

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级:

学 号: 21710069

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 电动汽车车载充电机(OBC)电路与控制设计

英文论文题目: Design of Control Strategy and Circuit in Electric
Vehicle On Board Charger

申请人姓名: 戴慧纯

指导教师: 王正仕

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 2020 年 3 月

电动汽车车载充电机 (OBC) 电路与控制设计



论文作者签名: 戴慧纯

指导教师签名: 王正仕

论文评阅人 1: 陈辉 明

评阅人 2: 姚文熙

评阅人 3: 陈 怡

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: 卢琴芳

委员 1: 林 峰

委员 2: 陈辉明

委员 3: 王正仕

委员 4: _____

委员 5: _____

答辩日期: 2020. 3. 13

Design of Control Strategy and Circuit in Electric Vehicle

On Board Charger



Author's signature: Dai Huichun

Supervisor's signature: Wang BS

External Reviewers: Chen Huiming

Yao Wenxi

Chen Yi

Examining Committee Chairperson:

Lu Qinfen

Examining Committee Members:

Lin Feng

Chen Huiming

Wang Zhangshi

Date of oral defence: 13.3.2020

致谢

光阴似箭，时光荏苒，在求是园的两年半的研究生科研时光即将结束。在浙江大学求学的六年半的时间，让我收获颇多。在本科阶段的四年时间里，一门门必修课、选修课让我对电气工程学科有了基础的认识，并为之后的研究之路打下了夯实的基础，在电力电子学科摸索的过程中，我坚定了自己继续在这一领域摸滚打爬的信心！借硕士论文即将截稿的机会，我在此衷心感谢那些帮助过我、支持过我、引导过我的人！

首先，我要感谢我的导师王正仕老师。王老师的博学、幽默、热心，在我的求学生涯中给了我相当大的帮助！王老师经常对实验室成员给予关爱，并经常指导各个项目组，帮助他们解决当前的难题，同时也会举一反三，点拨我们继续深入思考。同时，王老师在生活中给予我们的支持也是相当多的，经常会支持我们进行业余的活动，并强调强身健体地重要性。正是王老师的这种性格，让我的学术生涯变得不再枯燥乏味！在此，我向王老师表达我诚挚的谢意，祝福王老师工作顺利，福寿安康！

感谢我的父母、姐姐，感谢你们在我迷惘之际，对我的种种安慰与关怀，在我遇到挫折的时候，对我的种种鼓励！正是在你们营造的和睦的家庭氛围下，我才能如此顺利地完成学业！也正是你们为我提供地经济保障，才能够让我如此安心地投入到科研事业中！

何其有幸，我能够在研究生生涯加入王老师的课题组，遇到了这么多可爱的实验室同学！感谢已经毕业的周贺师兄、马灵甫师兄、杨雁勇师兄、王慧馨师姐、王菲菲师姐、詹天霞师姐，尚未毕业的张方禹以及师妹叶雪韬，正是你们对这个项目地辛苦付出，才有了现在这个初具雏形的产品，也感谢你们在这个项目上给予我的帮助！感谢英飞凌的工程师陈汉顺在单片机应用与工作择业中给予我的重要的帮助和深切的关怀！另外还感谢师兄王腾飞、冯晔、戴凯奇，师姐王琳，感谢与我一同加入实验室的廖作瑞、孙俊彦，师妹马敏，师弟邢少雄、李小双、寿以宁，同你们在实验室的点点滴滴，都将成为我宝贵的回忆，感谢你们在我生命中留下的足迹！

感谢在这六年半内给予过我指导的老师、朋友们，是你们教会了我如何面对

眼前的挫折，如何深入思考以及如何成为浙大悠久历史中灿若星河中的一员！

感谢在百忙之中抽空评审我硕士学位论文的各位专家与学者！

最后，再次感谢大家！感谢岁月让我们相遇！

戴慧纯

2020 年 1 月于浙大玉泉

摘要

近年来,由于石油资源的耗竭和各国对新能源产业的重视,电动汽车行业的产销量有了巨大的飞跃。车载充电机作为电动汽车中的核心零部件,满足了电动汽车动力电池的车载充电需求。本文聚焦宽范围车载充电机的电路与控制设计,研制了一台 3.3kW 宽范围高效高功率密度的样机。

首先,本文对车载充电机(OBC)中常见的技术方案进行了调研,分析了前级 AC/DC 部分和后级 DC/DC 部分的几种典型拓扑的优缺点。根据本文车载充

电机的参数需求,选择无桥 Boost PFC 作为前级电路、全桥 LLC 谐振变换器作为后级电路的两级式电路拓扑作为硬件电路拓扑。根据电路拓扑和工作范围对各级电路硬件参数进行设计,并通过仿真验证了设计结果。然后对样机的磁元件等关键元件进行了设计与选型,并进行详细的损耗计算,给出了理论下各级电路的损耗分布和效率,为样机设计提供参考。

其次,对 PFC 和 LLC 的控制方案进行设计。通过对 PFC 电路进行小信号建模和分析,对整流级电路进行补偿控制,根据实际数字控制电路的特点,提出了 PFC 变采样点的采样优化方法。通过对电动汽车动力电池充电策略的分析,LLC 级电路采用恒压恒流双环切换的输出模式,并采用变频控制(PFM)+打嗝模式(Burst Mode)的混合控制方式。整机两级电路采用英飞凌 Aurix 系列汽车级专用数字控制芯片,通过程序状态机进行逻辑控制和软件保护,同时设计了 CAN 通信和上位机等完整外围控制,符合车载充电机的工程需求。

最后,根据上述设计结果研制了一台 3.3kW 的样机,给出样机的测试结果。样机满足输出电压范围、功率等需求指标,整机具有通信、软启动和完整的保护功能和控制逻辑。满载工况下,PFC 整流电路能够达到 0.999 的 PF 值,5.8% 的电流 THD,整机效率最高达到 95.5%。工作波形符合理论分析和仿真结果,说明了电路设计和控制方案的正确性和有效性。

关键词: 车载 OBC; 无桥 Boost PFC; 全桥 LLC 谐振变换器; 控制策略

Abstract

In recent years, due to the depletion of petroleum resources and the emphasis on new energy industry in various countries, the production and sales of the electric vehicle industry have made a huge leap. As a core component in electric vehicles, on-board charger meets convenient charging needs of electric vehicle power batteries. This article focuses on the circuit and control design of a wide-range vehicle charger, and develops a 3.3kW wide-range high-efficiency high power-density prototype.

First, this article investigates the common technical solutions in on-board charger (OBC), and analyzes the advantages and disadvantages of several typical topologies of the pre-stage AC /DC part and the post-stage DC / DC part. According to the parameter requirements of the vehicle charger in this paper, a two-stage circuit topology with bridgeless Boost PFC as the pre-stage circuit and full-bridge LLC resonant converter as the post-stage circuit is selected as the hardware circuit topology. According to the circuit topology and output range, the hardware parameters of each circuit are designed, and the design results are verified by simulation. Then the key components such as the magnetic components of the prototype are designed and selected, and loss calculations are performed. The loss distribution and efficiency of the circuits at various levels are given, which provides a reference for the prototype design.

Secondly, the control schemes of PFC and LLC are designed. Based on the small signal modeling and analysis of the PFC circuit and the compensation control of the rectifier stage circuit, an optimization method of sampling for the PFC variable sampling point is proposed according to the characteristics of the actual digital control circuit. By analyzing the charging strategy of electric vehicle power batteries, the LLC-level circuit uses a constant-voltage/constant-current dual-loop switching output mode, and a hybrid control mode of PFM + Burst Mode. The two-stage circuit of the whole machine adopts Infineon's Aurix series MCU, and performs logic control and software protection through a program state machine. At the same time, it designs complete peripheral controls such as CAN communication and host computer, which meets the engineering requirements of vehicle chargers.

Finally, a 3.3kW prototype was developed based on the above design results, and the test results

of the prototype were given. The prototype meets the demand indicators such as voltage and power range. The whole machine has communication, soft start, and complete protection functions and control logic. Under full load conditions, the PFC rectifier circuit can reach a PF value of 0.999, a current THD of 5.8%, and the maximum efficiency of the whole machine can reach 95.5%. The working waveform conforms to the theoretical analysis and simulation results, which illustrates the correctness and effectiveness of the circuit design and control scheme.

Key words: On-Board charger; Bridgeless Boost PFC; Full-bridge LLC resonant converter; Control strategy

目录

致谢	I
摘要.....	III
Abstract.....	IV
目录.....	VI
1 绪论.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.1.1 研究单向电动汽车充电机的意义.....	1
1.1.2 单向充电机国内外发展现状.....	2
1.2 单相车载充电机拓扑概述.....	3
1.2.1 前级 AC/DC 变换器概况.....	3
1.2.2 后级 DC/DC 变换器概况.....	6
1.3 控制策略概述.....	8
1.3.1 无桥 Boost PFC 控制策略概述.....	8
1.3.2 LLC 控制策略概述.....	11
1.4 本文主要研究内容.....	12
1.4.1 设计指标.....	12
1.4.2 章节内容简介.....	14
2 无桥 BOOST PFC 电路研究与设计.....	16
2.1 电路拓扑与工作原理.....	16
2.2 主电路参数设计.....	17
2.2.1 开关频率选取.....	17
2.2.2 电感设计.....	17
2.2.3 母线电容设计.....	21
2.2.4 开关管选取.....	23
2.3 电路损耗分析.....	23
2.3.1 二极管损耗.....	25
2.3.2 开关管损耗.....	26
2.3.3 电感损耗.....	27

2.3.4 母线电容损耗.....	27
2.3.5 损耗分析.....	27
2.4 本章小结.....	28
3 全桥 LLC 谐振电路研究与设计.....	29
3.1 电路拓扑与工作原理.....	29
3.1.1 欠谐振状态.....	30
3.1.2 谐振状态.....	32
3.1.3 过谐振状态.....	35
3.1.4 LLC 输出电压增益分析	36
3.2 主电路参数设计.....	38
3.2.1 参数设计流程.....	38
3.2.2 谐振参数设计.....	39
3.2.3 仿真验证.....	42
3.3 主电路元件选型.....	45
3.3.1 变压器设计.....	45
3.3.2 谐振电感设计.....	47
3.3.3 谐振电容选型.....	47
3.3.4 开关管选型.....	48
3.4 电路损耗分析.....	48
3.4.1 二极管损耗.....	49
3.4.2 开关管损耗.....	49
3.4.3 磁元件损耗.....	50
3.4.4 输出电容损耗.....	50
3.4.5 损耗分析.....	50
3.5 本章小结.....	52
4 两级变换器控制分析与设计.....	53
4.1 无桥 Boost PFC 控制策略.....	53
4.1.1 PFC 变换器系统分析	53
4.1.2 PFC 变换器控制仿真验证	56
4.1.3 PFC 控制状态机分析	58

4.1.4 PFC 优化算法分析	59
4.2 全桥 LLC 控制策略	60
4.2.1 LLC 变换器系统分析	60
4.2.2 LLC 控制状态机分析	60
4.3 整机控制策略	63
4.4 控制系统综述	64
4.4.1 单片机简介	64
4.4.2 资源配置	64
4.5 本章小结	66
5 两级变换器样机验证与实验分析	67
5.1 测试设备及连接	67
5.2 系统实现方案	70
5.3 测试结果	71
5.3.1 整机性能	71
5.3.2 实验波形	73
5.3.3 其他功能	78
5.4 本章小结	79
6 总结与展望	80
6.1 总结本文	80
6.2 展望未来	81
参考文献	82
作者简历	89

1 绪论

1.1 研究背景

1.1.1 研究单向电动汽车充电机的意义

随着日益严重的生态破坏、能源枯竭等一系列社会问题的发生,电动汽车逐步发展取代了传统的燃油汽车^[1-5]。

《全球电动汽车展望 2019》^[6]指出,在二零一八年,全球电动汽车保有量已经累计超过 510 万辆,相较于二零一七年,增加了 200 万辆,增长了 64%。其中,中国市场保有量最大,约占全球保有量的 39%。

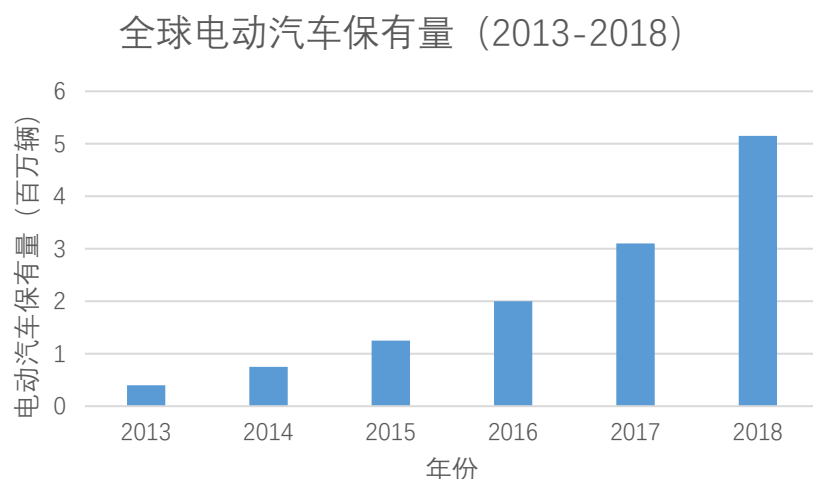


图 1.1 全球电动汽车保有量

相较于传统的燃油汽车,电动汽车的电池有着充电劣势^[7]。因此,电动汽车充电技术就成为了电动汽车发展道路上的一大技术难题,电动汽车的充电机研制成为了各大高校、企业的研究重点。

电动汽车充电机可以依据固定位置的不同,分为车载充电机和非车载充电机。非车载充电机存在需要额外的场地和专业的维护人员,且其数量无法满足市场需求的劣势。而车载充电机具有充电时间灵活、方便搭载的优势^[8]。因此,对车载充电机的研究意义更大。

由于空间限制和对产品的安全性要求,车载充电机在电压输出范围、功率密度、效率、功率因数、安全性等方面都提出了严苛的要求^[9]。

对于具有上述优异性能的车载充电机的研究与开发,不仅可以延长电动汽车以及电池使用寿命,对于实现电能的高效利用也具有重大的意义^[10]。

1.1.2 单向充电机国内外发展现状

车载充电机是指固定在车辆上的充电设备^[11]。典型车载充电机主要采取将功率因数校正(PFC)变换器作为前级和出于对变换器的安全性考虑的具有隔离功能以及可以进行输出功率调节的DC/DC变换器作为后级的两级式拓扑^[12-13]。对变换器的输入电流进行功率因数校正使之跟踪输入电压并且产生稳定的母线电压是前级PFC变换器的主要作用;而后级的隔离型DC/DC变换器的主要作用是进行安全的隔离以及提供电压或电流的宽范围输出。

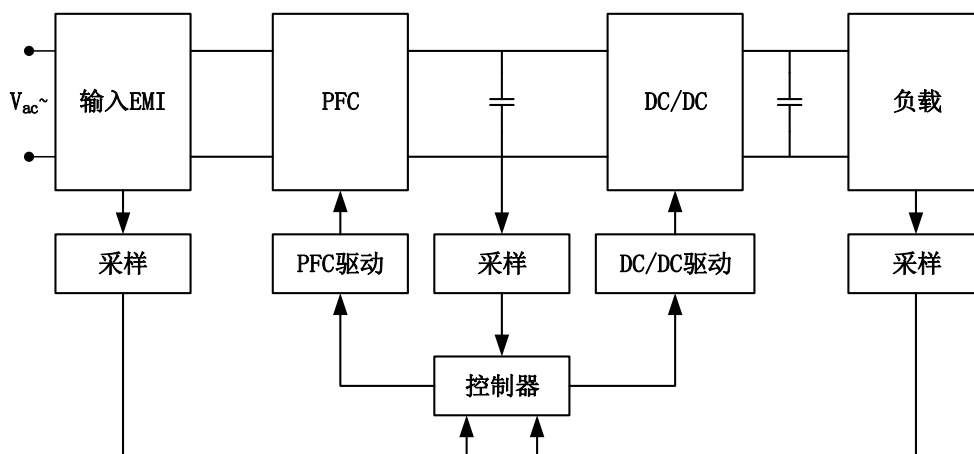


图 1.2 两级 OBC 拓扑

一般在大功率的场合才会运用三相电路。文献[14]介绍了一种重构驱动系统的逆变器和电机绕组成为车载充电机的方法,其对拓扑结构进行了优化,控制策略也得到了改善,使得样机的性能得到了较大的提升。文献[15]提出了一种新型的控制方法以解决传统VIENNA整流器存在的中点波动问题。

鉴于我国单相电的普及性,且本文设计的车载充电机的最大功率仅3300W,所以本文主要研究由单相交流电进行供电的车载充电机拓扑。

大量的文献中介绍的单相充电机的电路拓扑和控制原理对本文的研究有着巨大的参考意义,因此接下来将分别从对文献的电路拓扑和控制策略部分的研究展开相应的介绍。

1.2 单相车载充电机拓扑概述

国内外的学者们对车载充电机电路进行了大量的相关研究^[16-24]。

文献[25]介绍了一种将 LLC 作为前级，Boost PFC 作为后级的拓扑。该拓扑先将整流桥后的馒头波通过固定频率的 LLC 进行降压，然后通过后级 Boost PFC 实现整流与 PFC 功能。这种拓扑的优势在于中间的电容可以采用薄膜电容而不是高压电解电容，这将大大提高充电机系统的使用寿命。

文献[26]比较了 PFC 级采用交错并联的无桥 Boost PFC 和采用 Buck-Boost PFC，后级采用串联谐振电路的两级式充电机拓扑的性能，研究表明，采用 Buck-Boost PFC 作为前级的充电机，其性能要优于采用交错并联无桥 Boost PFC 作为前级的充电机。因为 Boost PFC 的升压结构，使得其开关损耗较 Buck-Boost PFC 更高，故其整机效率较低。

文献[27]介绍了交错并联 Boost PFC 和隔离型全桥 DC/DC 变换器级联的充电机拓扑。实物的充电机性能较好，从半载到满载均实现了 0.99 的功率因数，输出电压范围在 200V 至 450V。

文献[28]讲述了前级采用有桥 Boost PFC，后级采用移相全桥拓扑的充电机。并介绍了电路的设计和移相全桥的控制方式。并通过控制输出端电感上的电流和输出端电压的双环控制方式，实现了变换器恒流（CC）/恒压（CV）的控制。

由于两级变换器在耦合度上较低，所以下面将对前级变换器和后级的变换器分开进行阐述。

1.2.1 前级 AC/DC 变换器概况

PFC 电路中较为常见的拓扑是 Boost 升压拓扑，在大功率场合中，依据电感电流工作模态可以将其划分为连续模式（CCM）和断续模式（DCM）。相较于后者，前者的电感电流的纹波会小很多因而得到更多的应用^[29]。传统器件中存在的反向恢复问题能够通过采用新型的 SiC、GaN 材料的器件得以解决^[30]，这能够极大程度上提升电路的性能。

图 1.3 为传统有桥 Boost PFC 电路拓扑^[31-33]。其优势在于电路拓扑和控制都很简单。D1-D4 由于仅工作在工频，因此可以采用低速整流二极管。整个电路需要控制的开关器件只有 Q1。当 Q1 导通时，正半周期导通路径为 D1、L1、Q1、

D4, 负半周期导通路径为 D2、L1、Q1、D3; 当 Q1 关断时, 正半周期导通路径为 D1、L1、D5、Rd、D4, 负半周期导通路径为 D2、L1、D5、Rd、D3, 可以看到, 在每个状态下, 导通开关管器件的数量均为 3 个, 因此电路效率较难提高, 且仅存在一个开关器件, 其电压、电流应力非常大, 故该电路无法应用于大功率场合。

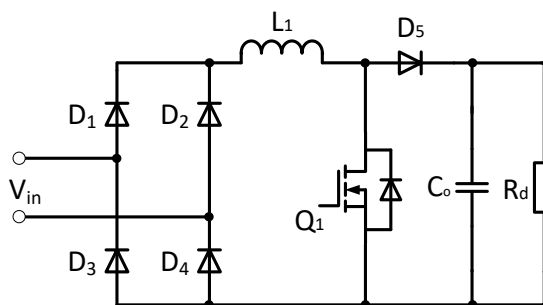


图 1.3 传统有桥 Boost PFC

采用交错并联的 Boost PFC 结构可以使得 PFC 的电感减小, 由于开关电流的交错使得纹波倍频, 滤波电路的体积得以减小^[34-37]。两路交错并联的 Boost PFC, 开关管 Q1/2 的控制可以采用相位错开 180° 的控制方式使得输入端的电流纹波翻倍进而大大减小 EMI 滤波器的体积。该拓扑在其他控制和功率电路走向方面和传统的有桥 Boost PFC 无异, 故不赘述。这种拓扑增加了开关管的数量。

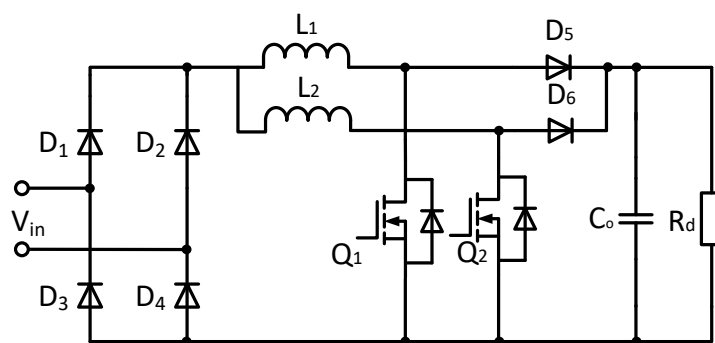


图 1.4 交错并联 Boost PFC

为了减小导通时的开关器件的数量, 无桥 Boost PFC 电路拓扑应运而生^[39-41]。将有桥 Boost PFC 的整流桥移除, 就产生了无桥 Boost PFC 拓扑。当正半周工作、G1 关断时, 功率链路为 L1、D1、Rd、G2、L2; G1 开通时, 功率链路为 L1、G1、G2、L2。负半周工作、G2 关断时, 功率链路为 L2、D2、Rd、G1、L1; G2

开通时, 功率链路为 L_2 、 G_2 、 G_1 、 L_1 。因此, 电路工作时, 与传统的有桥 Boost PFC 相比, 可以明显看到导通路径上的开关器件减少, 这有利于提升系统的效率。对于自带反并联二极管的开关器件来说, G_1 、 G_2 的控制信号可以用同一个驱动信号, 因此, 这种拓扑的控制比较简单。但这个拓扑也存在一些缺点, 由于输出的直流电压的端点是浮地的, 电路中开关器件所产生的共模干扰因为电感的存在而被隔离, 电路中会存在非常严重的 EMI 问题。

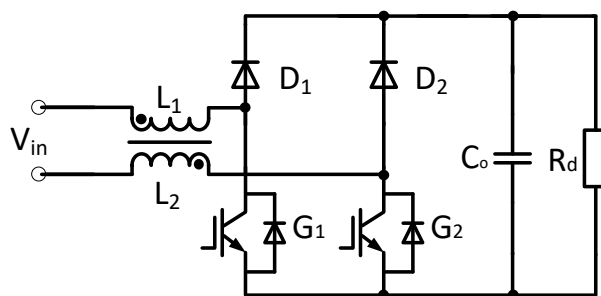


图 1.5 无桥 Boost PFC

对于无桥 Boost PFC 电路存在的 EMI 问题, 双无桥 Boost PFC 可以对其进行改善^[42-44]。当正半周工作、 Q_1 关断时, 功率链路为 L_1 、 D_1 、 R_d 、 D_4 ; Q_1 开通时, 功率链路为 L_1 、 Q_1 、 D_4 。负半周工作、 Q_2 关断时, 功率链路为 L_2 、 D_2 、 R_d 、 D_3 ; Q_2 开通时, 功率链路为 L_2 、 Q_2 、 D_3 。其控制方式与基本的无桥 Boost PFC 相同。增加的二极管大大降低了电路的干扰, 但是系统成本增加。

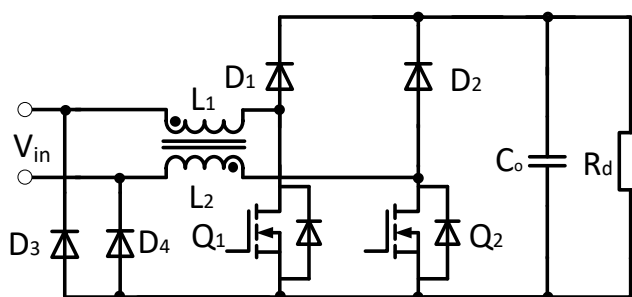


图 1.6 双无桥 Boost PFC

图腾柱 Boost PFC 是另一种解决无桥 Boost PFC 的 EMI 问题的拓扑^[45-48]。当正半周工作、 S_1 关断、 S_2 导通时, 功率链路为 L 、 S_2 、 D_2 ; S_2 关断、 S_1 导通时, 功率链路为 L 、 S_1 、 R_d 、 D_2 。负半周工作、 S_1 关断、 S_2 导通时, 功率链路为 D_1 、 R_d 、 S_2 、 L ; S_2 关断、 S_1 导通时, 功率链路为 D_1 、 S_1 、 L 。其缺点为控制较为复杂, 上管的驱动需要浮地, 设计难度增加, 成本也随之提高, S_1 、 S_2 的体二极管存在反向恢复问题, 会增加电路损耗。

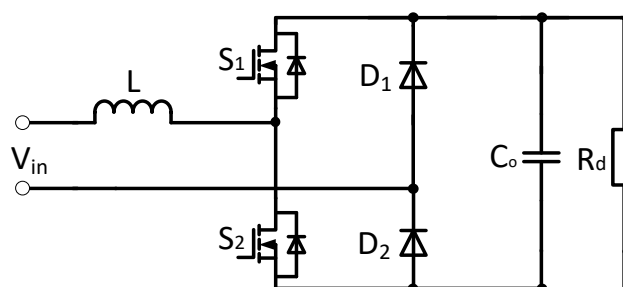


图 1.7 图腾柱 Boost PFC

除了上述的经典 PFC 电路外, 还有一系列的改进型 PFC 电路在近年来不断被提出。文献[49-53]介绍了许多改进型的 PFC 电路, 有些是基于软开关的, 有些则是为了改善电流 THD 而对拓扑做出的改变, 还有一些则对单级 PFC 进行了研究, 即将后级的 DC/DC 与前级的 PFC 进行集成, 在一级中完成 PFC 与 DC/DC 的功能。这些拓扑的性能更为优异, 但是拓扑和控制上都更为复杂。

综合考虑 PFC 实际电路拓扑的可行性、控制的简单性以及整机的成本等因素, 本文选定基本型无桥 Boost PFC 电路作为前级功率因数校正电路。章节 2 针对本文提出的性能要求, 对无桥 Boost PFC 电路进行了设计, 章节 4 中则对其进行了闭环仿真验证。仿真结果与实际实验结果均证明, 该电路结构在高功率因数 (Power Factor, PF)、低电流总谐波失真 (Total Harmonic Distortion, THD) 以及高效率方面, 都具有非常大的优越性。

1.2.2 后级 DC/DC 变换器概况

DC/DC 变换器的电路拓扑类型数量繁多, 主要包括 Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk、移相全桥、谐振变换器等电路拓扑, 但是出于安全性地考虑, 隔离型 DC/DC 变换器因为具备隔离功能, 所以在实际应用中有着更大的应用前景。

移相全桥、双有源桥 (Dual Active Bridge, DAB)、LLC 谐振电路等是目前文献当中较为常见的隔离型 DC/DC 变换器拓扑。

移相全桥电路其可以实现最低零电压的宽范围电压输出。其超前臂 Q1、Q3 的驱动信号有着 180° 的相位差, 滞后臂 Q2、Q4 的驱动信号分别与 Q1、Q3 滞后一定相位, 控制驱动信号之间的相位角的不同, 可以使得变压器漏感和开关管结电容进行谐振, 开关管的软开关得以实现。但是移相全桥电路存在非常多的缺点, 比如轻载条件下, 由 Q2、Q4 组成的滞后臂可能会失去自身的零电压开通的特性, 而且由于变压器漏感的存在, 副边会出现占空比丢失现象, 副边二极管容

易出现电压尖峰；其次，该拓扑的输出需要的 LC 滤波器将造成设计电路体积地增大，同时会导致损耗增加^[54-57]。

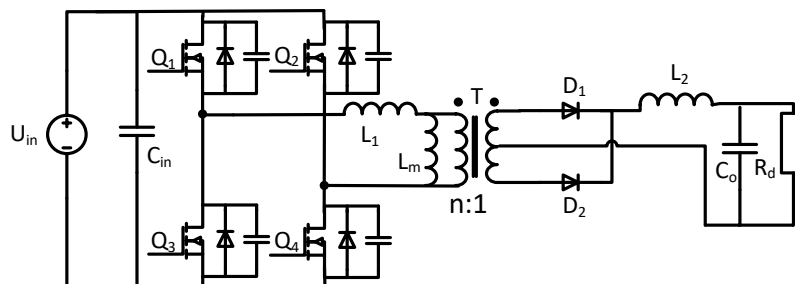


图 1.8 移相全桥变换器拓扑

谐振变换器因为能够实现小型化和低损耗的目标，是目前 DC/DC 变换中应用较多的拓扑^[58]。串联谐振、并联谐振与串并联谐振是较为常见的谐振变换器。其典型结构如图 1.9 所示。直流电压或电流经过开关网络（全桥或半桥电路）后逆变得到幅值为 U_{in} 的方波电压 U_s ，其被输入谐振网络后转化为正弦谐振电压 U_r 和谐振电流 I_r ，而后经过整流，得到输出电压 U_o 。由于有谐振网络的存在，开关管可以实现软开关，该变换器的效率得以提升^[59]。

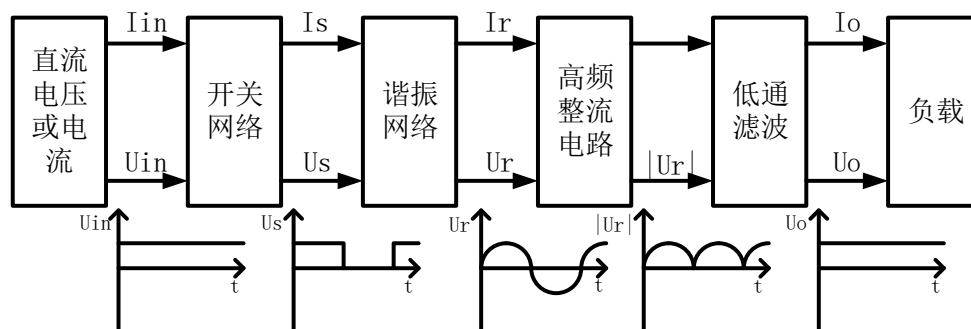


图 1.9 谐振变换器整体结构框图

近年来越来越受到广泛关注的 LLC 拓扑，其可以实现软开关，并且可以在较窄的频率范围内实现较大的调压范围，且其具备较好的切载特性，加之变压器的漏感可以复用为励磁电感，所以磁元件的空间得以减小，可以大大提高变换器的功率密度^[60-62]。

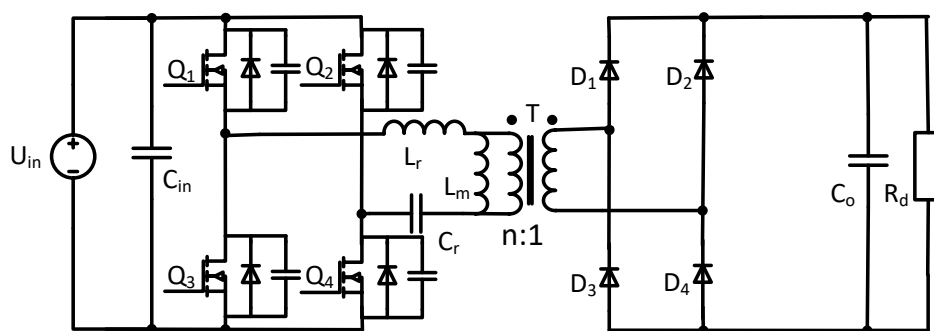


图 1.10 LLC 变换器拓扑

鉴于 LLC 变换器具有上述优异的性能, 本文在后级 DC/DC 变换器中选择全桥 LLC 谐振变换器拓扑。章节 3 将针对本文提出的性能要求, 对 LLC 电路进行设计并进行开环仿真验证。仿真结果和实际样机的实验结果都表明, 该电路结构在输出宽范围的电压电流、高功率密度以及高效率方面, 都具有非常大的优越性。

1.3 控制策略概述

1.3.1 无桥 Boost PFC 控制策略概述

双闭环 PI 控制和预测电流控制算法是常见的无桥 Boost PFC 的主要控制方式。双闭环 PI 控制框图如图 1.11 所示。将采样到的输出电压经过数字化处理后, 经过电压环处理后与采样得到的输入电压经过数字化处理后的值相乘, 就得到了电感电流的参考值, 然后与采样得到的经过数字化后的电感电流的值作误差得到电流环的误差信号, 经过电流环 PI 处理后, 得到占空比信号的数值, 再经过处理后得到驱动信号。

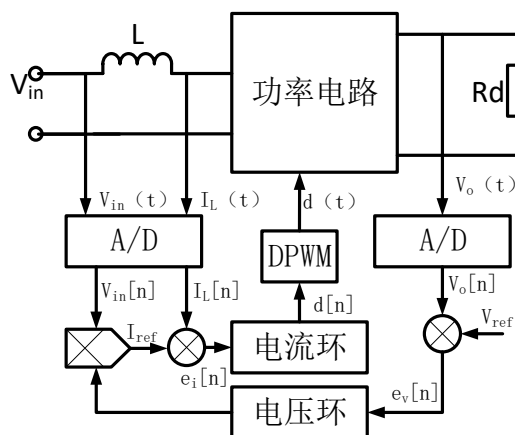


图 1.11 平均电流 PI 控制算法

平均电流控制算法存在一个严峻的问题，其成本非常高，而且当电流由连续模式转换成断续模式时，其控制效果非常不好，预测电流控制算法则很好的解决了这个问题^[64]。预测电流控制算法区别于平均电流控制算法的部分在于控制电流环，其核心思想是利用电感电流、占空比和输出电压的关系，以前一个周期的采样与控制量，经过计算，就可以得到本周期的控制量。

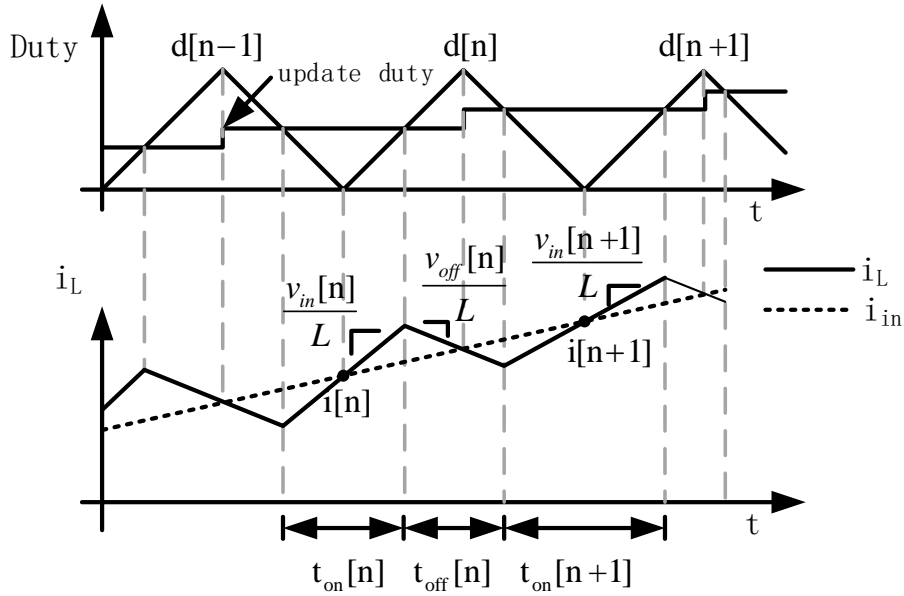


图 1.12 CCM 电感电流波形

当 Boost 变换器处于 CCM 时，有

$$\frac{di}{dt} = \begin{cases} \frac{v_{on}}{L} = \frac{v_{in}}{L} \langle t_n < t < t_n + d[n]T_s \rangle \\ \frac{v_{off}}{L} = \frac{v_{in} - v_o}{L} \langle t_n + d[n]T_s < t < t_{n+1} \rangle \end{cases} \quad (1-1)$$

其中， T_s 为开关周期， t_n 为第 n 个开关周期， t_{n+1} 为第 $n+1$ 个开关周期。

在 t_{on} 阶段，电感电流依据 $\frac{v_{in}}{L}$ 的斜率上升。在 t_{off} 阶段，电感电流依据 $\frac{v_{in}-v_o}{L}$ 的斜率下降。在图 1.12 中， i_L 为电感电流， i_{in} 为输入电流， $i[n]$ 为电感电流上升时的中间值， $i[n+1]$ 的值，为 $i[n]$ 时刻的值经过 $\frac{t_{on}[n]}{2}$ 时间上升， $t_{off}[n]$ 时间下降，再经过 $\frac{t_{on}[n+1]}{2}$ 时间上升得到的。因此，由图 1.12 可得

$$i[n+1] = i[n] + \frac{v_{in}[n]}{L} \frac{t_{on}[n]}{2} + \frac{v_{off}[n]}{L} t_{off}[n] + \frac{v_{in}[n+1]}{L} \frac{t_{on}[n+1]}{2} \quad (1-2)$$

式(1-2)表明, 电流与其他因素之间的制约, 为了使得上述公式能用, 还需要做如下假设, 在同一开关周期内, 输入输出电压固定不变; 忽略开关管的延迟。即:

$$\begin{cases} v_{in}[n] = v_{in}[n+1] \\ t_{off}[n] = T_s - \frac{t_{on}[n]}{2} - \frac{t_{on}[n+1]}{2} \\ \Delta v_o = 0 \end{cases} \quad (1-3)$$

又因为 $t_{on}[n] = d[n]T_s$, 所以可以解得

$$d[n+1] = 2 - \frac{2v_{in}[n]}{v_o[n]} + \frac{2L}{T_s \cdot v_o[n]} (i[n+1] - i[n]) - d[n] \quad (1-4)$$

式(1-4)中, $i[n+1]$ 为需要跟踪的电流, 即电压环的输出与输入电流采样的乘积。

因此, 下一周期的占空比都是可以通过本次采样得到的值与本次计算得到的占空比而计算得到的。

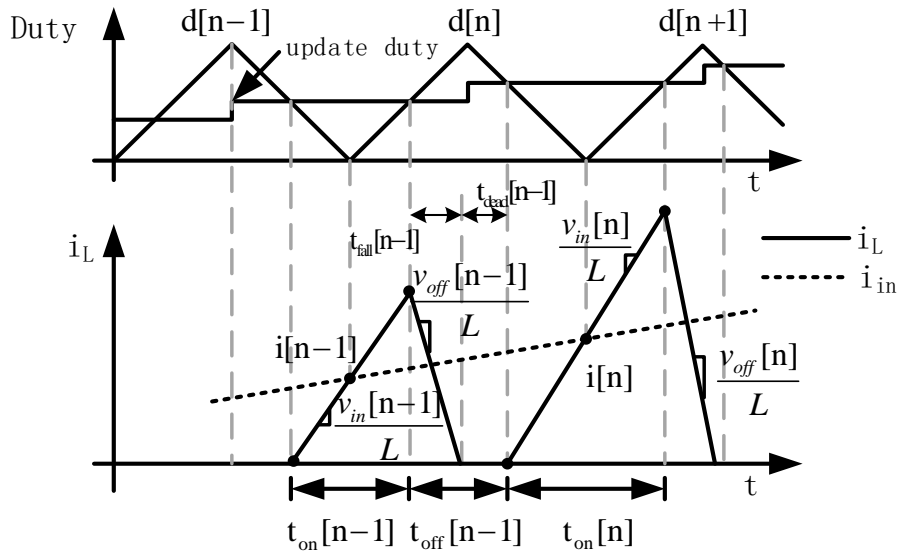


图 1.13 DCM 电感电流波形

DCM 时, 与 CCM 推导唯一不同的地方在于, 对于电感电流下降的阶段, 不再是 t_{off} , 而是图中对应的 t_{fall} , 并且显而易见, $t_{off} = t_{fall} + t_{dead}$ 。因此, 式(1-3)中的式子可以修正为

$$t_{fall}[n] = T_s - \frac{t_{on}[n]}{2} - \frac{t_{on}[n+1]}{2} - t_{dead}[n] \quad (1-5)$$

将其与式 (1-1)、(1-2)、(1-3) 联立可得,

$$d[n+1] = 2 - \frac{2v_{in}[n]}{v_o[n]}(1 - d_{dead}[n]) + \frac{2L}{T_s \cdot v_o[n]}(i[n+1] - i[n]) - d[n] - 2d_{dead}[n] \quad (1-6)$$

与 CCM 类似, 下一周期的占空比可以通过本周期的采样值进行计算得到。

本文的采用平均电流模式作为控制策略。

1.3.2 LLC 控制策略概述

移相控制、脉波频率调变 (Pulse Frequency Modulation, PFM) 控制、Burst 控制等方式是 LLC 变换器的经典控制策略^[64-67]。其中, 移相控制通过固定开关频率、改变开关管的开关信号之间的相位角进而改变输出电压。其关键信号波形如图 1.14 所示。

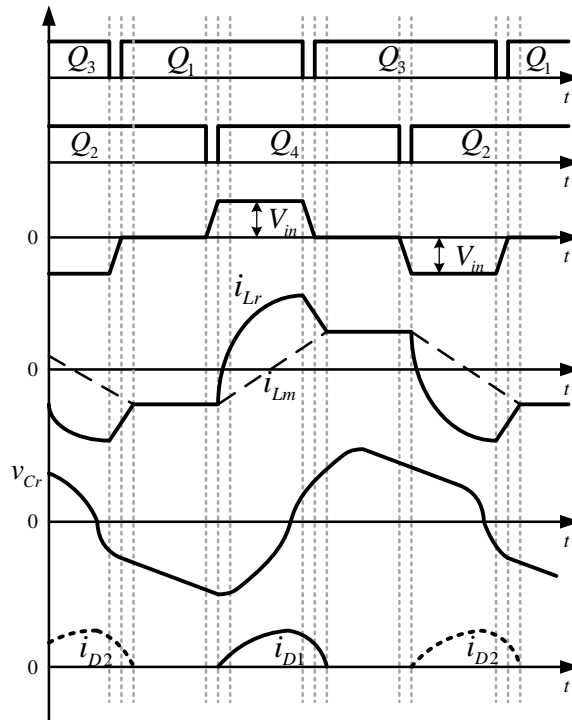


图 1.14 移相控制 LLC 关键波形

当相对桥臂的开关管 (如 Q1 和 Q4, Q2 和 Q3) 导通时, 励磁电流上升, 谐振电流发生改变; 当相邻桥臂的开关管 (如 Q1 和 Q2, Q3 和 Q4) 导通时, 励磁电流保持不变, 谐振电流也保持不变。根据控制相对桥臂开关管的导通时间可以

对变换器的增益进行改变，从而达到改变输出电压的目的。

而 LLC 变换器的另一种控制方式 **Burst** 模式通过开关管的非连续工作来实现控制变换器能量传输的一种控制方式，使得变换器能够实现降压输出。**Burst** 模式的缺点很明显，其输出的高频和低频纹波均较大，且损耗很大^[69]。

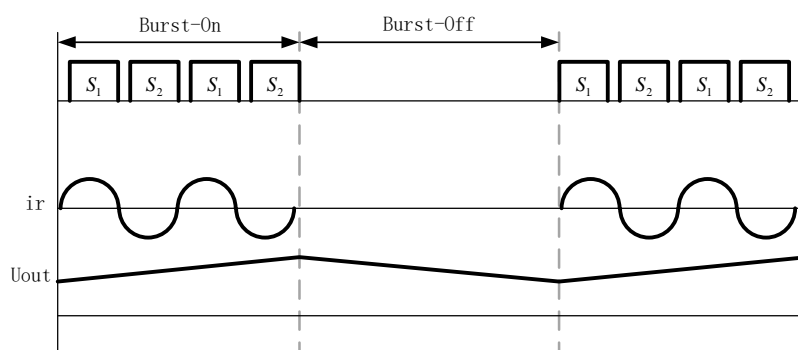


图 1.15 Burst 控制关键波形

而 **PFM** 控制则是通过控制开关管的开关频率来改变变换器的增益。

文献^[70-72]介绍了将上述几种控制方式结合在一起的混合控制模式，使得变换器的增益有了进一步的改变，进而使得变换器的输出电压范围进一步增大。

文献^[68]则介绍了一种基于滑模变结构控制的新型控制方式，这种控制方式使得变换器仅工作在最大/最小频率处，其优点是能够使得对 **LLC** 谐振变换器的建模变得简单，增加了建模的鲁棒性，该文献还用样机证明了该方法的可行性。

本文选择的控制模式为 **PFM-Burst** 的混合控制模式，使得变换器可以有比较好的输出电压范围。

1.4 本文主要研究内容

本文地目标是设计一台额定功率为 3.3kW，并且满足整机效率高于 95%、功率因数高于 0.99、功率密度满足行业要求、输出电压范围可以满足 200V-400V，功率范围为 500W-3300W 等特性的车载充电机。同时，其具备软启动、CAN 通信界面、保护等辅助模块。同时，本文在单模块的控制上以及整机级联之间的控制方式都进行了一定的优化，设计出能够平稳启动充电机的控制策略。

1.4.1 设计指标

样机设计要求如表 1.1 所示。

表 1.1 样机设计要求

设计要求	具体指标
额定工况	在 110Vac 时额定功率为 1650W 在 220Vac 时额定功率为 3300W
输出功率范围	500W~3300W
输入电流范围	0~17A（有效值）
输入电压范围	低输入：85~135Vac（有效值） 高输入：175~265Vac（有效值）
功率因数范围	>0.99
输入电流 THD	<5%（额定工况）
输出电压范围	200~400V
输出电流范围	0~13A（直流）
整机效率	>95%（额定工况）
冷却方式	水冷

本文的变换器采用前级无桥 Boost PFC 级联后级选择的全桥 LLC 谐振变换器的拓扑。电路前级兼具两个主要功能，一是稳定母线电压，以提供 LLC 变换器稳定的输入电压，二是实现对输入电流的校正。后级则主要用于实现宽范围的输出电压的调节、实现电气隔离的功能。该变换器的整体结构如图 1.16 所示。

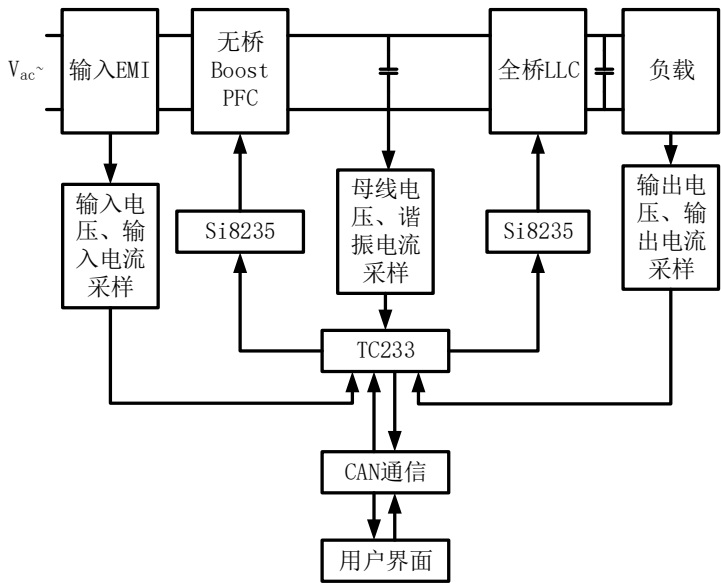


图 1.16 充电机整体结构

对无桥 Boost PFC 的输入电压、输入电感端地电流以及母线电压进行采样, 通过英飞凌的 Tricore 系列单片机 TC233 进行 PFC 的数字控制, 对全桥 LLC 的输出电压、输出电流以及谐振电流进行采样, 通过英飞凌的 Tricore 系列单片机 TC233 对 LLC 变换器进行数字控制。单片机的输出信号通过 Silicon Laboratories 的驱动芯片 Si8235 对无桥 Boost PFC 的下管和全桥 LLC 的开关管进行驱动。

同时, 单片机通过 CAN 通信可以实现与用户的交互, 用户可以通过用户界面对变换器的输出模式以及输出数值进行控制, 也可以查看变换器的输入输出状态和工作温度、输出功率等信息, 实现对电路的监控。设计的充电机的电路拓扑如图 1.17 所示。

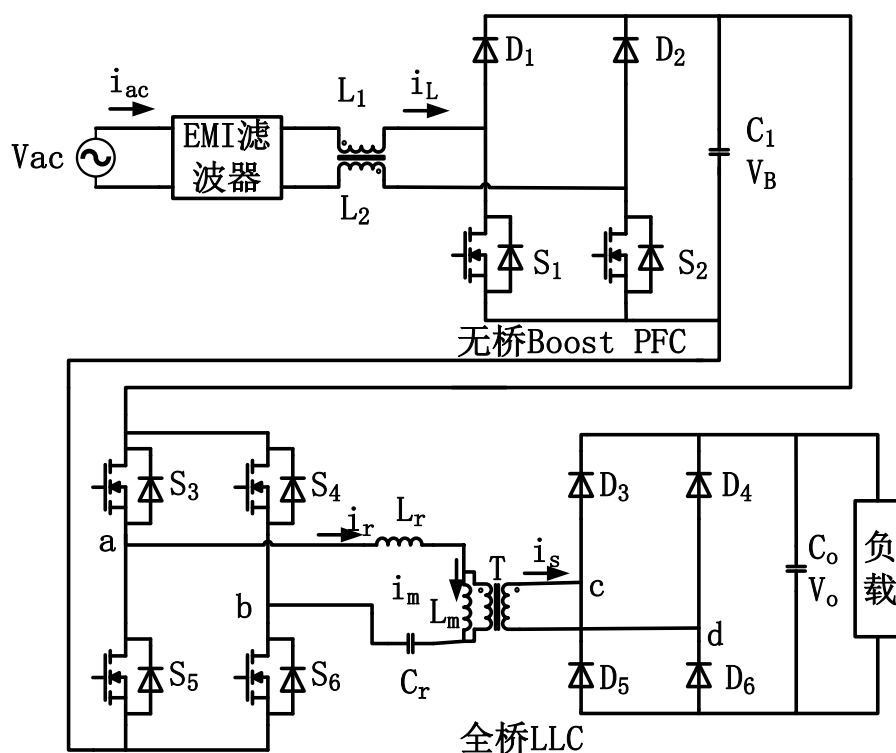


图 1.17 充电机电路拓扑

1.4.2 章节内容简介

本文各章节主要内容如下:

第一章对国内外的车载充电机的发展情况和已有的两级式车载充电机拓扑中的前级与后级的研究情况进行了介绍, 分别对他们展开了一定的阐述, 同时, 对现有文献中的车载充电机的控制方式展开介绍, 最终, 提出了本文设计的变换

器的设计要求，并提出了本文采用的拓扑和控制策略。

第二章介绍了无桥 Boost PFC 的拓扑和原理，依据设计的要求，针对无桥 Boost PFC 变换器，提出了主电路的参数设计。针对这些参数，对无桥 Boost PFC 的元件进行选择，随后，给出了本设计中的无桥 Boost PFC 变换器的损耗分析并给出了损耗分布。

第三章介绍了全桥 LLC 谐振变换器的各个状态，依据本文对 LLC 变换器的指标，对 LLC 变换器进行了设计、仿真验证以及元件选型，最后，损耗分析被给出。

第四章则具体介绍了整个变换器的控制策略，包括无桥 Boost PFC 变换器、全桥 LLC 谐振变换器以及整机的控制策略，其中，PFC 采用电压外环电流内环的控制方式，LLC 则采用 PFM+Burst Mode 的混合控制模式，对本文设计的变换器的单片机——英飞凌的 Aurix 单片机 Tricore 系列 TC233 进行了介绍，给出了其中使用到的资源，以及对资源分配和配置进行了详细的介绍。

第五章详细地介绍了最终设计的样机，包括外观与布局，并给出了实验曲线、实验波形等数据，同时介绍了样机的一些辅助功能，如保护模块、CAN 通信模块、散热方式等。本文设计的变换器在额定工作点(220Vac/3300W)下，本样机可以实现 PF 值高达 0.999，电流 THD 为 5.8%的校正效果，能够实现 200V-400V 的宽范围电压输出，最高整机效率高达 95.5%。综上所述，本文设计的变换器是符合设计要求的。

第六章则对本文所做的主要内容进行了概括，并且针对本文没有完成的事项，提出了不足和展望。

2 无桥 Boost PFC 电路研究与设计

2.1 电路拓扑与工作原理

无桥 Boost PFC 变换器的效率的提升得益于其去掉了整流桥的结构, 因而减少了工作电流路径上的半导体数量, 因此其半导体的导通损耗得以减小, 所以其效率高于有桥 Boost PFC 变换器^[73]; 其驱动比较简单, 因为其仅需要驱动其下管, 所以无需对驱动进行隔离; 而且其电感利用率较高, 因为耦合电感在正负半个周期内得以复用^[74-76]。本文设计的 OBC, 其前级采用无桥 Boost PFC。如图 2.1 所示。

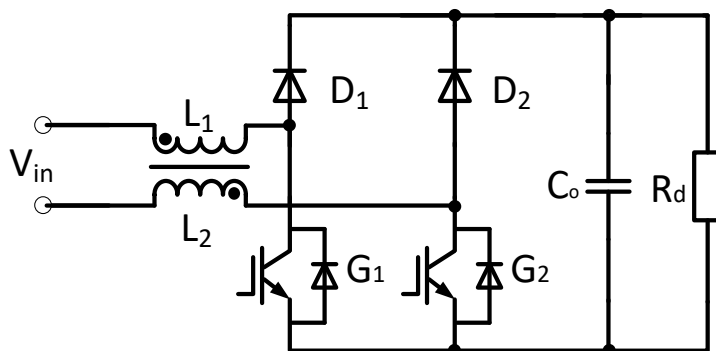


图 2.1 无桥 Boost PFC 拓扑结构

无桥 Boost PFC 的主要元件有耦合电感 L_1 、 L_2 , IGBT 开关管 G_1 、 G_2 、二极管 D_1 、 D_2 和母线端的滤波电容 C_o 等元件。 L_1 、 L_2 分别和 D_1 、 G_1 以及 D_2 、 G_2 组成正负半周交流输入下的 Boost 结构, G_1 、 G_2 的驱动采用相同的驱动信号, 这样可以使得驱动的设计变得简单。由于无桥 Boost PFC 变换器工作在正负半周具有对称性, 所以下文仅针对交流输入正半周情况对无桥 Boost PFC 的工况进行分析。

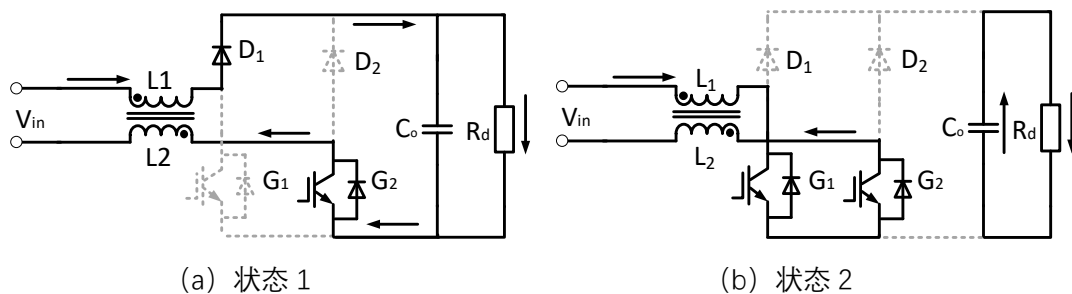


图 2.2 无桥 Boost PFC 正半周工作状态

当 IGBT 管 G_1 、 G_2 没有驱动时, 电路工作在图 2.2 所示的 a 状态下, 工作状

态如图中箭头所示, 为 L_1 、 D_1 、 C_o 和负载、 G_2 的反并联二极管、 L_2 , 耦合电感 L_1 和 L_2 释放能量, 电流下降, 输出电容 C_o 电压升高。当开关管 G_1 、 G_2 导通时, 电路工作在图 2.2 所示的 b 状态下, 功率流向如图中箭头所示, 为 L_1 、 G_1 、 G_2 的反并联二极管、 L_2 , 耦合电感 L_1 和 L_2 储存能量, 电流上升, 输出电容 C_o 向负载充电, 其电压跌落。

2.2 主电路参数设计

本文设计的变换器的前级 PFC 部分的输入电压范围为 85-265V, 额定输出功率为 3.3kW, 额定输出电压为 400V, 下面将依据这些电气指标对变换器的无桥 Boost PFC 部分进行设计。

2.2.1 开关频率选取

电感、变压器、电容等元件的体积能够随着工作频率的增加而减小, 整机的功率密度就可以因此而得到提高, 但是开关频率的提高将直接导致磁芯损耗、开关损耗和驱动损耗等损耗的大大增加, 这将导致系统效率的降低。因此, 在开关频率的选择中, 需要综合多方因素进行考量。

虽然较高的开关频率意味着较好的 PFC 校正效果, 系统的 PF 值将更接近于 1, THD 将减小, 但是较高地开关频率也会增加系统地损耗。由于本文采用的无桥 Boost PFC 拓扑在磁元件设计时, 电感的大小与开关频率呈现反比的关系, 因此随着开关频率的继续增加, 对于电感感量的减小效果甚微。并且开关频率的精度与采用的单片机的系统频率相关。

综上所述, 综合考量无桥 Boost PFC 电路的工作效率、功率密度、校正效果、电磁兼容特性、器件开关性能、控制系统的设计难度、驱动设计等因素, 将 PFC 的开关频率选择为 $f_s = 50kHz$ 。

2.2.2 电感设计

无桥 Boost PFC 电路的耦合电感设计时需要考虑其设计完成后能够工作在 CCM 下。首先, 根据 PFC 电路的设计要求, 限定电感电流的纹波系数 $k < 0.15$, 即

$$k = \frac{\Delta I}{I_{\max_p}} < 0.15 \quad (2-1)$$

其中, ΔI 表示电流的纹波大小, I_{\max_p} 表示最大输入电流的峰值, 显然, 最大输入电流应该在满载且输入电压最小时可以取到。计算可得,

$$I_{\max_RMS} = \frac{P_o}{V_{in_min_RMS} * \eta} = 19.85A \quad (2-2)$$

其中, $V_{in_min_RMS}$ 为最小输入电压的有效值, η 为电路的效率, 为了保证整机的效率能够达到 95%, 取无桥 Boost PFC 电路的效率为 97%, P_o 指该最小输入电压有效值下, 变换器应该达到的额定输出功率。

$$I_{\max_p} = \sqrt{2} * I_{\max_RMS} = 28.07A \quad (2-3)$$

因此, 输入电流的纹波为,

$$\Delta I = I_{\max_p} * k = 4.21A \quad (2-4)$$

最大占空比 (忽略输出电压的纹波) 为

$$D = 1 - \frac{\sqrt{2} * V_{in_min_RMS}}{U_o} = 0.381 \quad (2-5)$$

其中, U_o 为 PFC 变换器的直流输出电压。

依据最基本的电感关系式可以得到, 本文设计的变换器的 PFC 部分的电感其需要达到的最小电感值为

$$L > \frac{\sqrt{2} * V_{in_min_RMS} * D}{\Delta I * f_s} = 448\mu H \quad (2-6)$$

据此, 本充电机的 PFC 变换器部分的电感感量得以设计。为了预留一定的裕量, 最终选择 PFC 的电感感量为 $L = 460\mu H$ 。

接下来要对 PFC 电感的材料、磁心、励磁线、匝数进行设计。

由于磁粉芯适合储能、气息分布均匀、具有高饱和磁通密度, 因而具有较高的使用率, 常用于制成差模、输入和输出功率电感器。电感的设计通常采用 AP 法^[77]。

电感工作时, 其需要存储的最大的能量值为:

$$E_{L_max} = \frac{1}{2} * L * (I_{\max_p} + \frac{\Delta I}{2})^2 = 0.2J \quad (2-7)$$

则面积 AP 的值为,

$$AP = \frac{2 * E_{L_max}}{B_m * K_u * J_c} = 24.7 \text{ cm}^4 = A_e * A_w \quad (2-8)$$

式 (2-8) 中, B_m 为工作磁感应强度, 对于铁粉末磁心材料, 一般取 $0.6 \sim 1\text{T}$, K_u 为窗口利用系数, 对于磁环来说, 一般选择 $0.3 \sim 0.5$, J_c 为电流密度, 一般选择 $3 * 10^6 \sim 6 * 10^6 \text{ A/m}^2$ 。 A_e 为磁芯的有效截面积, A_w 为磁芯窗口面积。

由于本文采用的电感绕法是双环并绕模式, 这可以大大减小电感的体积, 增加变换器功率密度。绕制方法如图 2.3 所示。将两个完全相同的磁环上下叠放, 然后将励磁线各绕一侧, 构成两个耦合电感。可以看到, 对于任一电感来说, 磁芯的有效截面积是翻倍的, 但窗口面积是不变的。

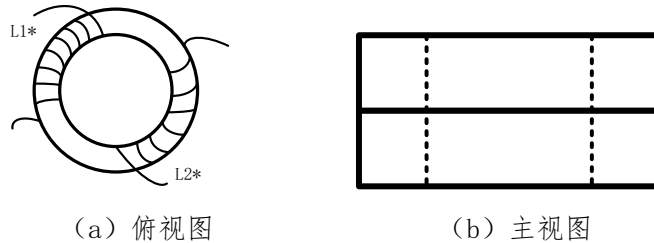


图 2.3 双环并绕电感示意图

因此, 在利用 AP 法进行计算时, 应该将磁芯的 A_e 乘 2。参考磁芯的数据手册, 选择 Magnetics 的 High Flux C058110A2 磁环。

PFC 电感双环并绕后, 可以看成是由两个差模电感耦合而成的。由于磁环耦合的漏磁小, 几乎可以忽略, 因此可以近似认为耦合系数为 1, 那么单个线圈其电感量为 $L_1 = \frac{L}{4}$ 。

由于等效的电感系数 A_L 其正比于 A_e , 反比于磁路长度 L_e , 而双环并绕可以使 A_e 增大为原来的两倍。因此, 在计算时需要对 A_L 进行修正, 则计算单个线圈的匝数为,

$$N = \text{ceil}(\sqrt{\frac{L_1}{2 * A_L * 10^{-3}}}) = 28 \quad (2-9)$$

因为 PFC 的开关频率仅 50kHz , 所以可以不考虑肌肤深度。

选择线径为 $d_l = 0.2\text{mm}$ 的漆包线作为电感绕组。根据最大电流与电流密度, 计算漆包线股数为,

$$S = \frac{(I_{\max_p} + \frac{\Delta I}{2})}{J_c * \pi * (\frac{d_l}{2})^2} = 162 \quad (2-10)$$

出于标准化设计的考虑，选择 $S_l = 180$ 股的漆包线作为电感绕组。

下面对设计的电感进行工况校验，判断 PFC 电感是否饱和。

直流部分最大磁感应强度 B_{m_dc} 为

$$B_{m_dc} = \frac{2\mu\mu_0 I_{\max_p} N}{L_e} = 0.83T \quad (2-11)$$

交流部分最大磁感应强度 B_{m_ac} 为

$$B_{m_ac} = \frac{\mu\mu_0 \Delta I N}{L_e} = 0.06T \quad (2-12)$$

因此，所设计电感的最大磁感应强度 B_m 为

$$B_m = B_{m_ac} + \frac{B_{m_dc}}{2} = 0.86T \quad (2-13)$$

对照图 2.4 可以看出，选择的磁芯的相对磁导率为 60，设计的 PFC 电感在此工况下，并没有达到饱和。

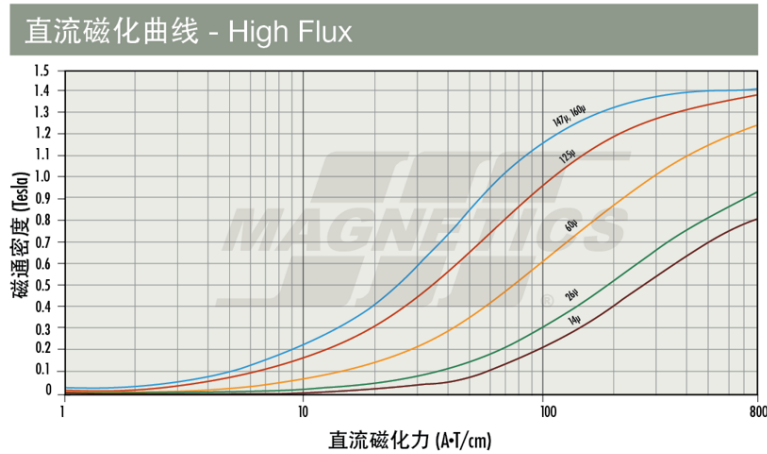


图 2.4 磁导率-直流偏置曲线

最后，需要对上述设计的 PFC 电感继续核算窗口利用率 K_u 、铁损 P_{Fe} 和铜损 P_{Cu} 等，若计算得到的损耗偏大，需要不断地对先前的参数进行微调，最后设计出合适的电感：

$$K_u = \frac{S_l \pi \left(\frac{d_l}{2}\right)^2 N}{A_w \times 10^{-4}} = 0.18 \quad (2-14)$$

$$P_{Fe} = 2 * K_f^\alpha (B_{m_ac})^\beta V_e = 6.3W \quad (2-15)$$

$$P_{Cu} = 2 * \frac{4\rho_{Cu} l_{MLT}}{S_l \pi d_l^2} N I_{\max_RMS}^2 = 10.17W \quad (2-16)$$

其中，参数 K 、 α 、 β 可以依据所选的磁芯，查阅磁芯手册得到对应的数值； V_e 指磁芯体积； ρ_{Cu} 指铜的电阻率； l_{MLT} 指选择的磁芯，其绕一匝线需要的长度。

综上所述，本文设计的 PFC 电感的规格如表 2.1 所示：

表 2.1 PFC 电感规格

磁芯	High Flux C058110A2；双环并绕
L ₁ 绕组	28 匝，0.2mm 漆包线：180 股
L ₂ 绕组	28 匝，0.2mm 漆包线：180 股
差模电感总电感量	448μH

2.2.3 母线电容设计

为了确保后级的 LLC 变换器的输入的稳定性，需要利用母线端的电解电容对 PFC 变换器输出的固定存在的 100Hz 的纹波进行能量缓冲，。

现在只考虑电路中的基波成分，忽略电路中存在的开关纹波，忽略电路中的损耗，假设输入电压为 $V_m \sin(\omega t)$ ，若变换器校正恰当，则其输入电流的表达式为 $I_m \sin(\omega t)$ ，其中 $\omega = 2\pi * 50$ ，PFC 变换器的输出瞬时功率如式 2-17 所示：

$$P_o(t) = V_m \sin(\omega t) \cdot I_m \sin(\omega t) = \frac{V_m I_m}{2} + \frac{V_m I_m}{2} \cos(2\omega t) \quad (2-17)$$

可以从式 2-17 看到， $\frac{V_m I_m}{2}$ 为变换器的直流分量，是系统稳定时的平均输出功率，而 $\frac{V_m I_m}{2} \cos(2\omega t)$ 是交流分量，是功率的脉动成分，这一部分需要电容对其进行缓冲。流过 PFC 变换器的母线电容部分的瞬时功率如式 2-18 所示

$$P_C(t) = \frac{V_m I_m}{2} \cos(2\omega t) = P_e \cos(2\omega t) \quad (2-18)$$

其中， $P_e = 3300W$ ，近似认为电容上的电压是恒定的， $V_{bus} = 400V$ ，那么流

过电容支路的电流可以表示为

$$i_c(t) = \frac{P_e \cos(2\omega t)}{V_{bus}} \quad (2-19)$$

电容上存在周期为 100Hz 的电流脉动, 下面将对电容上的电荷变化最大值进行计算, 利用基础的电流和电荷的关系式可以得到

$$\Delta Q_{\max} = \max\left(\int_{t_0}^{t_0 + \frac{T}{4}} \frac{P_e \cos(2\omega t)}{V_{bus}} dt\right) = \frac{P_e}{\omega V_{bus}} = 0.02626C \quad (2-20)$$

其中, $T = \frac{2\pi}{\omega}$ 。变换器满载工作时, 希望设计的变换器其母线电压的波动不超过 7%, 即 ΔV_{bus} 最大为 28V, 计算可以得到所需要的电容量为

$$C_{bus} = \frac{\Delta Q_e}{\Delta V_{bus}} = \frac{0.02626}{28} = 938\mu F \quad (2-21)$$

因为母线电压的额定值为 400V, 选择 450V 系列的电解电容作为母线端的电容。在工程应用中, 直流母线电容一般会选择电解电容。综合考虑损耗、体积、寿命、价格等一系列地因素后, 最终选用 EPCOS 公司的 B43508A5567M062 的电解电容作为 PFC 变换器母线端的输出电容, 并采用两个 560 μ F 的电容进行并联。

查找该型号的电容的数据手册可以看到, 该型号的电容对于 100Hz 的电压纹波, 其在 20°C 时的等效串联电阻为 220m Ω 。选择两个电容并联的设计可以减小线路上的 ESR, 达到减小电容上的损耗的目的。

下面计算电容的最大允许电流是否符合要求。此型号的电容其额定电流在 60°C 时交流有效值的最大允许值为 5.62A, 85°C 时交流有效值的最大允许值为 4.2A。需要保证流过电解电容的脉动电流不超过电容额定的最大值。计算流过电容的电流如式 2-22 所示。

$$i_c(t) = \frac{p_e \cos(2\omega t)}{V_{bus}} = 8.25 \cos(2\omega t) \quad (2-22)$$

因为本文选择了两个母线电容进行并联, 所以电流脉动被均分, 每个电容流过的电流有效值的最大值为 $I_{\max_RMS} = 2.92A$, 因此电流指标是符合要求的, 可以认为本文选择的电容是符合设计要求的。

2.2.4 开关管选取

在进行无桥 Boost PFC 变换器开关管的选择时,需要对耐压等级、电流容量、开关速率、导通性能、产品价格等因素进行综合考虑。

在进行器件选取时,考虑到 IGBT 的成本要低于 MOSFET 开关管,并且损耗要明显低于 MOSFET,且新一代的英飞凌公司的 IGBT 易于驱动,便于系统的设计,因此,在开关器件选择时,选择 IGBT。

开关管的耐压与耐流值将大大影响系统的可靠性。对于本文设计的无桥 Boost PFC 变换器来说,其交流输入电压的有效值 V_{in_RMS} 的范围为 85~265V,其母线电压 V_{bus} 为 400V,母线电压的保护值 V_{bus_p} 为 430V。但是在实际的工程应用当中,需要考虑留有一定的裕量,选择其为 $\alpha = 50\%$,因此,开关管应该选定的耐压值为

$$V_{max} = V_{bus_p}(1 + \alpha) = 645V \quad (2-23)$$

设计的变换器的输入最大电流的有效值 I_{max_RMS} 为

$$I_{max_RMS} = \frac{P_o}{V_{in_min_RMS} * \eta} = 19.44A \quad (2-24)$$

再考虑到需要留有一点裕量,选择开关管与二极管的耐流值不低于 21A。

无桥 Boost PFC 变换器工作时,开关管与二极管在选型时需要有较快的工作速度,但 IGBT 的体二极管速度没有要求,且在选型时需要考虑其耐压耐流值。

综上所述,本文设计的变换器最终选择了 Infineon 公司的功率 IGBT 管 AIKW50N65DF5,二极管为 Infineon 公司的 SiC 二极管 AIDW40S65C5。

2.3 电路损耗分析

下面将以半个工频周期为例,对无桥 Boost PFC 的工作情况进行分析。假设半个工频周期内的开关周期数为 n ,依据 Boost PFC 的工作原理,可以得到第 k 个开关周期电路的电感电流 $I_L(k)$ 、平均输入电压 $U_{in}(k)$ 、占空比 $D(k)$ 、电感电流纹波为 $\Delta I_L(k)$:

$$I_L(k) = I_p \left| \sin\left(\frac{2k\pi}{n}\right) \right| \quad (2-25)$$

$$U_{in}(k) = U_p \left| \sin\left(\frac{2k\pi}{n}\right) \right| \quad (2-26)$$

$$D(k) = \frac{U_o - U_{in}(k)}{U_o} \quad (2-27)$$

$$\Delta I_L(k) = \frac{U_{in}(k)D(k)}{L(k)f_s} \quad (2-28)$$

其中, $L(k)$ 为第 k 个开关周期的电感感量。 I_p 为 PFC 变换器输入电流的峰值, U_p 为电网侧 PFC 变换器输入电压的峰值, U_o 为 PFC 变换器的输出母线电压, f_s 为变换器工作的开关频率。

PFC 变换器的电流是不断变化的, 而相对磁导率随着磁场强度的增大而减小, 而磁场强度又与电流相关, 因此电流的变化将会影响 PFC 变换器的电感感量。

$$L(k) = L\mu(k) \quad (2-29)$$

$$\mu(k) = \frac{l_e^c}{al_e^c + 2^c bN^c I_L(k)^c} \quad (2-30)$$

可以查阅磁芯手册得到 a 、 b 、 c 的值。上式中, l_e 为有效磁路长度, $\mu(k)$ 为第 k 个开关周期的相对磁导率。 L 为初始电感感量。

下面以交流输入周期的正半周为例对电路中存在的损耗进行分析。可以计算, 第 k 个开关周期 (即 $[\frac{k-1}{2n}T_s \sim \frac{k}{2n}T_s]$ 时间内), 流经开关管 G_1 的电流 $i_{G_k}(t)$ 和其平均值 $I_{G_AVE}(k)$ 分别为

$$i_{G_k}(t) = I_L(k) - \frac{\Delta I_L(k)}{2} + \frac{\Delta I_L(k)}{D(k)} f_s t \quad (2-31)$$

$$I_{G_AVE}(k) = I_L(k) \quad (2-32)$$

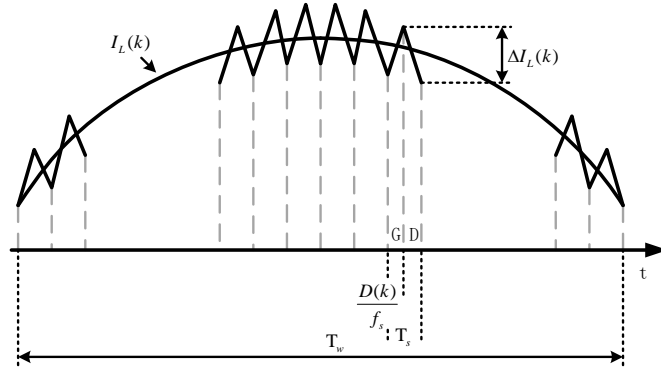


图 2.5 PFC 工作电感电流波形

同样的，第 k 个开关周期，流经二极管 D_1 的电流 $i_{D-k}(t)$ 与其平均值 $I_{D-AVE}(k)$ 分别为：

$$i_{D-k}(t) = I_L(k) + \frac{\Delta I_L(k)}{2} - \frac{\Delta I_L(k)}{D(k)} f_s t \quad (2-33)$$

$$I_{D-AVE}(k) = [1 - D(k)] I_L(k) \quad (2-34)$$

第 k 个开关周期，流经开关管 G_2 的反并联二极管的电流表达式 $i_{GD-k}(t)$ 为：

$$i_{GD-k}(t) = I_L(k) \quad (2-35)$$

2.3.1 二极管损耗

在考虑二极管损耗时，主要需要考虑的部分是二极管的正向导通损耗、正向开通损耗、反向稳态损耗以及关断损耗，下面将对上述损耗进行分析。

虽然二极管在开通时动态压降要比稳态压降高，但是由于开通时电流缓慢上升，因此为了计算的方便性，可以近似的认为开通损耗与稳态导通损耗一致，不单独对其进行计算。

对于无桥 Boost PFC 变换器的整流二极管而言，其在一个完整的工频周期内只有一半周期是导通的，因此其正向导通损耗 P_{D-f} 可以表示为

$$P_{D-f} = \frac{1}{2n} \sum_{k=1}^{2n} I_{D-AVE}(k) U_{D-f} \quad (2-36)$$

其中， I_{D-AVE} 为二极管导通时流过的电流的平均值， U_{D-f} 为二极管的正向导通压降。

通过查阅开关管 AIDW40S65C5 的数据手册可以发现，二极管的导通压降

U_{D-f} 与工况相关, 可以修正为

$$U_{D-f} = U_{th}(T_j) + R_{diff}(T_j) * I_{D-AVE} \quad (2-37)$$

由于本文选择的二极管的反向恢复特性良好, 几乎没有反向恢复电流, 因此关断损耗、反向稳态损耗可以被忽略。

2.3.2 开关管损耗

同样地, 开关管的损耗也可以分为正向导通损耗、反并联二极管的损耗以及开关损耗。

在无桥 Boost PFC 变换器中的 IGBT, 其在一个完整的工频周期内的正向导通损耗 P_{G-f} 的值为

$$P_{G-f} = \frac{1}{2n} \sum_{k=1}^{2n} I_{G-AVE}(k) V_{CE} \quad (2-38)$$

其中, V_{CE} 是 IGBT 正向导通时的压降, 其与 IGBT 的工作温度、驱动电压、导通电流 I_G 均有关, 随着电流的增加, 其会增大, 随着温度的升高, 其也会增大。需要在计算的时候对它进行修正。

下面对 IGBT 在第 k 个开关周期的开通损耗 $P_{G-on}(k)$ 和关断损耗 $P_{G-off}(k)$ 进行计算

$$P_{G-on}(k) = \frac{U_o [I_L(k) - \frac{1}{2} \Delta I_L(k)] t_r}{2T_s} \quad (2-39)$$

$$P_{G-off}(k) = \frac{U_o [I_L(k) + \frac{1}{2} \Delta I_L(k)] t_f}{2T_s} \quad (2-40)$$

其中, t_r 为 IGBT 管的开通时间, t_f 为 IGBT 管的关断时间。

因此, 在整个工频周期内单个开关管的开关损耗为

$$P_{G-s} = \frac{1}{2n} \sum_{k=1}^{2n} [P_{G-on}(k) + P_{G-off}(k)] \quad (2-41)$$

在无桥 Boost PFC 变换器中一个周期的 IGBT 的反并联二极管的导通损耗 P_{GD-f} 为

$$P_{GD_f} = \frac{1}{2n} \sum_{k=1}^{2n} I_L(k) U_{GD_f} \quad (2-42)$$

其中, U_{GD_f} 为 IGBT 的反并联二极管正向导通压降。

由于 IGBT 的反并联二极管切换地频率为工频, 所以反并联二极管地开关损耗可以忽略。

2.3.3 电感损耗

电感的损耗主要包括铜损 (P_{Cu}) 和铁损 ($P_{Fe}(k)$), 其分别为

$$P_{Cu} = 2 * \frac{4\rho_{Cu} l_{MLT}}{S_l \pi d_l^2} N I_{\max_RMS}^2 \quad (2-43)$$

$$P_{Fe} = 2 * K f_s^\alpha [B_{ac}(k)]^\beta V_e \quad (2-44)$$

2.3.4 母线电容损耗

电容上会产生由其 ESR 导致的不可忽略的损耗, 其计算公式为

$$P_C = \frac{I_{C_RMS}^2 R_{ESR}}{N_C} \quad (2-45)$$

其中, R_{ESR} 是电容的 ESR 电阻的阻值, 而 N_C 是并联的电容的个数, $I_{C_RMS}^2$ 是电容电流纹波地有效值。由 2.2 的分析可知, 其为

$$I_{C_RMS} = \frac{P_o}{\sqrt{2} V_{bus}} \quad (2-46)$$

2.3.5 损耗分析

根据上述讨论, 利用 MathCAD 对 220Vac 输入, 400Vbus 输出, 3300W 工况下的无桥 Boost PFC 变换器的损耗进行计算, 可以得到损耗分布图如图 2.6 所示。

可以看到, PFC 的主要损耗集中在开关管、电感铜损和二极管损耗上。因此在布局上, 需要考虑电感和开关管的散热问题, 在测试中也要时刻关注开关管的温度, 防止开关管由于过热而导致电路的损坏。图中标注的 PFC 变换器的损耗总和为 51.85W, 在 3300W 的工况下, 效率可以达到 98.4%, 符合设计的要求。

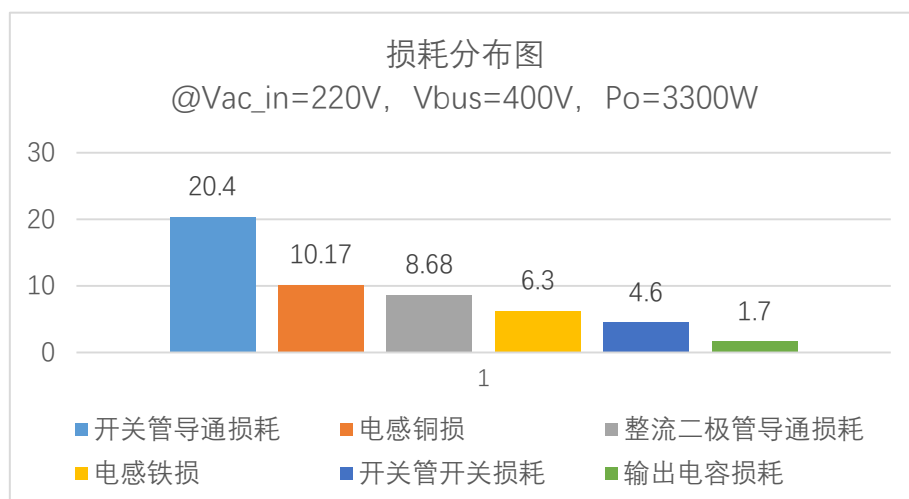


图 2.6 损耗分布柱状图

2.4 本章小结

本章首先对无桥 Boost PFC 变换器进行了介绍，包括其原理和拓扑。然后依据设计的要求，针对无桥 Boost PFC 的变换器，提出了主电路的参数设计，包括了开关频率的选择、耦合电感的设计、母线电容的设计以及开关管的选取。随后对无桥 Boost PFC 变换器的损耗进行了详细的分析，最终给出了本文设计的无桥 Boost PFC 变换器的损耗分布柱状图，理论上分析可得，文本设计的变换器的效率在满载时可以高达 98.4%。

3 全桥 LLC 谐振电路研究与设计

3.1 电路拓扑与工作原理

软开关技术通过电路的变换使得开关管两端的电压电流没有重叠区域，这样就减小了开关损耗，进而实现变换器效率的提升。LLC 技术是软开关技术的一种。

本文采用的 LLC 的拓扑如图 3.1。谐振腔由励磁电感 L_m 、谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 组成，变压器为 T，其匝比为 $n:1$ 。原边逆变桥由开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 构成，其反并联二极管为 $Q_{1D} \sim Q_{4D}$ ，其输出电容为 $Q_{1C} \sim Q_{4C}$ ，副边二极管为 $D_1 \sim D_4$ 。

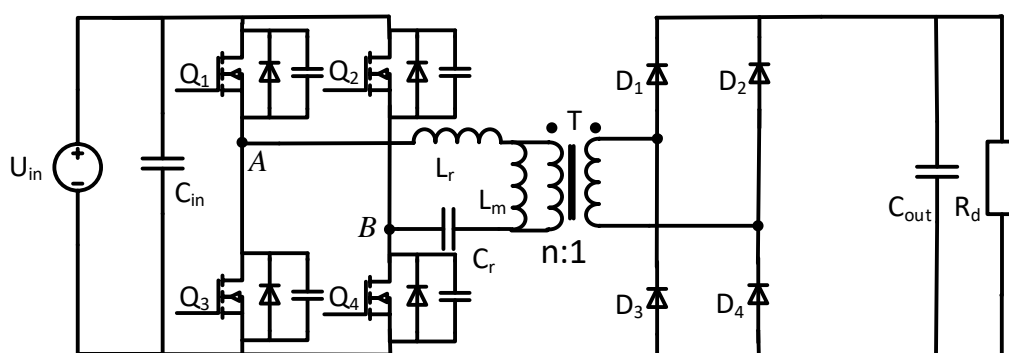


图 3.1 全桥 LLC 谐振变换器拓扑

为了简化分析，对全桥 LLC 谐振变换器做如下的假设：

- 1、分析的器件彼此性能一致。
- 2、输入电容 C_{in} 及输出电容 C_{out} 足够大，输入输出的电压恒定，不考虑纹波。
- 3、忽略电路寄生参数的影响，所有元件都是理想元件。

全桥 LLC 谐振电路根据工作频率点的不同，分为三个状态，分别为过谐振、谐振点和欠谐振的状态。下面对各个状态进行分析。

3.1.1 欠谐振状态

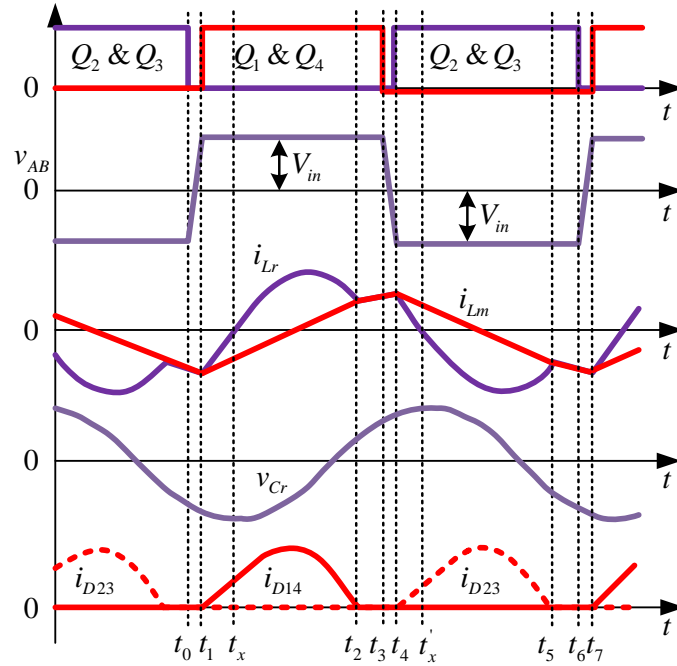


图 3.2 全桥 LLC 谐振变换器欠谐振点工作波形

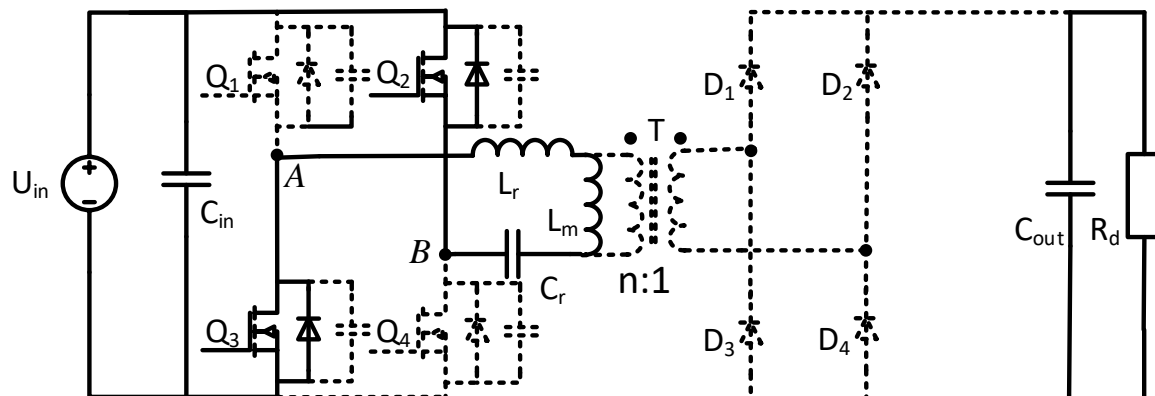
状态 0 $[t_0$ 前], 开关管 Q_2 和 Q_3 导通, L_m 、 L_r 和 C_r 组成谐振回路。副边的整流桥二极管截止。输出电容 C_{out} 向负载端供电。

状态 1 $[t_0-t_1]$, 开关管 Q_2 和 Q_3 关断, 由于 L_m 的感量很大, 且这个状态持续时间短, 可近似认为, 这个状态下, 谐振电流不变, 其对 Q_{1C} 、 Q_{4C} 进行放电, 而对 Q_{2C} 、 Q_{3C} 进行充电。当 Q_{1D} 、 Q_{4D} 导通后, 开关管 Q_1 、 Q_4 实现零电压开通。为实现 Q_1 、 Q_4 的零电压开通, 其控制信号需要在 i_r 由负变正之前给出。

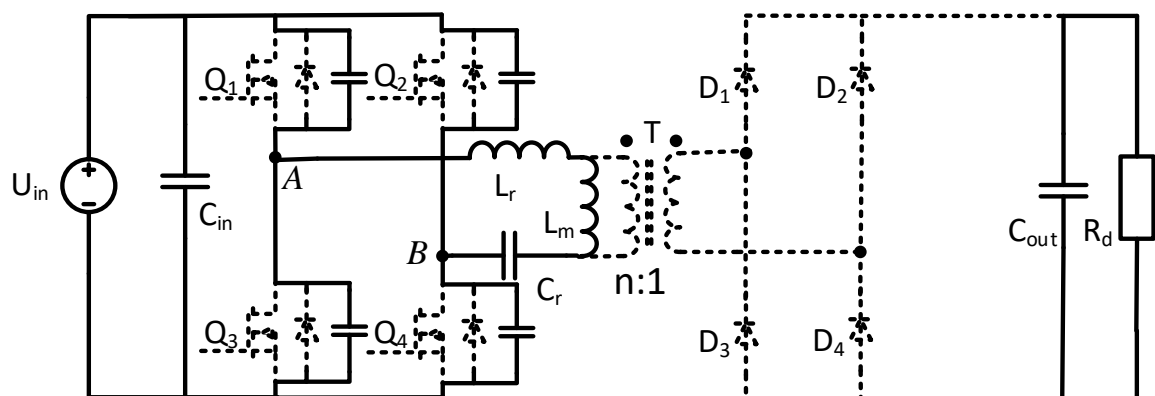
状态 2 $[t_1-t_2]$, t_1 时刻, Q_1 、 Q_4 开通, v_{AB} 电压为 V_{in} , 谐振电流大于励磁电流, 副边的输出二极管 D_1 、 D_4 导通, 变压器被输出电压钳位。 L_r 和 C_r 组成谐振回路。

状态 3 $[t_2-t_3]$, t_2 时刻副边二极管 D_1 、 D_4 零电流关断。 L_m 、 L_r 和 C_r 组成谐振回路。

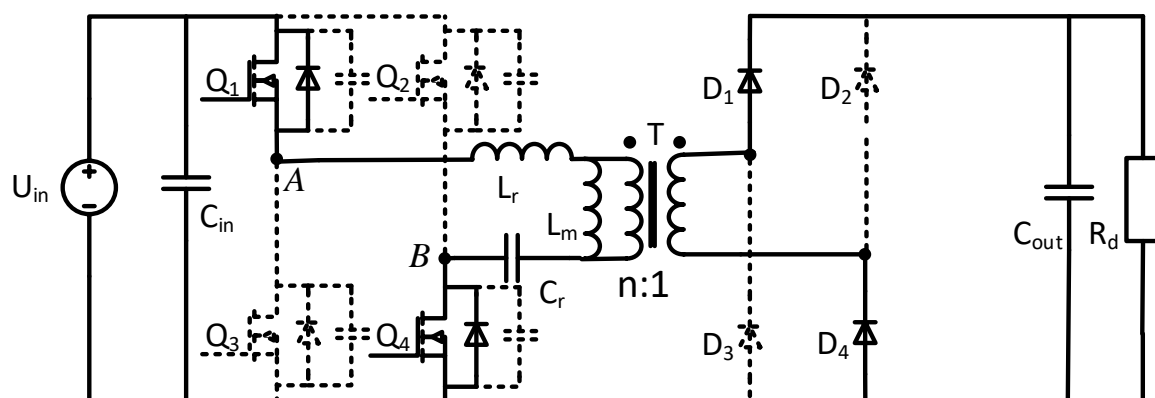
状态 4 $[t_3-t_4]$, 状态 5 $[t_4-t_5]$ 均与前面地状态类似, Q_1 、 Q_4 关断, v_{AB} 电压为 $-V_{in}$, 这里不再赘述。



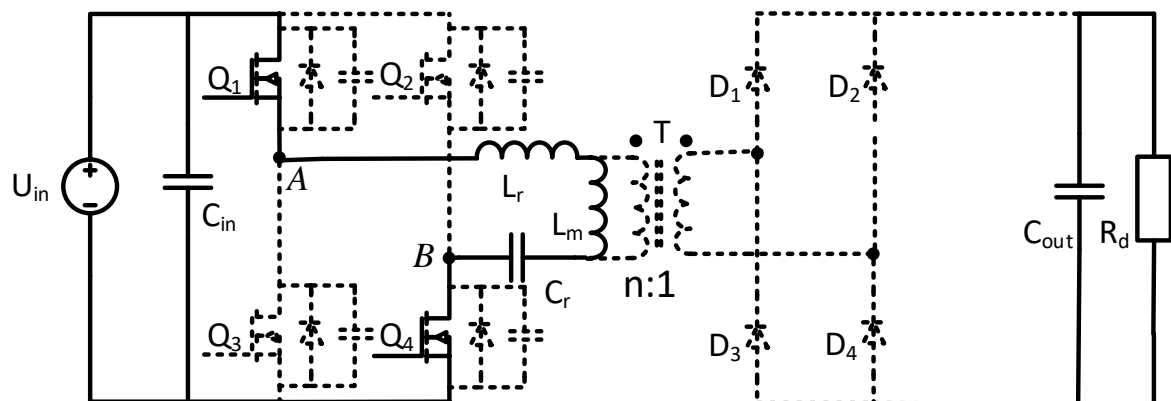
状态 0 [t_0 前]



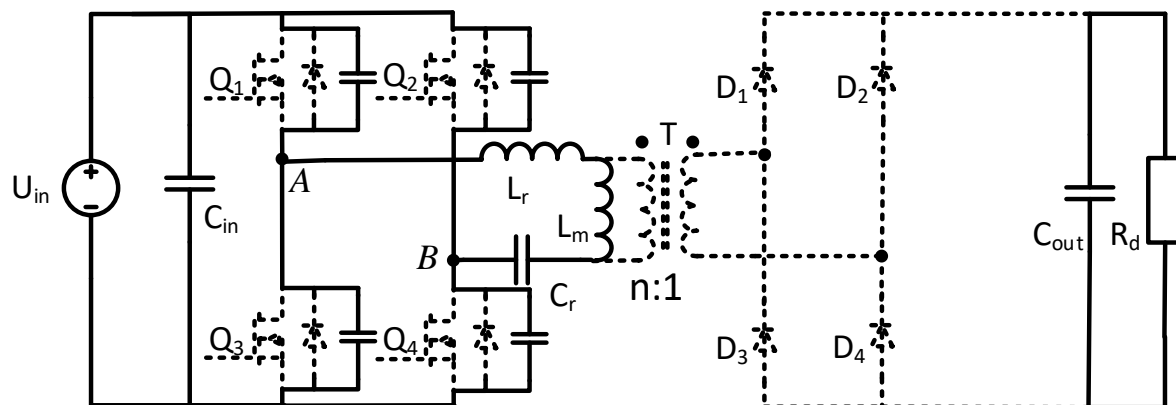
状态 1 [$t_0 - t_1$]



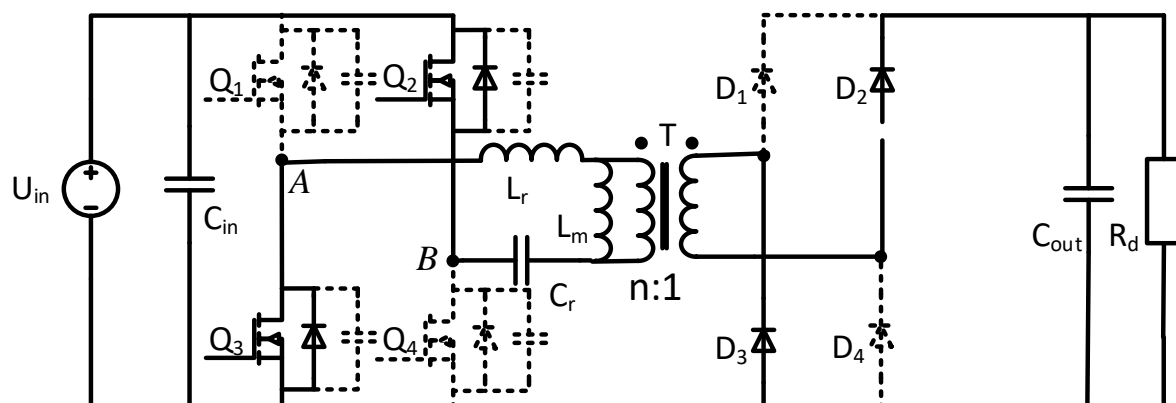
状态 2 [$t_1 - t_2$]



状态 3 [$t_2 - t_3$]



状态 4 [$t_3 - t_4$]



状态 5 [$t_4 - t_5$]

图 3.3 全桥 LLC 谐振变换器欠谐振点工作模式

3.1.2 谐振状态

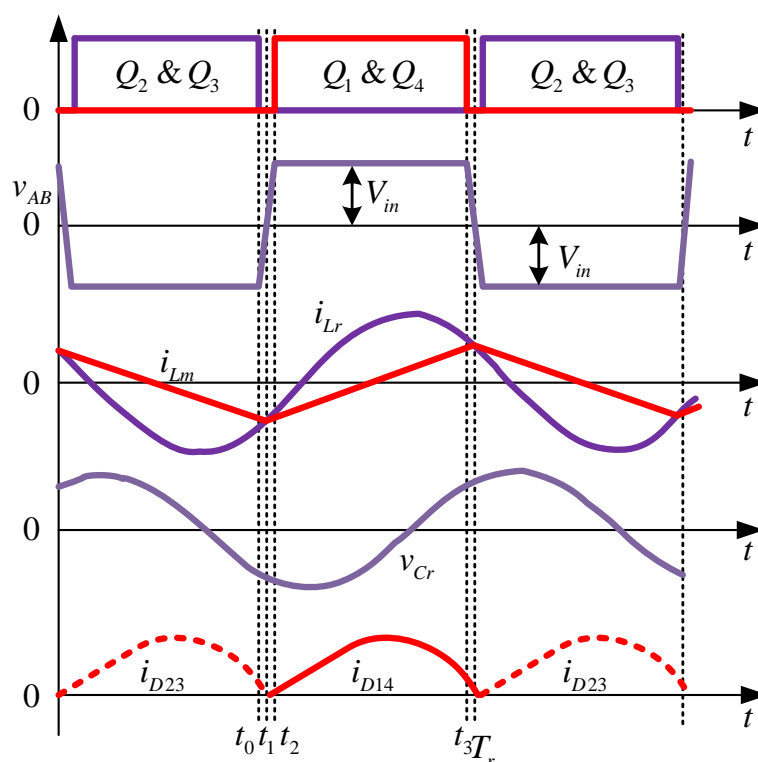


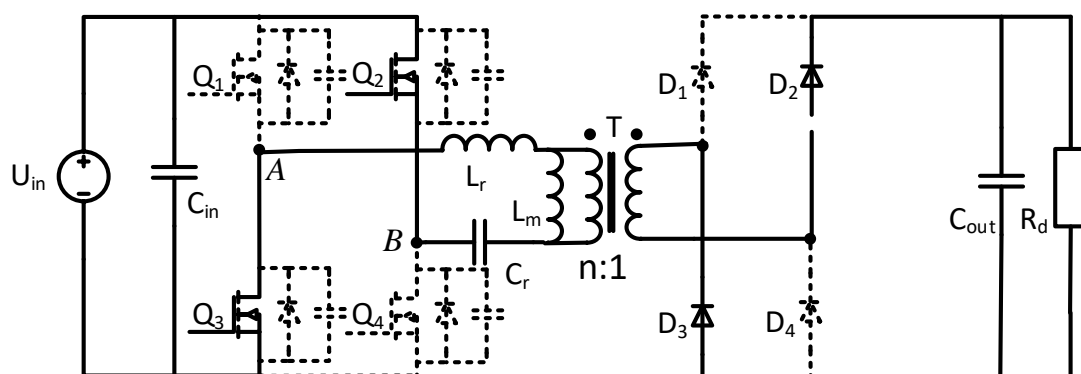
图 3.4 全桥 LLC 谐振变换器谐振点工作波形

状态 0 $[t_0$ 前], 开关管 Q_2 和 Q_3 导通, L_r 、 C_r 组成谐振回路。副边二极管 D_2 、 D_3 导通, 变压器被输出钳位。

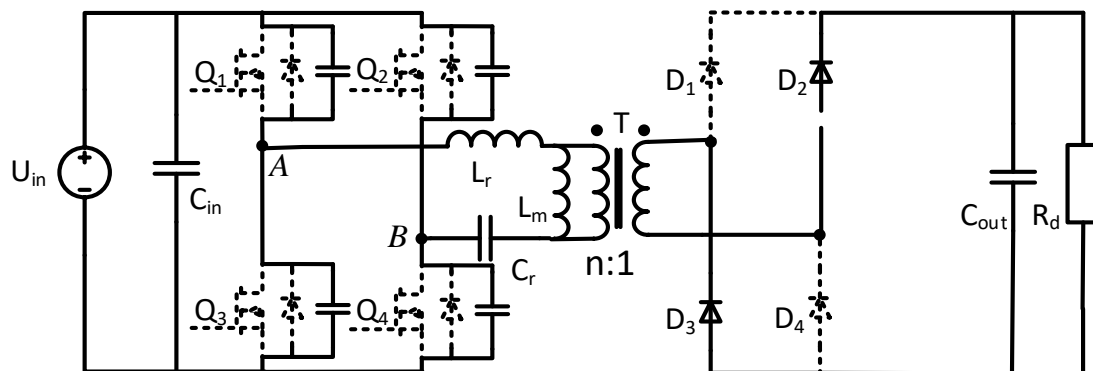
状态 1 $[t_0 - t_1]$, 开关管 Q_2 和 Q_3 关断, 谐振电流对 Q_{1c} 和 Q_{4c} 进行放电, 而对 Q_{2c} 和 Q_{3c} 进行充电。

状态 2 $[t_1 - t_2]$, t_1 时刻, 副边的输出二极管实现从 D_2 、 D_3 向 D_1 、 D_4 换流, 变压器被输出电压钳位。

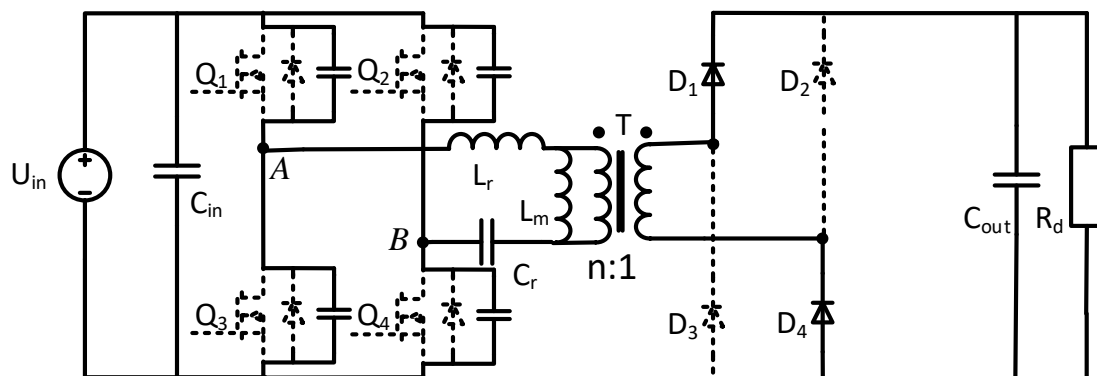
状态 3 $[t_2 - t_3]$, t_2 时刻, Q_1 和 Q_4 开通, v_{AB} 电压为 V_{in} , 谐振电流大于励磁电流, 副边的输出二极管 D_1 、 D_4 继续导通, 变压器被输出电压钳位。



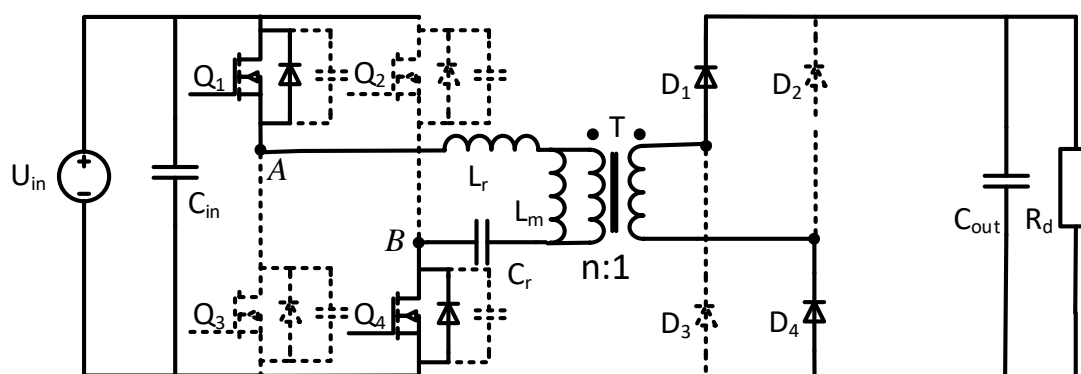
状态 0 [t_0 前]



状态 1 [$t_0 - t_1$]



状态 2 [$t_1 - t_2$]



状态 3 [$t_2 - t_3$]

图 3.5 全桥 LLC 谐振变换器谐振点工作模式

3.1.3 过谐振状态

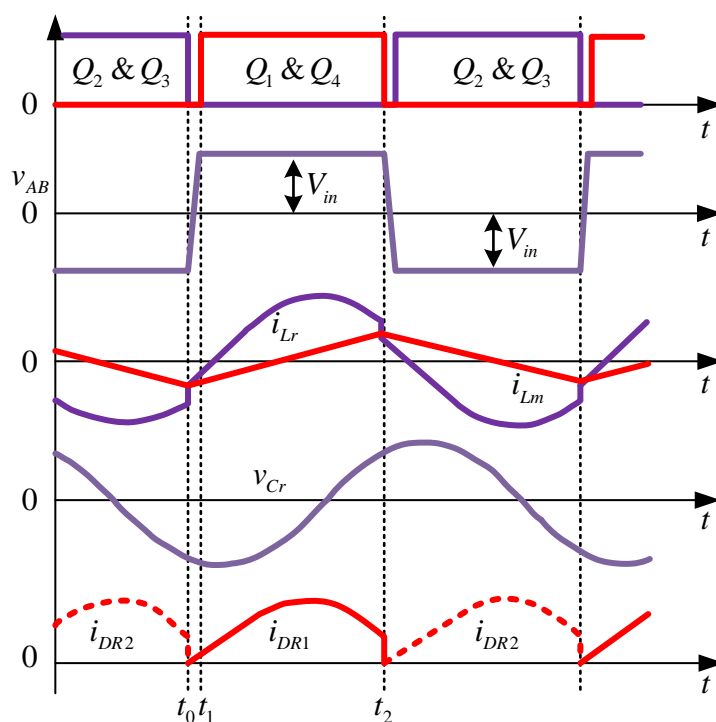
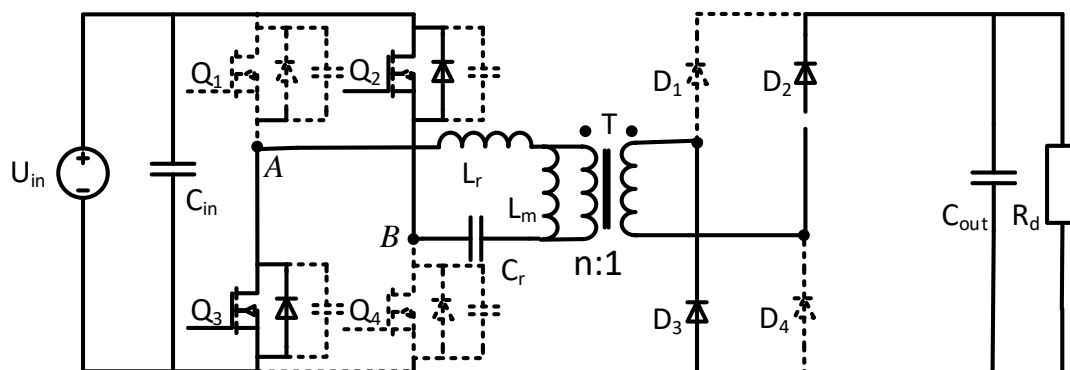


图 3.6 全桥 LLC 谐振变换器过谐振工作波形

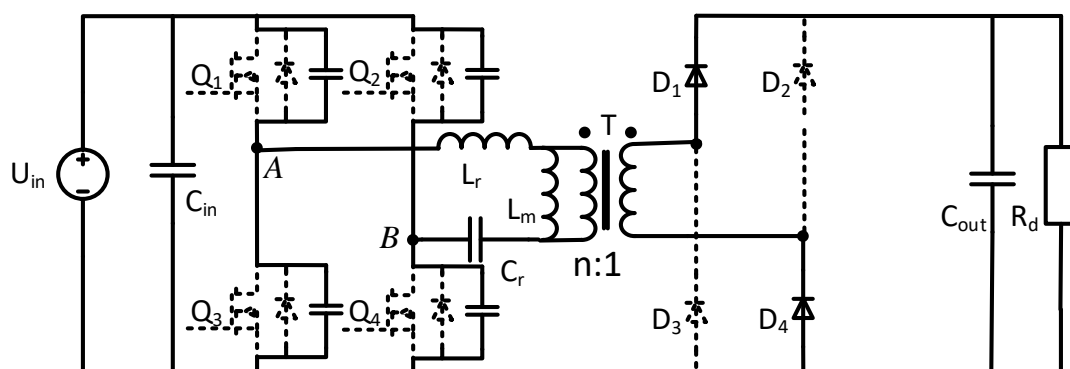
状态 0 [t_0 前], 开关管 Q_2 和 Q_3 导通, L_r 、 C_r 组成谐振回路。副边二极管 D_2 、 D_3 导通, 变压器被输出钳位。

状态 1 [$t_0 - t_1$], 开关管 Q_2 和 Q_3 关断, 谐振电流对 Q_{1C} 和 Q_{4C} 进行放电, 对 Q_{2C} 和 Q_{3C} 进行充电。

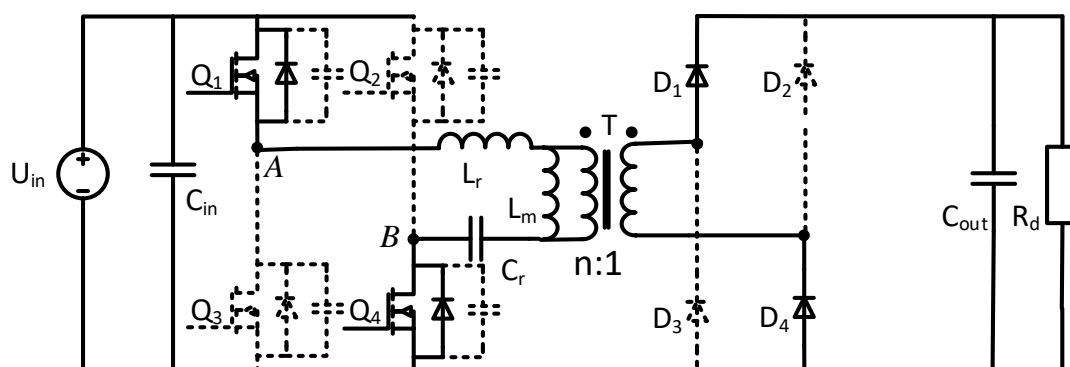
状态 2 $[t_1-t_2]$, t_1 时刻, Q_1 和 Q_4 开通, v_{AB} 电压为 V_{in} , 谐振电流大于励磁电流, 副边的输出二极管 D_1 、 D_4 继续导通, 变压器被输出电压钳位。



状态 0 $[t_0 \text{ 前}]$



状态 1 $[t_0-t_1]$



状态 2 $[t_1-t_2]$

图 3.7 全桥 LLC 谐振变换器谐振点工作模式

3.1.4 LLC 输出电压增益分析

根据文献[78], 可以基于 FHA (First Harmonic Approximation) 得到, 在占空比恒定变频率的调制方式下, 全桥 LLC 的输出增益公式为

$$G(f_n) = \frac{1}{\sqrt{[1 + \frac{1}{k}(1 - \frac{1}{f_n^2})]^2 + Q^2(f_n - \frac{1}{f_n})^2}} \quad (3-1)$$

其中, $k = \frac{L_m}{L_r}$, $f_n = \frac{f_m}{f_r}$, f_s 为开关频率, f_r 为谐振频率, $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$,

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_e}, \quad R_e = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o。$$

可以看到, 式 (3-1) 中, 输出增益仅与谐振频率 f_r 、 k 、 Q 相关, 当这些参数确定后, 就可以确定电压输出范围了。画出 k 、 Q 不同的条件下, 电路满载时, 电压增益随频率变化的关系如图 3.8 所示^[91]。

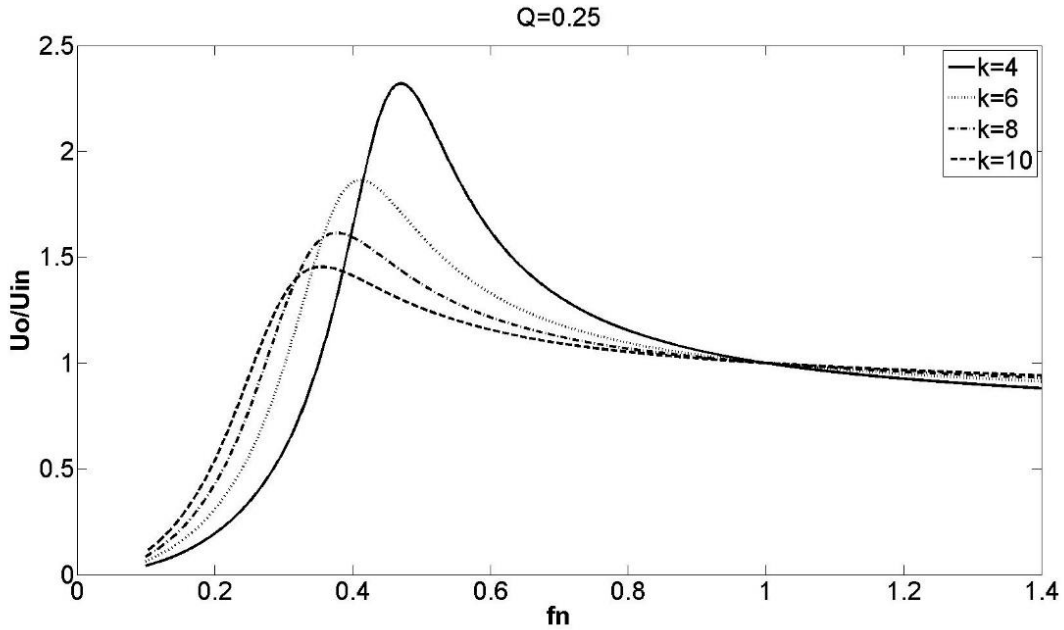


图 3.8 不同 k 值全桥 LLC 电压增益 (Q 为 0.25)

k 值的减小将导致输出电压范围的增大和开关频率范围的减小。但只有增大 L_r 或者减小 L_m 才能导致 k 值的减小。 L_r 太大将导致充电机的功率密度的减小; L_m 太小则意味着电路效率的降低^[90]。但是 k 越大, 电压增益曲线趋于平坦, 需要较大的频率范围去实现宽范围的电压输出, 但是, 开关频率范围太宽将导致电路效率降低。所以 k 值的选择需要折中地考虑。

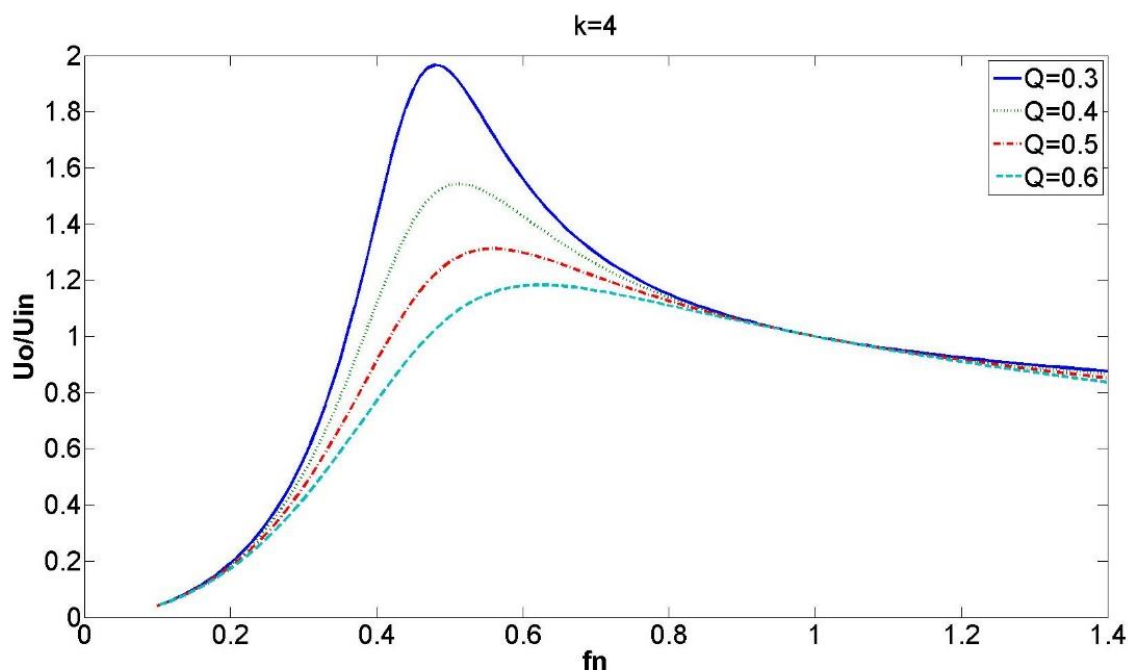


图 3.9 不同 Q 值全桥 LLC 电压增益曲线 ($k=4$)

从图 3.9 可以看出, Q 越大 (就是负载阻值越大的情况下), 变换器在低频条件下的输出电压范围越窄; Q 越小则反之。

同时, 文献[79]提出, 副边二极管的结电容将对 LLC 输出电压的增益造成影响, 主要表现在高频情况下将出现电压漂高的现象, 即增益将高于上图的设定值。副边二极管输出结电容、轻载、高频都可能导致输出增益的变化。在参数设计时, 需要提前考虑到副边二极管的选型, 防止轻载时可能出现的电压漂高现象。

3.2 主电路参数设计

3.2.1 参数设计流程

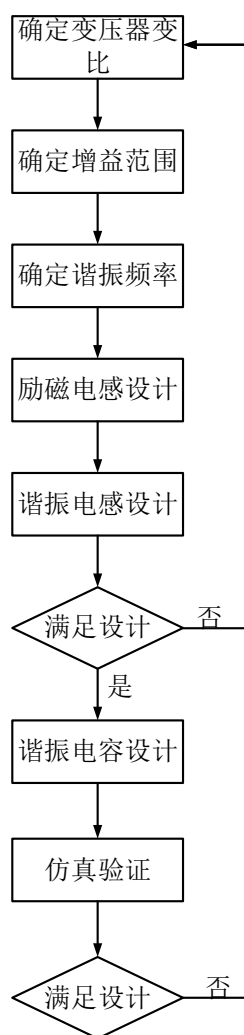


图 3.10 LLC 变换器参数设计流程

本文中,LLC 变换器的设计过程如图 3.10 所示。利用 LLC 的输入输出关系,确定设计的变压器的匝比,并确定 LLC 变换器的增益范围。接着,确定 LLC 变换器的谐振频率,然后根据电路的工况,确定 LLC 变换器的励磁电感。再利用 LLC 变换器的 k 参数,确定其谐振电感。若找不到合适的参数,则需要重新进行之前的设计。然后,根据谐振频率与谐振电感、谐振电容的关系,确定谐振电容。最后,对设计的变换器进行验证,如果没有涵盖所有的工况,则需要重新进行设计。

3.2.2 谐振参数设计

1. 变压器匝比确定

由于本文设计的变换器,其输出电压的范围为 200V~400V,功率范围为 500W~3300W,其输出电压和输出功率的跨度非常大,从增益曲线上可以看到,

LLC 变换器在高频段的增益曲线相当平坦, 因此, 在匝比确定时, 需要尽量将谐振点的增益减小, 使得 LLC 变换器的工作频率不过高, 且尽量不进入 Burst Mode。因此, 最终确定 LLC 变换器在谐振点的输出电压为 $U_{o_slc} = 260V$ 。因此, LLC 变换器的匝比为

$$n = \frac{U_{in}}{U_{o_slc}} = \frac{400}{260} = 1.5 \quad (3-2)$$

2. 增益范围确定

本文设计的 LLC 变换器, 其归一化后的最大增益 G_{max} 与最小增益 G_{min} 分别为

$$G_{max} = \frac{nU_{o_max}}{U_{in}} = 1.5 \quad (3-3)$$

$$G_{min} = \frac{nU_{o_min}}{U_{in}} = 0.75 \quad (3-4)$$

3. 谐振频率确定

谐振频率直接决定工作频率范围。工作频率的提高可以减小体积, 但是也会增大损耗。同时, 由于开关器件本身性能地限制, 开关速率不能过高。因此, 本文设计的 LLC 变换器将谐振频率取到 $f_r = 105kHz$ 。

4. 励磁电感设计

励磁电感在设计时, 需要考虑变换器工况内的全范围内的开关管零电压开通的实现, 以及尽量小的电路损耗, 还有功率密度的综合考量。

由文献[80]可得, 为实现工况内的软开关, 需要考虑变换器工作时的极限情况。即输出电压最低、开关频率最高、负载最轻的工作点下, 应该要满足软开关的关系式, 即

$$\frac{nU_{o_min}t_{dead}}{4f_{max}L_m} > 2C_{oss}U_{in} \quad (3-5)$$

式中, t_{dead} 是死区时间, 一般选择为 300ns, C_{oss} 是开关管的输出电容, 一般为几十到几百 pF。

由文献[81]、[82]的推导可得, 忽略死区时间, 变换器原副边的电流有效值 I_{p_RMS} 、 I_{s_RMS} 分别为

$$I_{p_RMS} = \frac{U_o}{8nR_o} \sqrt{\frac{2n^4 R_o^2 T_s^2}{L_m^2} + 8\pi^2} \quad (3-6)$$

$$I_{s_RMS} = \frac{U_o}{4nR_o} \sqrt{\frac{(5\pi^2 - 48)n^4 R_o^2 T_s^2}{12\pi^2 L_m^2} + 1} \quad (3-7)$$

其中, T_s 为开关周期

则 LLC 开关管的导通损耗 P_{c_loss} 为

$$P_{c_loss} = I_{p_RMS} U_p + I_{s_RMS} U_s \quad (3-8)$$

其中, U_p 为开关管的导通压降, U_s 为副边二极管的导通压降

其开关损耗 P_{s_loss} 为

$$P_{s_loss} = \frac{n^2 U_o^2 t_f^2 T_s^2}{192 C_{oss} L_m^2} \quad (3-9)$$

可以得到, 开关管的总损耗 P_{loss} 为

$$P_{loss} = P_{c_loss} + P_{s_loss} \quad (3-10)$$

利用 Matlab 进行绘图, 可以得到图 3.11 所示的图。

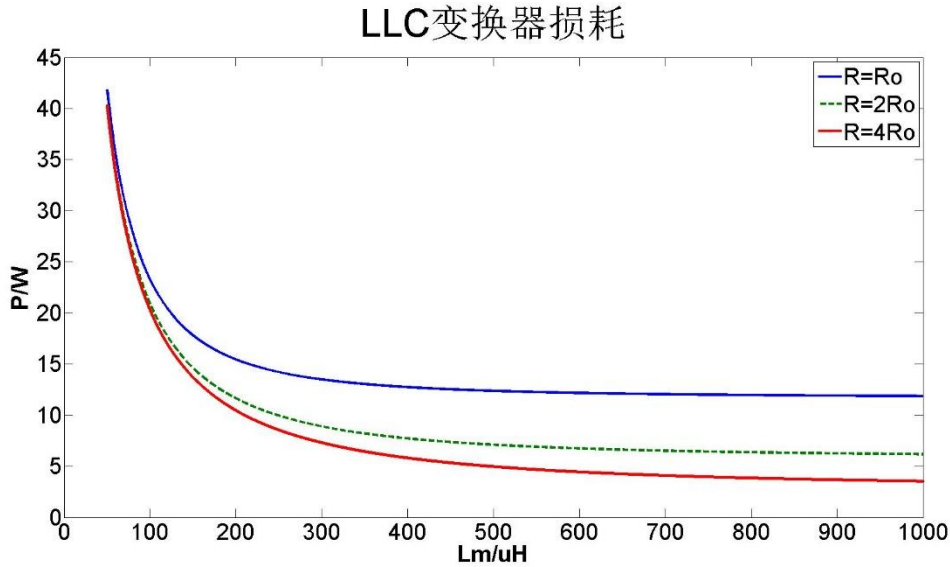


图 3.11 LLC 变换器损耗与励磁电感关系

可以从图 3.11 看到, 当励磁电感 L_m 小于 $200\mu\text{H}$, LLC 变换器的损耗随着励磁电感的增大而减小显著, 但是当励磁电感 L_m 大于 $200\mu\text{H}$ 时, LLC 变换器的损耗随着励磁电感的增大几乎不怎么改变, 变化趋势趋于平滑, 特别是在负载较小,

其工况较重的情况下，尤为明显。考虑到变压器体积将影响变换器的功率密度，最终将励磁电感选为 $L_m = 205\mu\text{H}$ 。

5. 谐振电感设计

画出与 k 、 Q 相关的增益曲线，选择相应的 k 值，需要满足开关频率范围不能太大，且谐振电感不能太大（否则会增大体积降低功率密度），即 k 不能太小。如果没有找到合适的 k 值，就需要重新进行此流程，从第一步开始分析。最终，在综合考量之后，选择 $k=5.125$ ，即谐振电感 $L_r = 40\mu\text{H}$ 。

6. 谐振电容设计

根据谐振频率与谐振电容、谐振电感之间的关系，可以得到谐振电容的计算公式

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 L_r} = 60\text{nF} \quad (3-11)$$

根据上述设计，本文最终选定的 LLC 谐振变换器的参数如表 3.1 所示。

表 3.1 LLC 变换器参数

参数名称	参数数值
变压器匝比 n	1.5
励磁电感 L_m	$205\mu\text{H}$
谐振电感 L_r	$40\mu\text{H}$
谐振电容 C_r	60nF

3.2.3 仿真验证

根据上述设计流程设计的 LLC 谐振变换器的参数，将其在 PSIM 中进行验证，其电路拓扑如图 3.12 所示。

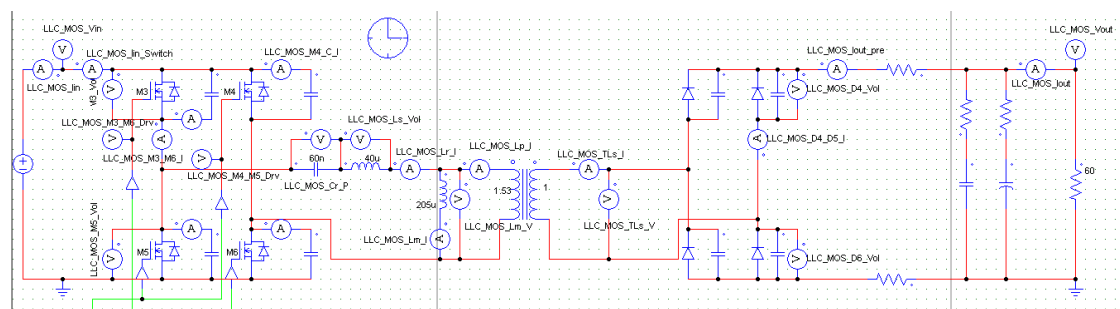
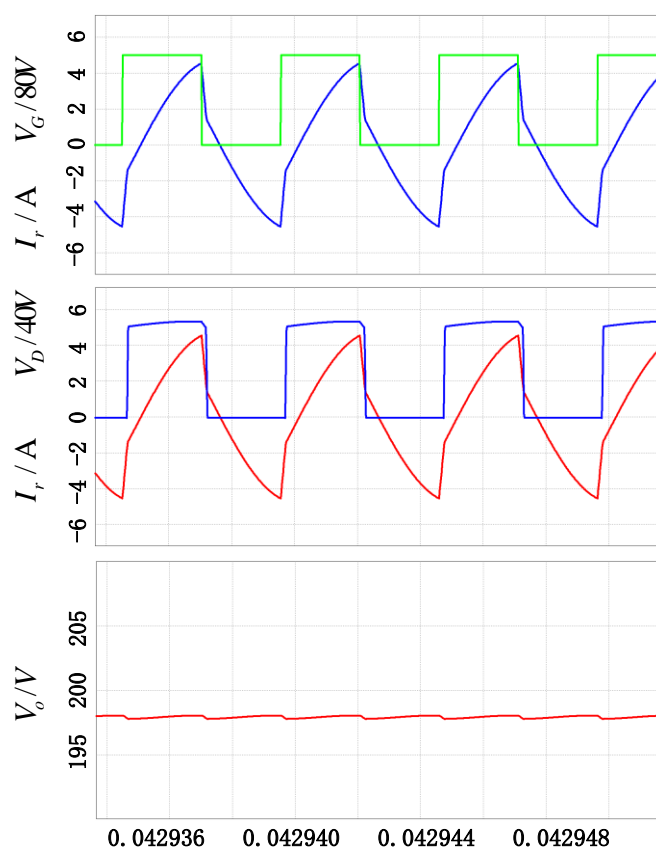
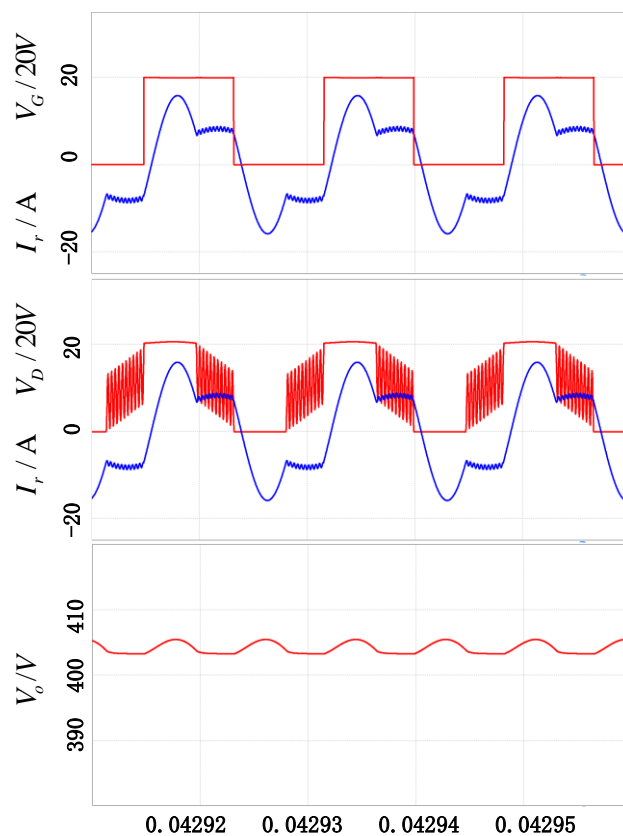


图 3.12 LLC 变换器开环仿真模型

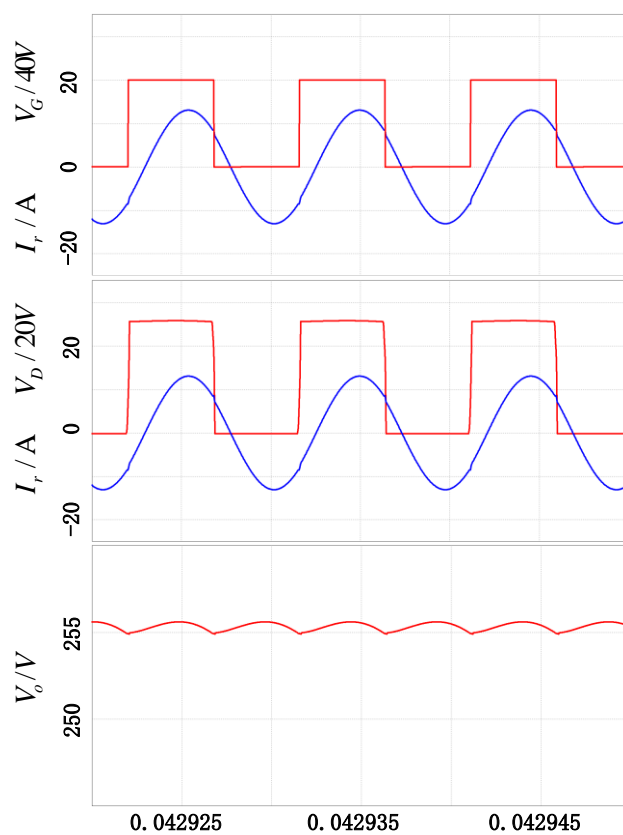
分别对 LLC 的极端工况进行仿真验证。分别为最轻载 (200V/500W)、最重载 (400V/3300W) 以及额定点满载 (310V/3300W) 情况下进行验证, 验证结果如图 3.13 所示。可以看到, 本次设计的 LLC 谐振变换器, 在最低频 60kHz 时, 输出满足最重载的情况, 最高频 200kHz 时, 输出满足最轻载的情况, 而在谐振点 (105kHz) 下的波形也是符合要求的。且原边开关管的零电压开通在三个状态下均能够实现。因此, 本文设计的 LLC 谐振变换器是符合设计要求的。



(a) 200V/500W



(b) 400V/3300W



(c) 255V/2600W

图 3.13 LLC 变换器开环仿真结果

3.3 主电路元件选型

3.3.1 变压器设计

根据 PSIM 中的仿真结果，可以得到如表 3.2 所示的数据

表 3.2 LLC 变压器设计指标

参数名称	参数数值
原边谐振电流最大有效值 I_{p-r_RMS}	10.15A
副边谐振电流最大有效值 I_{s-r_RMS}	11A
原边谐振电流最大峰值 I_{p-r_pk}	15A
励磁电流最大峰值 I_{m_pk}	7A

通常，变压器的设计可以采用 AP 法。

$$AP = \frac{P_t \times 10^8}{K_u K_f f_{\min} B_w J_c} = 10.29 \text{cm}^4 \quad (3-12)$$

式中， P_t 为变换器的视在功率， K_u 为窗口利用率，一般会选择 0.3， K_f 为波形系数，在本次 LLC 变换器设计中，其输入变压器的是方波，对于方波来说， $K_f = 4$ ， f_{\min} 是最低工作频率，对应输出电压最高，功率最大的情况，根据仿真结果，此处 $f_{\min} = 60 \text{kHz}$ ， B_w 是最大的磁感应强度，一般选择 0.1~0.3， J_c 是电流密度，一般选择 $3 \times 10^6 \sim 6 \times 10^6 \text{A/m}^2$ 。

不考虑电路中的其他损耗，则全桥 LLC 谐振变换器的视在功率 P_t 为

$$P_t = \frac{P_o}{\eta} + P_o = 6.67 \text{kVA} \quad (3-13)$$

其中， η 为全桥 LLC 谐振变换器的效率，这里选择 98%， P_o 为副边的输出功率，选择最大输出功率 3300W。

根据计算而得到的 AP 数据，并根据

$$AP = A_e * A_w \quad (3-14)$$

查阅磁芯的数据手册后，最终选择磁芯 PQ5050。

需要保证磁芯工作在最大磁感应强度下不饱和,因此原边匝数的计算公式为

$$N_p = \frac{L_m I_{m-pk} + L_{leak} I_{p-r-pk}}{B_w A_e \times 10^{-4}} = 24 \quad (3-15)$$

其中, L_{leak} 为漏感感量, 一般为励磁电感的 5%。

再利用之前选定的变压器的匝比, 可以得到副边的匝数计算公式为

$$N_s = \frac{N_p}{n} = 16 \quad (3-16)$$

由于 LLC 变换器工作频率较高, 因此, 需要考虑集肤效应, 选择的变压器励磁线的线径 d 应该小于集肤深度

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi f_{max} \mu_0}} = 0.15mm \quad (3-16)$$

其中, ρ_{Cu} 是铜的电阻率, 其值为 $1.75 \times 10^{-8} \Omega/m$, f_{max} 是变换器工作的最大频率, μ_0 是真空磁导率, 其值为 $4\pi \times 10^{-7}$ 。

选择励磁线的线径为 $d=0.1mm$ 。

下面计算变压器励磁线的股数

$$S_p = \frac{I_{p-r-RMS}}{J_c} / \frac{\pi d^2}{4} = 220 \quad (3-17)$$

$$S_s = \frac{I_{s-RMS-max}}{J_c} / \frac{\pi d^2}{4} = 250 \quad (3-18)$$

依据上面计算得到的数值, 进行核算。

该 LLC 变换器的变压器, 工作的最大磁感应强度 B_{w_max} 为

$$B_{w_max} = \frac{L_m I_{m-pk}}{N_p A_e \times 10^{-4}} = 0.18T \quad (3-19)$$

其窗口利用率 K_u 为

$$K_u = \frac{\pi d^2 (N_p S_p + N_s S_s)}{4 A_w \times 10^{-4}} = 0.17 \quad (3-20)$$

其铁损 P_{Fe} 为

$$P_{Fe} = K f_r^\alpha B_{w_act}^\beta V_e = 8.26W \quad (3-21)$$

其中，参数 K 、 α 、 β 可以依据所选的磁芯，查阅磁芯手册得到对应的值。

其铜损 P_{Cu} 为

$$P_{Cu} = \frac{4\rho_{Cu}l_{MLT}}{\pi d^2} \left(\frac{N_p I_{p-r-RMS}^2}{S_p} + \frac{N_s I_{s-r-RMS}^2}{S_s} \right) = 5.53W \quad (3-22)$$

其中， l_{MLT} 为磁芯的平均绕线周长。

依据上述设计的流程，可以得到最终设计的变压器的规格如表 3.3 所示。

表 3.3 LLC 变换器变压器规格

参数名称	参数数值
磁芯	PQ5050 (PC95)
变压器原边	24 匝，0.1mm 漆包线：220 股
变压器副边	16 匝，0.1mm 漆包线：250 股
励磁电感	205 μ H
漏感	10 μ H

3.3.2 谐振电感设计

由于谐振电感的设计与前面的设计方法类似，故不进行赘述，由于一部分谐振电感的感量可以由变压器的漏感承担，因此，谐振电感的体积可以大大减小。

最终，设计的 LLC 变换器的规格如表 3.4 所示。

表 3.4 LLC 变换器变压器规格

参数名称	参数数值
磁芯	PQ3230 (PC95)
绕组	16 匝，0.1mm 漆包线：220 股
感量	30 μ H

3.3.3 谐振电容选型

谐振电容在选择时，需要考虑有良好的高频特性以及其容值需要较为稳定。一般来说，MKP 材料的薄膜电容和 NPO 材料的贴片陶瓷电容会常被用作高频谐

振电容。

本文设计的全桥 LLC 变换器, 选择 EPCOS 的 MKP 薄膜电容。该电容存在“耐压耐流值随着工作频率的上升将大幅度的下降”的问题, 因此, 在选型时, 需要考虑裕量。最终, 本文选择 EPCOS 的 B32653A2103J, 其容值为 10nF, 耐压值为 2000VDC/1000VAC。由 6 个该型号的电容进行并联。当频率上升至 200kHz 时, 其耐压值仍有 260VAC(RMS)的耐压, 可以满足设计的变换器的设计指标。

3.3.4 开关管选型

在 LLC 变换器开关器件选择时, 考虑到系统的一致性, 依旧选择 IGBT, 这样对于后续驱动部分的设计将带来极大的便利性。

本文设计的全桥 LLC 变换器, 原边的开关管承受的电压为 400V, 副边的二极管上承受的最高电压为 400V, 由于寄生参数的存在, 高频的工作环境会产生开关尖刺, 因此需要留有一定地裕量。因此, 选择耐压为 650V 的开关管与二极管。

为了实现全范围的软开关, 原边的开关管需要有较小的输出电容 C_{oss} 。而副边的二极管需要有较小的寄生电容, 以便于 LLC 变换器实现全范围地电压输出, 同时, 其反向恢复特性也有一定的要求。无论是开关管还是二极管, 均需要有较大的耐流值。

综合上述考虑, 最终选定 Infineon 的功率 IGBT 管 AIKW40N65DF5 作为原边的开关管, 选定 Infineon 的快恢复二极管 IDW30E65D1 作为副边的整流二极管。

3.4 电路损耗分析

详细的半桥 LLC 谐振变换器的时域分析已由文献[82]给出, 对于全桥 LLC 的分析类似, 依据 LLC 变换器励磁电感状态的不同, 可以将其划分为励磁电感被输出钳位到 nV_o 的 N 状态、被输出钳位到 $-nV_o$ 的 P 状态以及励磁电感自由谐振的 O 状态。LLC 变换器的原边谐振电流 $i_r(t)$ 、励磁电流 $i_m(t)$ 和副边谐振电流 $i_s(t)$ 可以通过对不同状态列出相应的方程来进行求解。

3.4.1 二级管损耗

单个副边二极管，其导通损耗的计算公式为

$$P_{D_C} = I_{D_AVE} U_D \quad (3-23)$$

其中， U_D 是副边二极管正向导通时的压降， I_{D_AVE} 是副边二极管导通过程中，流过它的电流的平均值，其计算公式为

$$I_{D_AVE} = f_s \int_0^{\frac{1}{f_s}} i_{sD}(t) dt \quad (3-24)$$

$i_{sD}(t)$ 表示流过副边二极管的电流。

因为在欠谐振状态时，副边二极管可以零电流关断，因此不会存在反向恢复的问题，因此，认为副边二极管没有关断损耗。

3.4.2 开关管损耗

LLC 谐振变换器变换器的开关管的损耗与 PFC 变换器的计算相类似，可以分别导通损耗以及关断损耗。对于导通损耗，其计算如下。

对于单个 IGBT 而言，其导通损耗为

$$P_{IGBT_C} = I_{IGBT_AVE} V_{CE} \quad (3-25)$$

其中， V_{CE} 是单个 IGBT 管的导通压降。其随着温度地升高、电流的增大而增加，需要在计算时对其进行修正。 I_{IGBT_AVE} 是 IGBT 管导通过程中，流过 IGBT 管地电流的平均值，它的计算公式为

$$I_{IGBT_AVE} = f_s \int_0^{\frac{1}{f_s}} i_{rG}(t) dt \quad (3-26)$$

$i_{rG}(t)$ 表示流过 IGBT 管的实时电流。

单个 IGBT 的反并联二极管的导通损耗为

$$P_{GD_C} = I_{GD_AVE} U_{GD} \quad (3-27)$$

其中， U_{GD} 是 IGBT 管的反并联二极管正向导通时的压降， I_{GD_AVE} 是 IGBT 管的反并联二极管导通过程中，流过它的电流的平均值，其计算公式为

$$I_{GD_AVE} = f_s \int_0^{\frac{1}{f_s}} i_{rD}(t) dt \quad (3-28)$$

$i_{rD}(t)$ 表示流过 IGBT 管反并联二极管的电流。

对于全桥 LLC 变换器，因为几乎能够实现全范围内的零电压开通，故可忽略其原边开关管的开通损耗。下面计算开关管的关断损耗。

$$P_{IGBT_off} = \frac{nU_{in}U_o f_s t_f}{8L_m f_r} \quad (3-29)$$

其中， t_f 是 IGBT 管的关断时间。

因此，IGBT 管的总损耗为

$$P_{IGBT} = P_{IGBT_c} + P_{IGBT_off} + P_{GD_c} \quad (3-30)$$

3.4.3 磁元件损耗

磁元件的损耗主要包括变压器损耗和谐振电感的损耗。在 3.3 中，已经对变压器的损耗进行过分析，这里不再赘述。下面分析谐振电流损耗。

谐振电感损耗的计算公式与变压器的类似。

其铁损 P_{Fe} 和铜损 P_{Cu} 分为

$$P_{Fe} = K f_r^\alpha B_{w_act}^\beta V_e \quad (3-31)$$

$$P_{Cu} = \frac{4\rho_{Cu} l_{MLT}}{\pi d^2} \frac{NI_{r_RMS}^2}{S} \quad (3-32)$$

其中，参数 K 、 α 、 β 可以依据所选的磁芯，查阅磁芯手册得到对应的值， l_{MLT} 为磁芯的平均绕线周长。

3.4.4 损耗分析

根据上述的讨论，利用 MathCAD 对 400V 直流输入，260V 输出，3300W 工况下的 LLC 损耗进行计算，可以得到损耗分布图如图 3.14 所示。

可以看到，LLC 的主要损耗集中在二极管导通损耗、开关管导通损耗以及开关管关断损耗上。在布局上，需要考虑二极管和开关管的散热问题，在测试中也要时刻关注开关管的温度，防止开关管过热而导致电路的损坏。图中标注的 LLC 变换器的主要损耗地总和为 80.336W，在 3300W 的工况下，效率可以达到 97.6%，

符合设计的要求。

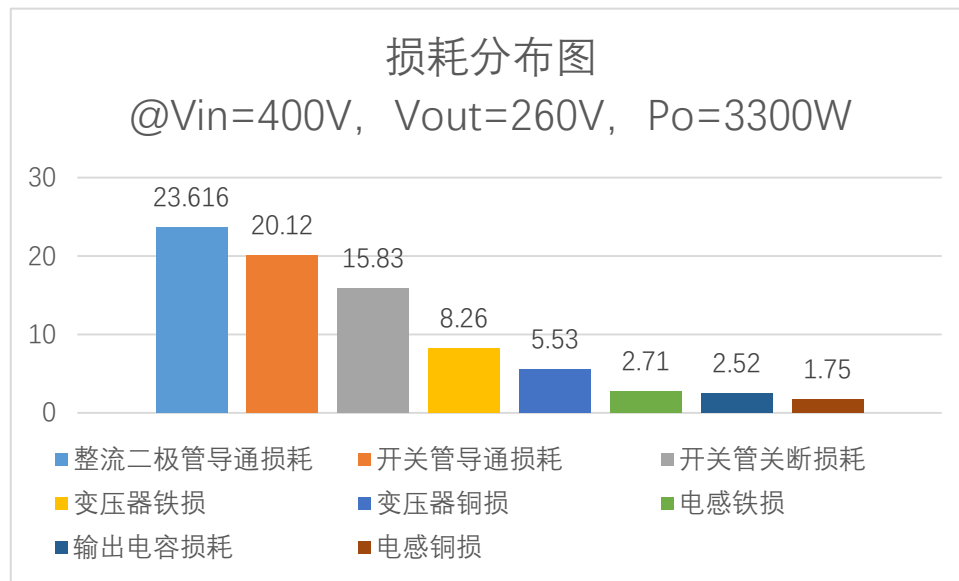


图 3.14 损耗分布柱状图

3.4.5 输出电容损耗

输出电容上产生的损耗主要是由输出电容的 ESR 产生的。其计算公式为

$$P_c = \frac{I_{c_RMS}^2 R_{ESR}}{N} \quad (3-33)$$

其中, R_{ESR} 为电容的 ESR 阻值, N 为并联电容的个数。 I_{c_RMS} 为输出滤波电容上的电流的有效值, 其计算公式为

$$I_{C_RMS} = \sqrt{2f_s \int_0^{\frac{1}{2f_s}} (i_s(t)^2 - I_o^2) dt} \quad (3-34)$$

3.5 本章小结

本章首先介绍了全桥 LLC 的工作模态，欠谐振状态、谐振状态、过谐振状态均给出了典型工况图。而后对 LLC 的输出增益给出了公式，就公式中的参数进行了分析。然后，依据本文 LLC 变换器的设计指标，对全桥 LLC 变换器的进行了设计，并给出了设计的流程，以及最终设计的全桥 LLC 变换器的参数。依据上述的参数，在 PSIM 的仿真软件中进行了开环验证。然后依据这些参数，给出了元件的选型结果。最后，LLC 的损耗分析结果被给出。包括对磁元件、开关管、二极管和输出电容的损耗进行了分析。

4 两级变换器控制分析与设计

4.1 无桥 Boost PFC 控制策略

4.1.1 PFC 变换器系统分析

因为具有“开关频率恒定、对噪声不敏感、适用于任何电路等优势”，平均电流控制在实际应用中广泛被应用^[83]。本文采用的控制器因为内部没有内置的比较器，为了设计的便利性，采用平均电流控制法。

本文采用“电压外环电流内环”的控制策略，具体实现的控制原理如图 4.1 所示，图中的采样值均为经过硬件滤波与软件平均处理后的采样值。

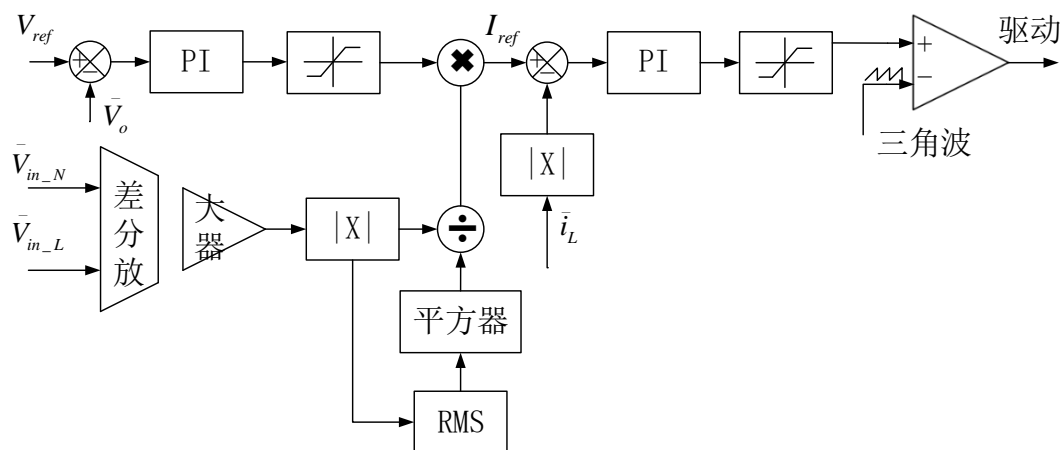


图 4.1 PFC 控制框图

传统的双环控制策略可以表述如下：交流输入电压经过差分放大器电路后，在控制器中去偏置并绝对值运算后，计算得到其输入电压有效值 V_{in_RMS} ，将输入电压除以其有效值之后得到归一化的输入电压形状。直流母线电压 V_o 采样后经过数字化的处理，与设定的输出电压参考值 V_{ref} 作比较后得到误差信号 V_e ，经过 PI 运算后进行限幅，而后与归一化的输入电压形状相乘，得到参考电流 I_{ref} 。将输入电感电流 i_L 与输入电流的参考 I_{ref} 的误差值经过 PI 运算后限幅，经过处理后得到 PFC 的驱动控制信号。在电流环方面，为了维持输入功率的恒定，采用了电压前馈，具体表现为将输入电压信息加入到电流环中^[84]。

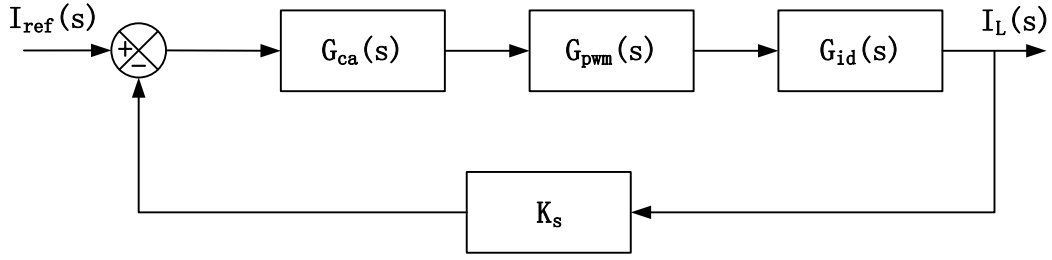


图 4.2 PFC 电流环控制框图

PFC 的电流环的控制框图如图 4.2 所示，其中 $G_{ca}(s)$ 为补偿环节，一般选择 PI 补偿， $G_{PWM}(s)$ 为控制侧到驱动端的传递函数， $G_{id}(s)$ 为占空比到电感电流的传递函数，分别为

$$G_{pwm}(s) = 1 \quad (4-1)$$

$$G_{ca}(s) = k_{cp} \left(1 + \frac{1}{T_c s} \right) \quad (4-2)$$

$$K_s = \frac{1}{k_c} \quad (4-3)$$

式中， k_c 为电流采样系数。 k_{cp} 、 T_c 为 PI 控制器的控制参数，可以通过理论计算求得。

文献[85]给出了详细的 PFC 建模过程，最终给出了 $G_{id}(s)$ 的表达式

$$G_{id}(s) = \frac{V_o \left(\frac{2}{R} + Cs \right)}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + D'^2} \quad (4-4)$$

V_o 为输出电压， R 为负载电阻， C 为输出电容， L 为输入电感， D' 为开关管关断的时间。

由于在高频段， $\frac{1}{Cs} \approx 0$ ，所以其 $G_{id}(s)$ 可以化简为

$$G_{id} = \frac{V_o}{Ls} \quad (4-5)$$

因为电流环本身处理的是高频信号，因此在设计时，可以采用简化后的传递函数进行设计[86]。

故其开环传递函数可以简化为

$$G_i(s) = G_{ca}(s) * G_{pmw}(s) * G_{id}(s) * K_s = \frac{k_{cp}}{k_c} \left(1 + \frac{1}{T_c s}\right) * \frac{V_o}{Ls} \quad (4-6)$$

为了求得 k_{cp} 、 T_c 的最佳值, 需要将数据代入求值。设定其穿越频率 $f_r = 10\text{kHz}$

($\frac{1}{5} f_s$) , 相位裕度 $PM = 45^\circ$ 。则可以得到公式

$$\frac{k_{cp} V_o}{Lk_c} * \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{T_c 2\pi f_r}\right)^2}}{2\pi f_r} = 1 \quad (4-7)$$

$$\arctan(2\pi f_r T_c) = 45^\circ \quad (4-8)$$

据此, 可求得电流环的合理参数。

PFC 电压环控制框图如图 4.3 所示, 其中 $G_{va}(s)$ 为补偿环节, 一般为 PI 补偿, $G_c(s)$ 为电流内环传递函数, $G_{Voil}(s)$ 为电感电流到输出电压的传递函数。

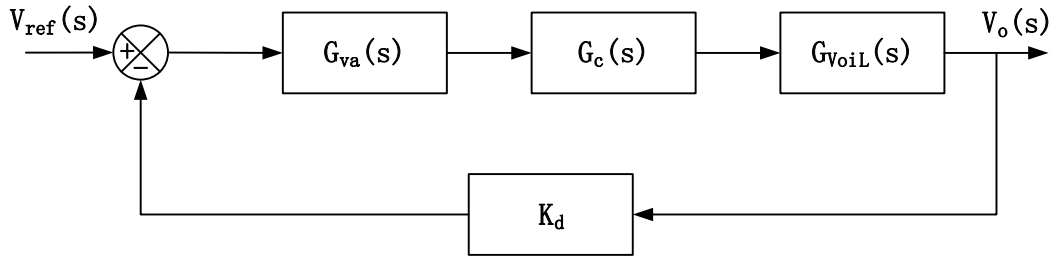


图 4.3 PFC 电压环控制框图

他们可以分别表示为

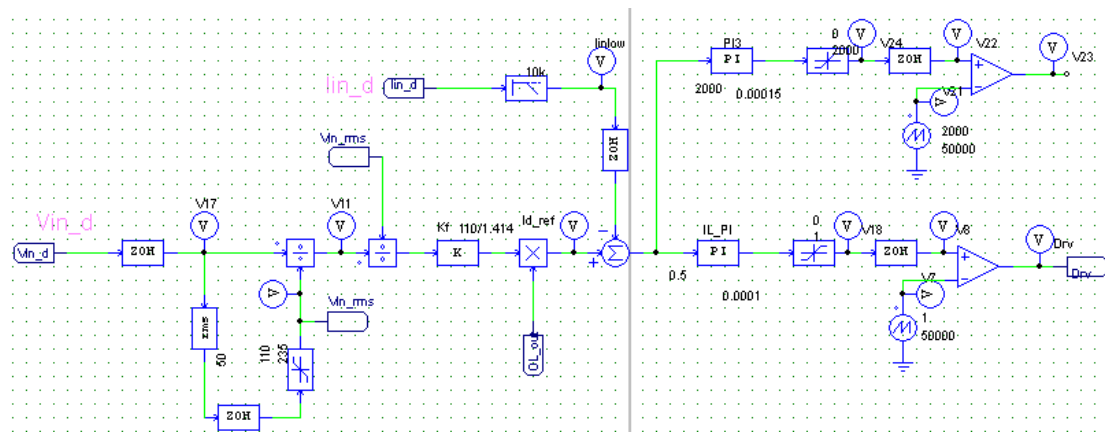
$$G_{va}(s) = k_{vp} \left(1 + \frac{1}{T_v s}\right) \quad (4-9)$$

k_{vp} 和 T_v 分别为为 PI 控制器的控制参数。

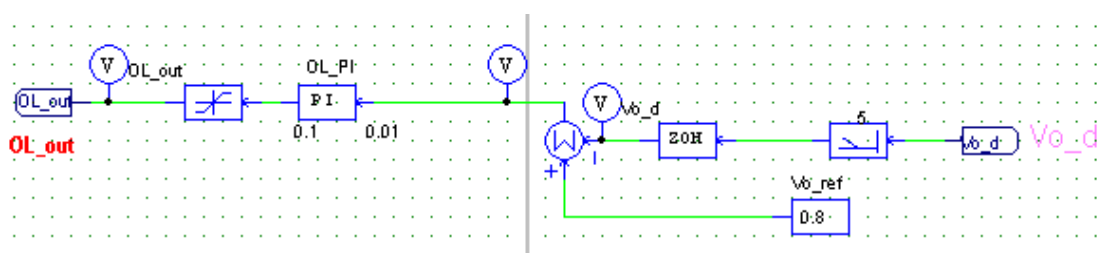
考虑到电流内环的跟踪速度远快于电压外环, 在此假设电流内环实现完全跟踪, 可将电流内环简化为:

$$G_c(s) = \frac{1}{k_c} \quad (4-10)$$

通过对 PFC 的建模, 可以得到 $G_{Voil}(s)$ 的表达式



(b) 无桥 Boost PFC 控制部分电流环



(c) 无桥 Boost PFC 控制部分电压环

图 4.4 PFC 仿真电路图

搭建的电路部分如图 4.4 所示。

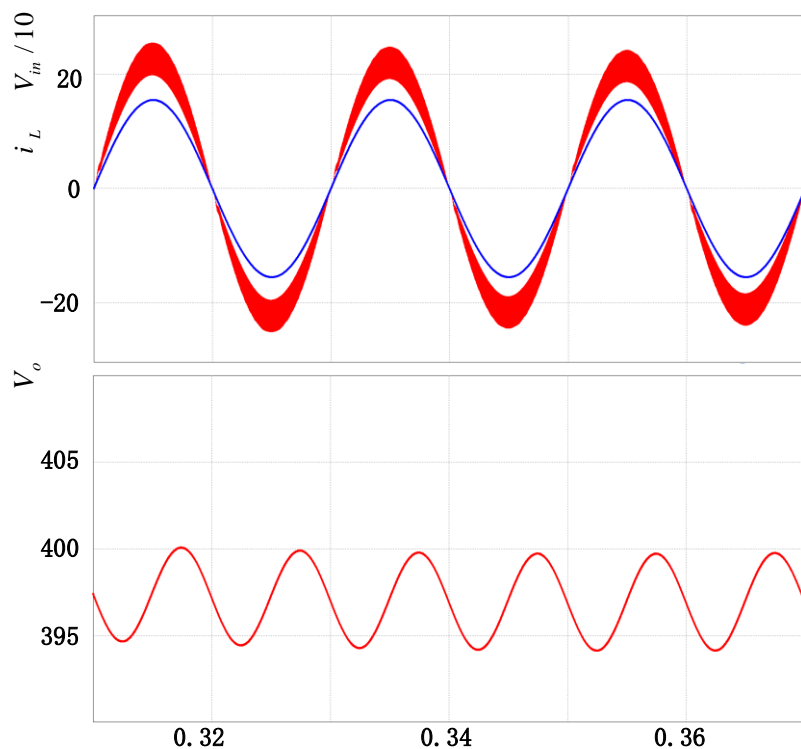


图 4.5 PFC 仿真结果图

可以从 PSIM 的仿真结果中看到，PFC 变换器的电流跟踪效果很好，电压电

流的 PF 值达到了 0.995, 对于 50Hz 频率的 THD 也仅 3%。且输出电压稳定在 400V 附近, 纹波较小, 且没有发生震荡。故认为根据计算得到的参数是合适的。

4.1.3 PFC 控制状态机分析

在 PFC 控制方面, 还采用了状态机。具体流程如图 4.6 所示

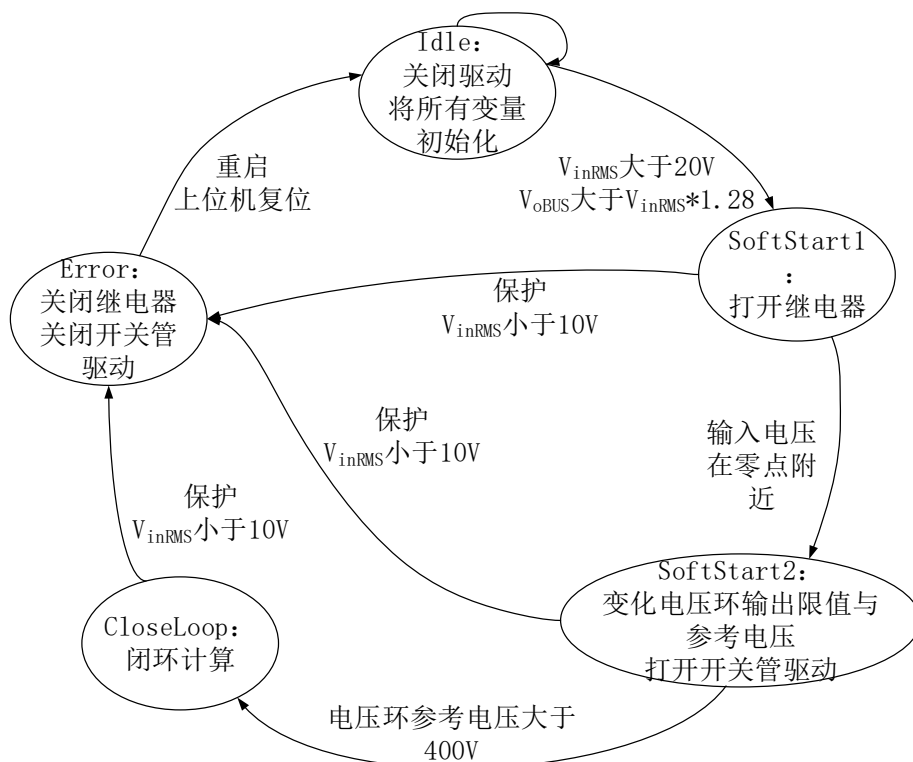


图 4.6 PFC 控制状态机

样机在空闲状态下处于“Idle”的状态, 该状态下, 样机对 PFC 模块的状态变量进行清零, 且关闭所有的驱动。当样机检测到输入电压的有效值大于 20V, 并且母线电压达到输入电压有效值的 1.28 倍时, 样机进入“SoftStart1”的状态。因为当没有驱动时, 电路的状况与不控整流一致。这么做是为了防止启动时电容充电电流过大。此时, PFC 打开继电器。当检测到输入电压在零点附近时, 样机进入“SoftStart2”的状态。因为 PFC 跟踪输入电压, 所以当输入电压小时, 输入电流的参考也较小, 此刻开关管承受的电流应力较小。在此阶段, PFC 打开开关管的驱动。同时, 在“SoftStart2”状态采用的软起策略, 是不断更改电压环的输入限制以及电压环的电压参考值, 以达到软启动的目的。当电压环的参考电压达到 400V 时, 样机进入“CloseLoop”的状态, PFC 稳定工作在电压环的参考为 400V, 电压环限幅为固定值的工作状态。

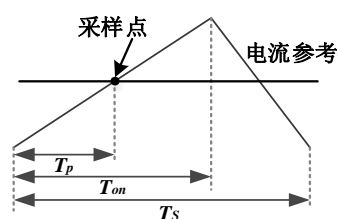
“SoftStart1”、“SoftStart2”、“CloseLoop”状态下，都会判断，PFC 的检测量，输入电压、输入电流、母线电压的值是否超过保护的阈值，或者输入是否欠压，一旦发现，就进入“Error”状态，仅重启或者上位机复位，才能重新回到“Idle”状态。

4.1.4 PFC 优化算法分析

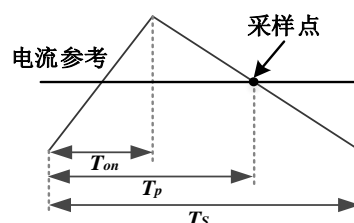
在 PFC 的采样信号中，需要采样的信号有母线输出电压、电感电流和电网侧的输入电压。由于输入电压需要作为 PFC 跟踪的参考，所以对其精准的采样至关重要。由于寄生电容、电感的存在，在高频的开关电路中容易产生高频的震荡，如果在开关时刻附近对信号进行采样，将大大影响采样的准确性。

而由于 PFC 的控制一般是采用定频变占空比的 PWM 调制，其占空比的控制范围非常广，若单纯地采用定时刻采样，将影响 PFC 的控制效果。

因此，本文采样变采样点的控制方式。其具体实现如图 4.7 所示。



(a) 占空比大于 0.5



(b) 占空比小于 0.5

图 4.7 变采样点的控制方式示意图

当中断计算的占空比大于 0.5 时，采用 (a) 组控制方式，即将采样点选择在

$$T_p = \frac{T_{on}}{2} \quad (4-15)$$

式中， T_p 为采样时刻， T_{on} 为占空比。

当中断计算的占空比小于 0.5 时，采用 (b) 组控制方式，即将采样点选择在

$$T_p = \frac{T_s - T_{on}}{2} \quad (4-16)$$

式中, T_s 为开关周期。

采用该种控制方式, 可以保证采样的时刻点是距离开关时刻点最远的。

4.2 全桥 LLC 控制策略

4.2.1 LLC 变换器系统分析

LLC 谐振变换器常规采用可变频率调制技术^[87], 其驱动信号的占空比固定为 50%, 通过改变控制信号的频率达到控制功率流到输出侧。其电压增益公式之前已经介绍过。

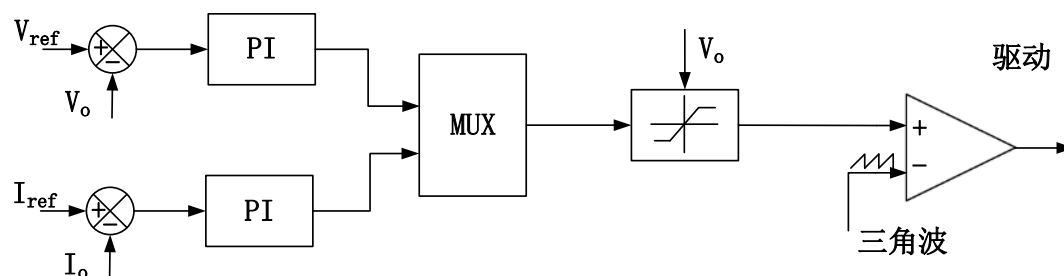


图 4.8 LLC 控制框图

图 4.8 描述了 LLC 的控制框图。根据 LLC 需要工作的模态, 选择工作在恒压模式还是恒流模式。将参考采样得到的数值与系统设定的参考值进行比较得到误差值, 然后通过 PI 运算后, 根据输出电压决定频率的下限, 而后将其与三角载波进行比较, 得到驱动的控制信号。

4.2.2 LLC 控制状态机分析

在 LLC 控制方面, 依旧采用了状态机。具体流程如图 4.9

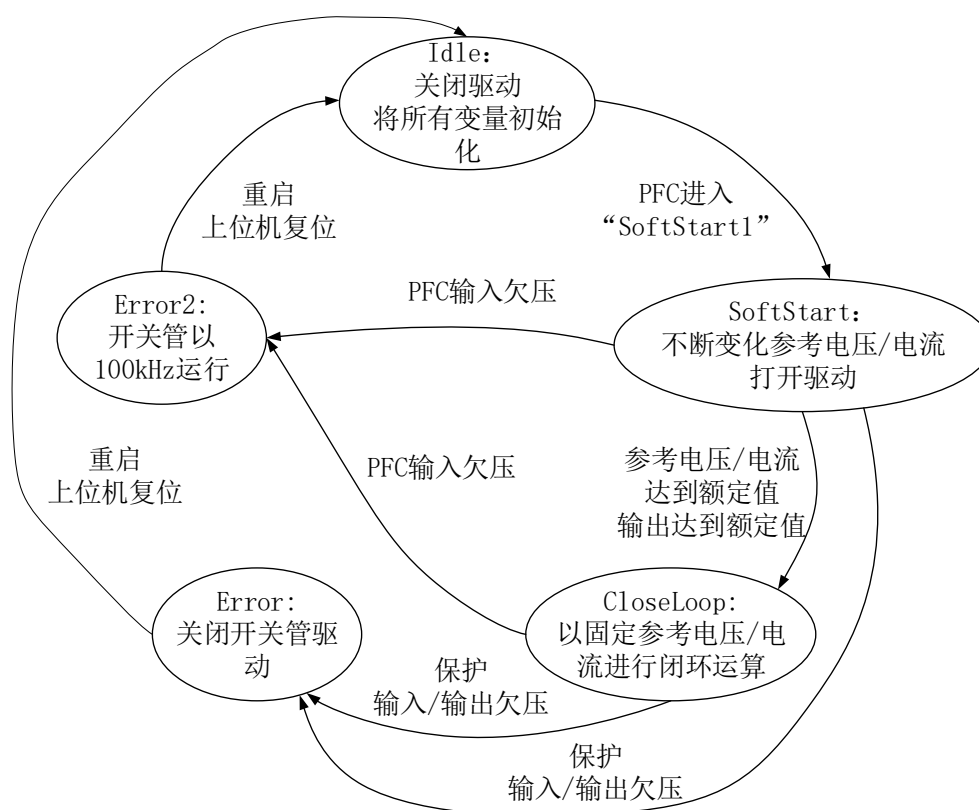


图 4.9 LLC 控制状态机

样机在空闲状态下处于“Idle”的状态，该状态下，样机对 LLC 模块的状态变量进行清零，且关闭所有的驱动。当样机检测到 PFC 进入“SoftStart1”状态时，LLC 进入“SoftStart”的状态。在此状态下，LLC 不断变化参考电流/电压，并且将开关管地驱动打开。当 LLC 将参考电压/电流增加到指定值，或者检测到输出电压/电流达到指定值时，样机进入“CloseLoop”的状态，LLC 稳定工作在电压环/电流环为指定参考值的工作状态。

“SoftStart”、“CloseLoop”状态下，都会判断，LLC 的检测量，输出电压、输出电流、谐振电流的值是否超过保护的阈值，或者输入（即母线电压）或输出（即 LLC 的输出电压）是否欠压，一旦发现，就进入“Error”状态；同时，在这俩状态下，若 PFC 发现输入（即交流输入电压）欠压的情况下，会让 LLC 进入“Error2”状态，为了能够让母线电压放电，需要开通 LLC 的驱动。当系统工作在“Error”或者“Error2”状态时，仅重启或者上位机复位，才能重新回到“Idle”状态。

由于本文设计的全桥 LLC 谐振变换器的输出电压范围非常宽泛，在非常轻载的情况下，采用 Burst Mode 的控制方式。

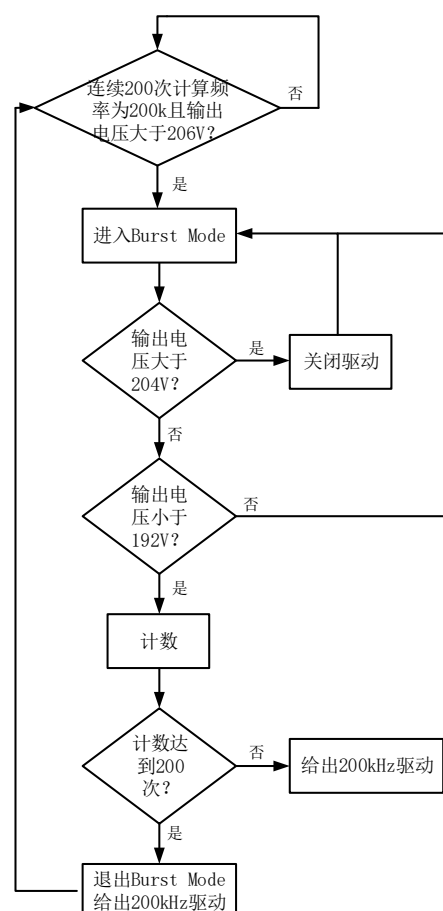


图 4.10 Burst Mode 流程图

当 LLC 闭环连续 200 次计算得到输出频率为 200kHz 且输出电压大于 206V 时，LLC 进入 Burst Mode。判断输出电压是否大于 204V，若大于则关闭驱动，若不大于则继续判断输出电压是否小于 192V，若大于则进行下一个 Burst Mode 的判断，若不大于则继续计数，期间给予 200kHz 的驱动信号，当达到 200 次计数后，LLC 退出 Burst Mode。

Burst Mode 下的输出如图 4.11 所示，在 t_0 阶段，由于连续 200 次输出频率为 200kHz，且输出电压大于 206V，LLC 变换器进入到 Burst Mode。由于检测到输出电压大于 204V 的设定，因此 $t_0 \sim t_1$ 阶段，LLC 变换器的驱动被锁死。当 t_2 时刻点，检测到输出电压小于 192V 时，LLC 变换器给出驱动波形，并进行计数。在 t_3 阶段，LLC 变换器计数达到 200 次，则在 t_3 阶段，退出 Burst Mode。下一个阶段将重复进行。

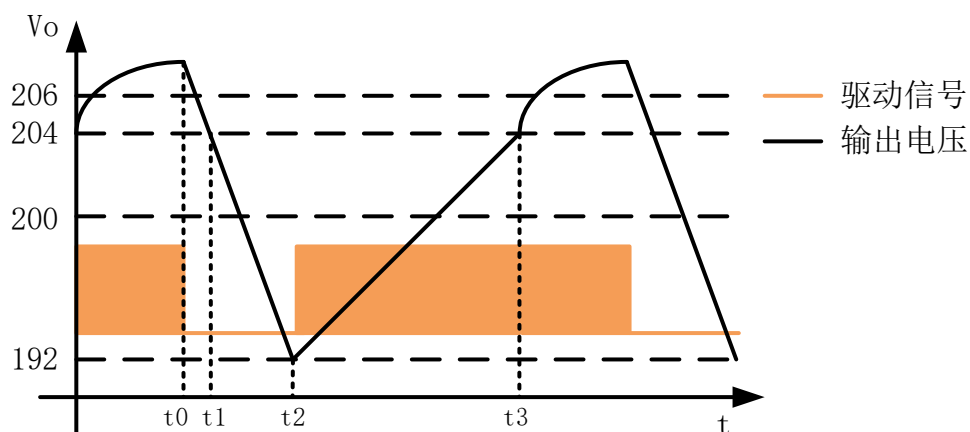


图 4.11 Burst Mode 波形

4.3 整机控制策略

该样机的整机策略如图 4.12 所示

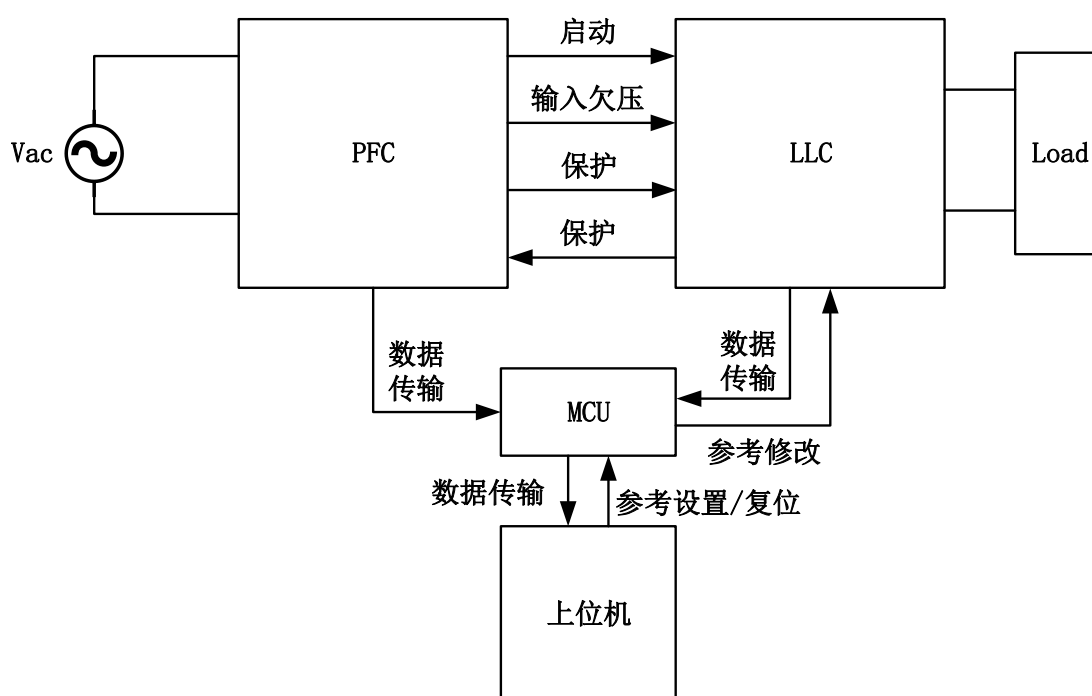


图 4.12 整机策略

用户可以通过上位机完成对样机的输出模式设定，包括恒流、恒压模式。并且设定参考的电压/电流。而后通过 CAN 通信，将用户设定的信息传输给 MCU。而 MCU 则通过采样，将 PFC 和 LLC 的采样结果回传给上位机，进而显示在界面中。同时，用户可以通过上位机，完成对样机的复位，即当样机进入保护状态

时, 可以实现样机的重启。

而 PFC 模块在完成自身的启动之后, 实现对 LLC 的启动。当 PFC 的输入(即交流输入源)存在欠压行为时, 需要将 LLC 的状态进行切换, 使 LLC 工作在 100kHz 开关频率的开环状态, 这样的操作将使得用户下电时, 样机的母线不会储存多余的能量。

当 PFC/LLC 检测到状态量有异时, 通知 LLC/PFC 将其驱动关闭。各个状态量之间的切换已在之前介绍, 不赘述。

4.4 控制系统综述

4.4.1 单片机简介

本文采用的单片机是英飞凌公司的 Tricore 系列, 其型号为 SAL-TC233LP-32F200N AC, 其主频为 200MHz, 且为 32 位的单片机, 支持浮点型运算。其程序内存为 2M, 数据内存有 128kb, 具有独立地两个 ADC 模块, 每个 ADC 模块有 12 路通道, 可以完成复杂的采样配置与程序设计。同时, 它内部的 GTM(Global Timer Module) 模块也有独立的 2 个, 其可以共用一个时钟信号、复位信号, 且相互之间可以关联, 因此可以方便地配置同步信号。同时, 可以将其输出的信号经过其自带的 DTM (Dead Time Module) 模块, 从而产生具有死区时间的控制信号。同时, 该款单片机具有 CAN 模块, 可以非常简单地配置出可以进行 CAN 通信的下位机, 而 CAN 通信被广泛应用于车载系统之间的通信。因此, 该款单片机被广泛地运动到电力电子系统, 尤其是汽车行业, 之中。

该款单片机的外设配置较为简单, 且在内部资源的配置上也相当方便, 因为本文设计的变换器的控制信号较为简单, 分别为 2 路相同的 PFC 控制信号, 和 4 路 LLC 控制信号, 他们分别为两两互补或两两相同, 因此, 应用 TC233 内部的 GTM 和 DTM 可以非常方便的配置出需要的信号。且该单片机的封装较小, 在布板上可以非常方便地完成。

4.4.2 资源配置

在本文之中, 主要应用到的该款单片机的外设分别为 GTM、DTM、GPIO 口、ADC、CAN。其具体的配置如图 4.13 所示。

表 4.1 单片机资源配置

配置标识	功能定义	配置标识	功能定义	配置标识	功能定义
Power_x	供电电源	PFC_x	PFC 部分 x 信号采样	LLC_x	LLC 部分 x 信号采样
Reset	MCU 重置信 号	x_EN	x 部分驱动 使能	NTC_Temp	温度传感器 采样
PFC_PWMx	PFC 部分 x 驱动信号	LLC_PWMx	LLC 部分 x 驱动信号	Temp_Detec t	温度信号采 样

在 GPIO 口方面,本文主要用到了 4 个 GPIO 口,三个输出信号控制继电器、PFC 驱动芯片、LLC 驱动芯片的使能,一个输入信号检测电源供电芯片以及外部是否有复位信号,一旦发现,则单片机进行复位。

在 VADC 方面,本文分别对 PFC、LLC 和温度进行采样。利用 TC233 的 GTM 模块,以 CH1 作为 ADC 开始采样的触发信号,当所有采样结束并且转化都已经结束后,产生中断请求(Interrupt Request, IRQ),而后运用算法开始计算。将计算结束后的结果,赋予 CH0 的影子寄存器(Shadow Register, SR)作为 PFC 的控制信号,赋予 CH4、5 的 SR 作为 LLC 的控制信号,赋予 CH1 的 SR,使得采样时刻避开开关时刻点。同时,CH0、CH1、CH4、CH5 都需要进行同步。CH4 和 CH5 的信号,经过 DTM 后,可以产生具有固定死区时间的 4 路信号,作为 LLC 的控制信号。当采样到异常值(即采样得到的数值高于系统设定的阈值)时,系统将 PFC、LLC 和继电器的使能信号关闭。而 CAN 通信模块则完成对变换器工作状态地输出,以及接收上位机控制信号的接收。各个信号的控制已在 4.1、4.2、4.3 中进行过详细的阐述,故不赘述。

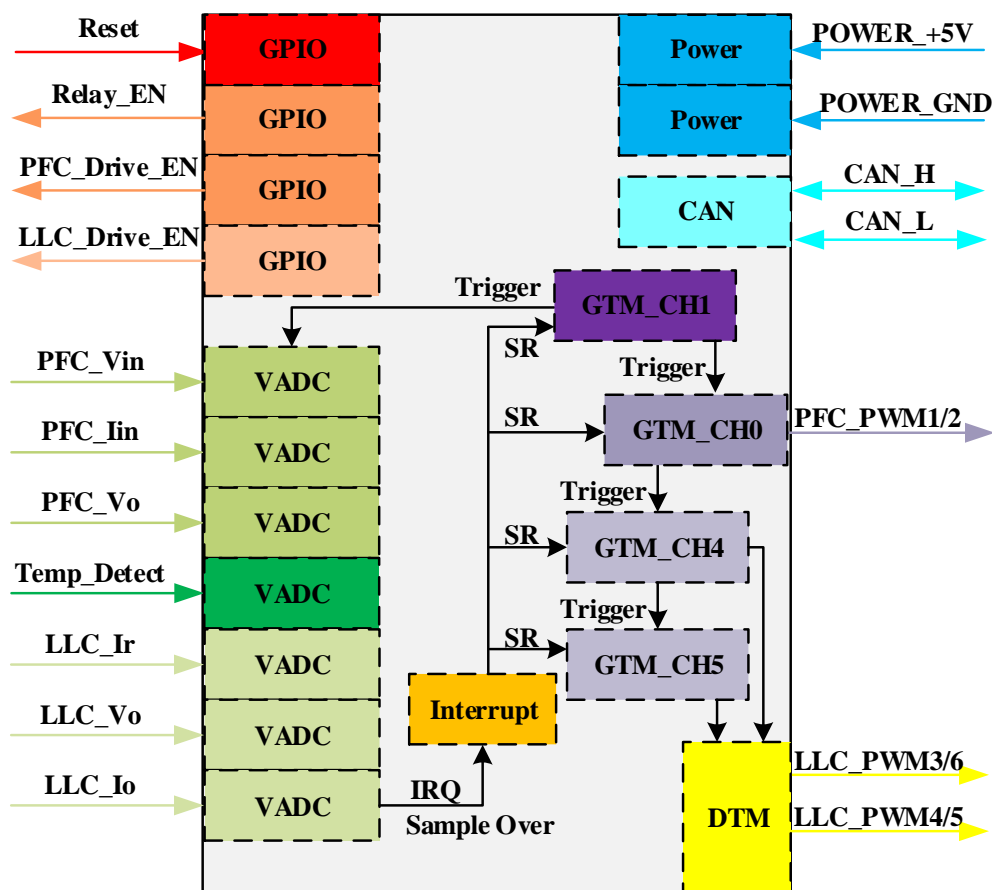


图 4.13 MCU 资源配置

4.5 本章小结

本章具体介绍了整个变换器的控制策略。首先从 PFC 部分出发，介绍了 PFC 的整个系统，包括其传递函数、参数计算方法等等。而后通过 PSIM 仿真，对计算的参数进行验证。然后提出了 PFC 的控制的状态机，阐述整个 PFC 控制的策略地具体实现方式。最后还提出了对 PFC 控制的优化，即对采样时刻点的修正。接着，本文对 LLC 的系统进行分析，提出了 LLC 控制的状态机。然后，对整机的控制策略进行了详细地阐述，给出了系统地整体控制流程图。最后，本文对本文设计的变换器的单片机进行了介绍，给出了其中使用到的资源，以及对资源分配与配置进行了详细的介绍。

5 两级变换器样机验证与实验分析

5.1 测试设备及连接

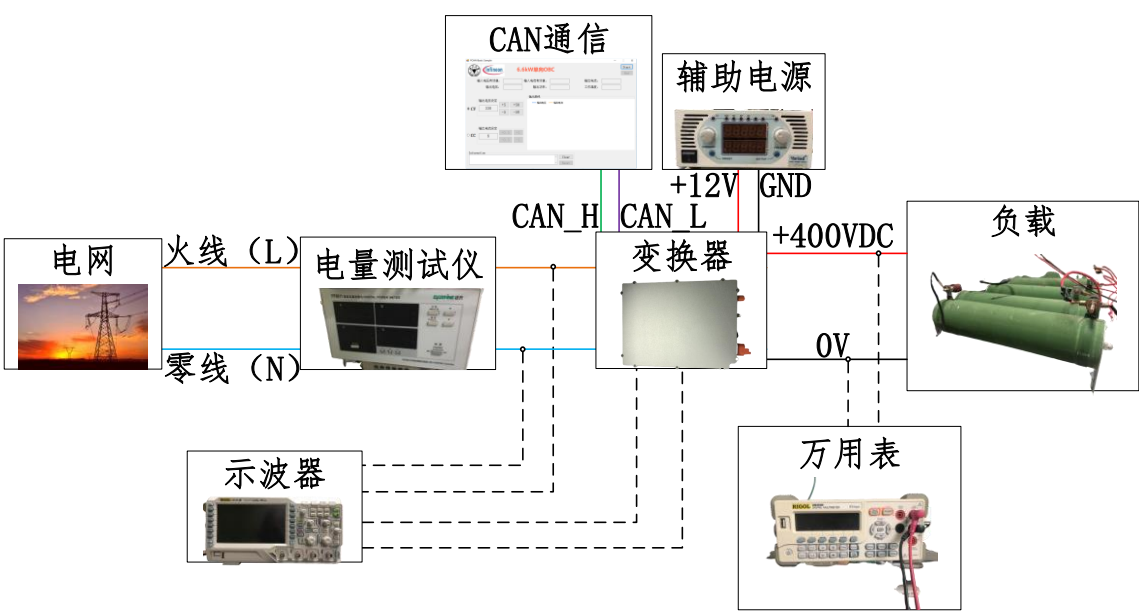


图 5.1 样机连接测试图

表 5.1 测试设备

设备名称	品牌-型号	用途
单相自耦调压器	鸿宝-10kVA	输出不同幅值的交流电压
智能电量分析仪	杭州远方 PF9811	测量交流输入侧电气参数
示波器	普源-DS2074	波形观测
直流稳压电源	万瑞达 RD-10020	输出 12V 稳压辅助电源
功率电阻若干	80 欧姆，1000W	功率负载
万用表	普源 DM3058E	测量直流输出侧电压
电流探头	知用电子- CP8030B	检测波形
分流器	FL-2 型 10A 75mV	测量直流输出侧电流

为了验证本文设计的充电机变换器的设计与控制策略的可行性，设计了一台功率为 3300kW 的样机进行了实验。样机的连接方式如图 5.1 所示，其中所使用

的设备如表 5.1 所示。

电网输入 220V/50Hz 交流电压后, 经过自耦调压器, 可以保证输入不同电压幅值的交流输入电压。而后经过电量分析仪, 测量输入的电压、电流的有效值, 输入电压、电流的 PF 值, 以及输入端的功率和输入电压、电流的 THD。

而后交流输入电压输入到变换器中, 经过 PFC 与 LLC 变换器的转换, 输出到负载端。示波器检测输入电流、输入电压的波形, 并且检测变换器的驱动控制信号、开关管两端电压波形、LLC 谐振电流等信号, 输出端则通过万有表、分流器对输出端的电压、电流进行测量。同时, 上位机则通过 CAN 通信对变换器的启动、输出模式进行设定, 并对变换器的工况进行实时显示。

在样机的散热方面, 采用水冷的散热方式。样机通过水管与水箱进行连接。散热器位于样机内部。具体连接情况如所示。

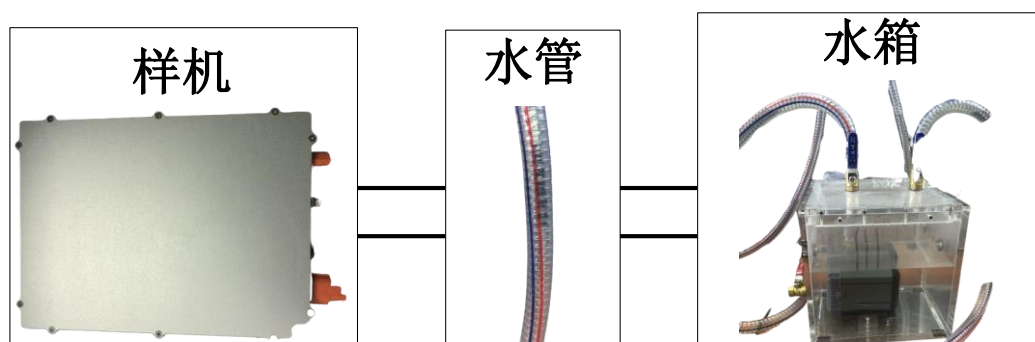


图 5.2 散热连接示意图

设计的样机如图 5.3、图 5.4、图 5.5 所示。



图 5.3 结构图

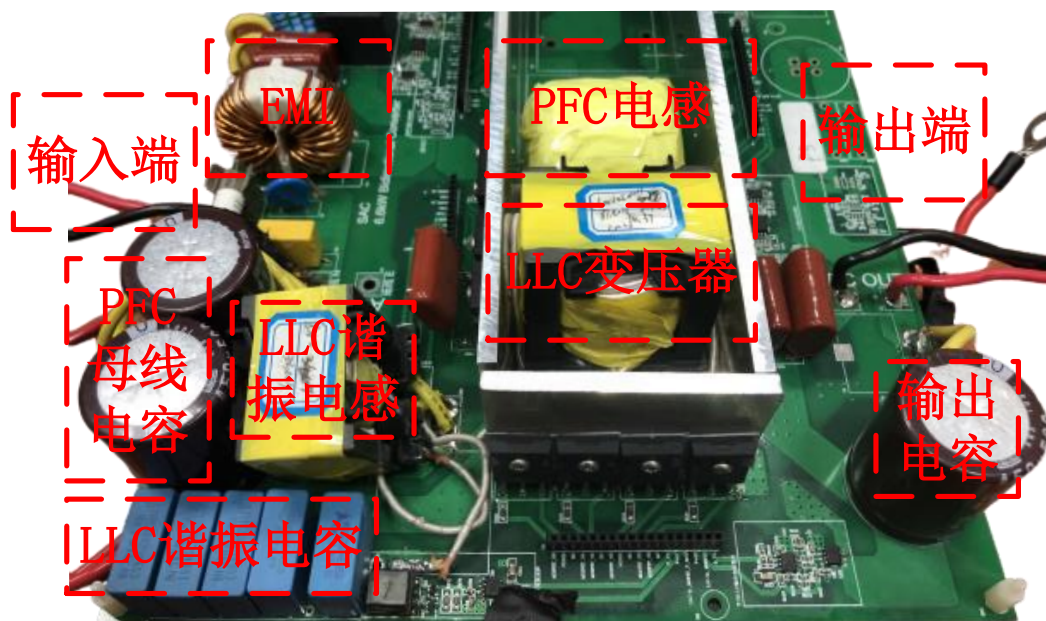


图 5.4 功率板

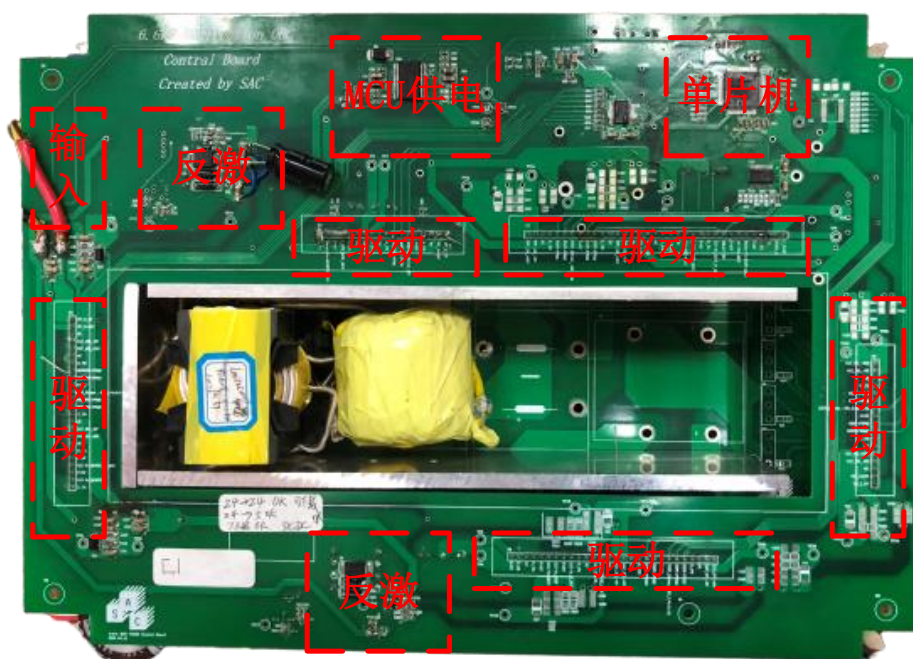


图 5.5 控制板

采用将散热器置于中间，开关管依靠两边的散热方式，散热器带有水管，可以实现水冷。而控制板与功率板的衔接则采用驱动板，将功率电路的调理信号依靠驱动板传输至控制板。这种处理方式使得功率部分电路对采样信号的干扰减小，强化了控制的可靠性。

功率板部分，将 PFC 电感、LLC 变压器放在散热器的内部，开关管紧贴散热器的布局，就近将其他功率器件进行摆放，并将采样电路进行摆放。采样信号通

过就近的驱动板进行走线，最终传递到 MCU，进行算法上的处理。由于本文最终设计的样机对外仅有交流输入端、低压输入端、高压输出端以及 CAN 通信接口，因此在布板时还需要考虑功率走向的问题，避免连接线的缠绕。

驱动板的功能主要是进行采样信号的传递，以及将控制板部分传递的驱动信号通过驱动芯片，转化为具有驱动能力的开关管控制信号。

而控制板的布局，则采用反激电路为整个控制板进行供电，包括了对单片机的供电、驱动信号电平转换芯片的供电、驱动芯片原副边的供电、其他芯片的供电等。最终，其传递给驱动板的信号应该包括控制信号，以及驱动芯片原副边的供电、继电器的供电、采样芯片的供电等。同时，其兼具对外的 CAN 通信功能。

由于本文实际制作的样机是一台 6.6kW 的样机，其由两路 3.3kW 的变换器并联而成。本文仅针对其中的单向工作部分进行试验。

5.2 系统实现方案

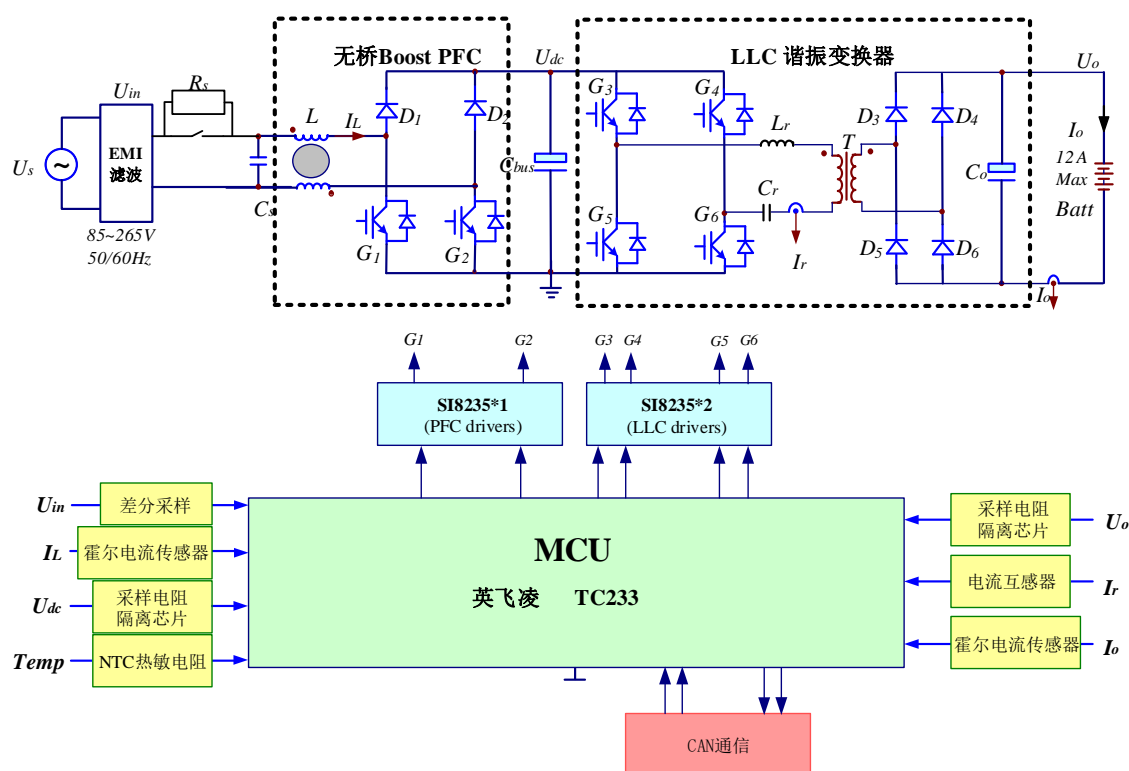


图 5.6 系统框图

系统最终采用的框图如图 5.6 所示。

样机采用的关键参数与关键元件的型号如表 5.2 所示。

表 5.2 关键参数与关键元件型号

参数	型号/规格	参数	型号/规格
PFC 电感 L_s	448 μ H	LLC 二极管 D ₃ -D ₆	IDW30E65D1
母线电容 C_{bus}	560 μ F*2	谐振电容 C_r	10nF*6
PFC 功率管 G ₁ 、G ₂	AIKW50N65DF5	谐振电感 L_r	40 μ H
PFC 二极管 D ₁ 、D ₂	AIDW40S65C5	变压器 T	$n=1.5$ $L_m=205\mu$ H
LLC 功率管 G ₃ -G ₆	AIKW40N65DF5	输出电容 C_o	560 μ F

5.3 测试结果

5.3.1 整机性能

样机的整机效率曲线如图 5.7 和图 5.8 所示。

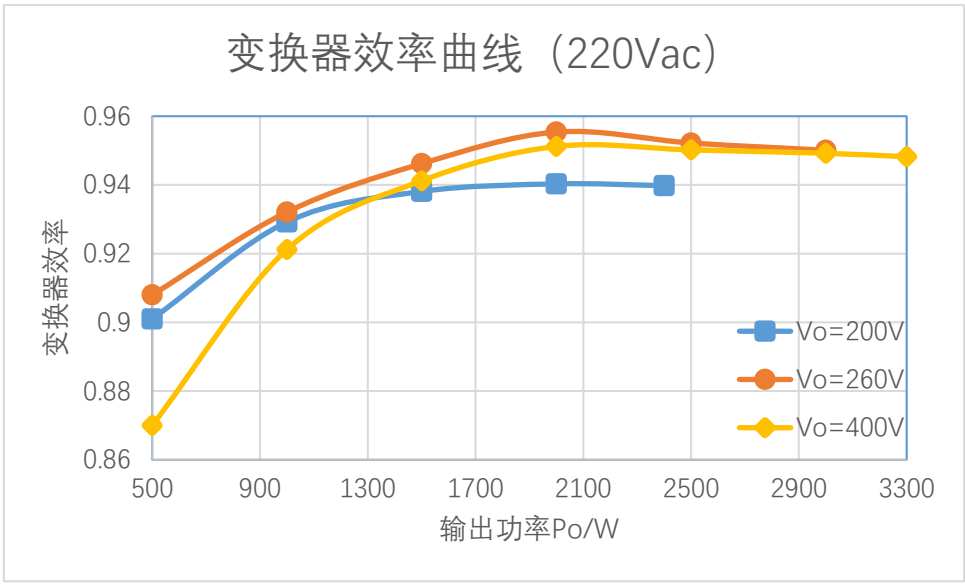
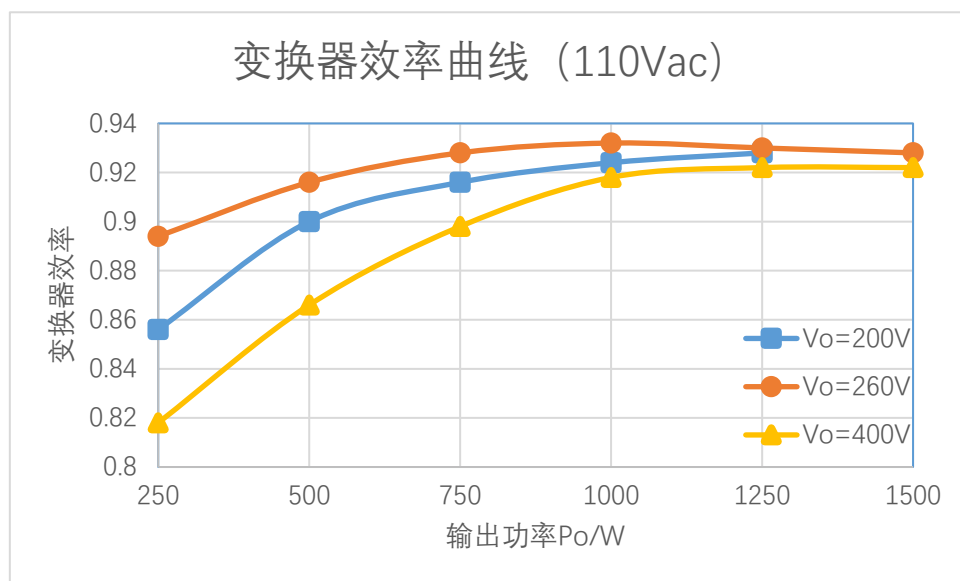


图 5.7 变换器效率曲线 (Vin=220Vac)

图 5.8 变换器效率曲线 ($V_{in}=110V_{ac}$)

可以看到，当输入电压为额定值 ($220V_{ac}$)，输出电压为 $260V$ ，输出功率为 $2000W$ 时，该变换器达到效率最大值，为 0.955 ，该输入输出情况下，满载效率为 0.95 。可以看到，在 $1500W$ 输出功率以上的工况下，变换器的效率均在 0.94 以上。且变换器能够达到最大输出功率 $3300kW$ 。变换器在谐振点附近的效率最高。变换器能够覆盖的输出电压的范围为 $200V-400V$ ，其能够覆盖的功率范围也较大。

在输入电压为 $110V_{ac}$ 的情况下，整机的输出功率减半，其满载效率为 0.93 左右。可以看到，当输出功率为 $750W$ 以上是，变换器的效率均在 0.9 以上，说明整个变换器的转换效率较高。

图 5.9 (a) 给出了 $220V$ 交流输入时，样机的功率因数曲线，可以看到，随着样机输出的功率的增加，变换器的功率因数逐渐增大，且在 $1kW$ 以上输出功率下，变换器的功率因数值均在 0.99 以上。在整个测试范围内，变换器的功率因数都在 0.975 以上。图 5.9 (b) 给出了 $110V$ 交流输入时，变换器的功率因数变化曲线，变换器的功率因数在 $500W$ 以上功率范围内，PF 值均达到了 0.995 及以上。在整个测试范围内，变换器的功率因数都在 0.984 及以上。

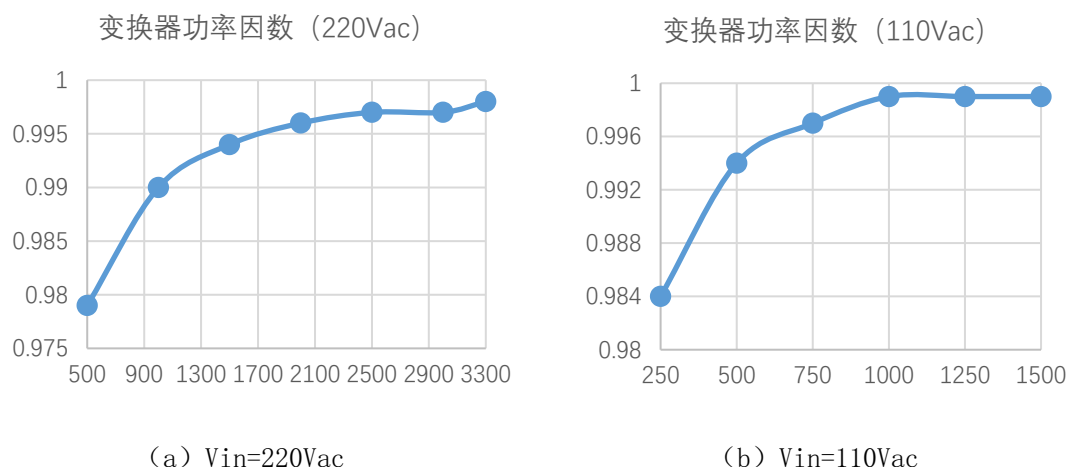


图 5.9 变换器 PF 曲线

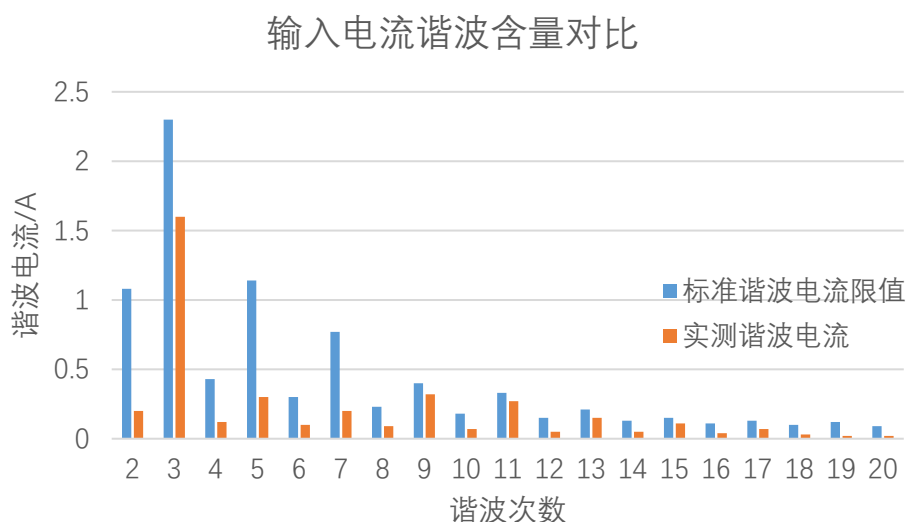


图 5.10 输入电流谐波含量对比

图 5.10 展示了变换器的输入电流谐波含量（输入电压为 220Vac，输出电压为 330V，3300W）与国际标准 GB17625.1-2012 的对比，可以看到，本样机的电流谐波含量均低于国际标准，其中 3 次谐波含量最高，奇数次谐波明显高于偶数次谐波。

将上述实验结果与 1.4.1 的设计指标对比后，可以看到所设计的变换器是满足设计的要求和指标的。

5.3.2 实验波形

无桥 Boost PFC 在不同工况下的关键波形如表 5.3 所示。在表中，220Vac 所

对应的满载功率为 3300kW，而 110Vac 所对应的满载功率为 1650W。

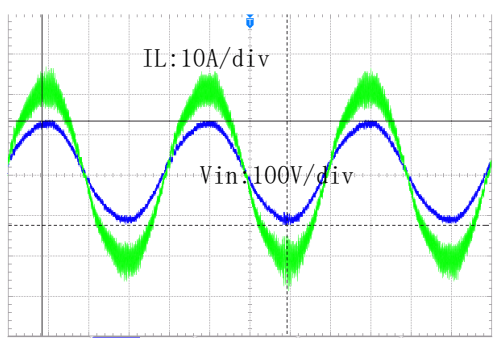
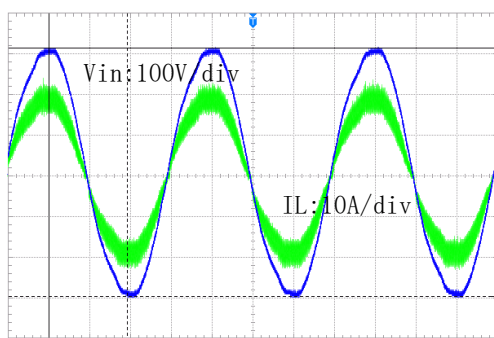
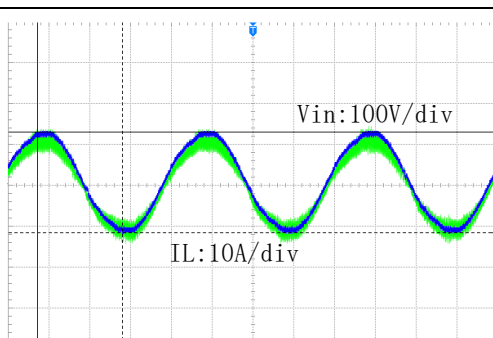
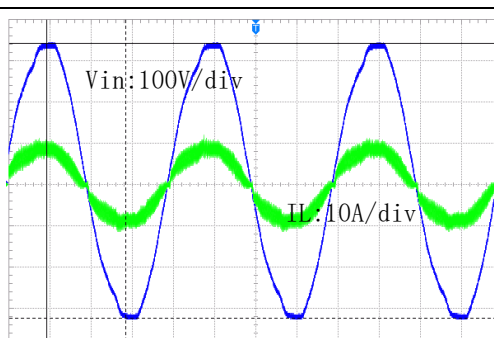
表中分别罗列了 220Vac 和 110Vac 输入交流电压的情况下,满载、半载及 15% 载的情况下，变换器的输入电压和输入电感电流的波形。

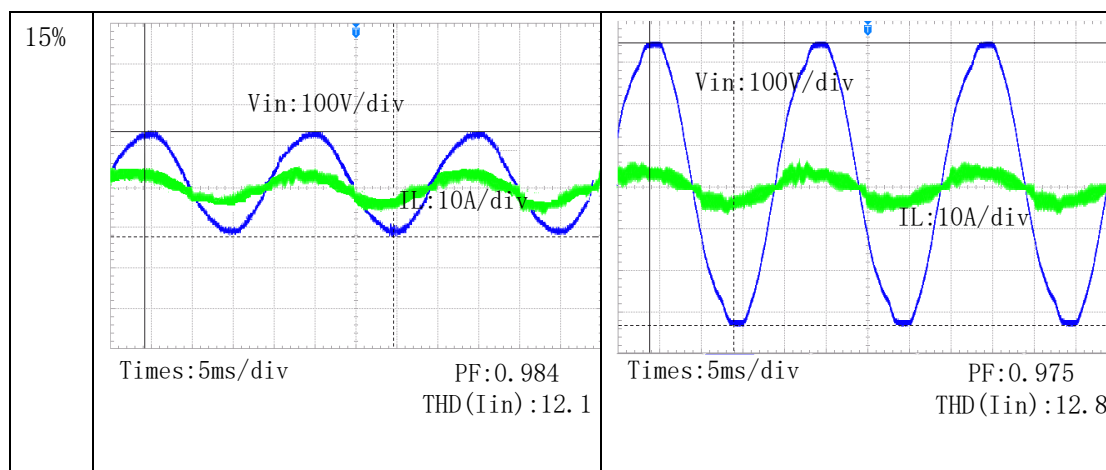
可以看到，变换器工作在不同的工况下的输入电流跟踪输入电压波形的能力较为优异，跟踪效果不错。

从表中的数据可以看出，当满载条件下，输入电流的 THD 是小于 6%的。对于相同的输入电压，其载越重，PF 值越高，THD 越小。

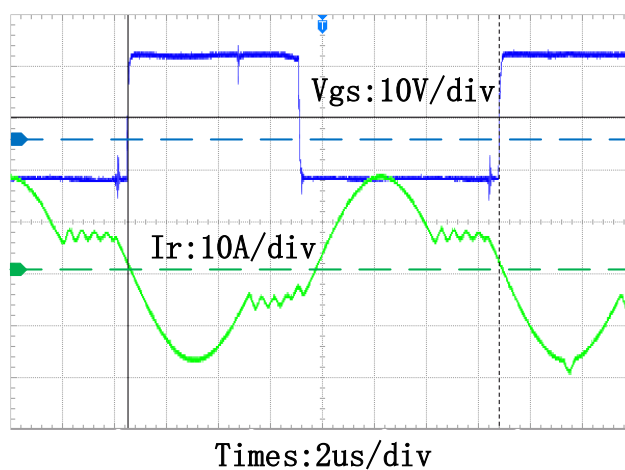
但是，由于输入变换器的电压实际上有 5%左右的 THD，而电流跟踪的是实际上的输入电压，因此，输入电流的质量会受到输入电压质量的影响。如果电网的供电质量更好，则样机的输入电流的 THD 将有所改善。

表 5.3 变换器输入电压及电感电流波形

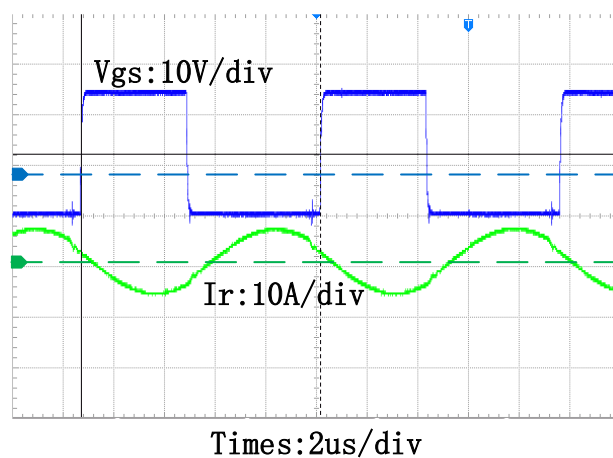
<div>Vin</div> <div>Load</div>	110Vac	220Vac
100 %	<div></div> <div>Times:5ms/divPF:0.999THD(Iin):5.6</div>	<div></div> <div>Times:5ms/divPF:0.999THD(Iin):5.8</div>
50%	<div></div> <div>Times:5ms/divPF:0.999THD(Iin):6.1</div>	<div></div> <div>Times:5ms/divPF:0.993THD(Iin):7.8</div>



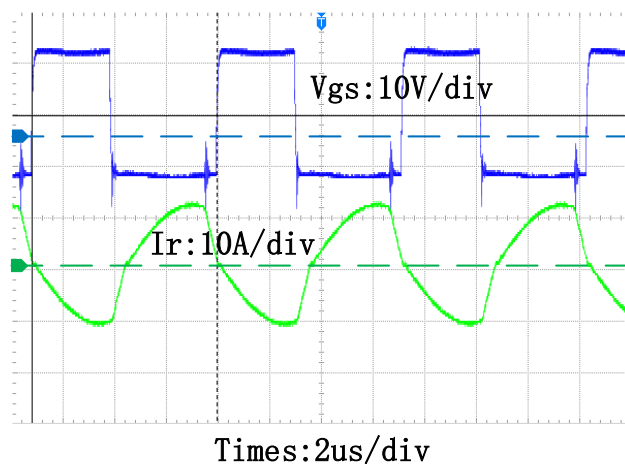
全桥 LLC 谐振变换器在满载工作情况下的谐振电流、开关管两端电压波形如图 5.11 所示。可以看到，该样机实现满载下的变换，其在满载下能够实现三类工况下的零电压开通。且在大功率的工况下，全桥 LLC 变换器的驱动波形干净，没有杂波的干扰。



(a) 满载，欠谐振



(b) 满载，谐振点



(c) 满载，过谐振

图 5.11 全桥 LLC 谐振变换器工况图

由于本文的变换器可能需要工作在输出 200V, 500W 的工况下, 在这种工况下, LLC 变换器需要工作在超高的频率下才能够实现降压的目的, 这在电路要求上非常苛刻, 因此, 在低压轻载的工况中, 本文采用 **Burst Mode**。其工况如图 5.12 所示。LLC 变换器在一段时间内给出驱动, 一段时间内没有驱动, 进而实现 LLC 变换器的低增益。

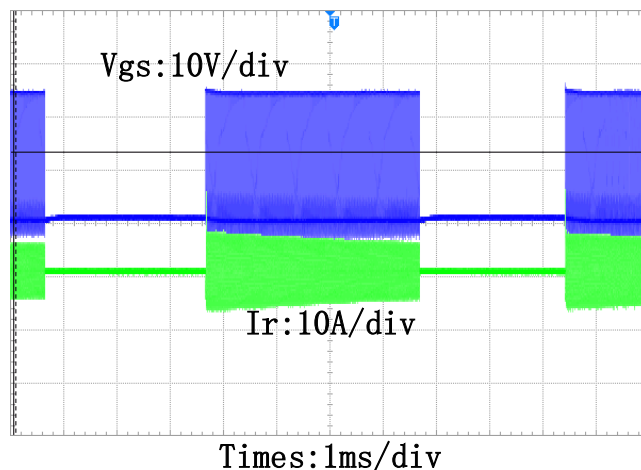


图 5.12 全桥 LLC 谐振变换器 Burst Mode

在启动过程中, 本样机采用“前级无桥 Boost PFC 空载, 后级全桥 LLC 带载启动”的控制策略。两级启动策略已在 4.3 中阐述。

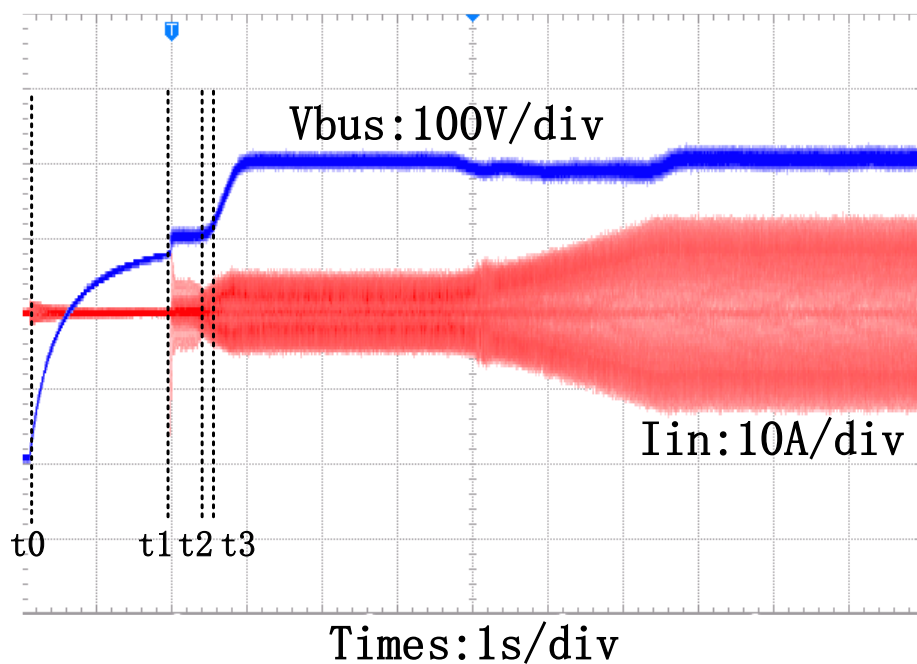


图 5.13 PFC 软启动波形

在第一阶段 ($t_0 \sim t_1$)，PFC 处于不控整流的阶段。 $t_1 \sim t_2$ 阶段，PFC 的继电器打开，此时 PFC 没有驱动信号，在 $t_2 \sim t_3$ 阶段，PFC 的参考电压与电压环的限幅逐渐放大，于是 PFC 的电流逐渐增大， t_3 以后，PFC 稳定工作。可以看到，在整个启动过程中，PFC 输出电压没有震荡，且输入电流平稳增大。

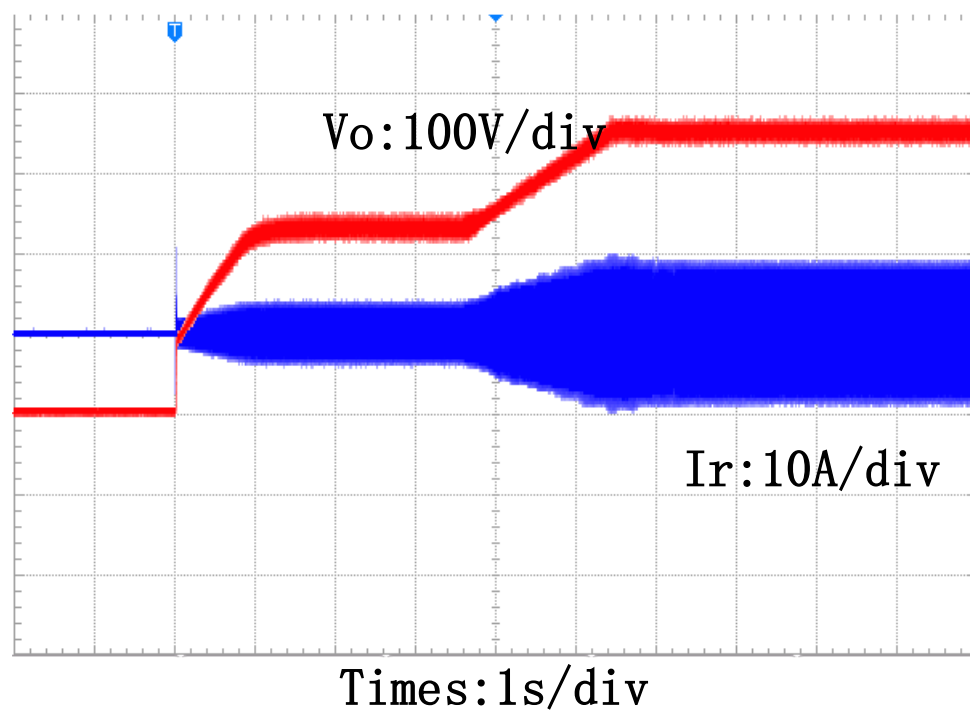


图 5.14 LLC 软启动波形

图 5.14 为 LLC 的启动波形，可以看到，LLC 在启动时没有电流、电压过冲。

LLC 输出电压的充电曲线变化平缓。当 LLC 的电压达到参考值时,软启动结束, LLC 变换器进行闭环模式。

5.3.3 其他功能

本变换器还兼具保护和 CAN 通信的功能。下面开始阐述。

表 5.4 样机保护指标

信号	输入电流 (A)	母线电压 (V)	
保护阈值	(>) 30	(>) 425	
信号	谐振电流 (A)	输出电压 (V)	输出电流 (A)
保护阈值	(>) 24	(>) 420	(>) 13.5

本样机针对采样信号进行软件保护。当检测到单片机采样转化后的数值超过设定的阈值,就迅速关断继电器和所有驱动的使能,进而使变换器脱离电网,防止变换器及相关设备损坏。样机的保护指标如表 5.4 所示。



图 5.15 CAN 通信界面

本文使用 Peak System 的 PCAN USB Pro FD 进行 CAN 通信。采用 C#语言进行上位机的编程。可以通过对变换器输出模式的选择选择是恒流 (CC) 还是恒压 (CV) 模式。同时,可以对输出的电压或电流的数值进行设定。而变换器通过 CAN 通信将采样到信号进行传递。上位机可以计算其输出功率,并将输出电压

和输出电流绘制成曲线进行显示。上位机的 **start** 键可以控制变换器工作，仅在使用户按下 **start** 键后，变换器才能够开始工作。

5.4 本章小结

本章详细地介绍了最终设计的样机，给出了其外观与 PCB 布局，并给出了系统进行测试时使用的仪器。接着，对样机的系统方案给出了介绍。最后，给出了样机的最终测试结果，包括对整机软启动的实验波形以及前级无桥 Boost PFC 级的实验波形和后级全桥 LLC 谐振变换器的实验波形，并给出了效率曲线、PF 值曲线、电流谐波曲线等。同时，介绍了本样机具有的保护以及 CAN 通信的功能。

实验结果表明，本文设计的变换器可以实现良好的功率因数校正功能，额定工作点(220Vac/3300W)下，本样机可以实现 PF 值 0.999，电流 THD 为 5.8%的校正效果；在输出电压范围方面，本文设计的变换器能够实现 200V-400V 的宽范围电压输出；本样机的最高整机效率高达 95.5%。综上所述，本文设计的变换器是符合设计要求的。

6 总结与展望

6.1 总结本文

随着新能源汽车的日益推广,其重要的组成部分——车载充电机也逐渐受到广泛地关注,作为电力电子领域的热点研究对象。本文基于无桥 Boost PFC 的前级电路和全桥 LLC 谐振变换器的后级电路,设计了一台 3.3kW 的单向车载充电机,并在该样机的基础上,提出了一套控制策略,采用英飞凌的 Tricore 系统单片机 TC233 完成了控制部分,在该样机上进行试验后,对实验结果进行了分析。

下面将阐述本文主要工作:

首先,本文对车载充电机(OBC)中常见的技术方案进行了调研,分析了前级 AC/DC 部分和后级 DC/DC 部分的几种典型拓扑的优缺点。根据本文车载充电机的参数需求,选择无桥 Boost PFC 作为前级电路、全桥 LLC 谐振变换器作为后级电路的两级式电路拓扑作为硬件电路拓扑。根据电路拓扑和工作范围对各级电路硬件参数进行设计,并通过仿真验证了设计结果。然后对样机的磁元件等关键元件进行了设计与选型,并进行详细的损耗计算,给出了理论下各级电路的损耗分布和效率,为样机设计提供参考。

其次,对 PFC 和 LLC 的控制方案进行设计。通过对 PFC 电路进行小信号建模和分析,对整流级电路进行补偿控制,根据实际数字控制电路的特点,提出了 PFC 变采样点的采样优化方法。通过对电动汽车动力电池充电策略的分析,LLC 级电路采用恒压恒流双环切换的输出模式,并采用变频控制(PFM)+打嗝模式(Burst Mode)的混合控制方式。整机两级电路采用英飞凌 Aurix 系列汽车级专用数字控制芯片,通过程序状态机进行逻辑控制和软件保护,同时设计了 CAN 通信和上位机等完整外围控制,符合车载充电机的工程需求。

最后,根据上述设计结果研制了一台 3.3kW 的样机,给出样机的测试结果。样机满足输出电压范围、功率等需求指标,整机具有通信、软启动和完整的保护功能和控制逻辑。满载工况下,PFC 整流电路能够达到 0.999 的 PF 值,5.8% 的电流 THD,整机效率最高达到 95.5%。工作波形符合理论分析和仿真结果,说明了电路设计和控制方案的正确性和有效性。

6.2 展望

本文最终设计的单向 3.3kW 的样机,其最高整机效率高达 95.5%,且能够实现 200V-400V 的宽范围输出,其在 220Vac 输入、满载情况下,能够达到 5.8%的 THD, PF 值可以达到 0.999。

结合自身在该项目中的体会以及对车载充电机的发展趋势的理解,作者认为,进一步的研究方向可以从下面几个方面开展:

1. 在样机的布局上依旧有优化地空间,可以加强对磁元件的设计,比如磁集成方面地考虑,以继续优化功率密度;在 PCB 布局上可以继续进行优化,减少由布局产生的驱动干扰等现象以及提高功率密度。
2. 该变换器在动态响应上仍然存在不足,当输入电压或负载跳变时,其响应速度较慢,因此,可以进一步对变换器的动态响应速度进行优化,比如在控制策略上进行一定的优化。
3. 在实际的充电机应用中,对于由恒流充电向恒压充电地转换是有一定算法要求的,而不是通过上位机地切换,这依旧需要进一步地算法优化。
4. 在 LLC 轻载的控制中,采用 Burst Mode 的控制方法,其效率较低,为了实现轻载下的高效率控制,后续的控制方法可以采用移相的控制方法,这对单片机的资源分配上也有了进一步的要求。

参考文献

- [1] 张军,杨瑞.电动汽车车载充电机的研究及设计[J].电子设计工程,2016,24(20):133-136.
- [2] 王虎,高桂芬.电动汽车车载充电机的研究与设计[J].长春工业大学学报,2018,39(04):356-361.
- [3] 赵文辉,沈艳霞.电动汽车车载充电机拓扑研究综述[J].控制工程,2019,26(01):29-36.
- [4] 杜常清,潘志强,赵奕凡,朱一多,姚华.电动汽车车载充电系统研究[J].电源技术,2016,40(06):1277-1279+1329.
- [5] 刘卓然,陈健,林凯,赵英杰,许海平.国内外电动汽车发展现状与趋势[J].电力建设,2015,36(07):25-32.
- [6] International Energy Agency. Scaling up the transition to electric mobility 2019[EB/OL]. <https://webstore.iea.org/global-ev-outlook-2019>. 30 May, 2019.
- [7] 徐浩. 基于电动汽车新国标的车载充电机研制与优化[D]. 东华理工大学, 2018.
- [8] 崔超. 电动汽车车载充电机若干关键技术研究[D]. 合肥工业大学, 2018.
- [9] 颜湘武,肖湘宁,张波,范辉. 电动汽车传导式充电机关键技术[J]. 电力电子技术, 2011, 45(12): 20-26.
- [10] 钱国栋. 纯电动汽车充电桩的无桥 PFC 控制算法和 EMI 抑制研究[D]. 电子科技大学, 2015.
- [11] 赵文辉,沈艳霞.电动汽车车载充电机拓扑研究综述[J].控制工程,2019,26(01):29-36.
- [12] 吴红雪. 高效率车载充电电源及其数字控制系统研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2012.
- [13] F. Musavi, M. Craciun, D. S. Gautam, W. Eberle and W. G. Dunford, "An LLC Resonant DC-DC Converter for Wide Output Voltage Range Battery Charging Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 12, pp. 5437-5445, Dec. 2013.

- [14] 袁晓强, 於锋, 吴晓, 吴晓新, 项财生. 永磁驱动重构型车载充电机三相 DC/DC 变换器的研究[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(09): 19-24+33.
- [15] 卿腾, 唐勇奇, 赵怀阳, 林轩, 赵葵银. 电动汽车充电桩三相三电平整流器的控制研究[J]. 湖南工程学院学报(自然科学版), 2016, 26(04): 8-13.
- [16] B. Li, Q. Li, F. C. Lee, Z. Liu and Y. Yang, "A High-Efficiency High-Density Wide-Bandgap Device-Based Bidirectional On-Board Charger," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 3, pp. 1627-1636, Sept. 2018.
- [17] 李静宇, 周明, 李庚银. 基于交错 Boost 变流器和 LLC 谐振变流器的高效率车载充电机[J]. 现代电子技术, 2019, 42(01): 119-123.
- [18] 王琳, 孙俊彦, 王正仕. 基于重复控制的单相单级隔离型 AC/DC 变换器探讨[J]. 电工技术, 2019(09): 15-18+23.
- [19] 王平来, 李小伟, 张立功. 高性能车载充电机硬件电路设计[J]. 山东工业技术, 2015(18): 113.
- [20] 伍泽东, 蒲晓珉, 蔡群英. 车载充电机系统的控制策略研究[J]. 东方电气评论, 2017, 31(03): 8-11.
- [21] 刘晓东, 徐朋, 方炜, 徐瑞, 刘宿城. 3kW 车载充电机的研究与实现[J]. 电源学报, 2017, 15(03): 126-132.
- [22] 黄永章, 易文飞, 徐恒山. 基于两级式电路的隔离型高效率车载充电机[J]. 华北电力大学学报(自然科学版), 2018, 45(04): 8-16.
- [23] 邱慧, 蔡群英. 车载充电机拓扑结构对比[J]. 电子技术与软件工程, 2017(08): 244-245.
- [24] S. Zou, J. Lu, A. Mallik and A. Khaligh, "Modeling and Optimization of an Integrated Transformer for Electric Vehicle On-Board Charger Applications," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 4, no. 2, pp. 355-363, June 2018.
- [25] H. J. Chae, W. Y. Kim, S. Y. Yun, Y. S. Jeong, J. Y. Lee and H. T. Moon, "3.3kW on board charger for electric vehicle," 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, Jeju, 2011, pp. 2717-2719.
- [26] S. Bolte, A. Speerschneider, N. Fröhleke and J. Böcker, "A comparison of

- on-board chargers for electric vehicles with variable DC-link voltage," 2015 IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE), Oshawa, ON, 2015, pp. 1-5.
- [27] D. Gautam, F. Musavi, M. Edington, W. Eberle and W. G. Dunford, "An automotive on-board 3.3 kW battery charger for PHEV application," 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Chicago, IL, 2011, pp. 1-6.
- [28] T. Kim, S. Lee and W. Choi, "Design and control of the phase shift full bridge converter for the on-board battery charger of the electric forklift," 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, Jeju, 2011, pp. 2709-2716.
- [29] Huang L, Chen F, Yao W, et al. Flexible Mode Bridgeless Boost PFC Rectifier With High Efficiency Over a Wide Range of Input Voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5):3513-3524.
- [30] 韦武,王佳宁.基于 GaN 的高频 Boost PFC 整流器设计[J].电力电子技术,2018, 52(11):104-107.
- [31] 徐申,王青,孙大鹰,孙伟锋.一种具有快速动态响应的新型数字 PFC 控制器[J].电工技术学报,2014,29(12):88-94.
- [32] 贾洪奇,王大庆,孟涛,朱良梅.基于辅助绕组的单级桥式 PFC 变换器纹波抑制策略[J].电工技术学报,2013,28(04):58-64.
- [33] 邹建龙,马西奎,杨宇.功率因数校正 Boost 变换器中慢时标分岔的影响因素分析与分岔控制[J].中国电机工程学报,2010,30(03):1-7.
- [34] 赵法强,罗艺文,汪为,许建平.快速瞬态响应交错并联 DCM Boost PFC 变换器[J].电工技术,2019(21):27-30+35.
- [35] 林安娜,谢运祥.一种交错并联 Boost PFC 变换器的控制方法[J].电子技术应用, 2019,45(09):106-109.
- [36] 刘欣睿,林竞力,郭筱瑛,张煜枫,万敏,曹太强.交错并联 CCM Boost PFC 变换器研究[J].电子技术应用,2018,44(08):143-146.
- [37] 马昭.交错并联 PFC 电源研究与设计[J].电气自动化,2018,40(03):23-25+77.
- [38] L. Huber, Y. Jang and M. M. Jovanovic, "Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers," in IEEE Transactions on Power Electronics, v

- ol. 23, no. 3, pp. 1381-1390, May 2008.
- [39]Tollik D , Pietkiewicz A . Comparative analysis of 1-phase active power factor correction topologies[C]// International Telecommunications Energy Conference. IEEE, 1992.
- [40]刘硕,刘启帆,杨立永.无桥 Boost PFC 变换器变占空比控制方法的研究[J].电力电子技术,2018,52(02):121-124.
- [41]易俊宏,马红波,孟庆伟.高效率、高功率密度无桥 PFC 设计[J].电力电子技术,2017,51(12):112-116.
- [42]柳志飞,杜贵平,杜发达.一种新型高效率双 Boost 无桥 PFC 变换器[J].电力电子技术,2017,51(01):68-71+89.
- [43]陈裕成,卢德祥,王武,蔡逢煌.电压 PI+电流预测控制无桥双 Boost PFC 变换器[J].南昌大学学报(工科版),2017,39(04):398-403.
- [44]陈裕成.双 Boost PFC 变换器输出电压纹波的研究[J].电气技术,2015(06):48-51.
- [45]张常玉,谢运祥.图腾柱 Boost PFC 电路的单周期实现方案[J].通信电源技术,2006(03):53-55.
- [46]K. S. Muhammad and Dylan Dah-Chuan Lu, "Two-switch ZCS totem-pole bridgeless PFC boost rectifier," 2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon), Kota Kinabalu, 2012, pp. 1-6.
- [47]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.
- [48]Z. Liu, Haiping Xu and Zuzhi Zhang, "An improved Totem-pole bridgeless power factor corrector with complementary driving signals," 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Chicago, IL, 2017, pp. 191-196.
- [49]阎铁生,李明洪,周国华,陶权保,曹太强.一种一次侧控制的 Buck-Flyback 单级功率因数校正变换器 LED 驱动电路[J].电工技术学报,2019,34(16):3355-3365.

- [50] 赵金刚,马辉,张超兰,陈曦.基于 LLC 单级无桥 PFC 的无频闪 LED 驱动电源[J].电工电能新技术,2019,38(06):79-88.
- [51] 纪丙华,龚超,黄学龙,张靖维.一种新型无桥双 Boost PFC 变换器[J].电力电子技术,2018,52(12):129-132.
- [52] 杨雁勇,戴慧纯,张方禹,王正仕.电动汽车单相双向电容改善型全桥变换器研究[J].电力电子技术,2018,52(10):109-111+114.
- [53] 侯良奎,王金平,张良.一种单级无桥隔离型 PFC 变换器研究[J].电力电子技术,2017,51(02):59-60+89.
- [54] 邓开元. 大功率移相全桥同步整流电源关键技术的研究[D]. 北京交通大学,2017.
- [55] 王敏. 3kW 移相全桥软开关充电机的设计与研究[D].大连理工大学,2013.
- [56] 程实,郭育华,余璞.基于充电机的 3kW 移相全桥变换器[J].电力电子技术,2016,50(03):88-90.
- [57] 殷文贵. 移相全桥 ZVS 变换器研究[D].上海交通大学,2012.
- [58] G. Yang, P. Dubus and D. Sadarnac, "Double-Phase High-Efficiency, Wide Load Range High- Voltage/Low-Voltage LLC DC/DC Converter for Electric /Hybrid Vehicles," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 4, pp. 1876-1886, April 2015.
- [59] 张立新. LLC 谐振式 DC/DC 变换器的研究[D].哈尔滨理工大学,2016.
- [60] 文美娟. 全桥 LLC 谐振变换器研究[D].西安科技大学,2013.
- [61] 黄贺. 全桥 LLC 谐振变换器研究[D].哈尔滨工业大学,2012.
- [62] 戴幸涛. LLC 变换器软开关特性及谐振参数优化研究[D].哈尔滨工业大学,2012.
- [63] 秦飞虎. 无桥 Boost PFC 变换器的控制策略研究[D].广西大学,2019.
- [64] 潘志杰. 混合控制全桥 LLC 谐振变换器的优化设计[D].南京航空航天大学,2013.
- [65] 李菊,阮新波.全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J].电工技术学报,2013,28(04):72-79+94.
- [66] 钱娟. 数字控制全桥 LLC 谐振变换器的研究[D].南京航空航天大学,2013.

- [67]刘秦维. LLC 谐振式变换器的滑模控制策略研究[D].浙江大学,2014.
- [68]文美娟. 全桥 LLC 谐振变换器研究[D].西安科技大学,2013.
- [69]石林,刘邦银,段善旭.一种基于 Burst-PWM 混合控制的 LLC 谐振变换器宽电压范围输出策略[J].电工技术学报,2019,34(22):4772-4780.
- [70]陶文栋,王玉斌,张丰一,曲增彬,潘腾腾.双向 LLC 谐振变换器的变频-移相控制方法[J].电工技术学报,2018,33(24):5856-5863.
- [71]吕正,颜湘武,孙磊.基于变频-移相混合控制的 L-LLC 谐振双向 DC-DC 变换器[J].电工技术学报,2017,32(04):12-24.
- [72]郭兵,张一鸣,张加林,王旭红,丁建智.基于直接移相角控制的移相全桥 LLC 变换器混合控制策略[J].电工技术学报,2018,33(19):4583-4593.
- [73]胡明星,谢运祥.单周期控制无桥 Boost PFC 电路分析和仿真[J].通信电源技术,2005(03):14-17
- [74]杨淇. 高效率 PFC 变换器的研究[D]. 浙江大学, 2016.
- [75]刘桂花. 无桥 PFC 拓扑结构及控制策略研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2009.
- [76]王斌斌. 车载充电器高效率 PFC 技术研究[D]. 浙江大学, 2017.
- [77]顾公兵,沈传宏,沈坚. 开关电源磁性元件磁心选择的计算-AP 值法[J]. 国际电子变压器, 2006, (5): 123-127.
- [78]S. De Simone, C. Adragna, C. Spini and G. Gattavari, "Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA," International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006.
- [79]詹天霞,戴慧纯,张方禹,王正仕.结电容对双向 CLLC 谐振变换器影响的研究[J].电力电子技术,2019,53(06):104-107.
- [80]李杰. 半桥 LLC 谐振变换器的研究[D].北京交通大学,2018.
- [81]张艳军. 高功率密度直流变流器及其无源元件集成研究[D]. 浙江大学, 2008.
- [82]郑锐畅. LLC 谐振变换器的时域分析模型及其限流控制策略[D].华中科技大学,2015.
- [83]赵犇,马瑞卿.无桥 Buck-Boost PFC 变换器中单周期控制与平均电流控制的对比研究[J].机电一体化,2015,21(12):23-27+41.

- [84] 责洪奇,刘昭和.输入电压前馈在 PFC 电路中的应用[J].仪表技术,1998(03):44-45.
- [85] 杨雁勇. 双向 OBC 中整流/逆变双向变换器的研究设计[D].浙江大学,2018.
- [86] 侯森. 数字无桥 Boost PFC 变换器研究与设计[D].中国矿业大学,2019.
- [87] 潘海燕,贺超,蒋友明,陈国柱.高效的 LLC 谐振变换器变模式控制策略[J].电力自动化设备,2015,35(01):71-78.
- [88] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 机械工业出版社, 2006.
- [89] 徐德鸿, 马皓, 汪槩生. 电力电子技术[M]. 科学出版社, 2006.
- [90] 詹天霞. 高性能数字控制电动汽车车载充电机的研究与设计[D].浙江大学,2019.
- [91] 江崴. 全桥 LLC 变换器轨迹控制策略的研究[D].浙江大学,2019.

