曲线

此外，结合(2-18)和(2-21)，可以计算出不同直流母线电压下 MISN 缓冲能量 E_{MISN} 的变化曲线，如图 4.3 所示。随着直流母线电压从 550V 升至 900V， E_{MISN} 近似线性增加了 3 倍。那么根据(3-46)，MISN 电容体积与 E_{MISN} 成正比，所以直流母线电压的上升也会导致其电容体积的增大。

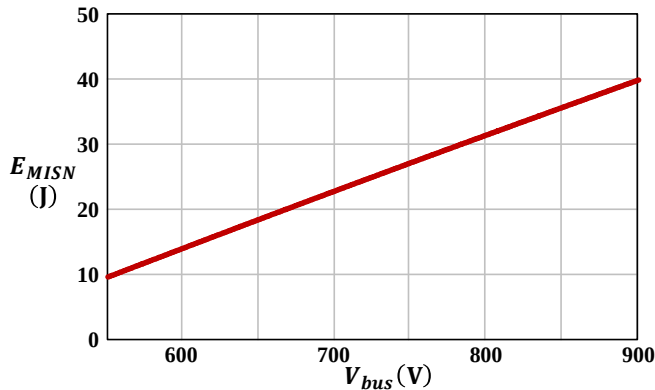


图 4.3 不同直流母线电压下 MISN 缓冲能量曲线

为了量化评估直流母线电压对 MISN 的影响，本节以相同 MISN 损耗下所需 MISN 电容体积作为评价指标。根据第三章提出的优化设计方法，分别对 $V_{bus} = 550V$, $V_{bus} = 700V$, $V_{bus} = 800V$, $V_{bus} = 900V$ 下的电路参数进行重新计算，以获得 MISN 满载损耗为 0.5% 时

的最优的电容体积。借助计算机辅助设计可准确、高效地获取不同直流母线电压下的设计结果，具体参数如表 4-1 所示。

表 4-1 不同直流母线电压下电路参数设计结果（0.5%损耗限制）

V_{bus}	550V	700V	800V	900V
α_{max}	25.8°	35.5°	39.2°	42°
$U_{c.eq}^{min}$	397V	513V	577V	637V
$U_{c.eq}$	465V	690V	850V	960V
$U_{c.eq}^{max}$	524V	830V	1055V	1200V
V_{BR}	100V	100V	100V	100V
$R_{ds.on}$	2.1m Ω	1.3m Ω	1m Ω	0.9m Ω
N_c	7	11	14	16
f_s	20kHz	10kHz	6kHz	5kHz
$f_{s.eq}$	280kHz	220kHz	168kHz	160kHz
L	10 μ H	15 μ H	17 μ H	20 μ H
Vol_c	37cm ³	60cm ³	72cm ³	89cm ³
Vol_L	7cm ³	10cm ³	11cm ³	12cm ³
Vol_{cell}	17cm ³	27cm ³	35cm ³	40cm ³
Vol_{total}	62cm ³	97cm ³	118cm ³	140cm ³

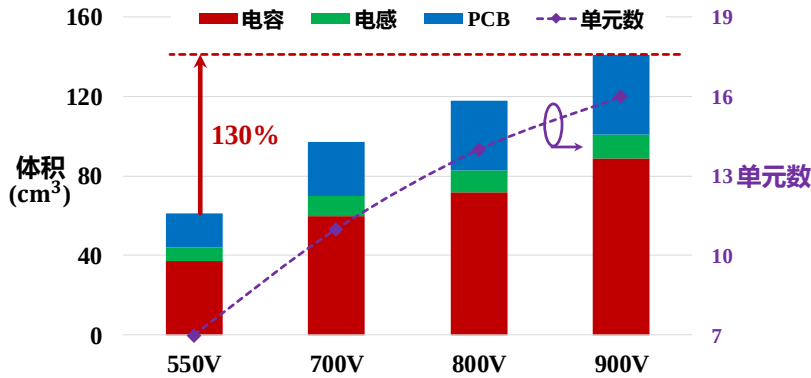


图 4.4 不同直流母线电压下电路主要元件体积曲线

为清晰对比各方案差异，图 4.4 对比了电路主要元件的体积。当直流母线电压从 550V 增加到 900V，MISN 电容体积将增大一倍。此外，由于 MISN 电压需要随着直流母线电压上升，导致单元数增加了一倍以上，使 MISN 单元电路的体积明显增大。同时，为了将 MISN 损耗限制在 0.5%，开关频率降低到原来的 1/2，电感部分体积随之增加。整体上，MISN-PFC 变换器主要元件体积增加了约 130%，同时单元数的增多使电路器件数量翻倍，其工程实现面临成本和可靠性的严峻挑战。因此，原有三相 MISN 拓扑方案不适合宽直流

母线电压范围的应用场景。

根据(2-3), MISN 端口电压 u_{sw} 近似等于输入电压与工频整流桥中点电压的差值, 所以最大电压应力 U_{sw}^{max} 即为两者的最大偏差。若能使工频整流桥中点电压逼近正弦输入电压, 则可减小 U_{sw}^{max} , 从而降低所需的 MISN 等效电压 $U_{c.eq}$ 。另一方面, 根据(2-11), MISN 吸收的瞬时功率由其端口电压 u_{sw} 决定, 同理, 若能使工频整流桥中点电压逼近正弦输入电压, 那么也可以减小瞬时功率及其缓冲能量 E_{MISN} 。因此, 通过将工频整流桥中点电压调整为近似正弦波电压可有效减小 U_{sw}^{max} 和 E_{MISN} , 从而解决宽直流母线电压下 MISN 电容体积过大的问题。由于传统工频整流桥的中点电压为开关类型的方波形状, 所以可通过多电平技术将桥臂中点电压“多电平化”, 使其更接近正弦波形。

4.3 基于工频整流桥多电平化的 MISN 优化方法

4.3.1 三电平工频整流桥的优化效果分析

遵循由简至繁的原则, 本节首先分析三电平工频整流桥对 MISN 的优化效果, 然后进一步讨论更多电平数的情况。图 4.5 所示为基于三电平工频整流桥的三相 MISN-PFC 变换器等效电路图, 其中工频整流桥等效为三电平的方波电压。该电路 A 相的关键电压、电流波形如图 4.6, 该拓扑仍然可采用基于斩波角的控制方式驱动。

由于斩波角相位区间内工频整流桥中点电压 $u_{AO.3L}$ 变为 0, 所以为避免电感伏秒突变, MISN 端口电压 $u_{sw.A.3L}$ 需要随之进行调整, 即:

$$\langle u_{sw.A.3L} \rangle_{T_s} \approx u_A - u_{AO.3L} \quad (4-1)$$

根据傅里叶分解, 三电平工频整流桥的中点电压可表示为:

$$u_{AO.3L} = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{2V_{bus}}{n\pi} \cos\alpha_{3L} \sin(n\omega t) \quad (4-2)$$

稳态下需要实现 MISN 功率平衡, 所以 $u_{AO.3L}$ 工频分量同样满足 $u_{AO.3L}^{1st} = u_A$, 进而可以推导出不同电压规格下所需斩波角 α_{3L} 为:

$$\alpha_{3L} = \arccos\left(\frac{\sqrt{2}\pi U_i}{2V_{bus}}\right) \quad (4-3)$$

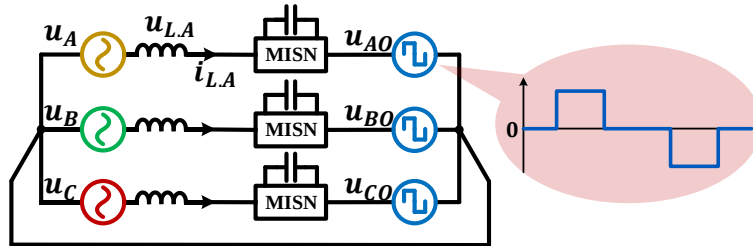


图 4.5 基于三电平工频整流桥的 MISN-PFC 变换器等效电路

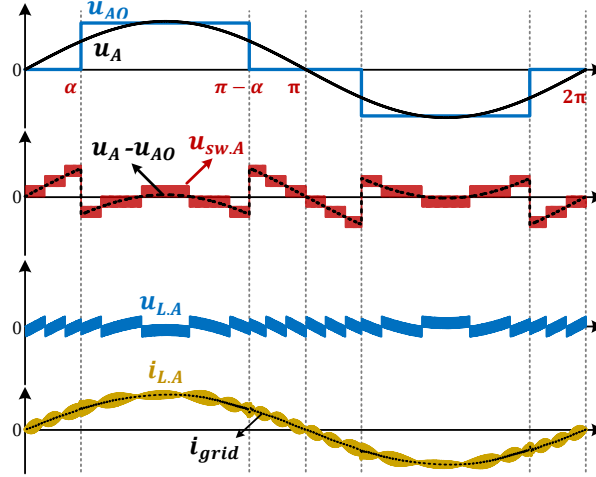
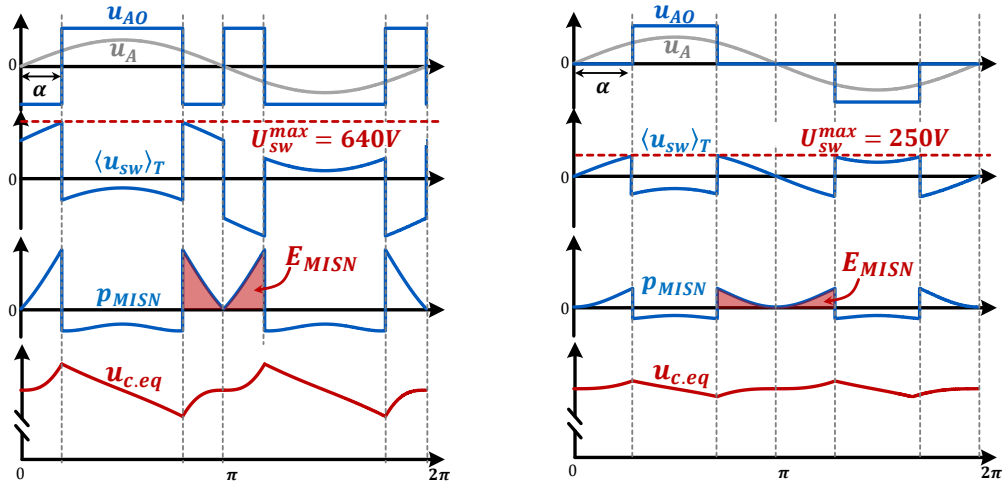


图 4.6 基于三电平工频整流桥的 MISN-PFC 变换器关键波形



(a) 两电平工频整流桥

(b) 三电平工频整流桥

图 4.7 不同工频整流桥结构下 U_{sw}^{max} 和 E_{MISN} 对比 (900V 直流母线)

基于(4-3)，当直流母线电压在 550V 到 900V 之间变化时，该方案斩波角的调节范围为 $12^\circ \sim 61^\circ$ 。图 4.7 展示了 900V 直流母线电压下两种整流桥结构对 MISN 端口电压以及输入瞬时功率的影响。在使用三电平工频整流桥后， $u_{AO.3L}$ 在斩波角范围内为 0 电压，使 MISN 的最大电压应力与直流母线电压解耦，即：

$$U_{sw.3L}^{max} = \sqrt{2}U_i \sin \alpha_{3L} \quad (4-4)$$

所以，当直流母线电压增加时， $U_{sw.3L}^{max}$ 仅受到斩波角影响，增幅有效减小。如图 4.8 所示为不同直流母线电压下，两电平与三电平工频整流桥对应的 MISN 最大电压应力的对比。900V 直流母线电压下，采用三电平工频整流桥使 MISN 最大电压应力减小到 250V，下降了 60%。

此外，通过计算图 4.7 (b) 中 MISN 输入瞬时功率阴影部分的能量，可得到基于三电平工频整流桥的 MISN 缓冲能量表达式为：

$$E_{MISN.3L} = \frac{P}{\omega} \cdot (2\alpha - \sin(2\alpha)) \quad (4-5)$$

图 4.9 中对比了两种工频整流桥结构下 MISN 缓冲能量的大小, 由于三电平工频整流桥减小了 MISN 端口电压, 所以其同时也实现了更小的 E_{MISN} 。

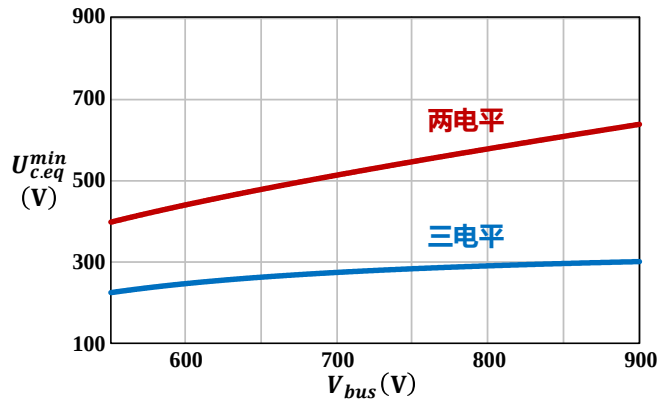


图 4.8 两电平与三电平工频整流桥 MISN 电压谷值对比

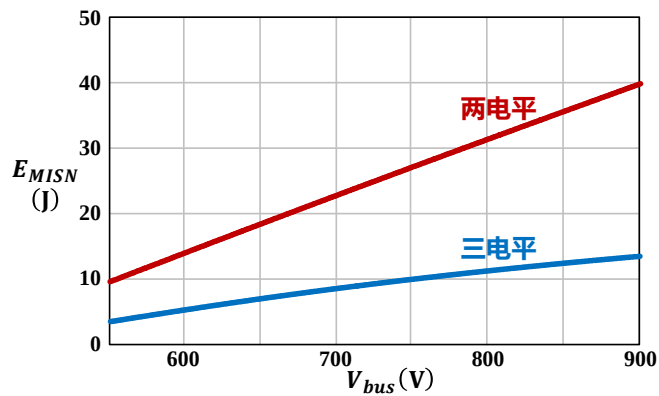


图 4.9 两电平与三电平工频整流桥 MISN 缓冲能量对比

为了量化评估不同直流母线电压对三电平工频整流桥 MISN-PFC 变换器的影响, 同样在 0.5% 的 MISN 损耗限制条件下对电路参数进行设计, 设计结果如表 4-2 所示。图 4.10 展示了两两种工频整流桥结构下 MISN-PFC 变换器主要元件体积的大小, 在 900V 直流母线电压工况下, 三电平工频整流桥可将主要元件总体积缩小 50%, 且单元数也减少一半左右, 与第二代样机相近 (直流母线电压 550V)。

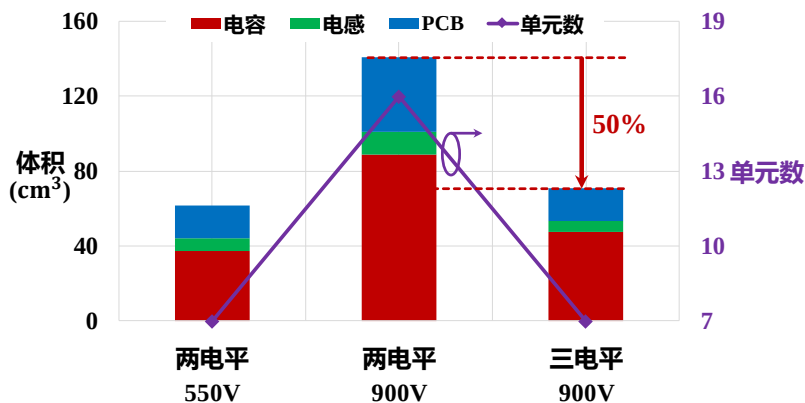


图 4.10 两种工频整流桥结构 MISN-PFC 变换器主要元件体积对比

表 4-2 基于三电平工频整流桥的 MISN 电路参数设计结果

V_{bus}	550V	700V	800V	900V
α_{max}	36.9°	51.1°	56.6°	60.7°
$U_{c.eq}^{min}$	168V	218V	234V	244V
$U_{c.eq}$	245V	355V	410V	410V
$U_{c.eq}^{max}$	303V	452V	530V	526V
V_{BR}	100V	100V	100V	100V
$R_{ds.on}$	3.6mΩ	2.4mΩ	2mΩ	2mΩ
N_c	4	6	7	7
f_s	75kHz	35kHz	27kHz	27kHz
$f_{s.eq}$	600kHz	420kHz	378kHz	378kHz
L	5μH	7μH	8μH	8μH
Vol_c	14cm ³	31cm ³	38.5cm ³	47.5cm ³
Vol_L	4cm ³	5cm ³	6cm ³	6cm ³
Vol_{cell}	10cm ³	15cm ³	17.5cm ³	17.5cm ³
Vol_{total}	28cm ³	51cm ³	62cm ³	71cm ³

4.3.2 N 电平工频整流桥的优化效果分析

进一步分析更多电平数的工频整流桥对 MISN 参数的影响。当电平数继续增加后，整流桥中点电压变为阶梯波形，如图 4.11 所示，分别展示了五电平、七电平工频整流桥中点电压波形。当电平数大于 3 后，电平切换的相位角均为控制量，所以无法使用前述斩波角控制方法实现多电平工频整流桥驱动。考虑到本节的目标是评估工频整流桥的电平数对 MISN 的影响，所以其控制方法并非本研究重点，所以此处采用最近电平调制(Nearest Level Modulation, NLM)的方法^[183]解决整流桥控制问题。

NLM 调制主要由正弦参考电压信号、阈值比较两部分构成，通过比较预设正弦参考电压信号与各阈值的大小，使整流桥中点电压产生相应的电平，对于 N 电平的工频整流桥，其电平主要包括：

$$Level \in \left[-V, -\frac{N-3}{N-1}V, -\frac{N-5}{N-1}V, \dots, 0, \dots, \frac{N-5}{N-1}V, \frac{N-3}{N-1}V, V \right] \quad (4-6)$$

其中 $V = V_{bus}/2$ 。与之相对应的预设电平阈值为：

$$Threshold \in \left[-\frac{N}{N-1}, -\frac{N-2}{N-1}, \dots, -\frac{1}{N-1}, \frac{1}{N-1}, \dots, \frac{N-2}{N-1}, \frac{N}{N-1} \right] \quad (4-7)$$

定义用于电平阈值比较的参考电压信号为：

$$v_{ref}(\theta) = M \sin(\theta) \quad (4-8)$$

其中 M 为调制度，表征参考信号的幅值。

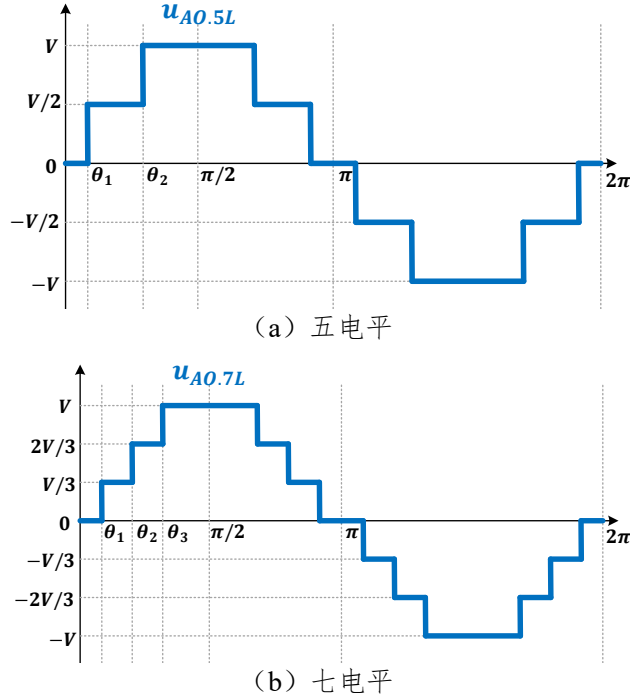


图 4.11 不同电平数的工频整流桥中点电压波形

以五电平为例说明 NLM 的具体控制原理，此时整流桥的电平电压包括：

$$Level_5 \in \left[-V, -\frac{1}{2}V, 0, \frac{1}{2}V, V\right] \quad (4-9)$$

对应的预设阈值电压为：

$$Threshold_5 \in \left[-\frac{5}{4}, -\frac{3}{4}, -\frac{1}{4}, \frac{1}{4}, \frac{3}{4}, \frac{5}{4}\right] \quad (4-10)$$

正弦参考信号与阈值电压比较逻辑如下：

- 当 $\frac{3}{4} \leq v_{ref} < \frac{5}{4}$ 时，整流桥中点电压为： $u_{AO.5L} = V$ ；
- 当 $\frac{1}{4} \leq v_{ref} < \frac{3}{4}$ 时，整流桥中点电压为： $u_{AO.5L} = \frac{1}{2}V$ ；
- 当 $-\frac{1}{4} \leq v_{ref} < \frac{1}{4}$ 时，整流桥中点电压为： $u_{AO.5L} = 0$ ；
- 当 $-\frac{3}{4} \leq v_{ref} < -\frac{1}{4}$ 时，整流桥中点电压为： $u_{AO.5L} = -\frac{1}{2}V$ ；
- 当 $-\frac{5}{4} \leq v_{ref} < -\frac{3}{4}$ 时，整流桥中点电压为： $u_{AO.5L} = -V$ ；

为了分析 MISN 的功率平衡，需要计算 $u_{AO.5L}$ 的基波电压。定义电平切换点相位角为 θ_1, θ_2 (满足 $0 < \theta_1 < \theta_2 < \frac{\pi}{2}$)，由于其波形为奇对称且半波对称，所以在计算其傅里叶分解时只需要考虑奇次谐波正弦项：

$$u_{AO.5L}(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{V_{bus}}{n\pi} [\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2)] \sin(n\omega t) \quad (4-11)$$

根据 NLM 阈值比较的原理可知，在电平切换点处满足：

$$\begin{aligned} M \sin \theta_1 &= \frac{1}{4} \\ M \sin \theta_2 &= \frac{3}{4} \end{aligned} \quad (4-12)$$

结合(4-11)和(4-12)可以推导出五电平整流桥中点电压的基波分量表达式为：

$$u_{AO.5L}^{1st}(\omega t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{bus}}{4} \left[\frac{\sqrt{16M^2-1}}{4M} + \frac{\sqrt{16M^2-9}}{4M} \right] \sin(\omega t) \quad (4-13)$$

由(4-13)可知， M 与基波电压分量为正相关的单调关系，因此 M 可以代替斩波角 α 作为 MISN 电压环的控制。稳态时， $u_{AO.5L}^{1st} = u_A$ ，将其代入(4-13)可得调制度 M 的表达式为：

$$M = \sqrt{\frac{10k^2 + 2\sqrt{9k^2 + 1024}}{64k - k^3}}, k = \frac{4\sqrt{2}\pi U_i}{V_{bus}} \quad (4-14)$$

图 4.12 所示为稳态下基于五电平工频整流桥的 MISN-PFC 变换器工作波形，在第一个电平切换的相位处，输入电压从电平中点处 ($V/4$) 穿过，而在第二个电平切换处，输入电压穿越位置为 ($3V/4$)，若输入电压较低，则最高电平可能不会出现。此时，MISN 的电压应力最大值为：

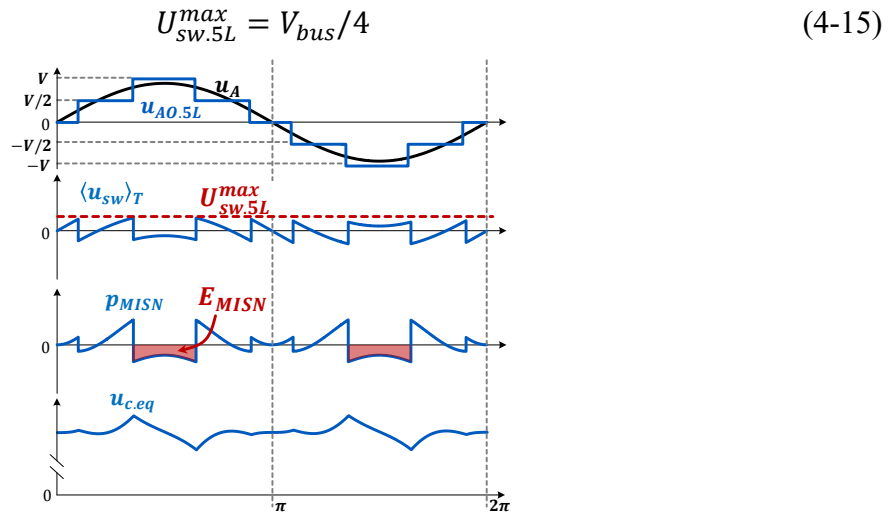


图 4.12 基于五电平工频整流桥的 MISN-PFC 变换器关键波形

为了减小电感伏秒，MISN 端口电压 u_{sw} 也需要随着工频整流桥的电平切换进行反向调整，从而导致其输入瞬时功率分成多段，其中决定最大 MISN 电压纹波的缓冲能量对应该图红色阴影部分，其表达式为：

$$E_{MISN.5L} = \frac{P}{\omega} \cdot \left(\pi - 2 \arcsin \frac{3}{4M} - \frac{2\pi\sqrt{16M^2-9}}{\sqrt{16M^2-1} + \sqrt{16M^2-9}} \right) \quad (4-16)$$

进一步可以类比推导出 N 电平工频整流桥中点电压的基波分量为：

$$u_{AO.NL}^{1st}(\omega t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{bus}}{N-1} \sum_{k=1}^{k=\frac{N-1}{2}} \frac{\sqrt{(N-1)^2 M^2 - (2k-1)^2}}{(N-1)M} \sin(\omega t) \quad (4-17)$$

相应的 MISN 电压应力以及缓冲能量的表达式为：

$$U_{sw.NL}^{max} = \frac{V_{bus}}{N-1} \quad (4-18)$$

$$E_{MISN.NL} = \frac{P}{\omega} \cdot \left(\pi - 2 \arcsin \frac{N-2}{(N-1)M} - \frac{2\pi\sqrt{(N-1)^2 M^2 - (N-2)^2}}{\sum_{k=1}^{k=\frac{N-1}{2}} \sqrt{(N-1)^2 M^2 - (2k-1)^2}} \right) \quad (4-19)$$

如前所述，当直流母线电压与输入电压幅值相差较大时，NLM 方法控制的整流桥中点电压电平数会减少，以七电平整流桥为例，在输入相电压有效值 220V，直流母线电压 900V 时，变换器稳态工作时整流桥仅会产生 5 个电平，那么对于 MISN 而言，其工作状态可按五电平情况近似分析。

通过考察(4-17)中电压的幅值发现，随着电平数增加，电压幅值会收敛于常数值，其表达式为：

$$\sqrt{2}U_{AO.NL}^{1st}|_{N \rightarrow \infty} = \frac{V_{bus}}{2} \cdot M \quad (4-20)$$

所以稳态工作时多电平整流桥的调制度 M 表达式可以化简为：

$$M \approx \frac{2\sqrt{2}U_i}{V_{bus}} \quad (4-21)$$

在电平数较少时，使用(4-21)产生的误差对(4-18)和(4-19)的影响较小，为了简化对各电平数整流桥优化效果的计算过程，以(4-21)计算 $N \geq 7$ 时的调制度 M ，并在此基础上计算不同直流母线电压下 MISN 电压最小值 $U_{c.eq}^{min}$ 以及缓冲能量 E_{MISN} 的大小。在 900V 直流母线条件下，计算结果分别如图 4.13 和图 4.14 所示，随着电平数增加，整流桥多点平化对 MISN 的优化效果越强，但在高于 3 电平以后，下降速度逐渐降低。

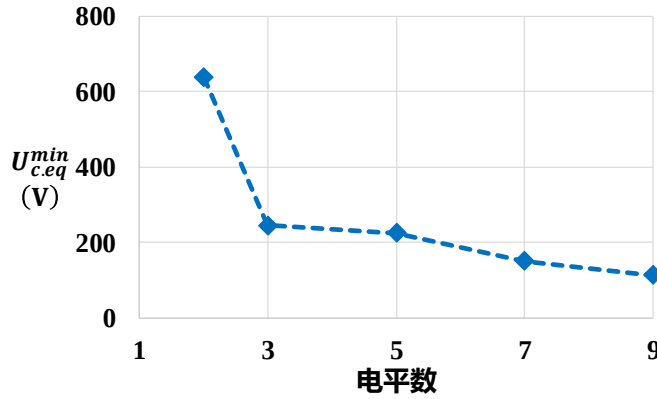


图 4.13 不同电平数工频整流桥 MISN 电压最小值对比 (900V)

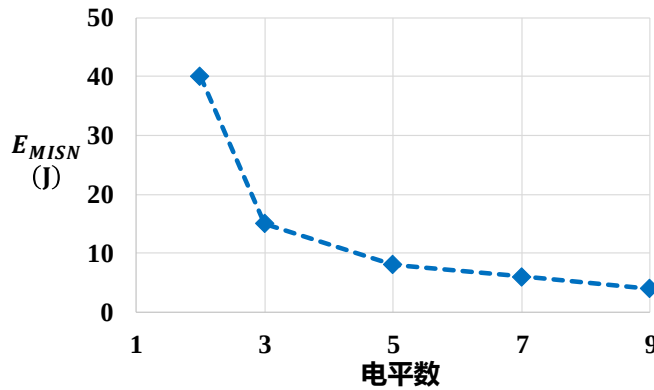


图 4.14 不同电平数工频整流桥 MISN 缓冲能量对比 (900V)

进一步在相同 MISN 损耗下 (0.5%) 对比分析不同电平数的整流桥对 MISN-PFC 变换器主要元件体积的影响, 如图 4.15 所示, 具体电路参数在表 4-3 中给出。在 900V 直流母线电压下, 当工频整流桥的电平数从两电平增加到三电平, 电路主要元件的体积和 MISN 的单元数减小约一半; 而当整流桥电平数继续增加, 体积逐次下降 30% 左右, 优化效果逐渐下降。

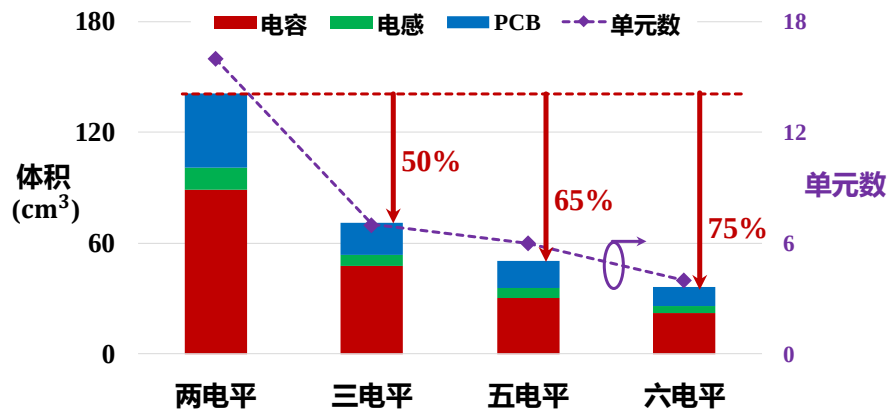


图 4.15 不同电平数工频整流桥所需电路主要元件体积对比 (900V)

表 4-3 不同电平数工频整流桥的电路参数 ($V_{bus} = 900V$ $P_{loss} = 0.5\%$)

电平数	两电平	三电平	五电平	七电平
α_{max}	42°	60.7°	NLM	NLM
$U_{c.eq}^{min}$	637V	244V	225V	112V
$U_{c.eq}$	960V	410V	360V	240V
$U_{c.eq}^{max}$	1200V	526V	457V	304V
V_{BR}	100V	100V	100V	100V
$R_{ds.on}$	0.9mΩ	2mΩ	2.4mΩ	3.5mΩ
N_c	16	7	6	4
f_s	5kHz	27kHz	35kHz	80kHz
$f_{s.eq}$	160kHz	378kHz	420kHz	640kHz
L	20μH	8μH	7μH	5μH
Vol_c	89cm³	47.5cm³	30cm³	22cm³
Vol_L	12cm³	6cm³	5.4cm³	4cm³
Vol_{cell}	40cm³	17.5cm³	15cm³	10cm³
Vol_{total}	140cm³	71cm³	50cm³	36cm³

综上所述, 工频整流桥的电平数越多, MISN 的损耗或者元件体积则会越小, 有利于在宽直流母线电压范围的应用中表现出高效率、高功率密度的优势。但是, 电平数增加会使得工频整流桥的均压控制系统更加复杂; 此外, 若使用电容箝位式的多电平拓扑, 那么

工频整流桥的箝位电容需要缓冲工频的脉动功率, 体积较大, 而且额外的均压控制也使得控制更加复杂。综合考虑 MISN 的指标以及工频整流桥的复杂度问题, 本节选择三电平工频整流桥对原有三相 MISN-PFC 变换器进行拓扑优化。单直流母线三电平电路主要有 T 型、飞跨电容 (FC)、有源中点箝位 (ANPC)、模块化多电平 (MMC), 根据表 1-1 中的分析, 四种方案分别需要 12 颗器件 (直流母线均压控制)、12 颗器件+3 颗箝位电容 (箝位电容均压控制)、18 颗器件 (直流母线均压控制)、24 颗器件+12 颗箝位电容 (箝位电容均压控制)。从器件数量以及控制复杂度上考虑, 选择 T 型三电平结构作为 MISN-PFC 变换器的整流桥。

4.4 实验验证

为便于与前一代样机进行对比, 前述章节以 100V Si MOSFET 为例评估在 MISN0.5% 损耗限制下的元件体积, 但从全局优化设计的角度看, 前述计算结果并非最优解。由于 GaN HEMT 具有更小的 NFoM 参数^[116], 有助于降低 MISN 的总器件损耗。第三代 MISN-PFC 变换器样机基于 GaN HEMT 设计, 由于设计与第三章相同, 仅在器件 NFoM 参数方面存在差异, 故此处不再赘述设计过程。各项参数设计结果如表 4-4 所示, MISN 由 3 个单元构成, 开关频率 40kHz, 每个单元使用了 200V GaN HEMT。图 4.16 所示为第三代样机图片, 样机尺寸为 130mm*130mm*24mm, 功率密度约为 24.6kW/L。

图 4.17 展示了基于 T 型三电平工频整流桥的三相 MISN-PFC 变换器电路拓扑, 相较于两电平工频整流桥, 每相增加了 2 颗背靠背连接的 1.2kW SiC MOSFET 用于组成 T 型三电平的双向开关。图 4.18 给出了基于斩波角控制的 T 型三电平工频整流桥驱动方法, 在工频正半周, 调制波大于载波时使上管导通, 反之使双向开关导通; 而在工频负半周, 调制波大于载波时使下管导通, 反之使双向开关导通。由于整流桥上下管均为续流开关管, 桥臂中点电压的跳变由双向开关决定, 所以暂态补偿控制根据双向开关的驱动信号同步。

表 4-4 第三代 MISN-PFC 变换器样机关键元器件参数

名称	参数
MISN 电路参数	开关频率: 40kHz; 单元数: 3; 单元电压: 120V;
MISN 单元器件	EPC2215 (GaN HEMT 200V 3mΩ)
MISN 单元电容	EKXJ161ELL681MM45S (160V 680μF)
工频整流桥器件	IMBG120R020 (SiC MOSFET 1200V 20 mΩ)
每相电感	MPP-C055202A2_3 颗堆叠 (28μH)
直流母线电容	180μF (500V 120μF 2series 3parallel)

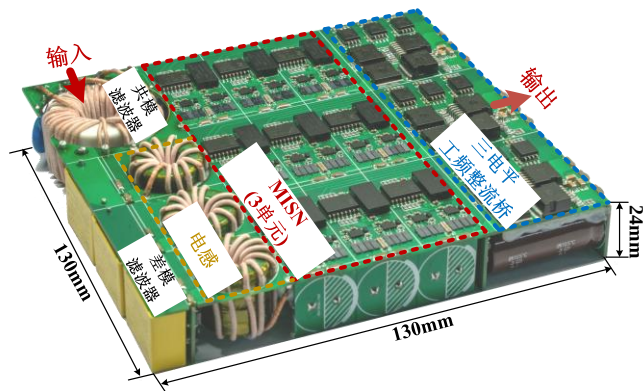


图 4.16 第三代三相 MISN-PFC 变换器样机图

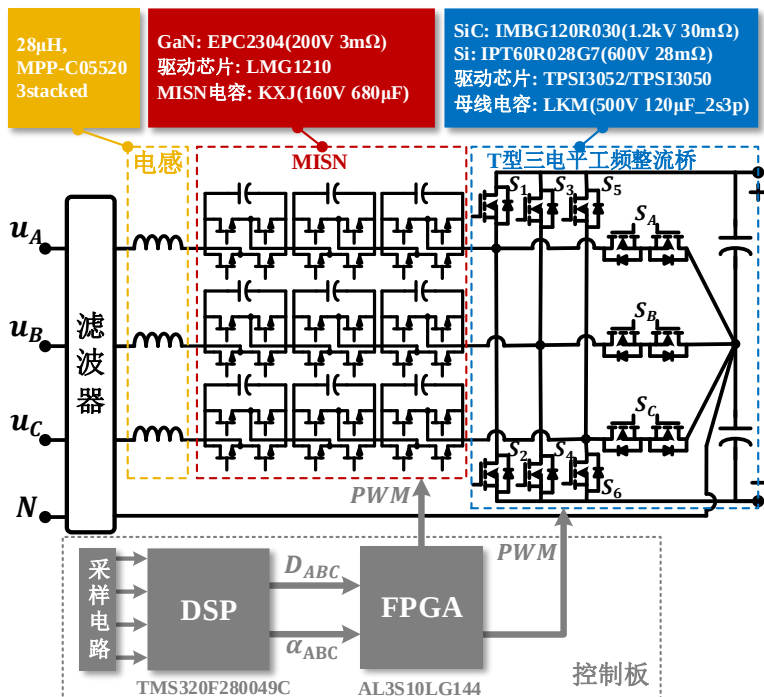


图 4.17 基于 T 型三电平工频整流桥的三相 MISN-PFC 变换器电路图

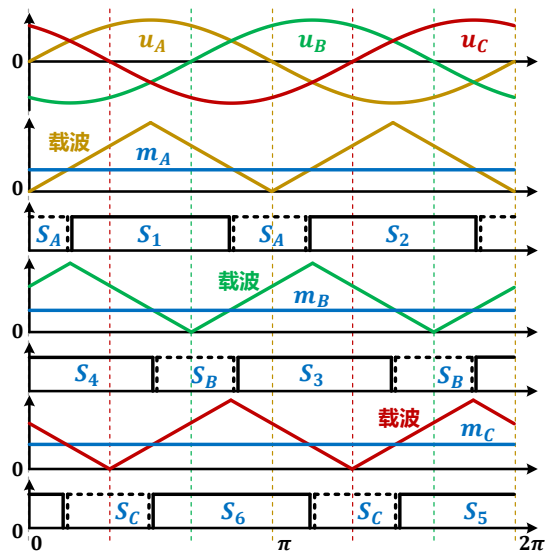


图 4.18 T 型三电平工频整流桥驱动原理

在满载 10kW，输入相电压 220Vac，直流母线电压 550V 工作条件下的 A 相电路的工作波形如图 4.19 所示，此时斩波角约 27°，MISN 最大电压应力约 141V，与(4-3)、(4-4)计算结果一致。图 4.20 所示为变换器在最恶劣工况时的工作波形（10kW 负载，输入相电压 198Vac，直流母线电压 900V），此时斩波角增加到 59°，最大电压应力约 267V，与两电平工频整流桥的 MISN-PFC 变换器对应的 640V 相比，下降约 60%。

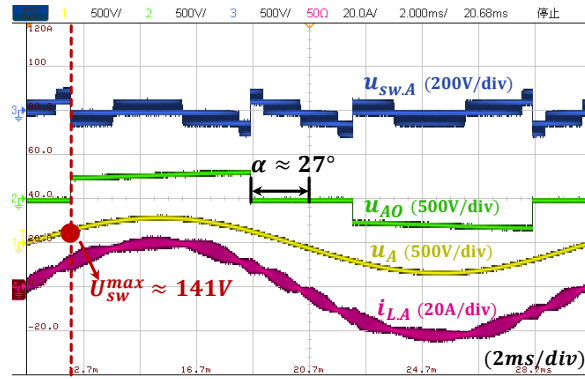


图 4.19 550V 直流母线下电路满载工作波形（相电压 220Vac）

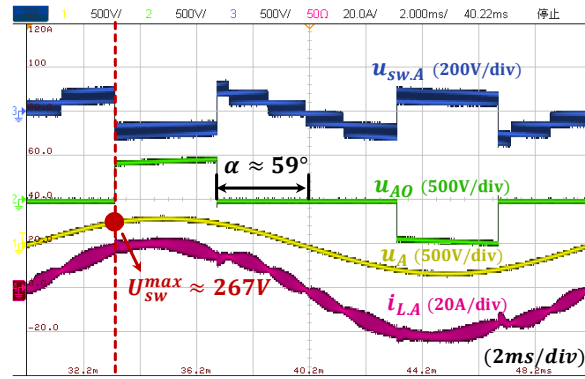


图 4.20 900V 直流母线下电路满载工作波形（相电压 198Vac）

图 4.21 中展示了第三代样机在不同负载下效率的理论计算值与实测曲线，在输入相电压 220Vac，直流母线电压 550V 条件下，样机在半载处达到 99.2%峰值效率，满载效率约 99.1%。在输入相电压 220Vac 时，对不同直流母线电压下的满载效率进行了测试，结果如图 4.22 所示，随着直流母线电压增加，效率会有 0.2%左右的下降。

在样机装配方式上，第一代和第二代样机均采用了多块子板拼接的方法以充分匹配各部分的厚度，然而，该方式不利于实际工程化生产，因此，第三代样机使用了公共母板，各部分元件插接在母板上，一定程度上降低了空间利用率。图 4.23 对各代样机电路元件的体积进行了对比，包括 MISN（含电容和电路）、滤波器+电感、工频整流桥（含母线电容）以及剩余体积。与 Si MOSFET 相比，200V GaN 具有更小的 NFoM 参数，且导通电阻较小，不需要并管以实现理论最小损耗，所以第三代样机的单元数减小为三个，进一步平衡了电感与 MISN 之间的体积，使得该部分总体积下降了 10%。

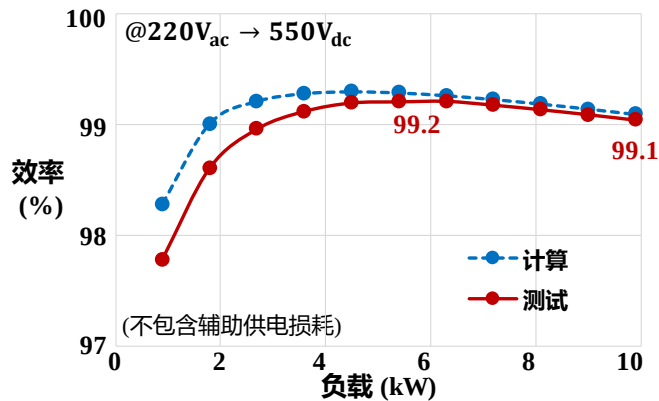


图 4.21 第三代样机不同负载下样机效率曲线

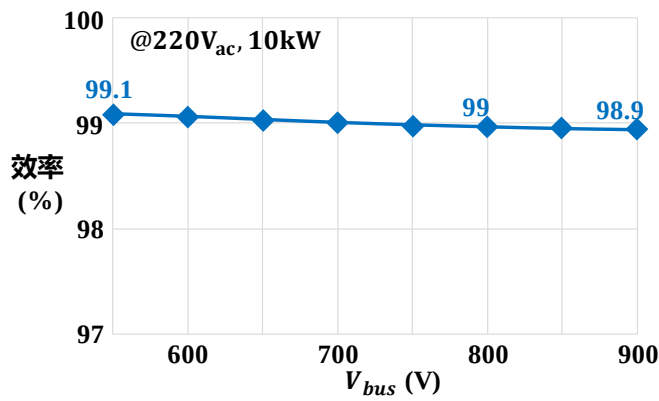


图 4.22 第三代样机不同直流母线电压下样机效率曲线

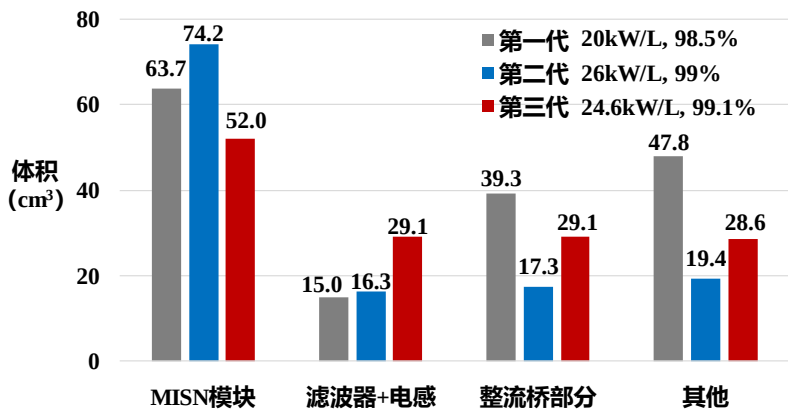


图 4.23 样机体积分解与对比

图 4.24 对比了包括改进型 MISN-PFC 变换器、两电平和三电平变换器在内的多种拓扑的归一化无源元件体积与效率。从对比结果可以看出，在 900V 工作电压下，采用三电平工频整流桥结构可使 MISN-PFC 变换器的无源元件体积较两电平方案减少 77%，同时效率提升 0.5%。此外，改进型 MISN-PFC 变换器在效率达到 99% 的同时，无源元件体积比传统两电平或三电平方案减小约一半。

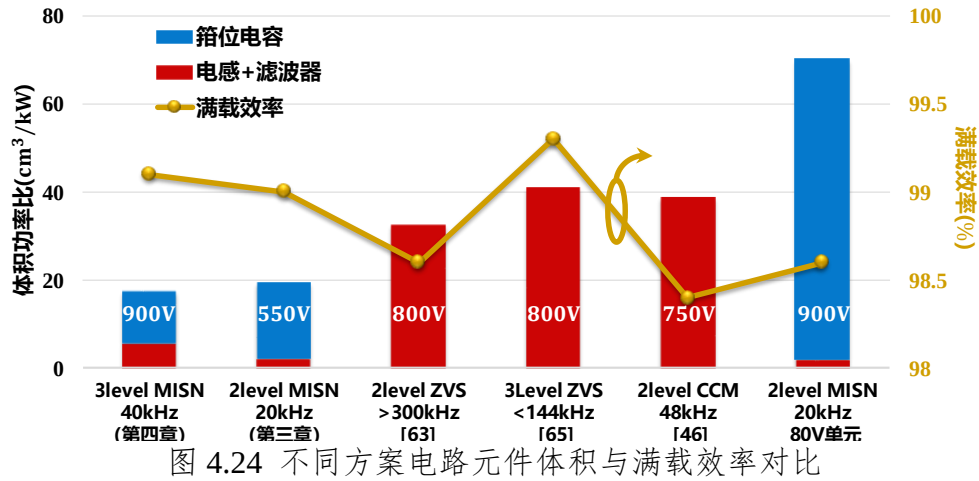


图 4.24 不同方案电路元件体积与满载效率对比

图 4.25 对比了相同功率等级下 MISN-PFC 变换器与两电平变换器的成本构成。得益于电感及滤波器体积的大幅缩减，相关器件成本显著降低；然而，MISN 的引入产生了新增支出，并成为总成本的主要部分。综合上述分析，MISN 方案的总成本较两电平方案高约 18%。鉴于其功率密度提升且热源分布更为分散，散热与机械结构环节仍具备进一步降本空间，有望部分抵消上述增量成本。

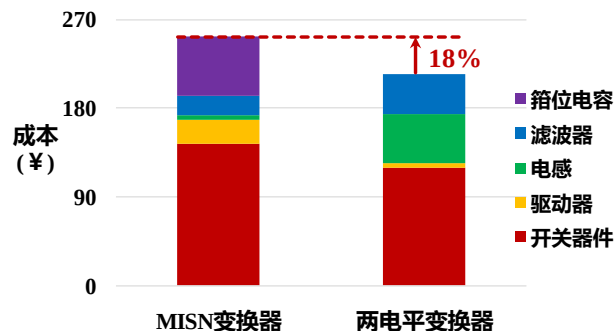


图 4.25 MISN-PFC 变换器与两电平变换器成本对比

4.5 本章小结

本章针对宽直流母线电压范围下三相 MISN-PFC 变换器面临的效率与功率密度下降问题展开研究。通过分析发现，宽直流母线电压范围会导致 MISN 电压应力上升，且缓冲能量变大，从而导致 MISN 损耗增加，电容体积增大。为了合理比较直流母线电压的影响，在相同 MISN 损耗的基础上，对比了电路主要元件所能实现的最优体积。通过定量分析发现，直流母线电压从 550V 增加到 900V，MISN-PFC 变换器主要元件体积（电感、MISN 电容、MISN 电路）增大了约 1 倍，同时所需单元数增加到 16 个，所需器件数量翻倍。为解决这一问题，本章建模分析了直流母线电压对 MISN 电压应力、缓冲能量的影响，揭示了工频整流桥多电平化对 MISN 电压应力与能量缓冲的改善机理。综合考虑实施复杂度与不同电平整流桥的优化效果，选择 T 型三电平结构对原有方案进行拓扑优化。相较于两电

平工频整流桥，基于三电平工频整流桥的 MISN-PFC 变换器在 900V 母线电压下，MISN 的电压应力与缓冲能量均可下降 60%左右，并且电路主要元件体积缩减 50%。最后，制作了 550V~900V 宽直流母线电压范围的第三代样机，其功率密度达到 24.6kW/L，满载 10kW 时效率约 99.1%，与第二代样机指标相近。此外，该样机基于 200V GaN HEMT 构建 MISN，单元数减少一半以上，进一步降低了变换器的复杂度。

第5章 基于谐波功率补偿的三相 MISN-PFC 变换器极轻载控制研究

5.1 引言

在车载充电机等实际应用场景中，变换器需在全负载范围内稳定运行，例如在待机等待充电或充电完成后，OBC（车载充电机）处于极轻载状态。然而，在此工况下，MISN-PFC 变换器的实际工作状态与理论分析存在较大偏差，并且会出现电压环路振荡的问题。对于该问题，本章首先通过分析极轻载条件下 MISN-PFC 变换器的功率传输路径以及电压环频率响应，修正了此时电路工作状态的描述方法，并揭示了电路工作状态偏移与电压环路振荡的联系。在此基础上，提出一种基于谐波功率补偿的极轻载控制策略，通过定向构建谐波频段的功率传输路径，补偿 MISN 所需能耗，从而实现极轻载下 MISN-PFC 变换器的电压稳定。

5.2 极轻载三相 MISN-PFC 变换器工作状态分析

在本节分析中，极轻载指 1% 负载以内的范围。为简化分析过程，以 A 相为例进行极轻载工作状态分析。考虑到电路工作在 PFC 模式，所以本节所述“功率”均指有功功率。

5.2.1 极轻载变换器功率传输分析

由于前述章节主要关注满载工况下 MISN-PFC 变换器的性能，该条件下的变换器负载远大于电路损耗，故忽略了 MISN 的损耗。然而在极轻载工况时，MISN 损耗在输入功率中的占比增加，并明显影响电路工作状态。MISN 的损耗主要包含 MISN 开关器件和电容的损耗，前者可进一步分解为导通损耗 P_{con} 、开关损耗 P_{sw} 、容性损耗 P_{oss} 、反向恢复损耗 P_{rr} （GaN HEMT 为 0）。定义 MISN 损耗为 P_{loss} ，其表达式以及各组成部分的计算公式为：

$$P_{loss} = 2N_c(P_{con} + P_{sw} + P_{oss} + P_{rr}) + N_c P_{cap} \quad (5-1)$$

$$\begin{aligned} P_{con} &= k_{temp} I_L^2 R_{ds.on} \\ P_{sw} &= k_g U_c I_L (Q_{gs2} + Q_{gd}) f_s \\ P_{oss} &= Q_{oss} U_c f_s \\ P_{rr} &= \frac{1}{2} Q_{rr} U_c f_s \\ P_{cap} &= I_c^2 \cdot esr \end{aligned} \quad (5-2)$$

其中 P_{con} 、 P_{sw} 、 P_{oss} 的推导过程已在章节 3.2.1 中给出，此处不再赘述； P_{rr} 采用器件数据手册提供的反向恢复电荷参数进行近似计算，具体方法参见文献[184]；MISN 电容电流有效值 I_c 通过仿真分析获得，电解电容等效串联电阻 esr 则通过阻抗分析仪在 100Hz 频段下测得。根据(5-1)和(5-2)可计算出极轻载工况下 MISN 损耗曲线，结果如图 5.1 所示。

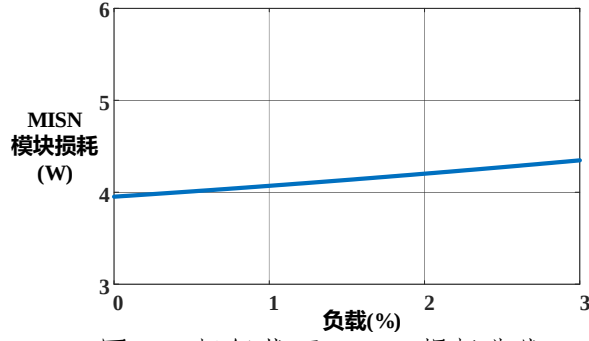


图 5.1 极轻载下 MISN 损耗曲线

图 5.2 所示为 MISN-PFC 变换器 A 相部分的功率传输模型，整个系统的功率（MISN 损耗 P_{loss} 以及负载 P_o ）均由输入电压源 u_A 提供。由于功率只能通过同频同相位的电压和电流传递，所以系统输入功率可表示为：

$$P_{in} = U_i \cdot I_L^{1st} = P_{MISN} + P_o \quad (5-3)$$

其中 I_L^{1st} 为电感电流基波分量有效值。同理，MISN 以及工频整流桥也需通过其端口基波电压接收功率，即 MISN 吸收的功率 P_{MISN} 通过 $U_{sw.A}^{1st}$ 接收，输出功率 P_o 通过 U_{AO}^{1st} 接收，相应表达式为：

$$\begin{aligned} P_{MISN} &= U_{sw.A}^{1st} \cdot I_L^{1st} \\ P_o &= U_{AO}^{1st} \cdot I_L^{1st} \end{aligned} \quad (5-4)$$

其中 P_o 包括实际负载，滤波器损耗、工频整流桥的导通损耗、直流母线电容损耗。

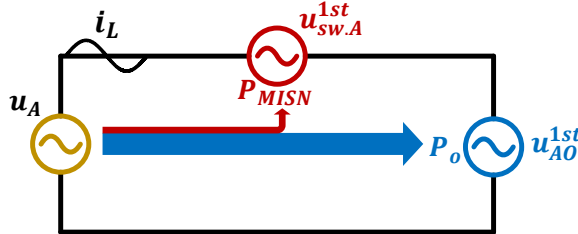


图 5.2 MISN-PFC 变换器功率传输模型（A 相）

根据 MISN-PFC 变换器功率传输模型可知，其稳定条件的准确表述应为 MISN 输入功率与 MISN 损耗平衡，即：

$$P_{MISN} = P_{loss} \quad (5-5)$$

定义 MISN 损耗占输入功率的比值，以及负载占输入功率比值分别为：

$$\begin{aligned} P_{loss}^* &= \frac{P_{loss}}{P_{loss} + P_o} \\ P_o^* &= \frac{P_o}{P_{loss} + P_o} \end{aligned} \quad (5-6)$$

将图 5.1 中的 MISN 损耗曲线代入(5-6)，可得 MISN 损耗占比在极轻载下的变化情况如图 5.3 所示。从图中可知，在负载小于 1%（100W）时，MISN 损耗占比超过 10%，其损耗不能忽略。

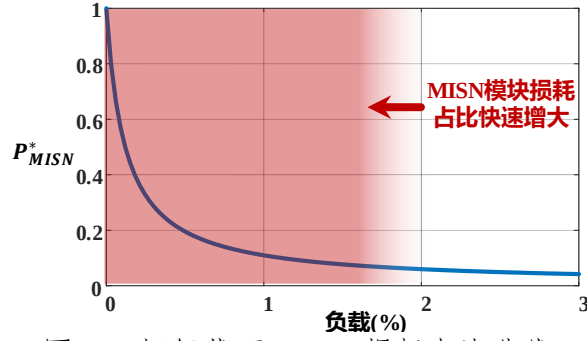
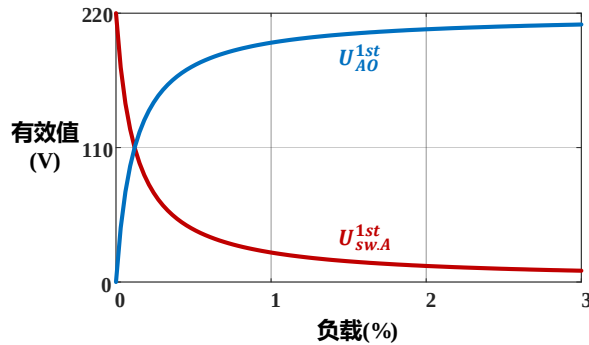


图 5.3 极轻载下 MISN 损耗占比曲线

联立(2-3)、(5-3)至(5-6)可以推导出 MISN 端口电压与整流桥中点电压基波有效值与功率占比的关系为：

$$\begin{aligned} U_{sw.A}^{1st} &= U_i \cdot P_{loss}^* \\ U_{AO}^{1st} &= U_i \cdot P_o^* \end{aligned} \quad (5-7)$$

图 5.4 中给出了极轻载下，交流侧基波电压的变化趋势。随着负载减小，MISN 端口电压的基波有效值 $U_{sw.A}^{1st}$ 增加，而工频整流桥中点电压减小。其物理意义为，由于 MISN 的损耗占比增大，随着电感电流基波有效值 I_L^{1st} 减小，需要增大 $U_{sw.A}^{1st}$ 以维持其 MISN 输入功率满足(5-1)定义的平衡状态。

图 5.4 极轻载下基波电压 U_{sw}^{1st} 与 U_{AO}^{1st} 分配变化

假设使用第三代样机的拓扑方案，那么根据工频整流桥中点电压的傅里叶分解表达式(4-2)，其基波分量有效值为：

$$U_{AO}^{1st} = \frac{\sqrt{2}V_{bus}\cos\alpha}{\pi} \quad (5-8)$$

结合(5-7)和(5-8)可推导出修正后的稳态斩波角 α 的表达式为：

$$\alpha = \arccos\left(\frac{\sqrt{2}\pi U_i \cdot P_o^*}{2V_{bus}}\right) \quad (5-9)$$

如图 5.5 所示为变换器稳态斩波角随负载的变化曲线，在 2%负载（300W）以上时， $P_o^* \approx 1$ ，斩波角基本与 MISN 的损耗无关；而随着负载减小，MISN 损耗占比逐渐增加，为了在电感电流减小的同时维持 MISN 功率平衡，斩波角需大幅增加，使 MISN 端口电压基波变大，甚至在接近空载时，斩波角达到上限值 90° 。

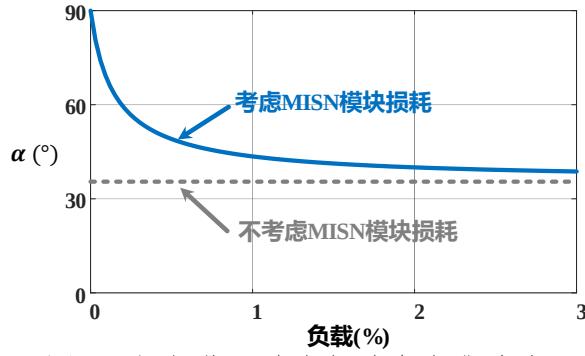


图 5.5 极轻载下稳态斩波角变化曲线

5.2.2 极轻载控制环路稳定性分析

根据上一节的分析，MISN-PFC 变换器在极轻载工作条件下，斩波角 α 会逐渐增大，电路工作状态与带载时存在明显差异，并会对系统传递函数产生影响。因此，有必要重新分析极轻载条件下 MISN-PFC 变换器控制环路的稳定性。

首先分析电感电流环路。根据 2.4.3.1 中的分析，工频整流桥的行为基本不影响电流环的小信号模型，所以仍然可以使用(2-28)对电流环路进行设计。如图 5.6 所示为满载以及空载下电流环路的 Bode 图，根据幅频特性曲线可知，负载的变化对电流环路 100Hz 以上的中频段影响很小，故可以沿用原有设计方法。

然后分析直流母线电压环路。工频整流桥拓扑结构的变化会对整流后直流侧电流平均值产生影响，在 T 型三电平工频整流桥下 MISN-PFC 变换器直流侧电流表达式变为：

$$I_{rec} = \frac{\sqrt{2}I_L}{\pi} \cos\alpha \quad (5-10)$$

采用与 2.4.3.2 节相似的推导方法，可得此时电感电流有效值扰动到直流母线电压扰动的传递函数：

$$G_{Vi}(s) = \left. \frac{\widehat{V_{bus}}(s)}{\widehat{I_L}(s)} \right|_{\substack{\hat{\alpha}=0 \\ \hat{t}_0=0}} = \frac{\sqrt{2}\cos\alpha}{\pi} \cdot \frac{R}{RC_0s+1} \quad (5-11)$$

根据表达式(5-11)可知，稳态工作时斩波角 α 会直接影响直流母线电压环的传递函数，并且在极轻载条件下，随着 α 增加至 90° ，环路增益趋于零，导致环路失效。如图 5.7 所示，当负载减小时，直流母线电压换环的低频段幅频曲线特性会先上升，但由于极轻载下斩波角的增加，环路的幅频特性被强迫下移，直至在斩波角等于 90° 时，幅频特性变为 0。其物理意义为工频整流桥将直流母线旁路，电感电流不再流向直流侧，导致直流母线电压环控制失效，进而引发环路不稳定。

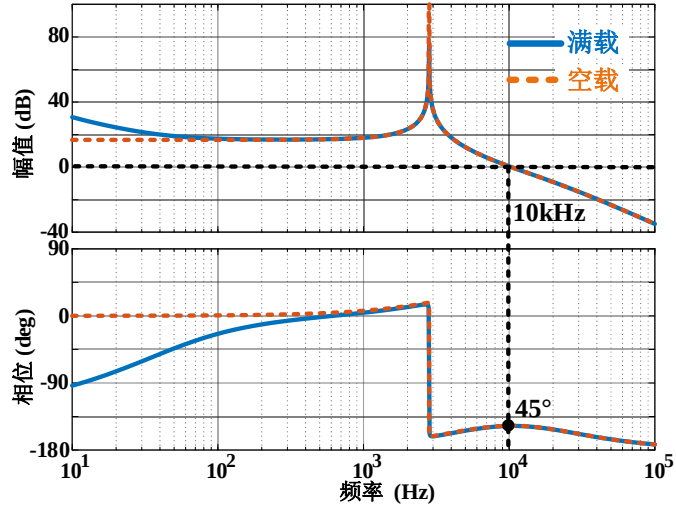


图 5.6 不同负载下电流环路 Bode 图对比

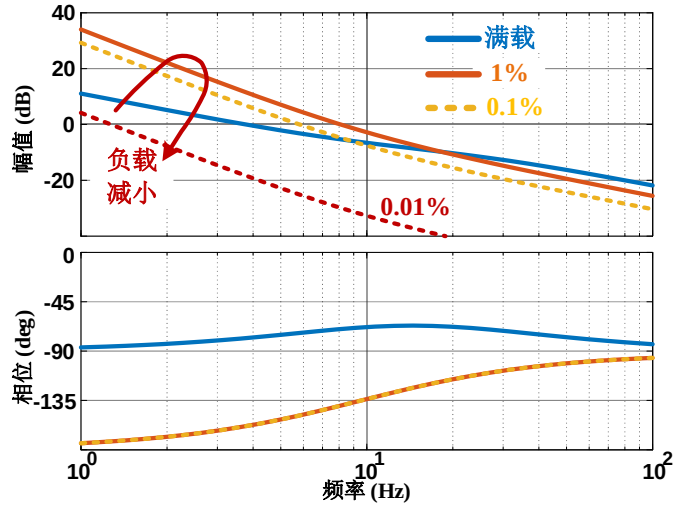


图 5.7 不同负载下直流母线电压环 Bode 图对比

最后分析 MISN 电压环路。根据暂态补偿控制的原理，MISN 端口电压会产生与整流桥中点电压相反的电压切换，所以整流桥拓扑结构的改变同样会影响 MISN 端口电压，进而影响其吸收的功率大小，但是 MISN 电压环的推导思路仍然与 2.4.3.3 相同。根据 MISN 传输到电容的能量与输入到其端口的能量相等，可有：

$$N_c U_c I_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{sw} i_L d\omega t = \frac{\sqrt{2} I_L}{\pi} (\sqrt{2} \pi U_i - V_{bus} \cos \alpha) \quad (5-12)$$

加入斩波角 α 扰动后，考察 U_c 的扰动变化：

$$N_c U_c \hat{I}_c + N_c I_c \hat{U}_c = \frac{\sqrt{2} I_L V_{bus} \sin \alpha}{\pi} \hat{\alpha} \quad (5-13)$$

稳态下 $I_c = 0$ ，而 $\hat{U}_c$ 和 $\hat{I}_c$ 之间满足：

$$\hat{I}_c(s) = C_c s \cdot \hat{U}_c(s) \quad (5-14)$$

结合(5-13)和(5-14)可推导出基于 T 型三电平整流桥时的 MISN 电压环系统传递函数为：

$$G_{V\alpha}(s) = \left. \frac{\widehat{U}_c(s)}{\widehat{\alpha}(s)} \right|_{\widehat{I}_L=0} = \frac{\sqrt{2}I_L V_{bus} \sin \alpha}{\pi N_c U_c C_c s} \quad (5-15)$$

根据(5-15)，MISN 电压环传递函数不仅受到斩波角 α 的影响，还受到电感电流有效值 I_L 的影响。虽然极轻载下 α 增加不会导致 MISN 电压环失效，但由于电感电流平均值趋近于零，调节斩波角已无法控制 MISN 的充放电。如图 5.8 所示，随着负载下降，电感电流减小，MISN 电压环低频段幅频特性向下移动，并且在空载下环路增益亦趋于零，导致 MISN 电压控制环失效。

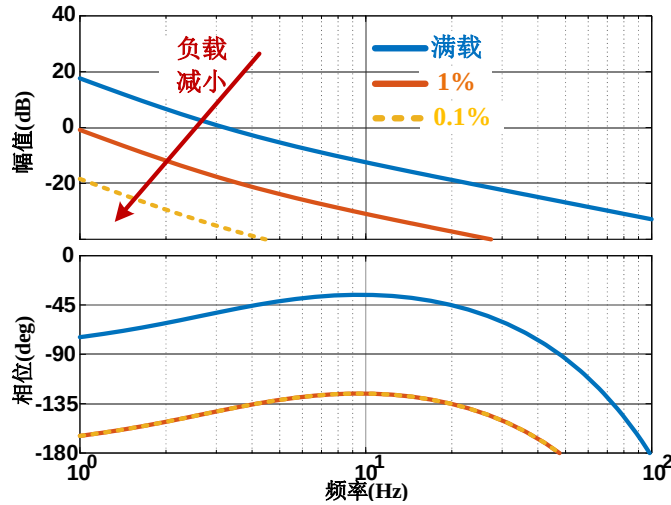


图 5.8 不同负载下 MISN 电压环 Bode 图对比

综上所述，原有控制环路无法适用于极轻载的工作条件，尤其是在直流母线电压和 MISN 电压的控制方面，存在失效风险，无法确保电压稳定性。因此，需研究新型的控制策略以应对极轻载条件下的挑战。

5.3 基于谐波功率补偿的极轻载控制策略

5.3.1 谐波频段功率传输模型

为解决极轻载条件下电压稳定性问题，需减小工频整流桥斩波角 α 的偏移。根据上一节对功率传输模型的分析可知，基于工频频段的功率传输模式必然会导致极轻载下斩波角 α 变大。因此，若能通过其他路径向 MISN 传输功率，即可实现斩波角 α 与基波频段传输功率的解耦，使电压环保持正常状态。

图 5.9 所示为 MISN 端口电压 $u_{sw,A}$ 以及工频整流桥中点电压 u_{AO} 的波形及其傅里叶分解的时域波形图。为了减小电感伏秒，章节 2.4.2 中提出了暂态补偿控制方法，用 $u_{sw,A}$ 抵消 u_{AO} ，这也使得两者的低次谐波分量幅值相等，符号相反。若此时交流侧存在同频同相位的谐波电流，便可建立从直流母线侧到 MISN 新的功率传输路径。

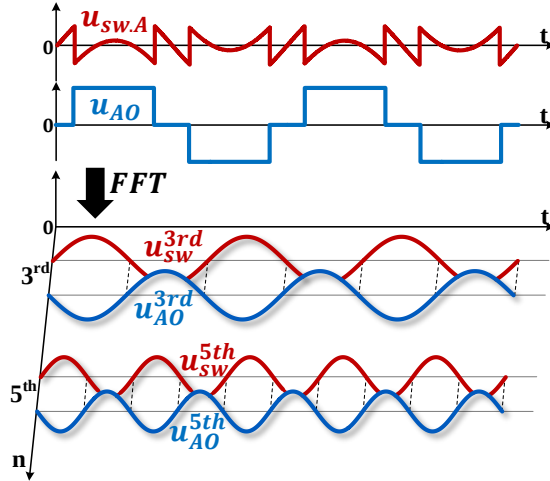


图 5.9 MISN 端口电压与工频整流桥中点电压傅里叶分解

此时, MISN-PFC 变换器的功率传输模型如图 5.10 所示, 该系统通过多个频段进行功率传输。基波频段向 MISN 传递功率定义为 P_{MISN}^{1st} , 谐波频段向 MISN 传递功率定义为 P_{MISN}^h 。那么在该控制方法下, 斩波角 α 不再是控制 MISN 功率的唯一变量。

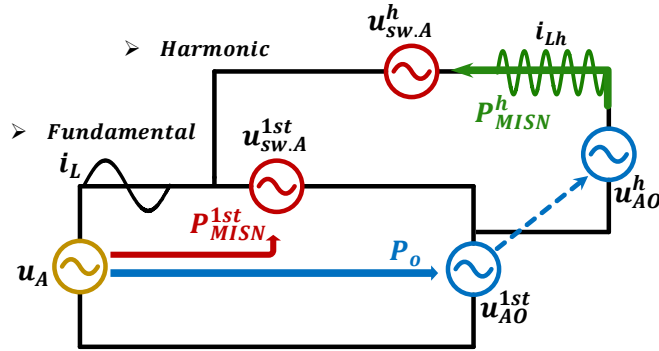


图 5.10 MISN-PFC 变换器多频段功率传输模型 (A 相)

假设将斩波角固定在某一适当值 α_0 ($\alpha_0 < 90^\circ$), 则在基波频段下, 输入电压源传输到 MISN 的功率将不足以补偿其损耗, 即

$$P_{MISN}^{1st} < P_{loss} \quad (5-16)$$

为了实现 MISN 功率平衡, 在交流侧注入与 u_{AO} 谐波分量同频同相位的谐波电流 i_L^h , 从而构建基于谐波频段的功率传输路径, 以补充 MISN 缺少的功率, 谐波频段传输的功率满足:

$$P_{MISN}^h = P_{loss} - P_{MISN}^{1st} \quad (5-17)$$

由于谐波频段传输的功率来源于直流母线电容, 该部分功率在能量流上可等效为负载的一部分, 故其也需要通过基波频段补充。此时, 负载由实际负载和用于谐波频段传输的功率两部分构成, 即:

$$P_O = P_{load} + P_{MISN}^h \quad (5-18)$$

通过谐波频段功率补偿的方法，不仅可以解决极轻载下斩波角 α 增大的问题，避免电压环失效，还重构了 MISN 电压的控制方法，使其不再直接依赖工频电感电流，从而解决了极轻载条件下电压环的稳定性问题。

5.3.2 极轻载控制策略实现方法

根据(4-2)可知，工频整流桥中点电压 u_{AO} 的各次谐波与斩波角 α 的大小密切相关。图 5.11 展示了不同斩波角下三、五、七谐波电压有效值的变化曲线。由于谐波电压幅值随斩波角 α 正弦变化，对于给定的谐波频段传输功率 P_{MISN}^h 下，所需注入的谐波电流有效值为：

$$I_L^{kth} = \frac{P_{MISN}^h}{U_{AO}^{kth}}, k = 3, 5, 7, \dots \quad (5-19)$$

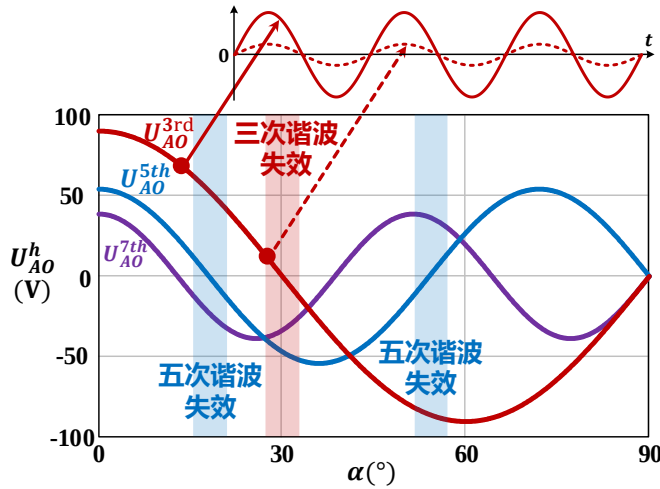


图 5.11 工频整流桥中点电压谐波分量有效值随斩波角变化曲线

然而在宽范围直流母线电压下，稳态工作时斩波角变化范围很大，可能导致谐波电压变为 0，这意味着相同功率传输需求下其所需谐波电流将趋于无穷大，导致控制策略失效。为了解决该问题，本节提出了一种基于多谐波频段组合的功率传输控制策略。例如，选择三次和五次谐波频段传输功率，由于两频段的电压失效区间错开，所以能确保在整个斩波角范围内有效传输功率。理论上，进一步增加谐波频段（如七次谐波等）能够减小各次谐波电流的幅值，但这会增加控制的复杂程度。因此，为兼顾性能与实施难度，本节选择使用三次和五次谐波频段进行功率传输。

为防止交流侧谐波电流过大，对不同工况下所需注入的谐波电流大小进行计算。根据功率守恒，电感电流基波有效值为：

$$I_L = \frac{P_{loss} + P_{load}}{U_i} \quad (5-20)$$

若忽略电感电压基波分量，那么根据斩波角可计算出 MISN 端口电压基波有效值为：

$$U_{sw.A}^{1st} = U_i - U_{AO}^{1st} = U_i - \frac{\sqrt{2}V_{bus}}{\pi} \cos \alpha_0 \quad (5-21)$$

由此，通过基波频段传递的功率为：

$$P_{MISN}^{1st} = U_{sw.A}^{1st} \cdot I_L = (P_{loss} + P_{load}) \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{2}V_{bus}}{\pi U_i} \cos \alpha_0\right) \quad (5-22)$$

联立(5-17)和(5-22)，谐波频段传输的功率可进一步推导为：

$$P_{MISN}^h = (P_{loss} + P_{load}) \frac{\sqrt{2}V_{bus}}{\pi U_i} \cos \alpha_0 - P_{load} \quad (5-23)$$

假设注入的三次和五次谐波电流幅值均为 I_L^h ，则谐波频段功率传递方程为：

$$P_{MISN}^h = U_{AO}^{3rd} I_L^{3rd} + U_{AO}^{5th} I_L^{5th} = (U_{AO}^{3rd} + U_{AO}^{5th}) I_L^h \quad (5-24)$$

联立(4-2)、(5-23)、(5-24)，可知注入的谐波电流有效值表达式为：

$$I_L^h = \frac{P_{MISN}^h}{|U_{AO}^{3rd}| + |U_{AO}^{5th}|} = \frac{P_{loss} \frac{\sqrt{2}V_{bus}}{\pi U_i} \cos \alpha_0 - P_{load} \left(1 - \frac{\sqrt{2}V_{bus}}{\pi U_i} \cos \alpha_0\right)}{\left|\frac{\sqrt{2}V_{bus}}{3\pi} \cos 3\alpha_0\right| + \left|\frac{\sqrt{2}V_{bus}}{5\pi} \cos 5\alpha_0\right|} \quad (5-25)$$

假设预设斩波角 α_0 与满载下斩波角 α 的关系为：

$$\alpha_0 = K\alpha = \arccos\left(\frac{\sqrt{2}\pi U_i}{2V_{bus}}\right), \alpha \leq \alpha_0 < \frac{\pi}{2} \quad (5-26)$$

当 $K = 1$ 时，MISN 端口电压基波有效值为 0，MISN 的损耗完全通过谐波频段补充，此时所需注入的谐波电流有效值最大；若适当增加 α_0 ，即 $K > 1$ ，那么基波频段与谐波频段将共同向 MISN 传递功率，从而可以减小需要注入的谐波电流大小。图 5.12 给出了直流母线相电压 $V_{bus} = 600V$ ， $K = 1$ 时，不同斩波角以及负载下所需注入谐波电流有效值的大小。从图中可以看到，在斩波角 $\alpha = 30^\circ$ 时，所需注入的谐波电流最大，此时也刚好对应 $U_{AO}^{3rd} + U_{AO}^{5th}$ 的最小值。当斩波角固定时，负载增加会导致所需注入的谐波电流单调递增，若该控制策略仅在 2% 负载内工作，那么注入谐波电流的最大值小于 0.6A。

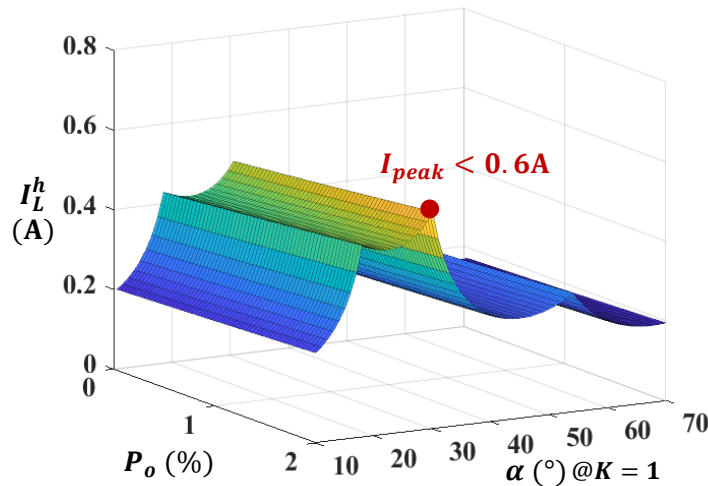


图 5.12 不同工况下所需注入谐波电流有效值 ($K = 1$)

进一步分析 K 的取值对注入谐波电流的影响。由于谐波电流有效值 I_L^h 随负载增加，所以评估 2% 负载下， $K = 1, 1.1, 1.2, 1.3$ 时对应 I_L^h 的变化曲线。如图 5.13 所示， K 越大，基波

频段传输的功率占比越高，从而减小了所需注入的谐波电流；但随着 K 进一步增加，其对谐波电流的优化效果明显下降。此外，根据实验测试结果，若选择较大的 K 值，其在带载与极轻载之间控制策略切换时会出现较大的振荡过程，所以 K 值不宜过大。根据经验，本章以 $K = 1.2$ 为例，验证其对谐波电流的优化效果。

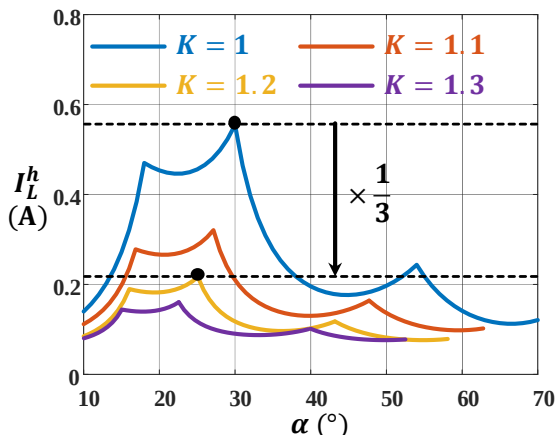


图 5.13 不同 K 值下所需注入的谐波电流有效值曲线

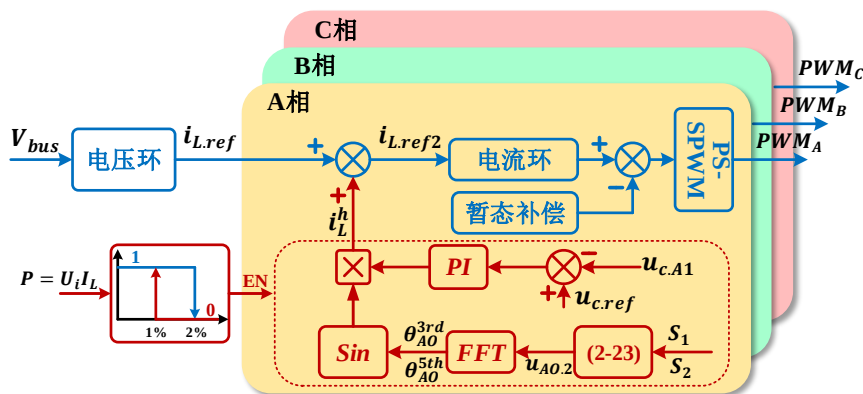


图 5.14 基于谐波功率补偿的极轻载控制策略

为了实现基于谐波频段传输预期功率的目标, 本节提出了图 5.14 所示的极轻载控制策略。当检测到负载小于 1% 时, 停止原有 MISN 电压环路控制, 并将斩波角固定在预设值 α_0 , 同时启用基于谐波电流注入的 MISN 电压控制环。新增加的控制环路通过检测 MISN 电压的偏差, 调整注入谐波电流幅值, 实现 MISN 在极轻载下的功率平衡。根据(2-23)可以利用工频整流桥的驱动信号在控制器内部重构出桥臂中点电压, 对该电压信号进行快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 分析并获取相应的三次以及五次谐波电压的相位信息 θ^{3rd} 和 θ^{5th} 。然后, 通过乘法器将 MISN 电压环路计算得到的谐波电流幅值与 FFT 计算得到的正弦信号组合成谐波电流参考信号, 并叠加到原有电流环的电流环参考信号上, 最终利用原有电流环实现谐波电流的注入。而当检测到负载大于 2% 时, 则停止极轻载控制策略, 切换回原有基于斩波角 α 的 MISN 电压控制。若实际负载在小范围内变化剧烈, 可以适当放大控制切换的判断阈值。

需注意, 由于 MISN 的损耗随负载增加而变大, 所以在非极轻载工况下基于谐波功率控制 MISN 电压会导致注入的谐波电流幅值过大, 网侧谐波电流水平将超出电网质量标准限值, 因此不适合在全负载范围内采用谐波功率补偿控制策略。

5.4 实验验证

本节基于第三代样机, 对本章所提出的关于 MISN-PFC 变换器极轻载工作状态的理论分析及控制策略进行实验验证。实验测试的基本参数设定如下: 输入相电压有效值为 220V, 直流母线电压为 600V, MISN 单元电压为 120V。首先, 采用原有控制策略对样机在极轻载条件下的斩波角进行测试, 以验证理论模型的准确性。测试结果如图 5.15 所示, 其中蓝色曲线表示理论计算值, 红色三角形代表实际测试数据。实验结果与理论计算值较吻合, 表明所建立的理论模型能够较好地描述变换器在极轻载下的工作状态。在接近空载时, 变换器的直流母线电压以及 MISN 电压出现了大幅振荡, 无法继续测试空载状态。

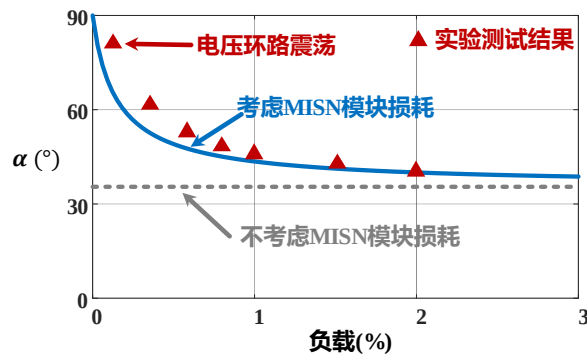


图 5.15 极轻载下稳态斩波角实验测试结果

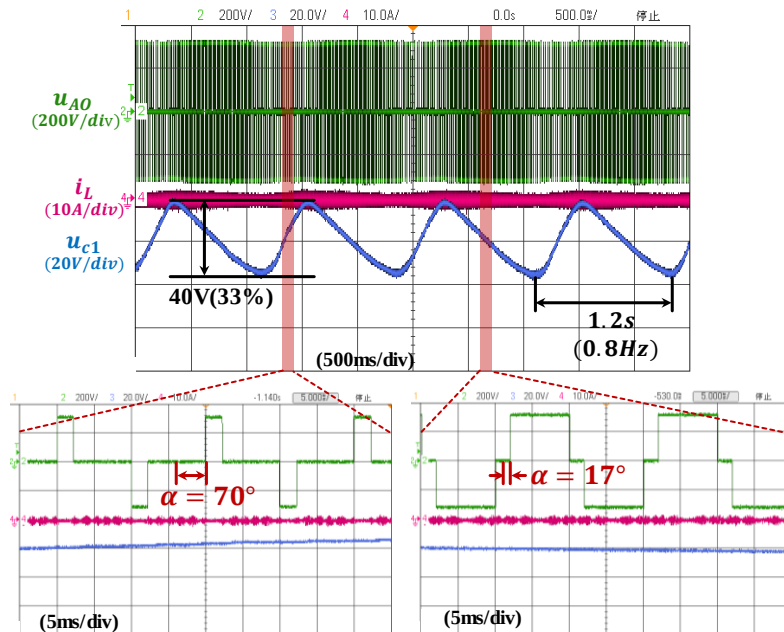


图 5.16 空载条件下的电压振荡波形

电压环路振荡时的波形如图 5.16 所示, u_{AO} 的包络线反映了直流母线电压的振荡情况, 振荡频率为 1Hz 左右, 振幅较小。而 MISN 单元电压的振荡更为严重, 振荡频率同样约为 1Hz, 振幅超过 30%。进一步的展开图显示, 斩波角在该过程中发生了大幅度调整, 电压控制环路不稳定。这表明原有控制策略在极轻载条件下存在局限性, 难以维持电压稳定。

为解决上述问题, 在空载下 MISN 电压环路切换到基于谐波功率补偿的极轻载控制策略。在使用该控制策略后, 空载条件下的实验波形如图 5.17 所示, 预设斩波角为 $\alpha_0 = 43^\circ$, 此时 MISN 单元电压以及直流母线电压稳定, 未出现振荡现象。该实验结果验证了所提出的控制策略的有效性, 通过引入谐波电流注入, 系统得以在接近空载时维持电压稳定, 从而提升了变换器的可靠性。

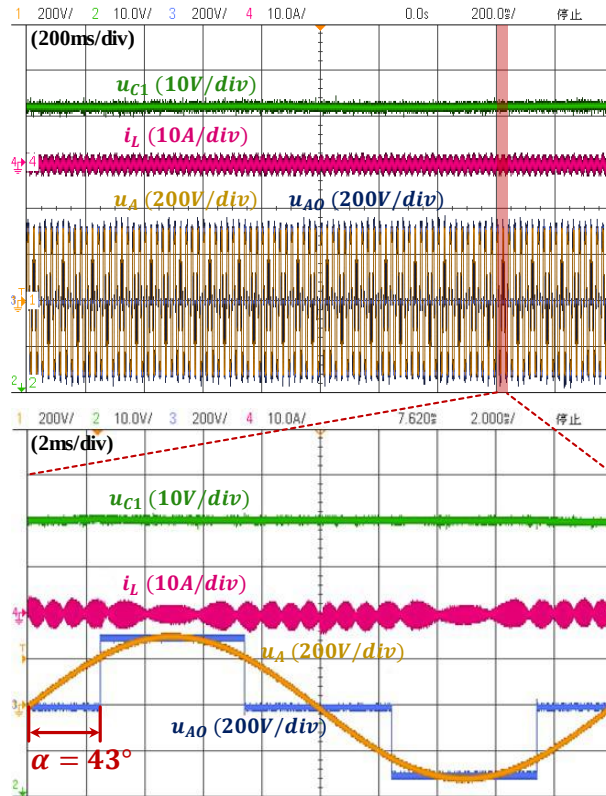
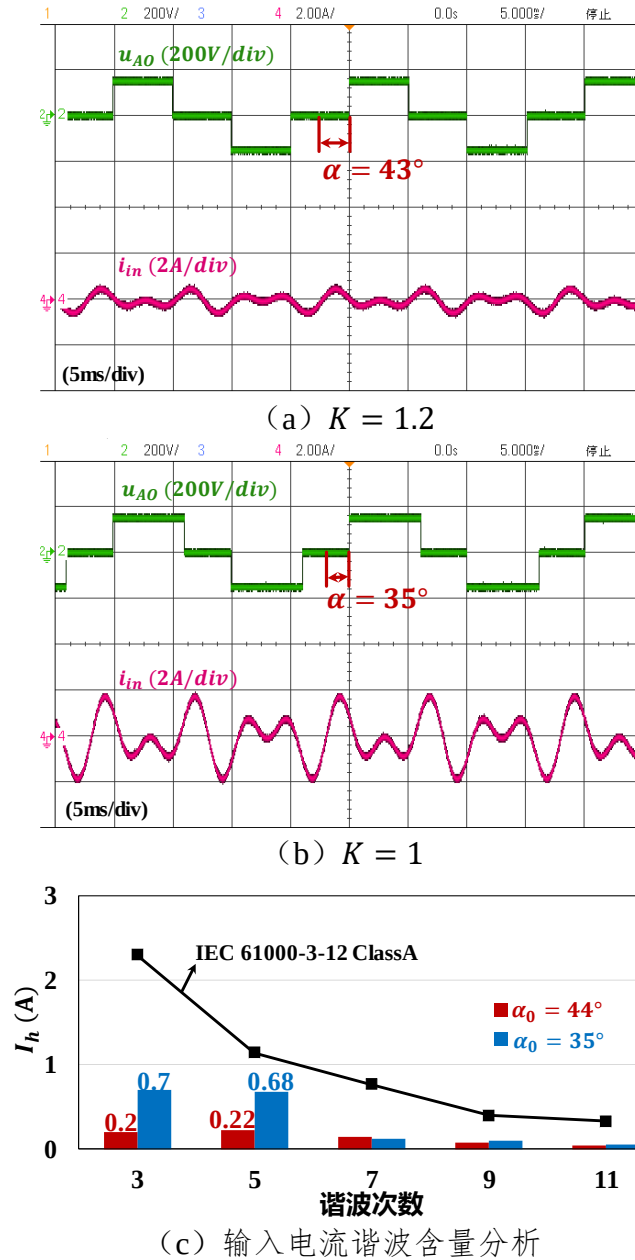
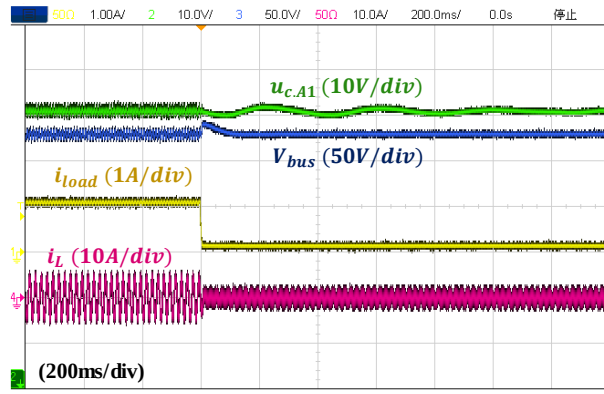


图 5.17 空载条件下基于谐波功率补偿控制策略的实验波形

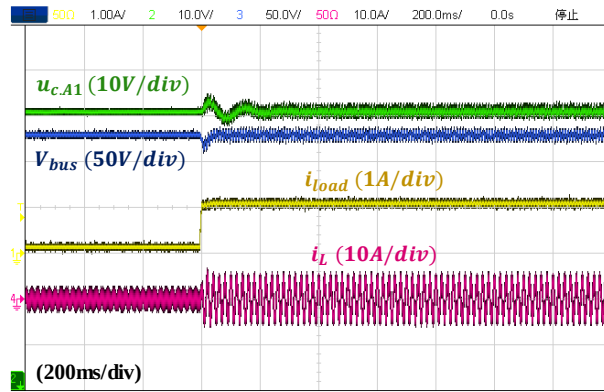
进一步验证不同预设斩波角 α_0 时交流侧注入的谐波电流大小, 结果如图 5.18 所示。图 (a) 对应 $\alpha_0 = 43^\circ$ ($K = 1.2$), 图 (b) 对应 $\alpha_0 = 35^\circ$ ($K = 1$)。从幅值分析可知, 随着 α_0 的增大, 所需注入的谐波电流有效值逐渐减小, 这一趋势与理论分析一致。图 (c) 对两种 α_0 条件下输入电流的谐波含量进行了详细比较, 结果显示两者的谐波电流有效值相差约 3.5 倍, 但均符合 IEC 61000-3-12 ClassA 标准的要求。因此, 适当调整预设斩波角能够在保证系统稳定性的同时优化谐波功率传输的效率。

图 5.18 不同 K 值下极轻载控制策略注入谐波电流对比

为了验证控制策略在动态负载变化下的适应性,本实验设计了空载与 10%负载之间的跳变测试,结果如图 5.19 所示。图 5.19 (a) 显示了从 10%负载切换至空载时的暂态过程, MISN 单元电压调节的持续时间约为 1.2s; 图 5.19 (b) 显示了从空载切换至 10%负载时的暂态过程,调节时间缩短至 0.2s,同时电压超调略有增加。实验结果表明,两种控制策略的切换过程平稳,系统能够快速响应负载变化,表现出良好的动态性能。



(a) 10%负载到空载



(b) 空载到 10%负载

图 5.19 负载动态测试

5.5 本章小结

本章针对三相 MISN-PFC 变换器在极轻载工况下的异常工作状态以及电压环路振荡问题展开研究。首先,通过分析变换器的功率传输方式,发现在极轻载条件下 MISN 损耗在输入功率中占比明显增加,从而使 MISN 端口电压的基波分量变大,以及工频整流桥斩波角增加。并且越接近空载,斩波角越趋近于上限值,导致电压环路失效。因此,原有控制策略不适用于极轻载工况,制约了三相 MISN-PFC 变换器的实用性与可靠性。为解决该问题,本章提出一种基于谐波功率补偿的极轻载控制策略,通过在谐波频段建立新的 MISN 功率传输路径,定向补偿 MISN 所需功率,从而实现 MISN 电压的稳定。与此同时,该控制策略还将斩波角与基波传输功率解耦,确保了电压环的控制稳定性。最后基于第三代样机进行实验测试,验证了 MISN-PFC 变换器在极轻载条件下的理论分析以及所提出控制策略的有效性。并通过负载跳变测试进一步验证了系统的动态稳定性和控制策略切换的可靠性。

第6章 MISN-PFC 变换器均压问题分析与均压控制策略研究

6.1 引言

MISN 单元间的电压均衡是保障变换器可靠工作的重要前提。在实际工程应用中，元件参数偏差是不可避免的，通常需对变换器进行参数敏感性分析，以判断其在最大参数偏差下是否仍能保持稳定并维持预期性能。对此，本章聚焦于驱动信号以及损耗偏差对 MISN 均压的影响。首先，通过模态分析建立 MISN 充放电模型，量化评估占空比以及损耗偏差对均压特性的影响。结果表明，较大的参数偏差会导致 MISN 单元不均压，威胁变换器的长期稳定运行。为解决这一问题，本文提出了一种基于电流纹波检测的均压控制策略，通过解析电感电流纹波与单元电压的强耦合特性，将电压检测转换为电流纹波检测，以降低均压控制系统的硬件资源需求以及空间占比。最后，通过实验测试对所提出的均压分析模型以及均压控制策略进行验证。

6.2 MISN 均压分析模型

在忽略电路损耗的条件下，MISN 单元可以等效为图 6.1 (a) 所示的电路模型。定义开关器件的驱动信号分别为 S_1, S_2, S_3, S_4 ，那么电感电流整流后输入到 MISN 电容的电流可以表示为：

$$i_c = S_1 i_L - S_3 i_L = (S_1 - S_3) i_L \quad (6-1)$$



图 6.1 MISN 单元的等效电路

通过分析电路中各类损耗与 MISN 电容能量之间的关系可知，器件的开关损耗 P_{sw} 、容性损耗 P_{oss} 、反向恢复损耗 P_{rr} 以及 MISN 电容损耗 P_{cap} 均会消耗单元电容储存的能量。为便于分析，将这些损耗等效为电容的“假”负载，如图 6.1 (b) 所示。在该模型中，等效负载电流在工频周期内的平均值可表示为：

$$I_{loss} = \frac{P_{sw} + P_{oss} + P_{rr} + P_{cap}}{U_c} \quad (6-2)$$

结合(5-2)和(6-2)，可以进一步推导出：

$$I_{loss} = A_1 U_c + A_0 / U_c \quad (6-3)$$

其中 $A_1 U_c$ 代表 MISN 单元损耗中与电压成正比的部分，主要包含 P_{sw} , P_{oss} , P_{rr} ；而

A_0/U_c 则表示 MISN 单元损耗中与电压无关的部分, 主要由 P_{cap} 构成, 鉴于该部分损耗占比较小, 在分析时可予忽略, 那么(6-3)可化简为:

$$I_{loss} \approx A_1 U_c$$

$$A_1 = k_g I_L (C_{gs2} + C_{gd}) f_s + C_{oss} f_s + \frac{1}{2} C_{rr} f_s \quad (6-4)$$

其中 C_{gs2} 以及 C_{gd} 可通过数据手册得到, C_{rr} 近似使用 Q_{rr}/U_c 获得, 对于 GaN HEMT C_{rr} 可以忽略。

根据图 6.1 (b) 所示的等效电路若器件参数一致, 且采用基于共同占空比的载波移相调制策略, 则可确保各单元的 i_c 以及 I_{loss} 一致, 从而实现 MISN 均压。但是当单元之间存在占空比偏差或损耗差异时, 各单元电容的充放电不一致, 从而影响 MISN 单元的均压。为量化分析 MISN 单元占空比和损耗偏差对均压性能的影响, 本节基于电路模态分析建立了 MISN 的均压分析模型。为简化分析过程, 本节主要以两单元 MISN-PFC 变换器为研究对象, 其电路结构如图 6.2 所示。由于输入电压和工频整流桥与 MISN 均压无关, 将其等效为电压源 u_i , 在正半周 1/4 周期内的表达式为:

$$u_i(\theta) = u_A(\theta) - u_{AO}(\theta) = \begin{cases} \sqrt{2}U_i \sin\theta, & 0 < \theta < \alpha \\ \sqrt{2}U_i \sin\theta - \frac{V_{bus}}{2}, & \alpha < \theta < \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (6-5)$$

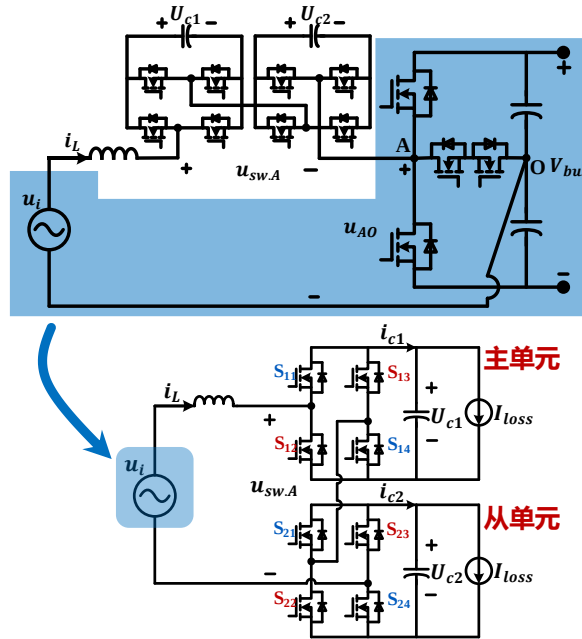


图 6.2 MISN-PFC 变换器的均压分析等效电路 (A 相)

假设忽略电感电压, 占空比可以近似表示为:

$$D(\theta) \approx \frac{1}{2} \left(1 - \frac{u_i(\theta)}{U_{c1} + U_{c2}} \right) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{2}U_i \sin\theta}{U_{c1} + U_{c2}} \right), & 0 < \theta < \alpha \\ \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{2}U_i \sin\theta - \frac{V_{bus}}{2}}{U_{c1} + U_{c2}} \right), & \alpha < \theta < \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (6-6)$$

定义各单元输入电流为 i_{c1} , i_{c2} , 单元电压分别为 u_{c1} , u_{c2} 。图 6.3 所示为工频周期内等效电路关键电压、电流波形, 根据 i_{c1} , i_{c2} 波形特征, 在一个开关周期内, MISN 的电容仅处于充电或放电模态, 而在 $1/4$ 工频周期内, 电容充放电达到动态平衡。基于电路的对称性, 仅需分析 $1/4$ 工频周期内电容充放电情况, 即可判断 MISN 是否实现均压。根据开关周期内电容电流的波形特征, 可将其划分为三种类型:

类型 A: 两单元电容电流大于 0, 此时 MISN 电容充电;

类型 B: 两单元电容电流小于 0, 此时 MISN 电容放电;

类型 C: 两单元的电容电流出现反流。

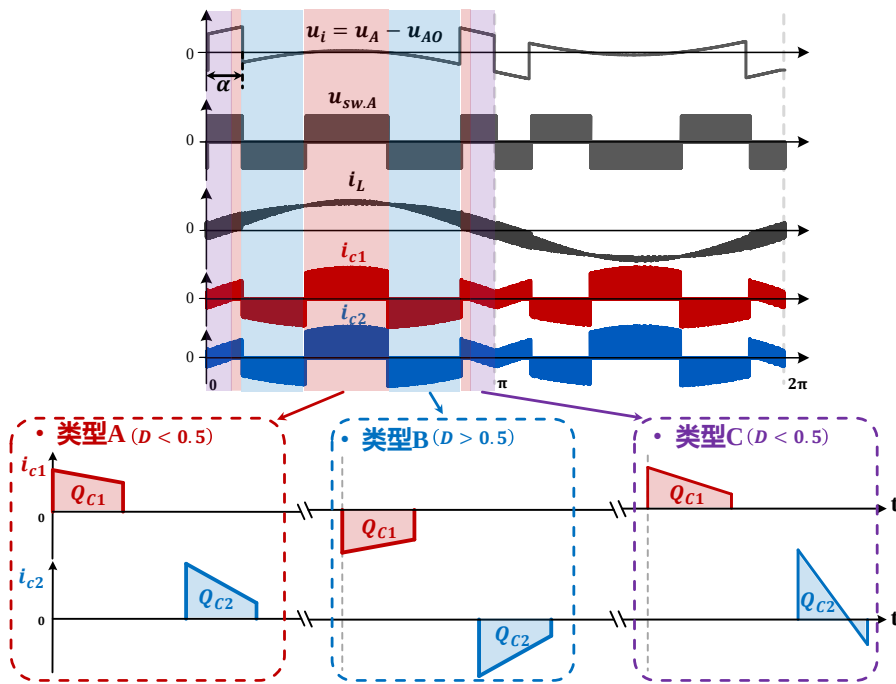


图 6.3 等效电路工作波形

由于 MISN-PFC 变换器的 MISN 电压环通过闭环控制各相单元 1 的电容电压 U_{c1} 稳定, 因此, 可以将单元 1 的占空比和损耗视为理想参考标准, 并在此基础上评估单元 2 参数偏差对均压的影响。为了计算参数偏差对单元 2 均压的影响, 基于模态分析, 推导开关周期内输入到 MISN 电容的电荷表达式。

首先计算类型 A 时开关周期内输入到电容的电荷量, 此时空比范围是 $D < 0.5$ 。图 6.4 展示了在 $0.25 < D < 0.5$ 区间内两个单元的驱动信号、电感电压、电感电流以及单元整流后输入到电容的电流波形。其中, D_T 为死区时间, ΔD 代表单元 2 相对于单元 1 的主开关管缺少的占空比。为简化分析, 假设不区分器件沟道导通与体二极管导通的模态, 电路可划分为八种模态, 而由于倍频效果, 在半个开关周期即完成一次循环, 并对应四种模态, 如图 6.5 所示, 模态 1 和模态 3 对应电感的充磁阶段, 而模态 2 和模态 4 对应去磁阶段。

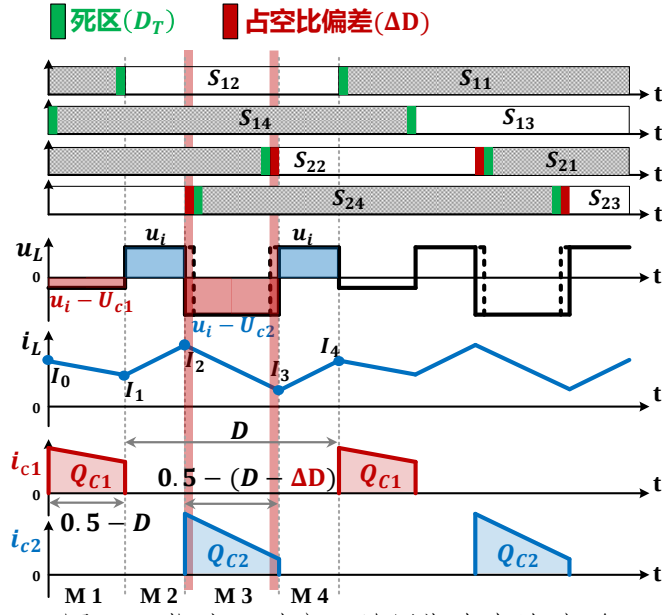


图 6.4 类型 A 对应开关周期内电路波形

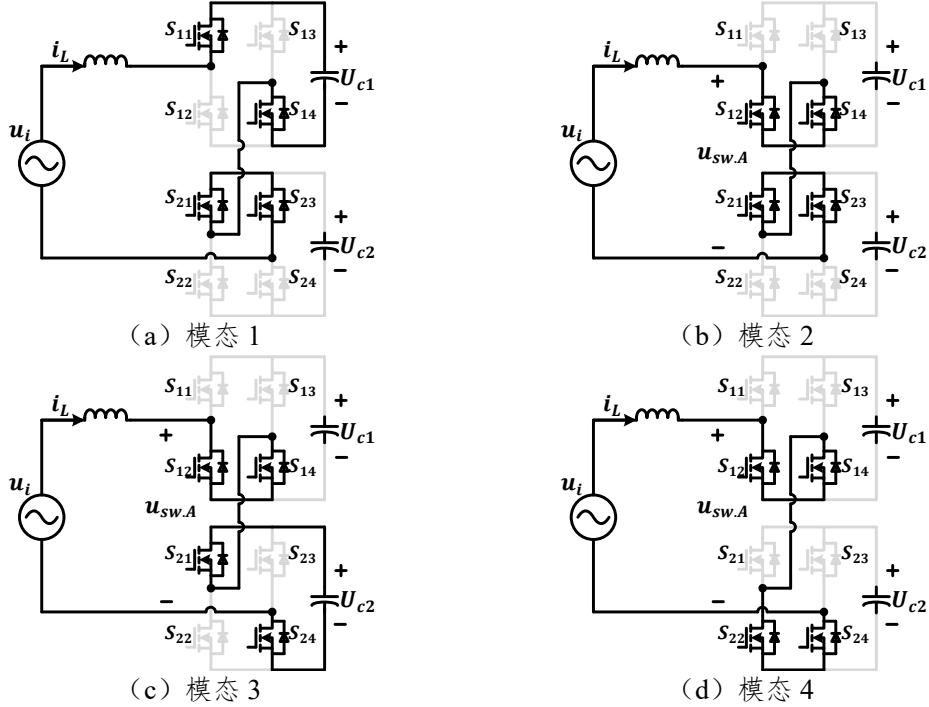


图 6.5 类型 A 对应电路模态图

根据电感伏秒平衡原理，充磁阶段的伏秒与去磁阶段的伏秒相等，即

$$I_0 = I_4 \quad (6-7)$$

其中 I_0 为模态 1 初始电流， I_4 为模态 4 结止电流。各模态的电流平均值为：

$$\begin{aligned} I_{L1} &= \frac{1}{2}(I_0 + I_1) \\ I_{L2} &= \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \\ I_{L3} &= \frac{1}{2}(I_2 + I_3) \\ I_{L4} &= \frac{1}{2}(I_3 + I_4) \end{aligned} \quad (6-8)$$

由于占空比偏差 ΔD 相对较小，其对电感电流波形的影响可忽略，因此模态 2 和模态 4 的面积近似相等，进而有：

$$I_2 - I_1 = I_4 - I_3 \quad (6-9)$$

联立(6-7)至(6-9)，可推导出：

$$I_0 + I_1 = I_2 + I_3 \Rightarrow I_{L1} = I_{L3} = \frac{1}{2}(I_{L2} + I_{L4}) \quad (6-10)$$

进一步，电感电流在开关周期内的平均值可表示为：

$$\langle i_L(\theta) \rangle_{T_s} = I_{L1} = I_{L3} = \frac{1}{2}(I_{L2} + I_{L4}) \quad (6-11)$$

在此基础上，可计算得到模态 1 和模态 3 对应的充电阶段单元输入电流开关周期平均值为：

$$\begin{aligned} \langle i_{c1}(\theta) \rangle_{T_s} &= \langle i_L(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (1 - 2D(\theta)) \\ \langle i_{c2}(\theta) \rangle_{T_s} &= \langle i_L(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (1 - 2(D(\theta) - \Delta D)) \end{aligned} \quad (6-12)$$

类似地，对于 $0 < D < 0.25$ 的情况，单元输入电流的表达式与(6-12)相同。

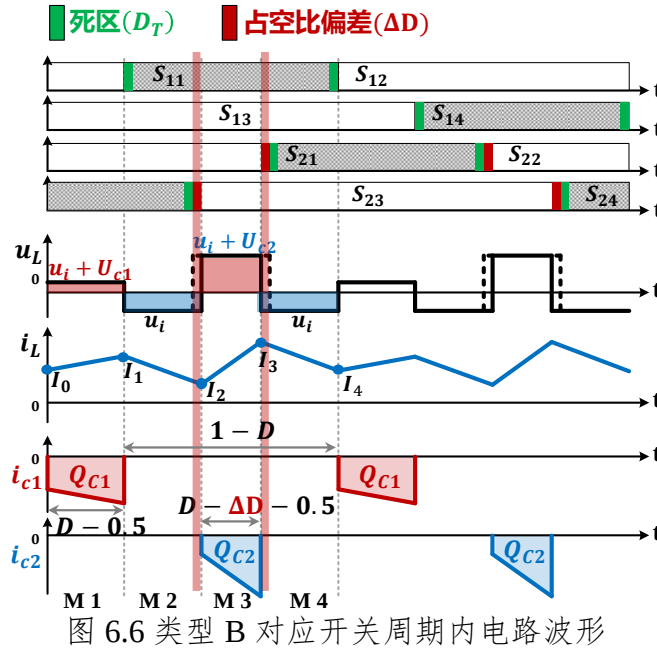


图 6.6 类型 B 对应开关周期内电路波形

然后分析类型 B 对应的单元输入电流，此时共同占空比范围为 $D > 0.5$ 。图 6.6 展示了在 $0.5 < D < 0.75$ 范围内的开关周期波形。此时，电路亦可分类为四种模态，如图 6.7 所示其中模态 1 和模态 3 对应电感充磁阶段，模态 2 和模态 4 对应去磁阶段。与类型 A 的分析类似，根据伏秒平衡原理，可推导出电感电流在开关周期内的平均值为：

$$\langle i_L(\theta) \rangle_{T_s} = I_{L1} = I_{L3} = \frac{1}{2}(I_{L2} + I_{L4}) \quad (6-13)$$

在此基础上，模态 1 和模态 3 对应的两单元放电阶段的单元输入电流为：

$$\begin{aligned} \langle i_{c1}(\theta) \rangle_{T_s} &= \langle i_L(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (1 - 2D(\theta)) \\ \langle i_{c2}(\theta) \rangle_{T_s} &= \langle i_L(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (1 - 2(D(\theta) - \Delta D)) \end{aligned} \quad (6-14)$$

对于 $0.75 < D < 1$ 的情况，单元输入电流的表达式与(6-14)相同。

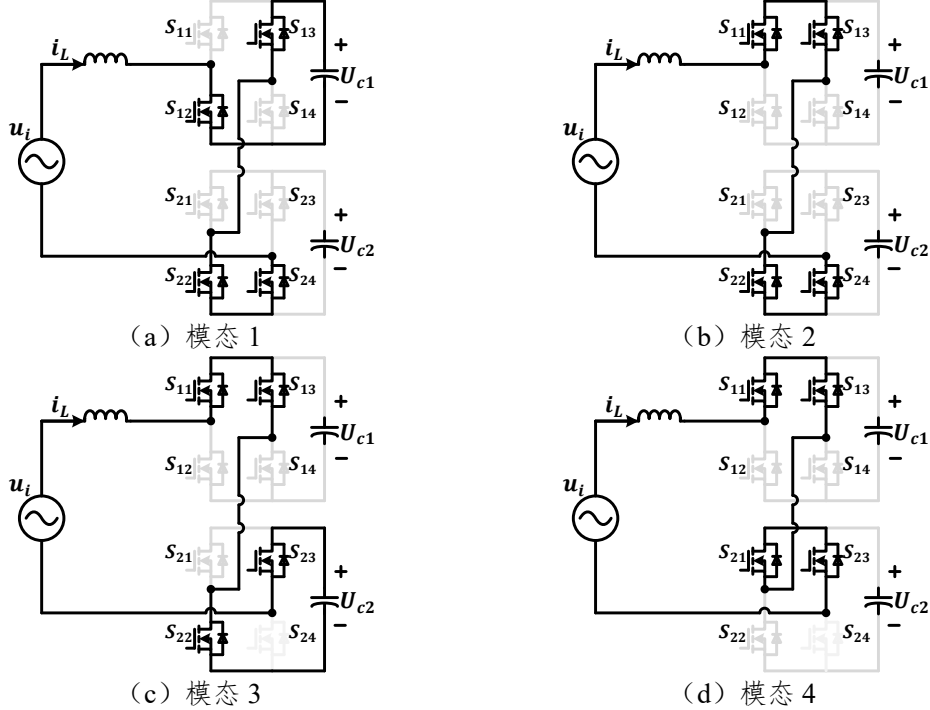


图 6.7 类型 B 对应电路模态图

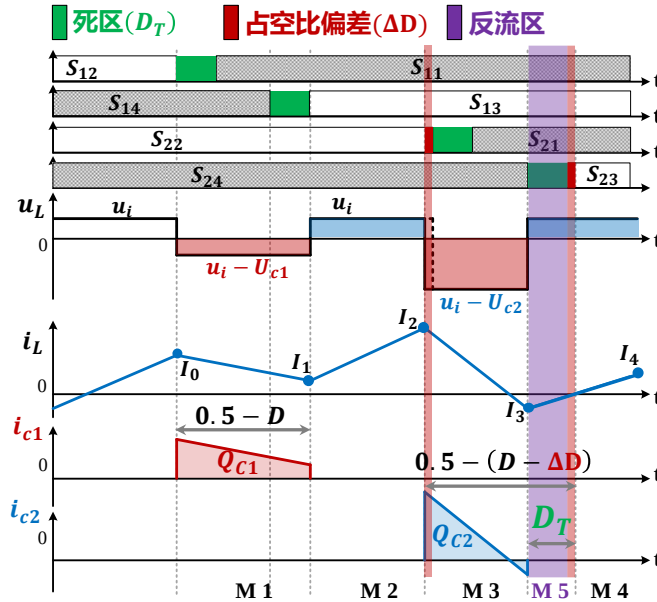


图 6.8 类型 C 对应开关周期内电路波形

最后，分析类型 C 时开关周期内输入到电容的电荷量，此时共同占空比的范围与类型 A 相同，即 $D < 0.5$ 。开关周期内的电路波形如图 6.8 所示，其中包含了类型 A 的四个模态。但由于 MISN 单元不均压导致电感电流峰谷值不对称，部分阶段出现电感电流反流，从而使原本的充电模态在死区时间内转变为旁路模态，新增模态如图 6.9 所示。电感电流

反流仅在死区时间内发生，其对电感电流波形的影响可忽略，因此类型 A 中计算的电感电流开关周期平均值仍然适用。据此可计算出此时单元输入电流为：

$$\begin{aligned}\langle i_{c1}(\theta) \rangle_{T_s} &= \langle i_L(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (1 - 2D(\theta)) \\ \langle i_{c2}(\theta) \rangle_{T_s} &= \langle i_L(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (1 - 2(D(\theta) - \Delta D + K_T \Delta D_T))\end{aligned}\quad (6-15)$$

其中 $K_T \in (0,1)$ 表示反流阶段时间占死区时间的比值。值得注意的是，当电感电流平均值进一步减小，模态 1 和模态 3 均会出现电感电流反流，导致 $\langle i_{c2}(\theta) \rangle_{T_s}$ 中 $K_T \Delta D_T$ 项逐渐减小，直至变为 0。由于这一过程为线性变化，故从降低复杂度的角度考虑， K_T 取 0.5。

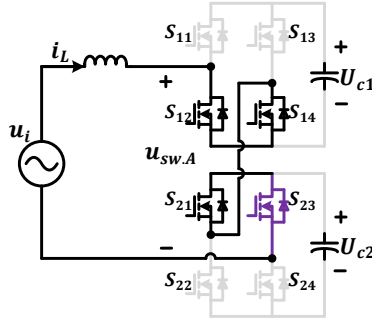


图 6.9 类型 C 新增电路模态

纹波电流使电感电流在其平均值接近零的相位角范围内出现反流现象，所以类型 C 的相位区间可根据电感电流的平均值就按，其临界相位的边界条件为：

$$\begin{aligned}\sqrt{2}I_L \sin\theta_1 &= \frac{1}{2}\Delta I_{pp1} \\ \sqrt{2}I_L \sin\theta_2 &= \frac{1}{2}\Delta I_{pp2}\end{aligned}\quad (6-16)$$

其中 ΔI_{pp1} 为单元 1 投入时对应的电流纹波， ΔI_{pp2} 则对应单元 2 投入时电流纹波，相应的数学表达式为：

$$\begin{aligned}\Delta I_{pp1} &= \frac{1}{L}(u_{i2}(\theta) - U_{c1})(0.5 - D(\theta))T_s \\ \Delta I_{pp2} &= \frac{1}{L}(u_{i2}(\theta) - U_{c2})(0.5 - D(\theta))T_s\end{aligned}\quad (6-17)$$

在该区间内，

$$u_i(\theta) = \sqrt{2}U_i \sin\theta \quad (6-18)$$

联立(6-16)至(6-18)可求解出类型 C 相位区间的边界为：

$$\begin{aligned}\theta_1 &= \arcsin\left(\frac{2\sqrt{2}LI_L(U_{c1}+U_{c2})}{T_s U_i^2} + \frac{\sqrt{2}U_{c1}}{U_i}\right) \\ \theta_2 &= \arcsin\left(\frac{2\sqrt{2}LI_L(U_{c1}+U_{c2})}{T_s U_i^2} + \frac{\sqrt{2}U_{c2}}{U_i}\right)\end{aligned}\quad (6-19)$$

当 $U_{c1} < U_{c2}$ 时， $\Delta I_{pp1} < \Delta I_{pp2}$ ， $\theta_1 < \theta_2$ ，类型 C 在 θ_1 时开始，在 θ_2 时结束；而当 $U_{c1} > U_{c2}$ 时， $\Delta I_{pp1} > \Delta I_{pp2}$ ， $\theta_1 > \theta_2$ ，类型 C 在 θ_2 时开始，在 θ_1 时结束。

综上所述，在工频正半周 1/4 周期内，两单元的输入电流可分别表示为：

$$\langle i_{c1}(\theta) \rangle_{T_s} = \langle i_L(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (1 - 2D(\theta)), \quad 0 < \theta < \pi/2 \quad (6-20)$$

$$\langle i_{c2}(\theta) \rangle_{T_s} = \begin{cases} \langle i_L(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (1 - 2D(\theta)), & 0 < \theta < \theta_1 \text{ or } \theta_2 < \theta < \pi/2 \\ \langle i_L(\theta) \rangle_{T_s} \cdot (1 - 2(D(\theta) - \Delta D + K_T \Delta D_T)), & \theta_1 < \theta < \theta_2 \end{cases} \quad (6-21)$$

在 1/4 工频周期内，两单元的积累电荷通过以下积分计算：

$$Q_{c1} = \frac{1}{\omega} \int_0^{\pi} [i_{c1}(\theta) - I_{loss1}] d\theta \quad (6-22)$$

$$Q_{c2} = \frac{1}{\omega} \int_0^{\pi} [i_{c2}(\theta) - I_{loss2}] d\theta \quad (6-23)$$

稳态时，MISN 电压环保证其单元 1 的电容安秒平衡，即 $Q_{c1} = 0$ ，联立(6-4)，(6-5)，(6-6)，(6-20)，(6-22)，可计算得到稳态斩波角 α 以及共同占空比 $D(\theta)$ 的表达式为：

$$\alpha = \arccos \left(\frac{4\sqrt{2}I_L U_{c2} \Delta D - \pi A_1 U_{c1}^2 - \pi A_1 U_{c1} U_{c2} + \pi U_i I_L}{\sqrt{2} I_L V_{bus}} \right)$$

$$D(\theta) = \begin{cases} \frac{U_{c1} + U_{c2} - 2U_{c2} \Delta D - \sqrt{2} U_i \sin \alpha}{2U_{c1} + 2U_{c2}}, & 0 < \theta < \alpha \\ \frac{2U_{c1} + 2U_{c2} + V_{bus} - 4U_{c2} \Delta D - 2\sqrt{2} U_i \sin \alpha}{4U_{c1} + 4U_{c2}}, & \alpha < \theta < \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (6-24)$$

将(6-24)代入(6-23)即可计算出单元 2 积累的电荷量 Q_{c2} ，而当 $Q_{c2} = 0$ 时，即可获取电路在考虑参数偏下的稳态解。但因其为超越函数，无解析解，需通过数值方法求解 Q_{c2} 。本节使用的数值求解方法流程图如图 6.10，计算前需要先给定参数偏差。

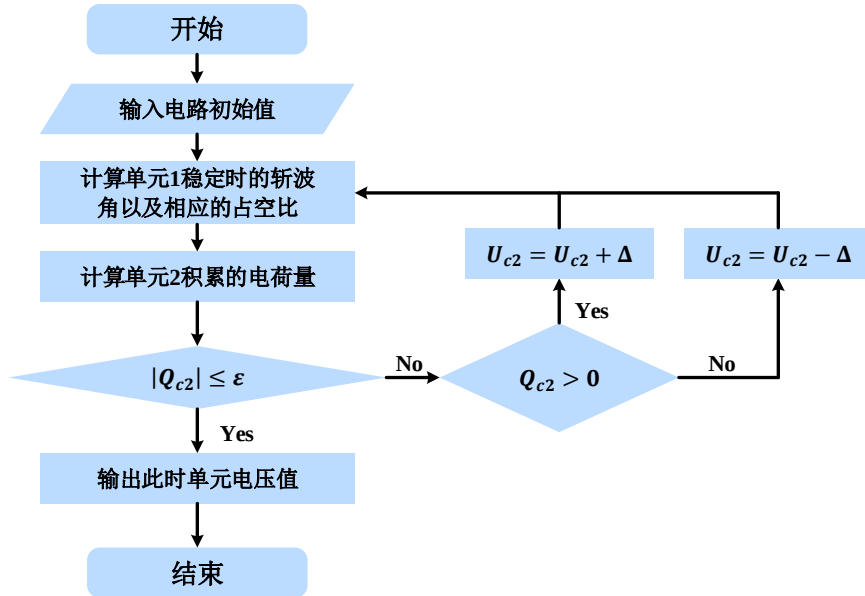


图 6.10 在给定参数偏差下单元 2 稳态求解流程

首先设置单元 2 电压的初始条件为 $U_{c2}^0 = U_{c1}$ ，基于(6-24)进行第 1 次计算循环，得到斩波角以及共同占空比的数值，然后将计算结果代入(6-21)、(6-23)得单元 2 积累的电荷 Q_{c2}^1 。若 $|Q_{c2}^1| > \varepsilon$ ，那么电路未达到稳态，进一步判断其符号，若 $Q_{c2}^1 > 0$ ，那么单元 2 充电，将其电压增加为 $U_{c2}^1 = U_{c2}^0 + \Delta$ ，然后进入下一次计算循环，若 $Q_{c2}^1 < 0$ ，那么单元 2 放

电，将其电压减小为 $U_{c2}^1 = U_{c2}^0 - \Delta$ ，然后进入下一次计算循环。当第 k 次计算循环判断 $|Q_{c2}^{k-1}| \leq \varepsilon$ ，则认为此时电路达到稳态，并得 MISN 单元 2 的电压 U_{c2}^k 。定义 MISN 单元不均压度的表达式为：

$$\Delta U_2 = \frac{|U_{c2} - U_{c1}|}{U_{c1}} \times 100\% \quad (6-25)$$

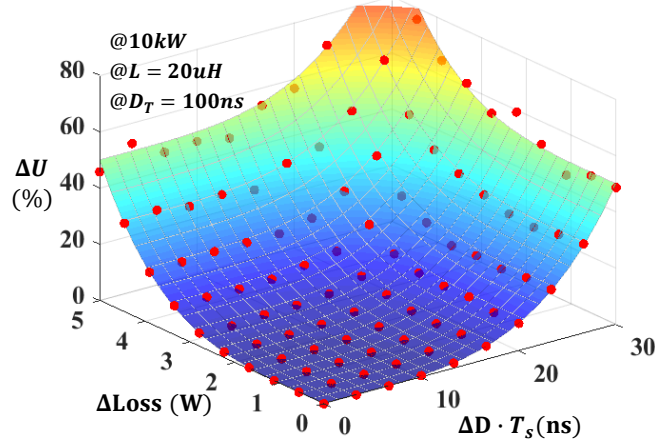


图 6.11 不同电路参数偏差下 MISN 不均压度分析

基于本节提出的均压分析模型，可分析不同占空比偏差和损耗偏差下 MISN 单元的不均压度。以第三代样机的参数为例进行计算，结果如图 6.11 所示，其中 X 轴表示占空比偏差（单位：ns），Y 轴表示损耗偏差（单位：W），Z 轴表示单元 2 的不均压度（单位：%），散点对应迭代计算结果，曲面则是根据结算结果拟合得到的曲面。分析表明，当两单元之间无损耗偏差时，不均压度随占空比偏差呈高次幂函数关系增长。在占空比偏差为 10ns 时，不均压度小于 5%；当偏差增至 30ns 时，不均压度升至 40%，将严重威胁电路的稳定运行。类似地，在无占空比偏差的情况下，损耗偏差对不均压度的影响也呈现相似趋势，但在损耗偏差为 3W 以内时，不均压度低于 10%。

6.3 基于电流纹波检测的均压控制策略

6.3.1 电感电流纹波与 MISN 不均压度的关系

根据前述分析，MISN-PFC 变换器在较大参数偏差时的容错能力较弱，为维持 MISN 的电压均衡，需引入均压控制策略。传统的均压控制方法要求对所有的单元电压进行采样^[163]，然而，由于 MISN 各单元电位悬浮，需采用隔离式电压采样电路以确保测量准确性。此外，三相 MISN-PFC 变换器的单元数量较多，例如第三代样机共计 9 个单元，基于直接电压采样的均压控制将会占用系统较大硬件空间，从而降低了整体功率密度。

根据模态分析可知，基于共同占空比控制的 PS-SPWM 方法通过控制单元电容依次投入或旁路，实现了电感电流频率倍频，并将电感电压被单元电压 U_c 箝位。因此，MISN-PFC

变换器电感的充磁和去磁由所有的 MISN 单元共同完成, 电感电流中蕴含了所有单元电压的信息。

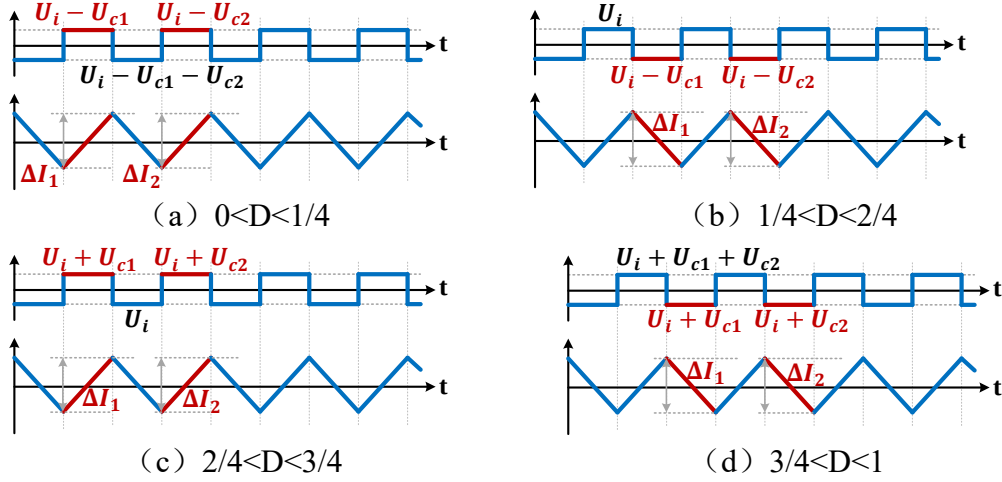


图 6.12 不同占空比范围电感电流纹波与单元电压对应关系 (2 单元)

2 单元 MISN-PFC 变换器占空比范围被划分为四个区间。图 6.12 展示了不同占空比区间内电感电压和电感电流的波形, 并标注了能够映射 MISN 各单元电压的模式及对应的电流纹波。电流纹波的数学表达式如下所述:

$$\Delta I_1(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c1})D(\theta)T_s, & 0 < D(\theta) \leq \frac{1}{4} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c1})(0.5 - D(\theta))T_s, & \frac{1}{4} \leq D(\theta) < \frac{2}{4} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c1})(D(\theta) - 0.5)T_s, & \frac{2}{4} \leq D(\theta) < \frac{3}{4} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c1})(1 - D(\theta))T_s, & \frac{3}{4} \leq D(\theta) \leq 1 \end{cases} \quad (6-26)$$

$$\Delta I_2(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c2})D(\theta)T_s, & 0 \leq D(\theta) < \frac{1}{4} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c2})(0.5 - D(\theta))T_s, & \frac{1}{4} \leq D(\theta) < \frac{2}{4} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c2})(D(\theta) - 0.5)T_s, & \frac{2}{4} \leq D(\theta) < \frac{3}{4} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c2})(1 - D(\theta))T_s, & \frac{3}{4} \leq D(\theta) \leq 1 \end{cases} \quad (6-27)$$

对上述两式进行差值计算, 可得:

$$\Delta I_1(\theta) - \Delta I_2(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{L}(U_{c2} - U_{c1})D(\theta)T_s, & 0 \leq D(\theta) < \frac{1}{4} \\ \frac{1}{L}(U_{c2} - U_{c1})(0.5 - D(\theta))T_s, & \frac{1}{4} \leq D(\theta) < \frac{2}{4} \\ \frac{1}{L}(U_{c2} - U_{c1})(D(\theta) - 0.5)T_s, & \frac{2}{4} \leq D(\theta) < \frac{3}{4} \\ \frac{1}{L}(U_{c2} - U_{c1})(1 - D(\theta))T_s, & \frac{3}{4} \leq D(\theta) \leq 1 \end{cases} \quad (6-28)$$

根据(6-28)可知, 电流纹波偏差 $\Delta I_2(\theta) - \Delta I_1(\theta)$ 与 MISN 单元电压偏差 $U_{c2} - U_{c1}$ 呈正比例关系。给定电感值 $L = 20\mu\text{H}$ 和开关周期 $T_s = 16.7\mu\text{s}$, 图 6.13 给出了不同占空比下电流纹波差值的变化曲线。当单元电压不均衡度从 10% 下降至 3% 时, 电流纹波差值随之减

小。这一结果表明，电流纹波差值可作为评估 MISN 电压均衡状态的有效指标。

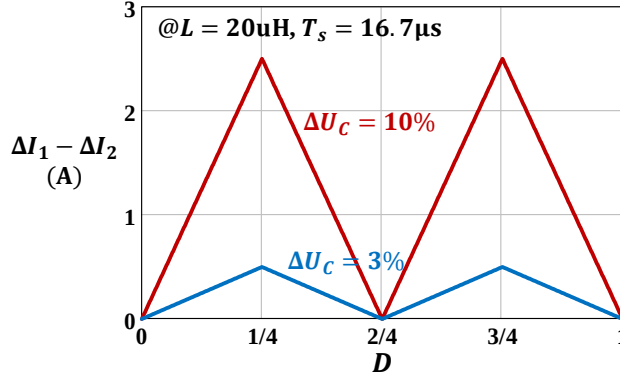


图 6.13 不同占空比下电流纹波差值曲线（2 单元）

3 单元 MISN-PFC 变换器占空比范围被分为六个区间。图 6.14 展示了相应占空比区间内的电感电压和电感电流波形，相应的电流纹波表达式分别为：

$$\Delta I_1(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c2} - U_{c3})D(\theta)T_s, & 0 \leq D(\theta) < \frac{1}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c1})(D(\theta) - 1/6)T_s, & \frac{1}{6} \leq D(\theta) < \frac{2}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c1})\left(\frac{1}{2} - D(\theta)\right)T_s, & \frac{2}{6} \leq D(\theta) < \frac{3}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c1})\left(D(\theta) - \frac{1}{2}\right)T_s, & \frac{3}{6} \leq D(\theta) < \frac{4}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c1})\left(\frac{5}{6} - D(\theta)\right)T_s, & \frac{4}{6} \leq D(\theta) < \frac{5}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c2} - U_{c3})(1 - D(\theta))T_s, & \frac{5}{6} \leq D(\theta) \leq 1 \end{cases} \quad (6-29)$$

$$\Delta I_2(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c1} - U_{c3})D(\theta)T_s, & 0 \leq D(\theta) < \frac{1}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c2})\left(D(\theta) - \frac{1}{6}\right)T_s, & \frac{1}{6} \leq D(\theta) < \frac{2}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c2})\left(\frac{1}{2} - D(\theta)\right)T_s, & \frac{2}{6} \leq D(\theta) < \frac{3}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c2})\left(D(\theta) - \frac{1}{2}\right)T_s, & \frac{3}{6} \leq D(\theta) < \frac{4}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c2})\left(\frac{5}{6} - D(\theta)\right)T_s, & \frac{4}{6} \leq D(\theta) < \frac{5}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c1} - U_{c3})(1 - D(\theta))T_s, & \frac{5}{6} \leq D(\theta) \leq 1 \end{cases} \quad (6-30)$$

$$\Delta I_3(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c1} - U_{c2})D(\theta)T_s, & 0 \leq D(\theta) < \frac{1}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c3})\left(D(\theta) - \frac{1}{6}\right)T_s, & \frac{1}{6} \leq D(\theta) < \frac{2}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c3})\left(\frac{1}{2} - D(\theta)\right)T_s, & \frac{2}{6} \leq D(\theta) < \frac{3}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c3})\left(D(\theta) - \frac{1}{2}\right)T_s, & \frac{3}{6} \leq D(\theta) < \frac{4}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c3})\left(\frac{5}{6} - D(\theta)\right)T_s, & \frac{4}{6} \leq D(\theta) < \frac{5}{6} \\ \frac{1}{L}(U_i(\theta) - U_{c1} - U_{c2})(1 - D(\theta))T_s, & \frac{5}{6} \leq D(\theta) \leq 1 \end{cases} \quad (6-31)$$

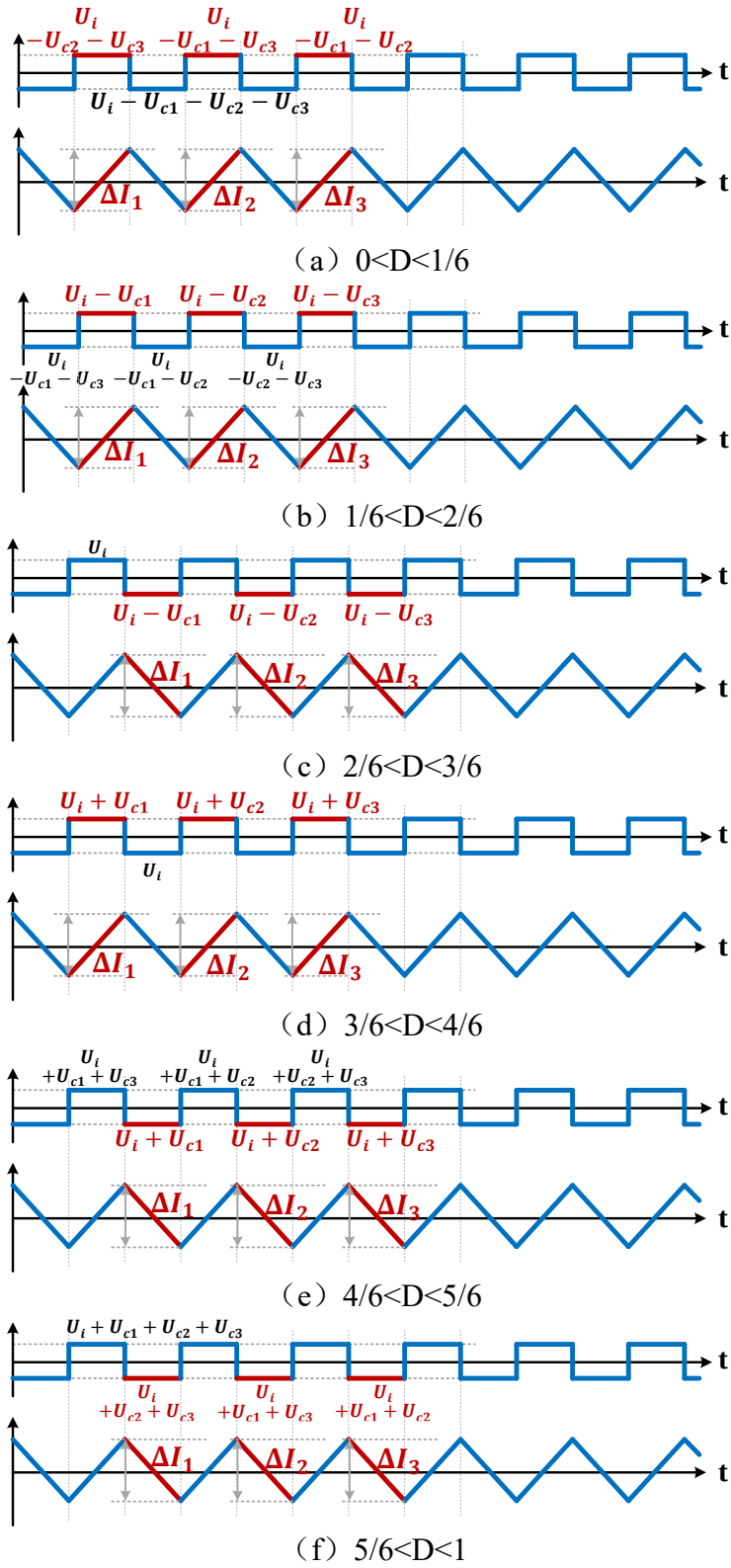


图 6.14 不同占空比范围内电感电流纹波与单元电压的关系 (3 单元)

将(6-30)和(6-31)分别与(6-29)作差可得电流纹波偏差为：

$$\Delta I_1(\theta) - \Delta I_2(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{L}(U_{c1} - U_{c2})D(\theta)T_s, & 0 \leq D(\theta) < \frac{1}{6} \\ \frac{1}{L}(U_{c2} - U_{c1})\left(D(\theta) - \frac{1}{6}\right)T_s, & \frac{1}{6} \leq D(\theta) < \frac{2}{6} \\ \frac{1}{L}(U_{c2} - U_{c1})\left(\frac{1}{2} - D(\theta)\right)T_s, & \frac{2}{6} \leq D(\theta) < \frac{3}{6} \\ \frac{1}{L}(U_{c2} - U_{c1})\left(D(\theta) - \frac{1}{2}\right)T_s, & \frac{3}{6} \leq D(\theta) < \frac{4}{6} \\ \frac{1}{L}(U_{c2} - U_{c1})\left(\frac{5}{6} - D(\theta)\right)T_s, & \frac{4}{6} \leq D(\theta) < \frac{5}{6} \\ \frac{1}{L}|U_{c1} - U_{c2}|(1 - D(\theta))T_s, & \frac{5}{6} \leq D(\theta) \leq 1 \end{cases} \quad (6-32)$$

$$\Delta I_1(\theta) - \Delta I_3(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{L}(U_{c1} - U_{c3})D(\theta)T_s, & 0 \leq D(\theta) < \frac{1}{6} \\ \frac{1}{L}(U_{c3} - U_{c1})\left(D(\theta) - \frac{1}{6}\right)T_s, & \frac{1}{6} \leq D(\theta) < \frac{2}{6} \\ \frac{1}{L}(U_{c3} - U_{c1})\left(\frac{1}{2} - D(\theta)\right)T_s, & \frac{2}{6} \leq D(\theta) < \frac{3}{6} \\ \frac{1}{L}(U_{c3} - U_{c1})\left(D(\theta) - \frac{1}{2}\right)T_s, & \frac{3}{6} \leq D(\theta) < \frac{4}{6} \\ \frac{1}{L}(U_{c3} - U_{c1})\left(\frac{5}{6} - D(\theta)\right)T_s, & \frac{4}{6} \leq D(\theta) < \frac{5}{6} \\ \frac{1}{L}(U_{c1} - U_{c3})(1 - D(\theta))T_s, & \frac{5}{6} \leq D(\theta) \leq 1 \end{cases} \quad (6-33)$$

基于上述表达式，可绘制 3 单元 MISN-PFC 变换器在不同占空比下电流纹波差值与单元电压不均衡度的关系曲线，如图 6.15 所示，其中 $L = 20\mu\text{H}$ ， $T_s = 16.7\mu\text{s}$ 。同样，当不均压度减小时，电流纹波差值 $\Delta I_1(\theta) - \Delta I_2(\theta)$ 或 $\Delta I_1(\theta) - \Delta I_3(\theta)$ 随之减小。由于奇数单元两端的占空比区间的电流纹波与电压偏差的单调关系与中间占空比区间相反，在获取电流纹波后需注意其符号变化，以确保负反馈调节的正确性。当单元数继续增加时，通过类似的分析过程即可获得所需电流纹波差值的表达式。

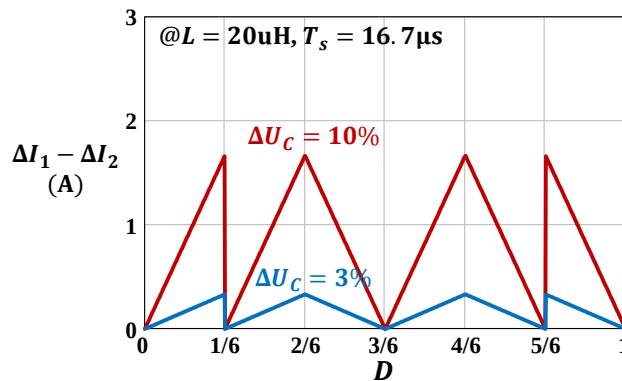


图 6.15 不同占空比下电流纹波差值曲线（以单元 2 为例）

6.3.2 基于电流纹波检测的均压控制实现方法

根据上一节的分析，电感电流纹波可作为 MISN 均压状态的间接表征。基于这一结论，

本节提出一种基于电流纹波检测的均压控制策略，其框图如图 6.16 红色部分所示。为了使均压控制匹配原有的 MISN 电压控制环路，将 MISN 单元分为主、从两种单元，主单元指 MISN 电压环闭环控制的单元，从单元则采用共同占空比控制。均压控制通过检测电流纹波获取从单元与主单元的电压偏差信息，然后使用 PI 环节计算得到占空比微调值 ΔD_x ，将其与共同占空比 D 相加即得到从单元占空比 D_x 。此外，为了减小均压环对电感电流平均值的影响，需要保证 MISN 各单元占空比之和不变，故将共同占空比 D 减去各从单元的占空比微调值得到主单元占空比 D_1 。

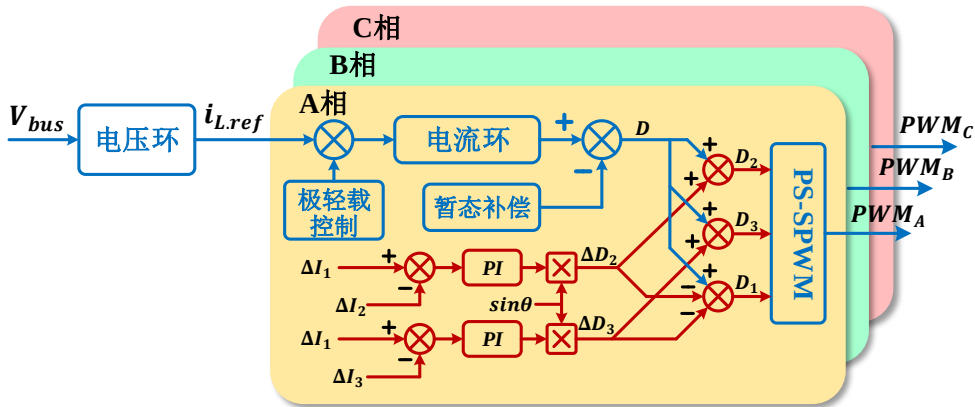


图 6.16 基于电流纹波检测的均压控制策略

电感电流纹波的获取方式如图 6.17 所示，首先，FPGA 检测各单元四路驱动信号的上升沿，并据此生成采样触发信号。随后，利用这些采样信号触发 DSP 的 ADC 模块，对电感电流的峰值或谷值进行采样，并通过 DMA 将采样数据连续存储至预定数组中。最后，根据前述定义的不同占空比区间电流纹波与驱动信号边沿的对应关系，对数组中缓存数据进行处理，从而计算出所需纹波电流差值。

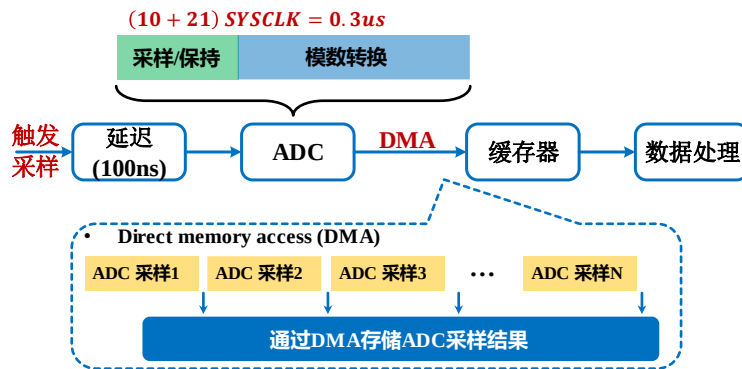


图 6.17 电流纹波采样数据存储与处理流程图

图 6.18 展示了 3 单元 MISN 采样触发信号获取方式，为了简化硬件采样端的逻辑设计，以 MISN 各单元驱动信号上升沿作为采样触发信号，总数为 $4N_c$ ，对应电感电流所有的峰值与谷值信息。得益于倍频效果，同一信息被采样两次。本章使用的 DSP(TMS280049C)

含有三路独立 ADC，可以同步对三相电感电流进行采样，每次 ADC 的工作持续时间（包括采样保持与模数转换）设置在 $0.3\mu\text{s}$ 左右。图 6.19 给出了 $2/6 < D < 3/6$ 范围内，边界点和区间中点位置电感电流以及电感电压波形，以第三代样机（3 单元，40kHz）为例，电感电流周期为 $4.17\mu\text{s}$ （240kHz）。然而，在边界处，电流占空比可能为 0 或 1，导致无法连续采样峰值和谷值。为解决这一问题，在采样过程中引入了 ADC 完成标志位的判断：若发生采样触发冲突，则表明当前电流纹波形状不适合采样，应予以屏蔽。此外，也可通过精细调整采样点位置解决此问题，但考虑到硬件设计的通用性，本节不对此方法展开进一步讨论。

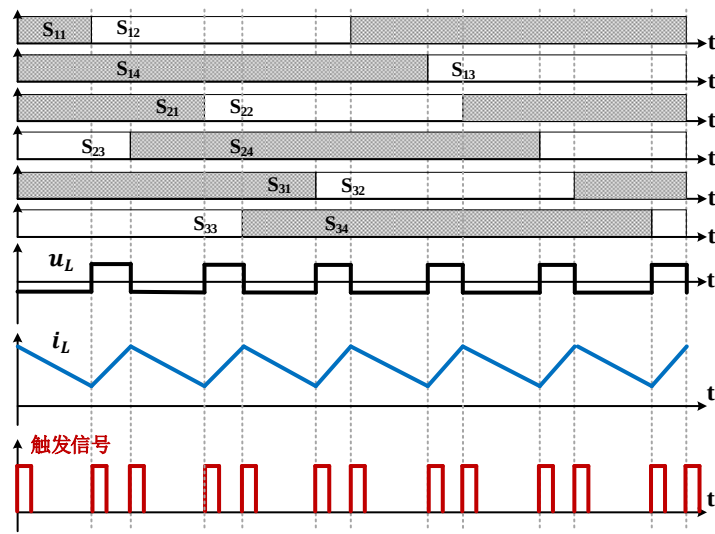
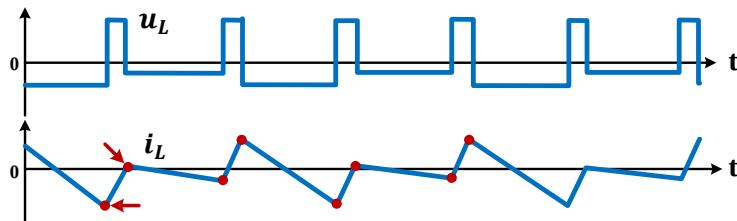
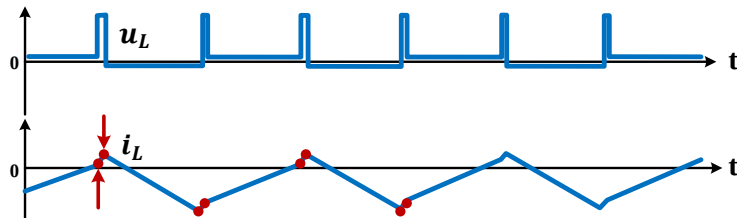


图 6.18 采样触发信号获取与电感电流对应关系



(a) $D=5/12$ (区间中点)



(b) $D=2/6$ (区间端点)

图 6.19 同一占空比区间内电感电压与电感电流对比 ($2/6 < D < 3/6$)

除采样逻辑和均压控制算法外，电流采样的精度对均压控制效果至关重要。由于采样目标为电流的峰值和谷值，采样电路的带宽需超过电感电流频率的 10 倍以上。针对第三

代样机 240kHz 的纹波电流，本节选用了标称带宽为 5MHz 的 ACS37030 电流传感器。图 6.20 所示为样机工作时采样芯片输出信号的波形，电流探头测得的电感电流波形与电流采样芯片输出信号基本重合，失真度较低。考虑到 MISN 器件采用硬开关工作方式，为减少电磁干扰，必须尽量减小电流采样输出至 ADC 输入端口的回路尺寸。在实验中，采用同轴线传输信号以优化抗干扰性能。

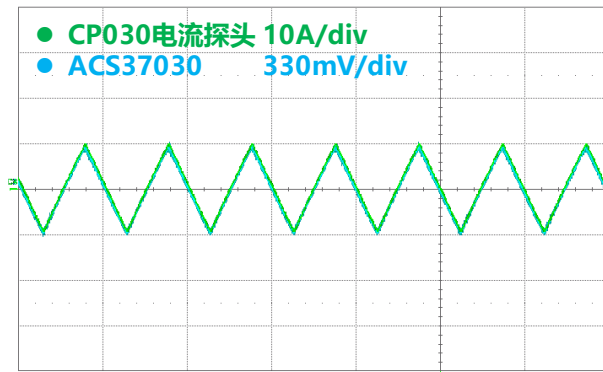


图 6.20 电流采样效果对比

图 6.21 展示了电压采样电路与纹波电流采样电路尺寸对比，隔离电压采样电路采用 NSi1311+OPA196 两级结构，将 MISN 单元电压转换成 0~3.3V 电压后输出至 ADC，同时隔离电压采样需要同时配备隔离的 5V 供电模块，整个电压采样板尺寸约为 40mm*16mm*5.5mm。而电流采样电路采用 ACS37030+OPA196 两级结构，因其芯片无需独立供电，采样板尺寸可缩减至 8mm*16mm*3mm。那么对于三相 MISN-PFC 变换器，基于电压采样的方案需使用 9 块隔离电压采样板，而基于电流纹波采样的方案仅需 3 块隔离电压采样板和 3 块电流采样板，总体积约为前者的 1/3，有效降低了硬件复杂度。

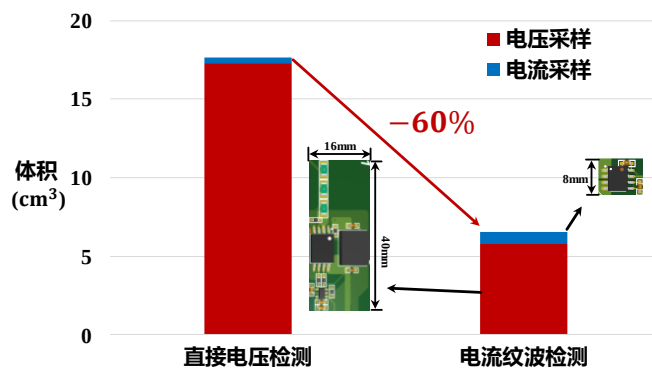


图 6.21 不同均压控制策略采样电路体积对比

6.4 实验验证

基于第三代样机对本章提出的 MISN 均压分析模型以及均压控制策略进行验证。通过实验测试发现，当使用同批次器件时，MISN 各单元之间的均压表现良好，可判定此时电路不存在明显的参数偏差。为进一步分析系统在参数偏差下的性能，通过对从单元施加占

空比偏差或在电容上并联电阻,模拟实际应用中可能出现的参数偏差,以评估其对均压度的影响及控制策略的有效性。

图 6.22 所示为不同占空比偏差下, MISN 从单元不均压度测试结果,虚线表示均压分析模型计算值,菱形代表实验测试结果。实验结果与理论计算高度吻合,验证了所提模型的准确性。对比空载以及满载下的数据可知,电感电流越大, MISN-PFC 变换器对参数偏差越敏感,故仅需评估满载工况下的 MISN 均压性能。不同损耗偏差下 MISN 的不均压度测试结果如图 6.23 所示,通过在从单元电容上并联电阻,定量控制损耗偏差,损耗偏差越大,不均压度越大,且实验测试与模型计算结果误差较小。若将 5% 的不均压度设为 MISN 的性能上限,则对应的最大允许占空比偏差为 10ns,最大损耗偏差为 1W。这一结果表明 MISN-PFC 变换器的容错能力有限,对参数偏差的兼容性有待提升。

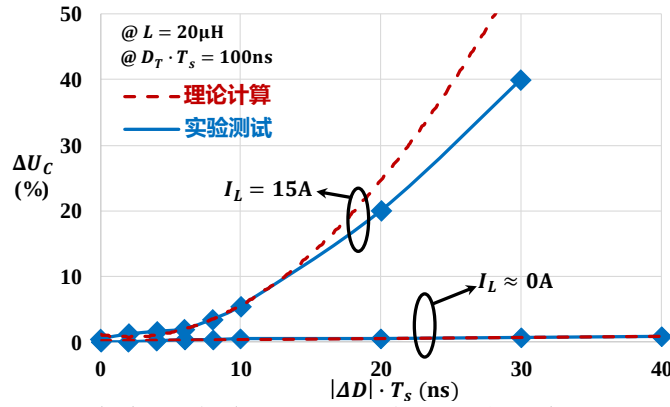


图 6.22 不同占空比偏差下 MISN 单元不均压度 ($\Delta Loss = 0$)

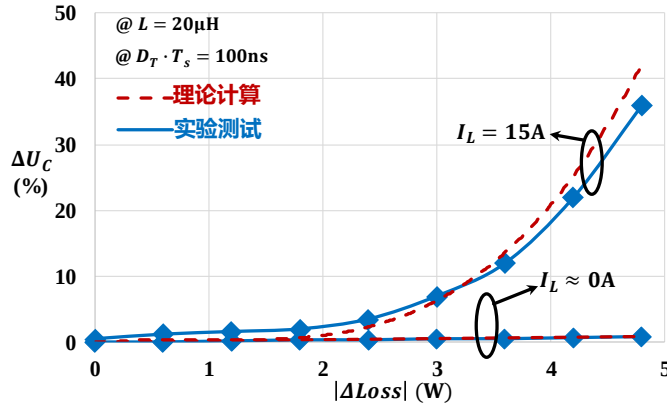


图 6.23 不同损耗偏差下 MISN 单元不均压度 ($\Delta D = 0$)

为提高样机的鲁棒性并增强其对参数偏差的适应能力,加入基于电流纹波检测的均压控制方法。图 6.24 展示了 2 单元工作时均压控制的调节过程。在初始条件下,从单元电压偏高约 20V (不均压度 16.7%),在黑色虚线标示的时刻启用均压控制,在经过 3s 的调节过程, MISN 重新达到均压的稳态。由于均压控制环路速度低于 MISN 电压环,主单元电压在此期间保持基本稳定。

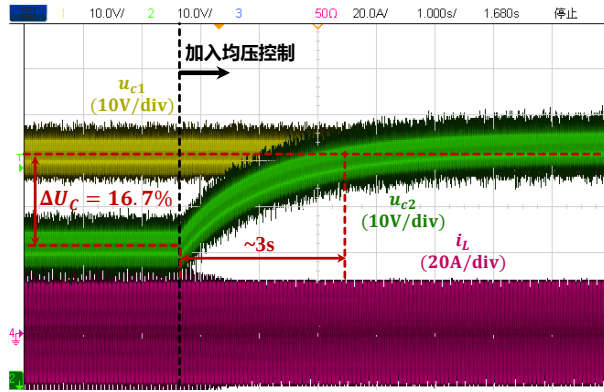


图 6.24 基于电流纹波检测的均压控制调节过程（2 单元）

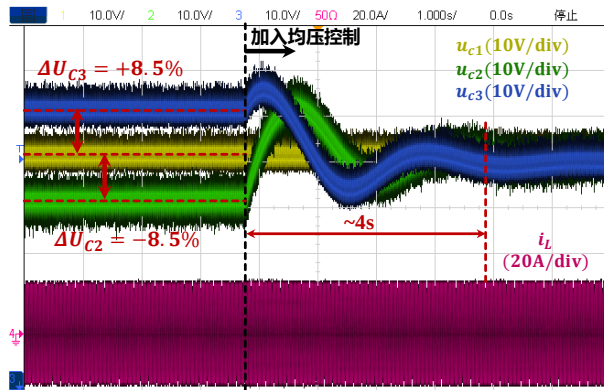
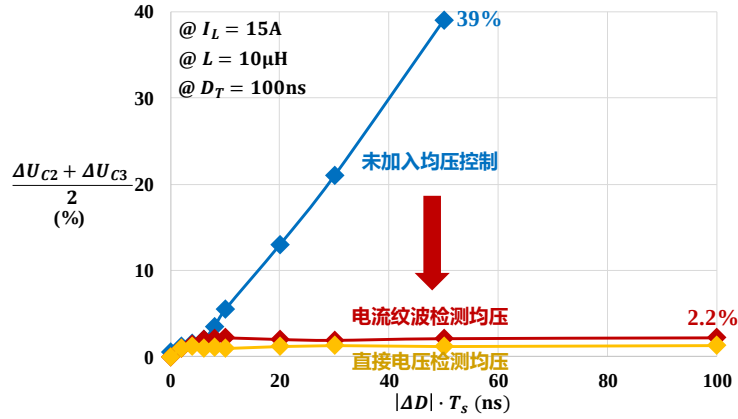
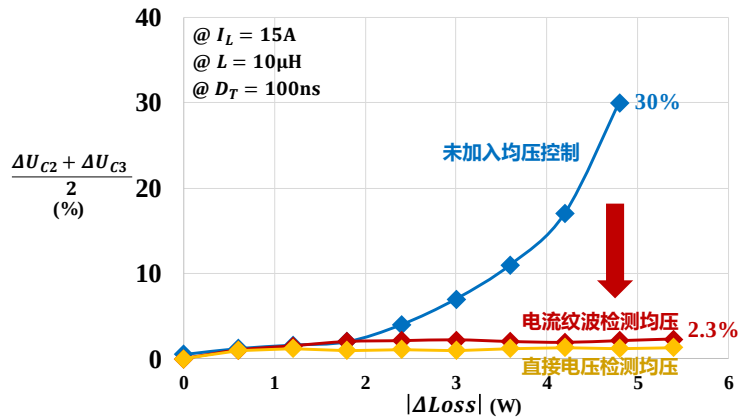


图 6.25 基于电流纹波检测的均压控制调节过程（3 单元）

进一步验证 3 单元工作时均压控制效果，实验测试波形如图 6.25 所示。初始状态下，从单元 2 电压偏低 10V（不均压度 8.5%），从单元 3 电压偏高 10V（不均压度 8.5%）。在黑色虚线时刻加入均压控制后，经过约 4 秒的暂态调节，系统达到均压状态。实验结果表明，该控制方法能够有效减小多单元间的电压偏差。

为全面评估所提出的均压控制策略，在满载条件下对比了三种情况的均压效果：未加入均压控制、基于电压采样的均压控制以及基于电流纹波检测的均压控制，测试结果分别如图 6.26 和图 6.27 所示，以多个从单元平均不均压度作为纵坐标。实验数据显示，当占空比偏差在 100ns 以内或损耗偏差在 5W 以内时，两种均压控制方法均能将不均压度抑制在 2% 左右，控制效果相当。这表明基于电流纹波检测的方法在性能上可与传统方法媲美，同时在硬件实现上具有优势。

图 6.26 不同均压控制效果对比 ($\Delta Loss = 0$)图 6.27 不同均压控制效果对比 ($\Delta D = 0$)

6.5 本章小结

为了评估 MISN-PFC 变换器的电压均衡能力, 本章聚焦 MISN 驱动信号以及单元损耗, 对变换器进行参数敏感性分析, 评估电路参数发生偏差时系统的电压均衡性能。首先, 通过模态分析构建考虑占空比和损耗偏差的 MISN 充放电模型, 从而定量评估参数偏差对 MISN 不均压度的影响。研究结果表明, 当占空比偏差或损耗偏差超过某一阈值时, MISN 的不均压度会快速增加。针对上述不均压问题, 本章提出了一种基于电流纹波检测的均压控制策略。该控制策略基于电感电流纹波与单元电压之间的耦合关系, 从电流纹波中提取电压相关信息, 并结合高速采样和信号处理技术, 实现对 MISN 电压偏差的间接测量。与传统基于电压采样的均压控制方法相比, 本章提出的均压控制策略大幅减少了电压采样所需的硬件负担, 采样电路的尺寸减小超过 60%。根据实验测试结果, 在占空比偏差范围 100ns 以内或损耗偏差范围 5W 以内的条件下, 所提出控制策略能够将不均压度稳定控制在 2%左右, 与传统电压采样方案的控制效果相当, 充分验证了所提策略在实际应用中的有效性和可靠性。

第7章 总结与展望

7.1 本文工作总结

随着电动汽车技术的迅猛发展,动力电池容量持续提升,对大功率车载充电机(OBC)的需求也日益增长。为在有限车载空间内提升供电能力,OBC需在维持原有损耗与尺寸约束的前提下提升传输功率,从而对其效率与功率密度提出了更高要求。本文面向OBC装置对高效高功率密度大功率三相PFC变换器的需求,针对传统方案中电感与滤波器体积过大,制约系统功率密度提升的问题,重点剖析了多电平拓扑在高效率高功率密度三相PFC应用中的优势,并提出一种更适用于车载应用的多电平方案。在此基础上,研究了所述多电平方案的优化设计方法及控制策略。本文的主要创新点归纳为以下几方面:

- 针对现有模块化的多电平拓扑在两级式OBC中因多母线结构而导致系统复杂度高、低压电容体积过大的问题,本文提出一种新型的模块化感性开关网络PFC变换器及其控制策略。该拓扑仅能够显著减小电感伏秒,提升变换器功率密度,而且具备高度模块化的多电平单元和单母线结构。

模块化单元结构可有效降低单元间的影响,有助于实现可靠的电路保护和冗余设计。然而,此类拓扑通常引入多个直流母线,使用时需配套多路隔离DC-DC变换器,导致系统结构复杂,并带来共模干扰及电容体积过大等问题。对此,本文在第二章中分析了现有模块化的多电平拓扑的功率传输方式,揭示了单元模块化与直流母线结构之间的内在关联,在此基础上提出了一种兼具模块化特性和单直流电压母线的多电平拓扑——模块化感性开关网络(Modular Inductive Switching Network, MISN)变换器。针对该拓扑,本文进一步研究了MISN-PFC变换器的工作原理,提出了适用于该电路的三环路控制策略及环路设计方法。基于第一代10kW样机测试了该方案的性能,样机功率密度达到了20kW/L,峰值效率约99%,初步验证了所提拓扑在三相高效高密度PFC应用中的优势。

- 针对MISN-PFC变换器电路参数众多、缺乏系统性设计方法的问题,本文提出一种多变量层级化协同设计方法,综合考虑变换器的损耗以及体积,能够根据效率目标高效地确定实现变换器最优功率密度所需电路参数,其效率设计误差小于10%。

多电平PFC变换器涉及多个设计变量,如单元数、开关频率、器件耐压等级、无源元件参数等。为实现高效率与高功率密度的目标,现有应用多以经验法为主,缺乏系统性优化设计方法,未能充分挖掘多电平拓扑的潜力。此外,不同拓扑结构对设计方法具有显著影响,需结合具体电路运行机制进行适应性调整,以保证设计与拓扑特性相匹配。针对这

一问题,本文第三章针对 MISN-PFC 变换器的设计方法展开研究。首先建立了以 MISN 开关器件为核心的损耗模型和关键元件的体积模型,揭示了参数之间的耦合机制。进而基于层级化设计思想,将复杂的高维多目标优化问题分解为多个降维的子优化过程,在实现损耗与体积协同优化的同时,显著降低了设计复杂度。与传统两电平变换器相比,MISN-PFC 变换器在损耗和无源元件体积方面均显著降低。优化后的第二代样机功率密度达到 26kW/L,满载效率提升至 99%,较第一代样机提高约 0.5%,且损耗设计误差控制在 10% 以内,有效验证了理论模型的准确性与所提设计方法的可行性。

- 针对宽直流母线电压范围导致三相 MISN-PFC 变换器效率与功率密度下降的问题,本文基于量化分析直流母线电压对电路元件损耗以及体积的影响,提出一种基于三电平工频整流桥的拓扑优化方案,在保持原有高效率与高功率密度指标的同时,显著拓宽了直流母线电压的调节范围。

尽管宽直流母线电压范围有助于减小后级 DC-DC 变换器的电压增益范围,从而降低其在充电过程中的能量损耗,但也会导致 MISN 电压应力升高和缓冲能量增大。定量分析表明,当直流母线电压从 550V 提升至 900V 时,MISN-PFC 变换器主要元件(电感、MISN 电容、MISN 电路)的体积增大一倍以上,所需单元数增加至 16 个,所需器件数量翻倍。为解决这一问题,本文第四章量化分析了直流母线电压对 MISN 的影响,揭示了工频整流桥多电平调制对降低电压应力和缓冲能量的作用机理,并进一步提出采用阶梯波电平叠加方法以减小 MISN 的电压应力和缓冲能量。在综合考虑实施复杂度与不同电平拓扑的优化效果后,选用 T 型三电平结构对原方案进行拓扑优化。相较于两电平工频整流桥,采用三电平工频整流桥的 MISN-PFC 变换器在 900V 母线电压下可实现电压应力与缓冲能量降低约 60%,同时电路主要元件体积减少 50%。最后,研制了 550V~900V 宽直流母线电压范围的第三代样机,其功率密度达到 24.6kW/L,满载 10kW 时效率约 99.1%,与第二代样机指标相近。此外,该样机基于 200V GaN HEMT 构建 MISN,单元数减少了一半,进一步降低了系统复杂度。

- 针对 MISN-PFC 变换器在极轻载工况下因整流桥斩波角趋于饱和而引起的电压环路振荡问题,本文基于功率传输模型揭示了仅使用基波频段控制 MISN 电压的局限性,进而提出一种基于谐波功率补偿的极轻载控制策略,通过在谐波频段维持 MISN 功率平衡,实现了 MISN-PFC 变换器全负载范围内稳定运行。

在极轻载工况下,MISN-PFC 变换器的实际工作状态与理论分析存在较大偏差,并伴随电压环路振荡。对此,本文第五章通过分析该工况下的功率传输特性,发现 MISN 损耗

在输入功率中的占比显著上升,导致 MISN 端口电压基波分量增大,进而引起工频整流桥斩波角增加。随着负载趋近于空载,斩波角逐渐接近其上限,造成直流母线电压环失效。同时,因 MISN 电压环的频率响应特性对负载变化较为敏感,在空载附近也会出现环路失效。因此,原有控制策略难以适用于极轻载工况,限制了三相 MISN-PFC 变换器的实际应用。为解决该问题,本文提出一种基于谐波功率补偿的极轻载控制策略,通过在谐波频段建立新的 MISN 功率传输路径,定向补偿 MISN 所需功率,从而实现 MISN 电压稳定。该策略还能够将斩波角与功率控制解耦,确保直流母线电压环的稳定性。基于第三代样机进行实验测试,所提控制策略有效解决了极轻载下的电压振荡问题,并通过负载跳变测试进一步证明了系统具有良好的动态稳定性与控制策略切换可靠性。

- 针对 MISN-PFC 变换器多单元电压采样电路体积大的问题,本文提出一种基于电流纹波检测的均压控制策略,通过将电压检测转换为电流纹波检测,显著降低了均压控制系统对硬件资源和物理空间的占用。

由于 MISN 单元处于悬浮电位,传统均压控制方法需采用隔离型电压采样电路实现准确采样,导致采样部分体积较大。对此,本文提出一种基于电流纹波检测的均压控制策略,利用电感电流纹波与单元电压之间的耦合关系,并结合高速采样和信号处理技术,从电流纹波中提取电压相关信息,实现对 MISN 电压偏差的间接测量。相较于传统电压采样方案,该策略显著减轻了硬件复杂度,采样电路尺寸减小了 60%。根据实验测试结果,在占空比偏差不超过 100 ns 或损耗偏差不超过 5 W 的条件下,该策略能够将 MISN 的不均压度控制在 2%以内,控制效果与传统方法相当,验证了其在实际应用中的有效性与可行性。

7.2 后续研究展望

MISN 多电平拓扑在减小磁元件体积和降低器件损耗方面优势显著，对提升三相 PFC 变换器的效率与功率密度具有重要意义。本文围绕 MISN-PFC 变换器在车载充电机中的应用，重点开展了多电平电路拓扑设计、多目标多变量优化方法以及多电平 PFC 控制策略等方面的研究，初步探索并部分解决了若干关键问题。然而，本研究仍存在一些有待深入探讨的方面，包括：

- 在环路设计方面，本文目前主要基于连续 s 域方法分析了 MISN-PFC 变换器的环路 Bode 图，并据此进行控制器设计，尚未充分评估数字控制离散化对环路性能的影响。后续研究可从 z 域角度直接开展离散环路分析与设计，以提升建模准确性，并可进一步引入离散域控制策略，以改善系统的动态响应性能。
- 在参数设计层面，本文主要聚焦于效率与功率密度的优化。未来应对 EMI 抑制、辅助电源设计、软启动机制等实际工程问题开展系统研究，以提升系统的实用性与可靠性。
- 本文通过工频整流桥的多电平化，在宽直流母线电压范围内实现了 MISN-PFC 变换器的高效率和高功率密度。当前设计以最大直流母线电压确定 MISN 工作电压，后续可研究在母线电压降低时动态调整 MISN 电压的控制策略，从而进一步提高低压工况下的转换效率。
- 在极轻载稳压控制方面，本文采用谐波频段功率补偿实现了电压稳定。未来可基于不同谐波电压的幅值与相位特性，结合斩波角动态优化谐波电流的注入策略，从而最小化总谐波电流有效值，进一步提高控制精度与效率。
- 本文所建立的均压分析模型目前仅针对两单元结构，并主要考虑了占空比偏差和损耗偏差两类参数。后续工作可扩展至更多单元情形，并考察更多类型的参数偏差对系统均压性能的影响。
- 本文研究集中于 AC-DC 变换模式，然而对于车载充电机（OBC）应用，DC-AC 逆变功能同样不可或缺。从原理上看，MISN-PFC 变换器具备双向运行能力，未来可重点研究其在并网及离网条件下的双向运行机理与控制方法。

参考文献

- [1] International Energy Agency. World Energy Outlook 2023[R/OL]. <https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2023>.
- [2] Energy Institute. Statistical Review of World Energy 2024[R/OL]. [Home | Statistical Review of World Energy](#).
- [3] U.S. Energy Information Administration. International Energy Outlook 2023[R/OL]. <https://www.eia.gov/outlooks/ieo/>.
- [4] United Nations Environment Programme. Emissions Gap Report 2024[R/OL]. [Emissions Gap Report 2024 | UNEP - UN Environment Programme](#).
- [5] Intergovernmental Panel on Climate Change. AR6 Synthesis Report: Climate Change 2023[R/OL]. <https://www.ipcc.ch/report/ar6/syr/>.
- [6] World Health Organization. Global Air Quality Guidelines 2021[R/OL]. <https://www.who.int/publications/i/item/9789240034228>.
- [7] United Nations Framework Convention on Climate Change. The Paris Agreement[R/OL]. <https://unfccc.int/process-and-meetings/the-paris-agreement/the-paris-agreement>.
- [8] European Commission. European Green Deal[R/OL]. https://ec.europa.eu/info/strategy/priorities-2019-2024/european-green-deal_en.
- [9] 国务院. 关于完整准确全面贯彻新发展理念做好碳达峰碳中和工作的意见[R/OL]. http://www.gov.cn/zhengce/2021-10/24/content_5644613.htm.
- [10] International Renewable Energy Agency. Renewable Power Generation Costs 2023[R/OL]. [Renewable Power Generation Costs in 2023](#).
- [11] International Renewable Energy Agency. Innovation Outlook: Smart Charging for EVs 2021[R/OL]. [Innovation Outlook: Smart charging for electric vehicles](#).
- [12] National Renewable Energy Laboratory. Integrating Electric Vehicles into the Grid[R/OL]. [Integrating Electric Vehicles into the Grid - National Renewable Energy Laboratory](#).
- [13] United Nations. 我们在中国围绕可持续发展目标的工作[R/OL]. [可持续发展目标 | 联合国在中国](#).
- [14] Roland Irle. Global EV Sales Report 2023[R/OL]. [Global EV Sales for 2023 - EV Volumes](#).
- [15] 中国汽车工业协会. 中国新能源汽车产业发展年度报告 2023[R/OL]. <http://www.caam.org.cn/>.
- [16] European Parliament. Regulation on the Phase-out of New Internal Combustion Engine Vehicles[R/OL]. [EU ban on the sale of new petrol and diesel cars from 2035 explained | Topics | European Parliament](#).
- [17] California Air Resources Board. Advanced Clean Cars II Regulation[R/OL]. [Advanced Clean Cars II | California Air Resources Board](#).
- [18] 中华人民共和国财政部. 关于延续新能源汽车免征车辆购置税政策的公告[R/OL]. [关于延续新能源汽车免征车辆购置税政策的公告 国务院部门文件 中国政府网](#).
- [19] European Commission. Alternative Fuels Infrastructure Regulation (AFIR)[R/OL]. [Alternative Fuels Infrastructure - European Commission](#).
- [20] 中华人民共和国工业和信息化部. 新能源汽车产业发展规划（2021-2035）中期评估报告[R/OL]. [新能源汽车产业发展规划（2021—2035年）](#).
- [21] SNE Research. Global EV Battery Market Analysis 2023[R/OL]. <https://www.sneresearch.com/>.
- [22] Tesla, Inc. Shanghai Gigafactory Production Efficiency Report[R/OL]. [Tesla Giga Shanghai production figures show more efficient manufacturing](#).
- [23] J.D. Power. 2023 China New Energy Vehicle Experience Index Study[R/OL]. [2023 China New Energy Vehicle Customer Experience Value Index \(NEV-CXVI\) Study | J.D. Power](#).
- [24] Consumer Reports. Electric Vehicle Ownership Survey 2023[R/OL]. [CR 2023EV-Survey Factsheet Final.pdf](#).
- [25] International Energy Agency. Global EV Outlook 2024[R/OL]. [Global EV Outlook 2024 – Analysis - IEA](#).
- [26] Lauritz Fischer, Felix Rupalla, Shivika Sahdev, and Ali Tanweer. A new EV survey: What consumers want in charging[R/OL]. [A new EV survey: What consumers want in charging | McKinsey](#).
- [27] Lily H, Catherine L, Destenie N, et al. Finding gaps in the national electric vehicle charging station coverage of the United States[J]. Nature Communications, 2025, 16: 561.

- [28] Mohan B, Indragandhi V, Vishnu S, et al. A review on electric vehicle: Technologies, energy trading, and cyber security [J]. *Energy Reports*, 2022, 8: 9662-9685.
- [29] International Energy Agency. Global EV Outlook 2023[R/OL]. <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2023>.
- [30] Jia Y, Vigna K, Kang M, et al. A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects [J]. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2015, 49: 365-385.
- [31] BYD. DM-i Technical Specifications[R/OL]. [2024 BYD Seal U DM-i 1.5L \(218 Hp\) Plug-in Hybrid E-CVT | Technical specs, data, fuel consumption, Dimensions](#).
- [32] Tesla. Model S Plaid Battery Specifications[R/OL]. [Model S | Tesla](#).
- [33] BloombergNEF. Electric Vehicle Outlook 2023[R/OL]. [Electric Vehicle Outlook 2023 | Bloomberg Professional Services](#).
- [34] CATL. Qilin Battery Technology Report[R/OL]. [CATL launches CTP 3.0 battery “Qilin,” achieves the highest integration level in the world](#).
- [35] Benchmark Mineral Intelligence. EV Battery Capacity Report[R/OL]. [Benchmark Mineral Intelligence | Benchmark Mineral Intelligence](#).
- [36] J.D. Power. EV Charging Experience Study[R/OL]. [Car Reviews, Ratings & Awards | J.D. Power and Associates](#).
- [37] Wouters H, Martinez W. Bidirectional Onboard Chargers for Electric Vehicles: State-of-the-Art and Future Trends [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(1): 693-716.
- [38] Khaligh A, D'Antonio M. Global Trends in High-Power On-Board Chargers for Electric Vehicles [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(4): 3306-3324.
- [39] Ali A, Mousa H H H, Shaaban M F, et al. A Comprehensive Review on Charging Topologies and Power Electronic Converter Solutions for Electric Vehicles [J]. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 2024, 12(3): 675-694.
- [40] Ghosh R, Narayanan G. Control of Three-Phase, Four-Wire PWM Rectifier [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23(1): 96-106.
- [41] H. W. van der Broeck, H. -C. Skudelny and G. V. Stanke. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1988, 24(1): 142-150.
- [42] Wang X, Jiang C, Lei B, et al. Power-Loss Analysis and Efficiency Maximization of a Silicon-Carbide MOSFET-Based Three-Phase 10-kW Bidirectional EV Charger Using Variable-DC-Bus Control [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2016, 4(3): 880-892.
- [43] Stengert K. On-board 22 kW fast charger ‘NLG6’ [C]. *Proceedings of the World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, 2013.
- [44] Zhao H, Shen Y, Ying W, et al. A Single- and Three-Phase Grid Compatible Converter for Electric Vehicle On-Board Chargers [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(7): 7545-7562.
- [45] Papamanolis P, Krismer F, Kolar J W. 22 kW EV Battery Charger Allowing Full Power Delivery in 3-Phase as well as 1-Phase Operation [C]. *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, 2019: 1-8.
- [46] Papamanolis P, Bortis D, Krismer F, et al. New EV Battery Charger PFC Rectifier Front-End Allowing Full Power Delivery in 3-Phase and 1-Phase Operation [J]. *Electronics*, 2021, 10(17): 2069.
- [47] Wang H, Dusmez S, Khaligh A. Design and Analysis of a Full-Bridge LLC-Based PEV Charger Optimized for Wide Battery Voltage Range [J]. *IEEE transactions on vehicular technology*, 2014, 63(4): 1603-1613.
- [48] Shafiei N, Ordonez M, Craciun M, et al. Burst Mode Elimination in High-Power LLC Resonant Battery Charger for Electric Vehicles [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(2): 1173-1188.
- [49] Zhang Z, Liu C, Wang M, et al. High-Efficiency High-Power-Density CLLC Resonant Converter With Low-Stray-Capacitance and Well-Heat-Dissipated Planar Transformer for EV On-Board Charger [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(10): 10831-10851.
- [50] Zhang Z, Jin T, Xiao X, et al. A Novel Bidirectional Five-Level Multimode CLLC Resonant Converter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(6): 6972-6985.
- [51] Zhao L, Pei Y, Wang L, et al. Design Methodology of Bidirectional Resonant CLLC Charger for Wide Voltage Range Based on Parameter Equivalent and Time Domain Model [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(10): 12041-12064.
- [52] Wu F, Wang K, Hu G, et al. Overview of Single-Stage High-Frequency Isolated AC-DC Converters and Modulation Strategies [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(2): 1583-1598.

- [53] Schrittwieser L, Leibl M, Kolar J W. 99% Efficient Isolated Three-Phase Matrix-Type DAB Buck–Boost PFC Rectifier [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(1): 138-157.
- [54] Lu J, Liu G, Bai H, et al. Applying Variable-Switching-Frequency Variable-Phase-Shift Control and E-Mode GaN HEMTs to an Indirect Matrix Converter-Based EV Battery Charger [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2017, 3(3): 554-564.
- [55] Zinchenko D, Blinov A, Chub A, et al. High-Efficiency Single-Stage On-Board Charger for Electrical Vehicles [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(12): 12581-12592.
- [56] 6.6kW On-board Charger[EB/OL]. <http://www.zjevt.com/product/type/10015.html>.
- [57] 7.2kW On-board Charger[EB/OL]. <https://www.eaton.com.cn>.
- [58] Zinchenko D, Blinov A, Chub A, et al. High-Efficiency Single-Stage On-Board Charger for Electrical Vehicles [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(12): 12581-12592.
- [59] Zhang S, Lan G, Dong Z, et al. A High Efficiency two-stage ZVS AC/DC converter with all SiC MOSFET[C]. 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia). Kaohsiung, Taiwan: IEEE, 2017.163–169.
- [60] Department of Energy. Electrical and Electronics Technical Team Roadmap 2017[R/OL]. [us-drive-electrical-and-electronics-technical-team-roadmap](https://www.eaton.com.cn).
- [61] Sadilek T, Huber L, Jang Y, et al. Analysis, Design, and Performance Evaluation of SiC Active Soft-Switching Cell for 1-ph/3-ph Universal Voltage Input PFC for On-Board Charger Applications [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(1): 1204-1217.
- [62] Huang Z, Liu Z, Lee F C, et al. Critical-Mode-Based Soft-Switching Modulation for High-Frequency Three-Phase Bidirectional AC–DC Converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(4): 3888-3898.
- [63] Son G, Li Q. PCB Winding Coupled Inductor Design and Common-Mode EMI Noise Reduction for SiC-Based Soft-Switching Three-Phase AC–DC Converter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(12): 14514-14526.
- [64] Zhang D, Leontaris C, Huber J, et al. Optimal Synergetic Control of Three-Phase/Level Boost–Buck Voltage DC-Link AC/DC Converter for Very-Wide Output Voltage Range High-Efficiency EV Charger [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2024, 12(1): 28-42.
- [65] Miric S, Niklaus P S, Huber J, et al. Analysis and Experimental Verification of the EMI Signature of Three-Phase Three-Level TCM Soft-Switching Converter Systems [J]. *IEEE Access*, 2023, 11: 57391-57400.
- [66] Azurza Anderson J, Zulauf G, Papamanolis P, et al. Three Levels Are Not Enough: Scaling Laws for Multilevel Converters in AC/DC Applications [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(4): 3967-3986.
- [67] Qi Y, Wu X, Muhammad F. Mirror-Bridge Phase-Shift Modulation With Low Common-Mode Noise for Single-Phase CHB PFC [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(12): 13716-13725.
- [68] Chou D, Liao Z, Fernandez K, et al. An Interleaved 6-Level GaN Bidirectional Converter with an Active Energy Buffer for Level II Electric Vehicle Charging [C]. 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2021: 1203-1208.
- [69] Syu Y L, Liao Z, Fu N T, et al. Design and Control of A High Power Density Three-Phase Flying Capacitor Multilevel Power Factor Correction Rectifier [C]. 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2021: 613-618.
- [70] Singh B, Singh B N, Chandra A, et al. A review of single-phase improved power quality AC-DC converters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, 50(5): 962-981.
- [71] Kolar J W, Friedli T. The essence of three-phase PFC rectifier systems [C]. 2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011: 1-27.
- [72] Musumeci S, Bojoi R, Borlo S, et al. IGBT based Three Channel Interleaved PFC Boost Converter for Inverter Front-End Application [C]. 2019 AEIT International Annual Conference (AEIT), 2019: 1-6.
- [73] Tiwari S, Basu S, Undeland T M, et al. Efficiency and Conducted EMI Evaluation of a Single-Phase Power Factor Correction Boost Converter Using State-of-the-Art SiC Mosfet and SiC Diode [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, 55(6): 7745-7756.
- [74] Kouchaki A, Nymand M. High efficiency three-phase power factor correction rectifier using SiC switches [C]. 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), 2017: P.1-P.10.
- [75] G. Aiello, F. Gennaro and M. Cacciato. Advantages of SiC MOSFETs in High Frequency Bidirectional PFC Converters for Industrial Applications [C]. PCIM Europe digital days 2021; International

- Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2021: 1-5.
- [76] She X, Huang A Q, Lucía Ó, et al. Review of Silicon Carbide Power Devices and Their Applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 8193-8205.
- [77] Zhang C, Jasni J, Mohd Radzi M A, et al. Research and analysis of electromagnetic interference of a motor drive control system based on PMSM with SiC MOSFET for new energy electric vehicles [J]. Front. Energy Res, 2024.
- [78] Mezaroba M, Martins D C, Barbi I. A ZVS PWM three-phase inverter with active clamping technique using the reverse recovery energy of the diodes [C]. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), 2004: 4785-4790 Vol.6.
- [79] Xu D, Feng B, Li R, et al. A Zero Voltage Switching SVM (ZVS-SVM) Controlled Three-Phase Boost Rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(3): 978-986.
- [80] Li R, Xu D. A Zero-Voltage Switching Three-Phase Inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1200-1210.
- [81] He N, Chen M, Wu J, et al. 20-kW Zero-Voltage-Switching SiC-mosfet Grid Inverter With 300 kHz Switching Frequency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5175-5190.
- [82] He N, Zhu Y, Zhao A, et al. Zero-Voltage-Switching Sinusoidal Pulsewidth Modulation Method for Three-Phase Four-Wire Inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7192-7205.
- [83] Yuan X, Barbi I. Analysis, designing, and experimentation of a transformer-assisted PWM zero-voltage switching pole inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(1): 72-82.
- [84] Lai J S, Zhang J, Yu H, et al. Source and Load Adaptive Design for a High-Power Soft-Switching Inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(6): 1667-1675.
- [85] Yu W, Lai J S, Park S Y. An Improved Zero-Voltage Switching Inverter Using Two Coupled Magnetics in One Resonant Pole [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(4): 952-961.
- [86] Pereira T, Liserre M, Krischan K, et al. Minimizing Losses Induced by Parasitic Winding Capacitance in Electric Drives by Means of Soft-Switching GaN-Based ARCP [C]. 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2020: 3704-3711.
- [87] Su B, Zhang J, Lu Z. Totem-Pole Boost Bridgeless PFC Rectifier With Simple Zero-Current Detection and Full-Range ZVS Operating at the Boundary of DCM/CCM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 427-435.
- [88] Liu Z, Lee F C, Li Q, et al. Design of GaN-Based MHz Totem-Pole PFC Rectifier [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3): 799-807.
- [89] Huang Q, Yu R, Ma Q, et al. Predictive ZVS Control With Improved ZVS Time Margin and Limited Variable Frequency Range for a 99% Efficient, 130-W/in³ MHz GaN Totem-Pole PFC Rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 7079-7091.
- [90] Huang Q, Huang A Q. Review of GaN totem-pole bridgeless PFC [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2017, 2(3): 187-196.
- [91] Liu Z, Huang Z, Lee F C, et al. Digital-Based Interleaving Control for GaN-Based MHz CRM Totem-Pole PFC [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3): 808-814.
- [92] Zhang Q, Hu H, Zhang D, et al. A Controlled-Type ZVS Technique Without Auxiliary Components for the Low Power DC/AC Inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7): 3287-3296.
- [93] Amirahmadi A, et al. Hybrid ZVS BCM Current Controlled Three-Phase Microinverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 2124-2134.
- [94] Huang Z, Liu Z, Lee F C, et al. Critical-mode-based soft-switching modulation for three-phase inverters [C]. 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017: 167-174.
- [95] Zhang D, Zhang Q, Hu H, et al. High efficiency current mode control for three-phase micro-inverters [C]. 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012: 892-897.
- [96] Fan B, Wang Q, Burgos R, et al. Adaptive Hysteresis Current Based ZVS Modulation and Voltage Gain Compensation for High-Frequency Three-Phase Converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 1143-1156.
- [97] Franquelo L G, Rodriguez J, Leon J I, et al. The age of multilevel converters arrives [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2008, 2(2): 28-39.
- [98] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, IA-17(5): 518-523.

- [99] Cittanti D, Guacci M, Mirić S, et al. Comparative Evaluation of 800V DC-Link Three-Phase Two/Three-Level SiC Inverter Concepts for Next-Generation Variable Speed Drives [C]. 2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2020: 1699-1704.
- [100] Ma L, Kerekes T, Rodriguez P, et al. A New PWM Strategy for Grid-Connected Half-Bridge Active NPC Converters With Losses Distribution Balancing Mechanism [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5331-5340.
- [101] Deng Y, Li J, Shin K H, et al. Improved Modulation Scheme for Loss Balancing of Three-Level Active NPC Converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 2521-2532.
- [102] Guan Q X, et al. An Extremely High Efficient Three-Level Active Neutral-Point-Clamped Converter Comprising SiC and Si Hybrid Power Stages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8341-8352.
- [103] Najjar M, Kouchaki A, Nielsen J, et al. Design Procedure and Efficiency Analysis of a 99.3% Efficient 10kW Three-Phase Three-Level Hybrid GaN/Si Active Neutral Point Clamped Converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(6): 6698-6710.
- [104] Round S D, Karutz P, Heldwein M L, et al. Towards a 30 kW/liter, Three-Phase Unity Power Factor Rectifier [C]. 2007 Power Conversion Conference - Nagoya, 2007: 1251-1259.
- [105] Michael H. Ultra-compact and ultra-efficient three-phase PWM rectifier systems for more electric aircraft [D]. ETH Zurich, 2011.
- [106] Wang Q, Zhang X, Burgos R, et al. Design and Implementation of a Two-Channel Interleaved Vienna-Type Rectifier With >99% Efficiency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 226-239.
- [107] Schweizer M, Kolar J W. Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 899-907.
- [108] Leuenberger D, Biela J. Comparison of a soft switched TCM T-Type inverter to hard switched inverters for a 3 phase PV grid interface [C]. 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012: LS1d.1-1-LS1d.1-8.
- [109] Vollmaier F, Nain N, Huber J, et al. Performance Evaluation of Future T-Type PFC Rectifier and Inverter Systems with Monolithic Bidirectional 600 V GaN Switches [C]. 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2021: 5297-5304.
- [110] J. Huber and J. W. Kolar, "Monolithic Bidirectional Power Transistors," IEEE Power Electronics Magazine, 2023, 10(1): 28-38.
- [111] Miric S, Niklaus P S, Huber J, et al. Analysis and Experimental Verification of the EMI Signature of Three-Phase Three-Level TCM Soft-Switching Converter Systems [J]. IEEE Access, 2023, 11: 57391-57400.
- [112] Rohner G, Gfrörer T, Niklaus P S, et al. Comparative Evaluation of Three-Phase Three-Level GaN and Seven-Level Si Flying Capacitor Inverters for Integrated Motor Drives Considering Overload Operation [J]. IEEE Access, 2024, 12: 7356-7371.
- [113] Lee F C, Li Q. High-Frequency Integrated Point-of-Load Converters: Overview [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(9): 4127-4136.
- [114] Wang K, Qi Z, Li F, et al. Review of state-of-the-art integration technologies in power electronic systems [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2017, 2(4): 292-305.
- [115] Dong Z, Yan H, Fan Y, et al. A 3-D Integrated Power Module of GaN HEMTs Based on Silver Sintering Processes [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(3): 2932-2937.
- [116] J. Wu, Y. Qi, F. Muhammad and X. Wu. A unified switch loss model and design consideration for multilevel boost PFC with GaN devices [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2021, 6(4): 349-358.
- [117] Kim I J, Matsumoto S, Sakai T, et al. New power device figure of merit for high-frequency applications [C]. Proceedings of International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's: ISPSD '95, 1995: 309-314.
- [118] Wu J, Wu X. FoM Based Optimal Frequency and Voltage Level Design for High efficiency High density Multilevel PFC with GaN Device [C]. 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2020: 1911-1915.
- [119] Wu X, Shi H. High Efficiency High Density 1 MHz 380–12 V DCX With Low FoM Devices [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 1648-1656.

- [120] J. Azurza Anderson, G. Zulauf, J. W. Kolar and G. Deboy. New Figure-of-Merit Combining Semiconductor and Multi-Level Converter Properties [J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2020, 1: 322-338.
- [121] Kasper M, Bortis D, Deboy G, et al. Design of a Highly Efficient (97.7%) and Very Compact (2.2 kW/dm³) Isolated AC-DC Telecom Power Supply Module Based on the Multicell ISOP Converter Approach [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7750-7769.
- [122] Kasper M, Bortis D, Kolar J W, et al. Hyper-efficient (98%) and super-compact (3.3kW/dm³) isolated AC/DC telecom power supply module based on multi-cell converter approach [C]. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014: 150-157.
- [123] Huber J E, Kolar J W. Optimum Number of Cascaded Cells for High-Power Medium-Voltage AC-DC Converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(1): 213-232.
- [124] Qin S, Lei Y, Ye Z, et al. A High-Power-Density Power Factor Correction Front End Based on Seven-Level Flying Capacitor Multilevel Converter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(3): 1883-1898.
- [125] Huang Q, Ma Q, Liu P, et al. 99% Efficient 2.5-kW Four-Level Flying Capacitor Multilevel GaN Totem-Pole PFC [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(5): 5795-5806.
- [126] Richardeau F, Baudesson P, Meynard T. Failures-tolerance and remedial strategies of a PWM multicell inverter [C]. 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, 2000: 649-654.
- [127] Nami A, Liang J, Dijkhuizen F, et al. Modular Multilevel Converters for HVDC Applications: Review on Converter Cells and Functionalities [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 18-36.
- [128] Debnath S, Qin J, Bahrani B, et al. Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 37-53.
- [129] Anderson J A, Hanak E J, Schrittwieser L, et al. All-silicon 99.35% efficient three-phase seven-level hybrid neutral point clamped/flying capacitor inverter [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2019, 4(1): 50-61.
- [130] Siwakoti Y P, Mahajan A, Rogers D J, et al. A Novel Seven-Level Active Neutral-Point-Clamped Converter With Reduced Active Switching Devices and DC-Link Voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 10492-10508.
- [131] Rodriguez J, Lai J S, Peng F Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [132] Tian H, Li Y, Li Y W. A Novel Seven-Level Hybrid-Clamped (HC) Topology for Medium-Voltage Motor Drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 5543-5547.
- [133] R. Barzegarkhoo, A. Kirubakaran, T. Pereira, M. Liserre and Y. P. Siwakoti. Improved T-Type and ANPC Multilevel Converters by Means of GaN-Based T-Cell Branch and Bidirectional Device [C]. IECON 2024 - 50th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2024: 1-6.
- [134] Ertl H, Kolar J W. A constant output current three-phase diode bridge rectifier employing a novel "Electronic Smoothing Inductor" [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(2): 454-461.
- [135] Pan Z, Peng F Z, Wang S. Power factor correction using a series active filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(1): 148-153.
- [136] Zhong Du, L. M. Tolbert, J. N. Chiasson and B. Ozpineci. A cascade multilevel inverter using a single DC source [C]. Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC), 2006: 5 pp.-.
- [137] Veenstra M, Rufer A. Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(2): 655-664.
- [138] Silva C A, Cordova L A, Lezana P, et al. Implementation and Control of a Hybrid Multilevel Converter With Floating DC Links for Current Waveform Improvement [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(6): 2304-2312.
- [139] Ghat M B, Shukla A. A New H-Bridge Hybrid Modular Converter (HBHMC) for HVDC Application: Operating Modes, Control, and Voltage Balancing [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6537-6554.
- [140] H. Hamza, J. Song-Manguelle, P. M. Lingom, J. M. Nyobe-Yome and M. L. Doumbia. A Review of Fault-Tolerant Control Methods for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters [J]. 2023 IEEE 14th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2023: 1-7.

- [141] Liu T, Huang T, Wu X. High-Efficiency High-Density RDCX Modules Cascaded with CHB PFC Stage [C]. 2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS), 2023: 107-110.
- [142] Barth C B, et al. Design and Control of a GaN-Based, 13-Level, Flying Capacitor Multilevel Inverter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2179-2191.
- [143] Modeer T, Pallo N, Foulkes T, et al. Design of a GaN-Based Interleaved Nine-Level Flying Capacitor Multilevel Inverter for Electric Aircraft Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12153-12165.
- [144] Zitzler E, Thiele L, Laumanns M, Fonseca C M, da Fonseca V G. Performance assessment of multiobjective optimizers: an analysis and review [J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2003, 7(2): 117-132.
- [145] 吴嘉文. 基于氮化镓器件的高效率高功率密度 CHB 单相 PFC 研究[D]. 浙江大学, 2020.
- [146] Angulo M, Lezana P, Kouro S, et al. Level-shifted PWM for Cascaded Multilevel Inverters with Even Power Distribution [C]. 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007: 2373-2378.
- [147] Li Y, Wang Y, Li B Q. Generalized Theory of Phase-Shifted Carrier PWM for Cascaded H-Bridge Converters and Modular Multilevel Converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(2): 589-605.
- [148] Zhao W, Qi Y, Jiang C, et al. Analysis and Design Considerations of Improving Power Factor at Light-Load in a CHB Rectifier with Common-Duty Control [C]. 2021 IEEE 16th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2021: 678-683.
- [149] Böcker J, Buchholz O. Can oversampling improve the dynamics of PWM controls? [J]. 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2013: 1818-1824.
- [150] A S. Fukuda and T. Yoda. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for PWM invertors] [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(3): 888-895.
- [151] Zmood D N, Holmes D G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 814-822.
- [152] Sun J. On the zero-crossing distortion in single-phase PFC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(3): 685-692.
- [153] Louganski K P, Lai J S. Current Phase Lead Compensation in Single-Phase PFC Boost Converters With a Reduced Switching Frequency to Line Frequency Ratio [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 113-119.
- [154] F. Segura, J. M. Andujar and E. Duran. Analog Current Control Techniques for Power Control in PEM Fuel-Cell Hybrid Systems: A Critical Review and a Practical Application [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(4): 1171-1184.
- [155] Zare F, Ledwich G. A hysteresis current control for single-phase multilevel voltage source inverters: PLD implementation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 731-738.
- [156] Reusch D, Lee F C, Xu M. Three level buck converter with control and soft startup [C]. 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009: 31-35.
- [157] Liu W C, Ng P H, Pilawa-Podgurski R. A Three-Level Boost Converter With Full-Range Auto-Capacitor-Compensation Pulse Frequency Modulation [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2020, 55(3): 744-755.
- [158] Garnayak R, Kapat S, Chakraborty C. Constant On/Off-Time Digital Current Control and Design Methods in Three-Level Flying-Capacitor Boost Converters for Fast Transient and Voltage Balancing [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(3): 2980-2990.
- [159] Bonanno G, Corradini L. Digital Predictive Current-Mode Control of Three-Level Flying Capacitor Buck Converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4697-4710.
- [160] Aime M, Gateau G, Meynard T. Implementation of a peak current control algorithm within a field programmable gate array [C]. 2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2004: 941-946 vol. 2.
- [161] Khazraei M, Sepahvand H, Ferdowsi M, et al. Hysteresis-Based Control of a Single-Phase Multilevel Flying Capacitor Active Rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 154-164.
- [162] Lin B R, Lu H H. New multilevel rectifier based on series connection of H-bridge cell [J]. IEE Proceedings- Electric Power Applications, 2000, 147(4): 304-312.
- [163] Barrena J A, Marroyo L, Rodriguez Vidal M Á, et al. Individual Voltage Balancing Strategy for PWM Cascaded H-Bridge Converter-Based STATCOM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 21-29.

- [164] Zhao T, Wang G, Bhattacharya S, et al. Voltage and Power Balance Control for a Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(4): 1523-1532.
- [165] Yuang X, Stemmler H, Barbi I. Self-balancing of the clamping-capacitor-voltages in the multilevel capacitor-clamping-inverter under sub-harmonic PWM modulation [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2001, 16(2): 256-263.
- [166] Wilkinson R H, Meynard T A, du Toit Mouton H. Natural Balance of Multicell Converters: The General Case [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2006, 21(6): 1658-1666.
- [167] McGrath B P, Holmes D G. Analytical Modelling of Voltage Balance Dynamics for a Flying Capacitor Multilevel Converter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23(2): 543-550.
- [168] Bayliss R S, Brooks N C, Pilawa-Podgurski R C N. On the Role of Switch Output Capacitance on Passive Balancing Within the Flying Capacitor Multilevel Converter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, 40(2): 3275-3285.
- [169] Ye Z, Lei Y, Liao Z, et al. Investigation of Capacitor Voltage Balancing in Practical Implementations of Flying Capacitor Multilevel Converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(3): 2921-2935.
- [170] McGrath B P, Holmes D G. Enhanced Voltage Balancing of a Flying Capacitor Multilevel Converter Using Phase Disposition (PD) Modulation [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(7): 1933-1942.
- [171] Thielemans S, Ruderman A, Reznikov B, et al. Improved Natural Balancing With Modified Phase-Shifted PWM for Single-Leg Five-Level Flying-Capacitor Converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(4): 1658-1667.
- [172] Ibrayeva A, Ten V, Familant Y L, et al. PWM Strategy for improved natural balancing of a four-level H-bridge Flying Capacitor Converter [C]. 2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION), 2015: 311-316.
- [173] Reznikov B, Galanina V, Polichshuk R, et al. Re-visiting naturally balanced average capacitor voltages in multilevel DC-DC converters [C]. 2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2017: 562-567.
- [174] Khazraei M, Sepahvand H, Corzine K A, et al. Active Capacitor Voltage Balancing in Single-Phase Flying-Capacitor Multilevel Power Converters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(2): 769-778.
- [175] Ghias A M Y M, Pou J, Ciobotaru M, et al. Voltage-Balancing Method Using Phase-Shifted PWM for the Flying Capacitor Multilevel Converter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(9): 4521-4531.
- [176] Abdelhamid E, Corradini L, Mattavelli P, et al. Sensorless Stabilization Technique for Peak Current Mode Controlled Three-Level Flying-Capacitor Converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(3): 3208-3220.
- [177] Stillwell A, Candan E, Pilawa-Podgurski R C N. Active Voltage Balancing in Flying Capacitor Multilevel Converters With Valley Current Detection and Constant Effective Duty Cycle Control [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(11): 11429-11441.
- [178] Erickson R W, Maksimovic D. *Fundamental of power electronics*[M]. 3rd ed. Cham, Switzerland: Springer, 2020: 187-258.
- [179] Wang K, Tian M, Li H, et al. An improved switching loss model for a 650V enhancement-mode GaN transistor [C]. 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), 2016: 1-6.
- [180] Baliga B J. Power semiconductor device figure of merit for high-frequency applications [J]. *IEEE Electron Device Letters*, 1989, 10(10): 455-457.
- [181] W. G. Hurley and W. H. Wölflle. *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications* [M]. Chichester, West Sussex, UK: Wiley, 2013: 55-63.
- [182] Liu Z, Li B, Lee F C, et al. High-Efficiency High-Density Critical Mode Rectifier/Inverter for WBG-Device-Based On-Board Charger [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(11): 9114-9123.
- [183] Meshram P M, Borghate V B. A Simplified Nearest Level Control (NLC) Voltage Balancing Method for Modular Multilevel Converter (MMC) [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(1): 450-462.

-
- [184] Erickson R W, Maksimovic D. Fundamental of power electronics[M]. 3rd ed. Cham, Switzerland: Springer, 2020: 92-101.
 - [185] Zhao W, Huang T, Wu X. Control Strategies and Design Guideline for Single Phase MISN PFC Converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(8): 7955-7963.
 - [186] Zhao W, Huang T, Wu X. Three Phase PFC Converter With Multilevel Inductive Switching Network [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 12048-12058.

攻读博士学位期间的研究成果

第一作者:

1. Three Phase PFC Converter With Multilevel Inductive Switching Network [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2023, 38(10): 12048-12058.
(SCI收录)
2. Control Strategies and Design Guideline for Single Phase MISN-PFC Converter [J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2025, Early Access.
(SCI收录)
3. 25kW/L 99.2% Efficiency Wide Output Three Phase PFC based on Modular Inductive Switching Network [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**.
(SCI 已录用)
4. A High Power Density 3-phase/1-phase Compatible MISN-PFC Converter for On-Board Charger [C]. 2022 **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 2022.
(EI收录, 最佳论文奖)
5. 25kW/L 99.2% Efficiency Wide Output 3phase PFC Converter based on Modular Inductive Switching Network [J]. **2023 International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Aisa)**, 2025.
(EI 已录用)
6. Analysis and Design Considerations of Improving Power Factor at Light-Load in a CHB Rectifier with Common-Duty Control [C]. 2021 **IEEE 16th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)**, 2021: 678-683.
(EI收录)
7. Light-load Analysis and Control for PFC Converter with Modular Inductive Switching Network [J]. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**.
(SCI 二修)

其他:

1. Protection Strategy for Flying Capacitor Totem-Pole PFC under the AC Drop Transient [C]. 2025 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2025: 1995-2001.
(EI 收录)
2. Light-Load Efficiency Improvement of MHz RDCX Based on Output Voltage Ripple and Resonant Pulse Number Control [C]. 2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS), 2023: 299-303.
(EI 收录)
3. A Self-clamping Non-synchronous Duty Cycle Control Strategy for Hybrid Clamping Three-level Buck Converter with GaN Devices [C]. 2023 IEEE 14th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2023: 412-416.
(EI 收录)
4. Single Phase High Power Density MISN-PFC Converter [C]. 2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2022: 1-5.
(EI 收录)
5. 一种三单相兼容 MISN-PFC 变换器, 中国, CN 114665727 A.
(发明专利 授权, 导师第一作者)