

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 22110080

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 宽频电网输入隔离 AC/DC 模块电源研究

英文论文题目: Research on Isolated AC/DC Power Module with Wide Input Frequency

申请人姓名: 刘亚南

指导教师: 吴新科 教授

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 2024 年 1 月 2 日

宽频电网输入隔离 AC/DC 模块电源研究



论文作者签名: 刘玉南

指导教师签名: 吴科

论文评阅人 1: _____

评阅人 2: _____

评阅人 3: _____

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: 谢小高\教授\杭州电子科技大学

委员 1: 张军明\教授\浙江大学电气工程学院

委员 2: 赵晨\高级工程师\矽力杰半导体技术有限公司

委员 3: 邵 帅\副教授\浙江大学电气工程学院

委员 4: 郭 清\副教授\浙江大学电气工程学院

委员 5: _____

答辩日期: 2024 年 3 月 10 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：刘玉南

签字日期：2024 年 3 月 29 日

学位论文版权使用授权书

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

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：刘玉南

导师签名：朱永科

签字日期：2024 年 3 月 29 日

签字日期：2024 年 3 月 30 日

致谢

岁月清浅，时光潋滟。二十余年的求学生涯将在浙江大学画上句号，回顾这二十余年的求学时光，感慨万千。二十余年的求学生涯，有些长，长到由韶髫之年即将迈入而立之年，长到从皖北一个濠洼蓄洪区村庄通过读书辗转到浙江大学；二十余年的求学时光，又有些短，还没来的及好好欣赏沿途的风景，列车就已到站，还没来的及好好享受校园时光，就已毕业。在浙江大学这所充满回忆的校园里，我见证了疫情来临时全体师生的众志成城；在这所充满回忆的“博兰”实验室里，我目睹了师兄师弟们对电源装置高效高密极致的追求。

落其实者思其树，饮其流者怀其源。感谢我的研究生导师吴新科教授对于我硕士论文悉心指导，感谢吴老师不厌其烦地逐句帮我修改期刊论文，感谢吴老师给我提供开阔视野的机会。吴老师严谨极致的科研态度以及饱满的工作热情是我今后工作学习的榜样。祝吴老师身体健康，工作顺利，同时也祝电源管理技术创新联盟蓬勃发展！

感谢实验室周大姐平日对我的关心和帮助，周大姐在浙大已有将近三十年，平时学习之余，周大姐给我们讲述浙大电力电子学科老师的故事，进一步拓宽了我们对浙大电力电子学科发展的认识。祝周大姐身体健康，幸福快乐！感谢实验室助理韩铃淇、王笑菁女士对实验室的辛苦付出！

感谢“博兰”实验室大家庭。感谢董泽政、杨金旭、刘天骥、张思亮、李光灿、陈子健、孙家红、范高、齐雨、李力超、田霖、赵问鼎、赵韞玉、马京京、黄天林等师兄的帮助，是你们带我熟悉实验室，上手电力电子；是你们在电路方面为我答疑解惑，在电路的调试给予了耐心的指导。感谢同窗朱时羽、黄新隆、徐宇豪、谢宗伦、张佳一、李京津、吕润泽、朱振海，很幸运与你们一起度过三年研究生时光。徐宇豪和张佳一是博士研究生，你们仍需在科研的道路上继续努力前行，争取早日毕业。感谢师弟吴彦青、王雨琛、张棧、栾澳祖、司华宁、杜合溪、姜旭、陈睿轩、刘慧，与你们平时一起交流讨论使我对电路有了进一步的理解。感谢南京理工大学的吴雁飞和孟宇成，南京杰芯源科技有限公司的俞杭冬工程师，福州大学的黄桢楠、朱振海和黄程宇。吴雁飞师兄同我共同完成图腾柱 PFC 项目，在初期数字控制方面给了我很大的帮助，孟宇成师兄同我共同完成宽频输入半砖 AC/DC 项目，让我对连续导通模式控制下的 PFC 有了更深层次的理解。山回路转不见君，雪上空留马形处。祝“博蓝”实验室的所有人前程似锦！

感谢父母从小对我的培养，为了让我受到更好的教育，你们外出务工，省吃俭用，

在我一年级的的时候就送我去县城读书，然后到市一中读高中，再让我顺利上大学。是你们无条件的支持我的每一个决定，无论是大学择校、专业选择，还是我当兵的决定，你们都会义无反顾地相信并且支持我的选择。是你们让我踩着你们的肩，见识了你们未曾见过的世面！二十余年的求学生涯压弯了你们的脊梁，如今我已硕士毕业，找到了街坊邻居认为浙江大学毕业的研究生该有“待遇”的工作，当左邻右舍当着你们的面夸赞我的时候，我知道你们弯了二十年的脊梁在那一刻也挺直了。你们二老为了我辛苦操劳了一辈子，希望你们身体健康，幸福生活。

来浙大求学三年，我和女朋友方箫异地三年，三年异地期间，白天我忙于工作学习，到了晚上 10 点半以后才视频聊天，半小时的视频聊天似乎成了我们维系感情的唯一纽带，我时常被你戏称为“每天半小时男朋友”和“地下情人”。感谢方箫同学对我工作学习的理解和支持。是你让我明白了“两情若是久长时，又岂在朝朝暮暮”。长路漫漫，有你陪伴。希望我们幸福满满，爱情永远！

山水相逢，终有一别，浙大路 38 号，我们后会有期！

刘亚南

2024 年 3 月于浙大杭州国际科创中心信息港园区

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：

“浙江省‘尖兵’‘领雁’研发攻关计划资助”

（资助号：2023C01011）

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

在此谨表谢意！

摘要

随着多电/全电飞机技术的飞速发展，机载电子设备增加，航空机载电源对效率、功率密度以及可靠性的要求越来越高。同时伴随着近年来国际形势的风云变化，国家对航空机载电源的国产化需求愈发强烈。

航空机载电源一般由前级 PFC 和后级 DC/DC 组成，本文首先比较了两级式隔离 AC/DC 变换器不同的拓扑，选择前级具有拓扑简单和软开关特性的临界导通模式(Critical Conduction Mode, CRM) 图腾柱 PFC，后级半桥 LLC 谐振变换器作为本文的研究对象。

在线频 360-800Hz 输入条件下，由输入滤波电容电流引起的输入电流超前相位不可忽略，使其 PF 值恶化。为了提高 PF，需要采用高性能的数字控制器或替代复杂余弦计算的查表法来直接补偿输入滤波电容电流。然而，为了匹配线频 360-800Hz 和电网电压有效值 20%波动范围，需要存储空间大的数字控制器存储二维矩阵数据进行查表操作，目前存储空间大的数字控制器成本均普遍较高。针对以上问题，本文提出了一种输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法，该补偿算法在整个线频范围和电网电压波动范围内均可以自适应补偿计算，且无需增加任何外部器件，使用国产低成本商用的数字控制器即可实施。

此外，开关周期内硅基 MOSFET 体二极管严重的反向恢复和 Boost 电感与开关管寄生电容谐振这两个因素产生了负向电感电流，导致网侧输入电流畸变，使得输入电流 THD 难以满足 RTCA DO-160G 标准。为此，本文提出了一种变导通时间控制策略补偿负向电感电流。

最后为了验证以上所提控制策略的可行性与有效性，实验室研制了一台功率 600W 国产化两级隔离 AC/DC 全砖电源模块样机，实验结果表明，所提控制策略有效改善了输入电流 THD 和 PF，使其在整个宽频(47-800Hz)范围内均能满足 RTCA DO-160G 标准。

关键词： CRM 图腾柱 PFC，输入滤波电容电流补偿，变导通时间控制，反向恢复，AC/DC 电源模块

Abstract

With the rapid development of More Electric Aircraft (MEA) technology and the increase of onboard electronic devices, the requirements for efficiency, power density, and reliability of aviation onboard power sources are increasing. Meanwhile, with the changing international situation in recent years, the localization demand for aviation onboard power supplies has become increasingly strong.

The airborne power supply generally consists of a front-end PFC converter and a downstream DC/DC converter. The thesis first compares the different topologies of two-stage isolated AC/DC converters. A two-stage AC/DC converter based on CRM totem-pole PFC front-end, whose advantages of simple topology and soft switching, and half bridge LLC resonant converter downstream are selected as the research objects of the thesis.

The leading phase of the input current caused by input filter capacitance current comes into unnegligible for high line frequency (360–800 Hz) grid, which deteriorates the PF value. In order to improve the PF, either a high-performance DSP or the look-up table (LUT) method avoiding the complex cosine calculation is required for direct compensation of input filter capacitance current. However, for the purpose of matching the high frequency (360–800 Hz) input voltage and 20% of input RMS voltage fluctuation ranges, the DSP with large storage capacity is needed to store the LUT data, which increases the cost. In this paper, an adaptive and simplified control algorithm for input filter capacitance current compensation is proposed. The compensation algorithm which is self-adaptive in the whole line frequency ranges and input RMS voltage fluctuation ranges, can be implemented by using a low-cost domestic commercial DSP without additional external storage components.

In addition, the reverse recovery of Si MOSFETs' body diode and the resonance between the boost inductance and output junction capacitances of switches results in high negative current in the inductance during switching cycle, which leads to input current distortion and makes the input current THD cannot meet with the RTCA DO-160G Std. In order to improve the input current distortion, a variable on-time control algorithm considering the reverse recovery of MOSFET's body diode is proposed.

Finally, in order to verify the feasibility and effectiveness of the proposed control schemes, a full brick size domestic two-stage prototype including a CRM totem-pole PFC front-end and LLC resonant converter as the second stage is built. Experimental results show that the input current THD and PF can meet with the RTCA DO-160G Std in the wide line frequency range of

47-800Hz.

Key words: critical conduction mode (CRM) totem-pole PFC, input filter capacitance current compensation, variable on-time control, reverse recovery, AC/DC power module

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

插图清单

图 1-1	飞机座舱机载仪表系统供电方案	1
图 1-2	两级式隔离 AC/DC 航空电源模块架构	2
图 1-3	传统有桥 Boost PFC 拓扑	3
图 1-4	Heric 无桥 PFC 拓扑	3
图 1-5	图腾柱 PFC 拓扑	4
图 1-6	移相全桥拓扑	5
图 1-7	LLC 谐振变换器拓扑	5
图 1-8	一维数组补偿数据和二维矩阵补偿数据使用存储空间对比	6
图 1-9	恒定导通时间控制下的正半周 CRM 图腾柱 PFC 电感电流波形	7
图 2-1	CRM 图腾柱 PFC 的 EMI 滤波结构和相应参数	10
图 2-2	EMI 滤波器简化等效电路	10
图 2-3	i_{in} 、 i_C 、 i_{L_avg} 三者矢量相位图	11
图 2-4	计算的 PF 三维曲面 @ $C_m = 2\mu\text{F}$ and $U_{rms} = 115\text{V}$	12
图 2-5	一个线频周期内输入滤波电容电流补偿的三角波和余弦波形	13
图 2-6	不同控制算法下存储空间和执行时间的对比	14
图 2-7	不同输入滤波电容电流补偿方式下 PF 计算值	14
图 2-8	EC25D 磁芯形状	15
图 2-9	磁通密度随着磁场强度变化曲线	16
图 2-10	实验样机图	19
图 2-11	CRM 图腾柱 PFC 控制框图	19
图 2-12	115Vac, 400Hz 输入, 100%负载下实验波形	20
图 2-13	115Vac, 800Hz 输入, 100%负载下实验波形	20
图 2-14	90Vac, 400Hz 输入, 100%负载下实验波形	20
图 2-15	140Vac, 400Hz 输入, 100%负载下实验波形	20
图 2-16	115Vac, 400Hz 输入, 100%负载下导通时间对比波形	21
图 2-17	115Vac, 800Hz 输入, 100%负载下导通时间对比波形	21
图 2-18	115Vac 输入, 100%负载条件下输入电流 THD 和 PF 的测量结果	21
图 3-1	电路工作关键波形	24
图 3-2	CRM 图腾柱 PFC 正半周模态图	25
图 3-3	CRM 图腾柱 PFC 状态轨迹图	26
图 3-4	A_{QR} 和 v_{in} 关系. (MOSFET: OSG60R074JT3ZF; $L = 68\mu\text{H}$)	26
图 3-5	CRM 图腾柱 PFC 控制框图	28
图 3-6	CRM 图腾柱 PFC 中断服务流程图	28
图 3-7	115Vac, 400Hz 输入, 100%负载下实验波形	29
图 3-8	115Vac, 100%负载下线频从 400Hz 瞬变到 800Hz 的动态响应	29
图 3-9	115Vac, 100%负载下输入电流 THD 和 PF 的实测值	30
图 3-10	115Vac, 400Hz 输入, 100%负载下输入电流的谐波含量的实测值	30
图 3-11	115Vac, 50Hz 输入, 300W 负载下实验波形	31
图 3-12	220Vac, 50Hz 输入, 300W 负载下实验波形	31
图 3-13	220Vac, 50Hz 输入, 600W 负载下实验波形	32
图 3-14	220Vac, 50Hz 输入下负载跳变动态响应实验波形	32

图 3-15	220Vac, 50Hz 条件下输入电流 THD 和 PF 的实测值	32
图 3-16	115Vac 输入条件下传导 EMI 测量结果	33
图 4-1	半桥 LLC 谐振变换器电路拓扑	35
图 4-2	半桥 LLC 谐振变换器工作在 $f_m < f_s < f_r$ 区域时关键波形	36
图 4-3	半桥 LLC 谐振变换器工作在 $f_m < f_s < f_r$ 区域时模态等效电路图	37
图 4-4	变压器示意图	39
图 4-5	两级式隔离 AC/DC 系统控制框图	41
图 4-6	启机浪涌等效电路及其抑制方案	42
图 4-7	两级式隔离 AC/DC 电源模块开机时序图	42
图 4-8	发热元件直接通过铝基板散热示意图	43
图 4-9	环境温度 25°C, 输入 115Vac, 输出 300W 时的仿真	44
图 4-10	环境温度 100°C, 输入 220Vac, 输出 600W 时的仿真	44
图 4-11	国产化隔离 AC/DC 全砖 600W 电源模块样机图	45
图 4-12	220Vac, 50Hz 输入, 600W 负载下启机实验波形	46
图 4-13	启机实验波形	46
图 4-14	CRM 图腾柱 PFC 软起动策略实验波形对比	46
图 4-15	半桥 LLC 关键实验波形	47
图 4-16	整机输出短路保护实验波形	47
图 4-17	效率曲线	48
图 4-18	输入电流 THD 和 PF 测量结果	48

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

附表清单

表 2-1 国内外 600V 耐压 Si MOSFET 产品对比 17

表 2-2 CRM 图腾柱 PFC 变换器样机参数 18

表 3-1 本课题所提出的补偿算法与文献[26]、[28]、[29]对比 33

表 4-1 LLC 谐振变换器原副开关管选型 40

表 4-2 国产化隔离 AC/DC 全砖 600W 电源模块样机参数 45

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目次

致谢 I

摘要 V

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 宽频(47-800Hz)输入隔离 AC/DC 模块电源研究现状 2

 1.2.1 两级式隔离 AC/DC 拓扑研究现状 3

 1.2.2 线频 360-800Hz 条件下输入电流相位超前及其优化方案 6

 1.2.3 输入电流畸变与变导通时间控制 7

 1.3 本文主要研究内容 8

2 输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制 10

 2.1 线频 360-800Hz 航空电网条件下输入滤波电容对 PF 的影响 10

 2.2 输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制 12

 2.3 实验验证 15

 2.3.1 CRM 图腾柱 PFC 关键元器件设计 15

 2.3.2 控制算法实现与实验结果分析 18

 2.4 本章小结 22

3 考虑 Si MOSFET 体二极管反向恢复的变导通时间控制 23

 3.1 考虑 MOSFET 体二极管反向恢复的模态分析 23

 3.2 考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制分析 25

 3.3 实验验证 27

 3.3.1 线频 360-800Hz 输入条件下实验结果与分析 29

 3.3.2 工频 50Hz 输入条件下实验结果与分析 31

 3.4 本章小结 34

4 两级式隔离 AC/DC 全砖模块电源设计 35

4.1 后级 DC/DC 变换器的分析与设计 35

 4.1.1 半桥 LLC 谐振变换器的模态分析 35

 4.1.2 LLC 谐振变换器关键元器件设计 38

4.2 两级方案设计 40

 4.2.1 整机控制方案设计 40

 4.2.2 启动方案设计 41

 4.2.3 散热方案设计 43

4.3 实验验证 44

4.4 本章小结 48

5 总结与展望 50

 5.1 全文工作总结 50

 5.2 今后的工作展望 50

参考文献 52

攻读硕士学位期间取得的研究成果 55

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

1 绪论

1.1 研究背景

自 1903 年美国莱特兄弟发明的第一款“飞行者”1 号飞机问世以来，航空飞机经历从中小型向大中型、从机械化向数字信息化的飞速变革。在这一个多世纪的跨越式发展中，多电/全电化的发展趋势是解决不断增长的航空运输需求和贯彻绿色航空发展理念的最优方案。多电/全电化是用电气系统取代原来的液压、气压、机械系统，提高了能源的利用率和系统的可维护性^{[1][2][3]}。随着多电/全电飞机技术的发展，机载用电设备增加，对航空电源系统容量以及可靠性提出了更高的要求。为了满足航空供电系统大容量的需求，变频交流供电系统(115Vac/360-800Hz)逐渐替代恒速或变速恒频交流电源系统(115Vac/400Hz)^[4]，像空客 A380 和国产 C919 大飞机均采用了变频交流供电系统。

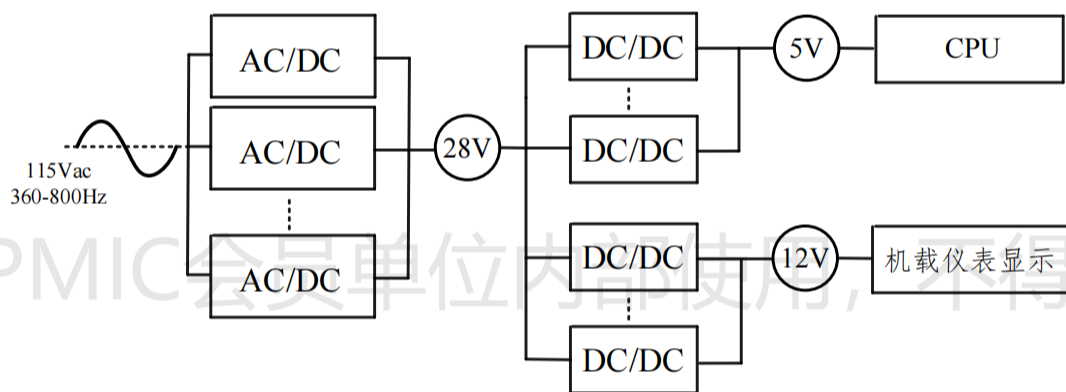


图 1-1 飞机座舱机载仪表系统供电方案

由于机载电子设备分布在机身各处，为了提高系统可靠性，同时减轻航空配电网的重量，提升供电电能质量，分布式航空配电系统成为了目前主流的配电系统方案^[1]。即在机载设备中心附近，采用 AC/DC 变换器将变频交流电源变换后为机载设备供电。图 1-1 给出了飞机座舱机载仪表系统供电方案^[5]。115Vac/360-800Hz 变频交流电经过 AC/DC 转换为 28Vdc，然后再经过 DC/DC 转换为 CPU 或者仪表显示所需的电压。航空应用场合下的 AC/DC 变换器，在满足可靠性的前提下，应当满足高效率、高功率密度、高功率因数的要求。(1) 高功率密度：航天领域对体积与重量都有严格的限制，因此减小体积和重量，提升功率密度是 AC/DC 航空电源模块发展的必然趋势。(2) 高效率：提高电源模块的效率，不仅可以节省航空发电机发电量，还可以减小模块电源发热，减小散热器体积，进一步提高功率密度。(3) 高功率因数：非线性机载设备航空电网带来了谐波污染，降低了发电设备、用电设备的性能和使用寿命，严重时甚至危及到飞行安全。为抑制非线性

机载设备带来的谐波污染,航空无线电技术委员会制定了 RTCA/DO-160G 机载设备标准。为满足相关标准的要求,AC/DC 航空电源模块需要具有较高的功率因数。

据调研,目前航空应用场合 AC/DC 变换器主要采用通用性强、标准化尺寸的隔离 AC/DC 电源模块^{[6][7][8][9]}。然而满足通用输入电压范围(90-264Vac)、通用宽频输入范围(47-63Hz/360-800Hz)、高效率、高功率密度、高功率因数的隔离 AC/DC 航空电源模块基本上被美国的 Vicor、SynQor、Interpoint 等公司垄断,国内在此航空电源模块领域的研究起步相对较晚,技术不够成熟。此外,随着军用新型航空装备列装和民用国产 C919 大飞机正式运营,国内对航空模块电源的需求大幅度增加,电源作为机载电子设备的核心,其重要作用不言而喻,同时由于中美贸易的摩擦使得国家对航空模块电源“自主可控”要求提升,低成本、国产化需求愈发强烈。因此研究低成本国产化高效率、高功率密度、高功率因数的宽频(47-800Hz)输入隔离 AC/DC 航空电源模块具有重要意义。

1.2 宽频(47-800Hz)输入隔离 AC/DC 模块电源研究现状

现阶段隔离 AC/DC 航空电源模块主要采用的两级式结构方案^[9],如图 1-2 所示,在前级功率因数校正电路之后再串联一级隔离降压 DC/DC 电路。交流输入电压经过前级 PFC 变换器实现功率因数校正功能后,得到通常幅值为 400V 的高压直流母线电压,再经过后级隔离 DC/DC 变换器实现输入输出的电气隔离和输出电压的稳定与调节,得到机载设备所需要的电压值。这种两级式结构中每一级的工作范围均可大幅减小,有利于单级电路的最优化设计。这种两级式级联结构前级通常采用 Boost 型 PFC 使其功率因数接近 1^[6],后级隔离 DC/DC 变换器根据不同需求选择不同拓扑,如半桥、全桥、谐振变换器等^[7]。本文将对两级式隔离 AC/DC 航空电源模块架构为研究对象进行研究。为实现高可靠性、高效率和高功率密度要求,前级 PFC 变换器和后级隔离 DC/DC 变换器的拓扑选择以及功率半导体器件选择至关重要,下面将对其进行分析。

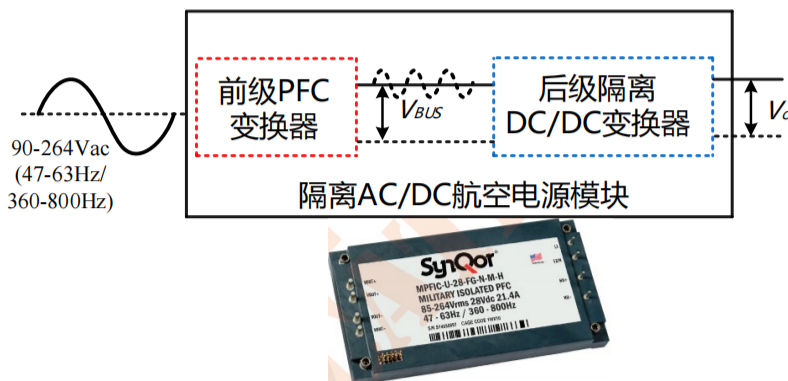


图 1-2 两级式隔离 AC/DC 航空电源模块架构

1.2.1 两级式隔离 AC/DC 拓扑研究现状

前级传统有桥 Boost PFC 是最成熟且应用最广泛的有源功率因数校正拓扑^[10]，如图 1-3 所示，传统有桥 Boost PFC 由四个二极管和一个 Boost 电路组成。该拓扑的优点是主电路简单，控制成熟。但是由于其二极管整流桥的存在，会在二极管上产生较大的导通损耗，进而导致变换器效率的降低，尤其对于输入电压 115Vac 的航空电网来说，对效率影响会更加明显，例如采用该拓扑的 SynQor_MPFIC 系列和文献[11]，在 115Vac 输入下变换器的峰值效率均不超过 97%。

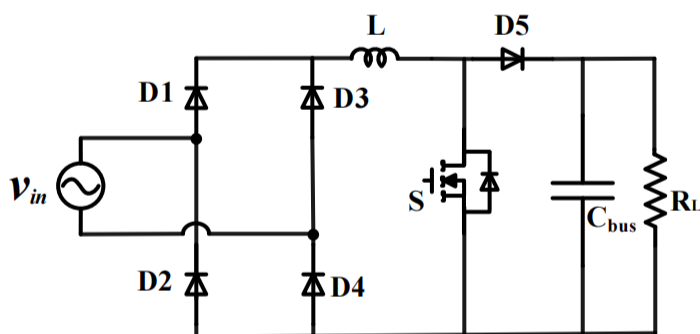


图 1-3 传统有桥 Boost PFC 拓扑

为了提高效率，提出了多种 PFC 拓扑方案，其中最为典型的就多电平 PFC 方案和两电平无桥式 PFC 方案。文献[12][13]利用低压器件低 NFoM 的特性，采用“元胞化”方案，降低了开关损耗，实现了 220Vac 输入时超过 99% 的峰值效率。然而多电平电路开关管数量多、驱动复杂，现阶段采用分立元件搭建时成本和控制复杂程度高于两电平 PFC 方案，且可靠性无法保证，有待后续研究。

两电平无桥式 PFC 方案也能够实现 220Vac 输入时 99% 左右的峰值效率^{[14][15]}。文献[16]对常用的几种无桥 Boost PFC 变换器进行了对比，分析了各种无桥 PFC 变换器的优缺点。在常用的无桥 PFC 变换器中，Heric 无桥 PFC 变换器与图腾柱 PFC 变换器成为近年来研究的热点。

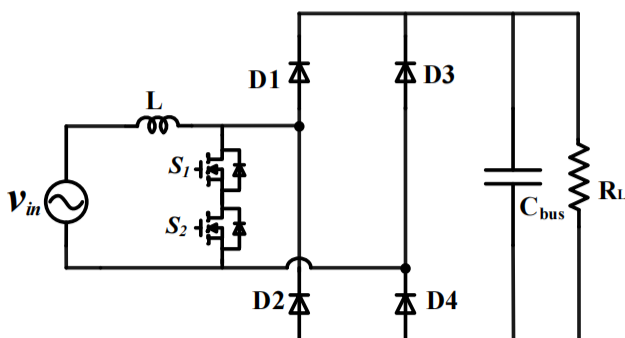


图 1-4 Heric 无桥 PFC 拓扑

Heric 无桥 PFC 拓扑结构如图 1-4 所示。该拓扑主回路中只有两个功率半导体器件，与传统有桥 Boost PFC 相比，导通损耗降低，但是 Heric 无桥 PFC 使用的功率器件数量与传统有桥 Boost PFC 相比并没有减少，且双向开关的 MOSFET 的驱动更加复杂。

图 1-5 所示为图腾柱无桥 PFC 变换器拓扑，该拓扑是无桥 PFC 变换器中最简单的拓扑，仅需要 4 个功率半导体器件，且结构对称，同时共模噪声小^[16]。器件数量少有利于提升功率密度和可靠性。宽禁带半导体器件的出现进一步提升了图腾柱 PFC 拓扑效率和功率密度，文献[15]研制了基于 GaN 器件 MHz 开关频率的临界导通模式图腾柱 PFC，实现了 220Vac 输入时 99%峰值效率。虽然宽禁带半导体器件可以减小开关损耗与导通损耗，但是现阶段宽禁带器件在航空领域应用可靠性有待验证。相比于宽禁带半导体器件，基于硅(Silicon, Si) MOSFET 的 600W、1/4 砖图腾柱 PFC 也可以实现 220Vac 输入时 98.7%峰值效率^[17]，而且 Si 器件工艺成熟，可靠性更高，是目前航空电源领域中更为合适的选择。

图腾柱 PFC 根据电感电流形状可以分为连续导通模式(Continuous Conduction Mode, CCM)、断续导通模式(Discontinuous Conduction Mode, DCM)和临界导通模式(Critical Conduction Mode, CRM)。由于 Si MOSFET 体二极管存在严重的反向恢复问题^[18]，基于 Si MOSFET 的图腾柱 PFC 只能工作在 CRM 或者 DCM 模式。DCM 模式下的电感电流纹波较大，对电感以及 EMI 滤波器设计提出了更高的要求，一般应用于小功率场合^[19]。而工作在 CRM 模式下图腾柱 PFC 因可以实现主开关管的零电压开通(Zero Voltage Switching, ZVS)或谷底开通(Valley Switching, VS)，减小开关损耗，常常应用于高效率、高功率密度需求的中小功率场合^{[20][21][22]}，像飞机座舱的娱乐系统以及机载电子仪表显示供电电源等。因此本课题前级选择基于 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC 拓扑作为研究对象。

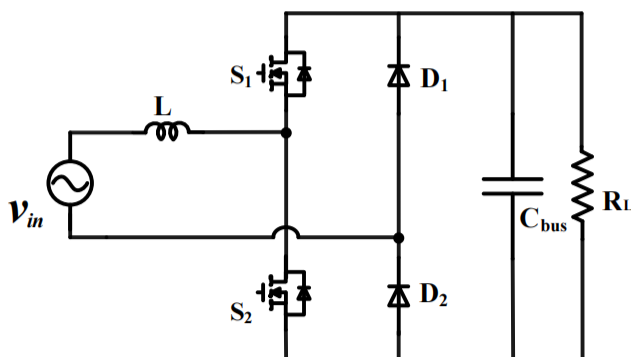


图 1-5 图腾柱 PFC 拓扑

现阶段常用的隔离 DC/DC 拓扑主要有 PWM 硬开关类变换器，移相全桥变换器、谐

振变换器等。PWM 硬开关类变换器开关管硬开通，导致开关损耗大，限制了其高频化的应用。

移相全桥拓扑如图 1-6 所示，移相全桥利用谐振电感 L_r 原边开关管实现 ZVS 创造了条件，但是随着负载减小，谐振电感能量不足以使得原边开关管实现 ZVS。采用增大谐振电感的方法虽然可以拓展 ZVS 的范围，但同时也会加重占空比丢失现象^[23]。

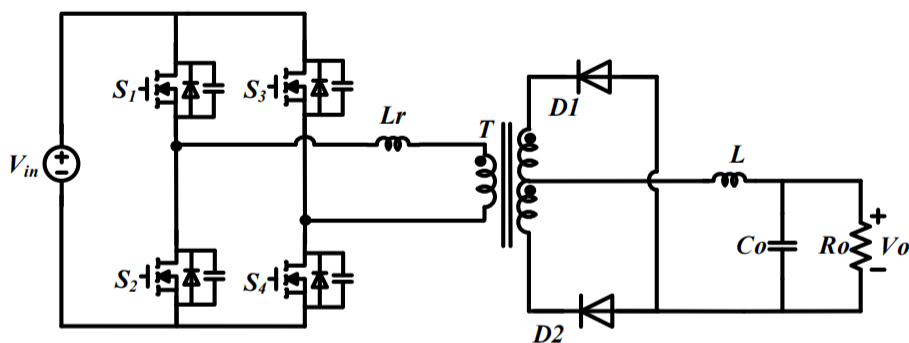
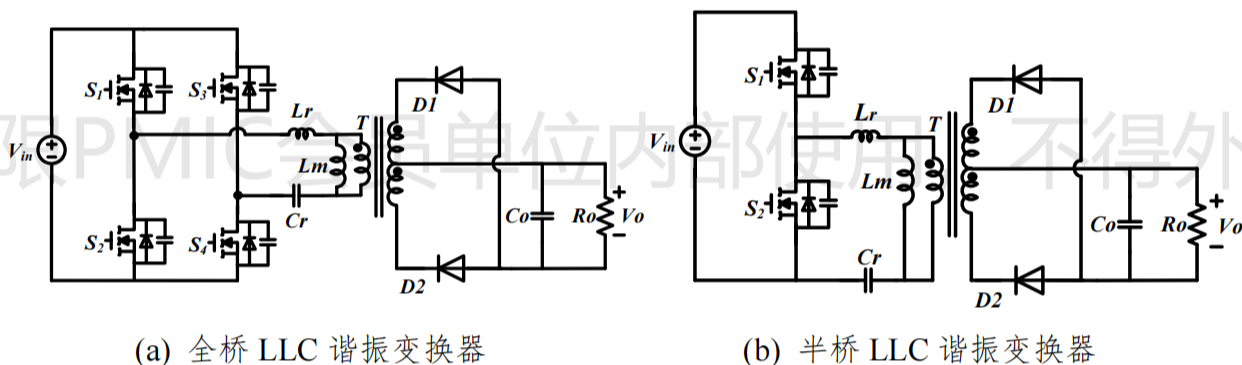


图 1-6 移相全桥拓扑



(a) 全桥 LLC 谐振变换器

(b) 半桥 LLC 谐振变换器

图 1-7 LLC 谐振变换器拓扑

图 1-7 给出了典型的全桥 LLC 谐振变换器和半桥 LLC 谐振变换器拓扑。LLC 谐振变换器可以在全负载范围内实现原边开关管 ZVS，而且在开关频率低于谐振频率时副边同步整流管能够实现零电流关断(ZCS)^{[24][25]}。虽然 LLC 谐振变换器输入电压调整范围不及移相全桥变换器，但是由于本课题采用的两级式拓扑，配合前级 CRM 图腾柱 PFC，后级 DC/DC 的输入电压范围可以减小。在相同输入输出条件下，相比于全桥 LLC 谐振变换器，半桥 LLC 谐振变换器原边开关管数量仅为全桥 LLC 谐振变换器的一半，驱动数量也相应减少一半，更适合中小功率场合。由于本课题的最大输出功率为 600W，因此综合考虑后级选择半桥 LLC 谐振变换器拓扑作为研究对象。

综上分析，本课题在宽频(47-800Hz)交流输入应用场景下，以高效率、高功率密度、高可靠性为目标，选择前级 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC，后级半桥 LLC 谐振变换器

两级式 AC/DC 拓扑作为本课题最终技术方案。

1.2.2 线频 360-800Hz 条件下输入电流相位超前及其优化方案

在 CRM 图腾柱 PFC 变换器中, 电感电流的峰值是平均电感电流的两倍^[19], 这就需要较大的输入滤波电容对电感电流进行滤波, 但较大的输入滤波电容会导致输入电流的相位超前电网电压, 且随着线频的增加, 输入电流相位超前更加明显, PF 减小, 尤其在 360-800Hz 线频输入下, PF 无法满足 RTCA/DO-160G 标准, 具体的定量分析将在第二章给出。因此为了减小输入电流相位超前, 输入滤波电容电流补偿方案被广泛的研究^{[26][27][28][29][30]}。由于需要补偿的输入滤波电容电流是余弦函数, 同时也是线频 f_{line} , 电网电压有效值 U_{rms} 的函数。当使用数字控制器(DSP)实施输入滤波电容电流补偿时, 有直接实时余弦计算和查表两种方式对其进行补偿。实时余弦计算^[26]对 DSP 的运算性能提出了更高的要求且高性能的 DSP 价格相对昂贵, 然而目前国产低成本的商用 DSP 计算能力较弱, 以湖南进芯 ADP32F035 为例, 实施一次余弦补偿计算需 3.5us 执行时间, 相比于本课题 CRM 图腾柱 PFC 变换器开关频率 100kHz~320kHz(10us~3.12us), 计算过程占用了大量的时间, 导致 PFC 环路的追踪性能下降。因此直接实时余弦计算补偿的方式不适用目前国产低成本的商用 DSP。

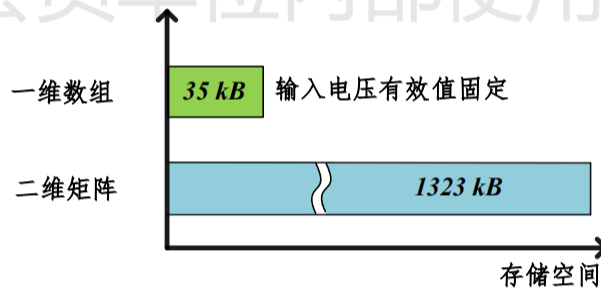


图 1-8 一维数组补偿数据和二维矩阵补偿数据使用存储空间对比

另外一种查表(look-up table, LUT)的方式可以替代复杂的余弦计算^{[28][29]}。查表具体做法是将一个线频周期内补偿的数据制作成一个表格并预加载到 DSP 中, 然后根据条件对表格中数据进行查找使用。考虑到输入电压有效值 20%波动范围, 以及线频变化范围是 360-800Hz, 查表的数据由一个二维矩阵组成。例如, 输入电压有效值固定时, 一维数组数据需要 35kB 存储空间^[29], 当考虑电网电压有效值波动时, 查表的数据由一维数组拓展至二维矩阵, 所需的存储空间增加至接近 1.3MB 左右, 所需的存储空间对于国产低成本商用的 DSP 是无法满足的, 存储空间对比如图 1-8 所示。

综上, 基于现有国产低成本商用 DSP 存储空间小和计算能力弱等限制因素, 实时余

弦计算和查表的输入滤波电容电流补偿方式均不适用现有国产低成本商用 DSP。

1.2.3 输入电流畸变与变导通时间控制

对于高频管采用 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC 变换器来说,除了输入滤波电容导致的低功率因数(PF)值问题,输入电流畸变导致的高 THD 也是另外一个需要关注的问题。本小节将从 CRM 图腾柱 PFC 变换器的控制策略的角度简单分析输入电流畸变的原因。

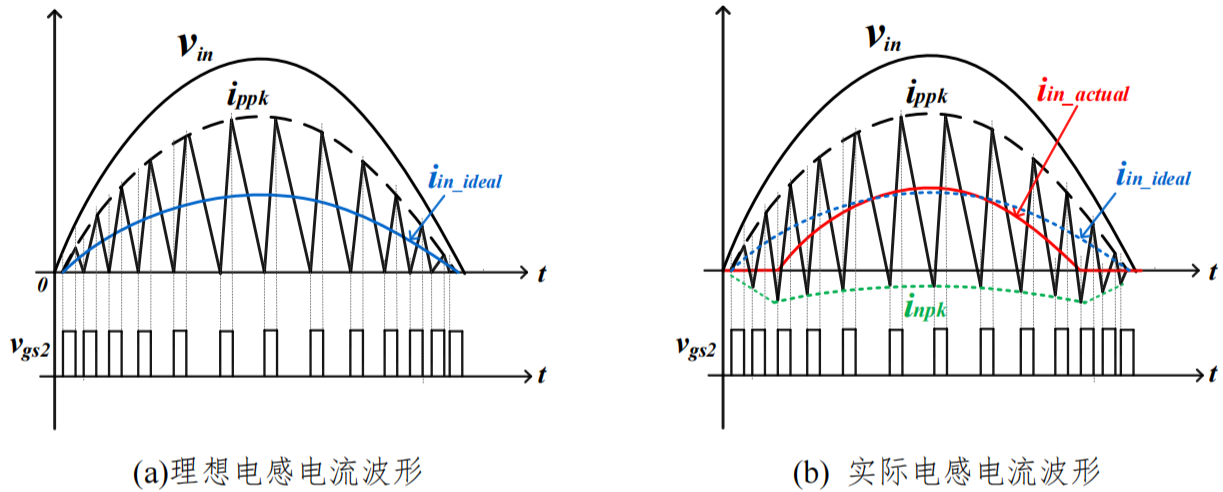


图 1-9 恒定导通时间控制下的正半周 CRM 图腾柱 PFC 电感电流波形

图 1-9(a)给出了 CRM 图腾柱 PFC 正半周电感电流的理想波形。在每个开关周期内,电感电流 i_L 从零开始经导通时间 T_{on} 线性增加至 i_{ppk} , 然后线性下降至零。因此,平均电感电流(即输入电流)为:

$$i_{L_avg}(t) = \frac{i_{ppk}(t)}{2} = \frac{T_{on} \cdot v_{in}(t)}{2L} \quad (1-1)$$

式中 L 为电感感值, v_{in} 为输入电压。

由以上分析可知,当导通时间 T_{on} 固定时, i_{L_avg} 便可自动跟踪 v_{in} , 实现功率因数校正功能,上述控制方式称为恒定导通时间(Constant On-time, COT)控制。

然而在 CRM 图腾柱 PFC 实际开关周期工作过程中,电感电流下降至 0 以后,由于 Si MOSFET 体二极管严重的反向恢复作用,电感电流继续下降。反向恢复结束后,电感与高频开关管的寄生电容谐振。谐振过程完成后,主开关管开通,下一个周期开始,如图 1-9(b)所示。MOSFET 体二极管严重的反向恢复和谐振这两个过程产生了较大负向电感电流,从而导致了实际电感电流平均值偏离了理想电感电流平均值,输入电流发生畸变,恶化了输入电流 THD^[19]。为了减小输入电流畸变,变导通时间(Variable On-time, VOT)控制方式被广泛的研究^{[31][32][33][34][38][35][36][37][39]},文献^{[31][32][33][34][35][36][37]}提

出的变导通时间控制策略都是应用于传统的有桥 Boost PFC 拓扑, 基于传统有桥 Boost PFC 的变导通时间控制策略通过增加主开关管的导通时间来使得正向电感电流峰值增加, 从而抵消由于 Boost 电感与高频开关管的寄生电容之间的谐振导致的负向电感电流。

然而, 在本课题选择的 CRM 图腾柱 PFC 中, 开关周期的负向电感电流主要由 MOSFET 体二极管严重的反向恢复导致, 文献[38][39]中提出的变导通时间控制无法提供准确的导通时间, 补偿主要由于 Si MOSFET 体二极管严重的反向恢复导致负向电感电流。

1.3 本文主要研究内容

随着多电/全电飞机技术的发展, 机载用电设备增加, 宽频(47-800Hz)输入的航空机载电源需要有更高的效率和功率密度, 本文首先对高效率、高功率密度的两级式隔离 AC/DC 拓扑分别进行调研, 然后基于高效率、高功率密度、高可靠性的需求, 选择前级 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC, 后级半桥 LLC 谐振变换器的两级式 AC/DC 拓扑作为研究对象, 主要对其控制策略和设计方法进行优化研究。论文的主要工作内容如下:

第一章介绍了本课题的研究背景与研究现状。首先调研了航空机载电源的发展趋势, 明确了其对高效率、高功率密度、高可靠性的需求, 并对比分析了不同拓扑的优缺点, 明确了本文的研究对象为前级 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC, 后级半桥 LLC 谐振变换器两级式 AC/DC 变换器。针对宽频(47-800Hz)输入条件下输入电流相位超前电网电压以及输入电流畸变问题, 阐明了现有的补偿方案和控制算法的局限性, 为后续提出控制优化方案打下基础。

第二章定量分析了输入滤波电容对输入电流相位超前电网电压的影响, 针对现有国产低成本商用的数字控制器存储空间小和计算能力弱等问题, 在不增加任何外部器件的情况下, 提出了一种输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法, 并搭建了一台前级基于 CRM 图腾柱 PFC 的两级式隔离 AC/DC 实验样机验证了所提控制策略的有效性。

第三章首先分析了考虑 Si MOSFET 体二极管反向恢复的 CRM 图腾柱 PFC 的工作模式, 进一步阐明了反向恢复对输入电流畸变的影响, 在此基础上提出了考虑反向恢复的变导通时间控制算法并对其表达式进行了推导。最后在第二章搭建的两级式隔离 AC/DC 实验样机上验证了所提控制策略的可行性与有效性。

第四章针对后级 DC/DC 的关键参数以及整机方案进行优化设计, 并结合前文研究的 CRM 图腾柱 PFC 研制了一台 600W 国产化隔离 AC/DC 全砖电源模块样机, 整机在宽频(47-800Hz)范围内均能满足 RTCA DO-160G 标准, 同时在 220Vac 和 115Vac 输入时峰值效

率分别达到 95.1%和 93.05%。

第五章总结了全文工作，并对后期工作进行展望。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

2 输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制

工频(47-63Hz)输入条件下, 输入滤波电容对输入电流相位超前电网电压的影响基本可以忽略, 随着电网电压线频增加, 输入滤波电容影响加剧, 相位超前变得严重, 功率因数降低。本章详细分析了线频 360-800Hz 航空电网输入条件下输入滤波电容对 CRM 图腾柱 PFC 的功率因数的影响, 然后根据电网线频变化和电网电压波动范围运行条件, 针对现有国产低成本商用数字控制器存储空间小和计算能力弱等问题, 在不增加任何外部器件的情况下, 提出了一种输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法。

2.1 线频 360-800Hz 航空电网条件下输入滤波电容对 PF 的影响

在 CRM 图腾柱 PFC 变换器中, 开关噪声产生传导电磁干扰(EMI)并传播到航空电网中, 可能会干扰附近机载电子设备的运行。为了限制开关噪声的传播并满足 RTCADO-160G 中 EMI 标准, 需要在 CRM 图腾柱 PFC 变换器前端加入 EMI 滤波器^[40]。图 2-1 给出了本课题使用的 EMI 滤波器的结构和相应参数(该参数传导 EMI 测试结果见图 3-16)。EMI 滤波器包含了共模电感(L_{CM}), 共模电容(C_{Y1} 、 C_{Y2} 、 C_{Y3} 、 C_{Y4}), 差模电感(L_{CM_LK}), 差模电容(C_{DM1} 、 C_{DM2})。为了减少磁元件体积, 进一步提高功率密度, 差模电感可用共模电感 L_{CM} 的漏感代替, 差模噪声主要由差模电容(C_{DM1} 、 C_{DM2})衰减。

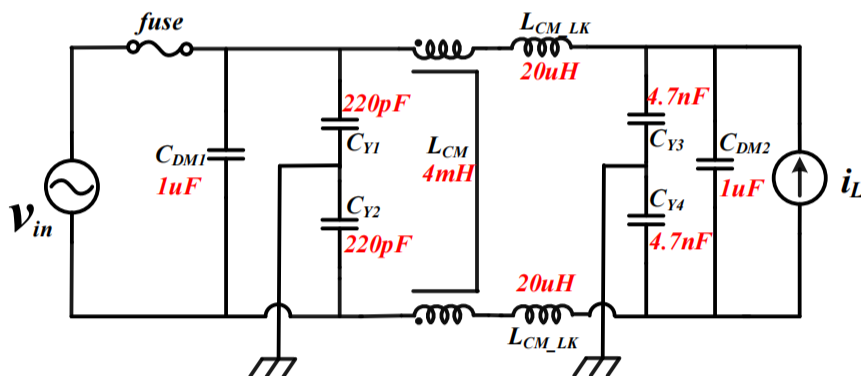


图 2-1 CRM 图腾柱 PFC 的 EMI 滤波结构和相应参数

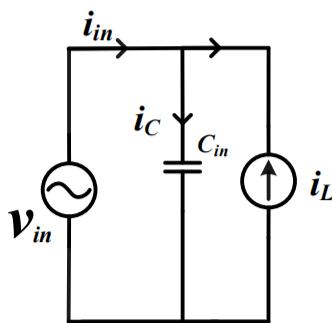


图 2-2 EMI 滤波器简化等效电路

由于共模电感和共模电容用于衰减共模噪声，对输入电流几乎没有影响^[41]。因此，在分析 EMI 滤波器对输入电流相位超前影响时，可以忽略共模电感(L_{CM})和共模电容(C_{Y1} - C_{Y4})。同时，文献[26]详细分析了差模电感引起的输入电流相移可以忽略不计。因此，如图 2-2 所示，在分析 EMI 滤波器对输入电流相位超前的影响时，可以将 EMI 滤波器简化为输入滤波电容(差模电容)滤波器。

为了简化分析输入滤波电容对输入电流的影响，作出如下假设：

- 1) η 是 CRM 图腾柱 PFC 变换器的效率。在 115Vac 输入、400V 输出时， η 可近似为 98%。
- 2) 在理想情况下，当电感电流 i_L 下降到零时，图腾柱 PFC 的主开关管打开，平均电感电流 $i_{L_avg}(t) = T_{on} v_{in}(t)/2L$ 。因此可以认为平均电感电流 $i_{L_avg}(t)$ 保持标准的正弦且和输入电压 $v_{in}(t) = \sqrt{2}U_{rms} \sin(2\pi f_{line}t)$ 同相位。

基于以上假设， $i_{L_avg}(t)$ 等于输入参考电流 $i_{ref}(t)$ ，且可以表示为：

$$i_{L_avg}(t) = i_{ref}(t) = \frac{\sqrt{2}P_o}{\eta \cdot U_{rms}} \sin(2\pi f_{line}t) = \frac{P_o \cdot v_{in}(t)}{\eta \cdot U_{rms}^2} \quad (2-1)$$

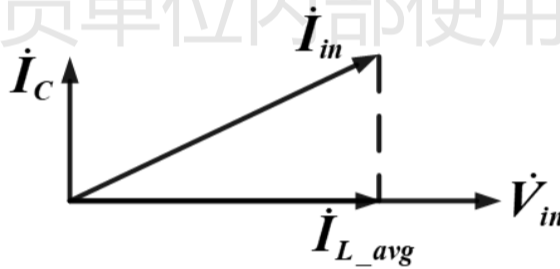


图 2-3 i_{in} 、 i_C 、 i_{L_avg} 三者矢量相位图

考虑输入滤波电容的影响，根据图 2-3 的矢量相位图，输入电流可以表示为：

$$i_{in}(t) = i_C(t) + i_{L_avg}(t) \quad (2-2)$$

式中 $i_C(t)$ 是输入滤波电容电流，其表达式为：

$$i_C(t) = C_{in} \frac{dv_{in}(t)}{dt} = 2\sqrt{2}\pi C_{in} f_{line} U_{rms} \cos(2\pi f_{line}t) \quad (2-3)$$

其中 C_{in} 是输入滤波电容容值。从式(2-3)可以看出， $i_C(t)$ 与 C_{in} 、 f_{line} 、 U_{rms} 成正比，且与输出功率无关。

相位超前可由功率因数 PF 定量评估：

$$PF = \frac{P_{in}}{S} = \frac{P_{in}}{U_{rms} \cdot I_{rms}} = \frac{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_{in}(t) \cdot i_{in}(t) d\omega t}{U_{rms} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{in}^2(t) d\omega t}} \quad (2-4)$$

其中 P_{in} 和 S 分别是 CRM 图腾柱 PFC 变换器的输入有功功率和视在功率, I_{rms} 是输入电流 i_{in} 的有效值。联立式(2-1)、(2-2)、(2-3)、(2-4), 当 $C_{in}=2\mu\text{F}$, $U_{rms}=115\text{V}$ 时, 可得 PF 与输入电压频率和功率的关系如图 2-4 所示。可以看出随着 f_{line} 增加和 P_o 减小, PF 逐渐减小, 电能质量恶化。当电网电压运行在工频(47-63Hz)时, PF 接近 1, 输入滤波电容电流的影响可以忽略; 然而, 当电网电压运行在高频(360-800Hz)时, PF 值明显降低以至于不能够满足 RTCA DO-160G 标准。

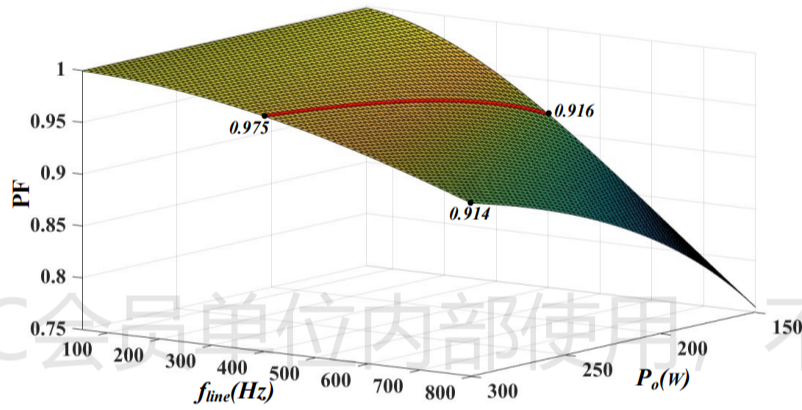


图 2-4 计算的 PF 三维曲面 @ $C_{in}=2\mu\text{F}$ and $U_{rms}=115\text{V}$

2.2 输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制

为了提高 360-800Hz 线频输入下的 PF, 需要对输入滤波电容电流进行补偿。理想的输入滤波电容补偿电流 $i_{C_com_ideal}$ 为:

$$\begin{aligned} i_{C_com_ideal}(t) &= -i_C(t) \\ &= -2\sqrt{2}\pi C_{in} f_{line} U_{rms} \cos(2\pi f_{line} t) \end{aligned} \quad (2-5)$$

对于 CRM 图腾柱 PFC 变换器来说, 通过调整主开关管导通时间(On-time)来实施输入滤波电容电流补偿 $i_{C_com_ideal}(t)$, 使得待补偿输入滤波电容电流叠加到平均电感电流上, 即输入滤波电容电流补偿之后的平均电感电流 $i_{L_avg_com}(t)$ 为:

$$\begin{aligned} i_{L_avg_com}(t) &= i_{L_avg}(t) + i_{C_com_ideal}(t) \\ &= \frac{T_{on} \cdot v_{in}(t)}{2L} + \frac{T_{c_com} \cdot v_{in}(t)}{2L} \end{aligned} \quad (2-6)$$

主开关管总的导通时间 T_{on_tot} 为:

$$T_{on_tot}(t) = \frac{2L}{v_{in}(t)} i_{L_avg_com}(t) = T_{on} + \frac{2L}{v_{in}(t)} i_{C_com_ideal}(t) \quad (2-7)$$

根据式(2-5)、(2-7)可以看出, 当 $i_C(t) > 0$ 时, 通过减小主开关管的导通时间来减小输入滤波电容电流的影响, 当 $i_C(t) < 0$ 时, 通过增加主开关管的导通时间来使得输入电流与输入电压同相位。

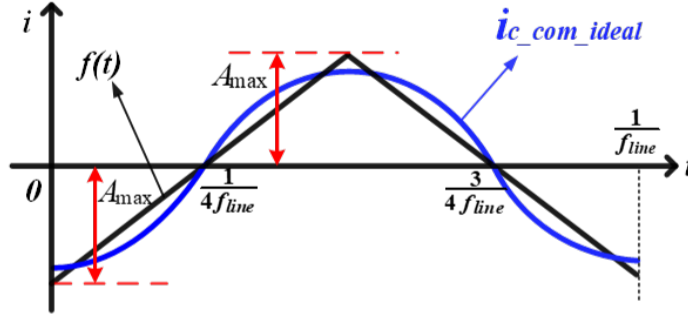


图 2-5 一个线频周期内输入滤波电容电流补偿的三角波和余弦波形

对于现有国产低成本的商用数字控制器来说, 补偿含有余弦计算的理想输入滤波电容电流 $i_{C_com_ideal}$ 相对复杂且耗时, 然而使用三角波近似余弦计算补偿的输入滤波电容电流使得计算更加简单。三角波形如图 2-5 中黑色虚线所示, 一个周期内的三角波函数表达式为:

$$f(t) = \begin{cases} 4f_{line}A_{max} \cdot t - A_{max} & 0 \leq t \leq \frac{1}{2f_{line}} \\ -4f_{line}A_{max} \cdot t + 3A_{max} & \frac{1}{2f_{line}} \leq t \leq \frac{1}{f_{line}} \end{cases} \quad (2-8)$$

式中 A_{max} 是 $f(t)$ 幅值, f_{line} 是电网电压频率。

考虑到三角波 $f(t)$ 近似等于其傅里叶级数中的基波, 且傅里叶级数中基波与 $i_{C_com_ideal}(t)$ 有相同的结构形式。即:

$$f(t) \approx -\frac{8A_{max}}{\pi^2} \cos(2\pi f_{line} \cdot t) = i_{C_com_ideal}(t) \quad (2-9)$$

联立式(2-5)、(2-8)、(2-9), $i_{C_com_ideal}(t)$ 可以被简化为 $i_{C_com_simp}(t)$:

$$i_{C_com_ideal}(t) \approx i_{C_com_simp}(t) = f(t) = \begin{cases} \sqrt{2}\pi^3 C_{in} f_{line}^2 U_{rms} t - \frac{\sqrt{2}\pi^3 C_{in} f_{line} U_{rms}}{4} & 0 \leq t \leq \frac{1}{2f_{line}} \text{ (正半周)} \\ -\sqrt{2}\pi^3 C_{in} f_{line}^2 U_{rms} t + \frac{3\sqrt{2}\pi^3 C_{in} f_{line} U_{rms}}{4} & \frac{1}{2f_{line}} \leq t \leq \frac{1}{f_{line}} \text{ (负半周)} \end{cases} \quad (2-10)$$

将式(2-10)带入式(2-7)，可以实时计算主开关管总的导通时间 T_{on_tot} 。

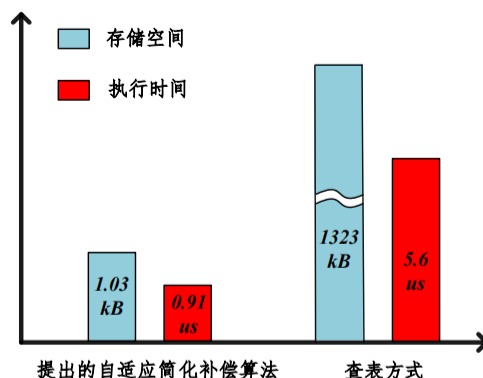


图 2-6 不同控制算法下存储空间和执行时间的对比

在使用同一款国产低成本数字控制器(ADP32F035)以及输入电压有效值 20%波动范围、线频变化范围是 360-800Hz 条件下，图 2-6 给出了提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法和查表方式存储空间和执行时间的对比。由于查表法采用二维矩阵查表，数据占用存储资源约为 1.3MB 左右，而数字控制器 ADP32F035 最大存储空间为 64kB，因此需要添加外部存储元件，同时数字控制器通过串行通信调用外部存储元件中数据也需要一定时间(约 5us 每次)。从图 2-6 可以看出，与查表法相比，提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法不仅减小了存储空间的使用，也减小了程序执行时间。

图 2-7 给出了理想输入滤波电容电流补偿算法、提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法以及无输入滤波电容电流补偿下的 PF 计算值的对比。从图中可以看出，在线频 360-800Hz 输入下，当使用输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法后，PF 有了明显的提高，而且所提出算法下的 PF 非常接近理想输入滤波电容电流补偿算法下的 PF。在线频 800Hz、115Vac 输入，满载输出时，采用提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法的 PF 与理想输入滤波电容电流补偿算法下的 PF 相比，仅减小了 0.005。

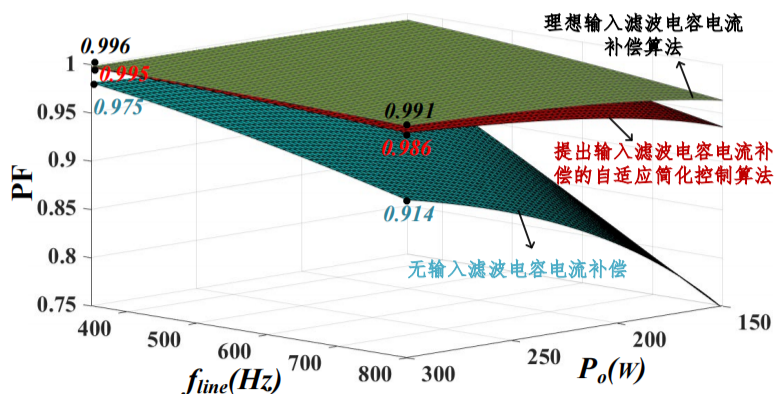


图 2-7 不同输入滤波电容电流补偿方式下 PF 计算值

2.3 实验验证

2.3.1 CRM 图腾柱 PFC 关键元器件设计

为了验证提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法的有效性，需要搭建一台 CRM 图腾柱 PFC 的实验样机。本小结对 CRM 图腾柱 PFC 的关键元器件进行设计。

2.3.1.1 Boost 电感的设计

对于理想的 CRM 图腾柱 PFC 来说，其开关频率为

$$f_{sw} = \frac{1}{T_{on} + T_{off}} = \frac{1}{L \cdot \frac{i_{ppk}(\theta)}{v_{in}(\theta)} + L \cdot \frac{i_{ppk}(\theta)}{V_{bus} - v_{in}(\theta)}} = \frac{v_{in}(\theta)}{L \cdot i_{ppk}(\theta)} \cdot \frac{V_{bus} - v_{in}(\theta)}{V_{bus}} \quad (2-11)$$

由式(2-11)可知，电感值 L 与开关频率 f_{sw} 成反比。当电感值增大时，变换器开关频率降低，功率半导体器件的开关损耗和电感的磁损会减小，从而变换器的效率提高，但是电感值的增大会导致电感体积相应增大，这就使得变换器无法满足高功率密度的需求。当电感值减小时，变换器开关频率提高，电感的体积会相应的减小，但是功率半导体器件的开关损耗和电感的磁损会增加，从而变换器的效率降低，这就使得变换器无法满足高效率的需求。本课题考虑到体积限制和高效率需求，将典型值 115Vac 输入，300W 输出时的最低开关频率限制为 100kHz。同时由式(2-11)可知，半个线频周期内最低开关频率在交流输入电压工频角度 $\pi/2$ 出现。根据最低开关频率要求，可以求得电感值不超过 87uH。考虑一定裕量，最终暂定选择电感值 68uH。电感值确定以后，需要对电感的磁芯和线圈进行设计。

磁芯作为 Boost 电感的重要组成部分，其稳定可靠运行尤为重要。随着中国磁性材料行业的发展，国产高频磁芯的性能不断提升。目前国内磁性材料生产厂家主要有横店东磁、天通等企业。考虑到变换器体积的限制，磁芯选择横店东磁的标准形状 EC25D，磁芯材料选择低磁损密度锰锌铁氧体系列中的 DMR95。EC25D 形状如图 2-8 所示，长宽高为 25mm*18mm*10mm，有效截面积 A_e 为 101mm²。

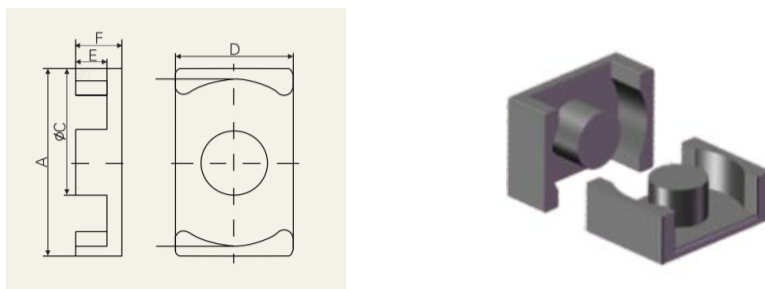


图 2-8 EC25D 磁芯形状

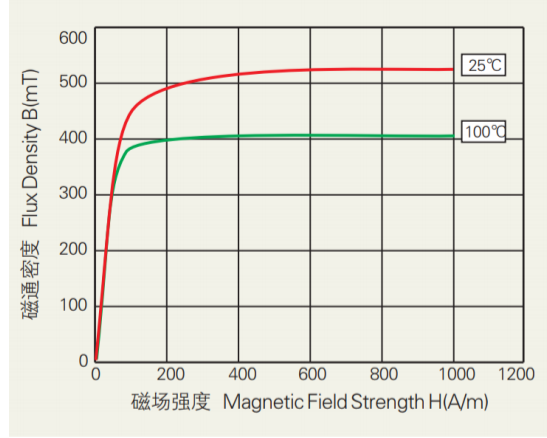


图 2-9 磁通密度随着磁场强度变化曲线

DMR95 磁芯材料的磁通密度 B 随着磁场强度 H 变化曲线如图 2-9 所示，在温度为 100°C 工作时饱和磁通密度为 0.4T ，考虑到留有一定裕量，本设计取得的最大磁通密度为：

$$B_{\max} = 0.32\text{T} \quad (2-12)$$

根据上述分析可知，电感电流最大值在输入电压 90Vac ，负载 300W 时达到。

$$i_{ppk_max} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} P_o}{\eta \cdot v_{in}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \times 300}{0.98 \times 90} = 9.6\text{A} \quad (2-13)$$

考虑到 1.2 倍的过流保护裕量，则最大电流 $i_{1.2_ppk_max}$ 为 11.5A 。

则电感绕组匝数由式(2-14)可得

$$N = \frac{L \cdot i_{1.2_ppk_max}}{B_{\max} \cdot A_e} \approx 24 \quad (2-14)$$

电感电流有效值的最大值在输入电压 90V ，负载 300W 时达到。

$$i_{\max_rms} = \frac{P_o}{\eta \cdot v_{in}} = \frac{300}{0.98 \times 90} = 3.4\text{A} \quad (2-15)$$

本课题采用铝基板加散热器自然冷却散热。考虑到绕组被磁芯包围，绕组散热主要依靠热传导至磁芯，磁芯再与铝基板及外壳热传导散热，因此对绕组损耗和磁芯损耗的占比进行均衡考虑。实际工程中一般选择电流密度 $J = 10\text{A/mm}^2$ ，因此绕组的截面积为

$$S = \frac{i_{\max_rms}}{J} = 0.34\text{mm}^2 \quad (2-16)$$

考虑到电流的集肤效应，选用 0.1mm 多股线作为导线，则需要股数为

$$S_L = \frac{S}{\pi(D/2)^2} = 43 \quad (2-17)$$

然后根据磁芯窗口面积以及电感绕组匝数校验选择的导线是否满足绕组要求。最后根据校验结果以及实验室现有绕组类型，选择直径 0.1mm，50 股的多股线作为导线。

综上所述，选用 EC25D 作为磁芯形状，DMR95 作为磁芯材料，直径 0.1mm，50 股的多股线作为导线绕制感值为 68uH 的电感。

2.3.1.2 开关管的选择

功率半导体器件是图腾柱 PFC 变换器的重要组成部分，也是国产化替代的一个重要挑战。正如第一章绪论所述，由于航空机载模块电源对于可靠性有较高的要求，选择目前成熟的 Si MOSFET 作为国产化替代功率半导体器件。放眼全球，Si MOSFET 的发展已有接近半个世纪的历史，然而国内的半导体技术起步较晚，国内功率半导体器件的封装与国外相比仍然有很大差距，这就导致了器件性能的落后，为国产化设计带来了一定的障碍。

考虑到机载模块电源的体积限制以及母线电压 $V_{bus} = 400V$ ，结合目前市面上的 Si MOSFET 产品类型，选择耐压 600V，DFN8×8 封装作为本课题功率半导体器件。表 2-1 调研了目前市面上部分主流的 600V 耐压，DFN8×8 封装的 Si MOSFET 产品主要参数，从表中可以看出国外器件的 FOM($R_{ds(on)} \times Q_g$)特性和体二极管反向恢复特性均优于国产器件。基于高效率的考虑，本课题初步国产化器件选择东微的 OSG60R074JT3ZF^[53]，后续也可以通过实验验证不同 Si MOSFET 能实现的峰值效率，然后选出较为合适的开关管。

表 2-1 国内外 600V 耐压 Si MOSFET 产品对比

型号	厂家	漏极电流	导通电阻	栅极电荷	反向恢复
		I_D/A	$R_{ds(on)}/m\Omega$	Q_g/nC	时间 t_{rr}/ns
SVS60R190L8AD4	杭州士兰微	20	165	31	290
OSG60R074JT3ZF	苏州东微	33	60	68.6	156
CRJL065N60G3F-G	华润微	40	50	87	171
IPL60R060CFD7	Infineon	40	48	79	145
SiHH125N60EF	Vishay	23	109	31	117
NTMT061N60S5F	Onsemi	41	48	76	124

2.3.1.3 母线电容的设计

图腾柱 PFC 变换器的输出功率是二倍输入线频正弦脉动变化的，为了保证后级

DC/DC 变换器稳定可靠工作，我们需要通过母线电容对其二倍输入线频正弦进行能量缓冲。母线电容的 C_{bus} 大小决定了母线电压纹波的大小，也对后级变 DC/DC 变换器的设计产生了重要影响。根据经验选择母线电压纹波 $\Delta V_{bus} \leq 20V$ ，母线电容应满足：

$$C_{bus} \geq \frac{P_o}{2\pi \cdot f_{line} \cdot V_{bus} \cdot \Delta V_{bus}} \quad (2-18)$$

式中 f_{line} 是电网电压的线频率， f_{line} 越小， C_{bus} 就越大，考虑到本项目电网电压频率为 47-63Hz/360-800Hz，因此我们将 $f_{line}=47Hz$ 以及其他相应数据带入式(2-18)，计算出所需母线电容大小为 254uF。

该变换器的工作环境要求 -40℃—+100℃，考虑到高频情况下母线电解电容的等效串联电阻(ESR)，等效串联电感(ESL)影响 PFC 变换器的闭环性能和变换器效率，以及低温环境下母线电解电容容量衰减。因此在实际工况中，选用 4 个 100uF/450V 电解电容并联，同时也在电解电容附近并联了多个高频瓷片电容，来抑制高频噪声。

2.3.2 控制算法实现与实验结果分析

基于上述 CRM 图腾柱 PFC 的关键元器件设计，实验室搭建了一台前级基于 CRM 图腾柱 PFC 的两级式隔离 AC/DC 实验样机，实验样机如图 2-10 所示。表 2-2 给出了前级 CRM 图腾柱 PFC 样机参数，其中 EMI 滤波器结构和参数与图 2-1 中的示例相同。

表 2-2 CRM 图腾柱 PFC 变换器样机参数

交流输入电压 v_{in}	90-140Vac	输出母线电压 V_{bus}	400Vdc
交流线电压频率 f_{line}	360-800Hz	母线电容 C_{bus}	400uF
额定功率 P_o	300W	升压电感 L	68uH
高频开关管 S_1 S_2	OSG60R074JT3ZF	输入滤波电容 C_{in}	2uF
工频开关管 SR_1 SR_2	OSG60R074JT3ZF	数字控制器 $DSP1$	ADP32F035

前级 CRM 图腾柱 PFC 控制框图如图 2-11 所示，交流输入电压有效值 U_{rms} 通过输入电压瞬时值采样，然后由 DSP 计算获得；线频 f_{line} 通过 DSP 内部的 eCAP 模块捕获工频下管 SR_2 驱动信号获得。 T_{on_error} 通过电压环 PI 调节器计算获得， T_{c_com} 由提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法实时计算获得。

图 2-12、图 2-13 分别给出了 115Vac，400Hz/800Hz 输入，100%负载下实验波形对

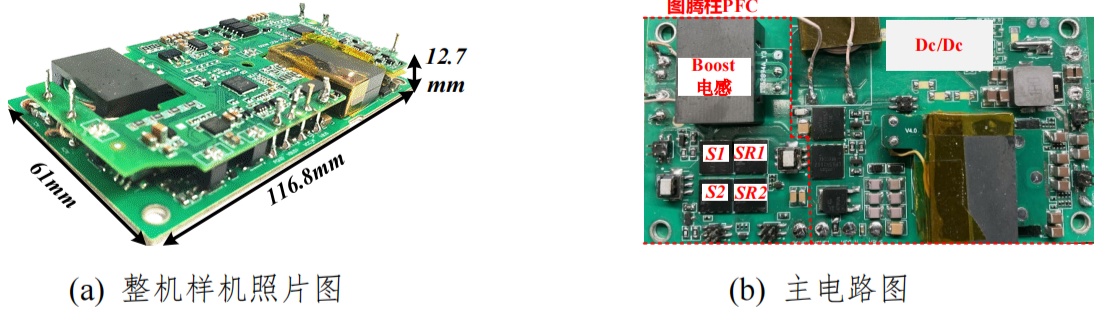


图 2-10 实验样机图

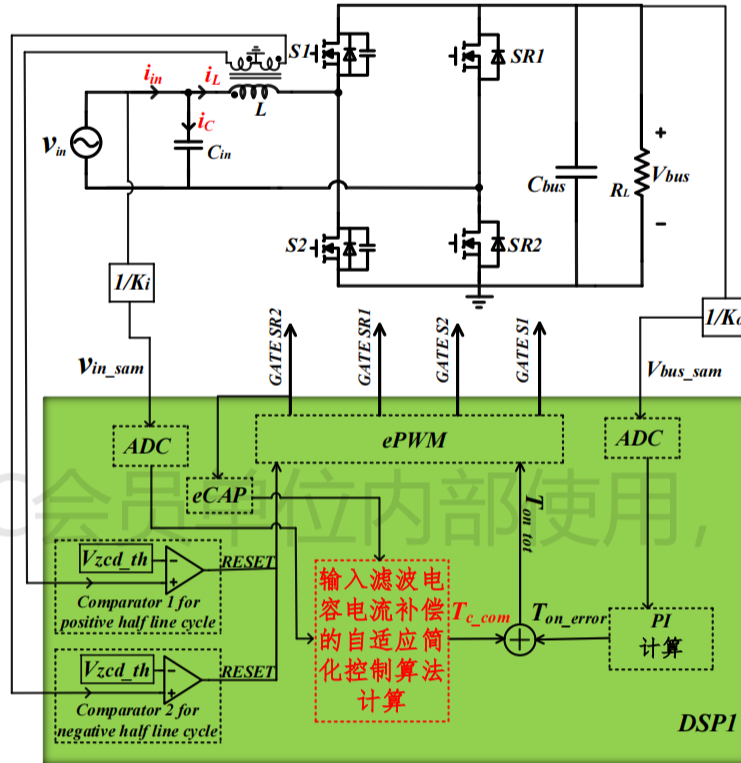
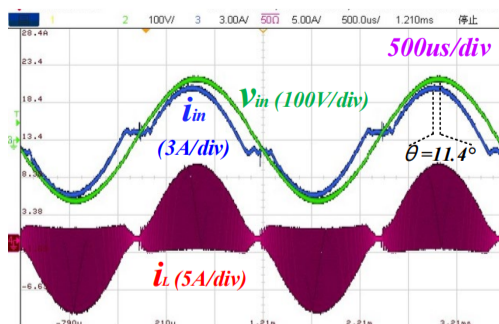
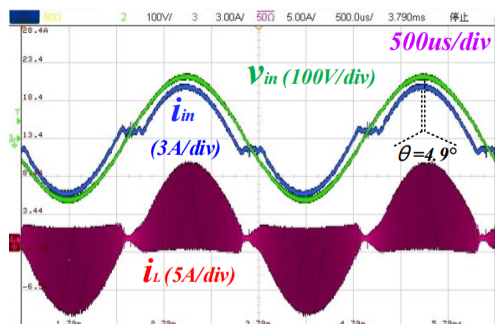


图 2-11 CRM 图腾柱 PFC 控制框图

比。从图 2-12(a)、图 2-13(a)可知，尽管电感电流 i_L 与输入电压 v_m 同相位，但是随着线频 f_{line} 的增加，由于输入滤波电容电流导致的输入电流相位超前输入电压的现象越来越明显。图 2-12(b)、图 2-13(b)给出了所提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法实验波形。为了补偿输入滤波电容电流的相位超前，按照公式(2-7)调整主开关管导通时间，使得 i_L 滞后于 v_m ，相位超前角 θ 减小，PF 值有明显的提高。图 2-14、图 2-15 分别给出了 90Vac/140Vac，400Hz/800Hz 输入，100%负载下实验波形对比。从图中可以看出，输入滤波电容导致的输入电流相位超前随着输入电压有效值增加变得越来越严重，该现象与 2.1 节分析一致。所提的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法在全输入电压范围内均能够有效减小输入电流的相位超前，提高 PF，有良好的自适应能力。

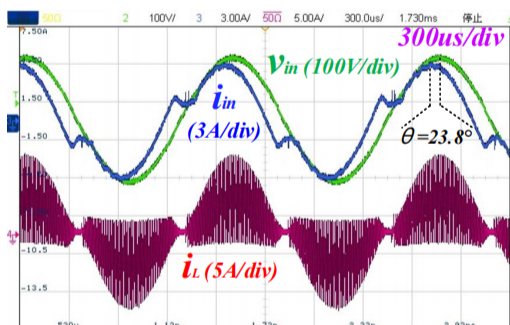


(a)未加入输入滤波电容电流补偿

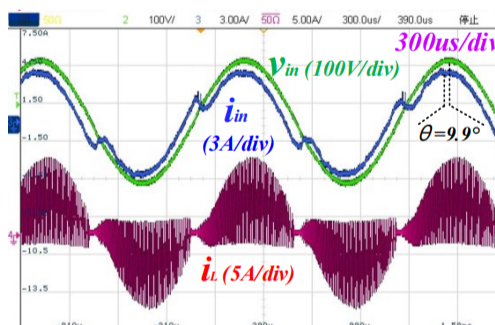


(b)所提输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制

图 2-12 115Vac, 400Hz 输入, 100%负载下实验波形

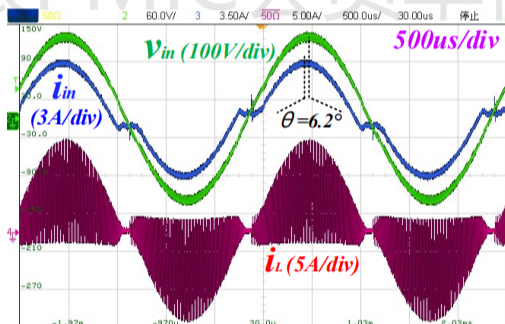


(a)未加入输入滤波电容电流补偿

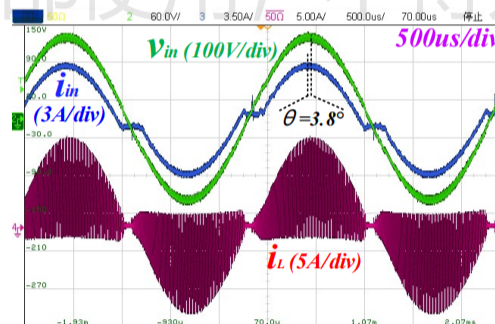


(b)所提输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制

图 2-13 115Vac, 800Hz 输入, 100%负载下实验波形

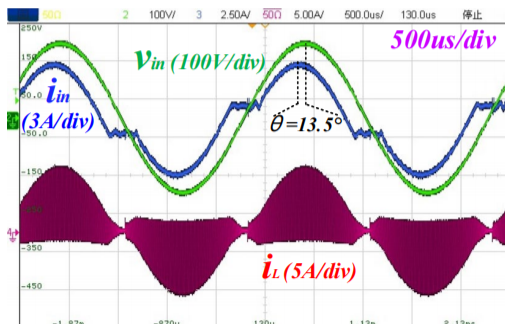


(a)未加入输入滤波电容电流补偿

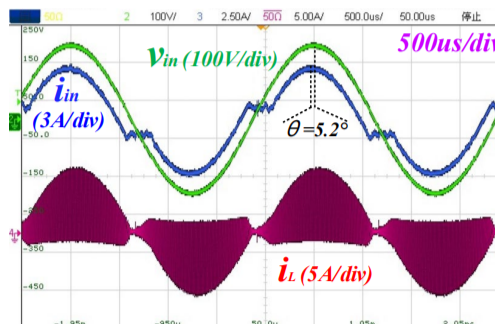


(b)所提输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制

图 2-14 90Vac, 400Hz 输入, 100%负载下实验波形



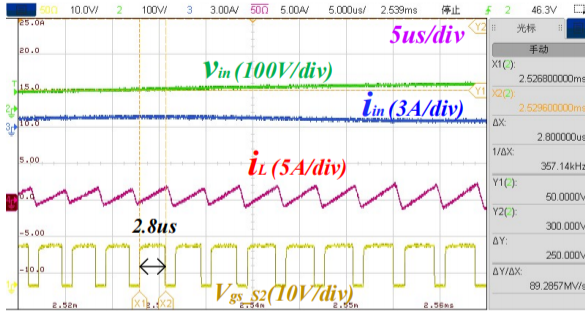
(a)未加入输入滤波电容电流补偿



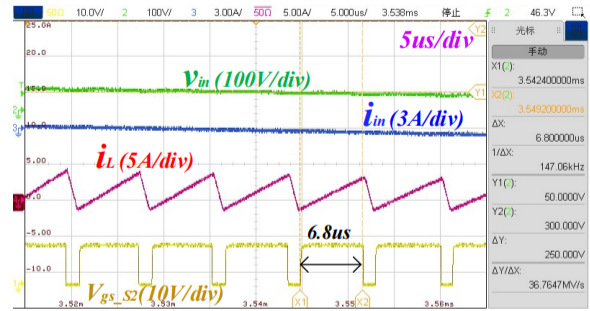
(b)所提输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制

图 2-15 140Vac, 400Hz 输入, 100%负载下实验波形

图 2-16、图 2-17 分别给出了 115Vac, 400Hz/800Hz 输入, 100%负载下所提输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法的导通时间对比实验波形。对比可知, 输入电压 $11\pi/12$ 相角附近的导通时间明显高于输入电压 $\pi/12$ 相角附近的导通时间。

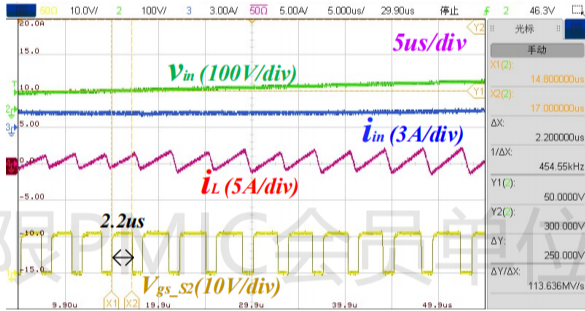


(a) $\pi/12$ 相角

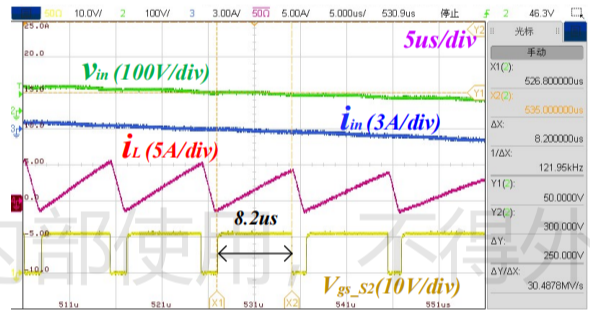


(b) $11\pi/12$ 相角

图 2-16 115Vac, 400Hz 输入, 100%负载下导通时间对比波形

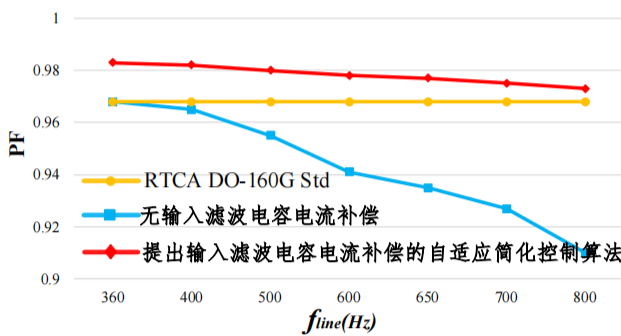


(a) $\pi/12$ 相角

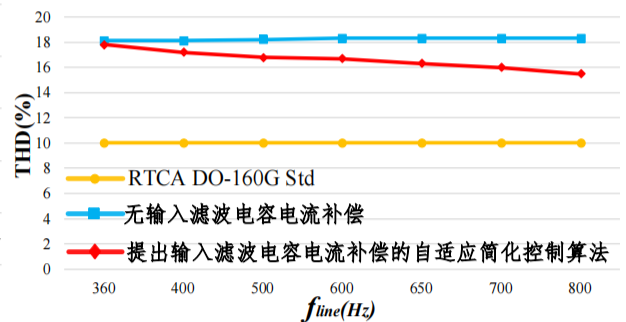


(b) $11\pi/12$ 相角

图 2-17 115Vac, 800Hz 输入, 100%负载下导通时间对比波形



(a) PF



(b) 输入电流 THD

图 2-18 115Vac 输入, 100%负载条件下输入电流 THD 和 PF 的测量结果

图 2-18 给出了 115Vac 输入, 满载条件下输入电流 THD 和 PF 实测结果, 可以看出, 采用本章提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法时, 可以有效地提高 PF, 在整个线频 360-800Hz 范围内满足 RTCA DO-160G 标准, 但输入电流 THD 没有明显改

善，不能满足 RTCA DO-160G 标准。这是因为本章提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法仅减小了输入滤波电容引起的输入电流的相位超前。下一章将对输入电流 THD 的优化进行详细介绍。同时，并给出所提输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法的性能以及系统成本对比。

2.4 本章小结

本章针对线频 360-800Hz 输入条件下输入滤波电容电流引起的输入电流相位超前提出了一种自适应简化补偿策略。首先定量分析了输入滤波电容对 PF 的影响，然后针对输入滤波电容电流引起的输入电流相位超前，提出了一种输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法，该算法能够有效降低数字控制器实时计算的运算量，同时无需增加任何外部器件，使用国产低成本商用的数字控制器即可实现；最后，搭建了一台前级基于 CRM 图腾柱 PFC 的两级式隔离 AC/DC 实验样机对所提控制算法的有效性进行验证，实验结果表明，所提出的自适应简化补偿控制算法在整个电网线频 360-800Hz 范围以及电网电压波动范围内均可有效改善 PF，满足 RTCA DO-160G 标准。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

3 考虑 Si MOSFET 体二极管反向恢复的变导通时间控制

第二章提出输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法的目的是为了减小输入电流的相位超前，然而对于开关管采用 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC 来说，主要由 MOSFET 体二极管严重反向恢复产生的负向电感电流会导致平均电感电流的畸变，从而恶化输入电流 THD。本章提出了一种考虑 MOSFET 体二极管反向恢复的变导通时间控制，达到减小输入电流畸变的目的。

3.1 考虑 MOSFET 体二极管反向恢复的模式分析

文献[20]已经详细分析了开关管采用 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC 的基本工作原理。如图 3-1 所示，当考虑 MOSFET 体二极管反向恢复时，CRM 图腾柱 PFC 的每个开关周期可以被分为五个阶段。由于图腾柱 PFC 拓扑具有对称性，下面以正半周的一个开关周期为例进行模式分析。

规定输入电压上正下负为正半周，电感电流从电网侧流向高频桥臂中点为正方向。当输入电压处于正半周时，工频管 SR_2 一直处于导通状态，工频管 SR_1 一直处于关断状态。

阶段 1 $[t_0-t_1]$: 在 t_0 时刻，主开关管 S_2 打开，电感电流 i_L 以 v_{in}/L 斜率线性增加，辅助绕组两端电压 v_{wsam2} 等于 $-nv_{in}/L$ ，比较器输出为低电平。此阶段等效电路如图 3-2(a)所示。

阶段 2 $[t_1-t_2]$: 在 t_1 时刻，主开关管 S_2 关闭， L 开始和高压开关管 S_1 、 S_2 的寄生电容正向谐振。在此期间， i_L 给 C_{oss2} 充电， C_{oss1} 放电，由于 i_L 很大，这一阶段持续时间很短，通常可以忽略。此阶段等效电路如图 3-2(b)所示。

阶段 3 $[t_2-t_3]$: 在 t_2 时刻，开关管 S_1 的体二极管开始导通， i_L 以 $(V_{bus}-v_{in})/L$ 斜率线性减小，辅助绕组两端电压 v_{wsam2} 等于 $n(V_{bus}-v_{in})/L$ ，比较器输出为高电平。此阶段等效电路如图 3-2(c)所示。

阶段 4 $[t_3-t_4]$: 在 t_3 时刻， i_L 减小到 0，由于开关管 S_1 体二极管反向恢复， i_L 继续以 $(V_{bus}-v_{in})/L$ 斜率线性减小，直到 S_1 体二极管开始承受反压。此阶段等效电路如图 3-2(d)所示。

阶段 5 $[t_4-t_5]$: 在 t_4 时刻， S_1 体二极管反向恢复结束， L 开始和 C_{eq} 进行负向谐振。在此期间， v_{wsam2} 从 $n(V_{bus}-v_{in})/L$ 减小至 $-nv_{in}/L$ ，当 v_{wsam2} 跌落到比较器阈值电压 v_{zcd_th} 时，比较器输出从高电平变为低电平，触发 ZCD 信号。一旦数字控制器检测到 ZCD 信号，

主开关管 S_2 打开。此阶段等效电路如图 3-2(e)所示。

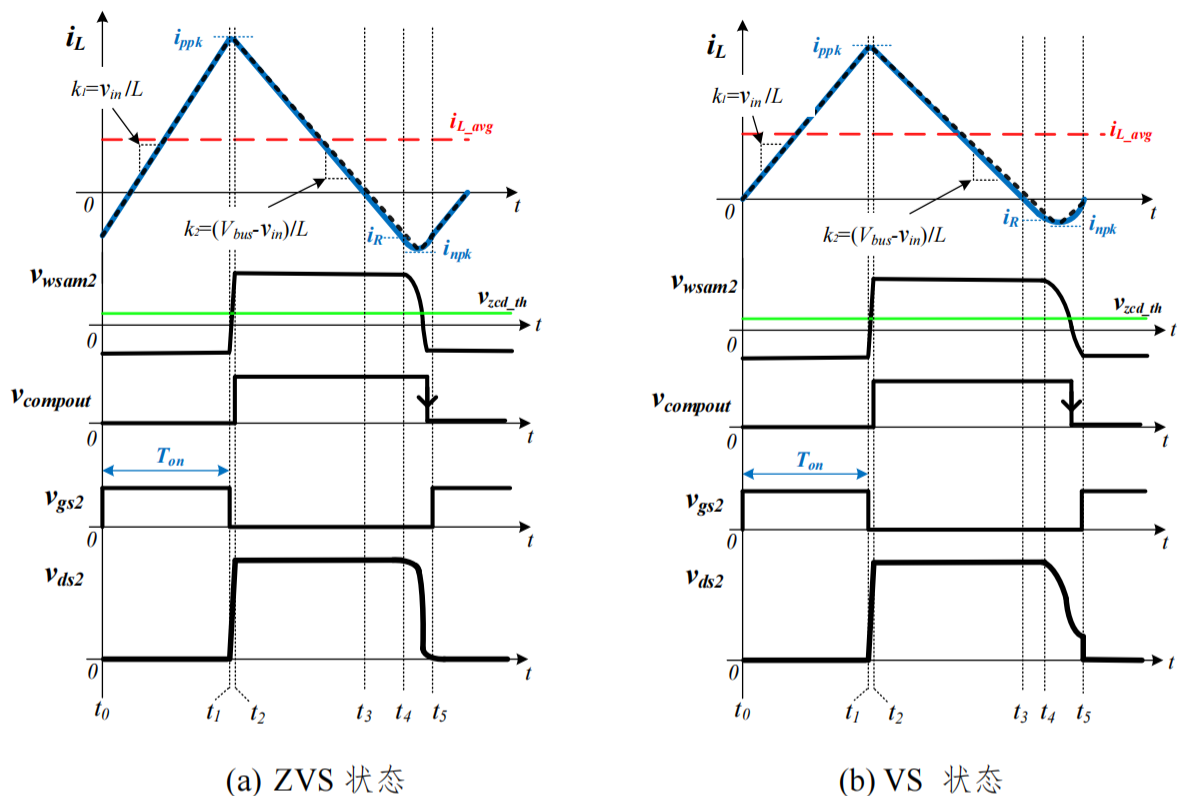
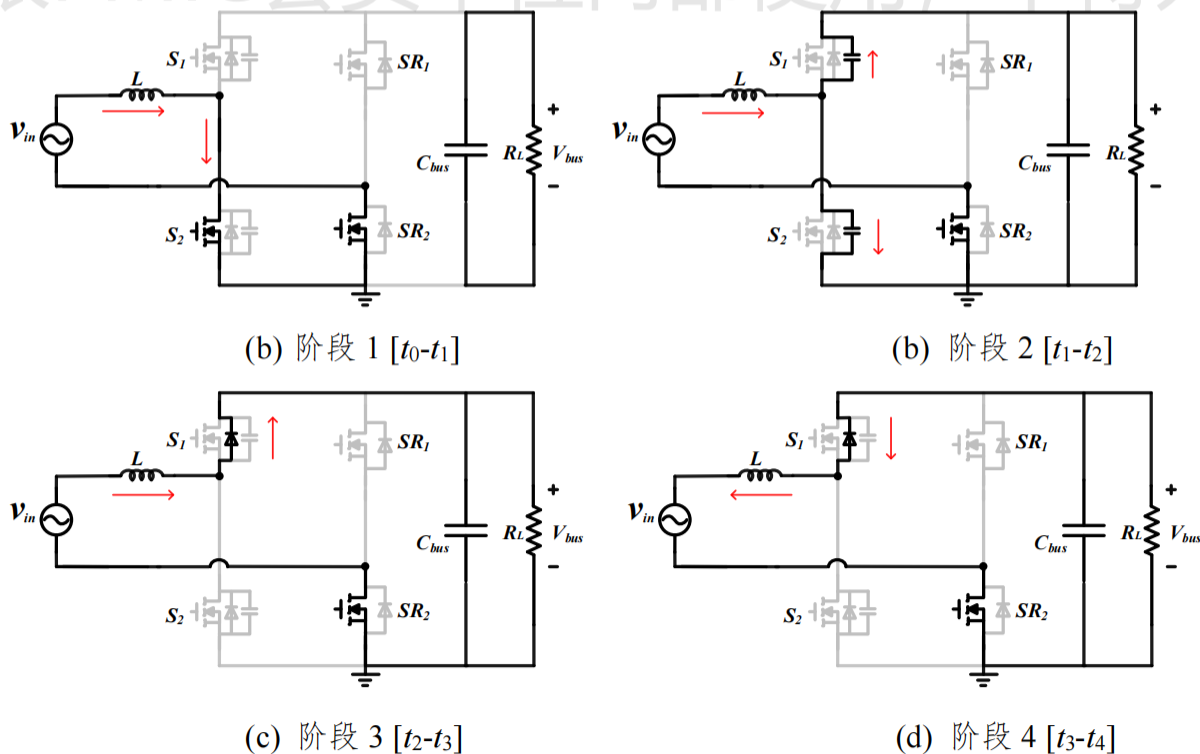


图 3-1 电路工作关键波形



t_5 时刻之后，下一个周期循环开始。在一个开关周期内，MOSFET 的体二极管反向恢复和负向谐振导致负向电感电流，负向电感电流便产生了输入电流畸变。为了减小输

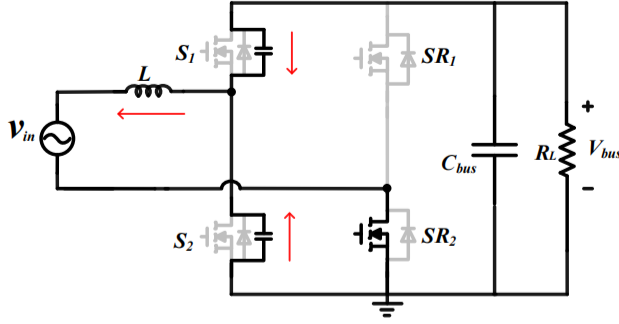
(e) 阶段 5 $[t_4-t_5]$

图 3-2 CRM 图腾柱 PFC 正半周模态图

入电流畸变，考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制将在下一节详细分析。

3.2 考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制分析

根据图 3-1 可知，在一个开关周期内，除了极短的谐振阶段， i_L 在大部分时间都是线性变化。因此一个开关周期电感电流波形可以近似为三角波^[38]。实际平均电感电流 $i_{L_act_avg}(t)$ 为：

$$i_{L_act_avg}(t) = \frac{i_{ppk}(t) + i_{npk}(t)}{2} \quad (3-1)$$

其中 $i_{ppk}(t)$ 和 $i_{npk}(t)$ 分别为开关周期内正向峰值电感电流和负向峰值电感电流。

根据开关管采用 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC 的基本工作原理分析。 $i_{ppk}(t)$ 可以表示为：

$$i_{ppk}(t) = \frac{v_{in}(t) \cdot T_{on}}{L} + i_{npk}(t) \quad (3-2)$$

欲使输入电流 $i_{in}(t)$ 无畸变， $i_{L_act_avg}(t)$ 应等于输入参考电流 $i_{ref}(t)$ 。

联立式(3-1)、(3-2)、(2-1)，导通时间 T_{on} 为：

$$\begin{aligned} T_{on} &= \frac{2L \cdot P_o}{\eta \cdot U_{rms}^2} - \frac{2L \cdot i_{npk}(t)}{v_{in}(t)} \\ &= T_{on_error} + T_{on_vary} \end{aligned} \quad (3-3)$$

从式(3-3)可以看出， T_{on} 由两部分组成。第一部分 T_{on_error} 可通过电压环 PI 计算获得，在稳态下 T_{on_error} 基本是定值。第二部分 T_{on_vary} 本质上是通过增加正向电感电流抵消负向电感电流所需导通时间，同时 T_{on_vary} 与 $v_{in}(t)$ 和 $i_{npk}(t)$ 有关。为了计算出 T_{on_vary} ，需要知道 $i_{npk}(t)$ 。

图 3-3 给出了关于开关管的漏源极电压 V_{ds} 和电感电流 i_L 的状态轨迹图。可以看出，无论 CRM 图腾柱 PFC 工作在 ZVS 状态还是 VS 状态， $i_{npk}(t)$ 均可以表示为：

$$i_{npk}(t) = -\frac{\sqrt{(V_{bus} - v_{in}(t))^2 + (i_R(t) \cdot Z_L)^2}}{Z_L} \quad (3-4)$$

其中 Z_L 是特征阻抗，可以表示为： $Z_L = \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}}$ ， C_{eq} 为等效寄生电容(基于线性等效模型计算^[21])， $i_R(t)$ 是 MOSFET 体二极管反向恢复结束时负向电感电流的大小。

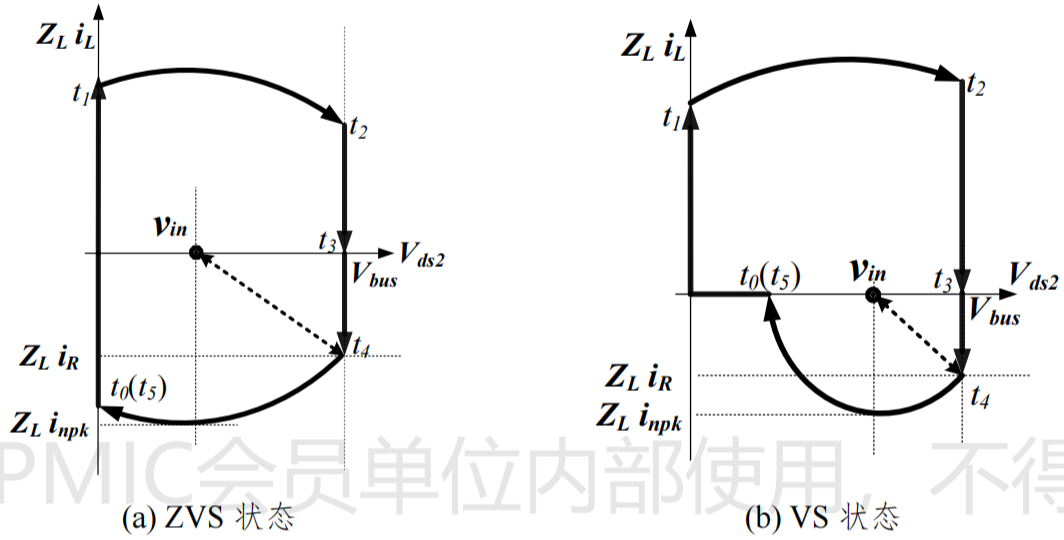


图 3-3 CRM 图腾柱 PFC 状态轨迹图

对于开关管采用 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC 来说，文献[43]提出了一种通过曲线拟合近似求解 $i_R(t)$ 方法。 $i_R(t)$ 可以表示为：

$$i_R(t) = A_{QR} \cdot i_{ppk}(t) \quad (3-5)$$

其中 A_{QR} 是特征系数，取决于 MOSFET 反向恢复特性。

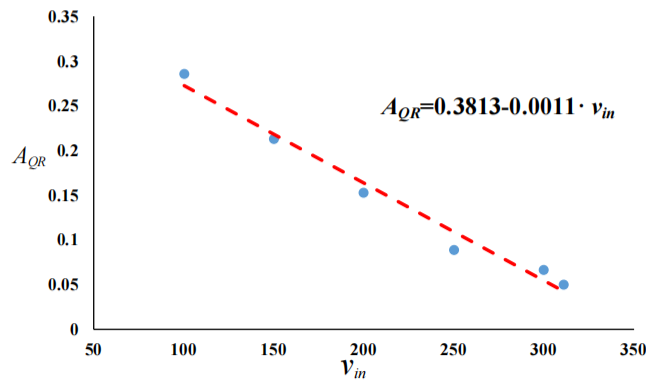


图 3-4 A_{QR} 和 v_{in} 关系. (MOSFET: OSG60R074JT3ZF; $L = 68 \mu\text{H}$)

图 3-4 给出了通过实验测量获得的 A_{QR} 与 v_{in} 关系。实验电路参数见表 2-2。根据图 3-4, A_{QR} 与 v_{in} 函数关系可以通过曲线拟合得到。

$$A_{QR} = a - b \cdot v_{in} = 0.3813 - 0.0011 \cdot v_{in} \quad (3-6)$$

其中 a 和 b 是校准系数, 对于不同的 MOSFET, a 和 b 通过实验测量和曲线拟合获得。

联立(3-4)、(3-5)、(3-6), $i_{npk}(t)$ 可以表示为:

$$i_{npk}(t) = - \frac{\sqrt{(V_{bus} - v_{in}(t))^2 \cdot [1 - (a - b \cdot v_{in}(t))^2] + \left(\frac{v_{in}(t) \cdot T_{on}}{L}\right)^2 Z_L^2 (a - b \cdot v_{in}(t))^2 - \left(\frac{v_{in}(t) \cdot T_{on}}{L}\right) Z_L (a - b \cdot v_{in}(t))^2}}{Z_L \cdot [1 - (a - b \cdot v_{in}(t))^2]} \quad (3-7)$$

从(3-3)和(3-7)可以看出, T_{on} 和 $i_{npk}(t)$ 相互耦合在一起的, 通过迭代的方式可以求得 T_{on} 和 $i_{npk}(t)$ 。下面给出在离散时域下具体迭代步骤。

步骤 1: 在输入电压的极性切换过程中, S_1 、 S_2 、 SR_1 、 SR_2 均处于关闭状态, i_{npk}

此时为 0, 当输入电压极性切换完成之后, 初始 T_{on} 通过电压环 PI 计算得到 $T_{on} = \frac{2L \cdot P_o}{\eta \cdot U_{rms}^2}$ 。

步骤 2: 将步骤 1 的初始 T_{on} 带入(3-7)中, 计算得到初始 i_{npk} 。

步骤 3: 将步骤 2 计算得到的 i_{npk} 带入(3-3)中, 计算得到 T_{on} 。

步骤 4: 将步骤 3 计算得的 T_{on} 带入(3-7)中, 计算得到 i_{npk} 。

重复迭代步骤 3 和 4, 在半个线频周期内的 T_{on} 可以实时计算得到。

3.3 实验验证

为了验证提出的考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制算法有效性, 实验室搭建了一台前级基于 CRM 图腾柱 PFC 的两级式隔离 AC/DC 实验样机。实验样机和样机参数和第二章相同。

在输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法基础上, 实施考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制算法控制框图如图 3-5 所示。与第二章实施输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法的控制框图相比, 这里仅增加了考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制实时迭代计算。提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法和考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制算法以及相关控制都是基于 ADP32F035 中断服务程序进行实施。在定点 60MHz 主频数字控制器 ADP32F035 中断服务程序中, 一次中断执

行时间 T_s 大约为 13.5us，包括 2.4us 的考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制实时迭代计算，0.91us 的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法计算等。

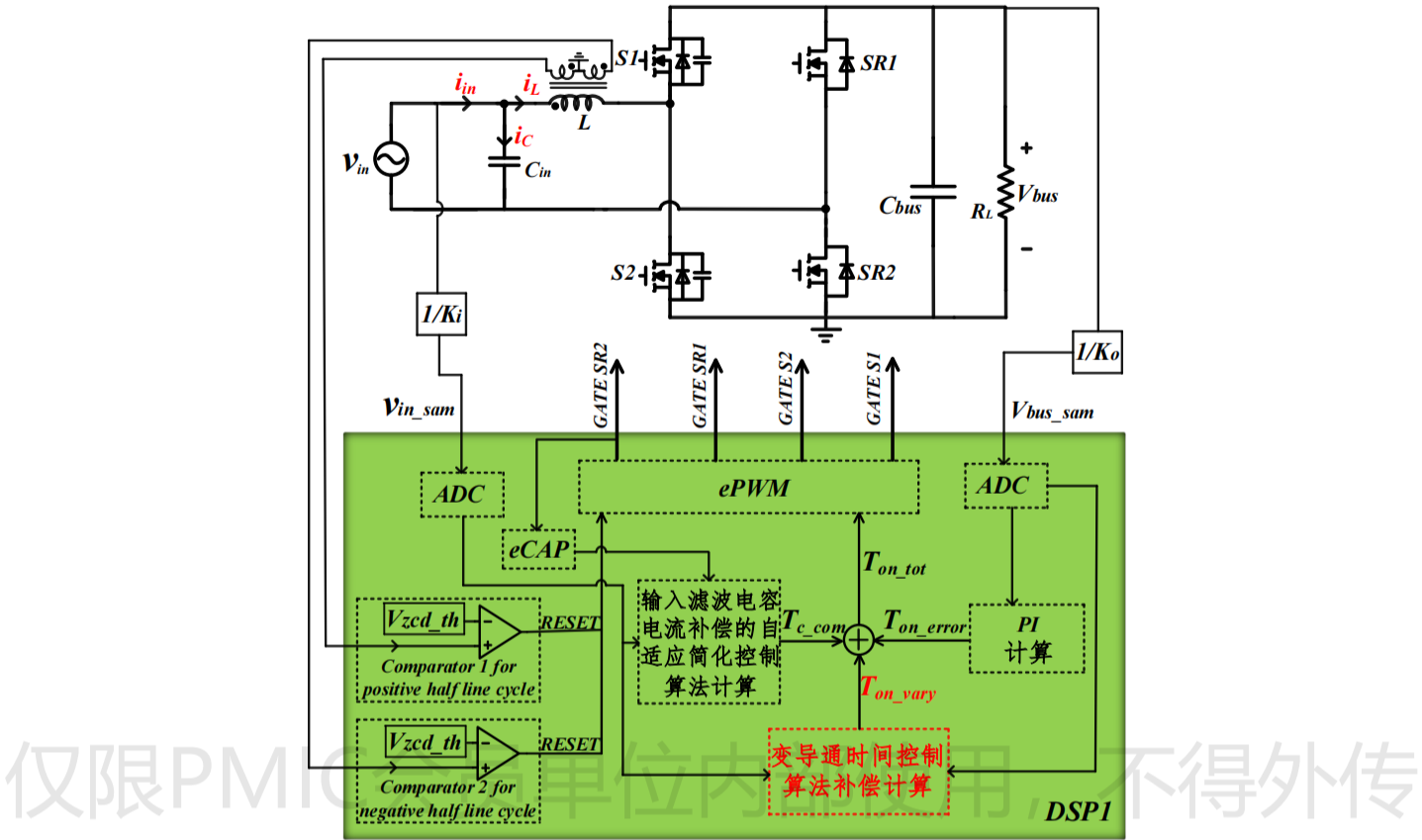


图 3-5 CRM 图腾柱 PFC 控制框图

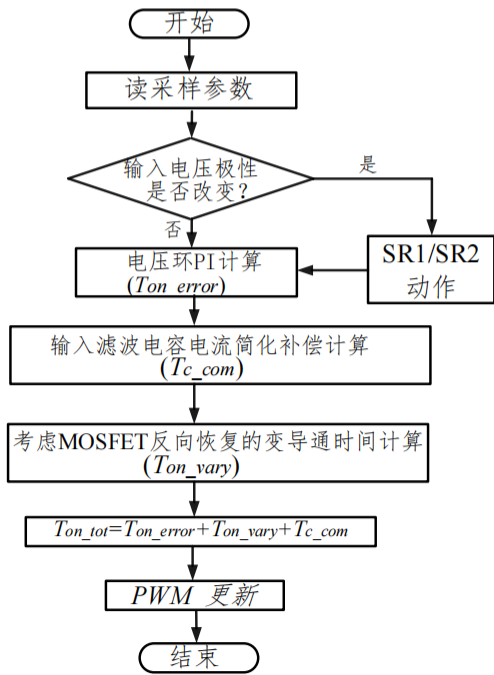
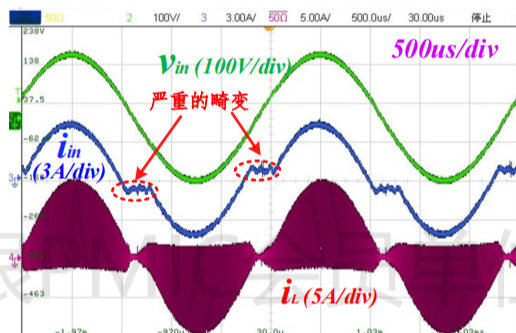


图 3-6 CRM 图腾柱 PFC 中断服务流程图

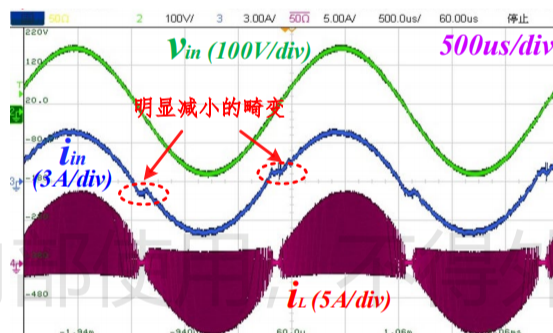
中断服务流程图如图 3-6 所示。首先, 数字控制器读取 v_{in} , V_{bus} , f_{line} 等采样参数。然后根据输入电压极性的判断决定工频管 SR_1 和 SR_2 的开关状态。接着依次计算 T_{on_error} 、 T_{C_com} 、 T_{on_vary} , 将三者相加得到 T_{on_tot} 。最后所有的 PWM 信号更新, 中断服务程序结束。

3.3.1 线频 360-800Hz 输入条件下实验结果与分析

基于第二章提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法, 图 3-7 给出了 115Vac, 400Hz 输入, 100%负载下仅使用输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法与同时使用提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法和考虑 MOSFET 反向恢复变导通时间控制实验波形对比。可以发现, 提出的考虑 MOSFET 反向恢复变导通时间控制算法使得输入电流过零点的畸变明显减小, 并使得输入电流变得更加正弦。输入电流 THD 从 17.2%减小至 5.92%, PF 从 0.982 提高至 0.993。



(a) 未使用变导通时间控制



(b) 考虑 MOSFET 反向恢复变导通时间控制

图 3-7 115Vac, 400Hz 输入, 100%负载下实验波形

图 3-8 给出了采用提出的控制算法的 CRM 图腾柱 PFC 在输入 115Vac, 输出满载条件下电网电压频率从 400Hz 瞬变到 800Hz 的动态响应实验波形。可以发现, 输入电流很好地跟随输入电压且没有明显的畸变。

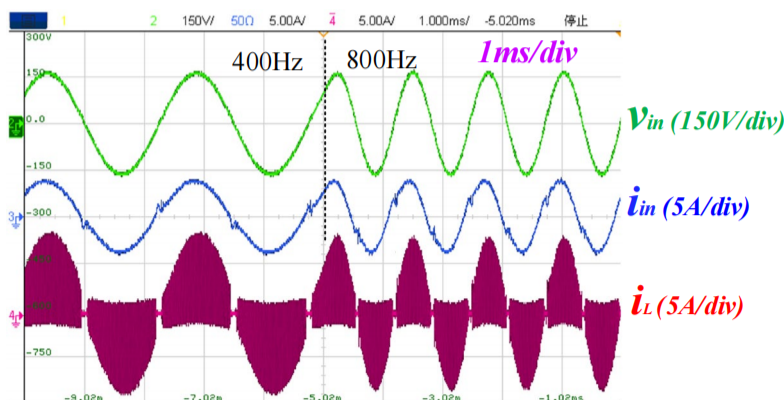
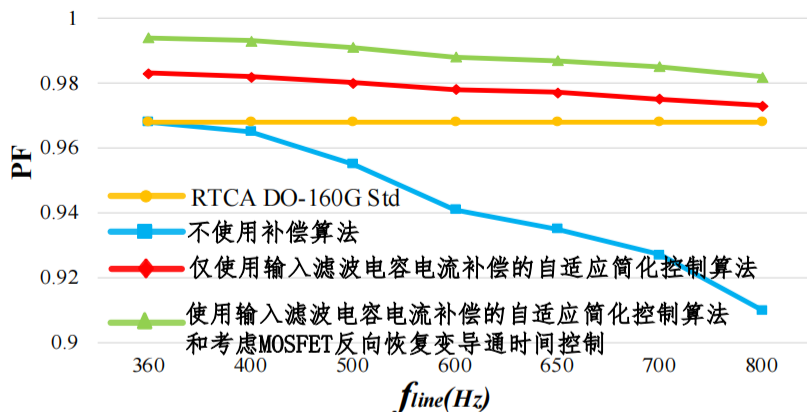
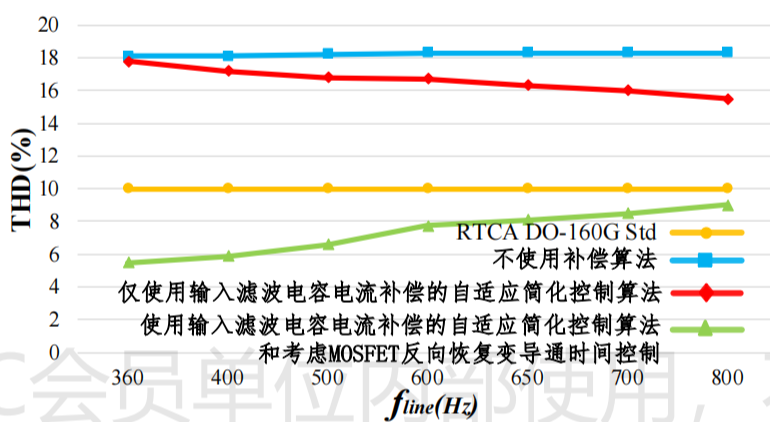


图 3-8 115Vac, 100%负载下线频从 400Hz 瞬变到 800Hz 的动态响应



(a) PF



(b) 输入电流 THD

图 3-9 115Vac, 100%负载下输入电流 THD 和 PF 的实测值

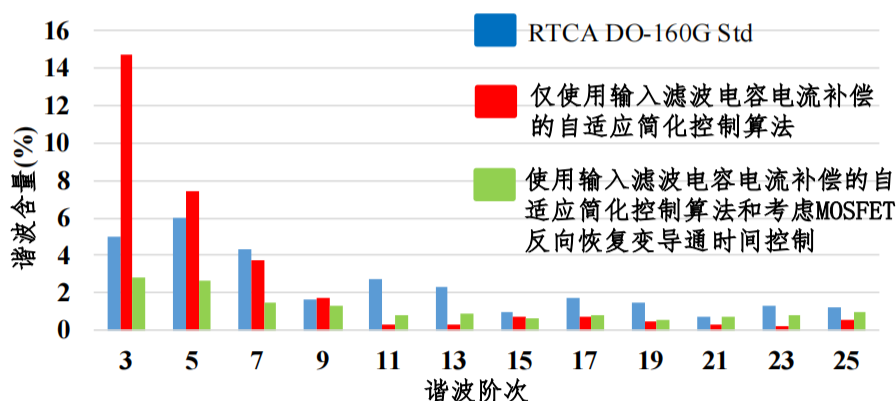


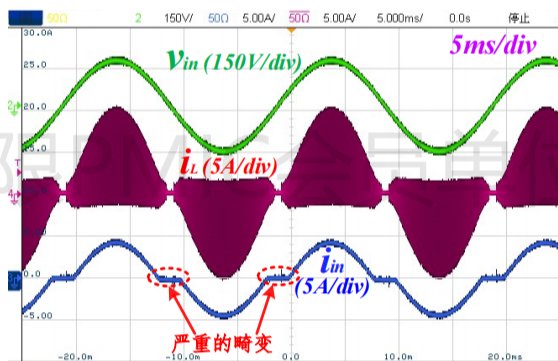
图 3-10 115Vac, 400Hz 输入, 100%负载下输入电流的谐波含量的实测值

图 3-9 给出了在 300W 负载下 115 Vac 输入时输入电流 THD 和 PF 的测量值。可见，仅采用第二章提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法，可以有效地提高 PF，在整个线频范围内满足 RTCA DO-160G 标准，但输入电流 THD 没有明显改善，不能满足

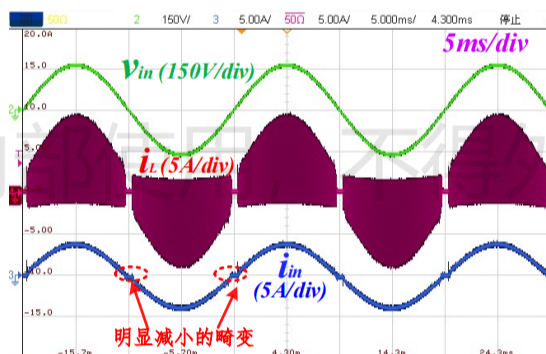
RTCA DO-160G 标准。这是因为第二章提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法仅仅是为了减小输入滤波电容引起的输入电流的相位超前问题。当采用输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法和考虑 MOSFET 反向恢复变导通时间控制时，可以有效降低输入电流 THD，并在整个线频范围内满足 RTCA DO-160G 标准，而且进一步提高了 PF。图 3-10 展示了 115Vac, 400Hz 输入, 100%负载下 RTCA DO-160G 各次谐波限值与输入电流的实测谐波含量。可以看出，提出的考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制显著降低了谐波含量，满足 RTCA DO-160G 标准。

3.3.2 工频 50Hz 输入条件下实验结果与分析

图 3-11、图 3-12 分别给出了 115Vac/220Vac, 50Hz 输入, 300W 负载下实验波形, 图 3-13 给出了 220Vac, 50Hz 输入, 600W 负载下实验波形。实验对比可知，提出的考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制显著改善输入电流的畸变，即显著减小输入电流 THD。

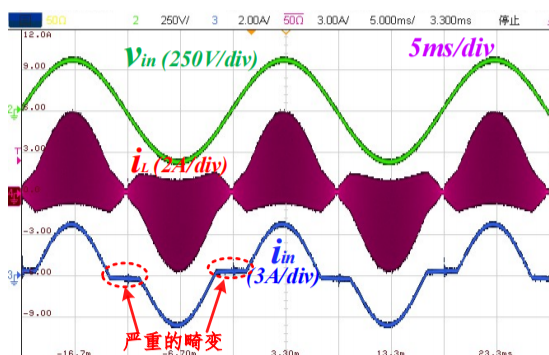


(a) 未使用变导通时间控制

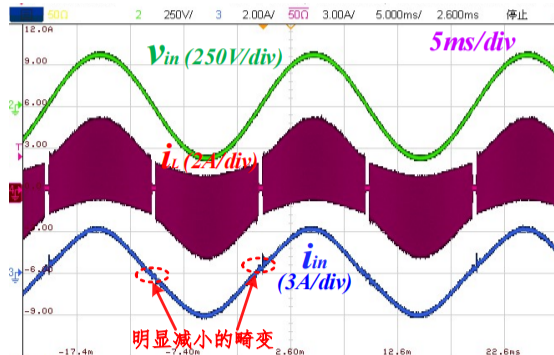


(b) 考虑 MOSFET 反向恢复变导通时间控制

图 3-11 115Vac, 50Hz 输入, 300W 负载下实验波形

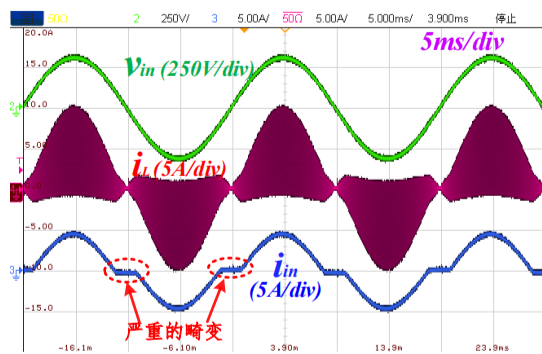


(a) 未使用变导通时间控制

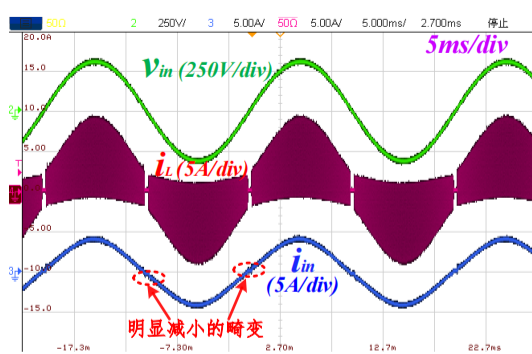


(b) 考虑 MOSFET 反向恢复变导通时间控制

图 3-12 220Vac, 50Hz 输入, 300W 负载下实验波形



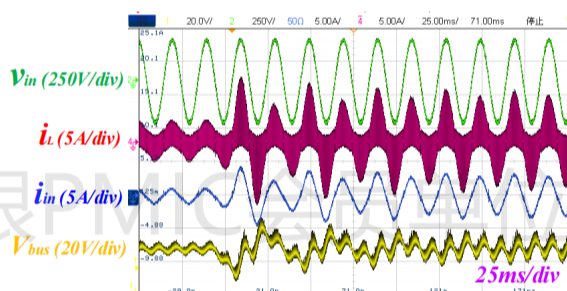
(a) 未使用变导通时间控制



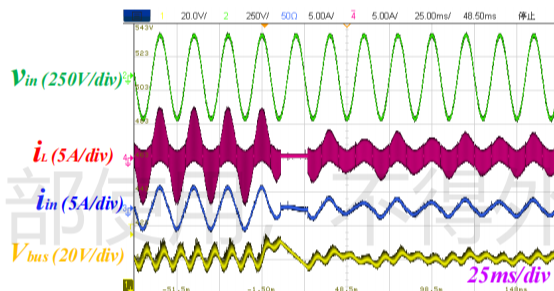
(b) 考虑 MOSFET 反向恢复变导通时间控制

图 3-13 220Vac, 50Hz 输入, 600W 负载下实验波形

图 3-14 给出了 220Vac, 50Hz 输入下负载跳变的动态响应波形。可以看出, 提出的考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制的动态响应能力良好, 基本能够在 5 个工频周期内恢复。

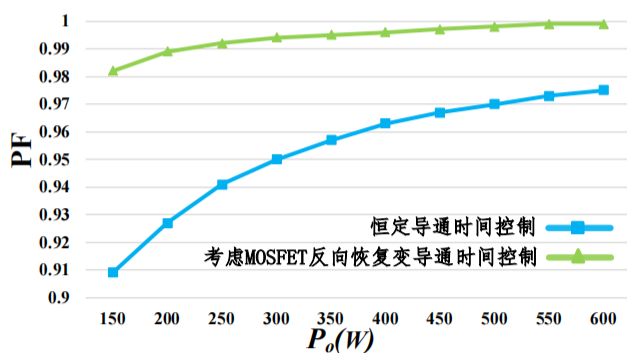


(a) 25%负载-75%负载

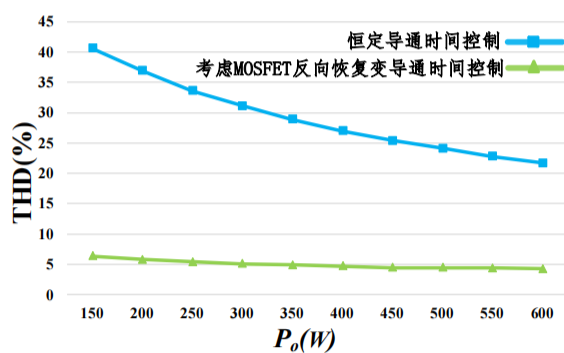


(b) 75%负载-25%负载

图 3-14 220Vac, 50Hz 输入下负载跳变动态响应实验波形



(a) PF



(b) 输入电流 THD

图 3-15 220Vac, 50Hz 条件下输入电流 THD 和 PF 的实测值

图 3-15 给出了 220Vac, 50Hz 条件下输入电流 THD 和 PF 的测量结果。与恒定导通时间控制相比, 所提出的考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制在 220Vac 满载条件

下使输入电流 THD 从 21.7%减小至 4.3%，输入电流 THD 的显著减小也进一步提高了 PF，PF 从 0.975 增加值 0.999。

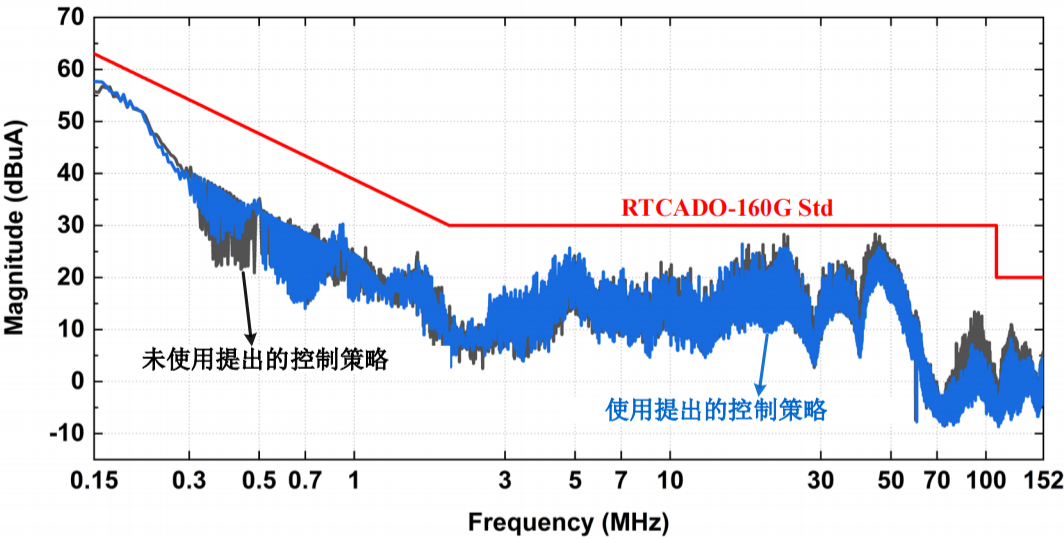


图 3-16 115Vac 输入条件下传导 EMI 测量结果

图 3-16 给出了该样机使用图 2-1 中的 EMI 滤波器时，传导 EMI 测量结果比较，根据 RTCA DO-160G 传导 EMI 标准，测量频率从 150kHz 变化至 152MHz。从图中可以看出，所提的控制策略不影响传导 EMI，同时所有的分量均低于 RTCA DO-160G 限值。

表 3-1 本课题所提出的补偿算法与文献[26]、[28]、[29]对比

	本文提出的补偿算法	[28]	[29]	[26]
输入电压	90-264Vac	115Vac	115Vac	90-260 Vac
母线电压	400dc	270Vdc	270Vdc	400Vdc
最大输出功率	300W(90-140 Vac), 600W(176-264Vac)	160W	160W	750W
线频	360-800Hz/47-63Hz	360-800Hz	360-800Hz	50HZ
峰值效率	97.7% (~115Vac , 80% load) 98.8% (~220Vac , 80% load)	--	97.2% (~40% load)	98.31% (~50% load)
样机尺寸	61mm*116.8mm*12.7mm (PFC+DC/DC) 不包含EMI滤波器和母线电容	39mm*142mm*31.6mm (PFC 部分) 包含 EMI 滤波器和母线电容	37mm*131.5mm*31.6mm (PFC 部分) 包含 EMI 滤波器和母线电容	--
数字控制器 DSP	ADP32F035(定点 60M主频)	TMS320F28335(浮点 150M主频)	TMS320F28335(浮点 150M主频)	TMS320F28069(浮点 90M主频)
DSP成本	\$5.06	\$22.747	\$22.747	\$14.005
补偿方式	实时计算	实时计算+查表	实时计算+查表	实时计算
存储空间	1.03kB	--	35.34kB	--
输入电流 THD	5.5% @360Hz,115Vac, 额定负载 9.3% @800Hz,115Vac, 额定负载 4.7 % @360Hz,90Vac, 额定负载 4.3 % @50,220Vac, 额定负载	2.04% @360Hz,115Vac, 额定负载 3.14% @800Hz,115Vac, 额定负载	1.7% @360Hz,115Vac, 额定负载 2.42% @800Hz,115Vac, 额定负载	3.25% @50Hz,230Vac, 额定负载 3.1% @50Hz,110Vac, 额定负载

续表 3-1 本课题所提出的补偿算法与文献[26]、[28]、[29]对比

	本文提出的补偿算法	[28]	[29]	[26]
PF	0.994 @360Hz,115Vac, 额定负载 0.981 @800Hz,115Vac, 额定负载 0.996 @360Hz,90Vac, 额定负载 0.999 @50Hz,220Vac, 额定负载	0.998 @360Hz,115Vac, 额定负载 0.997 @800Hz,115Vac, 额定负载	0.999 @360Hz,115Vac, 额定负载 0.998 @800Hz,115Vac, 额定负载	0.998 @50Hz,230Vac, 额定负载 0.999 @50Hz,110Vac, 额定负载
线 频 从 400Hz 突 变 到800Hz	输入电流没有明显畸变	--	--	--

表 3-1 给出了提出的补偿算法与文献[26]、[28]、[29]的成本和性能的对比。可以发现,在均满足 RTCA DO-160G 标准或者 IEC61000-3-2 class D 标准条件下,所提出的补偿算法通过目前国产商用低成本数字控制器即可实现,同时,本课题的实验样机相比于文献[26]、[28]、[29]有更高的功率密度和效率。

3.4 本章小结

本章提出了考虑 Si MOSFET 反向恢复的变导通时间控制策略,达到减小输入电流畸变的目的。首先对考虑 MOSFET 体二极管反向恢复的开关周期模态进行分析,在此基础上推导出变导通时间控制表达式,最后搭建了一台最大输出功率 600W 标准全砖尺寸的两级式隔离 AC/DC 样机,并进行实验测试。实验验证了所提考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制算法的有效性。实验测试结果表明无论输入电压运行在工频 50Hz 还是 360-800Hz,所提考虑 MOSFET 反向恢复的变导通时间控制算法均有效改善输入电流畸变。在第二章提出输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法基础上,与现有文献[26]、[28]、[29]的算法相比,所提出的控制算法在满足 RTCA DO-160G 标准条件下,达到了高效率、高功率密度目标的同时降低了系统成本。

4 两级式隔离 AC/DC 全砖模块电源设计

第二、三章分别分析了前级 CRM 图腾柱 PFC 在线频 360-800Hz 输入下输入滤波电容对输入电流相位超前的影响和 MOSFET 体二极管反向恢复产生的负向电感电流导致的输入电流畸变，并提出了一系列补偿控制策略，保证了 CRM 图腾柱 PFC 在宽频(47-800Hz)输入条件下输入电流 THD 和 PF 满足 RTCA DO-160G 标准。根据输出 28V, 600W 且具有隔离功能的标准全砖尺寸这一电源模块需求，在前级 CRM 图腾柱 PFC 的基础上，本章首先对后级隔离 DC/DC 进行分析与设计，然后对两级控制方案进行设计。最后给出整机的实验验证。

4.1 后级 DC/DC 变换器的分析与设计

结合 1.2.1 节所述隔离型 DC/DC 电路拓扑对比，由于合理设计的 LLC 谐振变换器能够实现全范围软开关优良特性，使其成为高效高功率密度的场合的首要选择。本文两级式隔离 AC/DC 全砖模块电源的后级采用 LLC 谐振拓扑电路。出于负载额定功率以及现有耐压等级的 MOSFET 考虑，LLC 谐振拓扑的原边采用半桥结构，副边采用中心抽头整流方案。

4.1.1 半桥 LLC 谐振变换器的模态分析

图 4-1 为半桥 LLC 谐振变换器电路拓扑图。在图 4-1 中， V_{in} 为输入电压， S_1 和 S_2 为原边两个开关管， L_r 、 C_r 分别为谐振电感和谐振电容，其中 C_r 同时具有谐振和隔直功能，励磁电感 L_m 与变压器 T 并联； SR_1 、 SR_2 为变压器副边同步整流管， C_o 为输出电容， R_o 为负载。

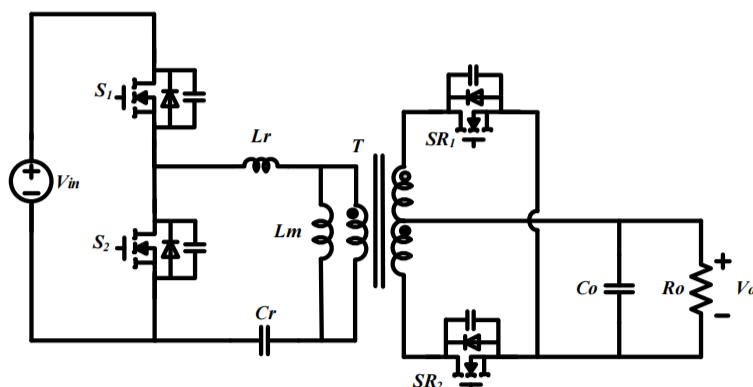


图 4-1 半桥 LLC 谐振变换器电路拓扑

半桥 LLC 的谐振腔由谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、励磁电感 L_m 组成。在稳态时，输出电压 V_o 为定值，当变压器副边同步整流管 SR_1 、 SR_2 导通时，变压器副边电压将原边电

压箝位至 nV_o ，只有谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 参与谐振，此时的谐振频率定义为：

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3-8)$$

当变压器副边同步整流管 SR_1 、 SR_2 不导通时，谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、励磁电感 L_m 一起参与谐振，此时的谐振频率定义为：

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) C_r}} \quad (3-9)$$

根据以上的两个谐振频率点，可以将变换器的工作频率 f_s 划分成三个频率区域： $f_s \geq f_r$ 、 $f_m < f_s < f_r$ 、 $f_s \leq f_m$ 。当半桥 LLC 谐振变换器工作在 $f_s \leq f_m$ 区域时，谐振腔呈容性状态，原边 MOSFET 硬开通，失去了 LLC 谐振变换器软开关的优越性，因此通常使得 LLC 谐振变换器工作在谐振腔呈感性状态，即工作在 $f_s > f_m$ 区域。

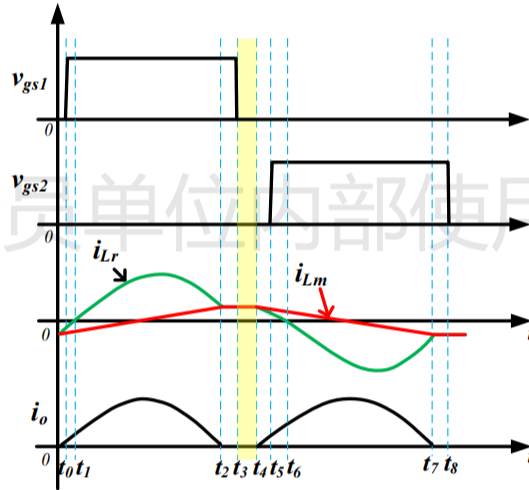


图 4-2 半桥 LLC 谐振变换器工作在 $f_m < f_s < f_r$ 区域时关键波形

当半桥 LLC 谐振变换器工作在 $f_m < f_s < f_r$ 区域时，一个开关周期内关键波形如图 4-2 所示。一个开关周期内有 10 个工作模式^{[44][45]}，由于谐振电路具有对称性，因此本文仅分析半个开关周期内的工作模式，模式等效电路如图 4-3 所示。

$[t_0-t_1]$ 阶段： t_0 时刻谐振腔电流处于反向状态，上管 S_1 体二极管导通，此时给 S_1 开通信号， S_1 零电压开通。之后输入电压加到谐振腔和变压器串联的电路，谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 谐振，谐振电流 i_{Lr} 正弦变化；副边同步整流管 SR_2 处于导通状态，变压器原边电压被输出电压箝位，励磁电流 i_{Lm} 线性上升，此阶段模式等效电路图如图 4-3(a)所示。

$[t_1-t_2]$ 阶段： t_1 时刻谐振电流 i_{Lr} 谐振到零，此阶段谐振腔仍然按照 $[t_0-t_1]$ 阶段进行谐振，

只是谐振电流 i_{Lr} 变为正方向，励磁电流 i_{Lm} 线性上升，逐渐由负值增加为正值，此阶段模态等效电路图如图 4-3(b)所示。

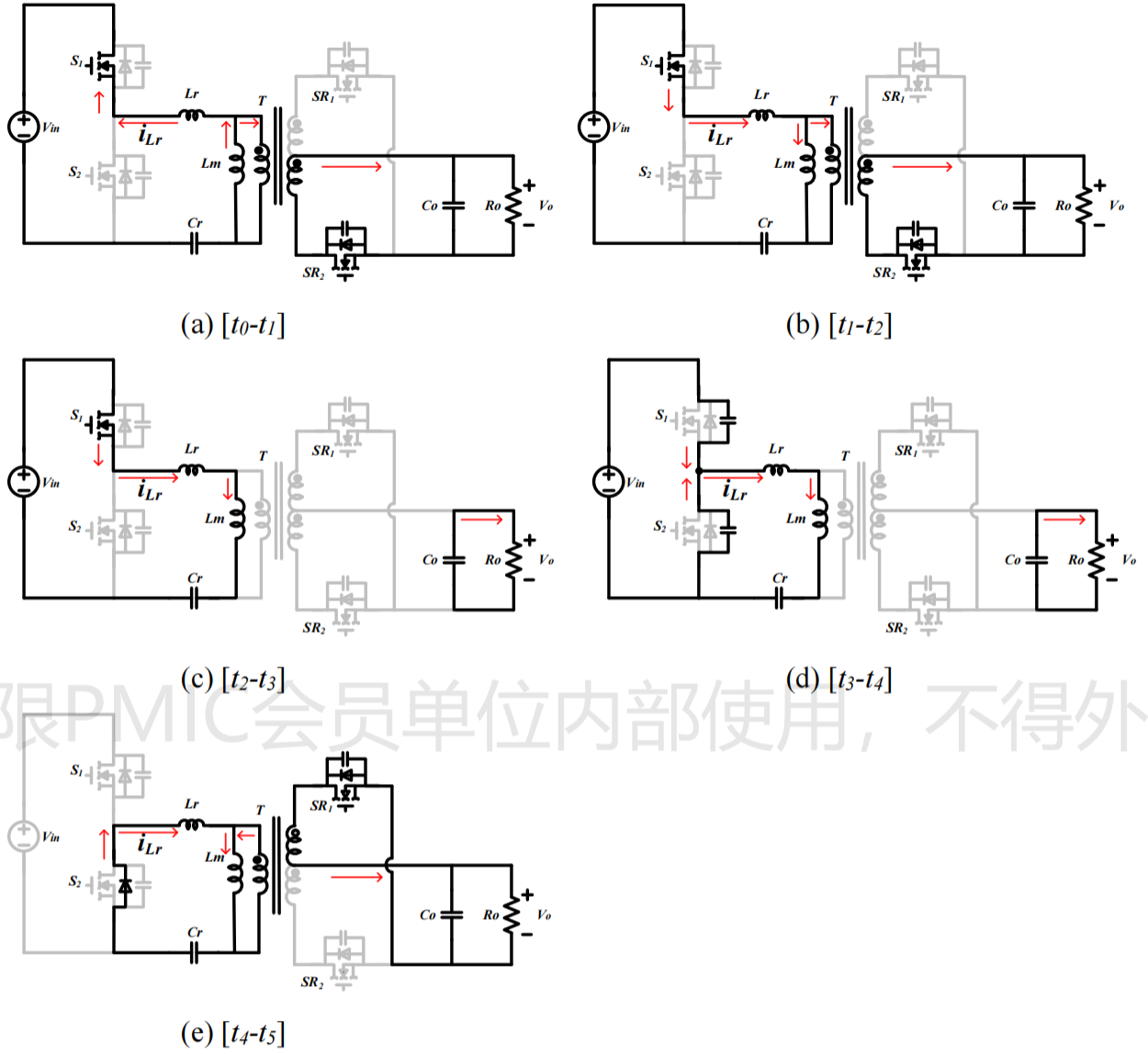


图 4-3 半桥 LLC 谐振变换器工作在 $f_m < f_s < f_r$ 区域时模态等效电路图

$[t_2-t_3]$ 阶段： t_2 时刻谐振腔电流 i_{Lr} 与励磁电流 i_{Lm} 达到相同值，副边同步整流管电流 i_{SR2} 下降到零， SR_2 零电流关断。此阶段谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、励磁电感 L_m 一起参与谐振；副边由输出滤波电容向负载供电。由于励磁电感 L_m 取值一般比 L_r 大得多，谐振腔电流近似看作不变，此阶段模态等效电路图如图 4-3(c)所示。

$[t_3-t_4]$ 阶段： t_3 时刻给上管 S_1 关断信号，此阶段， S_1 和 S_2 均处于关闭状态，谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、励磁电感 L_m 和开关管 S_1 和 S_2 寄生电容一起谐振。谐振电流 i_{Lr} 同时给

上管 S_1 寄生电容充电、给下管 S_2 寄生电容放电，副边仍然由输出滤波电容向负载供电，此阶段模态等效电路图如图 4-3(d)所示。

$[t_4-t_5]$ 阶段： t_4 时刻下管 S_2 寄生电容放电至 0V 左右后下管 S_2 的体二极管导通，为下管 S_2 零电压开通创造了条件。此阶段谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 谐振，谐振电流 i_{L_r} 正弦变化；副边同步整流管 SR_1 处于导通状态，变压器原边电压被输出电压箝位，励磁电流 i_{L_m} 线性下降，此阶段模态等效电路图如图 4-3(e)所示。 t_5 时刻给 S_2 开通信号， S_2 零电压开通，开始另半个周期工作。

由上述模态分析可知，当半桥 LLC 谐振变换器工作在 $f_m < f_s < f_r$ 区域时，副边电流处于断续导通模式，原边 MOSFET 可以实现 ZVS，副边同步整流管可以实现 ZCS。但是由于励磁电感 L_m 参与谐振过程，不向副边传递能量，存在无功环流过程，降低了效率。当半桥 LLC 谐振变换器工作在 $f_s > f_r$ 区域时，与工作在 $f_m < f_s < f_r$ 区域不同的是仅少了 $[t_2-t_3]$ 阶段，副边电流处于连续导通模式，原边 MOSFET 同样可以实现 ZVS，但是副边同步整流管无法实现 ZCS，重载时副边同步整流管会存在较大的关断损耗，效率降低。当半桥 LLC 谐振变换器工作在 $f_s = f_r$ 时，副边电流处于临界导通模式，原边 MOSFET 可以实现 ZVS，副边同步整流管恰好可以实现 ZCS，而且也不存在无功环流过程。因此通常将半桥 LLC 谐振变换器工作频率控制在谐振频率 f_r 附近，后续参数设计也是基于 LLC 谐振变换器工作频率在谐振频率 f_r 附近考虑。

4.1.2 LLC 谐振变换器关键元器件设计

4.1.2.1 谐振腔参数的设计

综合考虑变换器的效率以及功率密度，暂定谐振频率 f_r 在 200kHz 附近。在死区时间内，谐振电流将原边上下两个开关管的寄生电容完全充放电是实现 ZVS 的前提。此时励磁电感最大值为：

$$L_m \leq \frac{t_{dead} \cdot T_s}{16 \cdot C_{o(r)}} \quad (3-10)$$

式中 t_{dead} 为设定死区时间， T_s 为开关周期， $C_{o(r)}$ 为原边开关管基于时间模型的等效寄生电容^[37]。由式(4-3)可知， L_m 越小，死区开始时给结电容充放电电流越大，越容易实现 ZVS，但是同时意味着另一个开关管关断电流较大，关断损耗增大。因此，当开关管选型以及谐振频率确定时，根据式(4-3)在励磁电感的理论设计选取范围内，要折中励磁

电感对变换器效率的影响。以东微 OSG60R065JT3 计算 $C_{o(tr)} = 644 \text{ pF}$ 为例，死区时间设定 $t_{dead} = 230 \text{ ns}$ ，励磁电感不应超过 $112 \mu\text{H}$ ，留取一定裕量，实际 L_m 为 $100 \mu\text{H}$ 。

定义 $m = \frac{L_m}{L_r}$ ，相同最大增益下， m 值越小，要完成相同增益调节范围所需的调频

范围越小，即越容易实现输出电压调节^[47]；但同时 m 越小， L_m 固定时，所需谐振电感 L_r 越大，损耗也会增加。根据设计经验以及允许的调频范围内综合考虑，暂取 $m \approx 6.5$ ，则可确定 $L_r = 15 \mu\text{H}$ ， $C_r = 60 \text{ nF}$ (6 个 10 nF 耐压为 630 V 的 COG 瓷片电容并联)。

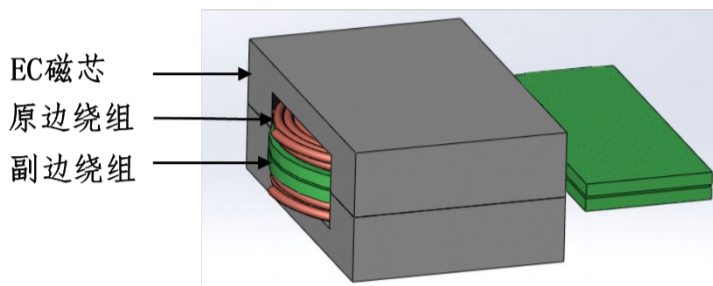
谐振腔参数需要根据具体选择的开关管，综合死区优化、增益优化、频率范围选择等各个方面来优化，一些参数需要配合实际实验来确定。

4.1.2.2 变压器的设计

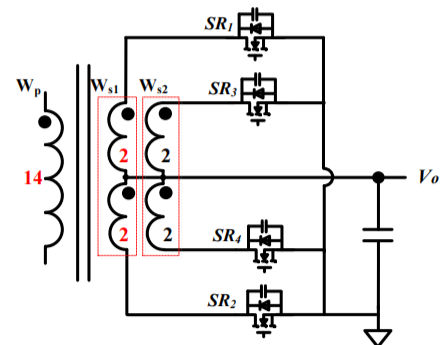
半桥 LLC 谐振变换器的变压器原副边匝比 n 为：

$$n = \frac{V_m}{2 \cdot V_o} \quad (3-11)$$

前级 CRM 图腾柱 PFC 的输出即为后级半桥 LLC 谐振变换器的输入，因此典型值 $V_m = 400 \text{ V}$ ；根据课题输出电压要求可知， $V_o = 28 \text{ V}$ ，将相关参数带入式 (4-3) 中，可得 $n = 7.14$ ，故实际变压器匝比为 $n = 7$ 。考虑到本课题对变换器的高度和体积有严格的限制，变压器磁芯形状初步选择东磁 EC30B，长宽高为 $30 \text{ mm} \times 20 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$ ，有效截面积 A_e 为 108 mm^2 。根据谐振变换器主要工作在谐振频率附近，因此磁芯材料选择 DMR95，综合考虑变压器窗口的高度，绕组的导通损耗和变压器伏秒关系，确定原边绕组匝数 $N_p = 14$ ，副边绕组匝数 $N_s = 2$ 。



(a) 变压器 3D 结构图



(b) 变压器绕组示意图

图 4-4 变压器示意图

为减小由集肤效应和邻近效应引起的绕组的电流应力，变压器采用“三明治”结构，

即“原一副一原”结构，如图 4-4(a)所示。原边绕组为 W_p ，采用直径 0.08mm，50 股的多股三层绝缘线绕制；由于副边为低压大电流输出，为减小导通损耗，副边采用两块完全相同的中心抽头结构并联方式，其中副边绕组 W_{s1} 、 W_{s2} ，分别采用 4 层 PCB 绕组，绕组示意图如图 4-4(b)所示。

4.1.2.3 开关管的选取

半桥 LLC 谐振变换器原边开关管的选择思路与第二章 CRM 图腾柱 PFC 开关管的选择类似，本课题选择国产化器件东微 OSG60R065JT3 作为半桥 LLC 谐振变换器原边开关管。副边同步整流管关断时承受的反压为 $2 \cdot V_o$ ， $V_o=28V$ ，考虑开关管开关暂态过程出现电压尖峰，需留取 20%~30%的裕量，可选 80V 及以上等级的开关管。结合目前商用的 Si MOSFET 产品类型，选择耐压 80V，DFN5×6 封装作为副边同步整流管功率半导体器件。综合考虑驱动损耗和导通损耗，暂时选择 80V/5mΩ 的 MOSFET 管 LN08N005J(西安龙飞)，相关参数如表 4-1 所示。

表 4-1 LLC 谐振变换器原副开关管选型

型号	厂家	耐压 V_{DS}/V	漏极电流 I_D/A	导通电阻 $R_{ds(on)}/m\Omega$	栅极电荷 Q_g/nC
OSG60R065JT3	苏州东微	650	48	53	60.3
LN08N005J	西安龙飞	80	70	3.8	40

4.2 两级方案设计

4.2.1 整机控制方案设计

图 4-5 给出了本课题采用的两级式隔离 AC/DC 数字控制系统框图。考虑到多模块输出并联主从功能，本课题两级式隔离 AC/DC 全砖模块电源采用两块数字控制器，即原副边各一块数字控制器。原边的数字控制器 DSP1 采用的是第二、三章实验验证使用的国产低成本数字控制器 ADP32F035。原边数字控制器对前级 CRM 图腾柱 PFC 进行控制，包括实施第二章以及第三章提出的控制补偿算法等。由于副边数字控制器仅通过电压环便可实现输出电压稳压功能，没有其他复杂的算法，因此副边数字控制器 DSP2 也可以采用低成本的国产数字控制器。由于前后级需要相互传输开关机信号，热降额，母线电压是否正常，以及相关保护信号等信息，因此原副边数字控制器通过串口通信 SCI 经光耦隔离后传输相关信息。

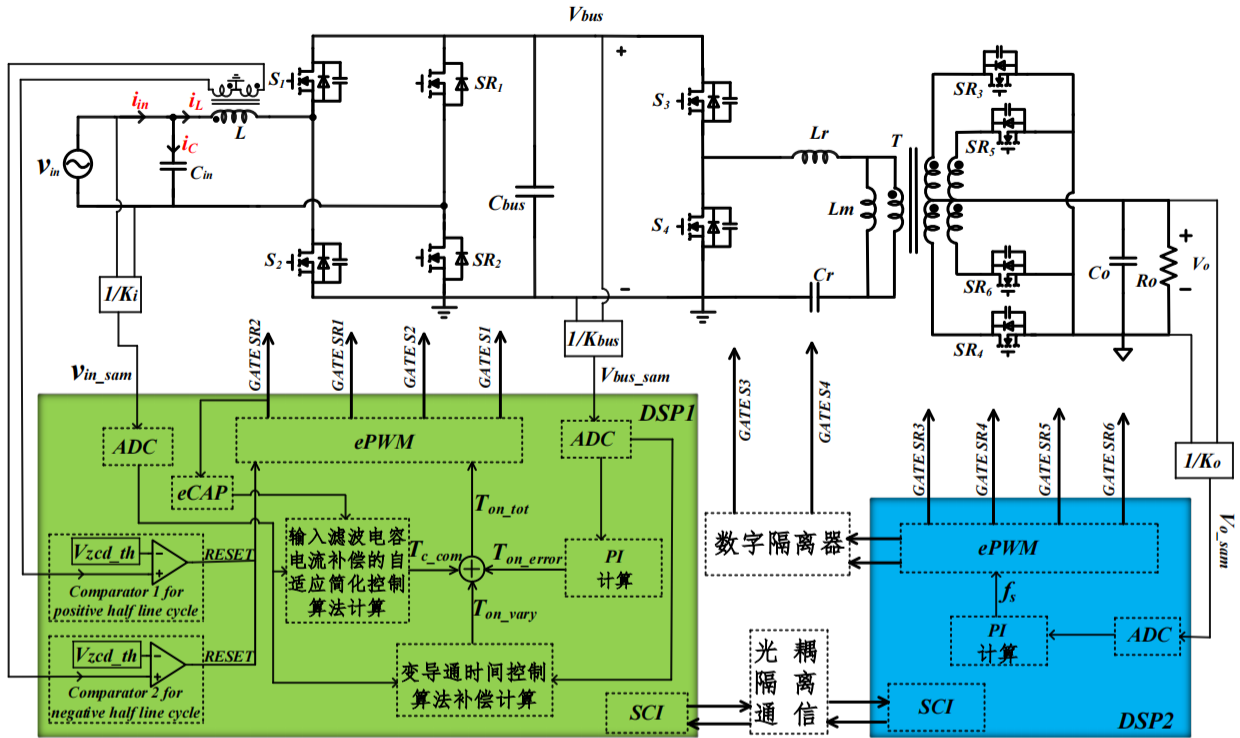


图 4-5 两级式隔离 AC/DC 系统控制框图

4.2.2 启动方案设计

对于两级式的 AC/DC 电源模块，通常会使前级 PFC 高压空载启动至母线电压，在母线电压建立稳定后，后级 DC/DC 再工作。然而电网电压加载在图腾柱 PFC 变换器输入侧瞬间，电网电压通过 MOSFET 的体二极管给母线电容充电，其等效电路如图 4-6 (a) 所示，母线电容两端电压初始状态基本为零（等效为一个 0V 的电压源）。由于两个电压源存在较大的电压差，且回路上阻抗较小，因此会产生很大的浪涌电流。浪涌电流会流经电路中的 MOSFET 的体二极管，对其可能产生一定的损坏，大大影响了模块电源的可靠性。

为了抑制浪涌电流，采用在功率回路中串联一个功率电阻，并且在功率电阻上并联一个晶闸管方案。其方案如图 4-6(b) 所示，在电网接入电源模块瞬间，电网电压通过功率电阻 R 向母线电容充电，当母线电容两端电压接近电网电压峰值时，打开晶闸管旁路功率电阻。

晶闸管开通之后，图腾柱 PFC 开始工作。但是，在电网电压 90° 相角附近，由于母线电压接近电网电压峰值，开关周期内电感电流下降的斜率 $K_2 = \frac{V_{bus} - V_{in}}{L}$ 接近为 0；当电感电流还仍未下降至 0 时，而主开关管却被强制开通，就会产生硬开关，大大降低了变换器的可靠性。为了解决这一问题，在图腾柱 PFC 刚开始工作时，当母线电压与输入电压瞬时值差值小于某一阈值 V_{th} 时关闭高频管驱动使图腾柱 PFC 暂时不工作，当母线电压

与输入电压瞬时值差值大于某一阈值 V_{th} 时再打开高频管驱动使图腾柱 PFC 正常工作，使母线电压逐渐建立起来。

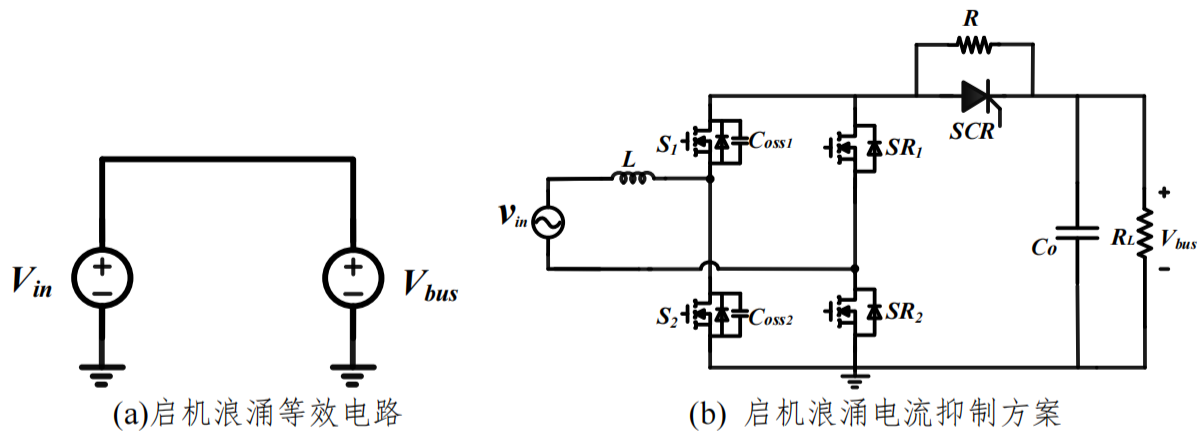


图 4-6 启机浪涌等效电路及其抑制方案

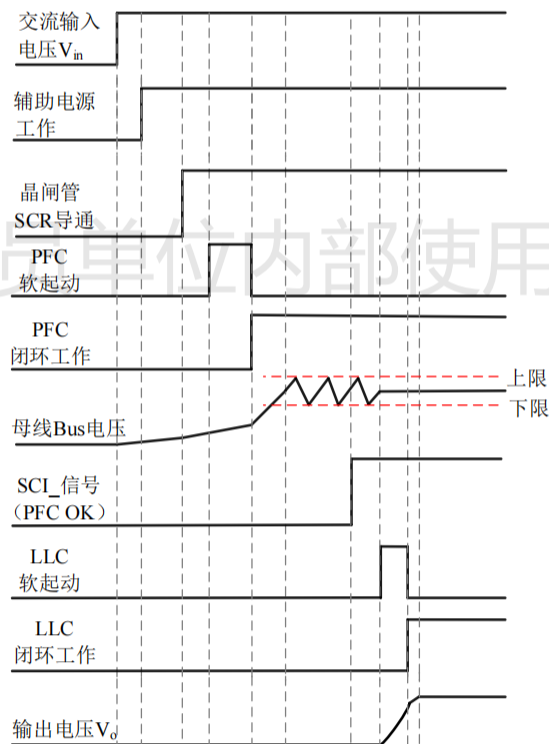


图 4-7 两级式隔离 AC/DC 电源模块开机时序图

图 4-7 给出了两级式隔离 AC/DC 电源模块开机时序示意图。首先交流电压加在 AC/DC 电源模块输入侧，AC 电压经过前级 MOFET 的体二极管以及功率电阻给母线电容充电，当母线电压大于 100V 时，辅助电源开始工作，数字控制器，驱动芯片等控制所需低压电源全部由辅助电源供给。数字控制器工作之后，软件判断母线电容两端电压接近电网电压峰值时，给晶闸管发驱动信号，打开晶闸管旁路功率电阻。然后 CRM 图腾柱 PFC 电路按照上文给出的启机策略进行软启动，当母线电压建立接近目标参考母线电压

时, 图腾柱 PFC 进入闭环工作, 由于此时后级没有开机, 图腾柱 PFC 是空载工作, 图腾柱 PFC 需要间歇性工作(Burst Mode)维持母线电压恒定。当母线电压建立起来以后, 前级数字控制器通过 SCI 串口通信给后级发送母线电压以及前级 PFC 正常工作的信号。后级数字控制器接收到前级母线电压正常信号后, 后级半桥 LLC 谐振变换器开始软起动, 输出电压慢慢增加, 软起动结束之后, 半桥 LLC 谐振变换器开始进入闭环工作, 输出电压维持 28V 恒定, 整个启机过程结束。

4.2.3 散热方案设计

本课题设计标准全砖尺寸隔离 AC/DC 模块电源需要在 $-40^{\circ}\text{C}\sim 100^{\circ}\text{C}$ 宽温环境下工作, 因此对高效率、散热能力以及可靠性都提出了更高的要求。为了提高整机模块电源的效率, 减小发热, 本课题采用具有软开关能力的 CRM 图腾柱 PFC 和半桥 LLC 谐振拓扑。同时还需要对散热结构进行一定的优化, 在高功率密度、高温环境的设计要求中, 对主要发热元件的处理要十分注意, 这也是影响功率密度和产品可靠性的核心因素。由于铝基板具有良好的导热、绝缘等特性, 在本课题设计中, 将功率半导体器件等主要发热元件均贴靠在铝基板上, 通过铝基板一体散热, 示意图如图 4-8 所示。

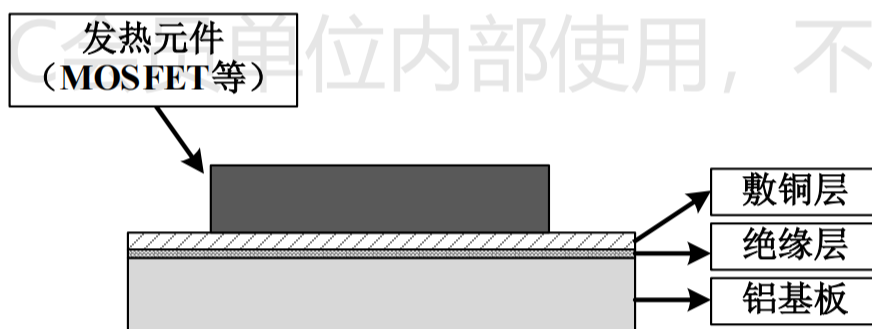


图 4-8 发热元件直接通过铝基板散热示意图

对于像电感、变压器等无源发热元件, 由于绕组不能集成在铝基板上, 需要合理设计额外导热通路。由于灌胶封装不仅提高元器件的散热能力, 而且增强电源模块整体抗冲击、抗振动的能力。因此我们可以将磁元件尽可能贴近铝基板, 中间使用导热硅胶做绝缘导热材料, 最后通过灌胶封装的形式将整个磁元件包裹, 把绕组和磁芯的热量传导至铝基板散热。

对于流过小电流的导线, 直接借助铝基板的敷铜层作为线路层流通电流, PFC 侧和半桥 LLC 谐振变换器原边侧的电压较高, 流通电流较小, MOSFET 等发热元件直接焊接在铝基板上, 直接通过铝基板散热。输出低压侧电流较大, 需要尽可能增加导线截面积, 但由于敷铜层沉铜厚度有限, 而且空间限制走线宽度, 为了限制发热, 考虑在铝基板上

增加一层厚铜片。厚铜片直接焊接在铝基板的敷铜层，与敷铜层走线并联使用，等效增大敷铜层的厚度，器件焊接在所加的厚铜片上，一方面减小了电流密度，另一方面会减小散热热阻，增加散热效果。

基于以上的散热设计思路，图 4-9、图 4-10 分别给出了环境温度 25℃，输入 115Vac，输出 300W 以及环境温度 100℃，输入 220Vac，输出 600W 时的热仿真图。可以看出，在常温情况下，模块内部各个发热元件的温升都在可控范围内，各种负载下都能稳定工作。但是在高温重载情况下，电源模块发热较为严重，尤其是图腾柱 PFC 的 Boost 电感和变压器，温升超过 130℃，严重影响了了电源模块的可靠性，因此，需要热降额方式来保证电源模块的可靠性。

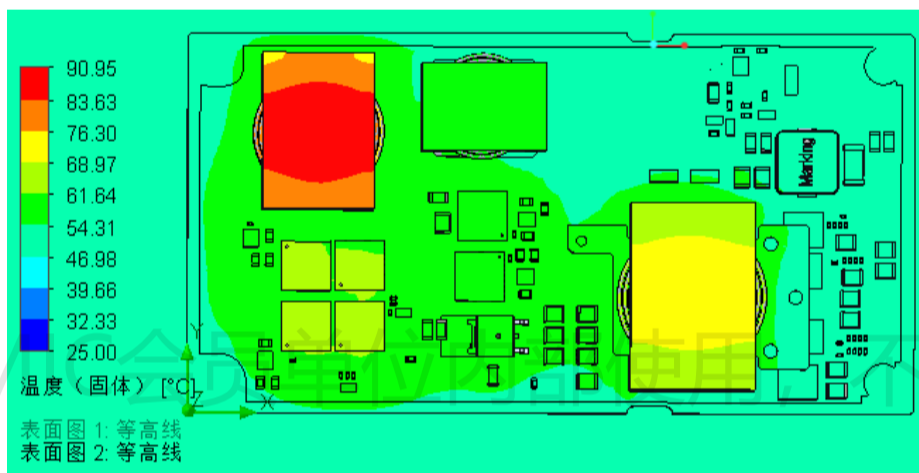


图 4-9 环境温度 25℃，输入 115Vac，输出 300W 时的仿真

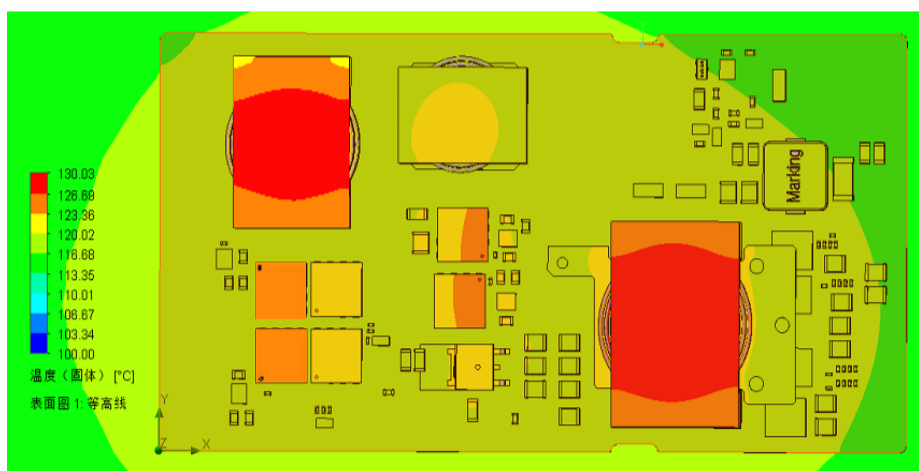


图 4-10 环境温度 100℃，输入 220Vac，输出 600W 时的仿真

4.3 实验验证

根据上述分析设计，搭建了一台全国产化隔离 AC/DC 全砖 600W 电源模块，其样机参数如表 4-2 所示，实验样机如图 4-11 所示。

表 4-2 国产化隔离 AC/DC 全砖 600W 电源模块样机参数

交流输入电压 v_{in}	90-264Vac	母线电压 V_{bus}	400Vdc
交流线电压频率 f_{line}	47-63Hz/ 360-800Hz	母线电容 C_{bus}	400uF
额定功率 P_o	90-140 Vac:300W; 176-264 Vac:600W	输出电压 V_o	28V
PFC 高频开关管	OSG60R074JT3ZF	PFC 升压电感 L	68uH
PFC 工频开关管	OSG60R065JT3	LLC 谐振电容 C_r	60nF
LLC 原边开关管	OSG60R065JT3	LLC 谐振电感 L_r	15uH
LLC 副边开关管	LN08N005J	LLC 励磁电感 L_m	100uH

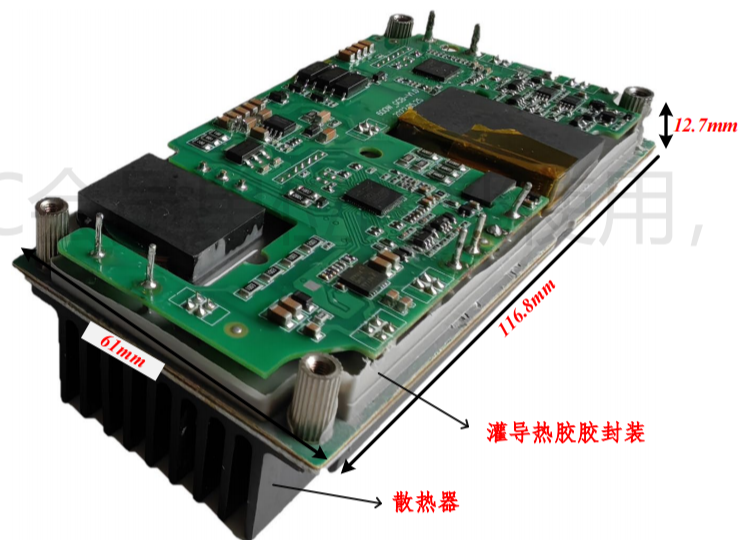


图 4-11 国产化隔离 AC/DC 全砖 600W 电源模块样机图

图 4-12、图 4-13 分别给出了 220Vac, 50Hz 输入, 600W 负载和 115Vac, 400Hz 输入, 300W 负载的整机启机实验波形, 从波形中可以看出, 启机时序与图 4-7 分析的开机时序图一致。同时从图 4-12 也可以看出, 加入了启机浪涌电流抑制电路后, 启机浪涌电流也被有效的限制在 12A 左右, 母线电压与输入电压峰值接近时打开晶闸管 SCR, 旁路功率电阻, 之后 CRM 图腾柱 PFC 开始进行软起动阶段。

图 4-14 给出了 CRM 图腾柱 PFC 软起动策略实验波形对比, 从图 4-14(a)可以看出, 如果按照传统的方案直接启动, 在 CRM 图腾柱 PFC 刚开始工作时, 输入电压峰值处电感电流还仍未下降至 0, 主开关管被强制开通, 产生了硬开关, 大大降低了变换器的可靠

性。图 4-14(b)给出的是 4.2.2 节讨论的 CRM 图腾柱 PFC 启机策略实验波形，可以看出在 CRM 图腾柱 PFC 刚开始工作时，当母线电压与输入电压瞬时值差值小于某一阈值 V_{th} 时

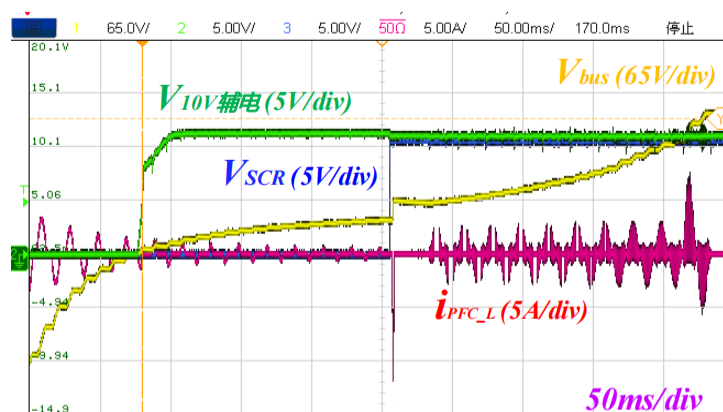
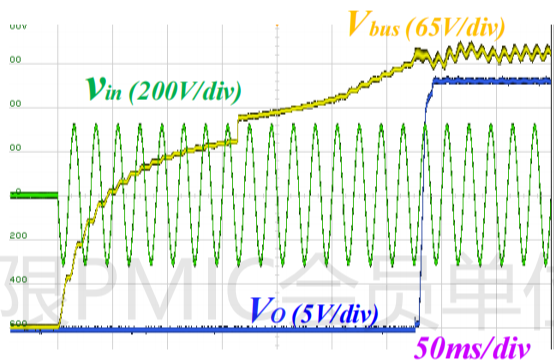
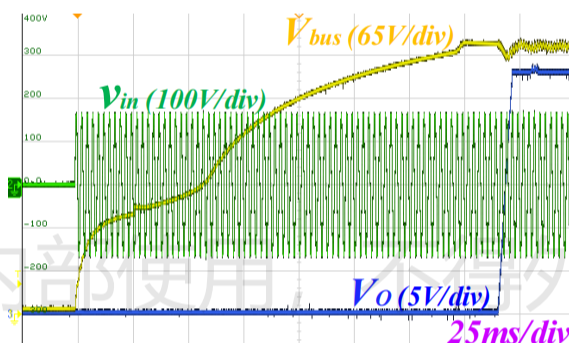


图 4-12 220Vac, 50Hz 输入, 600W 负载下启机实验波形

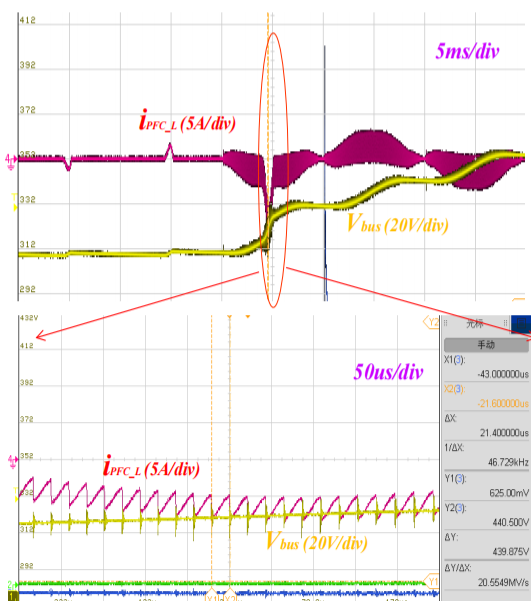


(a) 220Vac, 50Hz 输入, 600W 负载

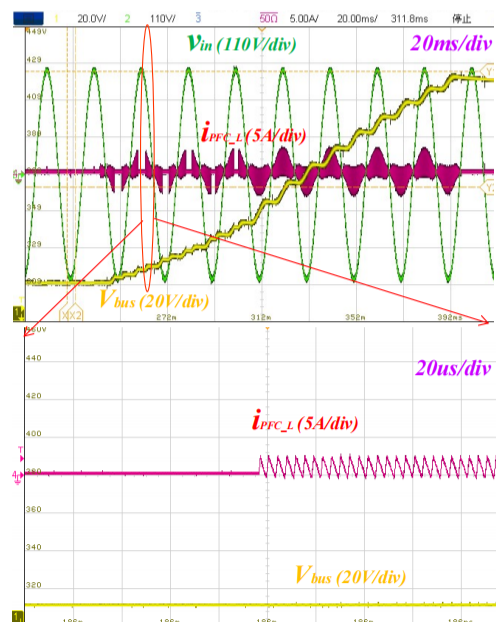


(b) 115Vac, 400Hz 输入, 300W 负载

图 4-13 启机实验波形



(a) 未使用本文讨论的启动策略



(b) 使用本文讨论的启动策略

图 4-14 CRM 图腾柱 PFC 软起动策略实验波形对比

关闭高频管驱动使图腾柱 PFC 暂时不工作，当母线电压与输入电压瞬时值差值大于某一阈值 V_{th} 时再打开高频管驱动使图腾柱 PFC 正常工作，这种启机优化控制策略使得在启机过程中电感电流下降至零后主开关管再开通，有效地避免了主开关管的硬开关，提高了变换器的可靠性。

图 4-15 给出了后级半桥 LLC 谐振变换器空载和满载的实验波形。可以看出，在全负载条件下，均可实现原边开关管 ZVS。同时图中副边同步整流管两端的电压波形可以看出，开关管暂态过程出现 V_{ds} 电压尖峰最大为 68V 左右，最大电压尖峰没有超过本课题副边选择的 80V 耐压同步整流管，因此验证了副边同步整流管的选型是合适的。图 4-16 给出了输出短路保护的实验波形。可以看出发生短路时，半个开关周期内关闭开关管驱动进行保护，有效防止了因输出短路，谐振腔电流迅速增大导致谐振电感饱和问题的发生。

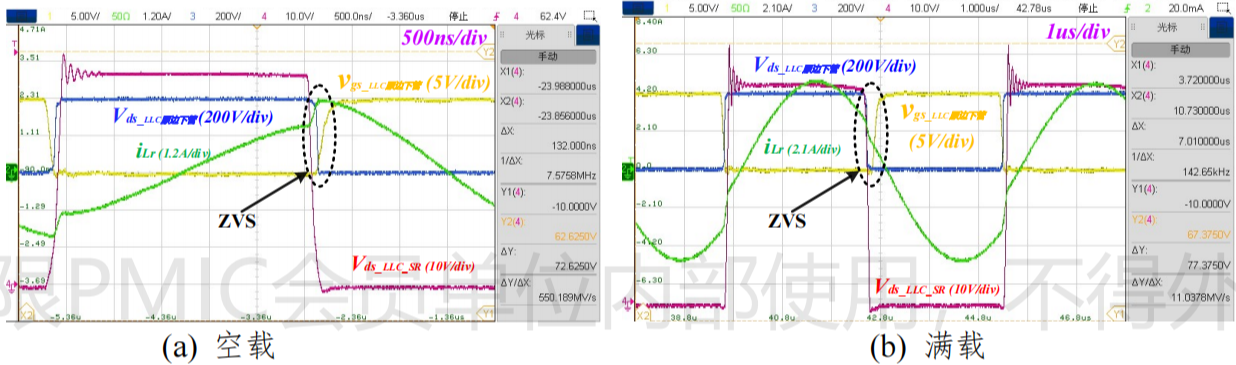


图 4-15 半桥 LLC 关键实验波形

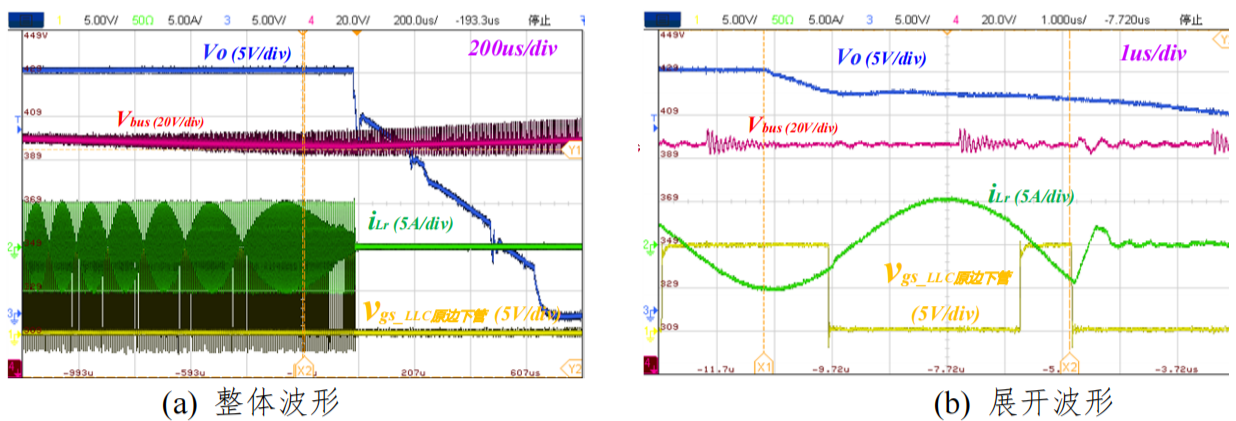


图 4-16 整机输出短路保护实验波形

图 4-17 给出了整机和单级效率曲线。不难发现，由于 CRM 图腾柱 PFC 可以实现主开关管的零电压开通或者谷底开通，使得前级 CRM 图腾柱 PFC 的峰值效率(功率级)在 220/115Vac 输入时分别为 98.8%，97.7%(80%负载左右)。由于 LLC 谐振变换器可以实现全范围软开关的优良特性，使得后级半桥 LLC 谐振变换器的峰值效率(功率级)为

97.8%(65%负载左右), 满载效率为 97.5%。当两级连在一起, 考虑到辅助供电损耗、防浪涌晶闸管导通损耗以及输出防反灌 Oring 导通损耗, 220Vac 输入时整机可以达到 95.1%(65%负载左右)的峰值效率, 满载效率为 94.9%。

图 4-18 给出了 220Vac, 50Hz 条件下和 115Vac 输入, 300W 负载条件下输入电流 THD 和 PF 的测量结果。基于第二章提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法和第三章提出的考虑 MOSFET 反向恢复变导通时间控制算法的优化, 使得输入电流 THD 和 PF 均已满足 RTCA DO-160G 标准。

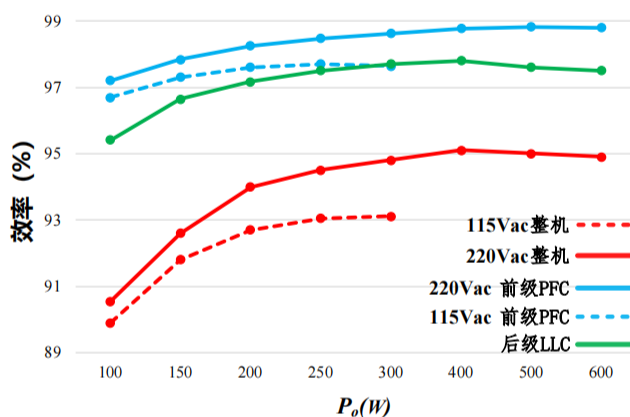
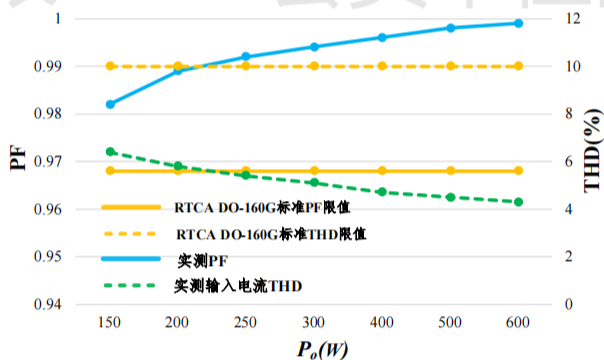
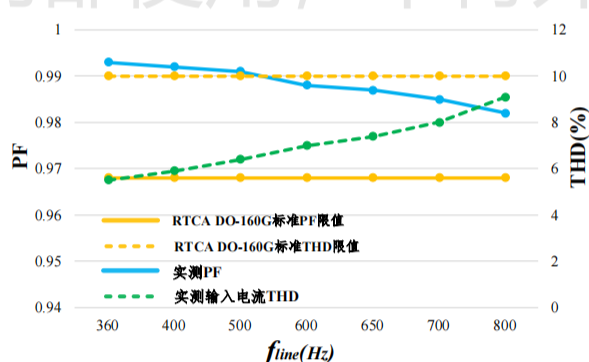


图 4-17 效率曲线



(a) 220Vac, 50Hz 输入条件



(b) 115Vac 输入, 300W 负载条件

图 4-18 输入电流 THD 和 PF 测量结果

4.4 本章小结

本章首先选取具有全范围软开关特性的半桥 LLC 谐振变换器作为后级隔离 DC/DC 变换器拓扑, 然后对半桥 LLC 谐振变换器的模态以及关键元器件进行了分析与设计。接着在第二、三章前级 CRM 图腾柱 PFC 的分析基础上, 对两级整机控制方案, 启动方案以及散热方案进行优化设计。最后搭建了一台宽频(47-800Hz)输入全国产化隔离 AC/DC 全砖 600W 电源模块样机, 该样机输入电流 THD 和 PF 在满足 RTCA DO-160G 标准下, 实

现了整机 220Vac 输入时 95.1%和 115Vac 输入时 93.05%的峰值效率。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

5 总结与展望

5.1 全文工作总结

由于宽频(47-800Hz)交流输入 AC/DC 模块电源具有通用性强、可靠性高(多模块并联 N+1 冗余)等特点, 现已广泛应用于航空机载供电架构中。本文针对航空机载模块电源高效率、高功率密度和高可靠性需求, 选择前级基于硅 MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC 和后级半桥 LLC 谐振变换器的两级式 AC/DC 电源架构作为研究对象, 对其控制策略优化和 design 方法做了研究, 主要研究工作如下:

1. 分析了输入滤波电容电流对输入电流相位超前的影响, 分析指出随着电网电压线频的增加以及输出功率的减小, PF 减小, 电能质量加剧恶化, 尤其电网电压运行在高频(360-800Hz)时, PF 明显被恶化以至于不能够满足 RTCA DO-160G 标准。针对输入滤波电容电流引起的输入电流相位超前, 提出了一种输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法; 搭建了一台前级基于 CRM 图腾柱 PFC 的两级式隔离 AC/DC 实验样机验证了所提控制算法的有效性, 所提自适应简化补偿算法具有良好的自适应能力, 且不需要增加任何外部器件, 使用低成本的国产数字控制器即可实现的同时, 可显著提高功率因数 PF, 使变换器在电网全线频范围以及电网电压有效值波动范围内均满足 RTCA DO-160G 标准。

2. 基于 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC, 介绍了考虑 Si MOSFET 反向恢复的开关周期工作模态, 阐明了 MOSFET 体二极管严重反向恢复产生的负向电感电流是输入电流畸变的主要因素, 提出了考虑 Si MOSFET 反向恢复的变导通时间控制算法, 搭建了基于 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC 实验样机验证了所提控制算法的可行性与有效性, 实验结果表明无论电网电压运行在工频 50Hz 还是高频 360-800Hz, 所提考虑 Si MOSFET 反向恢复的变导通时间控制算法均有效改善输入电流畸变。

3. 在宽频(47-800Hz)交流输入和机载设备所需 28V 直流输出应用场景下, 采用了两级架构, 基于前级 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC, 介绍了后级半桥 LLC 谐振变换器的工作模态和关键元器件设计。进一步对两级控制方案、启动方案、散热方案进行优化分析设计, 研制了一台 600W 国产化隔离 AC/DC 全砖电源模块样机, 实现了整机 220Vac 输入时 95.1%和 115Vac 输入时 93.05%的峰值效率。

5.2 今后的工作展望

本文主要对宽频(47-800Hz)交流输入条件下基于 Si MOSFET 的 CRM 图腾柱 PFC 的控制算法做了分析与优化, 并研制了一台国产化隔离 AC/DC 全砖 600W 电源模块样机。

今后还要对以下几个方面进行深入研究：

1. 本文所提出的输入滤波电容电流补偿的自适应简化控制算法仅考虑输入滤波电容电流基波对输入电流相位超前的影响，然而高频开关纹波的电感电流也会流入输入滤波电容，因此输入滤波电容高次谐波电流对相位超前的影响有待进一步研究。

2. 本文提出的考虑 Si MOSFET 反向恢复的变导通时间控制中公式的系数取决于 MOSFET 反向恢复特性，需要实验测量以及曲线拟合获得。然而对于产品设计者来说，可以从 MOSFET 数据手册上直接得到 MOSFET 体二极管反向恢复反向恢复时间(t_{rr})和反向恢复电荷(Q_{rr})等信息。能否将提出的考虑 Si MOSFET 反向恢复的变导通时间控制中公式的系数与数据手册上的 MOSFET 体二极管反向恢复反向恢复时间(t_{rr})和反向恢复电荷(Q_{rr})等信息联系在一起有待进一步研究。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] 严仰光,秦海鸿,龚春英,等.多电飞机与电力电子[J].南京航空航天大学学报, 2014, 46(1):8.
- [2] Telford R, Galloway S, Burt G. Evaluating the reliability & availability of more-electric aircraft power systems[C]. The 47th International Universities Power Engineering Conference(UPEC).London, UK: IEEE,2012:1-6.
- [3] 张方华, 龚春英, 邓翔.航空静止变流器的研究综述[J].南京航空航天大学学报, 2014, 46(1): 19-26.
- [4] T. Sadilek, M. Kumar, Y. Jang, P. Barbosa and I. Husain, "A Low-THD Two-Switch PFC DCM Boost Rectifier for Aviation Applications," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 6, no. 4, pp. 1755-1766, Dec. 2020.
- [5] 深圳有田电源技术有限公司, 中国深圳. [Online]. Available: <https://yottapwr.com/soluAviaMain/11.html>.
- [6] 戴文婧. 基于级联 H 桥的两级式航空变频输入 AC/DC 变换器[D]. 南京航空航天大学,2019.
- [7] 谷恭山. 高功率密度 DC/DC 电源模块关键技术研究[D].浙江大学,2019.
- [8] G. Buticchi, S. Bozhko, M. Liserre, P. Wheeler, and K. Al-Haddad, "On-board microgrids for the more electric aircraft-technology review," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 66, no. 7, pp. 5588–5599, Jul. 2019.
- [9] MPFIC-U-28-FG, Isolated PFC Module, 2021. [Online]. Available: <https://www.synqor.com/product/smil-cots/mpfic-u-28-fg>.
- [10] Henze C P, Mohan N. A digitally controlled AC to DC power conditioner that draws sinusoidal input current[C]// Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 2016:531-540.
- [11] L. Liao, T. Wang and H. Liu, "Control and Modeling of Boost PFC for the 47~800Hz universal grids," IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Singapore, 2020, pp. 1303-1308.
- [12] J. Wu and X. Wu, "FoM Based Optimal Frequency and Voltage Level Design for High efficiency High density Multilevel PFC with GaN Device," 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), New Orleans, LA, USA, 2020, pp. 1911-1915.
- [13] 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.
- [14] Q. Huang, R. Yu, Q. Ma and A. Q. Huang, "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," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 7, pp. 7079-7091, July 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2877443.
- [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] L. Huber, Y. Jang, M. M. Jovanovic, "Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 3, pp. 1381–1390, May 2008.
- [17] 赵臣凯. 临界导通图腾柱 Boost 功率因数校正器研究[D].浙江大学,2018.
- [18] B. Su and Z. Lu, "An interleaved totem-pole boost bridgeless rectifier with reduced reverse-recovery problems for power factor correction," IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 6, pp. 1406–1415, Jun. 2010.
- [19] L. Huber, B. T. Irving, and M. M. Jovanovic, "Effect of valley switching and switching frequency limitation on line-current distortions of DCM/CCM boundary boost PFC converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 2, pp. 339–347, Feb. 2009.
- [20] B. Su, J. Zhang, and Z. Lu, "Totem-pole boost bridgeless PFC rectifier with simple zero-current detection and full-range ZVS operating at the boundary of DCM/CCM," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 2, pp. 427–435, Feb. 2011.
- [21] C. Marxgut, F. Kris., D. Bortis, and J. W. Kolar, "Ultraflat interleaved triangular current mode (TCM) single-phase PFC rectifier," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 2, pp. 873–882, Feb. 2014.
- [22] L. Huang, W. Yao, Z. Lu, "Interleaved totem-pole bridgeless PFC rectifier with ZVS and low input current ripple," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., 2015, pp. 166–171.
- [23] Xinbo Ruan and Yangguang Yan. A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM full-bridge converter using two diodes in series with the lagging leg [J]. IEEE Transactions on Industrial

- Electronics, 2001, 48(4): 777-785.
- [24] F. C. Lee, Q. Li and A. Nabih, "High Frequency Resonant Converters: An Overview on the Magnetic Design and Control Methods," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 9, no. 1, pp. 11-23, Feb. 2021.
 - [25] B. Kim, K. Park and G. Moon, "Analysis and design of two-phase interleaved LLC resonant converter considering load sharing," 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, 2009, pp. 1141-1144.
 - [26] H. -S. Youn, J. -B. Lee, J. -I. Baek and G. -W. Moon, "A Digital Phase Leading Filter Current Compensation (PLFCC) Technique for CCM Boost PFC Converter to Improve PF in High Line Voltage and Light Load Conditions," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 9, pp. 6596-6606.
 - [27] C. Zhao, J. Zhang, and X. Wu, "Phase leading input current compensation for CRM boost PFC converter," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., Milwaukee, WI, USA, 2016, pp. 1-5.
 - [28] X. Ren, Y. Zhou, Z. Guo, Y. Wu, Z. Zhang and Q. Chen, "Analysis and Improvement of Capacitance Effects in 360-800 Hz Variable On-Time Controlled CRM Boost PFC Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 7, pp. 7480-7491, July 2020.
 - [29] X. Ren, Y. Wu, Z. Zhang and Q. Chen, "Accurate Operation Analysis Based Variable On-time Control for 360-800 Hz CRM Boost PFC Converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 8, pp. 6845-6853, Aug. 2020.
 - [30] Jian Sun, "Analysis and design of single-phase PFC converters for airborne systems," IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468), 2003, pp. 1101-1109.
 - [31] J.-W. Kim, S.-M. Choi, and K.-T. Kim, "Variable on-time control of the critical conduction mode boost power factor correction converter to improve zero-crossing distortion," in Proc. Int. Conf. Power Electron. Drives Syst., 2005, pp. 1542-1546.
 - [32] Y. L. Chen and Y. M. Chen, "Line current distortion compensation for DCM/CRM boost PFC converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 3, pp. 2026-2038, Mar. 2016.
 - [33] Y. -P. Su, C. -L. Ni, C. -Y. Chen, Y. -T. Chen, J. -C. Tsai and K. -H. Chen, "Boundary Conduction Mode Controlled Power Factor Corrector With Line Voltage Recovery and Total Harmonic Distortion Improvement Techniques," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 7, pp. 3220-3231, July 2014.
 - [34] J. W. Kim, H. S. Youn, and G. W. Moon, "A digitally controlled critical mode boost power factor corrector with optimized additional on time and reduced circulating losses," IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 6, pp. 3447-3456, Jun. 2015.
 - [35] X. Ren, Y. Wu, Z. Guo, Z. Zhang and Q. Chen, "An Online Monitoring Method of Circuit Parameters for Variable On-Time Control in CRM Boost PFC Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 2, pp. 1786-1797, Feb. 2019.
 - [36] S. -H. Tang, D. Chen, C. -S. Huang, C. -Y. Liu and K. H. Liu, "A new on-time adjustment scheme for the reduction of input current distortion of critical-mode power factor correction boost converters," The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, 2010, pp. 1717-1724.
 - [37] X. Ren, Z. Guo, Y. Wu, et al. Adaptive LUT-Based Variable On-Time Control for CRM Boost PFC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 8123-8136.
 - [38] Z. Huang, Z. Liu, Q. Li, and F. C. Lee, "Microcontroller-based MHz totempole PFC with critical mode control," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., 2016, pp. 1-8.
 - [39] 陈喜亮. 图腾柱无桥 PFC 变流器研究[D].浙江大学,2014.
 - [40] Y. Levron, H. Kim and R. W. Erickson, "Design of EMI Filters Having Low Harmonic Distortion in High-Power-Factor Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 7, pp. 3403-3413, July 2014.
 - [41] I. F. Kovacevic, T. Friedli, A. Muesing, and J. W. Kolar, "Electromagnetic modeling of EMI input filters," in Proc. 7th Int. Conf. Integr. Power Electron. Syst., 2012, pp. 38-46.
 - [42] 陈子健. 高效率软开关图腾柱 PFC 交错并联控制策略分析及优化[D].浙江大学,2021.
 - [43] C. Zhao and X. Wu, "Accurate Operating Analysis of Boundary Mode Totem-Pole Boost PFC Converter Considering the Reverse Recovery of mosfet," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 12, pp. 10038-10043, Dec. 2018.
 - [44] C. Fei, F. C. Lee and Q. Li, "Digital Implementation of Soft Start-Up and Short-Circuit Protection for High-Frequency LLC Converters With Optimal Trajectory Control (OTC)," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 10, pp. 8008-8017, Oct. 2017.

- [45] C. Fei, W. Feng, F. C. Lee and Q. Li, "State-trajectory control of LLC converter implemented by microcontroller," 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, Fort Worth, TX, USA, 2014, pp. 1045-1052.
- [46] Z. Hu, Y. -F. Liu and P. C. Sen, "Bang-Bang Charge Control for LLC Resonant Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 2, pp. 1093-1108, Feb. 2015.
- [47] 李佳晨. LLC 变换器数控同步整流技术研究[D].浙江大学,2018.
- [48] 王亚坤. LLC 谐振变换器模块并联技术的研究[D].南京航空航天大学,2019.
- [49] RTCA. DO-160G-2010, Environmental conditions and test procedures for aircraft equipment. Washington USA: RTCA. 2010.
- [50] Power Factor Controllers | NCP1680. [Online]. Available: <https://www.onsemi.cn/download/application-notes/pdf/and90147-d.pdf>.
- [51] Datasheet of SiHH125N60EF, Jun. 2019. [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/92272/si-hh125n60ef.pdf>.
- [52] Datasheet of OSG60R065JT3F, 2022. [Online]. Available: <https://www.orientalsemi.com/upload/pdf/prod/OSG60R065JT3F.pdf?t=1703555976158>.
- [53] Datasheet of OSG60R074JT3ZF, 2022. [Online]. Available: <https://www.orientalsemi.com/upload/pdf/prod/OSG60R074JT3ZF.pdf?t=1703555828044>.

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] **Y. Liu**, X. Wu and S. Zhang, "A Simple Input Filter Capacitance (IFC) Current Compensation Scheme for CRM Totem-Pole PFC With Si MOSFETs at 800 Hz Line Frequency" in IEEE Transactions on Industrial Electronics. (Early Access). 对应毕业论文第二章和第三章.

[2] **Y. Liu**, J. Zhang, S. Zhang and X. Wu, " A Simplified Input Filter Capacity Current Compensation Scheme for 360-800 Hz CRM Totem-Pole PFC with Si MOSFETs " 2023 The 2nd IEEE International Power Electronics and Application Symposium (PEAS).

第二作者

[1] J. Zhang, **Y. Liu**, S. Zhang, X. Wu and J. Zhang, " Design Guidelines for Y Capacitance Based on CM Noise Caused by Line Frequency Switch of Totem-pole PFC " 2023 The 2nd IEEE International Power Electronics and Application Symposium (PEAS).

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传