

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 22010030

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 基于模块化感性开关网络的高效率高功率密度单相 PFC 研究

英文论文题目: High Efficiency and High Density Single Phase PFC with Modular Inductive Switching Network

申请人姓名: 黄天林

指导教师: 吴新科

专业名称: 电气工程

研究方向: 电力电子与电力传动

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2023 年 1 月 2 日

基于模块化感性开关网络的高效率高功率密度单相 PFC 研
究



论文作者签名: 黄天林

指导教师签名: 吴科

论文评阅人 1: 隐名评阅

评阅人 2: 隐名评阅

评阅人 3: 隐名评阅

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: 谢小高

委员 1: 陈敏

委员 2: 邵帅

委员 3: 任娜

委员 4: 夏原野

委员 5: _____

答辩日期: 2023 年 3 月 7 日

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：黄天林 签字日期：2023 年 3 月 8 日

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

学位论文版权使用授权书

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

(保密的学位论文在解密后适用本授权书)

学位论文作者签名：黄天林

导师签名：

吴新科

签字日期：2023 年 3 月 8 日

签字日期：2023 年 3 月 8 日

致谢

光阴荏苒，转眼间已经在浙大度过了两年多的时光，硕士生活即将结束，从未想到这一天会来的这么快，仿佛进入博蓝实验室还在昨天。在浙大和博蓝实验室的生活非常充实，将是我人生中最宝贵的回忆之一。

本文的工作是在吴新科教授的指导下完成的，在这里我首先要向吴老师表达衷心的感谢。您始终以最饱满的工作热情，最昂扬的斗志站在科研的第一线，孜孜不倦地探索电力电子的最前沿技术，是我科研路上的榜样。您严谨、细致、专业的指导让我打下了扎实的专业基础，更为重要的是让我收获了透过现象看本质、抓住问题主要矛盾等解决问题的思维方式。您推动成立的电源管理创新联盟让我能够有机会与工业界的工程师学习交流，从不同的角度看问题，视野更加开阔。再次感谢吴老师一直以来的指导和帮助，祝您身体健康，事业顺利，课题组和联盟蓬勃发展，蒸蒸日上！

感谢实验室周大姐平日对我的关心和帮助，是您为实验室提供了良好的后勤保障使我们能够全身心投入科研，同时感谢葛老师在实验测试时的帮助，祝周大姐和葛老师身体健康，幸福快乐！感谢韩铃淇、张兰、王笑菁女士对实验室和联盟的辛苦付出！

感谢齐雨师兄和范高师兄在我初入实验室时对我的耐心帮助，让我迅速融入博蓝大家庭并熟悉实验室的工作节奏。感谢师兄刘天骥、杨金旭、董泽政、张思亮、吴嘉文、李光灿、陈子健、孙家红、李力超、田霖、吴雁飞多次为我解惑，使我的专业知识不断完善。感谢同窗赵问鼎、赵韞玉、陈征、马京京、杜佳坤、黄桢楠、孟宇成，与你们的讨论总能让我收获颇丰。感谢师弟刘亚南、朱时羽、黄新隆、徐宇豪、谢宗伦、张佳一、吕润泽、吴彦青、王雨琛、张棣、朱振海和师妹李京津的支持。祝博蓝实验室的各位前程似锦，未来可期！

感谢女朋友黎玖伶一直以来的陪伴和支持。最后我要感谢我的父母，是你们抚养我长大，教会我生活，祝你们身体健康，事事顺心！

黄天林

2022 年 12 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）

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

在此谨表谢意！

本论文工作得到：

国家重点研发计划资助

（资助号：2021YFB3600904）

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

在此谨表谢意！

摘要

随着大数据、云计算等数字技术的发展,数据中心的数量不断增长,数据中心的耗电量不断增加。由于节能的需求以及空间的限制,数据中心服务器的供电电源系统需要有更高的效率和功率密度。服务器机架中的 AC/DC 电源一般采用两级架构,由负责实现功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)的前级 AC/DC 变换器和后级 DC/DC 变换器组成。近年来,多电平拓扑被用来提高前级 PFC 的效率和功率密度,例如基于级联 H 桥(Cascaded H-bridge, CHB)拓扑和基于飞跨电容拓扑的 PFC。

CHB PFC 具有易于模块化的优点,但其多路不共地的独立输出直流母线限制了后级 DC/DC 变换器的架构。针对该问题本文提出了一种基于模块化感性开关网络(Modular Inductive Switching Network, MISN)的单输出母线多电平 PFC 变换器。其继承了 CHB PFC 易于模块化的优点,利用多电平技术实现高效率和高功率密度,且单输出母线使得后级拓扑架构更灵活。基于该拓扑,本文开展了以下研究:

首先,详细分析了基于工频整流和基于工频斩波的 MISN PFC 变换器的模态等效电路,探讨功率因数校正实现、MISN 电容电压控制和输出电压控制的原理,并设计相应的闭环控制策略。其次,针对工频斩波时刻 MISN 和工频全桥不同步导致电感电流畸变的问题,提出了斩波时刻的暂态补偿控制,使 MISN 的高频开关和工频全桥的低频开关同步动作。再次,针对接近空载时工频斩波角度急剧变大且 MISN 电容电压失控的问题,考虑元器件损耗后建立工频斩波角度随负载变化的数学模型;在该模型基础上进一步分析谐波电流对工频斩波角度的影响,并基于此提出了三次谐波电流注入的轻载控制策略,减小变换器空载运行时的工频斩波角度,实验表明该策略能增强轻载时 MISN 电容电压环的稳定性。

然后,根据变换器正常工作的电压纹波条件推导得到 MISN 最小电容量和 MISN 电容总电压峰值与电容总电压平均值的关系,为 MISN 电容和高频开关器件选择提供依据。接着通过对电解电容能量密度和电感的调研,给出了基于统计的 MISN 电容体积和电感体积与 MISN 单元数的数据拟合模型。同时,利用多电平电路统一损耗模型分析 MISN 器件损耗,得到 MISN 器件最小损耗与单元数和器件开关频率的关系,随后综合考虑单元数对变换器效率和功率密度的影响对单元数进行选择。

最后基于本文所提设计方法搭建了一台 3kW 的单相 PFC 样机,验证了所提控制策略的可行性,并实现了大于 99%的效率,主电路功率密度约 $700\text{W}/\text{in}^3$,整机功率密度约 $255\text{W}/\text{in}^3$ 。实验结果表明 MISN PFC 方案在保证高效率的同时,主电路的功率密度相比于

工作在连续导通模式(Continuous Conduction Mode, CCM)的两电平图腾柱 PFC 方案大幅提升。

关键词： 模块化感性开关网络，多电平变换器，功率因数校正，高效率，高功率密度

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

Abstract

With the development of big data, cloud computing and other digital technologies, more and more big data centers are being constructed and the electricity consumed by data centers is increasing year by year. Due to the demand for energy conservation and limited space, server power supply in data centers needs to be high-efficiency and high-density. The server power supply usually adopts a two-stage architecture, which is composed of an AC/DC converter used for power factor correction (PFC) and an isolated DC/DC converter. Multilevel topologies have been used to improve the efficiency and power density of PFC stage, such as cascaded H-bridge (CHB) based PFC and flying capacitor (FC) based PFC.

CHB PFC rectifier is easy to modularize, but its multiple floating output buses limits the architecture of downstream DC-DC converters. Aiming at this issue, a single-bus multilevel PFC converter with modular inductive switching network (MISN) is proposed in this paper. It inherits the advantage of easy modularization of CHB PFC rectifier, and uses multilevel technology to improve efficiency and power density, while the single-bus structure makes the architecture of downstream DC-DC converters more flexible. Based on this topology, the following research are carried out in this thesis:

First of all, the equivalent circuits of MISN PFC converter with diode rectifier and MISN PFC converter with chopper bridge are analyzed in detail. Principle of power factor correction, control of MISN capacitor voltage and control of output voltage are discussed, and corresponding closed-loop control strategies are designed. Secondly, in view of the current distortion at chopping time caused by the non-synchronization between MISN and the line-frequency full bridge (LF-Bridge), transient compensation control at chopping time is proposed to make the high-frequency switches in MISN and the line-frequency switches in LF-Bridge switch at the same time. Thirdly, the chopper angle increases sharply at around no-load condition and the capacitor voltage of MISN is out of control. A mathematical model of the relationship between the chopper angle and load is established considering the loss of converter, and the influence of harmonic currents on the chopper angle is further analyzed based on this model. Then a light load control strategy based on third harmonic current injection is proposed. This control strategy reduces the chopper angle at around no-load condition. Meanwhile, the experiment shows that the control strategy can enhance the stability of the control loop of MISN capacitor voltage at light load condition.

Then, according to the voltage ripple condition that ensuring normal operation, the relationship between the minimum capacity of MISN capacitors and the average value of total

capacitor voltage of MISN and the relationship between the corresponding peak value of total capacitor voltage of MISN and the average value of total capacitor voltage of MISN are derived, which provides a basis for the selection of MISN capacitors and high-frequency devices. Next, through the investigation of inductor and the energy density of electrolytic capacitors, the statistical model between the capacitor volume of MISN and the cell number of MISN and the statistical model between the inductor volume and the cell number of MISN are given. On the other hand, loss of MISN switches is analyzed by using the unified loss model of multilevel converter. The relationship among the minimum loss of MISN switches, the cell number of MISN and the switching frequency of the MISN switches is obtained. After that, the cell number is selected by considering both the influence of the cell number on the efficiency and power density of converter.

Finally, a 3kW single-phase PFC prototype was built based on the design method proposed in this paper. The experiment verified the feasibility of the proposed control schemes. The prototype achieved an efficiency exceeding 99% and a power density of $255\text{W}/\text{in}^3$, while the power density of the power stage is around $700\text{W}/\text{in}^3$. The experimental results show that MISN PFC converter can greatly improve the power density of the power stage compared with two-level Totem-Pole PFC converter working at continuous conduction mode (CCM), while maintaining high efficiency.

Key words: Modular Inductive Switching Network, multilevel converter, power factor correction, high efficiency, high power density

插图清单

图 1-1 2017~2024 年中国整体 IDC 业务市场规模及预测	1
图 1-2 我国数据中心机架规模	2
图 1-3 数据中心交流供电系统结构框图 ^[6]	3
图 1-4 传统 Boost PFC	3
图 1-5 图腾柱 PFC	4
图 1-6 基于 CHB 拓扑和 FC 拓扑的 PFC	5
图 1-7 模块化多电平变换器	6
图 1-8 基于交流侧级联 H 桥的多电平 PFC	6
图 1-9 混合型变换器	7
图 1-10 混合级联多电平变换器	7
图 2-1 基于工频整流的 MISN PFC 变换器电路图	9
图 2-2 基于工频整流的 MISN PFC 变换器的工作波形图	10
图 2-3 基于工频斩波的 MISN PFC 变换器电路图	11
图 2-4 基于工频斩波的 MISN PFC 变换器开关模态等效电路	12
图 2-5 基于工频斩波的 MISN PFC 变换器的工作波形图	13
图 2-6 基于工频整流的 MISN PFC 变换器的闭环控制框图	14
图 2-7 基于工频整流的 MISN PFC 变换器中 MISN 电容的充放电机理	15
图 2-8 通过调节斩波角维持 MISN 能量平衡的基于工频斩波的 MISN PFC 变换器闭环控制框图	16
图 2-9 基于工频斩波的 MISN PFC 变换器中 MISN 电容的充放电机理	17
图 2-10 通过调节输出电压维持 MISN 能量平衡的基于工频斩波的 MISN PFC 变换器闭环控制框图	17
图 2-11 基于工频斩波的 MISN PFC 变换器闭环控制策略二的负载扰动分析	18
图 2-12 MISN 的理想调制信号波形	19
图 2-13 PI 控制下 MISN PFC 变换器的工作波形	20
图 2-14 工频全桥桥臂中点电压波形	21
图 2-15 暂态补偿的时刻匹配图	22
图 2-16 电网正半周工频全桥电路模态图	22
图 2-17 不同负载下的工频斩波角度仿真结果	24
图 2-18 仅考虑基波电流时的 MISN PFC 变换器功率分配图	25
图 2-19 0~100W 损耗分解	25
图 2-20 不同负载下基波电压 $U_{1(1st)}$ 和 $U_{2(1st)}$ 的分配	26
图 2-21 不同输入电压和不同负载下的斩波角度	26
图 2-22 考虑谐波电流时的 MISN PFC 变换器功率分配图	27
图 2-23 同时考虑基波电流和谐波电流的 MISN PFC 变换器功率分配图	28
图 2-24 不同谐波功率和负载下的斩波角度	29
图 2-25 不同斩波角度下的工频全桥端口的三次谐波电压幅值	30
图 2-26 加入基于三次谐波电流注入的轻载控制后的系统闭环控制框图	30
图 3-1 不同输入电压和斩波角度下 MISN PFC 变换器的输出电压	33
图 3-2 MISN PFC 变换器的输出电容电流纹波与电压纹波	33
图 3-3 不同输入电压下 MISN PFC 变换器的输出电容电压纹波	34

图 3-4 MISN 电容总电压平均值取值原理图	35
图 3-5 不同输入电压下 MISN 电容总电压平均值的最小取值	35
图 3-6 MISN 等效电容	36
图 3-7 MISN 等效电容的电压纹波	36
图 3-8 MISN 电容的等效最小容值与对应的电容总电压峰值	38
图 3-9 铝电解电容能量密度与耐压	39
图 3-10 不同耐压与串联个数的电容组合对应的 MISN 电容体积	40
图 3-11 不同单元数对应的 MISN 电容体积	40
图 3-12 器件品质因数	42
图 3-13 不同耐压器件对应的 MISN 器件最小损耗	42
图 3-14 相同期望损耗限制下不同单元数对应的最高开关频率	43
图 3-15 不同单元数对应的电感量	43
图 3-16 不同单元数对应的电感体积	44
图 3-17 MISN 电容体积和电感体积的加和	45
图 3-18 MISN 器件损耗与导通电阻	45
图 4-1 实验电路图	47
图 4-2 MISN PFC 样机图	47
图 4-3 电路工作关键波形	49
图 4-4 220V _{ac} 输入关键波形	49
图 4-5 110V _{ac} 输入关键波形	50
图 4-6 MISN 器件开关频率与等效开关频率	50
图 4-7 MISN 单元电容电压	50
图 4-8 MISN PFC 变换器效率测试曲线	51
图 4-9 MISN PFC 变换器在 220V _{ac} /3kW 工况下的损耗分析	51
图 4-10 不同 PFC 方案效率和功率密度对比图 ^{[14][15][16][18][22][25][28]}	52
图 4-11 不同 PFC 方案归一化体积对比图 ^{[14][15][18][25][28]}	52
图 4-12 MISN PFC 变换器功率因数和总谐波失真	53
图 4-13 MISN PFC 变换器网侧电流各项谐波	53
图 4-14 负载跳变实验波形	54
图 4-15 实验斩波角度与理论预测斩波角度	54
图 4-16 空载斩波角度振荡现象	55
图 4-17 加入所提轻载控制策略的动态实验波形	55
图 4-18 加入轻载控制策略后不同输入电压下的空载工作波形图	56
图 4-19 加入轻载控制策略后不同输入电压下的空载斩波角度	56

附表清单

表 4-1 单相 MISN PFC 变换器样机器件参数 48

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目次

致谢	I
摘要	IV
Abstract	VI
插图清单	VIII
附表清单	X
目次	XI
1 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.2 高效率高功率密度 PFC 调研	3
1.3 本文主要研究内容	8
2 单相 MISN PFC 变换器的工作原理及其控制策略	9
2.1 单相 MISN PFC 变换器的工作原理	9
2.1.1 基于工频整流的单相 MISN PFC 变换器的工作原理	9
2.1.2 基于工频斩波的单相 MISN PFC 变换器的工作原理	11
2.2 单相 MISN PFC 变换器的闭环控制策略	13
2.2.1 基于工频整流的单相 MISN PFC 变换器的闭环控制策略	13
2.2.2 基于工频斩波的单相 MISN PFC 变换器的闭环控制策略一	15
2.2.3 基于工频斩波的单相 MISN PFC 变换器的闭环控制策略二	17
2.3 斩波时刻的暂态补偿控制策略	18
2.3.1 暂态补偿控制原理	18
2.3.2 暂态补偿控制时刻匹配	20
2.4 基于工频斩波的单相 MISN PFC 变换器的轻载控制方法研究	23
2.4.1 考虑变换器损耗时斩波角度的工作范围	23
2.4.2 谐波电流对斩波角度的影响	27
2.4.3 基于三次谐波电流注入的轻载控制策略	29
2.5 本章小结	30
3 单相 MISN PFC 变换器的高效率高功率密度设计方法	32
3.1 输出电压与输出电容设计	32

3.2 MISN 电容电压与电容量设计	34
3.2.1 不同电容总电压平均值对应的电容总电压峰值和最小电容量	34
3.2.2 MISN 电容体积和单元数的对应关系	38
3.3 MISN 器件最小损耗模型	41
3.3.1 不同单元数和开关频率对应的 MISN 器件最小损耗	41
3.3.2 不同单元数对应的电感体积	43
3.4 MISN 单元数与器件选择	44
3.5 本章小结	45
4 实验验证	47
4.1 稳态实验波形	48
4.2 负载跳变实验	53
4.3 轻载和空载测试	54
4.4 本章小结	56
5 总结与展望	57
5.1 全文工作总结	57
5.2 研究工作展望	57
参考文献	59
攻读硕士学位期间取得的研究成果	62

1 绪论

1.1 研究背景

近年来数字经济蓬勃发展,使得人们的生活发生了巨大的改变。算力是数字经济时代新的生产力,中国信息通信研究院在《中国算力发展指数白皮书》中提到,在2016~2021年期间,我国算力规模平均每年增长46%,数字经济增长15%,GDP增长9%,全球算力规模平均每年增长34%,数字经济规模增长8%,GDP增长4%,可见数字经济是现在和未来经济增长的发动机^[1]。数据中心(Internet Data Center, IDC)作为数据处理、存储、传输、交换和管理的场所,为算力提供支撑。近年来,国家出台一系列的政策引导数据中心发展,2020年4月国家发改委首次明确新型基础设施的范围,其中数据中心作为算力基础设施被纳入信息基础设施的范畴。2020年10月,“十四五”规划和2035年远景目标建议中提出要系统布局新型基础设施,加快第五代移动通信、工业互联网、大数据中心建设。科智咨询发布的《2021-2022中国IDC行业发展研究报告》显示^[2],2021年中国整体IDC业务市场总体规模突破3000亿元,同比增长34.6%,预计到2024年规模将达到6122.5亿元,2017~2024年中国整体IDC业务市场规模及预测如图1-1所示。数据中心机架随数据中心业务市场规模的增长而增长,根据中国信息通信研究院发布的数据^[3],截止到2021年底,我国在用数据中心机架规模达到520万架,近五年年均复合增速超过30%,其中大型以上数据中心机架规模增长更为迅速,如图1-2所示。

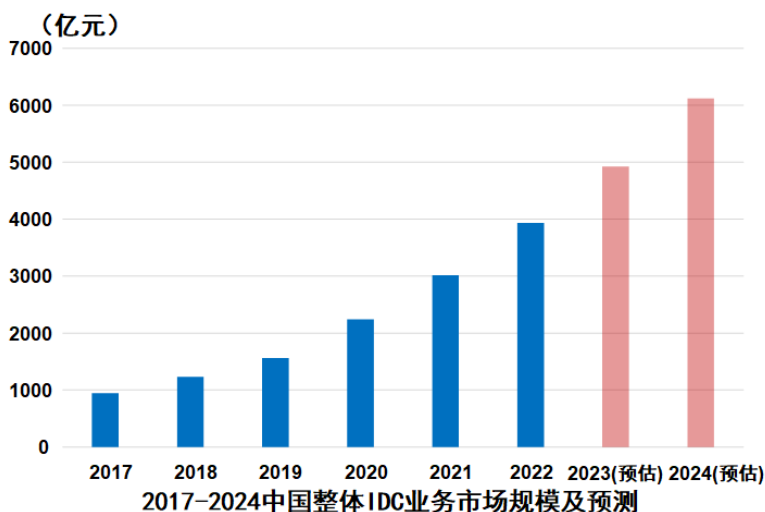


图 1-1 2017~2024 年中国整体 IDC 业务市场规模及预测

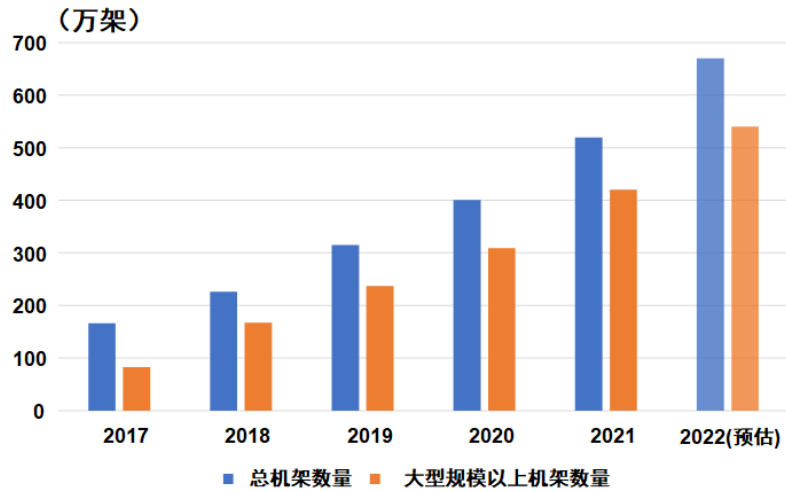


图 1-2 我国数据中心机架规模

与之对应的，过去十年数据中心的耗电量年均增速超过 10%，2020 年我国数据中心用电量突破 2000 亿千瓦时，约占全社会用电量的 2.7%^[4]。在 2021 年全国两会上，“碳达峰”和“碳中和”首次被写入政府工作报告，而数据中心作为高耗能的基础设施，推动数据中心绿色低碳发展成为了时下的重点任务。2021 年工信部印发的《新型数据中心发展三年行动计划（2021-2023 年）》中指出，用三年时间基本形成布局合理、技术先进、绿色低碳、算力规模与数字经济增长相适应的新型数据中心发展格局，到 2023 年底，全国数据中心机架规模年均增速保持在 20% 左右，平均利用率力争提升到 60% 以上，新型大数据中心电源使用效率降低到 1.3 以下。同年发布的《全国一体化大数据中心协同创新体系算力枢纽实施方案》提到要以绿色集约为原则，推动数据中心绿色可持续发展，加快节能低碳技术的研发应用，提升能源利用率，降低数据中心能耗。其中电源使用效率(Power Usage Effectiveness, PUE)是评价数据中心能源效率的指标，其定义为数据中心总能耗与 IT 设备能耗的比值。PUE 越接近于 1，则系统的效率越高。数据中心总能耗包括 IT 设备能耗和制冷、供电等系统的能耗。减小供电系统的电能损耗，是降低数据中心 PUE 的重要方法。

另一方面，为了降低数据中心的土地成本，需要进一步提升数据中心“每平方米”的计算能力，建设高密度的数据中心^[3]。数据中心密度和单个服务器机柜处理的功率有关，一般数据中心的规模越大，越有可能出现高功率密度的服务器机柜^[5]。随着大数据中心的建设，服务器机柜的高功率密度化应是未来的发展趋势。而单机柜处理更大的功率，对电源和散热系统提出了更高的要求。

可见推动数据中心的绿色高质量发展，需要高效率高功率密度的电能变换技术，以提高供电系统各个环节的效率和功率密度。本文主要对数据中心供电系统中服务器的机架电

源进行研究。服务器机架电源通常采用两级架构，前级功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)变换器负责实现功率因数校正，并为后级 DC/DC 变换器提供稳定的中间直流母线电压，后级 DC/DC 变换器则负责实现电气隔离和电压调节功能。为提高服务器机架电源的效率和功率密度，需要同时提高 PFC 变换器和 DC/DC 变换器的效率和功率密度，本文主要研究高效率高密度的前级 PFC 变换器。

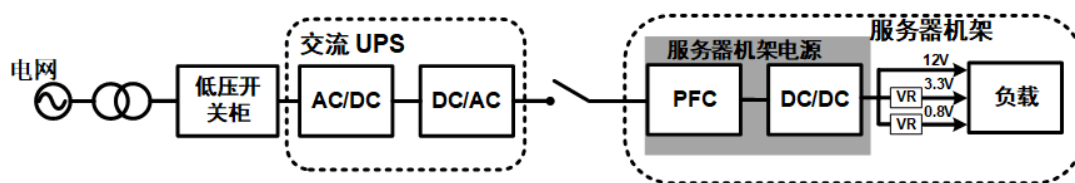


图 1-3 数据中心交流供电系统结构框图^[6]

1.2 高效率功率密度 PFC 调研

传统 Boost PFC 是最成熟且应用最广泛的有源功率因数校正拓扑^[7]，其由整流桥和一级 Boost 电路构成，电路图如图 1-4 所示。交流输入电压经过整流桥后变成馒头波电压，Boost 电路控制有源开关的占空比将馒头波电压变换为直流电压，并能够控制电感电流跟踪馒头波电压，实现功率因数校正。该方案具有功率因数高，主电路简单，控制成熟，可靠性高等优点。但由于整流桥的二极管导通损耗过大，效率难以提高。

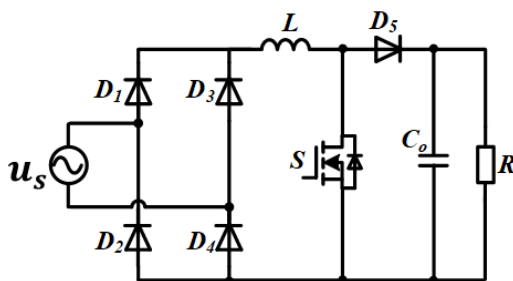


图 1-4 传统 Boost PFC

为了解决该问题，一系列的无桥 PFC 拓扑被提出^{[8][9][10][11]}。其中由于图腾柱 PFC 具有拓扑简单、共模噪声小、功率密度高等优点，成为近年来的研究热点，其电路图如图 1-5 所示。在交流输入电压正半周时，二极管 D_4 恒导通， S_2 和 S_1 分别构成 Boost 电路的开关管和续流管；在交流输入电压负半周时，二极管 D_3 恒导通， S_2 由开关管变成续流管， S_1 则由续流管变成开关管。

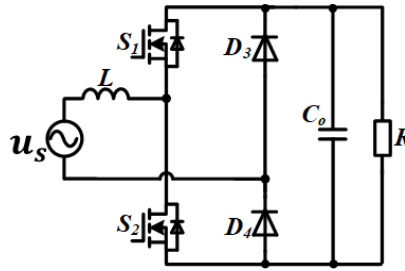


图 1-5 图腾柱 PFC

由于硅(Si)器件的体二极管存在严重的反向恢复问题^[12],基于 Si 器件的图腾柱 PFC 一般工作在临界连续导通模式 (Critical Conduction Mode, CRM) 或断续导通模式 (Discontinuous Conduction Mode, DCM)。宽禁带半导体器件碳化硅(SiC)和氮化镓(GaN)的出现解决了这一问题,相比 Si 器件, SiC 和 GaN 器件几乎没有反向恢复损耗、且开关损耗小、散热性能好。基于 SiC 或 GaN 器件的图腾柱 PFC 即使工作在连续导通模式 (Continuous Conduction Mode, CCM), 器件处于硬开关状态, 效率也能够达到 99%^{[13][14]}。为了实现高效率, 工作于 CCM 模式的图腾柱 PFC 的开关频率通常在数十千赫兹, 此时电感的伏秒较大, 系统中功率电感占据较大的体积。工作于 CRM 模式的图腾柱 PFC 可通过软开关减小开关损耗, 提高电路工作频率, 减小电感体积, 在保证效率仍然达到 99%的同时实现功率密度的提高^{[15][16][17][18]}。然而即使将开关频率提高到兆赫兹, 两电平拓扑中电感的伏秒仍然很大。

另一种同时提高效率和功率密度的方法是采用多电平技术。多电平技术最早面向中高压应用场合, 利用低压器件实现高压大容量输出, 多电平变换器通常只需要很小的滤波器^{[19][20]}。近年来多电平拓扑被应用在千瓦级的 PFC 或逆变器应用场合, 主要有飞跨电容 (Flying Capacitor, FC) 拓扑^{[21][22][23][24][25]}和级联 H 桥 (Cascaded H-bridge, CHB) 拓扑^{[26][27][28][29]}。在实现 99%效率的同时, 主电路的功率密度可达 1000W/in³ 以上, 图 1-6 给出了 CHB PFC 和 FC PFC 的电路图。CHB PFC 和 FC PFC 能够同时减小电感的伏和秒, 使电感体积大大下降, 因此功率密度能够获得极大的提升; 另一方面, 由于 CHB PFC 和 FC PFC 能够使用性能优秀的低压器件, 因此可以实现较高的效率。

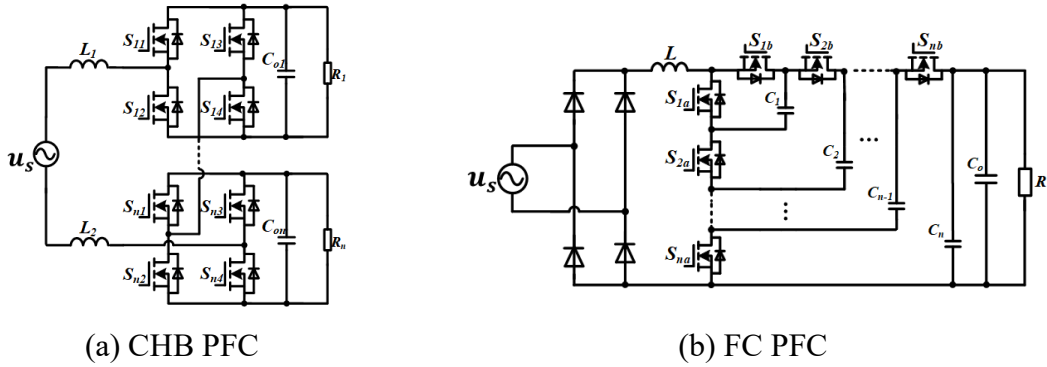


图 1-6 基于 CHB 拓扑和 FC 拓扑的 PFC

CHB PFC 每个单元的采样电路、驱动电路都一致，实现了系统的完全模块化，并且可以通过增加冗余单元数提高系统的可靠性。但由于 CHB PFC 具有多路悬浮的母线，需要搭配多路隔离的 DC/DC 模块，对后级的架构有一定的限制。另一方面，由于高效率高功率密度的需求，后级 DC/DC 变换器往往会使用平面变压器，变压器原副边之间的寄生电容较大，该电容会为共模电流提供回路，使系统的共模噪声大大增加。文献^{[30][31]}提出的调制策略基于噪声源对消的原理能够在不增加额外器件的前提下大幅减小共模噪声，减小输入滤波器的体积以提高功率密度。但系统中的单元需要一一配对，增加了系统冗余设计的难度。基于飞跨电容拓扑的 FC PFC 是单母线结构，但由于各个飞跨电容的耐压不同，箝位电容和开关连接较复杂，模块化程度比 CHB PFC 低。且当电路中一个开关管发生短路，与其互补工作的开关管导通时，相邻飞跨电容会被短接相互放电，飞跨电容的耐压不足时将被击穿，即使飞跨电容耐压足够，与其相邻的开关管也可能会因为飞跨电容电压变化而导致过压击穿。

常见的多电平拓扑还有模块化多电平变换器(Modular Multilevel Converter, MMC)，它由多个结构相同的子模块组成，子模块由半桥或全桥电路和箝位电容构成，模块化程度高，其广泛应用于高压、大功率的柔性直流输电系统，其电路图如图 1-7 所示^[32]。选择 MMC 拓扑作为前级 PFC 变换器也可以大幅减小电感的体积，但由于流过其子模块箝位电容的电流包含工频成分，子模块电容体积大，不适用于小功率单相 PFC 应用场合。

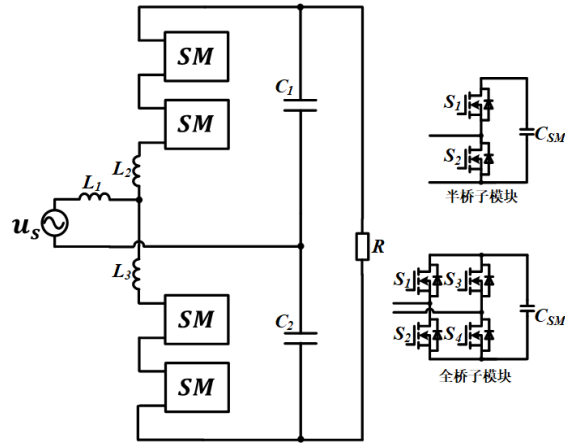
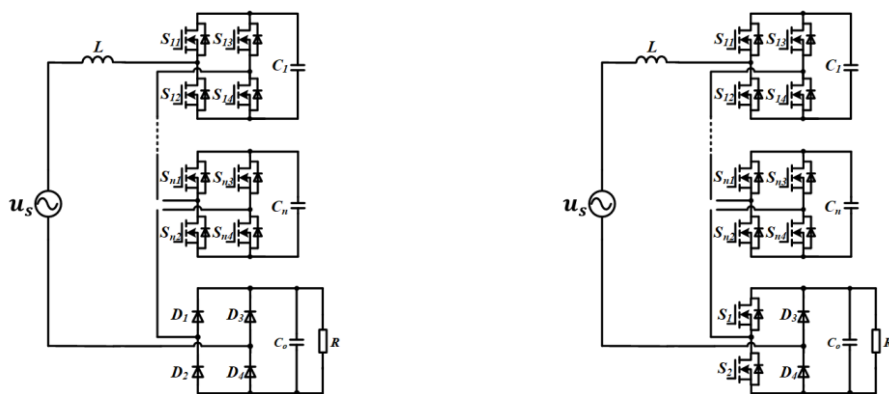


图 1-7 模块化多电平变换器

以上 PFC 拓扑具有不同的优缺点，针对高效率、高功率密度、易于模块化、单母线输出的需求，本文基于 CHB 拓扑构思了一种基于交流侧级联 H 桥的单母线多电平 PFC，其电路图如图 1-8 所示。该拓扑与 CHB 拓扑结构相似，但仅保留一个单元输出全部功率，输出功率的单元为整流桥结构或图腾柱结构，其开关频率与电网频率一致。其他单元仅处理无功功率，仍然采用高频载波移相调制，起到减小电感伏秒的作用，从而减小电感体积以提高功率密度。因此本文将交流侧的级联 H 桥单元称为模块化的感性开关网络(Modular Inductive Switching Network, MISN)，将该 PFC 拓扑称为 MISN PFC。和 CHB PFC 不同的是，MISN PFC 中每个交流侧 H 桥的电容，即 MISN 单元电容，成为主电路的一部分，这会使得主电路体积有所增加。因此若希望基于该拓扑实现高功率密度的 PFC，还需要对 MISN 电容体积进行研究，得到平衡电感体积与 MISN 电容体积的高功率密度设计方法。



(a) 输出功率单元为整流桥结构

(b) 输出功率单元为图腾柱结构

图 1-8 基于交流侧级联 H 桥的多电平 PFC

通过文献调研，具有交流侧级联 H 桥特征的一些变换器如图 1-9 和图 1-10 所示。图 1-9(a)所示拓扑由一个交流侧 H 桥单元和倍压整流桥组成，该拓扑被用于低电网电压 PFC

场合^[33]。由于仅有一个 H 桥单元且该 H 桥单元的工作电压较低，该拓扑仅在交流输入电压和 H 桥单元的电容电压之和大于倍压整流桥的半桥电容电压时才工作，输入电压低时输入电流为零，导致输入电流的总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD)较差。图 1-9(b)所示拓扑用在逆变器场合^{[34][35][36][37]}，由一个交流侧 H 桥单元和一个直流侧 H 桥单元构成，两个 H 桥单元的输出之和即为逆变输出电压。为获取更多的电平数，交流侧 H 桥的单元电容电压被设置为直流侧 H 桥的直流输入电压的一半。然而将该逆变器拓扑用于 PFC 场合时，交流侧 H 桥单元的电容电压仅设置为直流输入电压的一半不足以保证变换器在全工频周期内进行功率因数校正，也会出现图 1-9(a)中拓扑输入电流 THD 差的问题。图 1-10 中拓扑由多单元的交流侧级联 H 桥和三相半桥构成^{[38][39][40]}，类似的还有由交流侧级联 H 桥和二极管中点箝位的三相三电平逆变器构成的拓扑^[41]，由于其具有直流故障穿越能力，在高压大功率场合成为研究热点。然而在考虑效率和功率密度方面，目前还没有针对该拓扑的交流侧级联 H 桥单元工作电压和单元数的设计方法。

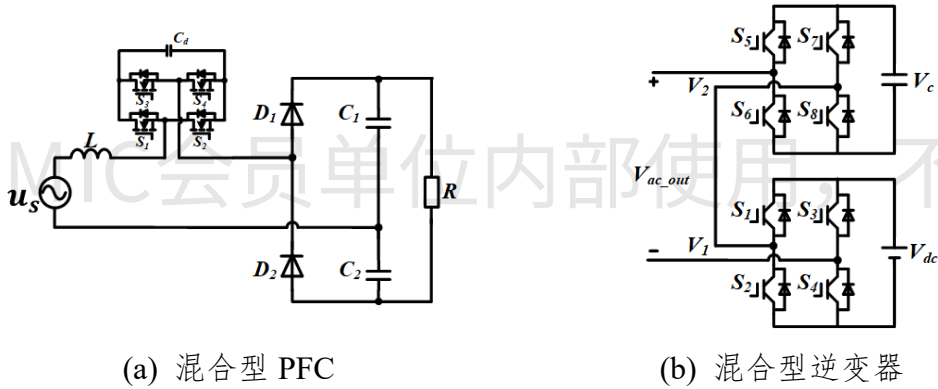


图 1-9 混合型变换器

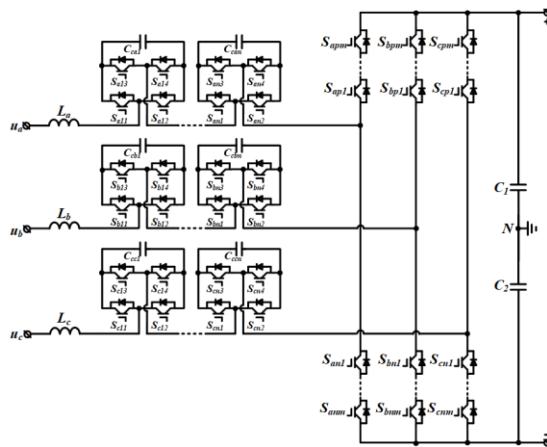


图 1-10 混合级联多电平变换器

1.3 本文主要研究内容

数据中心服务器机架电源需要有更高的效率和功率密度,本文首先对高效率高功率密度的 PFC 进行调研,然后基于高效率、高功率密度、易于模块化、单母线输出的需求,提出了一种单母线结构的单相多电平 MISN PFC 变换器。通过对该变换器的原理分析得到其控制策略,同时从功率密度和效率两方面给出在单相千瓦级别的 PFC 应用场合中 MISN 的设计方法。本文的主要研究内容如下:

第一章介绍了数据中心的发展趋势,明确了其对高效率高功率密度服务器机架电源的需求,回顾了现有高效率高功率密度 PFC 的研究现状,对比分析了不同 PFC 拓扑的优缺点,明确了本文的研究对象为单相 MISN PFC 变换器。

第二章分别对基于工频整流和工频斩波的 MISN PFC 变换器的工作原理进行分析,研究利用该变换器实现功率因数校正的闭环控制策略。随后针对 MISN 与工频全桥在斩波时刻不同步导致电感电流畸变的问题提出了斩波时刻的暂态补偿控制策略,避免斩波时刻电感电流畸变。接着针对变换器空载工作时工频斩波角度急剧变大且 MISN 电容电压失控的问题,考虑电路损耗建立工频斩波角度随负载变化的数学模型,并基于该模型分析谐波电流对工频斩波角度的影响,提出基于三次谐波电流注入的轻载控制策略,减小空载工作时的工频斩波角度,使得 MISN 电容电压闭环控制稳定。

第三章根据 MISN PFC 变换器的工作原理对电路的输出电压、输出电容进行设计,基于电路正常工作的电压纹波条件推导 MISN 最小电容量和电容总电压峰值与电容总电压平均值的关系,根据 MISN 电容总电压和单元数对 MISN 电容体积和电感体积进行估算,建立 MISN 电容体积和电感体积之和与单元数的数学模型;然后基于多电平变换器的统一损耗模型得到 MISN 器件最小损耗和单元数的关系;最后综合考虑单元数对效率和功率密度的影响选择 MISN 单元数和 MISN 器件。

第四章基于第二章的控制策略和第三章的设计方法搭建实验样机并进行实验,实验验证了所提控制策略和设计方法的可行性。

第五章对本文工作进行了总结,并展望了课题未来的研究方向。

2 单相 MISN PFC 变换器的工作原理及其控制策略

针对本文提出的单母线结构的单相多电平 MISN PFC 变换器,本章首先忽略变换器损耗,分析基于工频整流和基于工频斩波的 MISN PFC 变换器的模态等效电路,根据 MISN 能量平衡探讨功率因数校正实现、MISN 电容电压控制和输出电压控制的原理,并给出相应的闭环控制策略。并提出斩波时刻的暂态补偿控制,使得 MISN PFC 变换器的高频开关和低频开关在斩波时刻同步切换,避免电流畸变。然后针对变换器接近空载时工频斩波角度急剧变大且 MISN 电容电压失控的问题,考虑变换器损耗建立了工频斩波角度随负载变化的数学模型,并分析了谐波电流产生的谐波功率对斩波角度的影响。最后提出基于三次谐波电流注入的轻载控制策略,避免轻载或空载时斩波角度过大。

2.1 单相 MISN PFC 变换器的工作原理

2.1.1 基于工频整流的单相 MISN PFC 变换器的工作原理

为方便阐述单相 MISN PFC 变换器的工作原理,首先考虑最简单的情况,即输出功率单元为整流桥结构,将图 1-8(a)简化成图 2-1, MISN 由多个相同的 H 桥单元级联构成,串联在交流输入和不控整流桥之间。

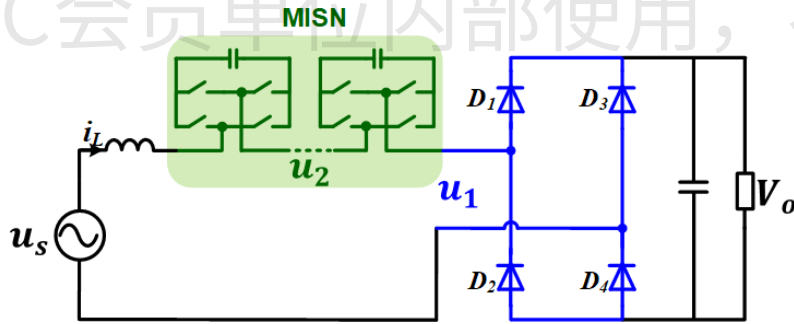


图 2-1 基于工频整流的 MISN PFC 变换器电路图

在分析过程中假设电感电流 i_L 为与交流输入电压 u_s 相位相同的正弦波,电感电流 i_L 中只有基波分量,功率因数为 1:

$$u_s = \sqrt{2}U_s \sin \omega t \quad (2-1)$$

$$i_L = \sqrt{2}I_L \sin \omega t \quad (2-2)$$

其中 U_s 和 I_L 分别为交流输入电压和电感电流的有效值, ω 为电网的角频率。电路工作波形如图 2-2 所示,正弦电流流过整流桥时,由于二极管的性质,整流桥端口电压 u_1 是一个频率和电网一致的方波电压。对方波电压 u_1 作傅里叶展开可知其由基波和一系列的奇次谐波构成:

$$u_1(t) = \frac{4V_o}{\pi} (\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots + \frac{1}{n} \sin n\omega t) \quad (2-3)$$

式中 V_o 为方波的幅值，也是变换器的输出电压。要使电路正常工作，需要维持 MISN 电容的能量平衡。忽略变换器的损耗，流入 MISN 的有功功率应为零，整流桥端口吸收的有功功率应和输入功率相等：

$$\int_0^{2\pi} u_1(t) i_L(t) dt = \int_0^{2\pi} u_s(t) i_L(t) dt \quad (2-4)$$

将(2-3)代入(2-4)中，由三角函数积分的正交性可知 u_1 中的谐波电压不会与基波电流 i_L 作用产生有功功率，因此可以推得方波电压 u_1 的基波等于输入电压：

$$u_{1(1st)}(t) = u_s(t) \quad (2-5)$$

结合(2-3)和(2-5)可得到输出电压的表达式：

$$V_o = \frac{\pi \sqrt{2} U_s}{4} \quad (2-6)$$

可见基于整流桥的 MISN PFC 变换器与桥式不控整流电路类似，输出电压都会随着输入电压变化而变化，不能够实现稳压输出。但由于其实现了功率因数校正，它的输出电压与桥式不控整流电路不同。

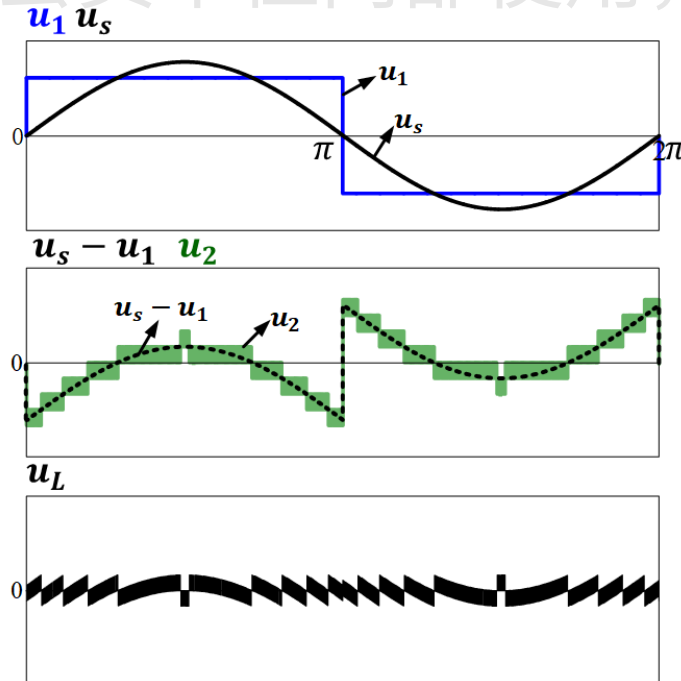


图 2-2 基于工频整流的 MISN PFC 变换器的工作波形图

注意到此时交流输入电压 u_s 和整流桥端口电压 u_1 之间存在着很大的电压差，根据基尔霍夫电压定律，电感电压可以表示为：

$$u_L(t) = u_s(t) - u_1(t) - u_2(t) \quad (2-7)$$

其中 u_2 是 MISN 的端口电压, 根据该表达式可知电感的伏秒受 MISN 控制。通过控制 MISN 的端口电压, 可以调节电感伏秒, 从而控制电感电流以实现功率因数校正。如图 2-2 所示, 为了减小电感的伏秒, MISN 由多个 H 桥单元级联构成, 通过载波移相调制来产生多电平阶梯波电压 $u_2(t)$, 其开关周期平均值满足:

$$\langle u_2(t) \rangle_{T_s} \approx u_s(t) - u_1(t) \quad (2-8)$$

可见 MISN 平衡了低频伏秒 $u_s - u_1$, 而电感只需要平衡 MISN 端口电压的高频分量。在使用单极性倍频调制时, 所需要的电感量为:

$$L = \frac{U_{ctotal}}{8N^2 f_s (\Delta i_{L_Ripple})_{\max}} \quad (2-9)$$

其中 U_{ctotal} 为 MISN 单元电容电压的总和, N 为单元数, f_s 为单元器件的开关频率, $(\Delta i_{L_Ripple})_{\max}$ 为一个工频周期内电感电流纹波的最大值。随着 MISN 单元数增加, 所需要的电感量将呈平方倍数减小。

2.1.2 基于工频斩波的单相 MISN PFC 变换器的工作原理

在基于整流桥的 MISN PFC 变换器中, MISN 中的有源开关虽然能够控制电感电流实现功率因数校正, 但并不能够调节输出电压。而在两级架构的 AC/DC 变换器中, 通常需要前级 PFC 变换器提供稳定的中间母线电压。输出功率单元为图腾柱结构时, 将图 1-8(b) 简化成图 2-3 所示。根据(2-5), 直流侧全桥端口电压的基波等于输入电压, 这意味着直流侧全桥需要采用高压器件。MISN PFC 变换器工作在连续导通模式, 电路中开关器件都工作在硬开关状态, 为了提高效率, 仅加入工频斩波, 将斩波桥臂的频率降到最低, 其开关损耗可忽略不计。在后面分析中, 将加入工频斩波桥臂后的直流侧全桥称为工频全桥。

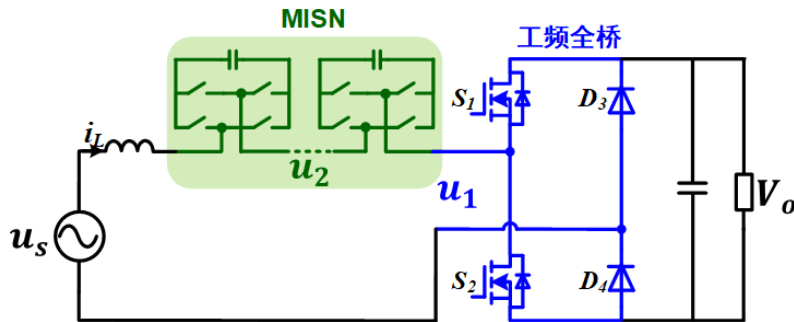


图 2-3 基于工频斩波的单相 MISN PFC 变换器电路图

以正半周为例分析电路的工作原理, 正半周时电流从电感左侧流向电感右侧, 二极管 D_4 恒导通, D_3 恒关断, 斩波桥臂中 S_2 为开关管, S_1 为续流管。根据 S_1 和 S_2 的导通状态

电路存在两个工作模态，对应的模态等效电路和工作波形分别在图 2-4 和图 2-5 中给出，图 2-5 中 α 为工频斩波的斩波角度。

模态 1 ($0, \alpha) \cup (\pi - \alpha, \pi)$ ：开关管 S_2 导通，工频全桥端口电压 u_1 等于 0，MISN 平衡交流输入电压 u_s ，MISN 中的电容缓冲来自交流输入的能量，输出电容向负载传递能量；

模态 2 ($\alpha, \pi - \alpha$)：续流管 S_1 导通，工频全桥端口电压 u_1 等于输出电压 V_o ，MISN 平衡输入电压 u_s 和输出电压 V_o 之差，MISN 和交流输入串联一起向输出电容和负载传递能量。

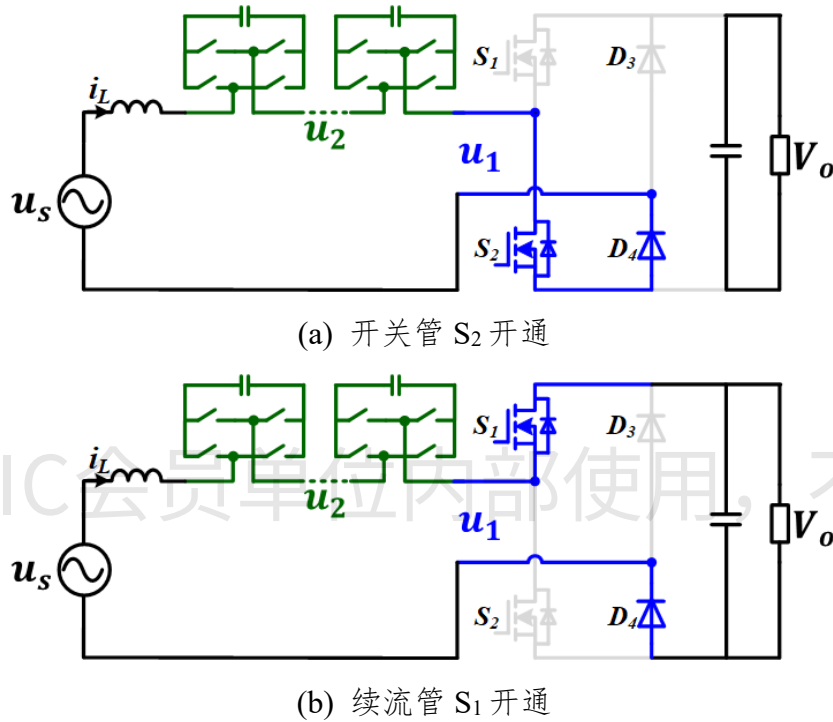


图 2-4 基于工频斩波的 MISN PFC 变换器开关模态等效电路

从上述电路模态分析可知，基于工频斩波的 MISN PFC 变换器类似于工频动作的图腾柱 PFC，MISN 在其中起到类似储能电感的作用，这也是将其称为模块化感性开关网络的原因。相比基于工频整流的 MISN PFC 变换器，工频全桥的端口电压 u_1 变为一脉宽可调的准方波电压，MISN 端口电压 u_2 跟随 u_1 变化而变化。通过调整斩波的角度 α ，就可以调整方波的脉宽。对 u_1 进行傅里叶展开可得：

$$u_1(t) = \frac{4V_o}{\pi} \left(\cos \alpha \sin \omega t + \frac{\cos 3\alpha}{3} \sin 3\omega t + \dots + \frac{\cos n\alpha}{n} \sin n\omega t \right) \quad (2-10)$$

根据 MISN 能量平衡的条件(2-5)，即 u_1 的基波电压应和输入电压 u_s 相等，结合上式可以得到基于工频斩波的 MISN PFC 变换器的输出电压表达式：

$$V_o = \frac{\pi\sqrt{2}U_s}{4\cos\alpha} \quad (2-11)$$

输出电压与输入电压和斩波角度都有关,输入电压一定时,斩波角度越大,输出电压越高。而在输入电压变化的时候,则可以改变斩波角度 α 来维持输出电压恒定不变。

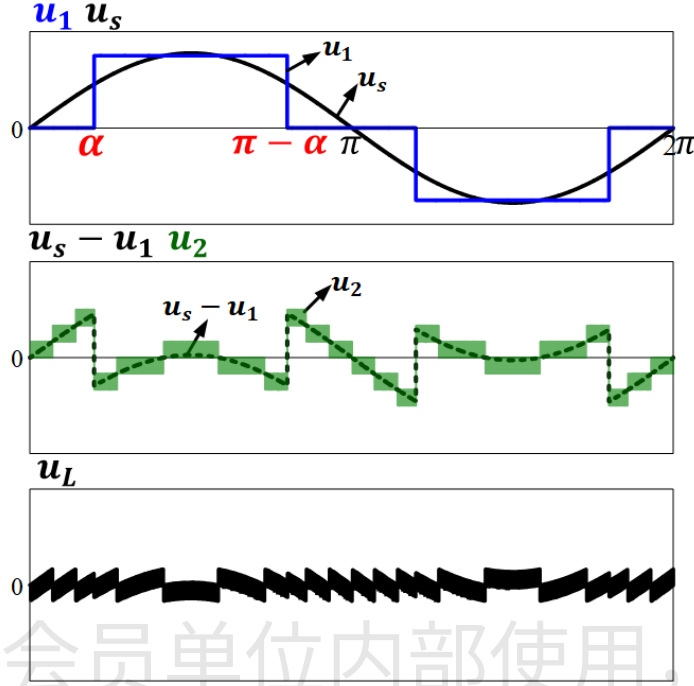


图 2-5 基于工频斩波的 MISN PFC 变换器的工作波形图

2.2 单相 MISN PFC 变换器的闭环控制策略

2.2.1 基于工频整流的单相 MISN PFC 变换器的闭环控制策略

在基于工频整流的 MISN PFC 变换器中,需要控制的变量为 MISN 电容电压和电感电流,其控制框图如图 2-6 所示。由前述分析可知,电感的伏秒受 MISN 端口电压 u_2 控制,因此电流内环通过控制 MISN 的开关器件来实现功率因数校正。在分析电流环时,可认为输出电压和 MISN 电容电压恒定不变,电感电流幅值参考 I_{Lm}^* 和电网相位信息相乘得到电感电流的瞬时值参考 i_{Lref}^* ,其中电网相位信息通过基于 dq 轴变换的单相锁相环得到,相应的原理可以参考文献^[42]。 i_{Lref}^* 和采样的电感电流瞬时值 i_L 作差后送入电流环控制器 PI_c ,经过计算得到初步的调制信号 u_m 。整流桥的端口电压 u_1 在电网正负半周过零时会发生突变,对电感伏秒产生影响,因此需要加入非线性的暂态补偿控制(Transient Compensation Control, TCC)模块对调制信号 u_m 做进一步处理,抵消 u_1 突变对电流环的影响。暂态补偿控制模块的原理将在后续节详细展开,本节主要关注系统的闭环控制原理。暂态补偿控制模块对 u_m 处理后得到最终的调制信号 u_m' ,MISN 采用共同占空比控制, u_m' 通过载波移相

调制(Carrier Phase Shift Modulation, CPS-PWM)得到 MISN 中级联 H 桥单元的多路驱动控制信号。

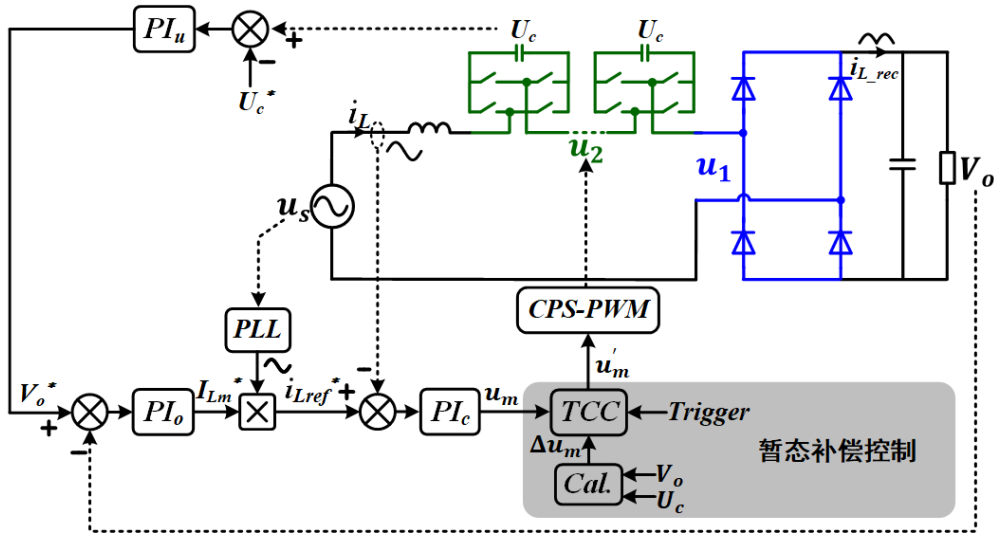


图 2-6 基于工频整流的 MISN PFC 变换器的闭环控制框图

电感电流的幅值参考 I_{Lm}^* 由输出电压环决定，输出电压参考值和采样的输出电压作差后，经过输出电压环控制器 PI_o 计算得到 I_{Lm}^* 。当负载变化时，输出电压环调整电感电流的幅值，从而改变流向输出电容电流 i_{L-rec} 的平均值，调节输出电容的充放电，维持输出电压的稳定。

然而在保证 MISN 能量平衡的前提下，根据(2-6)可知基于工频整流的 MISN PFC 变换器的输出电压是不可控的，输入电压变化时输出电压也会随之变化。当输出电压偏离(2-6)给出的数值时，整流桥端口电压 u_1 的基波 $u_{1(1st)}$ 与输入电压 u_s 不再相等。在电流环的控制下，MISN 端口总是产生与 u_1 互补的多电平阶梯波电压 u_2 ，根据 KVL：

$$u_s = u_{1(1st)} + u_{2(1st)} \quad (2-12)$$

此时 MISN 端口会出现不为零的基波电压 $u_{2(1st)}$ ，而 MISN 又流过基波电流，该非零的基波电压会和基波电流作用产生有功功率对 MISN 持续充放电：

$$\begin{aligned} p_{2(1st)} &= \int_0^{2\pi} u_{2(1st)}(t) i_L(t) dt \\ &= \int_0^{2\pi} \sqrt{2}(U_s - U_{1(1st)}) \sin \omega t \cdot i_L(t) dt \\ &= (U_s - \frac{4V_o}{\pi\sqrt{2}}) I_L \end{aligned} \quad (2-13)$$

MISN 的能量平衡被打破。如图 2-7(a)所示，当输出电压 V_o 大于(2-6)给出的值时， $u_{1(1st)}$ 大于 u_s ，MISN 端口出现小于零的基波电压 $u_{2(1st)}$ ，MISN 将被持续放电。如图 2-7(b)所示，当输出电压 V_o 小于(2-6)给出的值时， $u_{1(1st)}$ 小于 u_s ，MISN 端口出现大于零的基波分量 $u_{2(1st)}$ ，

MISN 将被持续充电。观察波形也可以发现, 输出电压 V_o 影响 MISN 的充放电区间长度, 对比图 2-7(a)和图 2-7(b), 当输出电压 V_o 升高时, 充电时间缩短而放电时间被延长。

因此, 控制 MISN 的充放电平衡可以通过控制输出电压 V_o 来实现。如图 2-6 所示, 采样 MISN 单元电容的电压 U_c 与参考值 U_c^* 作差, 经过 MISN 电容电压控制器 PI_u 得到输出电压的参考值 V_o^* 。在整个控制框图中, 去掉输出电压内环, 电路也能够正常工作。存在输出电压内环时, MISN 电容电压 U_c 环通过控制输出电压参考值 V_o^* , 可更精细地调节 MISN 端口基波电压 $u_{2(1st)}$ 的大小, 更好地调节 MISN 的充放电功率 $p_{2(1st)}$, 应具有更好的动态响应。根据控制原理, 在串联控制系统中, 内环的带宽应高于外环。因此对于图 2-6 所示的控制系统, 在设计控制器参数时应使 MISN 电容电压环的带宽低于输出电压内环。

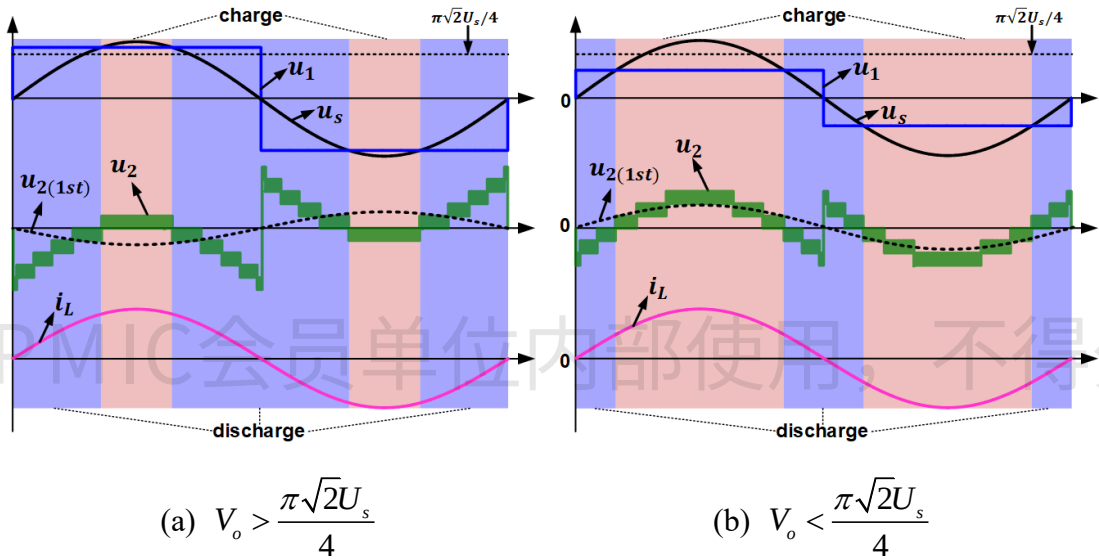


图 2-7 基于工频整流的 MISN PFC 变换器中 MISN 电容的充放电机制

2.2.2 基于工频斩波的单相 MISN PFC 变换器的闭环控制策略一

基于工频整流的 MISN PFC 变换器中, MISN 的能量平衡与输出电压绑定, 维持 MISN 能量平衡将使得输出电压不可控。增加斩波桥臂后, 通过调节斩波角度, 能够同时实现 MISN 的能量平衡和输出电压的控制。仍然从 MISN 充放电平衡的角度考虑, MISN 能量平衡的条件是工频全桥端口电压 u_1 的基波分量 $u_{1(1st)}$ 和交流输入电压 u_s 相等, 增加控制量斩波角度 α 后, 根据(2-10)可知 u_1 的基波分量的幅值由输出电压 V_o 和斩波角度 α 共同决定, 输入电压 u_s 变化时, 改变斩波角度 α 稳压实质上是在调节 $u_{1(1st)}$ 的大小, 使 $u_{1(1st)}$ 与 u_s 相等从而保证 MISN 的能量平衡。相似的, 在 Boost 变换器中, 输入电压变化时为了输出能够稳压, 占空比也会发生改变, 占空比改变的方向也是使得电感的伏秒和能量能够平衡。因此, 根据控制斩波角度维持 MISN 能量平衡这一思路, 可以得到引入工频斩波之后的 MISN

PFC 变换器的控制框图，如图 2-8 所示。

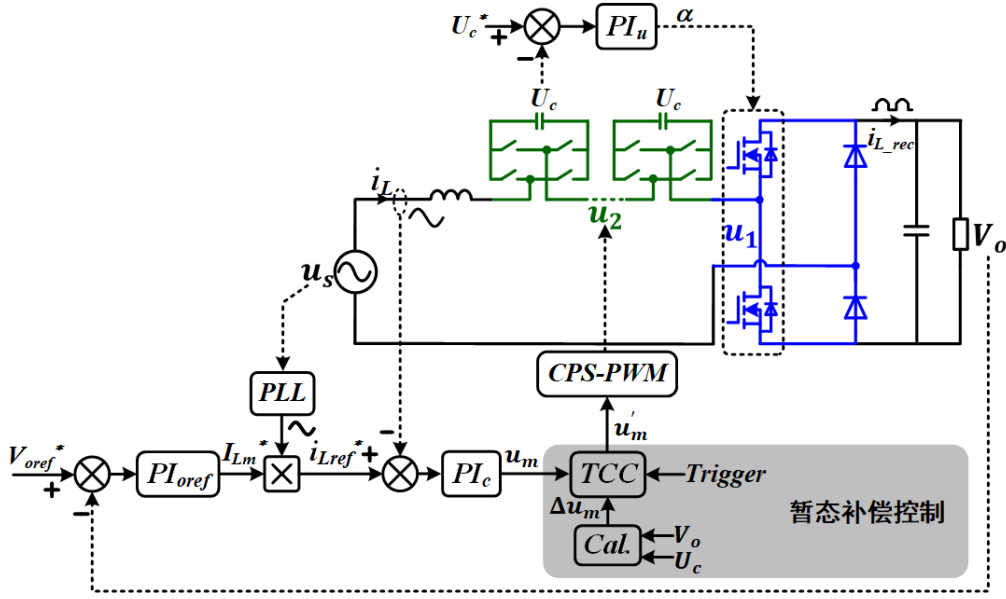


图 2-8 通过调节斩波角维持 MISN 能量平衡的基于工频斩波的 MISN PFC 变换器闭环控制框图

MISN 的电容电压参考 U_c^* 和采样的 MISN 单元电容电压 U_c 作差后送入控制器 PI_u ，控制器 PI_u 的输出即为斩波桥臂的控制信号斩波角度 α 。调节斩波角度 α ，即可以调节流向 MISN 的有功功率 $p_{2(1st)}$ ：

$$\begin{aligned}
 p_{2(1st)} &= \int_0^{2\pi} u_{2(1st)}(t) i_L(t) dt \\
 &= \int_0^{2\pi} \sqrt{2}(U_s - U_{1(1st)}) \sin \omega t \cdot i_L(t) dt \\
 &= (U_s - \frac{4V \cos \alpha_o}{\pi \sqrt{2}}) I_L
 \end{aligned} \tag{2-14}$$

调节斩波角度维持 MISN 能量平衡的机制也可以从 MISN 的工作波形来解释，如图 2-9 所示，输入电压和电感电流不变时，改变 α 直接改变了充放电的区间长度。

加入工频斩波后，流向输出电容的电流 i_{L_rec} 由斩波角度和电感电流的幅值共同决定。和基于工频整流的 MISN PFC 变换器一样，输出电压环都能通过改变电感电流的幅值调节输出电容的充放电，维持输出电压的稳定。而由于 MISN 的能量平衡不再和输出电压绑定，输出电压参考值可任意给定，输出电压可控。

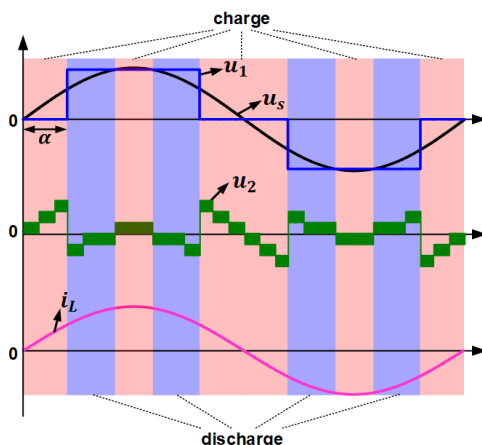


图 2-9 基于工频斩波的 MISN PFC 变换器中 MISN 电容的充放电机理

2.2.3 基于工频斩波的单相 MISN PFC 变换器的闭环控制策略二

当斩波角度为 0° 时, 工频全桥端口电压 u_1 的波形由准方波退化为方波, 电路的工作波形和基于工频整流的 MISN PFC 变换器一致, 因此基于工频整流的 MISN PFC 变换器也可以看成是基于工频斩波 MISN PFC 变换器的一种特例。当斩波角度固定为其他任何值时, 亦可采用图 2-6 所示的闭环控制策略, 此时输出电压的值也是不可控的。输出电压的值和斩波角度仍然满足(2-11), 斩波角度越大, 输出电压越高, 与 Boost 变换器类似。因此, 在图 2-6 所示的闭环控制策略的基础上, 可引入输出电压外环控制斩波角度 α , 实现对输出电压的控制, 得到基于工频斩波 MISN PFC 变换器的第二种闭环控制策略的控制框图如图 2-10 所示。

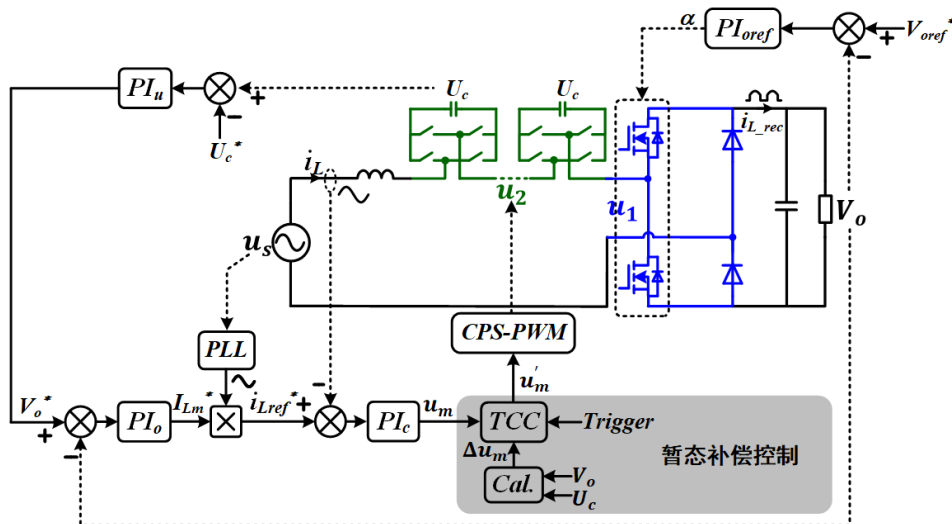


图 2-10 通过调节输出电压维持 MISN 能量平衡的基于工频斩波的 MISN PFC 变换器
闭环控制框图

需要注意的是，控制框图中输出电压同时反馈到输出电压内环和输出电压外环，输出

电压内环的带宽应大于输出电压环外环的带宽，否则负载扰动时 MISN 电容电压的动态响应将变差。以负载突增为例，如图 2-11 所示，实线代表负载突增后对物理量的影响，虚线代表控制环对控制变量和控制变量对物理量造成的影响。负载电流 I_{Load} 突增时，首先引起输出电压 V_o 下降， V_o 下降使得工频全桥端口电压基波 $u_{1(1st)}$ 减小、 $u_{2(1st)}$ 增大，MISN 电容被充电， U_c 上升。 V_o 下降使得输出电压内环增大电感电流幅值参考，使输出电压回升，减小 MISN 电容电压过冲；而 V_o 下降使得输出电压外环增大斩波角度 α ， $u_{1(1st)}$ 进一步减小、 $u_{2(1st)}$ 进一步增大，加剧 MISN 电容电压过冲。同理可分析输入电压扰动时，输出电压内环和输出电压外环对 MISN 电容动态响应的影响，结果类似。因此，应设置输出电压内环的带宽大于输出电压环外环的带宽，以改善 MISN 电容电压在负载扰动和输入电压扰动时的动态响应。

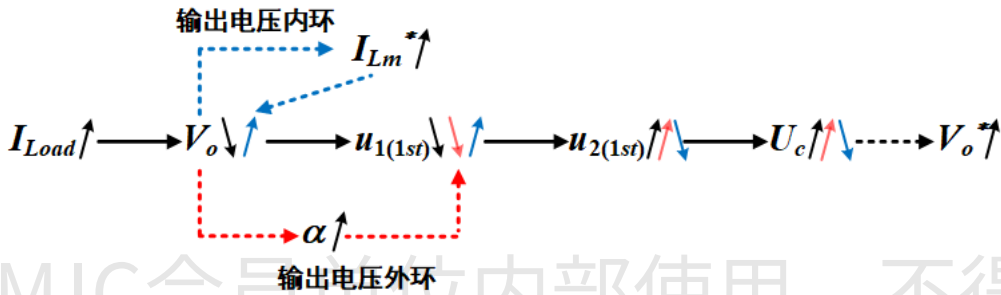


图 2-11 基于工频斩波的 MISN PFC 变换器闭环控制策略二的负载扰动分析

2.3 斩波时刻的暂态补偿控制策略

2.3.1 暂态补偿控制原理

在前面的闭环控制框图中，电流环 PI 控制器输出的调制信号均需要经过暂态补偿控制模块的处理才能得到最终的调制信号，由于基于工频整流的 MISN PFC 变换器可以看成基于工频斩波的 MISN PFC 变换器的一种特例，因此这里以后者为例分析暂态补偿控制的原理。

观察基于工频斩波的 MISN PFC 变换器的工作波形，工频全桥端口电压 u_1 在斩波桥臂动作的时刻突变，根据(2-7)可知该电压突变会影响到电感的伏秒，而电流环是通过控制 MISN 端口电压 u_2 来控制电感伏秒的， u_1 的突变对电流环来说相当于一个未知的扰动。取工频周期中 $t = \alpha$ 这一时刻分析，由于 u_1 突变，MISN 所需要平衡的电压也随之变化，根据(2-8)可知该斩波时刻前后 MISN 端口电压 u_2 的开关周期平均值应为：

$$\begin{cases} \langle u_2(\alpha^-) \rangle_{T_s} = u_s(\alpha) \\ \langle u_2(\alpha^+) \rangle_{T_s} = u_s(\alpha) - V_o(\alpha) \end{cases} \quad (2-15)$$

MISN 的开关器件采用单极性倍频调制时，其调制信号 $u_{m_unipolar}$ 和 MISN 端口电压的开关周期平均值满足如下关系：

$$\langle u_2(t) \rangle_{T_s} = U_{ctotal} \left(2 \frac{u_{m_unipolar}(t)}{V_m} - 1 \right) \quad (2-16)$$

其中 V_m 为载波的幅值，根据该式可以求得电路正常工作时理想的调制信号的波形，如图 2-12 所示。

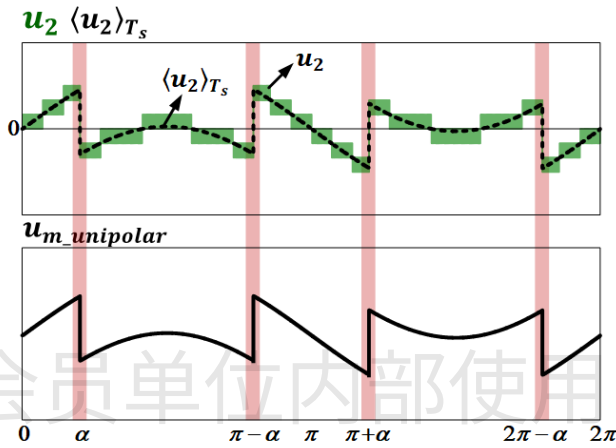


图 2-12 MISN 的理想调制信号波形

结合(2-15)和(2-16)可求得理想调制信号在 $t = \alpha$ 时刻前后的值：

$$\begin{cases} u_{m_unipolar}(\alpha^-) = V_m \left(\frac{u_s(\alpha)}{2U_{ctotal}(\alpha)} + \frac{1}{2} \right) \\ u_{m_unipolar}(\alpha^+) = V_m \left(\frac{u_s(\alpha) - V_o(\alpha)}{2U_{ctotal}(\alpha)} + \frac{1}{2} \right) \\ \Delta u_{m_unipolar} = -V_m \frac{V_o(\alpha)}{2U_{ctotal}(\alpha)} \end{cases} \quad (2-17)$$

可见调制信号在 $t = \alpha$ 时刻是不连续的，容易推得其他斩波时刻的调制信号也是不连续的。如果让电流环 PI 控制器输出的调制信号 u_m 直接控制 MISN，由于 PI 控制是一种线性控制，所以其并不能够在 $t = \alpha$ 时刻立即将控制信号由 $u_{m_unipolar}(\alpha^-)$ 调整到 $u_{m_unipolar}(\alpha^+)$ ，而是需要一定的调整时间，该调整时间取决于电流环的响应速度。在该调整时间内 MISN 端口电压的开关周期平均值 $\langle u_2 \rangle_{T_s}$ 不再满足(2-8)，额外的电压将加在电感上，如图 2-13 所示。当斩波角度不为零时，该电压初始值为输出电压 V_o ，随着电流环调整调制信号 u_m ，加在

电感上的电压逐渐减小,直到 MISN 电压的开关周期平均值 $\langle u_2 \rangle_{T_s}$ 重新与交流输入电压 u_s 和工频全桥端口电压 u_1 的差值相等,电感伏秒恢复正常。当电感量很小或者电流环带宽非常低时,斩波后电感电流会产生严重畸变甚至过流,影响变换器的正常工作。

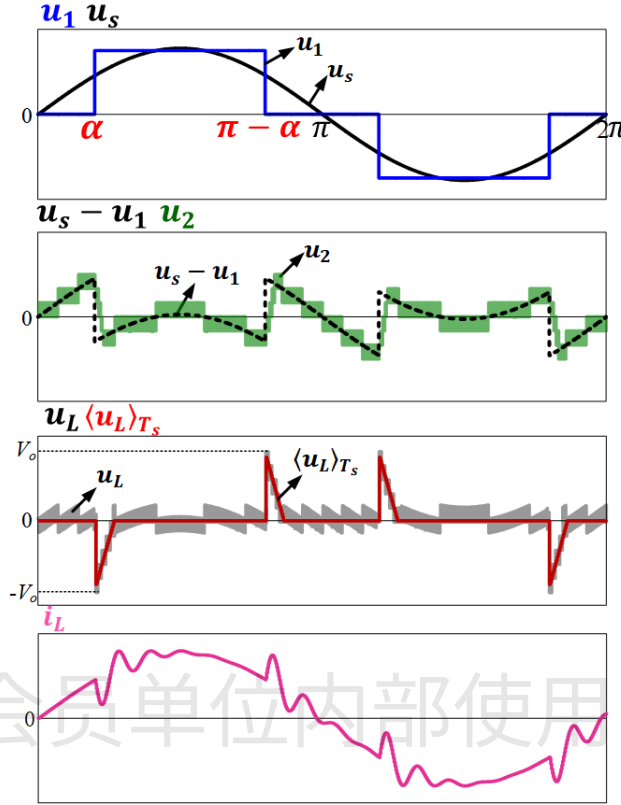


图 2-13 PI 控制下 MISN PFC 变换器的工作波形

因此在斩波时刻,需要加入非线性控制对电流环 PI 控制器的调制信号 u_m 进一步处理,并将加入的非线性控制称为暂态补偿控制,其框图如图 2-6、图 2-8 和图 2-10 中灰色阴影部分所示。理想情况下 MISN 单元电容之间电压均衡,采样一个单元的电压即可根据单元数计算得到 MISN 的电容总电压 U_{ctotal} 。因此控制器采样 MISN 单元电容电压 U_c 和输出电压 V_o 的瞬时值,根据(2-17)可以计算得到当前时刻所需要的调制信号的调整量 $\Delta u_{m_unipolar}$ 。在非斩波时刻,该调整量不会作用到最终的调制信号 u_m' 上;在斩波时刻,暂态补偿控制被触发,该调整量会被加载到最终的调制信号 u_m' 上,使得 u_m' 在斩波瞬间立即调整到斩波后的理想值上,在 u_m' 的作用下 MISN 端口电压 u_2 产生一个大小与 u_1 变化量相等但方向相反的增量电压,能够抵消 u_1 突变对电感伏秒的影响,避免电流畸变。

2.3.2 暂态补偿控制时刻匹配

斩波时刻的暂态补偿控制对调制信号的调整 and 电流环 PI 控制器在每个开关周期对调制信号的调整一样,属于对 MISN 开关器件占空比的更新,区别是暂态补偿控制更新后的

占空比相比于更新前的占空比变化非常大。当载波为三角载波时，调制信号的更新一般在三角载波谷底点或峰值点进行，因此这里将暂态补偿时刻固定于 MISN 的三角载波峰值点。斩波桥臂的驱动信号由斩波角度与斩波桥臂的载波比较产生，可能发生在 MISN 的三角载波的任意位置，为了使暂态补偿时刻与斩波时刻同步，控制器统一将斩波桥臂的驱动信号延时至 MISN 三角载波峰值点。

需要注意的是，使用 MOSFET 作为开关器件时，由于体二极管的存在，斩波桥臂的驱动信号和斩波时刻可能存在一个死区的时间间隔。图 2-14 给出了工频全桥中斩波桥臂和二极管理桥臂的桥臂中点对输出地的电压，两者电压之差即为方波电压 u_1 。斩波桥臂上下开关管的驱动信号如图 2-15 所示，阴影部分为上下管的死区时间。为简化分析，假设功率因数为 1，电感电流相位与输入电压相位相同，并忽略开关过程需要的时间以及交流输入电压过零处的死区，仅分析 u_1 突变处的开关动作。

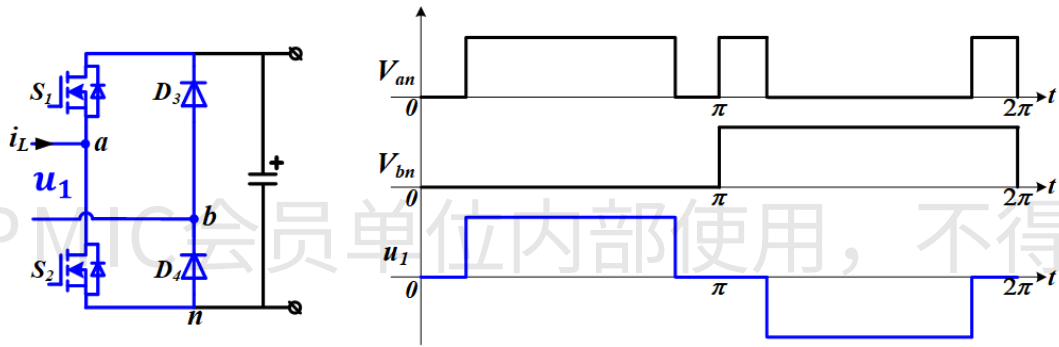


图 2-14 工频全桥桥臂中点电压波形

在 $0 \sim t_1$ 内，工频全桥的电路模态如图 2-16(a)所示， t_1 时刻开关管 S_2 关断，电流由 S_2 沟道换流至 S_1 体二极管，MISN 端口电压 u_1 由 0 变为输出电压 V_o ；在死区时间 $t_1 \sim t_2$ 内电路模态如图 2-16(b)所示； t_2 时刻续流管 S_1 开通，电流由 S_1 体二极管换流至 S_1 沟道， $t_2 \sim t_3$ 内电路模态如图 2-16(c)所示。 t_3 时刻续流管 S_1 关断，但电流仅仅是从 S_1 的沟道换流至体二极管，MISN 的端口电压 u_1 保持 V_o 不变；死区时间 $t_3 \sim t_4$ 内电路模态仍如图 2-16(b)所示； t_4 时刻开关管 S_2 开通，电流由 S_1 体二极管换流至 S_2 的沟道，MISN 端口电压 u_1 由输出电压 V_o 变为 0。可见正半周内工频全桥端口电压 u_1 突变的时刻与开关管 S_2 的驱动信号对齐，与续流管 S_1 的驱动信号无关。负半周时 S_1 变为开关管，而 S_2 为续流管，容易分析得到负半周内工频全桥端口电压 u_1 突变的时刻与开关管 S_1 的驱动信号对齐，与续流管 S_2 的驱动信号无关。

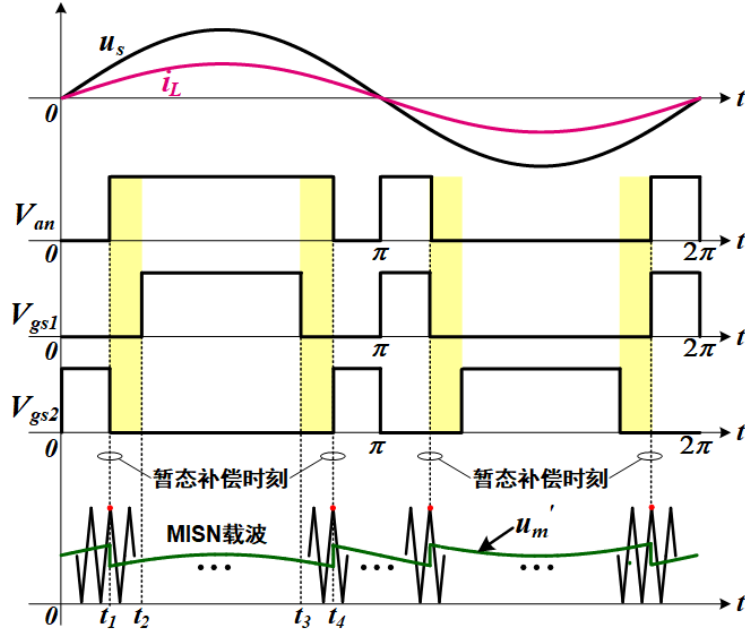


图 2-15 暂态补偿的时刻匹配图

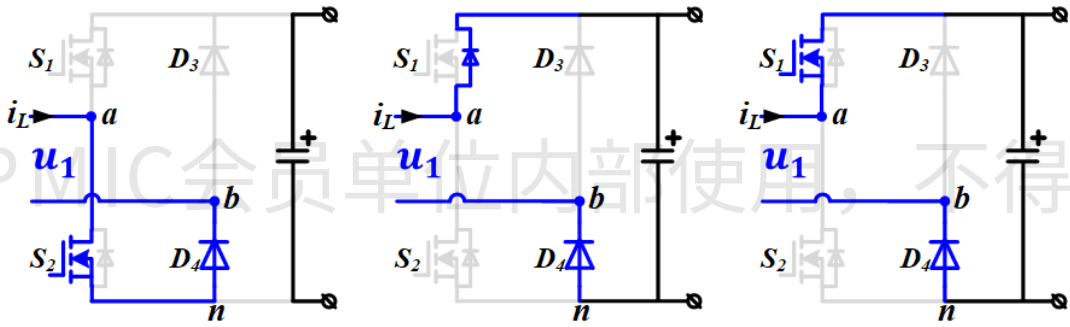
(a) 开关管 S_2 开通 (b) 续流管 S_1 体二极管导通 (c) 续流管 S_1 开通

图 2-16 电网正半周工频全桥电路模态图

为了使斩波时刻能与暂态补偿时刻同步，应根据正负半周调整开关管的驱动信号使其与三角载波的峰值点对齐，如图 2-15 所示。如果匹配错误，将续流管的驱动信号对齐三角载波的峰值点，在死区时间内将有幅值等于 V_o 的电压加到电感上，使电感电流畸变。根据电感的伏秒关系式：

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{\Delta t} u_L dt = \frac{V_o \Delta t}{L} \quad (2-18)$$

电感量越小，死区时间 Δt 越长，造成的电流畸变越大。当输出电压为 400V，电感量为 10 μ H 时，200ns 的死区时间差即可造成 8A 的电流畸变，可见小电感量对暂态补偿控制的时刻匹配提出了更高的要求。实际上暂态补偿控制更新调制信号到 MISN 端口电压 u_2 发生变化，也存在和上述分析类似的过程，但由于 MISN 由多个单元级联而成，使用的是开

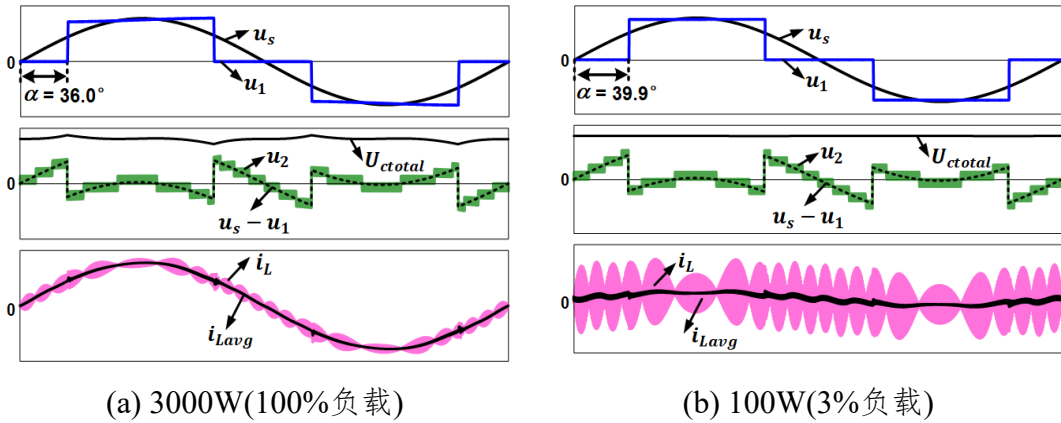
关速度快的低压器件，死区时间小，暂态补偿控制更新调制信号到 MISN 端口电压 u_2 发生变化的时间也短。考虑暂态补偿控制到 MISN 端口电压 u_2 发生变化的延时，只需微调工频全桥开关管的驱动信号相对于暂态补偿控制的延时即可。

2.4 基于工频斩波的单相 MISN PFC 变换器的轻载控制方法研究

通常变换器需要具备空载运行的能力，为确保变换器在任意负载下都能正常工作，本节通过仿真实验观察变换器在不同负载下的工作状态。仿真结果显示工频斩波角度随着负载减小急剧变大，与后续章节中实验结果相符。且后续章节中实验结果表明空载时斩波角度大幅震荡，MISN 电容电压失控。考虑元器件损耗，建立的工频斩波角度随负载变化的数学模型表明，不同输入电压下接近空载时的工频斩波角度都趋近于 90° 。随后基于该模型进一步分析了谐波电流对工频斩波角度的影响，提出基于三次谐波电流注入的轻载控制策略，以减小空载工况下的工频斩波角度。

2.4.1 考虑变换器损耗时斩波角度的工作范围

根据后面章节中选定的样机参数进行仿真，变换器在 $220V_{ac}$ 输入， $300V_{dc}$ 输出下不同负载时的工作波形如图 2-17 所示。根据(2-11)可得忽略变换器损耗时，斩波角度的理论值为 35.5° 。图中仿真结果显示，在 3%~100%负载范围内，斩波角度仅从 36.0° 变化到 39.9° ，与理论值较为相符，而接近空载时斩波角度急剧变大，远大于理论值。且随着斩波角度变大，MISN 端口电压电平数增加，即 MISN 需要平衡的电压 $u_s - u_1$ 变大。



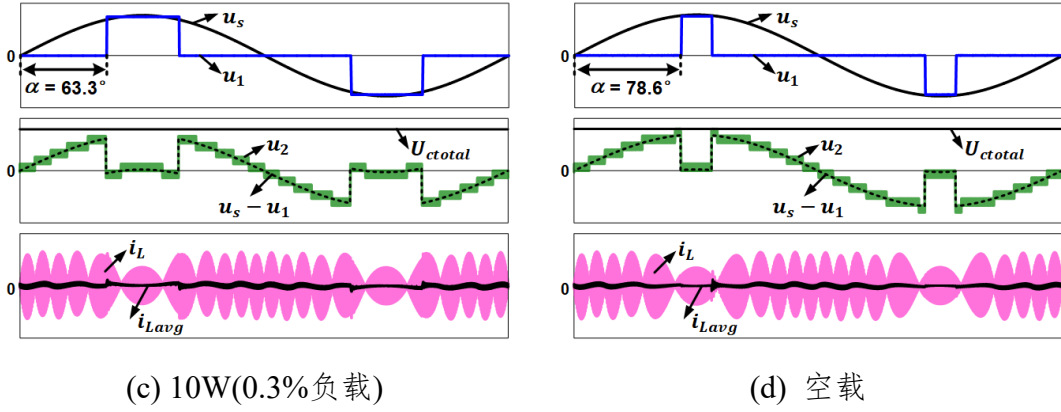


图 2-17 不同负载下的工频斩波角度仿真结果

显然，在负载较大时，电路中的损耗相对于输出功率来说可以忽略不计，而在接近空载时，电路中的损耗将远大于输出功率。接近空载时电路中的损耗主要是 MISN 开关器件的容性损耗和开关损耗，绝大部分输入功率将流向 MISN，小部分输入功率流向工频全桥。为揭示接近空载时斩波角度急剧变大的原因，需要将元器件的损耗考虑进来重新分析。在分析过程中假设输入电压与电感电流仅有基波分量，并且功率因数为 1。MISN 的损耗主要包括开关器件的导通损耗、容性损耗、开关损耗、MISN 单元电容的损耗、MISN 单元电容电压采样损耗，将 MISN 的损耗对应的损耗功率称为 p_{2_loss} 。流向工频全桥的功率包括工频全桥开关器件的导通损耗、输出电容损耗、输出电容电压采样损耗和输出功率 p_o ，将其中损耗部分对应的损耗功率称为 p_{1_loss} 。功率平衡时应有：

$$p_{1(1st)} = U_{1(1st)} I_{L(1st)} = p_{1_loss} + p_o \quad (2-19)$$

$$p_{2(1st)} = U_{2(1st)} I_{L(1st)} = p_{2_loss} \quad (2-20)$$

$$\frac{U_{2(1st)}}{U_{1(1st)}} = \frac{p_{2_loss}}{p_{1_loss} + p_o} \quad (2-21)$$

$$U_s = U_{1(1st)} + U_{2(1st)} \quad (2-22)$$

其中 $p_{1(1st)}$ 为流向工频全桥的有功功率，将 MISN 和工频全桥简化成两个电压源，对应的功率分配关系如图 2-18 所示，由于 MISN 和工频全桥本质上是串联关系，因此两者端口基波电压的比值和功率分配成正比，满足(2-21)。

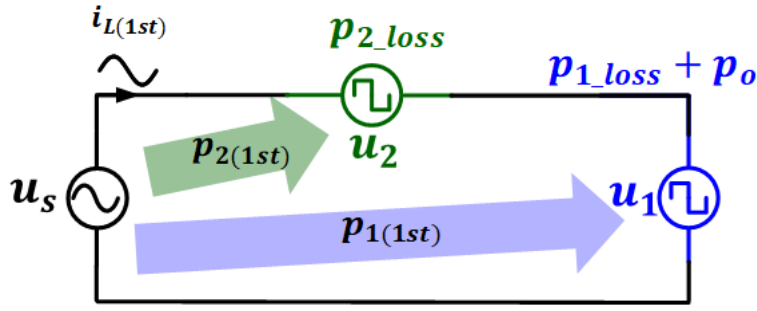


图 2-18 仅考虑基波电流时的 MISN PFC 变换器功率分配图

联立(2-21)和(2-22)可以求得基波电压 $U_{1(1st)}$ 和 $U_{2(1st)}$ 与输出功率和电路损耗的关系：

$$\begin{cases} K_p = \frac{p_{1_loss} + p_o}{p_{1_loss} + p_{2_loss} + p_o} \\ U_{1(1st)} = \frac{p_{1_loss} + p_o}{p_{1_loss} + p_{2_loss} + p_o} U_s = K_p U_s \\ U_{2(1st)} = \frac{p_{2_loss}}{p_{1_loss} + p_{2_loss} + p_o} U_s = (1 - K_p) U_s \end{cases} \quad (2-23)$$

其中 K_p 代表功率分配比， $U_{1(1st)}$ 和 $U_{2(1st)}$ 与输入电压 U_s 、功率分配比 K_p 都有关。图 2-19 给出了后面章节中实际样机在 0~100W(0~3%负载)内的损耗分解，可以看到轻载时工频全桥的损耗 p_{1_loss} 远小于 MISN 损耗 p_{2_loss} 。将损耗 p_{1_loss} 和 p_{2_loss} 代入(2-23)中，可以得到不同负载下基波电压 $U_{1(1st)}$ 和 $U_{2(1st)}$ 的分配关系如图 2-20 所示。当负载较大时，MISN 损耗 p_{2_loss} 相对于输出功率 p_o 可以忽略不计，功率分配比 K_p 接近 1， $U_{1(1st)}$ 近似等于输入电压 U_s ，而 $U_{2(1st)}$ 近似等于 0；当接近空载时，MISN 损耗 p_{2_loss} 远大于输出功率 p_o 和工频全桥损耗 p_{1_loss} ，功率分配比 K_p 接近 0， $U_{1(1st)}$ 近似等于 0，而 $U_{2(1st)}$ 近似等于输入电压 U_s 。

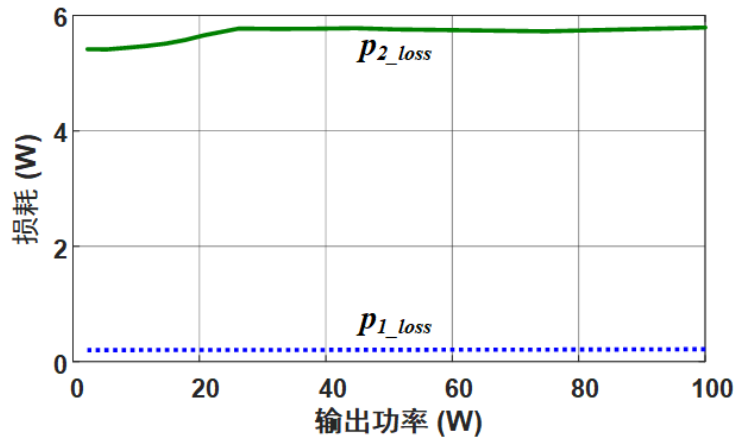
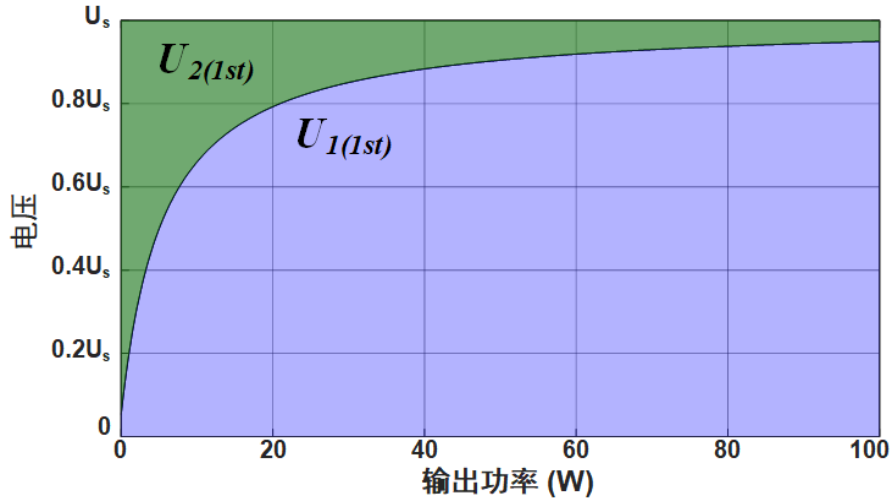


图 2-19 0~100W 损耗分解

图 2-20 不同负载下基波电压 $U_{1(1st)}$ 和 $U_{2(1st)}$ 的分配

由(2-10)可知，工频全桥的基波电压和斩波角度 α 有关，联立(2-10)和(2-23)可得：

$$\alpha = \cos^{-1} \left(\frac{\pi\sqrt{2}}{4V_o} \frac{p_{1_loss} + p_o}{p_{1_loss} + p_{2_loss} + p_o} U_s \right) = \cos^{-1} \left(\frac{\pi\sqrt{2}}{4V_o} K_p U_s \right) \quad (2-24)$$

斩波角 α 也同时与输入电压 U_s 、功率分配比 K_p 有关，如图 2-21 给出了不同输入电压下斩波角度 α 随负载变化的关系曲线。考虑变换器损耗的情况下，可以看到负载较大时，斩波角度随负载变化平缓，基本上可以认为斩波角度只和输入电压有关，逼近忽略变换器损耗时的理论值；在接近空载时，不同输入电压下的斩波角度都会往 90° 靠拢。斩波角度随负载变化的本质是调节 MISN 端口和工频全桥端口基波电压比，从而调节功率分配比，保证 MISN 电容和输出电容的能量平衡。

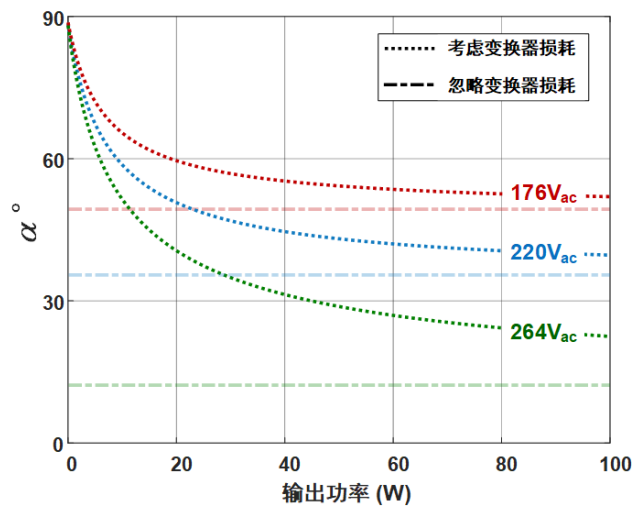


图 2-21 不同输入电压和不同负载下的斩波角度

接近空载时 MISN 的损耗主要为容性损耗和开关损耗，变化程度较小。如果对斩波角

度的最大角度进行限幅，那么变换器运行时的斩波角度将在接近空载时达到最大限幅值，MISN 端口的基波电压也达到对应最大限幅值，负载进一步减小时电感电流的基波幅值也随之减小，MISN 端口能提供的最大基波功率将随之减小，当 MISN 端口的基波功率不再能平衡 MISN 的损耗功率时，MISN 的能量平衡将被打破，导致 MISN 电容电压跌落。

2.4.2 谐波电流对斩波角度的影响

图 2-17 所示仿真结果中的空载斩波角度和图 2-21 中预测的空载斩波角度仍存在较大差异，前面分析时假设电感电流仅有基波分量，而极轻载甚至是空载情况下电感电流的谐波分量相对于基波分量来说不能忽略，使得前面建立的斩波角度随负载变化的数学模型在极轻载或空载时可能失去准确性，因此需要进一步分析谐波电流对斩波角度的影响。

工频全桥端口电压 u_1 为一准方波电压，根据其傅里叶展开式(2-10)可知，其由基波分量 $u_{1(1st)}$ 和一系列奇次谐波分量 $u_{1(k)}$ 构成，由于 MISN 端口电压 u_2 与 u_1 互补，故 u_2 中含有与 u_1 等大反向的谐波电压 $u_{2(k)}$ ：

$$u_{2(k)} = -u_{1(k)} \quad (2-25)$$

当电路中流过谐波电流时，谐波电流会与 MISN 和工频全桥中的谐波电压 $u_{1(k)}$ 和 $u_{2(k)}$ 作用产生等大反向的谐波功率 $p_{1(k)}$ 和 $p_{2(k)}$ ：

$$p_{2(k)} = -p_{1(k)} \quad (2-26)$$

如图 2-22 为考虑谐波电流时的功率分配图。等大反向的谐波功率 $p_{1(k)}$ 和 $p_{2(k)}$ 代表了 MISN 端口和工频全桥端口之间的能量流动，能量流动的方向取决于谐波电流 $i_{L(k)}$ 相对于 $u_{1(k)}$ 和 $u_{2(k)}$ 的方向。当 $i_{L(k)}$ 和 $u_{1(k)}$ 方向相同时，工频全桥端口吸收能量，而 MISN 端口释放能量，能量从 MISN 端口流向工频全桥端口；当 $i_{L(k)}$ 和 $u_{1(k)}$ 方向相反时，工频全桥端口释放能量，而 MISN 端口吸收能量，能量从工频全桥端口流向 MISN 端口。

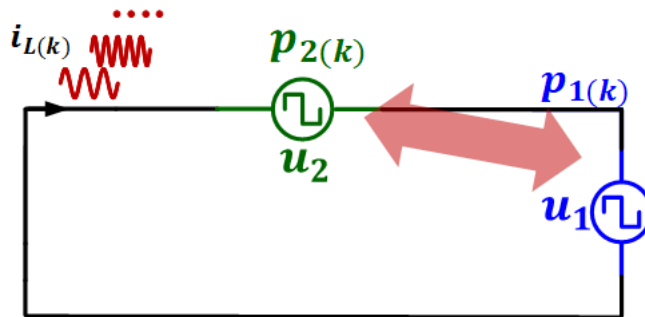


图 2-22 考虑谐波电流时的 MISN PFC 变换器功率分配图

假设谐波功率的正方向为从工频全桥端口 u_1 流向 MISN 端口 u_2 ，谐波功率的总和为

p_h :

$$p_h = \sum_{k=3}^{\infty} p_{2(k)} \quad (2-27)$$

结合图 2-18 和图 2-22 即可得到如图 2-23 所示的同时考虑基波电流和谐波电流的 MISN PFC 变换器功率分配图，根据该图可以得到新的功率分配关系：

$$p_{1(1st)} = p_{1_loss}' + p_o = (p_{1_loss} + p_h) + p_o \quad (2-28)$$

$$p_{2(1st)} = p_{2_loss}' = p_{2_loss} - p_h \quad (2-29)$$

可见谐波功率对电路的影响可以等效为 MISN 的损耗功率减小 p_h ，而工频全桥端口的损耗功率增加 p_h 。用等效损耗 p_{1_loss}' 和 p_{2_loss}' 替换(2-24)中的 p_{1_loss} 和 p_{2_loss} 可以得到考虑谐波电流影响时的斩波角度随负载变化的关系式：

$$\begin{cases} \alpha = \cos^{-1} \left(\frac{\pi\sqrt{2}}{4V_o} \frac{p_{1_loss} + p_o + p_h}{p_{1_loss} + p_{2_loss} + p_o} U_s \right) = \cos^{-1} \left(\frac{\pi\sqrt{2}}{4V_o} K_p' U_s \right) \\ K_p' = \frac{p_{1_loss} + p_o + p_h}{p_{1_loss} + p_{2_loss} + p_o} \end{cases} \quad (2-30)$$

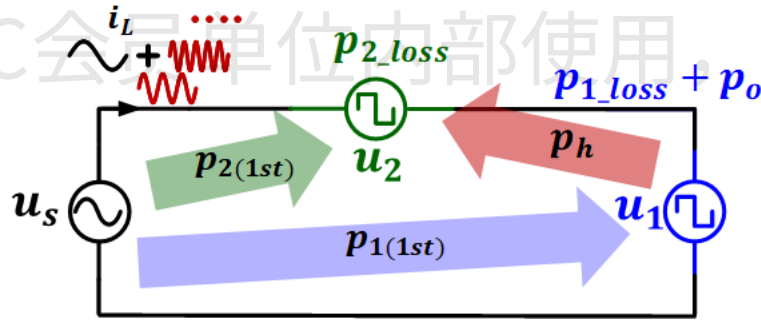


图 2-23 同时考虑基波电流和谐波电流的 MISN PFC 变换器功率分配图

以 220V_{ac} 输入为例，谐波功率 p_h 为 0 和 $\pm 3W$ 时斩波角度 α 随负载变化的关系曲线如图 2-24 所示。可见谐波功率 p_h 大于零，即谐波功率从工频全桥端口流向 MISN 端口时，斩波角度 α 减小；谐波功率 p_h 小于零，即谐波功率从 MISN 端口流向工频全桥端口时，斩波角度 α 增大。

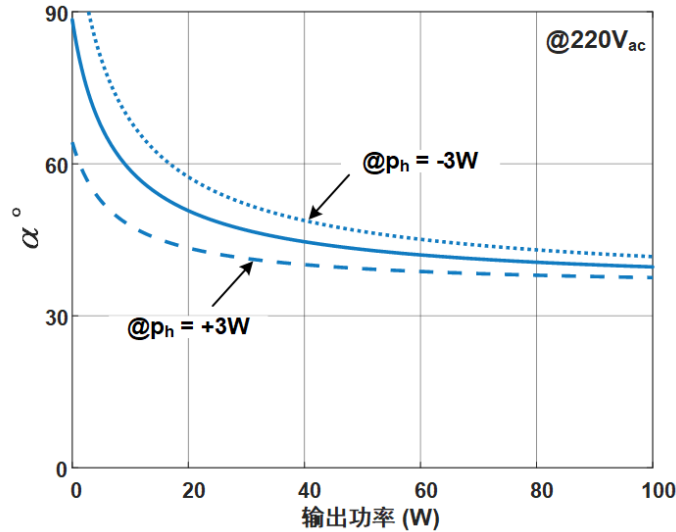


图 2-24 不同谐波功率和负载下的斩波角度

2.4.3 基于三次谐波电流注入的轻载控制策略

通过分析谐波电流对斩波角度的影响可知，向 MISN 注入大于零的谐波功率可以减小斩波角度。为避免斩波角度在极轻载或空载时跑到过大角度，可以对电路中的谐波电流进行控制，使谐波电流 $i_{L(k)}$ 的方向与工频全桥端口的谐波电压 $u_{1(k)}$ 的方向相反，工频全桥端口发出谐波功率，MISN 端口吸收谐波功率。根据(2-10)可知，工频全桥端口的谐波电压 $u_{1(k)}$ 的幅值与斩波角度大小有关，如图 2-25 为不同斩波角度下三次谐波电压 $u_{1(3rd)}$ 的幅值。当 α 小于 30° 时，三次谐波电压方向为正，当 α 大于 30° 时，三次谐波电压方向为负，在斩波角度等于 30° 处三次谐波电压极性改变。对五次谐波电压 $u_{1(5th)}$ 进行计算，易知 $u_{1(5th)}$ 电压极性会在 18° 和 54° 处发生改变。若根据五次及以上谐波电压的极性注入相应频率和极性的谐波电流来控制谐波功率，由于五次及以上谐波电压的极性在 0° 到 90° 范围内存在多次翻转，控制比较复杂。而三次谐波电压的极性在 0° 到 90° 范围内仅翻转一次，为简化控制可以选择注入三次谐波电流，根据三次谐波电压的极性调整注入的三次谐波电流的极性，使流向 MISN 的三次谐波功率始终大于零。三次谐波功率的大小可由注入的三次谐波电流决定，如图 2-26 左下角阴影框为基于三次谐波电流注入的轻载控制策略的框图，通过闭环 MISN 单元电容的电压调节注入的三次谐波电流的大小，为减小谐波电流对电网的影响，该控制被设置仅在负载小于 1% 时投入。

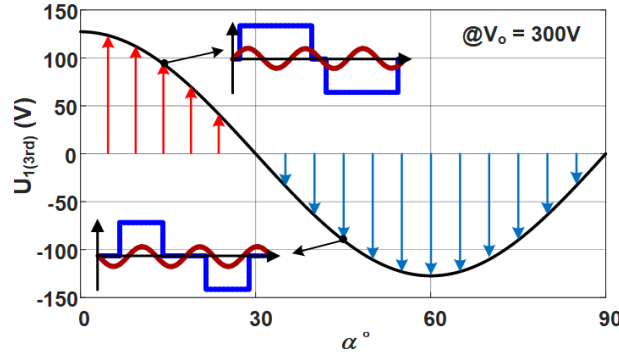


图 2-25 不同斩波角度下的工频全桥端口的三次谐波电压幅值

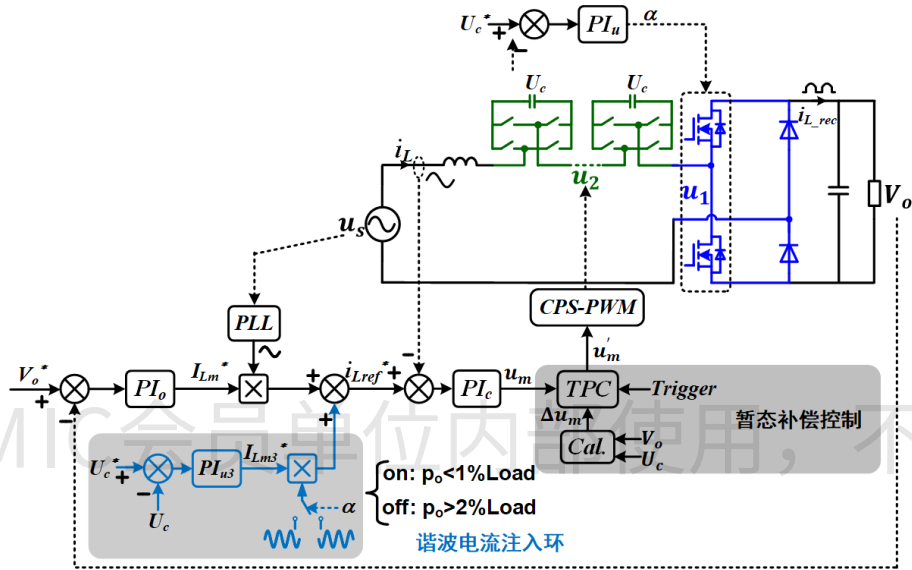


图 2-26 加入基于三次谐波电流注入的轻载控制后的系统闭环控制框图

通过向电路中注入三次谐波电流，使电路中产生从工频全桥端口流向 MISN 端口的三次谐波功率，此时 MISN 的损耗功率由三次谐波功率和基波功率共同平衡，减轻了基波功率的负担，因而能够避免斩波角度在空载时运行至过大角度。该策略仅利用了 MISN 端口电压的三次谐波分量，考虑将 MISN 端口电压 u_2 中的所有谐波利用起来，注入与 u_2 波形一致的电流，该电流中包含 u_2 中的所有谐波并与其同极性，也能产生始终大于零的谐波功率；更一般地，该条件可以弱化为注入与 u_2 极性相同的任意电流，也能实现同样的效果。

2.5 本章小结

本章详细分析了基于工频整流和基于工频斩波的单相 MISN PFC 变换器功率因数校正实现、MISN 电容电压控制、输出电压控制的原理，并基于控制原理给出了相应的闭环控制策略。其次针对仅 PI 控制下斩波时刻电感电流畸变的问题，提出了斩波时刻的暂态补偿控制策略，避免了斩波时刻的电感电流畸变。然后针对变换器接近空载时工频斩波角

度急剧变大且 MISN 电容电压失控的问题,考虑元器件损耗建立斩波角度随负载变化的模型,分析得到工频斩波角度变化的实质是调节功率分配,维持 MISN 能量平衡。最后探究了谐波电流产生的谐波功率对斩波角度的影响,提出基于三次谐波电流注入的轻载控制策略,维持 MISN 电容能量平衡,避免变换器接近空载时工频斩波角度急剧变大。

仅限PMIC会员单位内部使用, 不得外传

3 单相 MISN PFC 变换器的高效率、高功率密度设计方法

第二章分析了 MISN PFC 变换器的工作原理，并设计了一系列控制策略，确保 MISN PFC 变换器能稳定工作，实现功率因数校正。根据变换器的工作原理可知，MISN 是变换器的核心。一方面其是损耗的主要来源。另一方面 MISN 的单元数和开关频率决定电感量的大小，也就决定电感体积的大小，且由于 MISN 需要处理无功功率，需要一定容值的电容，MISN 电容也会占据一部分体积，电感与 MISN 电容的体积都将影响主电路的功率密度。因此基于 MISN PFC 实现高效率、高功率密度的电能变换，关键在于 MISN 的设计。本章首先根据变换器稳压的条件和输出电压取值对 MISN 电容体积的影响确定输出电压。其次根据变换器工作原理计算 MISN 需要的最小电容量，通过调研电解电容的能量密度，得到 MISN 电容体积和所使用电容耐压的关系，从而得到 MISN 电容体积与单元数的关系。然后基于多电平统一损耗模型，通过调研器件的品质因数，得到 MISN 器件损耗与所使用器件耐压的关系，从而建立起 MISN 损耗与单元数和开关频率的关系，以及电感体积与 MISN 单元数的关系；最后综合考虑效率和功率密度对 MISN 的单元数和器件进行选择。

3.1 输出电压与输出电容设计

常规的 Boost PFC 变换器属于升压型功率因数校正拓扑，其能保持输出稳压和电路正常工作的条件是输出电压大于交流输入电压的峰值。为了兼容额定电压为 110V 和 220V 的电网，并考虑±20%的波动，在设计时交流输入电压的范围通常为 90~264V_{ac}。在 264V_{ac} 输入时，交流输入电压的峰值约为 373V，考虑到直流输出母线上的电压纹波，常规 Boost PFC 变换器的直流输出电压通常定在 400V 左右。对于基于工频斩波的 MISN PFC 变换器，由于采用了工频斩波调制，其输出电压可以小于输入电压的峰值。根据(2-11)可以得到不同输入电压 U_s 下，输出电压 V_o 和斩波角度 α 的关系曲线如图 3-1 所示。对每一个输入电压，在斩波角度等于零时输出电压取得最小值，与 Boost 变换器类似，在占空比为零时输出电压取得最小值。因此若希望 MISN PFC 变换器在 90~264V_{ac} 范围内输出能够稳压，输出电压需要大于最大 264V_{ac} 输入下的输出电压的最小值 294V。

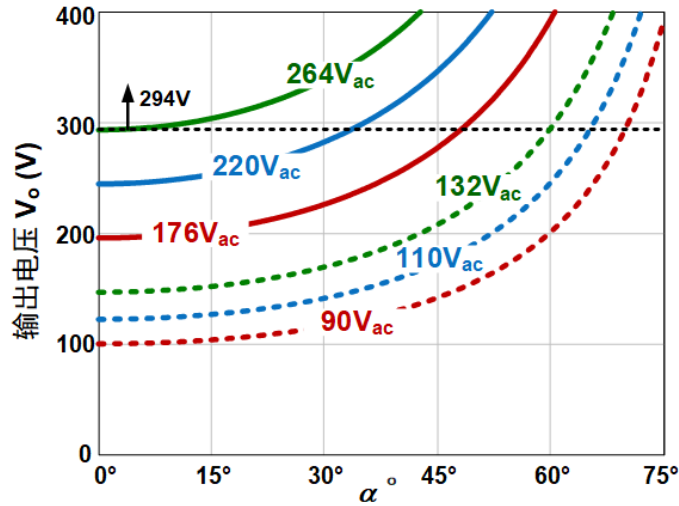


图 3-1 不同输入电压和斩波角度下 MISN PFC 变换器的输出电压

然而，输出电压越高，在低压 $90V_{ac}$ 输入时的斩波角度会很大。根据前一章节中基于工频斩波 MISN PFC 变换器的模态分析可知，斩波角度越大，交流输入对 MISN 单独充电的时间越长，MISN 电容需要缓冲的能量越多，这使得 MISN 电容所需要的容值变大，意味着 MISN 电容的体积会变大。因此输出电压定得过高会增大 MISN 电容的体积。为了减小 MISN 电容的体积，输出电压需要尽可能低，而为了保证输出能够稳压，本文将输出电压定为 $300V$ ，略大于下限值 $294V$ 。

选定输出电压后，可根据流过输出电容的电流 i_{Co} 来计算输出电容的电压纹波和容量的关系。为方便设计，忽略流过输出电容的电流 i_{Co} 中的高频分量。在斩波角度为零时，流过输出电容的电流 i_{Co} 为馒头波电流，加入斩波后，流过输出电容的电流 i_{Co} 为经过斩波的馒头波电流，如图 3-2 所示。

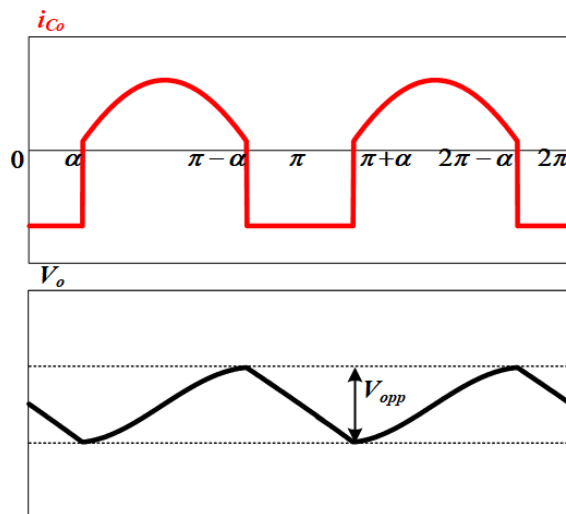


图 3-2 MISN PFC 变换器的输出电容电流纹波与电压纹波

与常规 Boost PFC 不同，该电流中除了二倍工频分量外还包含许多低频分量，因此输出电容的纹波不是正弦波。根据安秒平衡，可以得到输出电容电压纹波峰峰值 V_{opp} 和电容量 C_o 、输出电压 V_o ，输入电压有效值 U_s 、斩波角度 α 和输出功率 P_o 的表达式：

$$V_{opp}(\%) = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}p_o}{\pi\omega U_s V_o C_o} \left[\sqrt{\pi^2 - 4\cos^2 \alpha} - \left(\pi - 2\arcsin\left(\frac{2\cos \alpha}{\pi}\right) \right) \cdot \cos \alpha \right] & (0 < \alpha < \frac{\pi}{2} - \arctan(\frac{\pi}{2})) \\ \frac{2\sqrt{2}p_o}{\pi\omega U_s V_o C_o} \cdot 2\alpha \cos \alpha & (\frac{\pi}{2} - \arctan(\frac{\pi}{2}) < \alpha < \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (3-1)$$

式中斩波角度 α 输出电压和 V_o 满足(2-11)，根据该表达式可以画出输出电压 V_o 取 300V、220V 电网最大输出功率取 3000W、110V 电网最大输出功率取 1500W 时，不同输入电压下输出电容电压纹波峰峰值 V_{opp} 和电容量 C_o 的关系曲线，如图 3-3 所示。由于流过输出电容的电流 i_{Co} 与输入电流和斩波角度都有关，输入电流越大，斩波角度越大， i_{Co} 的波动越大，对应的输出电容电压纹波也越大。输出功率一定时，输入电压越低输入电流越大，因此在 220V 电网和 110V 电网中都是交流电压波动-20%时对应的纹波最大；而从图 3-1 可知在 220V 电网下斩波角度的变化范围相比 110V 电网更宽，因此在 220V 电网不同输入电压下的电容电压纹波偏差相比 110V 电网大。按照 $0.5\mu\text{F}/\text{W}$ 的经验值选取电容时，输出电容约为 $1500\mu\text{F}$ ，此时对应的输出电容最大电压纹波为 12%。

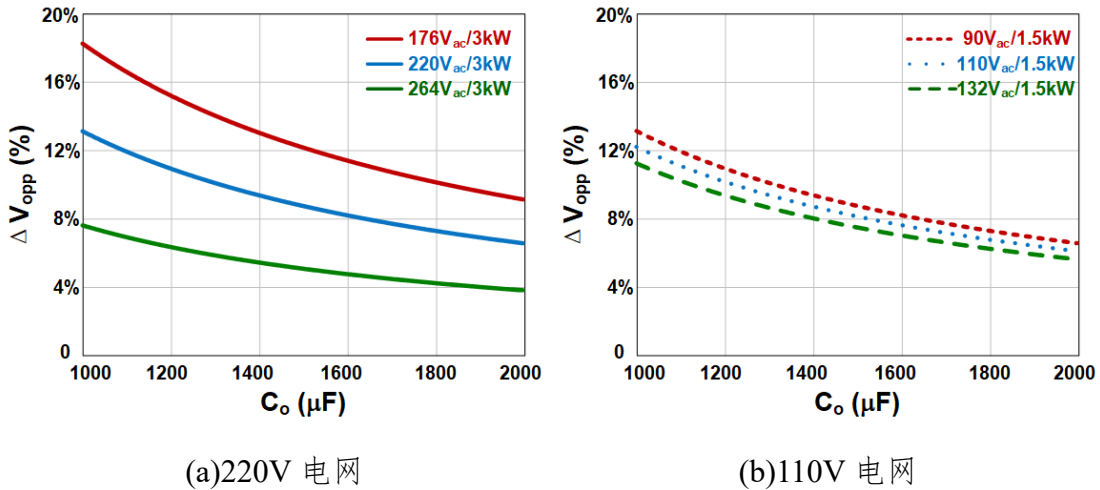


图 3-3 不同输入电压下 MISN PFC 变换器的输出电容电压纹波

3.2 MISN 电容电压与电容量设计

3.2.1 不同电容总电压平均值对应的电容总电压峰值和最小电容量

由前面原理分析可知，MISN 串联在交流输入 u_s 和工频全桥端口 u_1 之间，通过对 MISN

电容电压斩波平衡两者之间的电压差 $u_s - u_1$ 。如图 3-4 所示，在忽略 MISN 电容电压纹波时，MISN 电容总电压平均值 U_{ctotal} 应大于 $u_s - u_1$ 的绝对值的最大值：

$$U_{ctotal} \geq |u_s(t) - u_1(t)|_{\max} \quad (3-2)$$

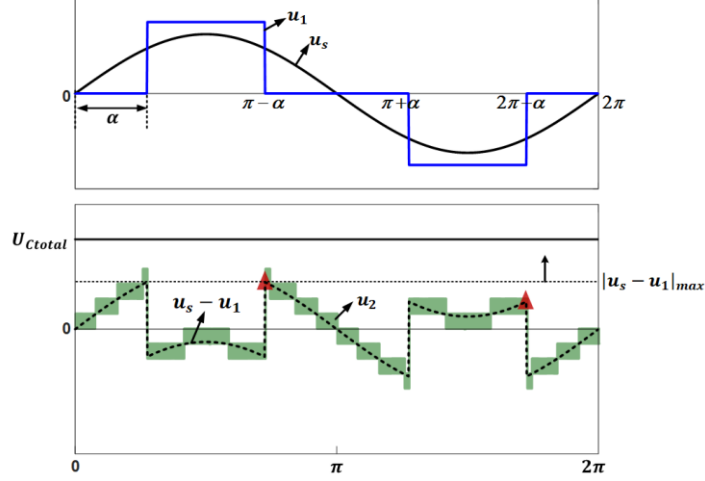


图 3-4 MISN 电容总电压平均值取值原理图

忽略元器件损耗，不考虑负载对斩波角度的影响时，根据(2-11)可知斩波角度由输入电压、输出电压唯一确定。在 90~264V_{ac} 输入范围内，根据 u_s 和 u_1 的波形可求得每个输入电压下 MISN 电容总电压平均值的最小取值 $(U_{ctotal})_{\min}$ ，如图 3-5 所示。可见在 90~264V_{ac} 输入范围内，最恶劣的工况为 264V_{ac} 输入，MISN 电容总电压平均值需要大于 225V。

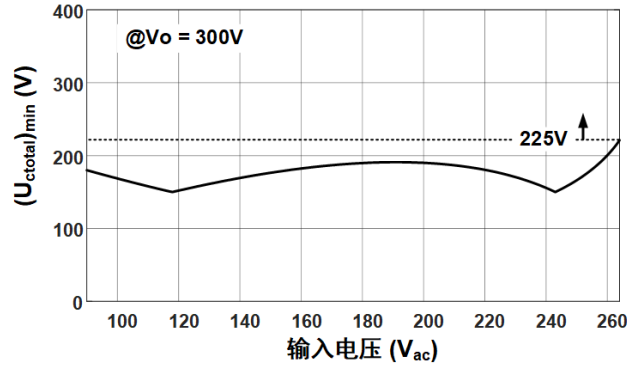


图 3-5 不同输入电压下 MISN 电容总电压平均值的最小取值

实际工作中 MISN 存在损耗，虽然其消耗的有功功率很小，仅用于平衡器件与电容的损耗。但 MISN 上有较大的无功功率，无功功率会在 MISN 电容上产生电压纹波，使得 MISN 电容总电压平均值的取值需要相应提高。而电压纹波则和电容量有关，为了使变换器正常工作，需要综合考虑电容量和电容总电压对 MISN 电容进行设计。

如图 3-6 所示，MISN 中包含 N 个级联的 H 桥单元和单元电容，不同单元之间的电

容实质上是串联关系，可以等效成一个电压为 U_{ctotal} ，容值为 C_{equ} 的等效电容：

$$\begin{cases} U_{ctotal} = NU_c \\ C_{equ} = \frac{C_{cell}}{N} \end{cases} \quad (3-3)$$

其中 C_{cell} 为单元电容的容值。

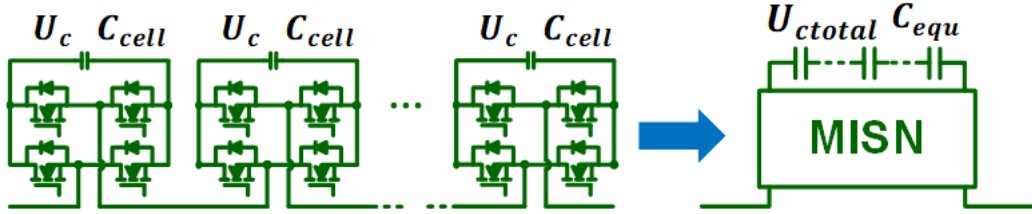


图 3-6 MISN 等效电容

由前面分析可知，输入电压越低，斩波角度越大，输出功率越大，MISN 缓冲的能量越多。因此 176V_{ac}/3000W 和 90V_{ac}/1500W 是最恶劣的两个工况，此时 MISN 电容纹波最大。MISN 的直流侧电压瞬时值，即电容总电压瞬时值 u_{ctotal} 在任一时刻都需要大于交流侧电压 $u_s - u_1$ 的绝对值。图 3-7 为一个工频周期内 MISN 等效电容的电压纹波，观察图中波形可知在斩波时刻 $t = \pi - \alpha$ 或 $t = 2\pi - \alpha$ 电容总电压瞬时值取得谷底值 U_{ctotal_min} ，在此处最有可能小于交流侧电压 $u_s - u_1$ 的绝对值，因此变换器能够正常工作的纹波条件为：

$$U_{ctotal_min} \geq |u_s(t) - u_1(t)|_{\max} \quad (3-4)$$

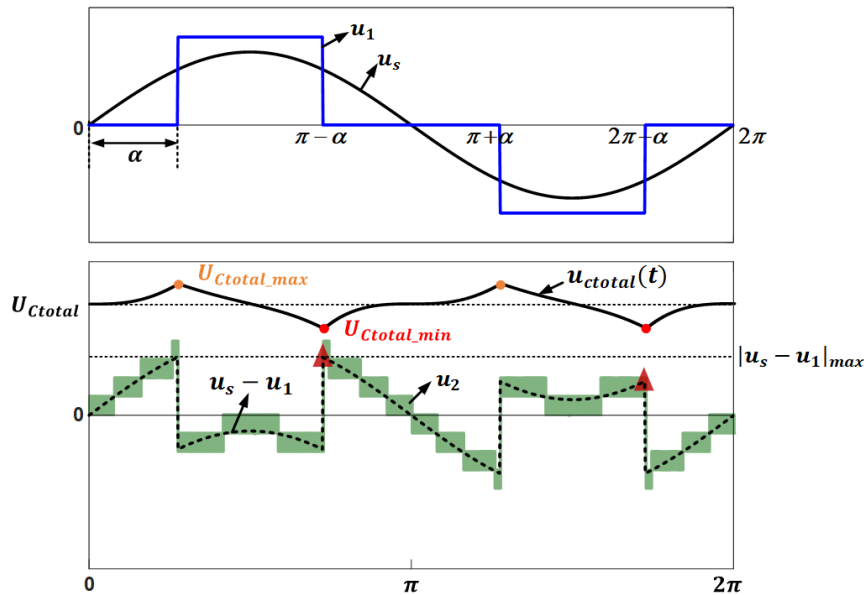


图 3-7 MISN 等效电容的电压纹波

其中 $|u_s(t) - u_1(t)|_{\max}$ 取决于斩波角度 α ，输入电压 U_s ，和输出电压 V_o 的相对大小，其可能出

现在 $t = \pi - \alpha$ 或 $t = 2\pi - \alpha$ 时刻:

$$|u_s(t) - u_1(t)|_{\max} = \max(\sqrt{2}U_s \sin \alpha, |\sqrt{2}U_s \sin \alpha - V_o|) \quad (3-5)$$

在 $(\pi - \alpha, \pi)$ 期间, MISN 吸收的能量等于 MISN 端口电压 u_2 和流过 MISN 的电流 i_L 的乘积对时间的积分:

$$\Delta E = \int_{\pi-\alpha}^{\pi} u_2(t) i_L(t) dt = \int_{\pi-\alpha}^{\pi} (u_s(t) - u_1(t)) i_L(t) dt = \int_{\pi-\alpha}^{\pi} u_s(t) i_L(t) dt \quad (3-6)$$

根据能量守恒,可以得到 MISN 电容的电容总电压谷底值 U_{ctotal_min} 和平均值 U_{ctotal} 的关系:

$$\frac{1}{2} C_{equ} U_{ctotal_min}^2 = \frac{1}{2} C_{equ} U_{ctotal}^2 - \Delta E \quad (3-7)$$

电容容值 C_{equ} 越小, MISN 电容的电容总电压谷底值 U_{ctotal_min} 越低, 越有可能不满足电路正常工作的纹波条件(3-4), 因此联立(3-4)~(3-7)可求得 MISN 电容等效容值 C_{equ} 的取值范围:

$$C_{equ} \geq \frac{p_o(2\alpha - \sin 2\alpha)}{\omega(U_{ctotal}^2 - |u_s(t) - u_1(t)|_{\max}^2)} \quad (3-8)$$

其中输入电压 U_s 和斩波角度 α 满足(2-11)。MISN 电容等效容值取为(3-8)的最小值时, 电容总电压谷底值 U_{ctotal_min} 和 $|u_s(t) - u_1(t)|_{\max}$ 相等:

$$\begin{cases} U_{ctotal_min} = |u_s(t) - u_1(t)|_{\max} \\ C_{equ_min} = \frac{p_o(2\alpha - \sin 2\alpha)}{\omega(U_{ctotal}^2 - |u_s(t) - u_1(t)|_{\max}^2)} \end{cases} \quad (3-9)$$

根据能量守恒, 可推得 MISN 电容取等效最小容值时对应的电容总电压峰值:

$$\frac{1}{2} C_{equ_min} U_{ctotal_max}^2 = \frac{1}{2} C_{equ_min} U_{ctotal}^2 + \Delta E \quad (3-10)$$

$$\frac{1}{2} C_{equ_min} U_{ctotal_min}^2 = \frac{1}{2} C_{equ_min} U_{ctotal}^2 - \Delta E \quad (3-11)$$

$$U_{ctotal_max} = \sqrt{2U_{ctotal}^2 - |u_s(t) - u_1(t)|_{\max}^2} \quad (3-12)$$

根据表达式(3-9)和(3-12), 可得到在 176V_{ac}/3000W 和 90V_{ac}/1500W 两个工况下, MISN 电容的等效最小容值以及电容总电压峰值和平均值的关系曲线, 如图 3-8 所示。两个工况下 MISN 电容等效最小容值 C_{equ_min} 都会随着 U_{ctotal} 增大而减小, 而电容总电压峰值 U_{ctotal_max} 则会随着 U_{ctotal} 增大而增大。而同一个电容总电压平均值下, 90V_{ac}/1500W 工况下的等效最小容值以及电容总电压峰值均比 176V_{ac}/3000W 工况下的等效最小容值和电容总电压峰值要大, 可见 90V_{ac}/1500W 工况的条件更为苛刻, 因此在设计时需要按 90V_{ac}/1500W 工况

来设计 MISN 电容。 U_{ctotal_max} 决定了单元电容和器件稳态工作时的电压最大值，因此在确定 MISN 电容的电容总电压平均值后，可以根据图 3-8 选择耐压与容量规格合适的电容以及耐压合适的器件。

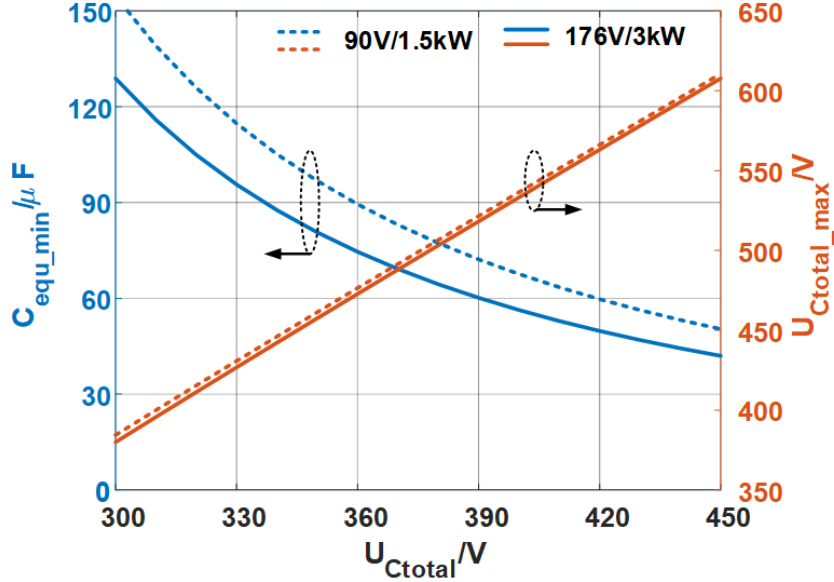


图 3-8 MISN 电容的等效最小容值与对应的电容总电压峰值

3.2.2 MISN 电容体积和单元数的对应关系

为了实现高功率密度，需要对 MISN 电容的体积进行定量分析。对于某一个电容总电压平均值 U_{ctotal} ，考虑一定裕量，根据图 3-8 选择电容的容值为 1.2 倍等效最小容值 C_{equ_min} ，总耐压为 U_{ctotal_max} ，再根据电容的储能和所选择电容的能量密度即可以对 MISN 电容的体积进行估算：

$$Vol_{MISN_Cap} = \frac{\frac{1}{2} \times 1.2 C_{equ_min} U_{ctotal_max}^2}{E_D} \quad (3-13)$$

其中 E_D 为 MISN 选用的电容的能量密度，而电容的能量密度一般和电容的耐压有关。对日本 NIPPON CHEMI-CON 中具有小型化、高纹波电流特点的几个系列的铝电解电容进行调研，结果如图 3-9 所示。从图中可以看出铝电解电容能量密度 E_D 与耐压 V_{BR} 有关，低压电容能量密度低，高压电容能量密度高，其所能达到的最大能量密度近似与耐压 V_{BR} 成线性关系。对铝电解电容的能量密度和耐压的关系拟合如图中虚线所示，进而可以利用拟合的能量密度对 MISN 电容进行体积估算。

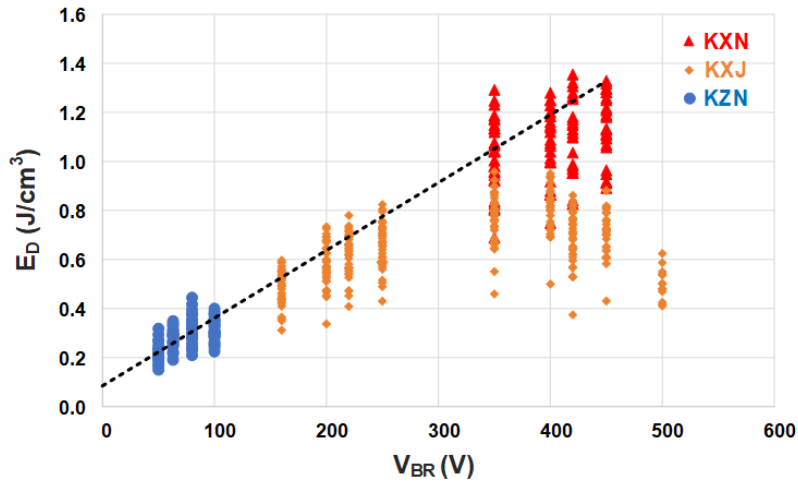


图 3-9 铝电解电容能量密度与耐压

MISN 选用的电容的耐压取决于电容总电压峰值和串联的电容数，如图 3-10 给出了预估的 MISN 电容体积和电容总电压平均值、串联电容个数以及电容耐压规格的关系曲线。当选用的电容的耐压规格为 450V，在电容总电压平均值小于 343V 时，电容总电压峰值小于 450V，选用 1 颗 450V 的电容即可满足耐压要求；而当电容总电压平均值大于 343V 时，电容总电压峰值大于 450V，需要选用 2 颗 450V 的电容串联才能满足耐压要求，由于电容串联后容值变小，单颗电容的容值需要变成原来的两倍，导致在 343V 左右两侧体积相差 $(2/1)^2-1$ 倍。当选用的电容的耐压规格为 160V，在电容总电压平均值小于 363V 时，电容总电压峰值小于 480V，选用 3 颗 160V 的电容串联即可满足耐压要求；而当电容总电压平均值大于 363V 时，电容总电压峰值大于 480V，需要选用 4 颗 160V 的电容串联才能满足耐压要求，同理可得在 363V 左右两侧体积相差 $(4/3)^2-1$ 倍。

MISN 电容总电压平均值在 343~363V 范围内时，电容总电压峰值为 450~480V，使用能量密度低的 3 颗 160V 电容串联的 MISN 电容体积比使用 2 颗能量密度高的 450V 电容串联的 MISN 电容体积还要小，其原因为：2 颗 450V 电容串联构成 MISN 电容时，电容总耐压高达 900V，电容的耐压并没有被充分利用；而 3 颗 160V 电容串联构成的 MISN 电容的总耐压仅为 480V，电容耐压利用率非常高。而 MISN 电容总电压平均值大于 363V 时，虽然 2 颗 450V 电容串联构成的 MISN 电容的耐压利用率仍然没有 4 颗 160V 电容串联构成的 MISN 电容高，但由于 450V 电容能量密度大于 160V 电容，使得使用能量密度高的 2 颗 450V 电容串联构成的 MISN 电容体积重新大于使用能量密度低的 4 颗 160V 电容串联构成的 MISN 电容。

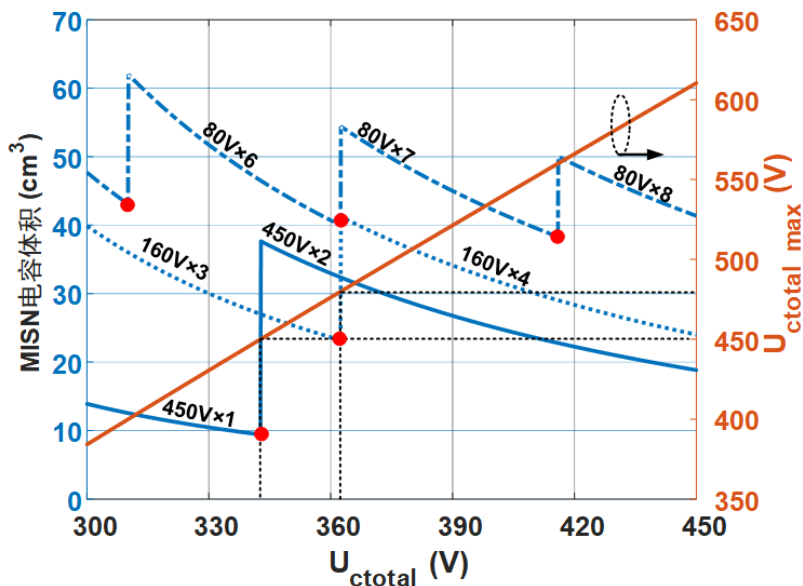


图 3-10 不同耐压与串联个数的电容组合对应的 MISN 电容体积

由于市面上的电容耐压规格是离散的，电容串联个数也是离散的，当电容耐压规格和串联个数的乘积与 MISN 电容总电压峰值不相等时，就会出现电容耐压利用不充分的情况，导致 MISN 电容体积变大。为了简化分析，不妨假设电容耐压规格连续可选，电容耐压利用率均能达到 100%。当电容总电压平均值和电容串联个数确定后，即可得到 MISN 电容的体积。由图 3-6 可知，电容串联的个数实际上对应着单元数。如图 3-11 所示，当 MISN 电容总电压平均值取为 360V 时，可以得到 MISN 电容体积和单元数之间的关系。单元数增大时，由于使用的是低能量密度的低压电容，MISN 电容体积变大。

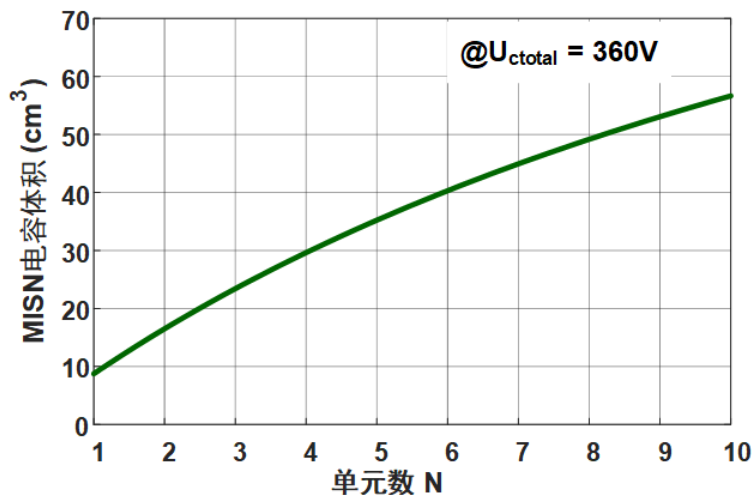


图 3-11 不同单元数对应的 MISN 电容体积

3.3 MISN 器件最小损耗模型

3.3.1 不同单元数和开关频率对应的 MISN 器件最小损耗

对于某一给定的 MISN 电容总电压平均值, 通过图 3-8 可得到电容总电压的峰值, 也就是 MISN 的器件在稳态工作时应承受的最大电压。考虑一定的余量, 即可得到 MISN 的器件的总耐压, 再根据单元数确定最后选用器件的耐压。由于 MISN PFC 变换器工作在 CCM 模式, 所以 MISN 的器件工作于硬开关状态。文献^[43]以基于氮化镓器件的 CHB PFC 为例, 给出了多电平变换器的器件最小损耗模型, MISN 中的单元电路为级联 H 桥, 因此可以用该模型来评估 MISN 器件的损耗。该模型如(3-14)所示:

$$\begin{cases} P_{MISN_Loss} = 2k_{temp}k_{dyn}I_{rms}^2NR_{ds_on} + \frac{2U_{ctotal}^2(k_{sw}NFoM_{sw}I_{avg} + NFoM_{oss})f_s}{NR_{ds_on}} \\ P_{MISN_Loss_min} = 4U_{ctotal}I_{rms}\sqrt{k_{temp}k_{dyn}(k_{sw}NFoM_{sw}I_{avg} + NFoM_{oss})f_s} \\ R_{ds_on} = \frac{U_{ctotal}}{NI_{rms}}\sqrt{\frac{(k_{sw}NFoM_{sw}I_{avg} + NFoM_{oss})f_s}{k_{temp}k_{dyn}}} \end{cases} \quad (3-14)$$

其中 I_{rms} 和 I_{avg} 分别是电感电流的有效值和平均值, k_{temp} 和 k_{dyn} 分别是器件工作时的温度系数和动态电阻系数, R_{ds_on} 是器件的导通电阻, k_{sw} 是与器件门极相关的参数, 而 $NFoM_{sw}$ 和 $NFoM_{oss}$ 是表征开关损耗和容性损耗的品质因数, 等于器件的导通电阻和器件寄生电容的乘积:

$$\begin{cases} NFoM_{sw} = R_{ds_on} \cdot C_{gd(tr)} \\ NFoM_{oss} = R_{ds_on} \cdot C_{oss(er)} \end{cases} \quad (3-15)$$

其中 $C_{gd(tr)}$ 为器件栅-漏电容的电荷等效容值, $C_{oss(er)}$ 为器件输出电容的能量等效容值。当所选用的 MISN 器件的导通电阻满足(3-14)时, 器件的导通损耗与开关损耗和容性损耗达到平衡, MISN 器件损耗最小。在变换器的输出功率确定后, 输入电流和电感电流的最大有效值随之确定, MISN 的器件的最小损耗仅取决于电容总电压平均值 U_{ctotal} 和器件品质因数 $NFoM_{sw}$ 和 $NFoM_{oss}$ 。由于 Si 器件相比于 GaN 器件具有工艺成熟、成本低廉, 可靠性高的优势, 在短期内 GaN 器件还难以替代 Si 器件, 因此本文将基于 Si 器件对 MISN 器件进行损耗分析, 利用 Si 器件搭建 MISN PFC 变换器。

首先对英飞凌 BSCxxx 系列的 Si 器件进行调研, 得到器件品质因数和器件耐压的关系如图 3-12 所示, 器件耐压越高, 品质因数 $NFoM_{sw}$ 和 $NFoM_{oss}$ 越大。基于 OptiMOSTM6 技术的器件的品质因数 $NFoM_{sw}$ 相较于基于 OptiMOSTM5 技术的要小一倍, 然而其种类较少, 因此在拟合器件品质因数和器件耐压之间的关系时主要考虑基于 OptiMOSTM3 和

OptiMOS™5 技术的器件，如图 3-12 虚线所示。

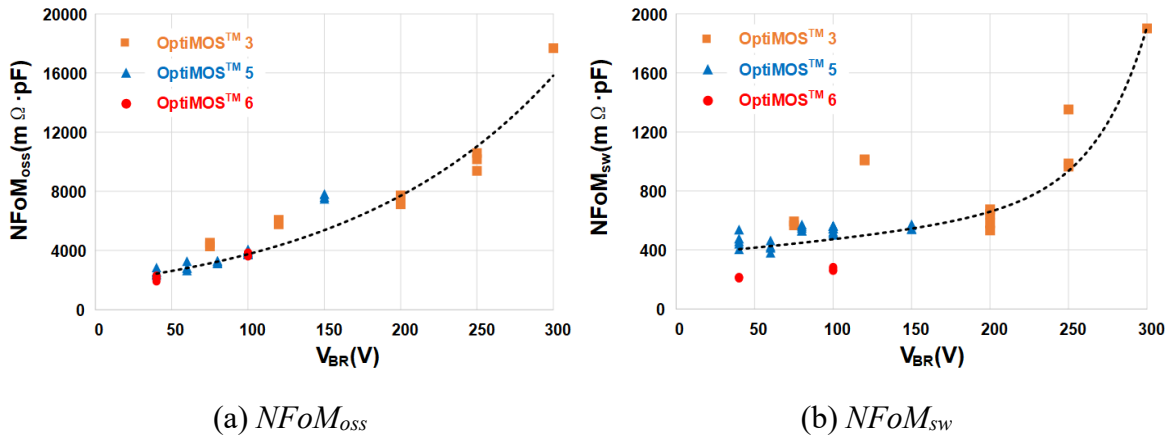


图 3-12 器件品质因数

以 MISN 电容总电压平均值取 360V 为例，忽略器件的反向恢复损耗，根据(3-14)结合图 3-12 得到满载情况下不同耐压器件对应的 MISN 器件的最小损耗，如图 3-13 所示。开关频率相同时，所使用的器件耐压越低。由于耐压低的器件品质因数小，MISN 器件的最小损耗越小。电容总电压平均值取 360V 时 MISN 所需要的最小等效电容量为 90μF，该最小等效电容量对应的电容总电压峰值约为 480V，考虑 20%的余量，将器件的总耐压选取为 600V。选用器件的耐压不同时，对应的单元数不同，如图 3-13 中标注了与器件耐压相对应的单元数，可见单元数越多，MISN 器件的最小损耗越小。当器件的开关频率增加时，最小损耗曲线整体上移，器件的开关频率减小时，损耗曲线整体下移。假设满载工况下工频全桥器件损耗、电感损耗、电容损耗各占 0.2%、0.15%、0.1%，同时考虑到 Si 器件存在一定的反向恢复损耗，为了使得变换器满载效率能够达到 99%，需要将 MISN 器件损耗限制在 0.45%以下，图 3-13 中期望损耗限制线以下即为可选的单元数与开关频率的组合。

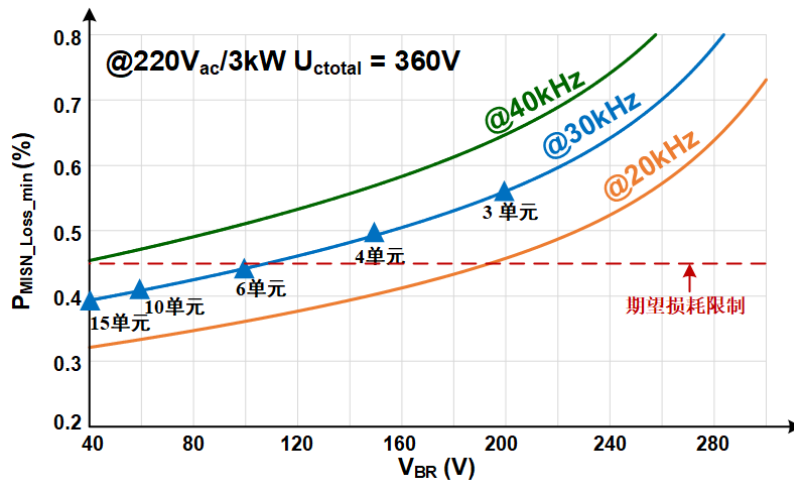


图 3-13 不同耐压器件对应的 MISN 器件最小损耗

3.3.2 不同单元数对应的电感体积

对于某一给定的期望损耗限制值，根据(3-14)可求得不同单元数对应的最高开关频率：

$$f_{smax} = \left(\frac{P_{MISN_Loss_min}}{4U_{ctotal} I_{rms}} \right)^2 \cdot \frac{1}{k_{temp} k_{dyn} (k_{sw} N F_o M_{sw} I_{avg} + N F_o M_{oss})} \quad (3-16)$$

单元数确定后，即可根据图 3-14 选取器件的开关频率，进而根据(2-9)可以计算 MISN PFC 变换器所需要的电感量。以 MISN 电容总电压取 360V，电感电流纹波峰峰值的最大值取为输入电流峰峰值的 15% 为例，所需电感量和单元数的关系如图 3-15 所示。需要的电感量和单元数成反比，单元数增大时，需要的电感量急剧减小。

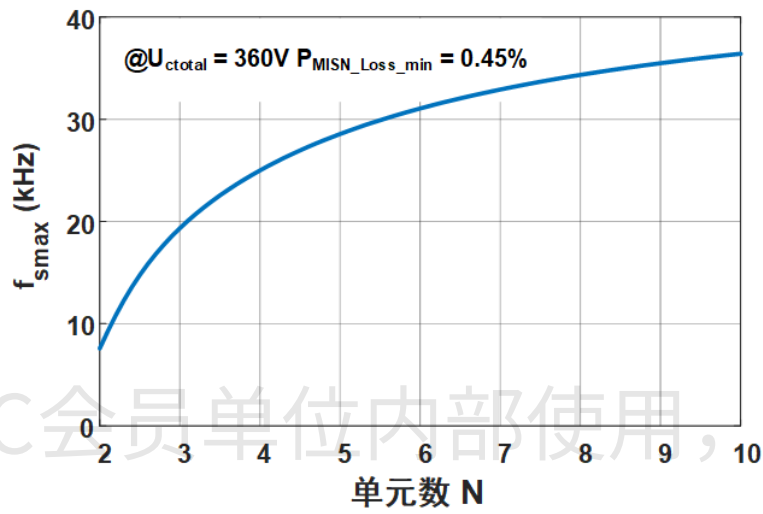


图 3-14 相同期望损耗限制下不同单元数对应的最高开关频率

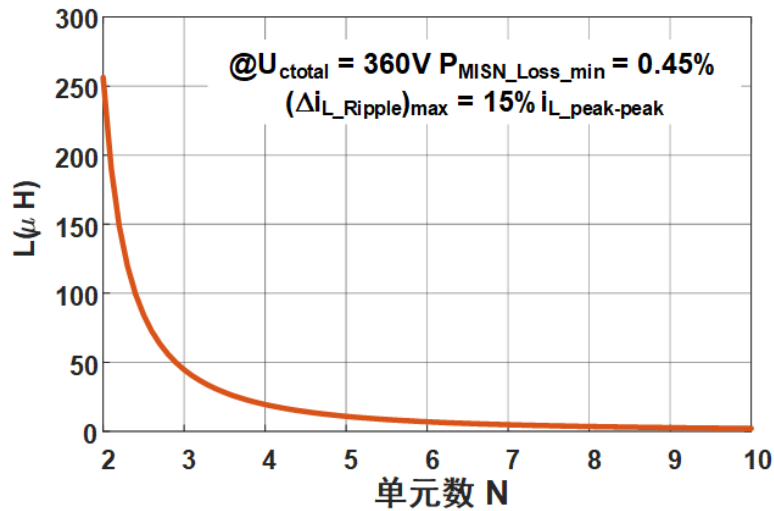


图 3-15 不同单元数对应的电感量

电感量确定后，可根据 AP 法得到电感磁芯截面积 A_e 和窗口面积 A_w 的乘积：

$$A_p = A_e A_w = \frac{L I_p I_{rms}}{k_w J B_m} \quad (3-17)$$

其中 I_p 为电感电流峰值, J 为绕组电流密度, k_w 和 B_m 分别为磁芯窗口面积利用系数和工作时的最大磁感应强度。而磁芯体积和 A_p 的四分之三次方成正比:

$$Vol_{core} = k_c \cdot A_p^{\frac{3}{4}} \quad (3-18)$$

其中 k_c 为经验系数。根据(3-17)和(3-18), 结合图 3-15 即可对不同单元数对应的电感体积进行估算, 结果如图 3-16 所示, 电感体积随单元数增大而减小。

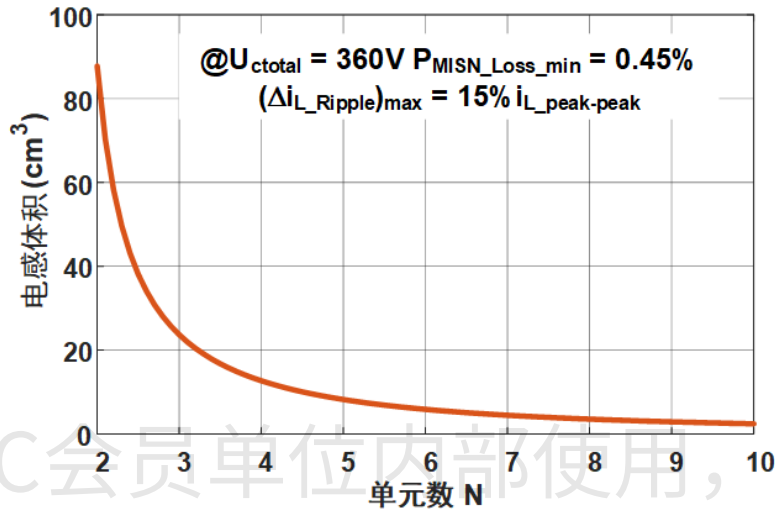


图 3-16 不同单元数对应的电感体积

3.4 MISN 单元数与器件选择

在 MISN 电容总电压取 360V, 期望损耗限制值为 0.45% 的条件下, 将前面得到的 MISN 电容体积和电感体积放在同一幅图中, 如图 3-17 所示。两者加和得到图 3-17 中红色曲线, 可见 MISN 电容体积与电感体积之和先下降后上升, 在 3~6 个单元范围内, 两者体积之和相对较小。

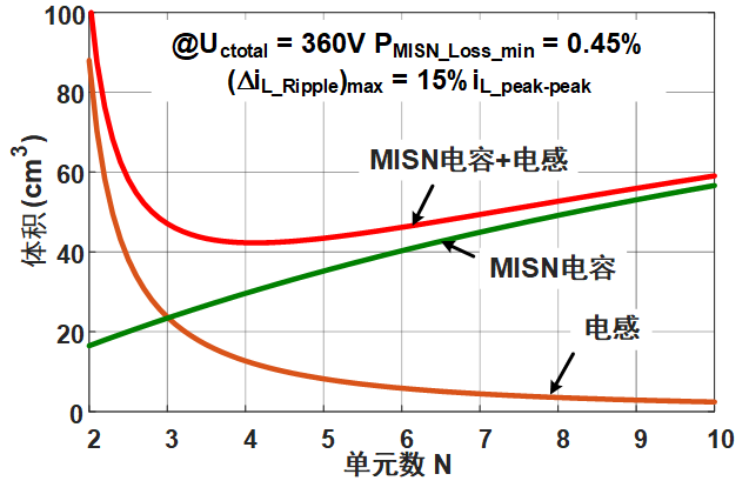


图 3-17 MISN 电容体积和电感体积的加和

120V 器件和 150V 器件分别对应 4 个单元和 5 个单元，考虑到图 3-12 中 120V 器件和 150V 器件的 NF_oM_{oss} 相比用于计算 MISN 损耗的拟合值要大很多，120V 器件和 150V 器件对应的实际损耗应高于估计值，使变换器不能满足效率指标，因此考虑在 3 个单元和 6 个单元之间做选择。为了使得 MISN 器件能够达到最小损耗，器件的导通电阻需要满足 (3-14)。图 3-18 给出了选用导通电阻不同的器件对应的 MISN 器件损耗，由于现有的 200V 器件导通电阻过大无法取得最小损耗，本文最终选用导通电阻为 2.24mΩ 的 100V 器件，该器件恰好能取到最小损耗。

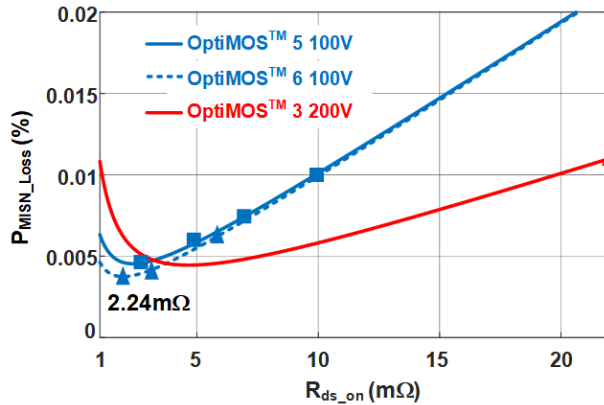


图 3-18 MISN 器件损耗与导通电阻

3.5 本章小结

本章针对基于工频斩波的 MISN PFC 变换器，首先根据输出稳压的要求以及输出电压取值对 MISN 电容的影响设计输出电压，并分析了输出电压纹波和输出电容容值的关系。其次基于 MISN 电容的电压纹波分析，得到变换器正常工作时 MISN 的最小电容量和电容

总电压峰值与电容总电压平均值的关系，为电容的耐压与容值规格选取提供依据；并通过对电解电容能量密度的调研，将最小电容量转化为电容体积，分析了电容耐压利用率对电容体积的影响，给出了在耐压利用率为 1 以及总电容平均电压确定时 MISN 电容体积和单元数的关系。然后基于多电平电路统一损耗模型，给出了指定效率要求下 MISN 单元数与开关频率的设计方法，并分析了电感体积和单元数的对应关系。结合 MISN 电容体积与电感体积之和与单元数的关系，考虑功率密度和效率两方面确定 MISN 的单元数。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

4 实验验证

根据第二章的控制策略和第三章的设计方法, 本文搭建了一台六单元单相 MISN PFC 样机, 电路结构如图 4-1 所示。由于 MISN 由六个级联的 H 桥单元构成, 需要的驱动路数较多, 因此控制器采用 DSP+FPGA 的架构, DSP 用于运行控制算法, 而 FPGA 用于控制开关管的驱动。该样机输出电压为 300V, 在 220V 电网下最大输出功率为 3000W, 在 110V 电网下最大输出功率 1500W。样机图片如图 4-2 所示, 样机尺寸为 150mm×31mm×41mm, 考虑输入滤波器和输出电容时其功率密度约为 255W/in³; 由 PCB 和 MISN 电容与电感构成的主电路部分的功率密度约为 700W/in³。

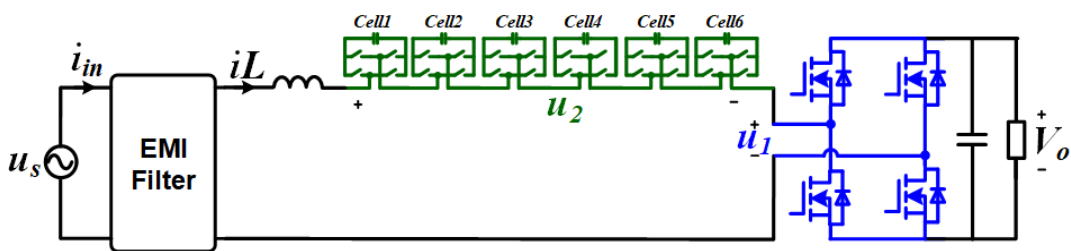


图 4-1 实验电路图

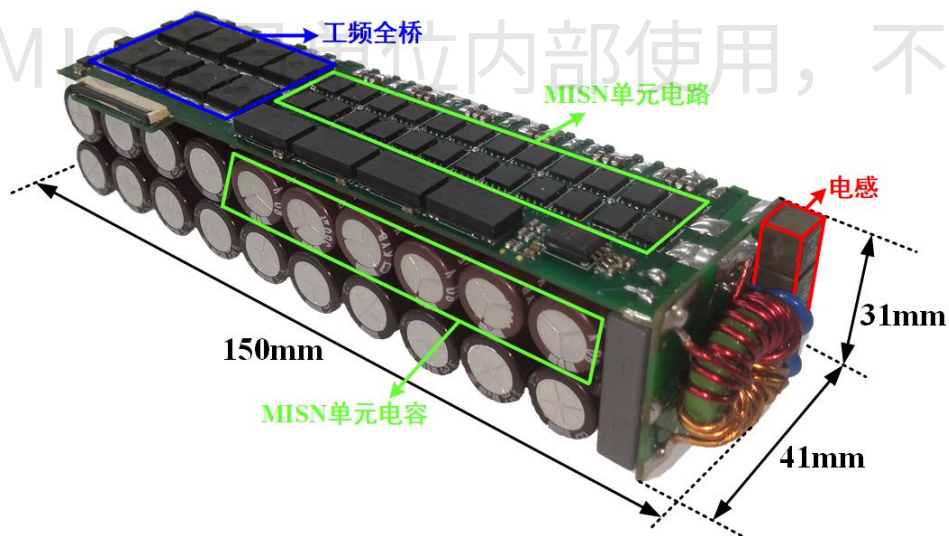


图 4-2 MISN PFC 样机图

MISN 电容总电压平均值 U_{ctotal} 取为 360V, 根据图 3-8 可知对应的等效最小电容量 C_{equ_min} 为 90 μ F, 电容总电压峰值 U_{ctotal_max} 为 480V, 则每个单元的电容容量 C_{cell} 应为 6*90 μ F, 电容耐压应为 80V, 考虑一定的裕量, 将单元电容的容值取为 680 μ F。样机电感由 Coilcraft 公司的四颗感值为 1.8 μ H 的电感串联构成, 在 MISN 器件开关频率取为 30kHz 时可将电感电流纹波峰峰值的最大值限制到输入电流峰峰值的 15%以内。为了将工频全桥的损耗限

制在 0.2%以内，二极管桥臂由采用同步整流的 MOSFET 开关桥臂来代替，工频全桥的开关管统一由两颗导通电阻为 $35\text{m}\Omega$ 的 IPT60R035CFD7 并联构成。为了让 MISN 器件能够在满载时取得最小损耗，MISN 器件选取导通电阻为 $2.24\text{m}\Omega$ 的 ISC022N10NM6。样机的关键参数如表 4-1 所示。

表 4-1 单相 MISN PFC 变换器样机器件参数

参 数	数 值
额定功率 P_o	3000W
输入电压 U_s	90~132V _{ac} /176~264V _{ac}
输出电压 V_o	300V _{dc}
MISN 电容总电压 U_{ctotal}	360V
MISN 单元电容 C_{cell}	80V/680 μ F
MISN 器件开关频率 f_s	30kHz
MISN MOS	ISC022N10NM6
工频全桥 MOS	2*IPT60R035CFD7
输出电容 C_o	400V/1400 μ F
电感 L	4*XAL7070-1.8 μ H
DSP	TMS320F28069
FPGA	AL3S10NG88

4.1 稳态实验波形

由前面章节分析可知，在斩波时刻仅靠电流环 PI 控制器产生 MISN 开关器件的调制信号会使电感电流会畸变，需要加入斩波时刻的暂态补偿控制，对 MISN 开关器件的调制信号进行调整。考虑到过大电流畸变会使器件故障，因此首先在电压降额并使用大电感的条件下进行实验，输入电压、输出电压和 MISN 单元电容电压降低至额定值的 1/5。图 4-3(a) 为仅靠电流环 PI 控制器控制 MISN 开关器件时的工作波形，MISN 端口电压 u_2 在斩波时刻未能跟上工频全桥端口电压 u_1 的变化，而是存在一段调整时间，期间电感电流发生畸变振荡，使得输入电压也发生畸变，系统震荡加剧， u_2 受震荡的影响变得不规则。图 4-3(b) 为加入斩波时刻的暂态补偿控制后的实验波形，斩波时刻 u_2 立即跟上 u_1 ，电感电流没有发生明显畸变，验证了斩波时刻的暂态补偿控制的可行性。

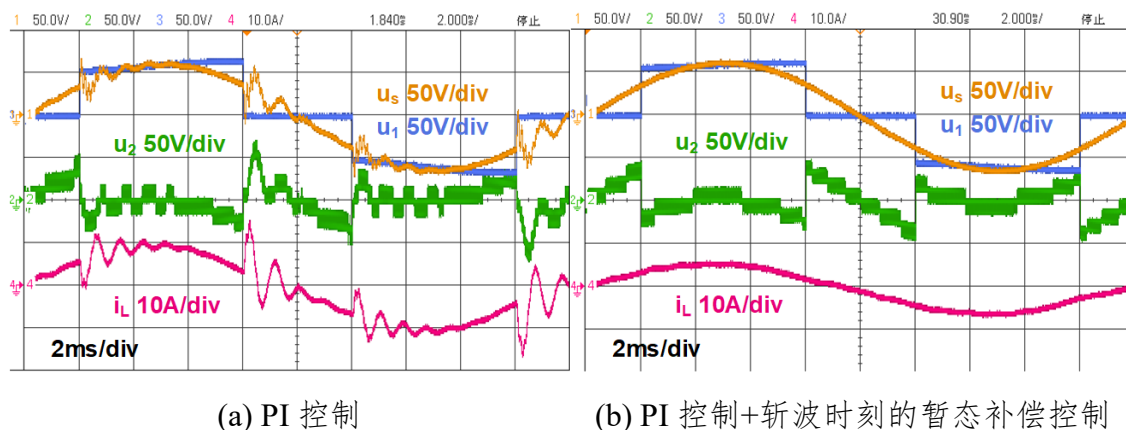
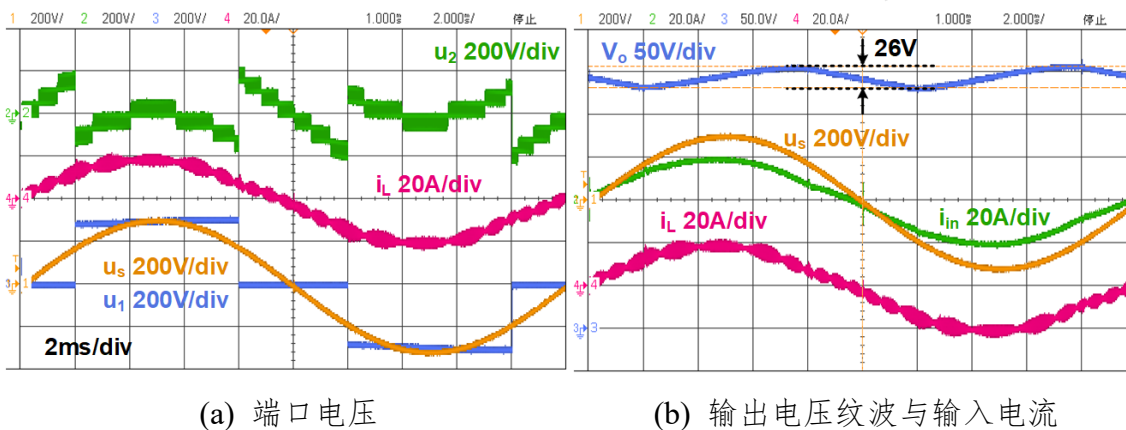


图 4-3 电路工作关键波形

加入斩波时刻的暂态补偿控制后，在不同工况下对样机进行测试。图 4-4 给出了 220V_{ac}/3000W 工况下电路工作的关键波形。MISN 端口电压 u_2 为与工频全桥端口电压 u_1 互补的多电平阶梯波电压。电感电流波形呈现为纺锤状，其纹波在多电平电压 u_2 电平交界处等于零。输出电压纹波约为 26V，与理论计算一致；输入电流为与输入电压相位相同的正弦波，实现了功率因数校正的功能。图 4-5 则给出了 110V_{ac}/1500W 工况下电路工作的关键波形，由于输入电压降低，斩波角度 α 变大以维持输出电压恒定不变，MISN 端口电压 u_2 与工频全桥端口电压 u_1 仍能保持互补。

图 4-4 220V_{ac} 输入关键波形

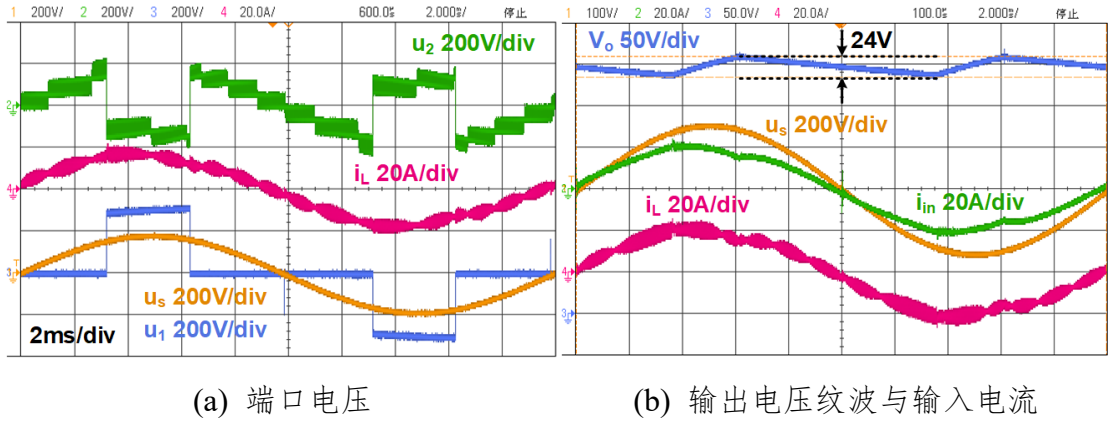


图 4-5 110V_{ac} 输入关键波形

测试 MISN 中第一个单元的一个开关管的漏源电压 V_{ds14} ，将其与 MISN 端口电压 u_2 和电感电流 i_L 放在一起，如图 4-6 所示。可以看到单个单元的开关频率仅有 30kHz，而 u_2 和 i_L 的等效开关频率为 360kHz，实现了倍频效果。另一方面，使用载波移相调制时，MISN 端口电压 u_2 相邻的六个脉冲的高度代表了六个单元的电容电压， u_2 相邻的脉冲高度基本一致，说明 MISN 单元电容之间均压良好。在 220V_{ac}/3000W 和 110V_{ac}/1500W 下直接测试 MISN 的两个单元电容的电压，如图 4-7 所示，两个单元的电容电压基本一致，都能够稳定在给定的值 60V。

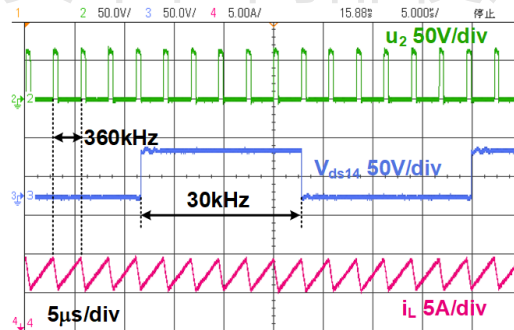


图 4-6 MISN 器件开关频率与等效开关频率

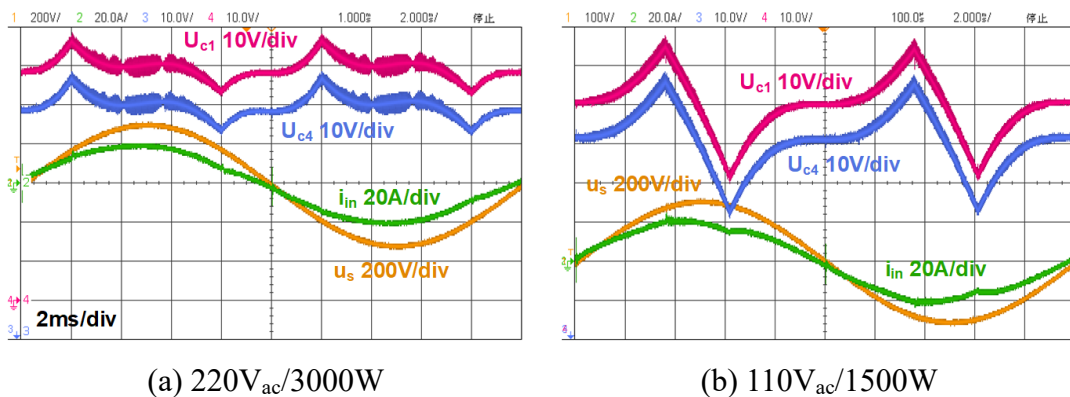


图 4-7 MISN 单元电容电压

分别在 $220V_{ac}$ 和 $110V_{ac}$ 输入时测试样机的效率(不计共模滤波器损耗),得到如图 4-8 所示的效率曲线。 $220V_{ac}$ 输入下,样机能够在约 $700\sim 2700W$ 的范围内实现 99% 以上的效率,在半载处取得 99.2% 的峰值效率,满载效率约为 98.9% 。满载效率与设计目标 99% 还存在差距,故根据元器件参数进一步对样机在 $220V_{ac}/3kW$ 工况下的损耗进行分解。如图 4-9 所示, $220V_{ac}$ 输入下满载时预估 MISN 器件的反向恢复损耗约占 0.15% ,推断其为满载效率与设计目标存在差异的原因。

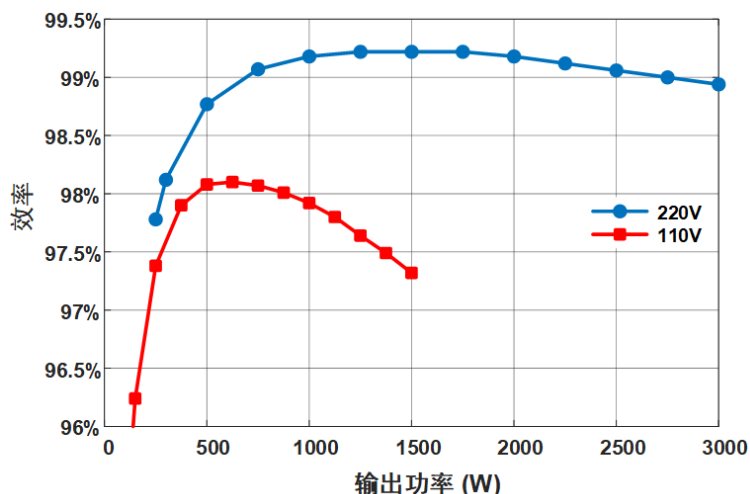


图 4-8 MISN PFC 变换器效率测试曲线

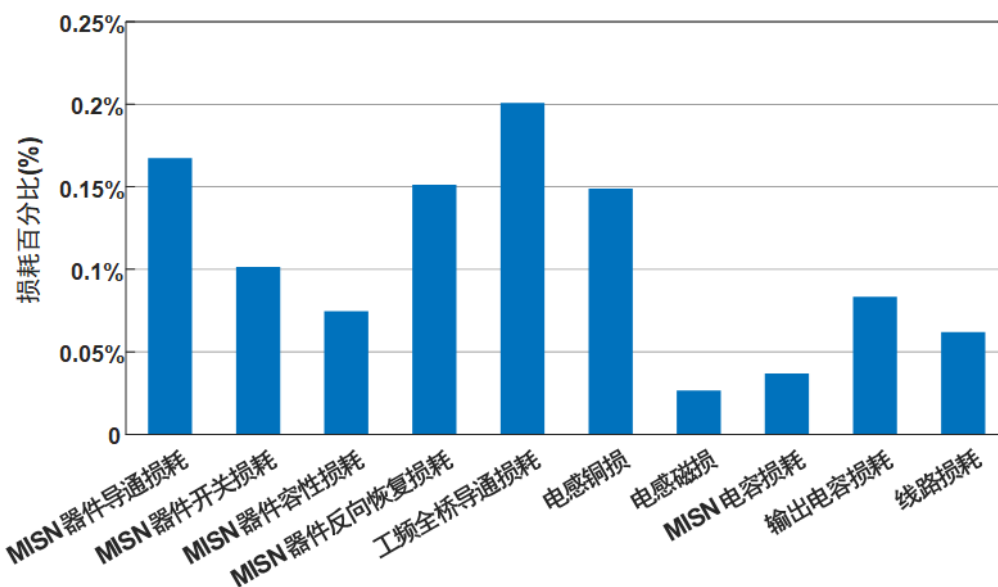


图 4-9 MISN PFC 变换器在 $220V_{ac}/3kW$ 工况下的损耗分析

将 MISN PFC 的效率和功率密度和绪论中调研的 PFC 方案进行对比,如图 4-10 所示。基于低压 Si 器件的 MISN PFC 和基于 GaN 器件的图腾柱 PFC、CHB PFC、FC PFC 都

能实现高达 99% 的效率, MISN PFC 主电路的功率密度相比于两电平 CCM 图腾柱 PFC 方案有极大的提升, 和两电平 CRM 图腾柱 PFC 方案持平, 和 CHB PFC 和 FC PFC 则还有较大的差距。为分析主电路功率密度差异的原因, 对这四种方案做体积分析, 如图 4-11 所示。相比于两电平 CCM 图腾柱 PFC 方案, 两电平 CRM 图腾柱 PFC、MISN PFC、CHB PFC 和 FC PFC 功率密度的提高得益于电感体积的减小, 多电平方案 MISN PFC、CHB PFC、FC PFC 的电感体积比两电平 CRM 图腾柱 PFC 方案要小的多, 其原因是多电平技术能同时减小功率电感的伏和秒。然而, MISN PFC 方案的 MISN 单元电容体积较大, 使得其主电路的功率密度小于 CHB PFC 和 FC PFC。

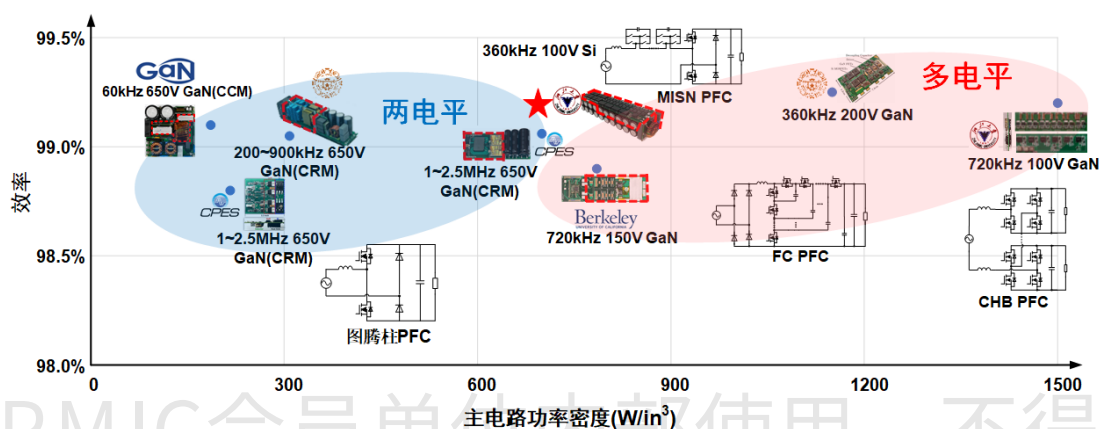


图 4-10 不同 PFC 方案效率和功率密度对比图^{[14][15][16][18][22][25][28]}

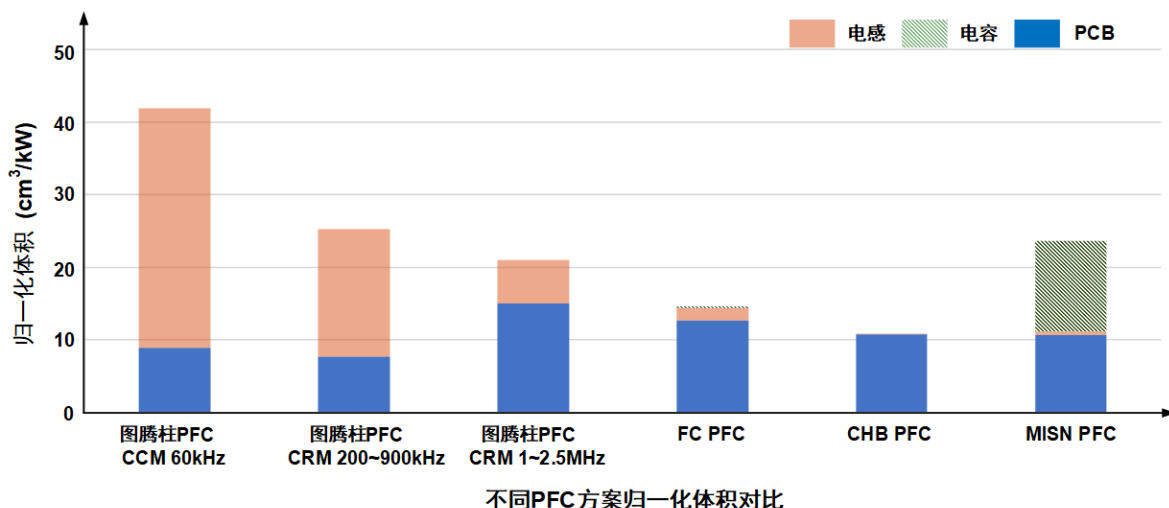


图 4-11 不同 PFC 方案归一化体积对比图^{[14][15][18][25][28]}

图 4-12 给出了不同负载下样机的功率因数(Power Factor, PF)和总谐波失真 THD, 额定工况下变换器的 PF 可达 0.99, 轻载时变换器的 PF 较低, 其原因与电感量有关。多电平拓扑电感量通常很小, 使得电流环在工频处的开环增益不足。为了提高轻载时的功率因数,

可以将补偿器由 PI 控制器更换为比例谐振控制器或引入前馈环节，将电流环在工频处的开环增益提高，相应原理可以参考文献^{[44][45]}。220V_{ac} 输入下负载大于 500W 时，THD 小于 5%；110V_{ac} 输入下负载增大时 THD 增加，推测可能是由于 MISN 电容的纹波增大造成的。220V_{ac} 输入满载时网侧电流的各项谐波如图 4-13 所示，可以看到网侧电流的各项谐波能够满足国际标准 IEC6300-3-2。

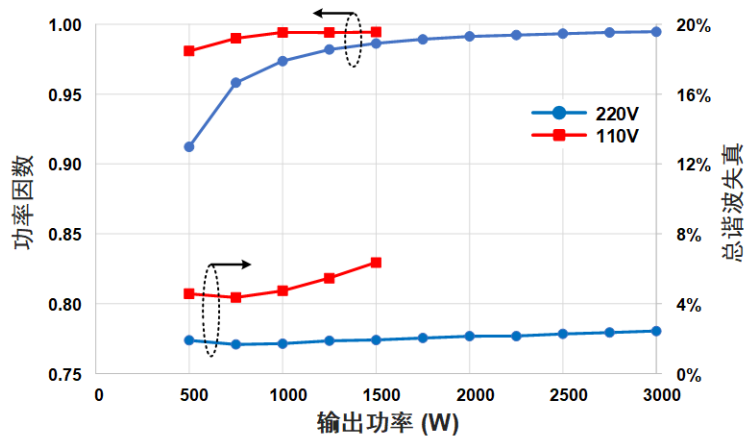


图 4-12 MISN PFC 变换器功率因数和总谐波失真

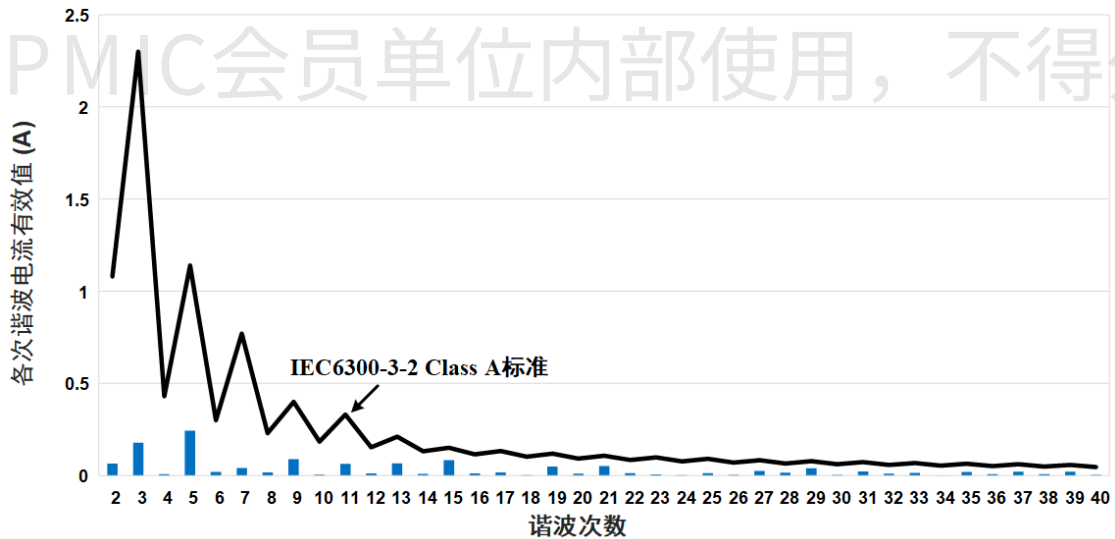


图 4-13 MISN PFC 变换器网侧电流各项谐波

4.2 负载跳变实验

图 4-14 给出了 220V_{ac} 输入下，突加或突减 50% 负载时样机的动态响应，输出电压波动在 $\pm 25V$ ($\sim 8\%$) 以内，MISN 电容电压波动较小，电路调节时间约为 3~4 个工频周期。

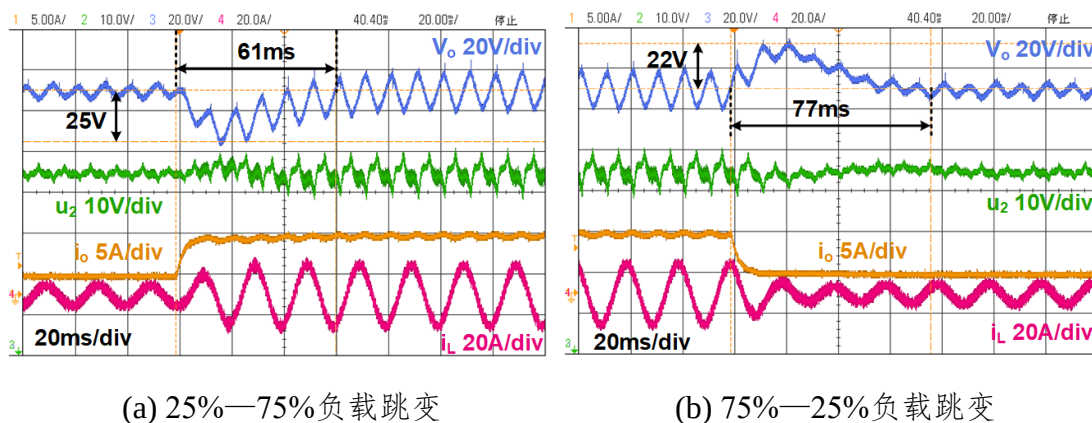


图 4-14 负载跳变实验波形

4.3 轻载和空载测试

逐渐减小负载，记录 MISN PFC 变换器的斩波角度如图 4-15 所示，不同输入电压下斩波角度都会往 90° 靠拢，与前面章节分析一致。10~100W 范围内实验斩波角度与理论预测的斩波角度基本吻合，负载小于 10W 时，实验斩波角度和理论预测的斩波角度出现偏差，该偏差可能是由谐波电流产生的谐波功率造成的。同时，当变换器的负载不断减小时，斩波角度的振荡幅度不断变大，220V_{ac} 输入下，变换器空载时的斩波角度可从 45° 波动到最大限幅值 87° ，如图 4-16 所示。图 4-16(a)中斩波角度达到最大限幅值 87° 时，控制斩波角度的环路 MISN 电容电压环开环，MISN 电容电压 U_c 失控，偏离给定值 60V。

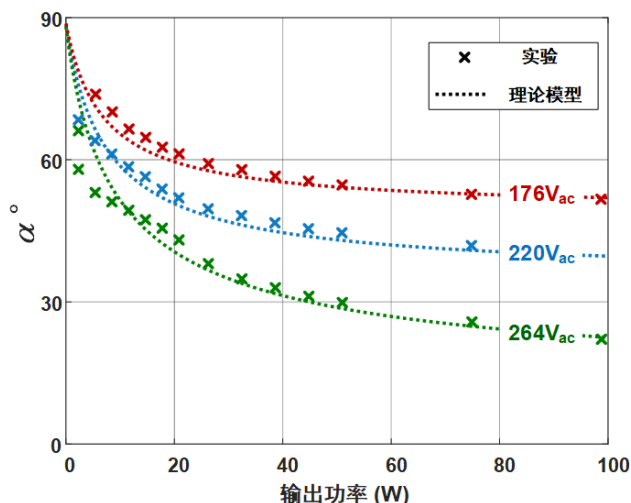


图 4-15 实验斩波角度与理论预测斩波角度

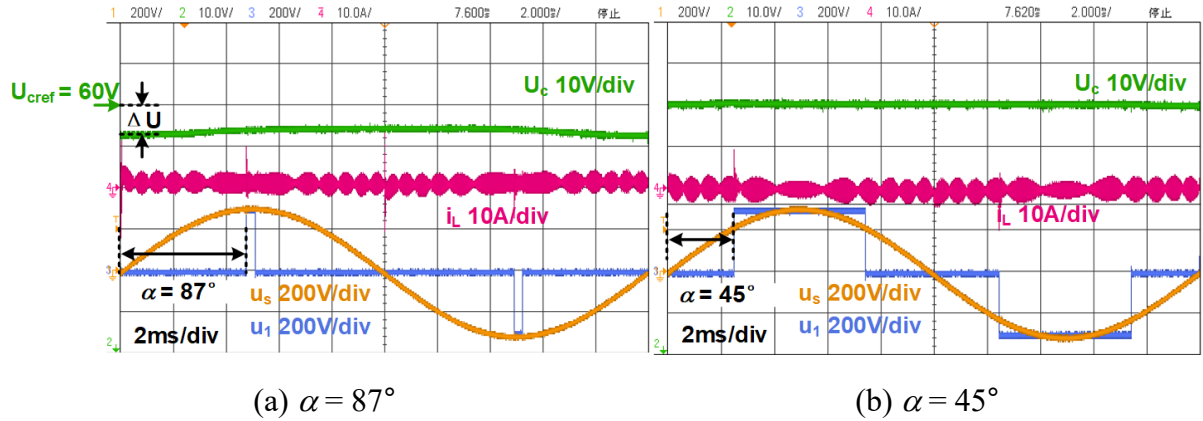


图 4-16 空载斩波角度振荡现象

图 4-17 给出了加入所提的基于三次谐波电流注入的轻载控制策略的动态实验波形，该实验中将最大斩波角度设置为 55° ，以便更容易地抓取 MISN 电容电压失控时的波形。图中虚线左侧为加入所提轻载控制策略前，此时斩波角度已开环，MISN 电容电压 U_c 偏离给定值 $60V$ ；虚线右侧为加入所提轻载控制策略后，输入电流 i_{in} 中出现了明显的三次谐波成分，同时 U_c 缓慢回升，工频全桥端口电压 u_1 的脉宽逐渐增大，即斩波角度在逐渐减小。 U_c 重新回到给定值 $60V$ 后，在控制环作用下，输入电流中的三次谐波电流幅值大幅下降，且斩波角度的振荡消失。可见该控制策略能够利用三次谐波电流形成的三次谐波功率对 MISN 充放电，维持 MISN 电容的能量平衡，避免斩波角度运行至过大角度，同时增强变换器在空载时的稳定性。

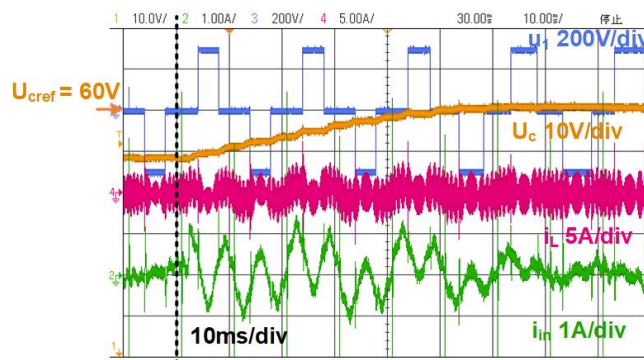


图 4-17 加入所提轻载控制策略的动态实验波形

测试加入轻载控制策略后变换器在不同输入电压下的工作波形如图 4-18 所示，不同输入电压下变换器都能稳定工作。对应的斩波角度如图 4-19 所示，均在 50° 左右，实验表明该基于三次谐波电流注入的轻载控制策略能够有效避免 MISN PFC 变换器的工频斩波角度在空载时运行至 90° 。

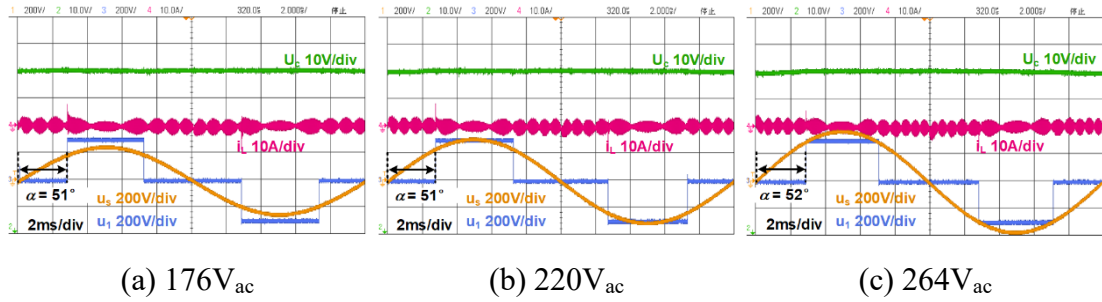


图 4-18 加入轻载控制策略后不同输入电压下的空载工作波形图

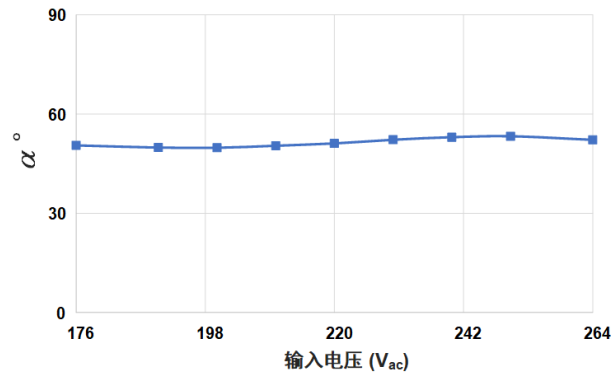


图 4-19 加入轻载控制策略后不同输入电压下的空载斩波角度

4.4 本章小结

本章根据第二章的控制策略和第三章的设计方法，搭建了一台最大输出功率 3000W，主电路功率密度约 700W/in³，整机功率密度约 255W/in³ 的样机，并进行实验测试。实验验证了所提闭环控制策略的可行性，斩波时刻的暂态补偿控制能有效避免电感电流畸变；所提基于三次谐波电流注入的轻载控制策略能够减小样机空载工作时的斩波角度，增强变换器空载工作的稳定性。实验测试结果显示样机峰值效率达到 99.2%，满载效率达到 98.9%，在保证高效率的同时主电路的功率密度相比于两电平 CCM 图腾柱 PFC 大幅提升；功率因数达到 0.99，实现了高效率、高功率密度、功率因数校正的目标。

5 总结与展望

5.1 全文工作总结

数据中心服务器的机架电源需要更高的效率和功率密度，基于高效率、高功率密度、易于模块化和单母线输出的需求，本文提出了单相 MISN PFC 变换器并对其工作原理、控制策略和设计方法做了探究，主要研究工作可以概括为以下几点：

- 1) 本文首先对现有的高效率高功率密度 PFC 拓扑进行回顾，对比分析了不同 PFC 拓扑的优缺点，在此基础上提出了一种单母线结构的多电平 PFC 变换器，即单相 MISN PFC 变换器。
- 2) 分析了基于工频整流和基于工频斩波的 MISN PFC 变换器的工作原理，并根据工作原理给出了相应的闭环控制策略。
- 3) 针对单纯 PI 控制下斩波时刻 MISN 端口电压和工频全桥端口电压不同步导致电感电流畸变的问题，提出了斩波时刻的暂态补偿控制策略，避免电流畸变以提高波形质量；
- 4) 考虑电路损耗，建立工频斩波桥臂的斩波角度随负载变化的数学模型，指出斩波角度在接近空载时会跑到接近 90° ；进一步分析谐波电流产生的谐波功率对斩波角度的影响，提出了基于三次谐波电流注入的轻载控制策略；并实验验证该控制策略能够避免变换器在接近空载时运行至过大斩波角度，且加入所提轻载控制策略后，原有控制下 MISN 电容电压震荡失控现象消失，MISN 能量能够平衡，增强了变换器在空载时的稳定性。
- 5) 根据变换器正常工作时的电压纹波条件推导得到 MISN 最小电容量和电容总电压峰值与电容总电压平均值的关系，并通过对电解电容能量密度和电感的调研，得到 MISN 电容体积和电感体积与单元数的量化关系；利用多电平统一损耗模型量化 MISN 器件最小损耗和单元数的关系。考虑功率密度和效率对 MISN 单元数进行折中设计。
- 6) 根据本文提出的设计方法搭建了一台实验样机，通过实验验证了所提闭环控制策略、斩波时刻的暂态补偿控制策略和轻载控制策略的可行性，并验证样机达到了设计预期的效率和功率密度。

5.2 研究工作展望

对于提出的单相 MISN PFC 变换器，本文已经完成了基本功能、效率和功率密度指标的验证，取得了比较好的效果，但是该样机还存在一些问题，未来的工作将从以下几个方面展开：

- 1) 工频斩波调制下, MISN 电容需要缓冲两倍工频的脉动能量, 这使得 MISN 电容体积占比比较大, 主电路的功率密度离基于飞跨电容拓扑和级联 H 桥拓扑的 PFC 还有一定距离; 为提升变换器的功率密度, 需要进一步减小 MISN 电容体积;
- 2) 所提 MISN PFC 方案主电路的功率密度相比于两电平图腾柱 PFC 方案大幅提升, 而服务器机架中 AC/DC 电源整机功率密度的提升有赖于输入滤波器等其他部分体积的减小。EMI 噪声决定了输入滤波器的体积, 在之后工作中需要对 MISN PFC 方案的 EMI 噪声进行系统分析, 将其 EMI 噪声与其他 PFC 方案在同等实验条件下作对比。

仅限PMIC会员单位内部使用, 不得外传

参考文献

- [1] 中国信息通信研究院.《中国算力发展指数白皮书(2022年)》[EB/OL].[2022.11].<http://www.caict.ac.cn/kxyj/qwfb/bps/202211/P020221105727522653499.pdf>
- [2] 科智咨询.《2021-2022 中国 IDC 行业发展研究报告》[EB/OL].[2022.4].<http://www.idcquan.com/Special/2022quanguoBG/>
- [3] 中国信息通信研究院.《数据中心白皮书(2022年)》[EB/OL].[2022.4].<http://www.caict.ac.cn/english/research/whitepapers/202205/P020220510510013255944.pdf>
- [4] 罗丹,李颖萱.数据中心能耗现状分析与绿色发展探索[J].通信世界,2022(17):36-38.
- [5] Ascierio R. Uptime institute global data center survey[J]. Seattle: Uptime Insitute. https://uptimeinstitute.com/uptime_assets/f7bb01a900c060cc9abe42bb084609f63f02e448f5df1ca7ba7fdebb746cd1c4-2018-data-center-industry-survey.pdf, 2018.
- [6] 陈慧. 高压直流服务器电源的高效率 DC-DC 拓扑结构及其控制策略研究[D].浙江大学,2016.
- [7] Salmon J C. Circuit topologies for PWM boost rectifiers operated from 1-phase and 3-phase ac supplies and using either single or split dc rail voltage outputs[C]//Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC'95. IEEE, 1995, 1: 473-479.
- [8] Mitchell D M. AC-DC converter having an improved power factor: U.S. Patent 4,412,277[P]. 1983-10-25.
- [9] Tollik D, Pietkiewicz A. Comparative analysis of 1-phase active power factor correction topologies[C]//Proceedings Fourteenth International Telecommunications Energy Conference-INTELEC'92. IEEE, 1992: 517-523.
- [10] de Souza A F, Barbi I. High power factor rectifier with reduced conduction and commutation losses[C]//21st International Telecommunications Energy Conference. INTELEC'99 (Cat. No. 99CH37007). IEEE, 1999: 158.
- [11] Raggl K, Nussbaumer T, Doerig G, et al. Comprehensive design and optimization of a high-power-density single-phase boost PFC[J]. IEEE transactions on industrial Electronics, 2009, 56(7): 2574-2587.
- [12] Jovanovic M M, Jang Y. State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications-an overview[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2005, 52(3): 701-708.
- [13] Dusmez S, Ye Z. Designing a 1kW GaN PFC stage with over 99% efficiency and 155W/in³ power density[C]//2017 IEEE 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WIPDA). IEEE, 2017: 225-232.
- [14] 3kW High-Efficiency CCM Bridgeless Totem Pole PFC Reference Design using GaN E-HEMTs [EB/OL].[2020.05.14]. <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2020/05/GS-EVB-BTP-3kW-GS-Technical-Manual-Rev-200514.pdf>
- [15] 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.
- [16] Lee F C, Li Q, Liu Z, et al. Application of GaN devices for 1 kW server power supply with integrated magnetics[J]. CPSS Transactions on power electronics and applications, 2016, 1(1): 3-12.
- [17] Huang Q, Yu R, Huang A Q, et al. Adaptive zero-voltage-switching control and hybrid current control for high efficiency GaN-based MHz Totem-pole PFC rectifier[C]//2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2017: 1763-1770.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] Lei Y, Barth C, Qin S, et al. A 2 kW, single-phase, 7-level, GaN inverter with an active energy buffer achieving 216 W/in³ power density and 97.6% peak efficiency[C]//2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2016: 1512-1519.
- [22] Chou D, Fernandez K, Pilawa-Podgurski R C N. An interleaved 6-level GaN bidirectional converter for level II electric vehicle charging[C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2019: 594-600.

- [23] 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.
- [24] Anderson J A, 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, 2020, 36(4): 3967-3986.
- [25] 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.
- [26] Kasper M, Chen C W, Bortis D, et al. Hardware verification of a hyper-efficient (98%) and super-compact (2.2 kW/dm³) isolated AC/DC telecom power supply module based on multi-cell converter approach[C]//2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2015: 65-71.
- [27] Antivachis M, Kasper M, Bortis D, et al. Analysis of capacitive power transfer GaN ISOP multi-cell DC/DC converter systems for single-phase telecom power supply modules[C]//IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2016: 1280-1287.
- [28] 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). IEEE, 2020: 1911-1915.
- [29] Wu J, Qi Y, Muhammad F, et al. 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.
- [30] Qi Y, Wu X. Impedance-balancing-based modulation strategy for common-mode noise elimination of CHB converter[C]//2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2020: 374-378.
- [31] 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.
- [32] Marquardt R. Stromrichterschaltungen mit verteilten energiespeichern[J]. German Patent DE10103031A1, 2001, 24.
- [33] 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.
- [34] Du Z, Tolbert L M, Chiasson J N, et al. A cascade multilevel inverter using a single DC source[C]//Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APPEC'06. IEEE, 2006: 5 pp.
- [35] Chiasson J, Ozpineci B, Du Z, et al. Conditions for capacitor voltage regulation in a five-level cascade multilevel inverter: Application to voltage-boost in a PM drive[C]//2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference. IEEE, 2007, 1: 731-735.
- [36] Khoucha F, Ales A, Khoudiri A, et al. A 7-level single DC source cascaded H-bridge multilevel inverters control using hybrid modulation[C]//The XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010. IEEE, 2010: 1-5.
- [37] Vahedi H, Al-Haddad K. Single-DC-source five-level CHB inverter with sensor-less voltage balancing[C]//IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2015: 004494-004499.
- [38] Adam G P, Finney S J, Williams B W, et al. Network fault tolerant voltage-source-converters for high-voltage applications[C]//9th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2010). IET, 2010: 1-5.
- [39] Xue Y, Xu Z, Tu Q. Modulation and control for a new hybrid cascaded multilevel converter with DC blocking capability[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(4): 2227-2237.
- [40] Collins C T, Green T C. Comparative analysis of an MV neutral point clamped AC-CHB converter with DC fault ride-through capability[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(4): 2834-2843.
- [41] Sepahvand H, Ferdowsi M, Corzine K A. Fault recovery strategy for hybrid cascaded H-bridge multi-level inverters[C]//2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2011: 1629-1633.
- [42] Ciobotaru M, Teodorescu R, Blaabjerg F. A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator[C]//2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 2006: 1-6.

- [43] 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.
- [44] Chen M, Sun J. Feedforward current control of boost single-phase PFC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 338-345.
- [45] 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). IEEE, 2021: 678-683.
- [46] Shih F Y, Chen D Y, Wu Y P, et al. A procedure for designing EMI filters for AC line applications[J]. IEEE transactions on power electronics, 1996, 11(1): 170-181.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

攻读硕士学位期间取得的研究成果

第一作者

[1] T. Huang, W. Zhao and X. Wu, "Single Phase High Power Density MISN PFC Converter," 2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2022, pp. 1-5.

第二作者

[1] W. Zhao, T. Huang and X. Wu, "A High Power Density 3-phase/1-phase Compatible MISN-PFC Converter for On-Board Charger," 2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2022, pp. 1-6.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传