

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 21710077

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 基于 LLC 的单级式车载充电器研究

英文论文题目: Research on a LLC-Based Single-Stage

On-Board Charger

申请人姓名: 王泽峰

指导教师: 张军明 教授

专业名称: 电气工程

研究方向: 车载充电器

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2020 年 4 月 26 日

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

基于 LLC 的单级式车载充电器研究



论文作者签名:_____

指导教师签名:_____

论文评阅人 1: _____ 谢小高

评阅人 2: _____ 陈怡

评阅人 3: _____ 姚文熙

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: _____ 谢小高

委员 1: _____ 吴新科

委员 2: _____ 陈敏

委员 3: _____ 邵帅

委员 4: _____ 郭清

委员 5: _____

答辩日期: _____ 2020.3.11

浙江大学研究生学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得 浙江大学 或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：

签字日期： 2020 年 3 月 11 日

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

学位论文版权使用授权书

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

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期： 2020 年 3 月 11 日

签字日期： 2020 年 3 月 11 日

致谢

光阴荏苒，不知不觉在浙大已过了七年。紫金港、玉泉两个校区留下了我不知多少回忆，教学楼、实验室、图书馆、林荫道、大草坪，这些楼宇草木，伴随着我从初上大学的懵懂少年，成为了即将结束学术时代的毕业生。

在我的研究生生涯中，我最需要感谢的是我的导师张军明老师。张老师学识渊博，理论基础深厚，工程经验丰富，温文尔雅，对人真诚，对事认真，常启发我对问题进行更深入的思考和更深刻的总结。一个人的品格与能力反映在最细微的日常，我在这三年的日常里向您学习怎样做更好的人，怎样做更好的事。衷心祝愿您和家人身体健康，幸福欢乐。

感谢邵帅老师对我的指导和帮助。邵老师严以律己，工作勤勉认真，学术上积极进取，精益求精。这种奋斗精神和踏实作风为我树立了优秀的榜样。

感谢我的父母对我这么多年的照顾和关怀。在你们心中，我始终是一个孩子，你们总是牵挂、支持着我。在我生病的时候，母亲不辞辛劳过来照顾我；在我需要帮助的时候，你们总能为我提供最温暖的依靠。养育之恩，无以为报。衷心祝愿你们身体健康，快乐幸福。

感谢实验室周莉英大姐在日常生活对我的帮助。三年里给您添不少麻烦了。

感谢实验室中舒露、张桢、方跃财、王天威、沈莉娟、江崴、高贺、温剑威、孙旦跃、林绿漪、龙莉娟、王楠等师兄师姐们，朱翔文、虞乃鹏、叶蔚文、李雨岑、张博诚、崔文韬、牛雨萱等同窗们，以及杨得秋、杨秋哲、朱世隆、张建佳、高枝、范俊崇、何杨、冯雨心、李欣宜、林伟聪、马睿、王勋等师弟师妹们。有了你们才组成了实验室快乐的大家庭，十分感谢大家的帮助与鼓励。祝大家在知识的海洋中收获更多。

感谢我的室友张方禹、廖作瑞在生活中对我的理解和帮助。希望你们今后工作顺利，事业有成。

感谢我的好朋友赵桑榆对我的关怀和帮助。你富有创造力的思维、独到的理解力和充沛的精力令我获益良多。祝你今后在感情和生活中都能顺利。

一岁又将过去，望各位珍重！

王泽峰

2020年1月于求是园

摘要

节能和环境保护在世界范围内越来越受到关注。电动汽车能够减少化石燃料的使用和温室气体的排放，具有高效、绿色的特点，其市场正在蓬勃发展。高性能、低成本的车载充电器是电动汽车的核心技术之一。与两级式结构相比，单级式结构具有元件数量少、成本低、功率密度高、效率高等优点，需要着重解决宽电压范围、高功率因数及高效率等难点。本文研究并设计了一种基于 LLC 的单级式车载充电器。

本文首先分析了 LLC 能够工作于单级 AC-DC 应用的充分必要条件。在此基础上，分别基于基波分析和时域分析的原理，以数学形式表达和推导了 LLC 在单级 AC-DC 应用中的参数设计方法，计算了有效参数范围，以得到优化的参数。在拓扑设计中，提出了一种高低输入电压模式切换的方法，减小了 LLC 电路在应用中需要实现的增益范围，优化电路设计，提高了整体效率。

针对上述单级 LLC 电路，本文提出了两种低谐波失真的优化控制策略，分别能够抑制输入电流的过零振荡和相位偏移现象。并提出了一种高压启动策略，该策略基于高频启动方法，以过零点作为切换点，通过在不同工频周期逐渐降低开关频率的方式，能够实现安全可靠的交流高压启动以及启动与稳态过程的平滑切换。

本文设计并搭建了一台 6.6kW 的样机。样机能够在全输入输出电压范围工作，并且具有高效率、低谐波失真的特性，验证了提出的参数设计方法和模式切换方法的有效性。通过添加优化控制策略前后的波形和 THD 曲线比较，验证了过零振荡、相位偏移抑制策略的有效性。给出了典型工作条件下的高压启动波形，验证了高压启动策略的有效性。

关键词：LLC；单级；车载充电器

Abstract

Energy saving and environment protection have attracted a lot of attention worldwide. Electric vehicles can effectively reduce the fossil fuel consumption and greenhouse gas emission. They also increase the energy efficiency and the market is quickly booming in recent years. On-board charger (OBC) with high performance and low cost is one of the key technologies in electric vehicle. For OBC application, compared with the conventional two-stage structure, the single-stage structure has advantages of fewer components, low cost, high power density and high efficiency. The key challenges are the wide input/output voltage range, high efficiency and high power factor. This dissertation studies a LLC-based single-stage on-board charger.

Firstly, the necessary and sufficient condition for LLC to operate in single-stage AC-DC application is analyzed. Then, with first harmonic approximation and time domain analysis respectively, this dissertation derives the theoretical expressions for parameter design method, calculates the effective parameter range, and obtains the optimized parameters. To reduce gain range required for the single-stage LLC converter and improve overall efficiency, a line input voltage mode switching method is proposed.

For the control of the single-stage LLC converter, two control strategies to reduce the input current harmonic distortion are proposed, which can suppress zero-crossing oscillation and phase deviation of input current effectively. A start-up strategy is also proposed, which starts from high frequency and uses zero-crossing points as switching points to enable reliable start-up process and smooth switching between start-up and steady state.

A 6.6kW prototype is designed and built. This prototype can operate in full input and output voltage range, and has features of high efficiency and low harmonic distortion, which verifies the effectiveness of proposed parameter design method and input voltage mode switching method. The effectiveness of zero-crossing oscillation and phase deviation suppression control strategies are also verified by comparing the input current THD with and without the proposed control strategies. The start-up waveforms under typical operating condition are given to verify the effectiveness of proposed start-up strategy.

Keywords: LLC; Single-stage; On-board charger

插图清单

图 1.1 两级式车载充电器结构示意图	1
图 1.2 典型的无桥 PFC 拓扑	2
图 1.3 变母线电压的两级式结构：图腾柱 PFC+LLC ^[11]	3
图 1.4 包含模式切换的两级式结构 ^[12]	3
图 1.5 移相全桥与半桥 LLC 混合的后级结构 ^[13]	4
图 1.6 单级式车载充电器结构示意图	4
图 1.7 基于级联 Buck-Boost 结构的非隔离型单级式车载充电器 ^[20]	5
图 1.8 有源钳位电路和串联谐振电路相结合的单级式车载充电器 ^[25]	6
图 1.9 无桥双向的隔离型单级式车载充电器 ^[26]	7
图 1.10 基于 DAB 的隔离型单级式车载充电器 ^[28]	7
图 2.1 基于 LLC 的单级式车载充电器的系统整体结构图	9
图 2.2 系统关键波形示意图	10
图 2.3 半个工频周期中的功率和增益变化曲线	11
图 2.4 LLC 谐振变换器的基波分析等效模型	12
图 2.5 不同负载下的 LLC 增益曲线 ($n=1, K=4$)	14
图 2.6 增益上界条件确定的参数范围	17
图 2.7 增益下界条件确定的参数范围	17
图 2.8 同时满足增益上下界条件的参数范围	18
图 2.9 基于 FHA 的数值分析法与放缩法得到的有效参数范围比较	19
图 2.10 P 阶段等效模型	21
图 2.11 N 阶段等效模型	21
图 2.12 O 阶段等效模型	21
图 2.13 PO 工作模式电压电流波形	24
图 2.14 NP 工作模式电压电流波形	24
图 2.15 OPO 工作模式电压电流波形	25
图 2.16 solve 操作与仿真获得的工频半波内开关频率曲线比较	31
图 2.17 基于时域分析得到的有效参数范围	32

图 2.18 高低压模式切换 LLC 拓扑	35
图 2.19 高输入电压模式的 LLC 工作电路与等效模型	36
图 2.20 低输入电压模式的 LLC 工作电路与等效模型	36
图 2.21 包含模式切换的系统整体结构图	37
图 3.1 系统整体控制框图	39
图 3.2 过零区域附近 LLC 电路等效模型	40
图 3.3 过零区域附近 LLC 谐振腔的幅频响应曲线	41
图 3.4 采用基本双环控制的仿真波形	42
图 3.5 基本双环控制结合过零点状态更新策略的仿真波形	43
图 3.6 仿真中 K_i 较小时基本双环控制得到的输入电流与参考电流波形	44
图 3.7 仿真中 K_i 较小时基本双环控制输出的开关频率曲线	44
图 3.8 内外双环结合前馈的控制方法	45
图 3.9 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=270/330/400V$, $P_o=6.6kW$ 三种工作条件下的前馈表	46
图 3.10 仿真中 K_i 较小时内外双环结合前馈控制得到的输入电流与参考电流波形	47
图 3.11 仿真中内外双环结合前馈控制得到的控制量曲线	47
图 3.12 AC-DC 应用中 LLC 的高压启动策略示意图	49
图 4.1 变压器线圈绕制示意图	53
图 4.2 MOSFET 驱动电路原理图	56
图 4.3 交流输入电压采样与调理电路	57
图 4.4 直流输出电压采样与调理电路	57
图 4.5 交流输入电流采样与调理电路	58
图 4.6 直流输出电流采样与调理电路	58
图 4.7 样机实物图	59
图 4.8 控制电路板实物图	59
图 4.9 去除功率解耦电路后的样机	60
图 4.10 软件控制流程图	60
图 4.11 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=330V$, $P_o=6.6kW$ 工作条件下样机波形	62
图 4.12 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=330V$, $P_o=6.6kW$ 工作条件下展开波形	62

图 4.13 $V_{in}=180V_{ac}$, $V_o=430V$, $P_o=5.76kW$ 工作条件下样机波形 63

图 4.14 $V_{in}=265V_{ac}$, $V_o=240V$, $P_o=5.76kW$ 工作条件下样机波形 63

图 4.15 $V_{in}=110V_{ac}$, $V_o=330V$, $P_o=3.3kW$ 工作条件下样机波形 64

图 4.16 高输入电压模式与低输入电压模式的工作波形对比 64

图 4.17 满载时改变输入与输出电压测得的样机效率和 THD 曲线 65

图 4.18 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=330V$ 改变输出功率测得的样机效率和 THD 曲线 66

图 4.19 添加过零点状态更新策略前的样机波形 66

图 4.20 添加过零点状态更新策略后的样机波形 66

图 4.21 采用基本双环控制的样机波形 67

图 4.22 采用内外双环结合前馈控制的样机波形 67

图 4.23 $V_{in}=220V_{ac}$, 满载条件下, 改变 V_o 时两种控制方法的 THD 比较 68

图 4.24 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=330V$, $P_o=6.6kW$ 工作条件下样机高压启动波形 68

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

附表清单

表 1.1 样机主要设计指标8

表 4.1 单个变压器参数表53

表 4.2 样机主功率电路的主要元件清单55

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目录

致谢 I

摘要 II

Abstract III

插图清单 IV

附表清单 VII

目录 VIII

1 绪论 1

 1.1 研究背景与研究意义 1

 1.2 车载充电器研究现状 1

 1.2.1 两级式车载充电器概况 1

 1.2.2 单级式车载充电器概况 4

 1.3 本论文主要工作 7

 1.3.1 设计指标 7

 1.3.2 章节内容简介 8

2 基于 LLC 的单级式车载充电器的原理与设计 9

 2.1 系统整体结构 9

 2.2 基于基波分析的参数设计 12

 2.2.1 基波等效法原理 12

 2.2.2 基于放缩法的参数范围设计 14

 2.2.3 基于数值分析法的参数范围设计 18

 2.3 基于时域分析的参数设计 20

 2.3.1 时域分析法原理 20

 2.3.2 参数范围计算 29

 2.3.3 谐振参数设计 33

 2.4 高低输入电压模式切换方法 34

2.5 本章小结37

3 基于 LLC 的单级式车载充电器的控制与启动策略 39

3.1 系统整体控制策略39

3.2 低谐波失真的优化控制策略40

3.2.1 过零区域输入电流振荡的抑制策略40

3.2.2 输入电流相位偏移的抑制策略43

3.3 启动策略47

3.4 本章小结49

4 样机设计与实验验证50

4.1 样机硬件设计50

4.1.1 主功率电路50

4.1.2 驱动电路55

4.1.3 采样与调理电路56

4.1.4 样机外观与布局58

4.2 样机软件设计60

4.3 实验结果与分析61

4.3.1 关键工作点波形61

4.3.2 高低输入电压模式切换方法验证64

4.3.3 性能与指标65

4.3.4 过零区域输入电流振荡抑制策略验证66

4.3.5 输入电流相位偏移抑制策略验证67

4.3.6 高压启动策略验证68

4.4 本章小结69

5 总结与展望70

参考文献71

作者简历及在学期间发表的论文与专利75

1 绪论

1.1 研究背景与研究意义

能源与环境一直是现代社会发展关注的焦点之一,汽车作为一种人们频繁使用的交通工具,与能源和环境问题密切相关。与传统的内燃机汽车相比,纯电动汽车(battery electrical vehicle, BEV)和插电式混合动力汽车(plug-in hybrid electric vehicle, PHEV)全部或部分使用电能作为动力,能够减少化石燃料的使用和温室气体的排放,具有高效、绿色的特点^[1]。在化石能源短缺、气候变暖等全球问题的背景下,电动汽车是很有前景的新一代交通工具,获得了国家政策的支持和广大民众的认可,其市场正在蓬勃发展^[2]。

根据国际能源署发布的《全球电动汽车展望 2019》,2018 年全球电动汽车保有量已超过 510 万辆,比 2017 年增加了 200 万辆,这仍是一个快速增长的市场。中国是电动汽车市场的火车头,存量超过 200 万量。电动汽车的充电器可分为公用快速充电器、公用慢速充电器、车载充电器(on-board charger, OBC),其中车载充电器占 80%以上^[3]。

对于电动汽车而言,车载充电器是其核心部件之一。它将单相交流输入电压转换为稳定、可控的直流电压,为电池进行充电。与公用的充电站、充电桩相比,车载充电器搭载方便,使用灵活,可实现随时随地充电,更符合现实需要^[4]。

车载充电器的核心性能指标是输入输出电压范围、效率、功率密度、功率因数等,此外,对于商业化应用来说,成本也是非常关键的因素^[5]。因此,研究具有理想性能,并且低成本的车载充电器对电动汽车行业的发展具有重要的意义。

1.2 车载充电器研究现状

1.2.1 两级式车载充电器概况

两级式结构是国内外研究比较多的车载充电器拓扑,如图 1.1 所示。其中前级 AC-DC 负责产生相对稳定的母线电压 V_{bus} ,并实现 PFC 功能,后级 DC-DC 负责调节输出电压 V_o ,并实现快速的动态响应。两倍工频的功率纹波由母线电容 C_{bus} 和输出电容 C_o 共同吸收。

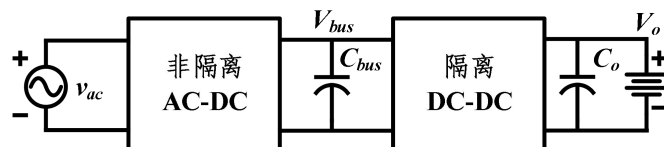


图 1.1 两级式车载充电器结构示意图

前级 AC-DC 变换器有时也被称为 PFC 环节，采用的拓扑一般基于 Boost 结构^[6]。传统的 Boost PFC 电路结构简单，控制方便，已经十分成熟。为了进一步减小导通损耗，有许多无桥 PFC 拓扑被提出，其中应用价值比较高的是 Dual Boost 拓扑和图腾柱拓扑^{[7][8]}，如图 1.2 所示。

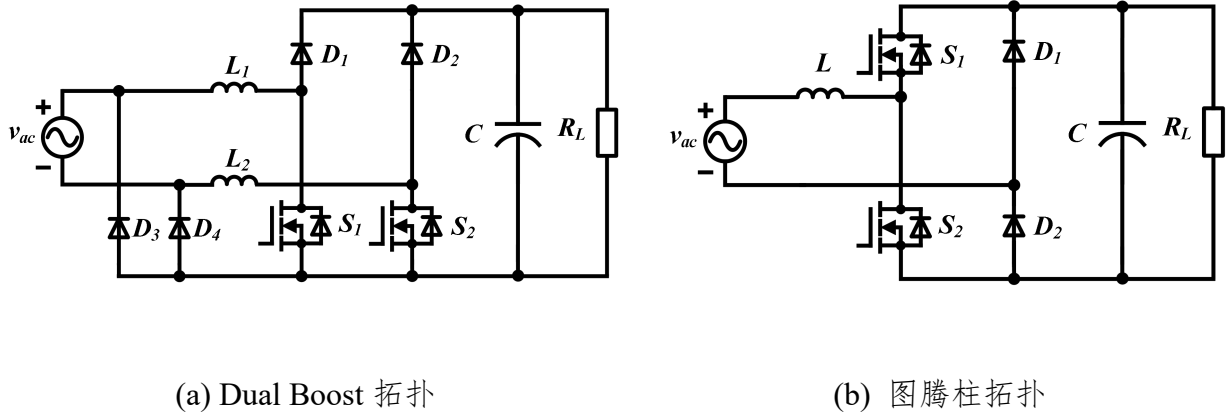


图 1.2 典型的无桥 PFC 拓扑

Dual Boost 拓扑：电路可以等效为两个 Boost 结构。当交流输入电压为正时， D_4 恒导通， L_1 、 S_1 、 D_1 构成 Boost 结构；当交流输入电压为负时， D_3 恒导通， L_2 、 S_2 、 D_2 构成 Boost 结构。与传统的 Boost PFC 相比，这里的导通路径少了一个二极管，导通损耗减小。如果不采用二极管 D_3 、 D_4 ，那么当交流电压负半周时，输出地电位将以开关频率脉动，产生严重的共模干扰。因此从改善 EMI 的角度考虑， D_3 、 D_4 是必需的。

图腾柱拓扑：正半周时， D_2 恒导通， S_2 作为开关管， S_1 作为续流二极管；负半周时， D_1 恒导通， S_1 作为开关管， S_2 作为续流二极管。可见正负半周时，输入地分别与输出地或输出正极相连，不存在开关频率脉动，因此这种拓扑的 EMI 性能也是比较好的。然而，MOSFET 体二极管的反向恢复性能一般比较差^[9]，因此该拓扑一般只适合工作在 DCM 或 BCM 模式。

后级 DC-DC 变换器一般是电气隔离型大功率拓扑，常用的选择有 LLC、移相全桥等拓扑。对两级式结构而言，前级的效率往往比较高，因此整体效率主要受后级效率的制约。后级拓扑的选择将影响车载充电器的整体特性与优化方法。

对于 LLC 拓扑而言，原边开关管能够在整个工作范围实现 ZVS 开通，并且关断电流较小；副边二极管在欠谐振和谐振工作状态下可实现 ZCS，没有反向恢复损耗^[10]。LLC 是车载充电器后级广泛采用的高效率拓扑。

然而，在车载充电器应用中，输出电压波动范围较大，当 LLC 的工作点偏离谐振点较远时，其效率会下降。为了解决这个问题，文献[11]提出了变母线电压的两级式结构，如图 1.3 所示。两级中间的母线电压按比例跟随输出电压的变化而变化，从而使得 LLC 的增益能够固定在谐振点增益。由于前级 PFC 的效率受增益影响较小，而后级 LLC 能够始终工作在高效率的谐振点，因此在宽范围内的整体效率获得了提升。然而，该方案会使得母线电压的范围变宽，母线上开关管的电压等级将从 650V 变成 1200V，成本大幅上升。

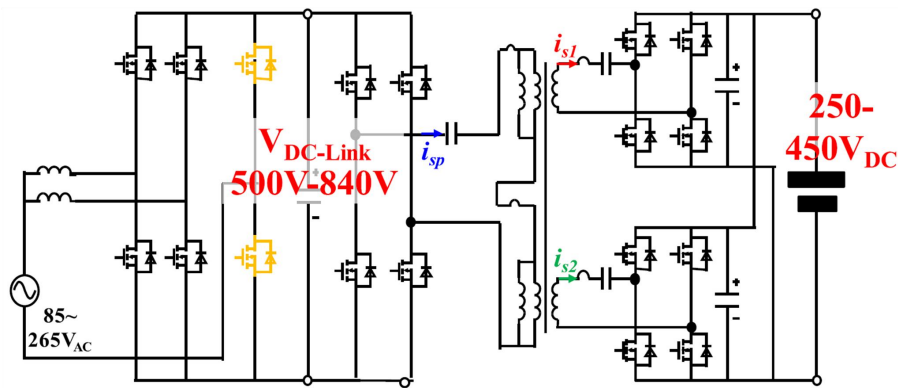


图 1.3 变母线电压的两级式结构：图腾柱 PFC+LLC^[11]

使用 LLC 作为后级的另一个典型问题是：在双向车载充电器中，当电池进入放电模式时，LLC 反向工作，相当于一个 LC 串联谐振变换器（SRC）。而 SRC 的增益总是小于 1 的，因此反向的增益需求很难满足。为此，文献[12]提出了一种模式切换的方法，如图 1.4 所示。当正向工作时，继电器闭合，电路中共有图腾柱 PFC、LLC 两级；当反向工作时，继电器断开，电路中共有 LLC、Boost、逆变器三级。Boost 环节承担了反向工作时的增益放大需求，使得反向工作范围更宽。然而，这也使得电路中元件增加，成本上升，并且反向工作时多了一个功率处理环节，效率下降。

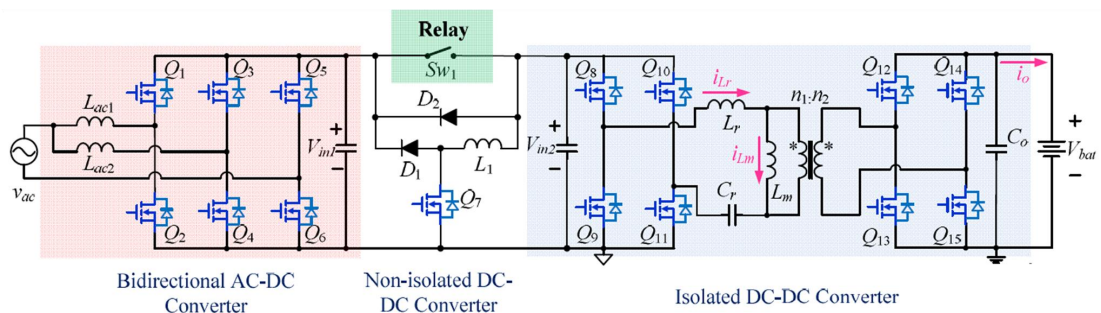


图 1.4 包含模式切换的两级式结构^[12]

使用移相全桥作为后级拓扑的优点是能够实现很宽的输出电压范围，缺点是效率略低

于 LLC。文献[13]提出了一种将这两者进行结合的结构，如图 1.5 所示。其中半桥 LLC 始终工作在谐振点，增益固定，移相全桥负责调节总输出电压。这种设计使得低压输出时，大部分功率由 LLC 输出，效率较高。然而其缺点在于移相全桥与 LLC 共用桥臂，导致控制方法存在一定的限制。

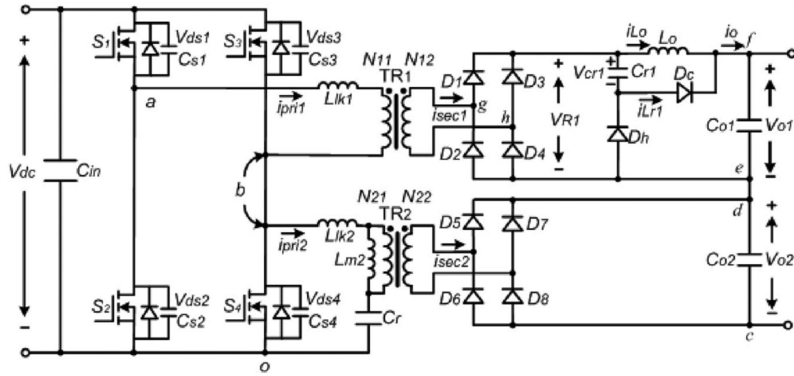


图 1.5 移相全桥与半桥 LLC 混合的后级结构^[13]

两级式方案是一类比较成熟的方案，其优点是前后级解耦，能够相对独立地进行设计和控制，容易实现宽输入和输出电压范围的指标；中间的母线电容可以作为储能电容，吸收一部分两倍工频功率纹波。其缺点是使用的元件数量多，成本高；所有的功率需要被处理两次，难以进一步提高效率和功率密度。

1.2.2 单级式车载充电器概况

单级式车载充电器的示意图如图 1.6 所示。其中 AC-DC 环节直接将交流输入电压转换成直流输出电压，给电池充电。与两级式结构相比，单级式结构的优点是：元件数量少，具有更高的功率密度，成本更低；处理全量功率的环节只有一个，整体效率较高。其难点在于实现宽电压范围和高功率因数。

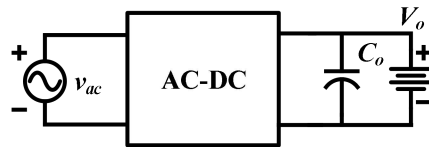


图 1.6 单级式车载充电器结构示意图

单级式结构需要考虑两倍工频功率纹波的问题。对于锂电池而言，已经有研究提出充电时的低频纹波并不会对电池的容量、均压性能、温升等带来明显的影响^{[14]-[16]}。基于此，有研究提出了正弦充电的车载充电器，将两倍工频功率纹波传递到电池，以减小储能电容的容量^{[17][18]}。在单级式结构中，如果也采用正弦充电的方案，则无需很大的输出电容 C_o 。

即可工作。

当不允许使用含有低频纹波的充电电流时,如果仅靠输出电容吸收两倍工频纹波,由于脉动的能量是固定的,而输出电压要求纹波较小,因此需要的电容量会比较大。在这种情况下,单级式车载充电器中除了 AC-DC 环节,一般还会包含功率解耦电路。功率解耦电路的作用是吸收两倍工频的功率纹波,从而减小输出电容的体积。吸收功率纹波是一个削峰填谷的过程,功率解耦电路只需要处理部分功率。系统中通过全量功率的环节依然只有 AC-DC 变换器,因此仍可以称为单级式结构。对于独立的功率解耦拓扑,已经有成熟的研究,可以根据应用需要进行选择^[19]。本文的重心为 AC-DC 环节本身,对功率解耦电路不过多叙述。

依据 AC-DC 环节是否具有隔离能力,单级式车载充电器可以分为非隔离型和隔离型。

1.2.2.1 非隔离型单级式车载充电器

非隔离型意味着没有变压器,而在车载充电器应用中,瞬时输入电压既有大于输出电压的时候,也有小于输出电压的时候,因此这类方案的共同点是电路需要具备升降压的能力。

实现升降压能力的典型方法是模式切换。许多文献基于模式切换的思想,根据瞬时输入和输出电压的大小,令电路工作于升压或降压的模式,从而设计出非隔离型的单级或准单级式车载充电器^{[20]-[22]}。

其中具有代表性的是基于级联 Buck-Boost 结构的非隔离型单级式车载充电器,如图 1.7 所示。根据瞬时输入和输出电压的大小,电路可以在 Buck、Boost 和级联这三种模式间进行切换,从而实现宽输入输出电压范围。在许多时候,电路可以工作于 Buck 或 Boost 模式,导通元件少,效率高,峰值效率达到 97.6%^[20]。

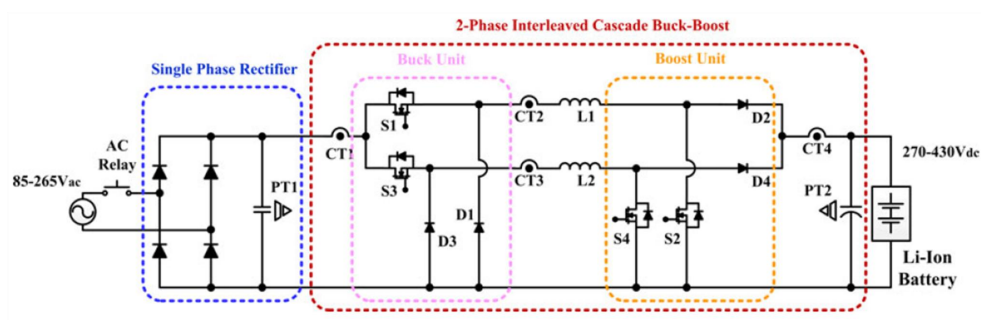


图 1.7 基于级联 Buck-Boost 结构的非隔离型单级式车载充电器^[20]

实现升降压能力的另一种方法是使用天然具有升降压功能的电路,比如 Cuk、Sepic

等[23]。这种方法不存在模式切换瞬间的不稳定性，控制上较为平滑。但由于 Cuk、Sepic 等拓扑本身具有的无源元件体积大、效率低等缺点，因此这种方案并不被广泛使用。

一般来说，非隔离型方案省去了高频变压器环节，总体效率会比较高。

1.2.2.2 隔离型单级式车载充电器

在高压输入和电池负载之间，变压器可以提供保护功能，有利于电池和人的安全。因此，虽然非隔离型方案在效率和成本上有一定的优势，但是对于商业化应用来说，隔离型方案仍然是更具吸引力的选择[24]。

对于小功率的隔离型单级式车载充电器，可以采用的拓扑比较多样。

文献[25]提出了一种有源钳位电路和串联谐振电路相结合的单级式车载充电器，如图 1.8 所示。其中有源钳位电路可为开关管提供 ZVS 条件，并回收变压器漏感上的能量；串联谐振电路中的输出二极管具有 ZCS 特性。该电路的优点是导通路径中的开关器件少，导通损耗较小，2kW 样机的峰值效率为 96.2%。然而，电路中两个开关管的电流应力不对称，容易造成局部过热，因此并不适合在大功率的场景下使用。

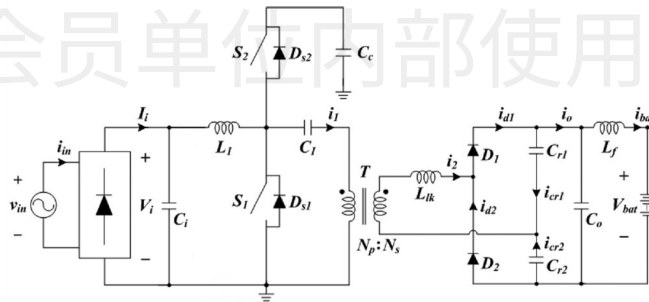


图 1.8 有源钳位电路和串联谐振电路相结合的单级式车载充电器[25]

文献[26]提出了一种无桥双向的隔离型单级式车载充电器，如图 1.9 所示。其中变压器原边是两个电流型的半桥结构，使用双向开关以实现无桥；副边是开关管组成的高频整流桥，从而具有双向能力。该电路能实现原边开关管的零电流开关和副边开关管的零电流开通，效率较高，1.5kW 样机的峰值效率达到 96.5%。然而，该电路中使用的输入电感体积很大，功率密度受到制约。

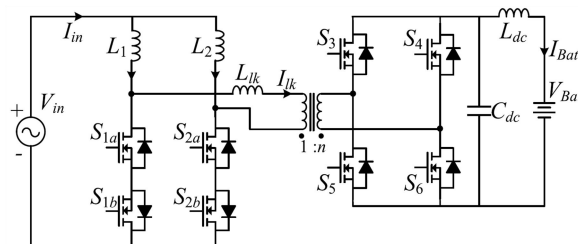
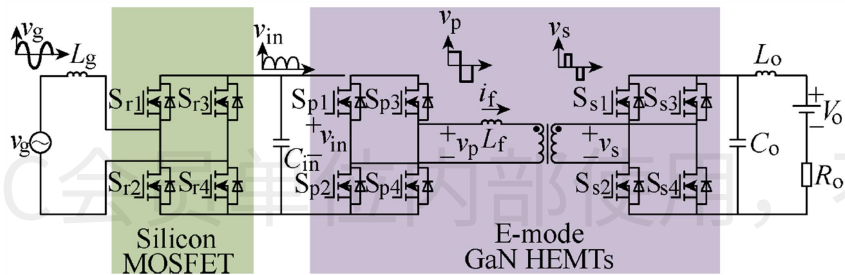


图 1.9 无桥双向的隔离型单级式车载充电器^[26]

对于大功率的隔离型单级式车载充电器，考虑到效率、功率密度、电流应力等因素，适合使用的典型拓扑为 DAB 和 LLC。

文献[27][28]提出了基于 DAB 的隔离型单级式车载充电器，如图 1.10 所示。交流输入电压先通过同步整流桥，变成单极性的馒头波，然后通过 DAB 直接转换为输出电压。通过合适的控制方法，可以使得 DAB 的增益满足整个输入输出电压范围的需求。该电路的 7.2kW 样机峰值效率达到了 97%。然而，在轻载的条件下，由于 DAB 的循环功率较大，因此该电路的效率下降幅度较大。此外，该电路的高效率依赖了同步整流和四管并联的 GaN HEMTs 来降低导通和开关损耗，这大大提高了电路的成本。在许多工作条件下，DAB 的关断电流较大，GaN 器件的低关断损耗体现出了优势。但如果使用普通的 Si MOSFET 作为开关管以节约成本，那么开关损耗将大幅提升。

图 1.10 基于 DAB 的隔离型单级式车载充电器^[28]

在大功率应用中，LLC 是一个很有潜力的拓扑。文献[29][30]基于 LLC 实现了单级式 AC-DC 变换器，但缺乏对其工作原理与参数设计方法的数学分析。文献[31]给出了 LLC 工作于 AC-DC 应用时的参数设计方法，然而该设计方法基于基波等效法得到的公式，准确性较差；并且在该设计中，LLC 的工作频率始终小于谐振频率，在许多工作条件下距离谐振工作点较远，因此该设计方法在宽范围要求下得到的结果效率较低。此外，上述文献的设计都是基于小功率应用。

目前尚缺乏对 LLC 工作于 AC-DC 应用时的优化参数设计方法，也缺乏该结构在大功率场景下的应用实践。

1.3 本论文主要工作

1.3.1 设计指标

本文的目标是设计一台基于 LLC 的单级式车载充电器，额定功率为 6.6kW，具有宽

输入电压范围，主要设计指标如表 1.1 所示。

表 1.1 样机主要设计指标

设计指标	最小值	典型值	最大值
电网频率	45Hz	60Hz	75Hz
交流输入电压（高压）	180V _{ac}	220V _{ac}	265V _{ac}
交流输入电压（低压）	90V _{ac}	110V _{ac}	130V _{ac}
交流输入电流	\	\	32A（RMS）
功率因数（额定工况）	\	>0.99	\
THD（额定工况）	\	<5%	\
直流输出电压	240V	330V	430V
直流输出电流	\	\	24A
额定功率（高压输入）	\	6.6kW	\
额定功率（低压输入）	\	3.3kW	\
效率	\	>96%	\

1.3.2 章节内容简介

本文主要研究基于 LLC 的单级式车载充电器，主要内容如下：

第一章，绪论，介绍了电动汽车产业的现状与车载充电器研究对产业发展的意义；介绍了两级式与单级式车载充电器的研究概况，并对两者的优缺点进行了分析和比较；在单级式方案中，对非隔离型和隔离型两种类别分别做了介绍，总结了一些方案中存在的共同点；给出了本文的设计指标。

第二章，给出了本文方案的整体结构；分析了 LLC 能够工作于 AC-DC 应用时的条件；基于基波分析和时域分析，分别对有效参数范围进行了推导和计算，并最终确定了本文的设计参数；提出了一种高低输入电压模式切换的方法，优化了参数设计。

第三章，给出了系统的整体控制策略；分析了过零区域输入电流振荡的原理，并给出了振荡的抑制策略；分析了输入电流产生相位偏移的原因，并提出了抑制策略；提出了一种 LLC 的 AC 高压启动策略。

第四章，设计并搭建了一台 6.6kW 的样机；通过对实验结果的分析，验证了本文设计方法、模式切换方法、优化控制策略、启动策略的有效性。

第五章，总结与展望。

2 基于 LLC 的单级式车载充电器的原理与设计

LLC 是一种应用广泛的拓扑，其最典型的应用是 DC-DC 变换。要将其应用在 AC-DC 变换的场景下，需要先对该场景下的工作原理和可行性进行分析。LLC 的参数设计显著地影响其效率和功率密度。本文希望通过优化的设计，使得 LLC 在满足宽输入输出电压范围要求的同时，尽可能地工作在高效率的模式。本章将详细介绍基于 LLC 的单级式车载充电器的结构、工作原理和设计方法。

2.1 系统整体结构

基于 LLC 的单级式车载充电器的系统整体结构如图 2.1 所示。系统由输入滤波电感、工频整流桥、全桥 LLC、功率解耦电路这四个部分组成。

二极管 D_1-D_4 构成工频整流桥，将正弦输入电压 v_{ac} 转换成单极性的馒头波，作为 LLC 的输入电压 v_{in} 。开关管 S_1-S_4 构成 LLC 的原边逆变桥，将输入电压逆变为开关频率的方波。方波电压经过谐振电容 C_r 、谐振电感 L_r 、励磁电感 L_m 构成的谐振腔，并通过变压器 T_r 将能量传输至副边。二极管 D_5-D_8 构成 LLC 的副边整流桥，获得直流输出电压 V_o 。LLC 电路的占空比固定在 50%，通过频率控制达到所需的增益。

输入母线电容 C_{in} 只负责吸收 LLC 桥臂的高频电流分量，使得输入滤波电感 L_f 上能够得到平稳的正弦电流，体积很小。输出电容 C_o 负责吸收两倍工频功率纹波，以维持输出电压的稳定。至此，整个单级式车载充电器的 AC-DC 环节已经完成。

为了减小输出电容的体积，输出母线上并联了一个 Buck 结构的电路，作为功率解耦模块。功率解耦电感 L_D 和功率解耦电容 C_D 能在一个工频周期中吸收或释放能量，以维持最终输出功率的稳定。Buck 结构的独立功率解耦电路是一种成熟的方案。本文主要研究 LLC 部分的工作原理和设计方法，下面对功率解耦部分将不再过多叙述。

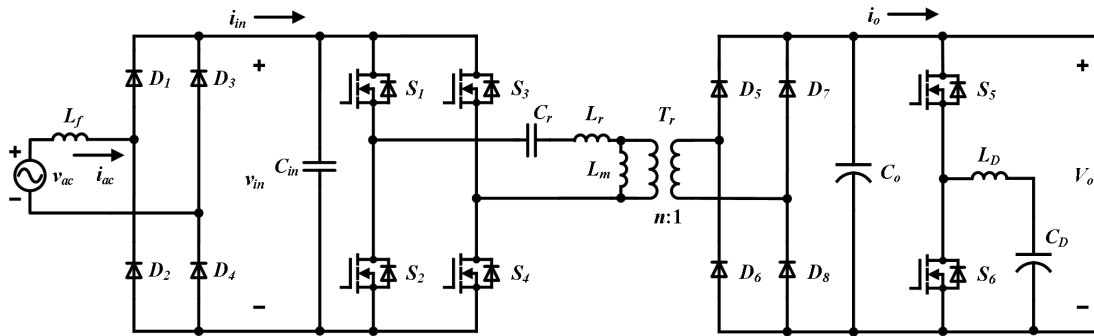


图 2.1 基于 LLC 的单级式车载充电器的系统整体结构图

分析电路的工作原理时，为了方便起见，对电路做了几个合理的简化：

- 1、假定电路中所有的开关管、二极管、电感、电容、变压器均为理想的元件；
- 2、假定系统实现了完美的 PFC 功能，输入电压和输入电流波形均为理想的正弦波；
- 3、假定输出电容足够大，输出电压为稳定的直流电压；
- 4、只考虑输入电压有效值在 $180V_{ac}$ 到 $265V_{ac}$ 之间的情况（低压输入的情况将在第 2.4 节专门讨论）。

当系统稳定工作时，各个关键位置的示意波形如图 2.2 所示。

输入电压 v_{ac} 和输入电流 i_{ac} 是标准的正弦波形。对于 LLC 电路而言，输入电压 v_{in} 和输入电流 i_{in} 是经过整流后的波形，周期变为工频周期的一半。下面的讨论都是针对 $\theta \in [0, \pi]$ 的半个工频周期。

v_{in} 和 i_{in} 如式和式所示。由于电路中都是理想的元件，没有损耗，因此 LLC 的输入功率等于输出功率。 p_{in} 和 p_o 如式所示。其中 V_{in} 是输入电压有效值， I_{in} 是输入电流有效值， P 是平均功率。

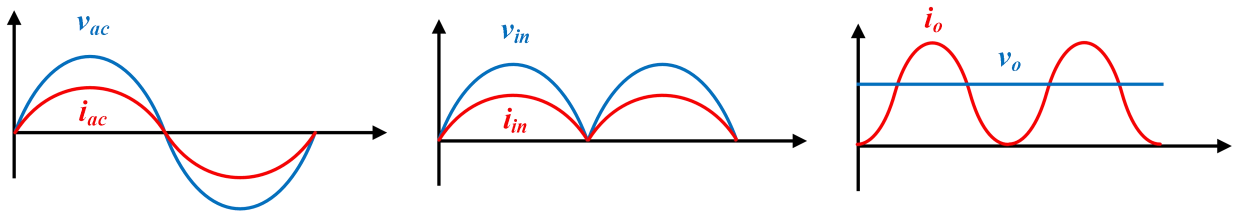
$$v_{in}(\theta) = \sqrt{2}V_{in} \sin(\theta) \quad (2.1)$$

$$i_{in}(\theta) = \sqrt{2}I_{in} \sin(\theta) \quad (2.2)$$

$$p_{in}(\theta) = p_o(\theta) = 2V_{in}I_{in} \sin^2(\theta) = 2P \sin^2(\theta) \quad (2.3)$$

由功率守恒可以得到 LLC 的输出电流表达式，如式所示。其中 V_o 是输出电压。

$$i_o(\theta) = \frac{p_o(\theta)}{V_o} = \frac{2P \sin^2(\theta)}{V_o} \quad (2.4)$$



(a) 交流输入电压电流波形 (b) LLC 输入电压电流波形 (c) LLC 输出电压电流波形

图 2.2 系统关键波形示意图

由 LLC 电路的输入和输出电压可知，LLC 需要达到的增益如式所示。

$$G_{req}(\theta) = \frac{V_o}{v_{in}(\theta)} = \frac{V_o}{\sqrt{2}V_{in}\sin(\theta)} \quad (2.5)$$

在 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=330V$, $P=6.6kW$ 的条件下, $p_o(\theta)$ 和 $G_{req}(\theta)$ 在半个工频周期中的变化如图 2.3 所示。可见在 $\theta \in [0, \pi]$ 范围内的不同工作点, LLC 具有不同的等效负载, 同时需要实现不同的增益。这是 LLC 工作在 DC-DC 应用与 AC-DC 应用的本质差别。在 DC-DC 应用中, LLC 工作在一个固定点, 具有固定的负载和增益。而在 AC-DC 应用中, LLC 的工作点始终在变化: 在输入电压过零点附近 ($\theta=0$), 瞬时功率接近于零, 等效负载接近于空载, 需要的增益接近于无穷大; 在输入电压的峰值附近 ($\theta=\pi/2$), 瞬时功率达到最大值, 等效负载达到最大值, 需要的增益达到最小值。因此, AC-DC 应用中的 LLC 电路工作状态更为复杂。

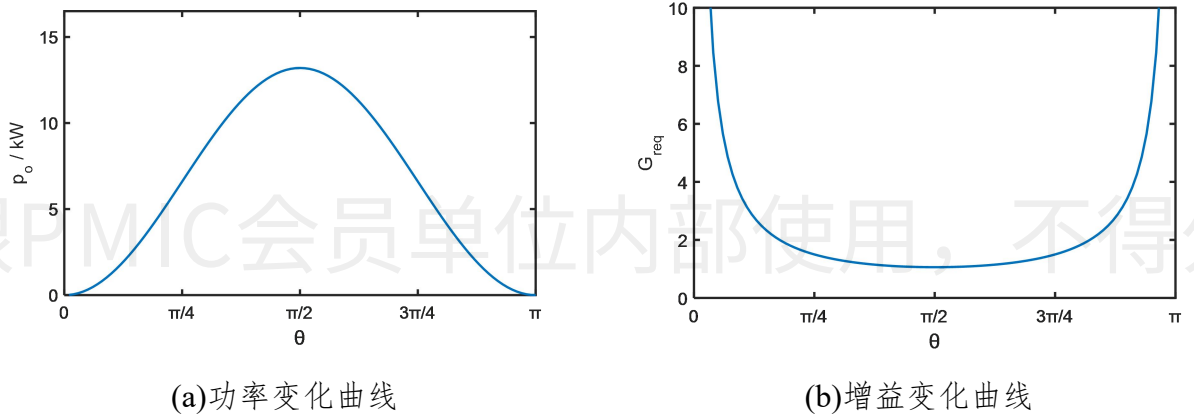


图 2.3 半个工频周期中的功率和增益变化曲线

当谐振参数确定后, LLC 的增益由开关频率、负载共同决定^[32], 可以表达为 $M(f_n, \theta)$ 。

其中 f_n 表示归一化的开关频率, θ 反映了瞬时负载。

如果对于任意 $\theta \in [0, \pi]$, 均存在合适的 $f_{n_req}(\theta)$, 使得式能够满足, 那么在整个 AC-DC 的过程中, 就都能通过调频控制, 使得 LLC 的增益满足需求, 从而工作于想要的状态中。这个条件是 LLC 能工作于 AC-DC 应用的充要条件, 也是整个分析过程中的核心。

$$M(f_{n_req}, \theta) = G_{req}(\theta) \quad (2.6)$$

当 θ 确定时, 系统的负载也随之确定。此时 LLC 具有一条确定的增益-频率曲线, 这段曲线具有确定的上下界。如果需要的增益 $G_{req}(\theta)$ 处于该上下界之间, 那么就一定存在某个合适的 $f_{n_req}(\theta)$, 使得式满足。

因此上述核心条件可以等价于另一种描述：对于任意 $\theta \in [0, \pi]$ ，式能够满足。这种描述将核心条件拆成了增益上界条件和增益下界条件两部分。

$$\min_{f_n \in [f_{n_min}, f_{n_max}]} M(f_n, \theta) < G_{req}(\theta) < \max_{f_n \in [f_{n_min}, f_{n_max}]} M(f_n, \theta) \quad (2.7)$$

基于上述核心条件，下面将用不同的方法对 LLC 电路在整个工频周期中的特性和工作状态进行详细分析和理论推导，并依此进行 LLC 参数的设计。

2.2 基于基波分析的参数设计

2.2.1 基波等效法原理

对于谐振变换器而言，谐振腔的输入为方波电压。基波等效法（first harmonic approximation, FHA）认为输入到输出的能量主要由电压电流的基波分量传输，忽略了高次谐波，将谐振变换器等效为一个简单的稳态交流模型，从而大大简化了分析与计算过程 [33][34]。

LLC 谐振变换器的基波分析等效模型如图 2.4 所示。谐振网络的输入电压 v_{AB} 为一个方波，占空比固定在 50%，频率为 LLC 的开关频率 f_s ，以 $\pm V_{in}$ 的幅值交替。 v_p 是变压器副边输出电压折算到原边后的电压，也近似认为是一个方波，频率同样为 f_s ，幅值为 V_o/n ， n 是变压器的原副边匝比。 R_e 是折算到原边的等效负载电阻。

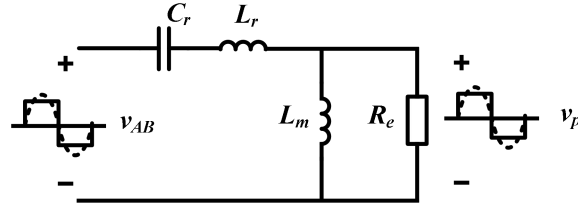


图 2.4 LLC 谐振变换器的基波分析等效模型

谐振网络的输入电压 v_{AB} 和输出电压 v_p 可以写成傅里叶级数的形式，如式和式所示。其中 φ 是输出与输入电压的相位差。

$$v_{AB}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sum_{i=1,3,5,\dots} \frac{\sin(i \cdot 2\pi f_s t)}{i} \quad (2.8)$$

$$v_p(t) = \frac{4nV_o}{\pi} \sum_{i=1,3,5,\dots} \frac{\sin(i \cdot 2\pi f_s t - \varphi)}{i} \quad (2.9)$$

谐振网络输入输出电压的基波分量为：

$$v_{AB_FHA}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin(2\pi f_s t) \quad (2.10)$$

$$v_{p_FHA}(t) = \frac{4nV_o}{\pi} \sin(2\pi f_s t - \varphi) \quad (2.11)$$

谐振网络输出电流的基波分量为：

$$i_{p_FHA}(t) = \frac{1}{n} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot I_o \sin(2\pi f_s t - \varphi) \quad (2.12)$$

谐振网络输出电压和输出电流的有效值分别为：

$$V_{p_FHA} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot nV_o \quad (2.13)$$

$$I_{p_FHA} = \frac{1}{n} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot I_o \quad (2.14)$$

从而可以得到谐振网络中的等效负载电阻为：

$$R_e = \frac{V_{p_FHA}}{I_{p_FHA}} = \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot \frac{V_o}{I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot R_L \quad (2.15)$$

根据基波分析等效模型，可以得到 LLC 输入到输出的增益为：

$$M(f_n) = \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{K} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2 Q^2}} \quad (2.16)$$

其中 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ 为谐振频率， $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}}$ 为并联谐振频率， $f_n = \frac{f_s}{f_r}$ 为归

一化后的开关频率， $K = \frac{L_m}{L_r}$ 为电感比， $Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_e} = \frac{\pi^2}{8n^2} \cdot \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_L}$ 为品质因数。

从式中可以看出，当变压器的匝比 n 确定后，LLC 的增益 M 仅与三个因素相关：开关频率 f_n ，电感比 K 和品质因数 Q （等效于负载 R_L ）。当谐振腔参数确定后， K 也将确定，此时增益仅受开关频率和负载的影响。当负载 R_L 也固定后，可以获取 LLC 的增益-开关频率曲线。

当 $n=1$ ， $K=4$ 时，可以得到不同品质因数 Q 下的增益曲线如图 2.5 所示。可以看出，负载越轻，LLC 能达到的最大增益就越高。与此同时，最大增益点对应的开关频率 f_n 也会向归一化后的并联谐振频率 f_{n_p} 靠近。

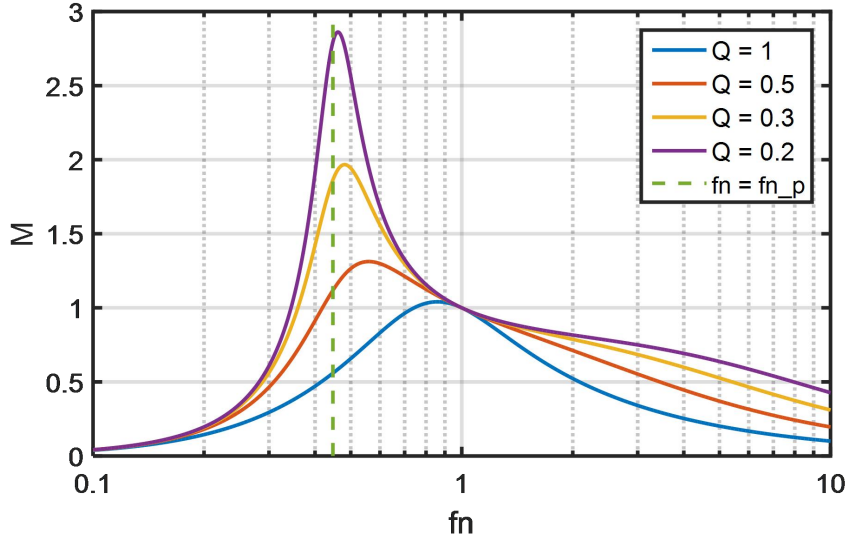


图 2.5 不同负载下的 LLC 增益曲线 ($n=1, K=4$)

2.2.2 基于放缩法的参数范围设计

2.2.2.1 条件分析与放缩处理

通过基波分析法得到 LLC 的增益表达式后，下面将分析通过怎样的参数设计，才能使 LLC 工作于 AC-DC 应用的充要条件得到满足。

根据 LLC 的输出电流表达式可知，在 AC-DC 过程中，LLC 的负载也在一直变化，如式所示。

$$R_L(\theta) = \frac{V_o}{i_o(\theta)} = \frac{V_o^2}{2V_{in}I_{in}\sin^2(\theta)} \quad (2.17)$$

因此可以得到品质因数 Q 的表达式：

$$Q = \frac{\pi^2}{8n^2} \cdot \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_L} = \frac{\pi^2 V_{in} I_{in}}{4n^2 V_o^2} \cdot \sqrt{L_r/C_r} \cdot \sin^2(\theta) = Q_{\max} \sin^2(\theta) \quad (2.18)$$

$$\text{定义 } Q_{\max} = \frac{\pi^2 V_{in} I_{in}}{4n^2 V_o^2} \cdot \sqrt{L_r/C_r}。$$

将式代入式可以得到 LLC 的增益表达式如式所示。式中的 θ 参数，本质上反映了不同负载下 LLC 不同的增益-频率曲线。

$$M(f_n, \theta) = \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{K} - \frac{1}{Kf_n^2}\right)^2 + \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2 Q_{\max}^2 \sin^4(\theta)}} \quad (2.19)$$

得到 LLC 的增益表达式后，下面将对式中的增益上界和下界条件进行分析。

1、增益上界条件的分析：

从图 2.5 中可以看出，对于任意大于 0 的品质因数 Q ，在 $f_n \in [f_{n_p}, 1]$ 的范围内，增益曲线都是先增再减的一个凸函数。增益的上界一定大于开关频率等于 f_{n_p} 时的增益 $M(f_{n_p}, \theta)$ ，并且 Q 越小，增益上界就在越靠近 $f_n = f_{n_p}$ 的位置取到。当 Q 为 0 时，在 $f_n \in [f_{n_p}, 1]$ 的范围内，增益曲线单调递减，增益上界在 $f_n = f_{n_p}$ 处取到。

可以利用 LLC 的这一特性对式进行放缩^[31]。当 f_{n_min} 足够小时，不等式恒成立。基于此对增益上界条件放缩：如果对于任意 $\theta \in [0, \pi]$ ，式均满足，那么增益上界条件一定也恒成立。与原始的增益上界条件相比，这个放缩后的条件更加严格，是一个充分不必要条件。

$$M(f_{n_p}, \theta) < \max_{f_n \in [f_{n_min}, f_{n_max}]} M(f_n, \theta) \quad (2.20)$$

$$G_{req}(\theta) < M(f_{n_p}, \theta) \quad (2.21)$$

由归一化频率和并联谐振频率的定义，可以得到归一化后的并联谐振频率表达式：

$$f_{n_p} = \sqrt{\frac{1}{1+K}} \quad (2.22)$$

将式代入式可以得到并联谐振频率处的增益为：

$$M(f_{n_p}, \theta) = \frac{1}{n} \cdot \frac{\sqrt{1+K}}{KQ_{\max} \sin^2(\theta)} \quad (2.23)$$

将式和式代入式可以得到放缩后的增益上界条件为：

$$\frac{V_o}{\sqrt{2}V_{in} \sin(\theta)} < \frac{1}{n} \cdot \frac{\sqrt{1+K}}{KQ_{\max} \sin^2(\theta)} \quad (2.24)$$

该式的最恶劣情况发生在 $\theta = \pi/2$ 时。如果在 $\theta = \pi/2$ 时，该式成立，那么对于 $\theta \in [0, \pi]$ ，该式将恒成立。将 $\theta = \pi/2$ 代入式，可以得到放缩后的增益上界条件，如式所示。

$$\frac{4\sqrt{2}n \sqrt{1+K}}{\pi^2 KZ_r} > \frac{I_{in}}{V_o} \quad (2.25)$$

其中 $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$ 。

2、增益下界条件的分析：

对于任意功率因数 Q ，在 $f_n \in [1, f_{n_max}]$ 的范围内，LLC 的增益曲线都是单调递减的。

因此增益下界总是在 $f_n=f_{n_max}$ 处取到。从而可以得到增益下界条件的表达式如下：

$$\min_{f_n \in [f_{n_min}, f_{n_max}]} M(f_n, \theta) = M(f_{n_max}, \theta) < G_{req}(\theta) \quad (2.26)$$

LLC 工作的开关频率上界受到开关器件的限制。当开关频率升高时，器件的开关损耗将会增大；与此同时，在 LLC 增益曲线的右侧，曲线较为平缓，因此增大开关频率上界对增益范围的影响并不明显。这里取开关频率上界为谐振频率的两倍，即 $f_{n_max}=2$ 。将此代入式中，可以得到增益下界条件的表达式变成：

$$\frac{9}{4} Q_{max}^2 \sin^4(\theta) - \frac{2V_{in}^2}{n^2 V_o^2} \sin^2(\theta) + (1 + \frac{3}{4K})^2 > 0 \quad (2.27)$$

要使得式在 $\theta \in [0, \pi]$ 的范围内恒成立，可以得到 LLC 有效参数的解空间如式所示。

这是增益下界条件用于计算的表达形式。

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{4V_{in}^2}{9n^2 V_o^2 Q_{max}^2} \leq 1 \\ (1 + \frac{3}{4K})^2 - \frac{4V_{in}^4}{9n^4 V_o^4 Q_{max}^2} > 0 \end{array} \right\} \cup \left\{ \begin{array}{l} \frac{4V_{in}^2}{9n^2 V_o^2 Q_{max}^2} > 1 \\ \frac{9}{4} Q_{max}^2 - \frac{2V_{in}^2}{n^2 V_o^2} + (1 + \frac{3}{4K})^2 > 0 \end{array} \right. \quad (2.28)$$

2.2.2.2 参数范围计算

从增益上界条件和增益下界条件的表达式可以看出，需要设计的参数有： n ， Z_r ， K 。

在本文的设计指标中，额定交流输入电压为 220V_{ac}，输出直流电压的范围为 240-430V。在输入电压的峰值点附近（ $\theta = \pi/2$ 附近），LLC 传递的功率最大，因此着重考虑这段区域的效率。在这段区域，需要的增益范围为：

$$G_{req}(\frac{\pi}{2}) = \frac{V_o}{\sqrt{2}V_{in}} \in [0.77, 1.38] \quad (2.29)$$

当 $f_n=1$ 时，LLC 电路工作在谐振点，增益为 $1/n$ ，此时效率最高。在 $\theta = \pi/2$ 附近，电路的功率最大，如果此时工作于谐振点附近，则可以取得较高的整体效率。也就是说，谐振点增益 $1/n$ 需要落在 $[0.77, 1.38]$ 这个范围的中间区域。基于此，同时为了变压器线圈绕制的方便，本文取匝比 $n=1$ 。

当 n 确定后，可以将一系列的 (Z_r, K) 谐振参数点放入增益上界条件和增益下界条件中

进行扫描,以判断这组 (Z_r, K) 是否满足条件。为了简便起见,考虑电路的两个极端工作情况:

1、 $V_{in}=265V_{ac}$, $V_o=240V$, $P=6.6kW$

2、 $V_{in}=180V_{ac}$, $V_o=430V$, $P=6.6kW$

如果一套谐振参数在这两个极端情况下都能满足某条件,则认为该参数通过该条件,否则认为该参数不通过该条件。对 (Z_r, K) 参数组合进行扫描,得到的结果如图 2.6 和图 2.7 所示。其中蓝色加号标记表示该参数满足该条件,红色叉号标记表示该参数不满足该条件。

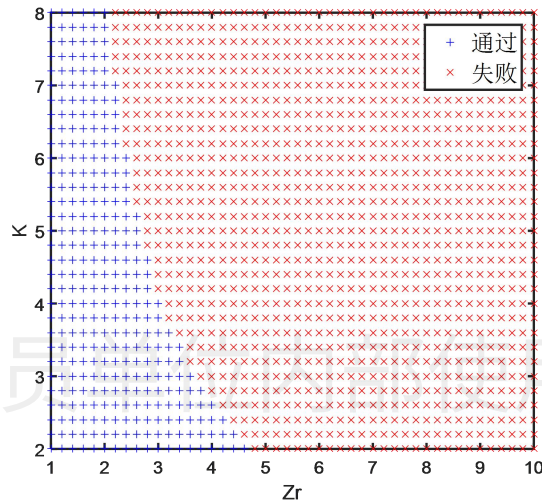


图 2.6 增益上界条件确定的参数范围

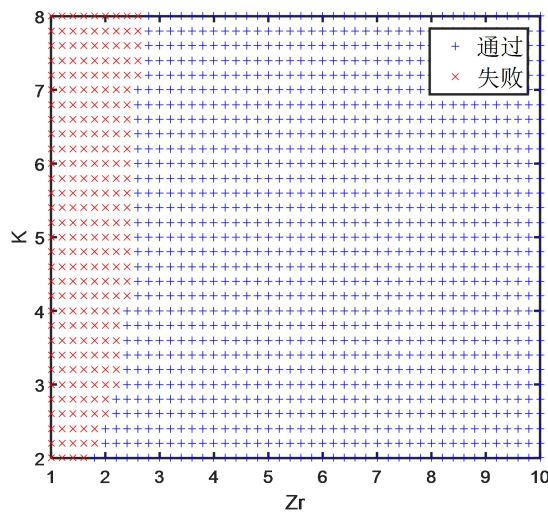


图 2.7 增益下界条件确定的参数范围

从增益上界条件的表达式可以看出,减小 K 或减小 Z_r 都有利于这个条件的达成,图

2.6 也反映了这个趋势。从直观上理解，减小 K 或减小 Z_r （相当于减小品质因数 Q ）都会使得 LLC 的增益曲线向上拱起，从而获得更高的增益峰值，更容易满足增益上界条件。

图 2.7 显示的增益下界条件参数范围则说明当 Z_r 太小时，该条件不容易满足。从直观上理解，过小的 Z_r 会使得 $f_n > 1$ 段的增益曲线抬高，LLC 能达到的最低增益也会抬高，因此增益下界条件会更难达成。

对两个条件得到的参数范围取交集，结果如图 2.8 所示。其中的蓝色加号标记的区域就是基于放缩法获取增益上界条件后，结合增益下界条件设计出来的谐振参数范围。

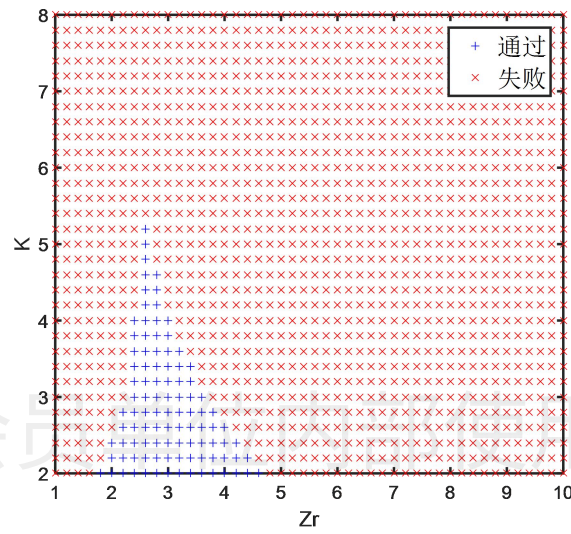


图 2.8 同时满足增益上下界条件的参数范围

放缩法利用了并联谐振频率 f_p 处增益表达式的简洁性，以该点增益进行放缩，从而化简了增益上界条件的表达式，可以直观地看到各个参数的影响。但是式和式中的放缩处理本质上使得增益上界条件更加严格了，最终带来的后果就是设计出来的谐振参数范围会偏小。基于 FHA 的增益公式，要获得准确的参数设计范围，需要采用数值分析法。

2.2.3 基于数值分析法的参数范围设计

LLC 能工作于 AC-DC 应用的充要条件可以等价于另一种描述：对于任意 $\theta \in [0, \pi]$ ，方程存在有效解 f_n 。这里有效解的定义是 $f_n \in [f_{n_min}, f_{n_max}] = [1/\sqrt{K+1}, 2]$ 。

$$M(f_n, \theta) = G_{req}(\theta) \quad (2.30)$$

将式和式代入方程，可以得到如所示的方程。当电路参数 n , Z_r , K ，工作条件 V_{in} , V_o , P ，相位 θ 确定后，该方程有且仅有一个未知数 f_n 。因此这是一个可以用数值分析法求解的方程。

$$\frac{1}{n} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{K} - \frac{1}{Kf_n^2}\right)^2 + \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2 \frac{\pi^4 Z_r^2 P}{16n^4 V_o^2} \sin^4(\theta)}} = \frac{V_o}{\sqrt{2} V_{in} \sin(\theta)} \quad (2.31)$$

在 $\theta \in [0, \pi]$ 的范围中，均匀取足够密集的有限个相位点，组成集合。在给定电路参数和工作条件的情况下，如果对集合中的每一个相位 θ ，方程都能通过数值分析法找到有效解 f_n ，那么就可以认为 LLC 在这套参数和这个工作条件下能工作于 AC-DC 应用。如果对于某段相位区间 $[\theta_1, \theta_2]$ ，方程不能找到有效解，那么在这段区域，LLC 是无法达到实现 PFC 所需要的增益的。此时这套参数无法满足该工作条件下的设计要求。

考虑与上文相同的两个极端工作情况，如果一套谐振参数在这两个极端情况下都能达成上述条件，则认为该参数符合设计要求，否则认为该参数不符合设计要求。

基于此，对 (Z_r, K) 参数组合进行扫描，得到的结果如图 2.9 所示。其中红色叉号标记表示该参数不满足设计要求；绿色圆圈标记表示在基于 FHA 的数值分析法设计中，该参数满足要求；蓝点加号标记表示在基于 FHA 的放缩法设计中，该参数满足要求。

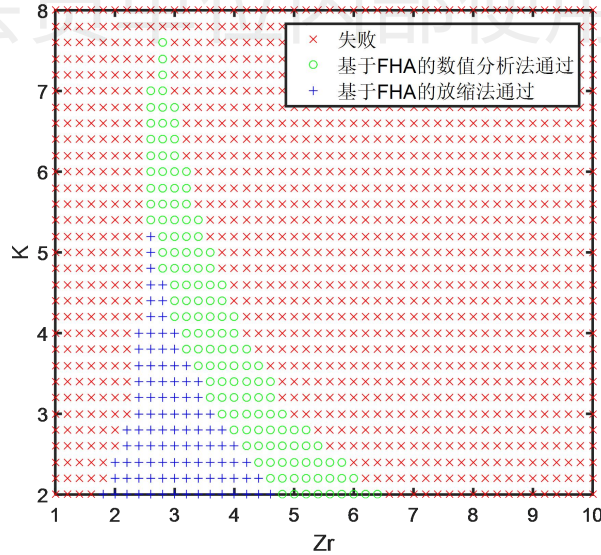


图 2.9 基于 FHA 的数值分析法与放缩法得到的有效参数范围比较

可以看到，同样是基于 FHA 得到的增益公式，数值分析法与放缩法相比，扩大了有效参数解空间的范围，并且完全覆盖放缩法的解空间。通过更仔细的分析，可以发现数值分析法只在解空间的右侧边界做了拓展。由图 2.6 和图 2.7 可知，解空间的左侧边界来自于增益下界条件的约束，右侧边界来自于增益上界条件的约束。而放缩法实际上只是缩小

了增益上界条件，而它使用的增益下界条件与数值分析法是一致的。因此，数值分析法与放缩法相比，使得增益上界条件回到初始的大小，从而扩展了有效参数范围的右侧边界。

从图 2.5 中可以看到， Q 值越大（对应负载越重）时， $f_{n,p}$ 点的增益与真正的增益上界之间的差距也越大。由放缩后的增益上界条件表达式可以看到，这个条件约束力最强的时刻是 $\theta = \pi/2$ 的时候，然而这也正是 LLC 的瞬时功率最大，对应 Q 值最大的时候。由此推得，此时 $f_{n,p}$ 点的增益与真正的增益上界之间的差距也达到最大值。这显然是不利的，因为这意味着放缩处理会显著减小有效参数的范围。而当数值分析法解决了这一问题后，可以看到，有效参数范围拓展的幅度也是显著的。

数值分析法已经将 FHA 得到的增益公式利用到了极致。然而，FHA 是一种近似处理，在本质上存在较大的误差。当工作点远离谐振点的时候，电路中的谐波分量增大，FHA 模型与实际 LLC 电路的差距会比较大；并且当负载加重的时候，FHA 模型的准确度会进一步下降^[35]。为了获取更加准确的参数设计范围，需要使用更加准确的模型来描述 LLC 的工作状态。

2.3 基于时域分析的参数设计

2.3.1 时域分析法原理

对于谐振变换器而言，时域分析法是分析电路中周期性电压和电流波形，并依此进行工作模式分类的一类方法的统称^{[36][37]}。与基波等效法相比，时域分析法的模型更贴近实际电路，能够获得更准确的分析结果。

2.3.1.1 谐振阶段分类

LLC 的谐振腔由谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 和励磁电感 L_m 三个谐振元件组成。LLC 的工作中存在两种谐振机制： L_r 与 C_r 产生谐振； L_r 与 L_m 串联后，与 C_r 产生谐振。如果按照开关状态和 L_m 上的电压状态，LLC 共有 6 种谐振阶段^[38]。本文中 LLC 仅采用调频进行控制，占空比固定在 50%，因此在一个开关周期中，谐振腔中的电压电流波形总是反向对称的，可以只分析半个开关周期内的电路工作状态。为了简便起见，本文取图 2.1 中 S_1 、 S_4 开通， S_2 、 S_3 关闭的半个开关周期进行分析，此时谐振腔输入电压 V_{in} 为正。在这种情况下，根据 L_m 上的电压状态，LLC 的谐振阶段可以分成三种：

- 1、P 阶段，变压器原边励磁电感被正向钳位， $v_{Lm}=nV_o$ ；
- 2、N 阶段，变压器原边励磁电感被负向钳位， $v_{Lm}=-nV_o$ ；

3、O 阶段，变压器原边与副边断开。

这三种阶段的电路等效模型如图 2.10、图 2.11 和图 2.12 所示。

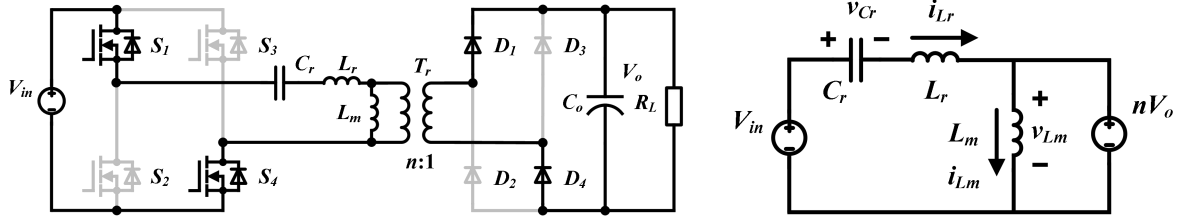


图 2.10 P 阶段等效模型

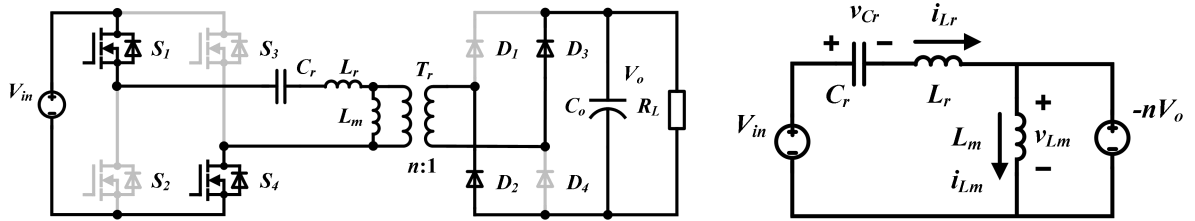


图 2.11 N 阶段等效模型

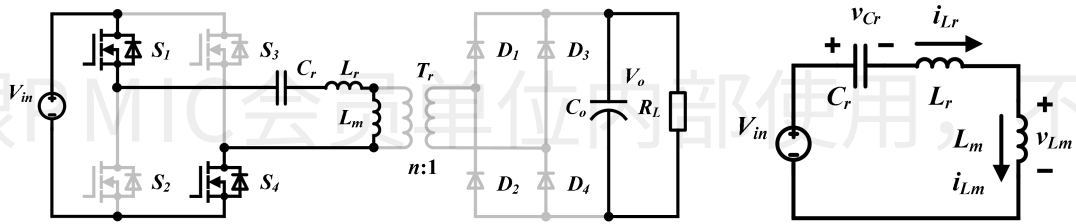


图 2.12 O 阶段等效模型

为了使分析过程更加通用化，电路中的变量（包括电压、电流、功率、频率）采用如下的基准值进行归一化处理：

基准电压： $V_{base} = nV_o$ ；

基准电流： $I_{base} = nV_o / Z_r$ ；

基准功率： $P_{base} = (nV_o)^2 / Z_r$ ；

基准频率： $f_{base} = 1 / (2\pi\sqrt{L_r C_r})$ 。

其中 $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$ 。归一化后的变量为原始值除以基准值得到的值，以下标 n 作为标记。

在 P 阶段，励磁电感 L_m 被钳位到 nV_o ，此时励磁电感电流 i_{Lm} 线性增长，谐振电感 L_r

和谐振电容 C_r 产生谐振, 因此谐振电感电流 i_{Lr} 和谐振电容电压 v_{Cr} 都呈正弦形状。与此同时, 副边二极管 D_1 、 D_4 导通, D_2 、 D_3 关断, 具有输出电流。求解关于谐振电感电流 i_{Lr} 、励磁电感电流 i_{Lm} 和谐振电容电压 v_{Cr} 的微分方程, 并进行归一化处理, 可以得到如下的状态变量表达形式^[38]:

$$\begin{cases} i_{rPn}(\theta) = I_{rPn} \sin(\theta + \theta_{P0}) \\ i_{mPn}(\theta) = I_{mPn} + \theta / K \\ v_{CPn}(\theta) = -I_{rPn} \cos(\theta + \theta_{P0}) - 1 + 1/M \end{cases} \quad (2.32)$$

其中, $\theta = 2\pi f_r t$, 表示一个阶段中的相位; $K = L_m / L_r$, 表示电感比; $M = nV_o / V_{in}$, 表示增益。表达式中的电压和电流量均为归一化后的量。 i_{rPn} 是 P 阶段的谐振电感电流, i_{mPn} 是 P 阶段的励磁电感电流, v_{CPn} 是 P 阶段的谐振电容电压。 I_{rPn} 是谐振电感电流在 P 阶段的幅值, θ_{P0} 是 i_{rPn} 的初始相位角, I_{mPn} 是 P 阶段开始时的励磁电感电流。这个阶段需要满足条件: $i_{rPn} > i_{mPn}$ 。

在 N 阶段, 励磁电感 L_m 被钳位到 $-nV_o$, 此时励磁电感电流 i_{Lm} 线性下降, 谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 产生谐振。此时副边二极管 D_2 、 D_3 导通, D_1 、 D_4 关断。与 P 阶段类似, 可以得到谐振状态变量的表达形式如下^[38]:

$$\begin{cases} i_{rNn}(\theta) = I_{rNn} \sin(\theta + \theta_{N0}) \\ i_{mNn}(\theta) = I_{mNn} - \theta / K \\ v_{CNn}(\theta) = -I_{rNn} \cos(\theta + \theta_{N0}) + 1 + 1/M \end{cases} \quad (2.33)$$

其中, i_{rNn} 是 N 阶段的谐振电感电流, i_{mNn} 是 N 阶段的励磁电感电流, v_{CNn} 是 N 阶段的谐振电容电压。 I_{rNn} 是谐振电感电流在 N 阶段的幅值, θ_{N0} 是 i_{rNn} 的初始相位角, I_{mNn} 是 N 阶段开始时的励磁电感电流。这个阶段需要满足条件: $i_{rNn} < i_{mNn}$ 。

在 O 阶段, 励磁电感 L_m 上的电压并不足以将其正向或负向钳位, 因此变压器原副边断开, 副边二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 均关断, LLC 没有输出电流。此时励磁电感 L_m 与谐振电感 L_r 串联后, 再与谐振电容 C_r 产生谐振。由于 L_m 与 L_r 是串联关系, 因此这个阶段流过它们的电流 i_{Lm} 与 i_{Lr} 相等, 均为正弦形状, 但此时的谐振频率下降为 $f_r / \sqrt{1+K}$ 。在 O 阶段, 可以得到谐振状态变量的表达形式如下^[38]:

$$\begin{cases} i_{rOn}(\theta) = i_{mOn}(\theta) = I_{rOn} \sin(\theta / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) \\ v_{CO_n}(\theta) = -\sqrt{1+K} I_{rOn} \cos(\theta / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) + 1/M \\ v_{mOn}(\theta) = \frac{K}{\sqrt{1+K}} I_{rOn} \cos(\theta / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) \end{cases} \quad (2.34)$$

其中, i_{rOn} 是 O 阶段的谐振电感电流, i_{mOn} 是 O 阶段的励磁电感电流, v_{CO_n} 是 O 阶段的谐振电容电压, v_{mOn} 是 O 阶段的励磁电感上的电压。 I_{rOn} 是谐振电感电流和励磁电感电流在 O 阶段的幅值, θ_{O0} 是 i_{rOn} 和 i_{mOn} 的初始相位角。这个阶段需要满足条件: $|v_{mOn}| < nV_o$ 。

2.3.1.2 工作模式分类

P、N、O 三个谐振阶段经过不同的组合, 可以形成 LLC 的多种工作模式。工作模式可以用谐振阶段的组合进行命名, 比如 LLC 工作的半个开关周期以 P 阶段开始, 以 O 阶段结束, 那么这个模式就被命名为 PO 模式。通常 LLC 的主要工作模式有: PO、PON、PN、NP、NOP 和 OPO^[38]。

PO 和 NP 模式是 DC-DC 应用中最常见的模式, 分别对应 LLC 的欠谐振工作状态和过谐振工作状态。而在 AC-DC 应用中, LLC 除了会工作于上述两种模式外, 还会经历负载非常轻的工作区域, 此时电路将工作在 OPO 模式。因此本文下面将介绍 PO、NP 和 OPO 三种工作模式。

1、PO 模式:

LLC 工作在 PO 模式的电压电流波形如图 2.13 所示。在这个工作模式的半个开关周期中, 电路先进入 P 阶段, 然后进入 O 阶段。在 P 阶段, 谐振电感电流 i_r 和励磁电感电流 i_m 从同一个起点开始。负的起始电流可以为零电压开通 (ZVS) 提供足够的能量。在这个阶段, 励磁电感被 nV_o 的电压钳位, i_m 线性上升。谐振电感与谐振电容产生谐振, i_r 与 v_C 均为正弦形状。谐振电感电流大于励磁电感电流, 因此该阶段副边输出电流大于零。当 P 阶段结束时, i_r 与 i_m 汇合, 输出电流下降到零, 副边二极管自然关断, 具有零电流关断 (ZCS) 特性。在 O 阶段, 变压器原副边断开, i_r 与 i_m 相等, 均为正弦形状。在 O 阶段内, 励磁电感上的电压 v_m 以正弦波形下降, 但是始终高于 $-nV_o$, 否则电路将离开 O 阶段, 进入 N 阶段。

PO 模式对应了 LLC 的欠谐振状态。LLC 工作于这个模式时, 同时具有原边开关管 ZVS 和副边二极管 ZCS 的特性, 开关损耗小, 是理想的工作状态之一。

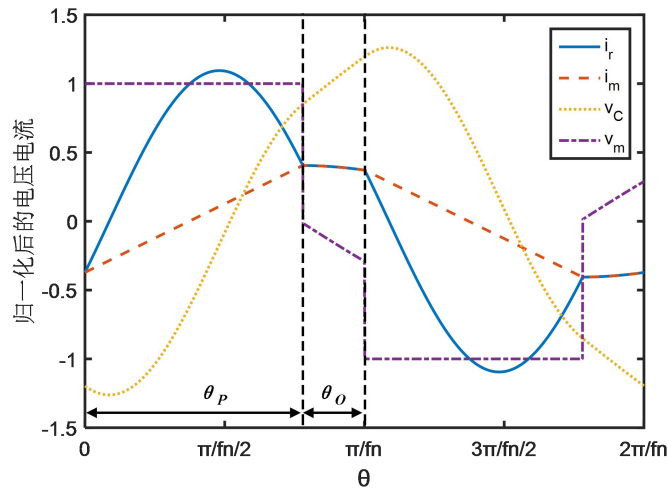


图 2.13 PO 工作模式电压电流波形

2、NP 模式：

LLC 工作在 NP 模式的电压电流波形如图 2.14 所示。在这个工作模式的半个开关周期中，电路先进入 N 阶段，然后进入 P 阶段。当开关频率大于谐振频率时，P 阶段尚未完全结束（ i_r 与 i_m 未汇合）时，开关管就已经动作。此时 i_r 大于 i_m ，输出电流仍然存在，励磁电感仍以原来的方向被钳位，而谐振腔输入电压则随着开关的动作而反向，因此谐振电流 i_r 开始快速下降，直到与 i_m 相等。这一状态的反向对称区域，即为开始时的 N 阶段。注意到，在开关管动作时，即 N 阶段的开始点，谐振电感同样具有负向的电流，可以给开关管的输出电容放电，从而实现零电压开通。

NP 模式对应了 LLC 的过谐振状态。LLC 工作于这个模式时，原边开关管具有 ZVS 特性；副边二极管则是硬关断，不具有 ZCS 特性。

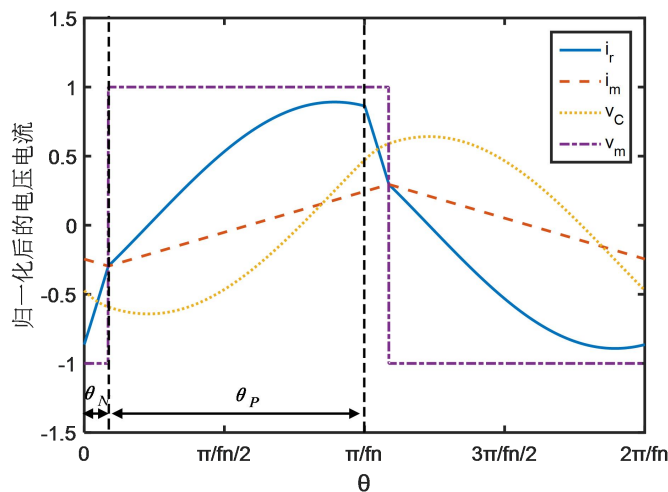


图 2.14 NP 工作模式电压电流波形

3、OPO 模式：

LLC 工作在 OPO 模式的电压电流波形如图 2.15 所示。在这个工作模式的半个开关周期中，电路先进入 O_1 阶段，然后进入 P 阶段，最后进入 O_2 阶段。在半个开关周期的开始阶段，励磁电感上的电压 v_m 小于 nV_o ，不足以使输出二极管导通以开启 P 阶段，变压器原副边断开，因此电路工作在 O 阶段。当 v_m 上升至 nV_o 时，输出二极管导通，电路转为 P 阶段工作。当 P 阶段结束时， v_m 大于 $-nV_o$ ，同样不能使输出二极管导通以开启 N 阶段，因此电路又进入 O 阶段工作。

可以看到，在半个开关周期中，只有 P 阶段有能量传输到副边，传输的能量较少，因此这是一个轻载下的工作模式。负载越轻，则 P 阶段持续的时间会越短。当输出为空载时，P 阶段长度为零，电路永远处于 O 阶段。也就是说，此时电路只有原边处于谐振状态，变压器原副边断开，没有能量传输。

在 OPO 模式下，谐振腔内的循环能量比较大，而有效传输到副边的能量比较少，因此效率不高。一般工作于 DC-DC 应用的 LLC 变换器，不会将工作点放在这个模式。然而，在 AC-DC 应用中，每当输入电压过零时，输入功率也过零，电路不可避免地会有一段时间工作于 OPO 模式。因此在本文的设计中，对这一模式也进行了分析。

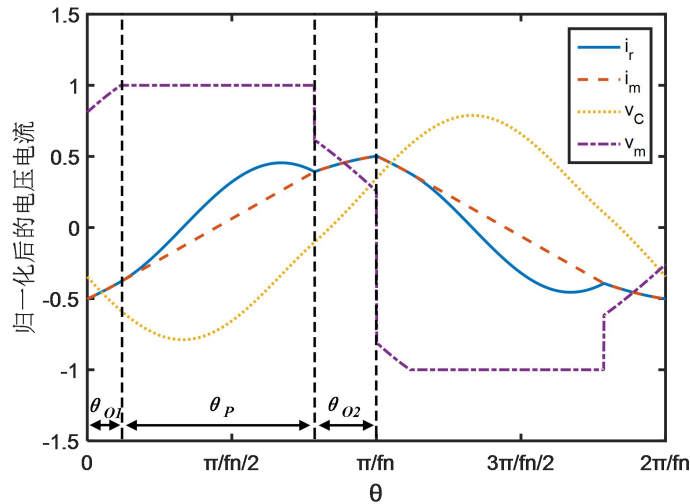


图 2.15 OPO 工作模式电压电流波形

2.3.1.3 工作模式约束方程

对于任何一个模式，可以根据组成它的各个谐振阶段的状态变量表达式，写出这个模式的状态表达式。以 PO 工作模式为例，可以写出该模式的状态表达式如下：

$$i_{rPn}(\theta) = \begin{cases} I_{rPn} \sin(\theta + \theta_{P0}) & \theta \leq \theta_P \\ I_{rOn} \sin((\theta - \theta_P) / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) & \theta_P < \theta < \theta_P + \theta_O \end{cases} \quad (2.35)$$

$$i_{mPn}(\theta) = \begin{cases} I_{mPn} + \theta / K & \theta \leq \theta_P \\ I_{rOn} \sin((\theta - \theta_P) / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) & \theta_P < \theta < \theta_P + \theta_O \end{cases} \quad (2.36)$$

$$v_{CPn}(\theta) = \begin{cases} -I_{rPn} \cos(\theta + \theta_{P0}) - 1 + 1/M & \theta \leq \theta_P \\ -\sqrt{1+K} I_{rOn} \cos((\theta - \theta_P) / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) + 1/M & \theta_P < \theta < \theta_P + \theta_O \end{cases} \quad (2.37)$$

$$v_{mOn}(\theta) = \begin{cases} 1 & \theta \leq \theta_P \\ \frac{K}{\sqrt{1+K}} I_{rOn} \cos((\theta - \theta_P) / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) & \theta_P < \theta < \theta_P + \theta_O \end{cases} \quad (2.38)$$

显然，如果求解出这些状态表达式中除了相位 θ 、电感比 K （当谐振腔的参数确定后， K 是已知的）以外的所有未知量（包括谐振电流峰值 I_{rPn} 、 I_{rOn} ，励磁电流初始值 I_{mPn} ，P阶段与O阶段的长度 θ_P 、 θ_O ，励磁电流初始相位 θ_{P0} 、 θ_{O0} ，增益 M ），那么就获取了PO工作模式中各个电压电流的所有信息。为了求解这些未知量，需要获得工作模式的约束方程。约束方程来自于各个阶段边界点或阶段本身的约束条件。约束条件主要分成如下几类^[38]：

1、连续性条件。谐振电感上的电流、励磁电感上的电流、谐振电容上的电压都应当是连续的。因此在相邻两个阶段的连接点，上一阶段结束时的电感电流和电容电压应与下一阶段开始时的电感电流和电容电压相等。连续性条件可以表达为如下公式：

$$\begin{aligned} i_{rXn}(\theta_X) &= i_{rYn}(0) \\ i_{mXn}(\theta_X) &= i_{mYn}(0) \\ v_{CXn}(\theta_X) &= v_{CYn}(0) \end{aligned} \quad (2.39)$$

其中 X 、 Y 代表相邻的两个阶段。

2、对称性条件。这里假定LLC的谐振腔输入为一个方波，占空比固定在50%，因此上半个开关周期的电压电流波形与下半个开关周期的电压电流波形应当是反向对称的。本文研究的工作模式都是针对半个开关周期，因此，第一个阶段开始时的各个电压电流应当与最后一个阶段结束时的对应电压电流相反。连续性条件可以表达为如下公式：

$$\begin{aligned} i_{rXn}(0) &= -i_{rYn}(\theta_Y) \\ i_{mXn}(0) &= -i_{mYn}(\theta_Y) \\ v_{CXn}(0) &= -v_{CYn}(\theta_Y) \end{aligned} \quad (2.40)$$

其中 X 代表某种工作模式中的第一个阶段， Y 代表最后一个阶段。

3、阶段约束条件。每个阶段本身具有一定的约束条件。对 P 阶段而言，如果它不是最后一个阶段，那么当 P 阶段结束时，谐振电感电流和励磁电感电流必须刚好达到相等的值，从而才能使得 P 阶段结束，进入下一个阶段。P 阶段约束条件可以表达如下：

$$i_{rPn}(\theta_P) = i_{mPn}(\theta_P) \quad (2.41)$$

同理，对于不是最后一个阶段的 N 阶段，有约束条件如下：

$$i_{rNn}(\theta_N) = i_{mNn}(\theta_N) \quad (2.42)$$

对于 O 阶段，如果它不是最后一个阶段，那么当 O 阶段结束时，励磁电感上的电压 v_{Lm} 必须刚好达到一定的阈值，从而使得励磁电感能够被正向或反向钳位，从而进入 P 或 N 阶段。如果 O 阶段的下一个阶段是 P 阶段，那么这一点的 v_{Lm} 应为 nV_o ；如果下一个阶段是 N 阶段，那么这一点的 v_{Lm} 应为 $-nV_o$ 。O 阶段约束条件可以表达如下：

$$v_{mOn}(\theta_O) = \begin{cases} 1 & \text{下一阶段为P} \\ -1 & \text{下一阶段为N} \end{cases} \quad (2.43)$$

4、功率条件。对于 LLC 而言，只有 P 和 N 阶段是有能量传输的。经过归一化后的功率 p_{on} 的表达式如下：

$$p_{on} = \frac{f_n}{\pi} \left[\int_0^{\theta_P} (i_{rPn} - i_{mPn}) d\theta + \int_0^{\theta_N} (i_{mNn} - i_{rNn}) d\theta \right] \quad (2.44)$$

其中， θ_P 、 θ_N 表示 P 阶段和 N 阶段的长度， f_n 表示归一化后的开关频率。

将 P、N 阶段的状态表达式和代入中，可以得到功率条件表达式如下：

$$\begin{aligned} \pi p_{on} / f_n = & I_{rPn} [\cos(\theta_{P0}) - \cos(\theta_P + \theta_{P0})] - I_{mPn} \theta_P - \theta_P^2 / 2K \\ & + I_{rNn} [\cos(\theta_N + \theta_{N0}) - \cos(\theta_{N0})] + I_{mNn} \theta_N - \theta_N^2 / 2K \end{aligned} \quad (2.45)$$

5、周期条件。各个阶段持续的时间相加应为半个开关周期：

$$\theta_P + \theta_N + \theta_O = \pi / f_n \quad (2.46)$$

基于上述五类约束条件，结合 P、N、O 阶段的状态表达式，可以获得任意工作模式的约束方程。

1、PO 模式约束方程：

基于连续性条件，可以得到如下约束方程：

$$\begin{aligned}
I_{rPn} \sin(\theta_P + \theta_{P0}) - I_{rOn} \sin(\theta_{O0}) &= 0 \\
I_{mPn} + \theta_P / K - I_{rOn} \sin(\theta_{O0}) &= 0 \\
-I_{rPn} \cos(\theta_P + \theta_{P0}) + \sqrt{1+K} I_{rOn} \cos(\theta_{O0}) - 1 &= 0
\end{aligned} \tag{2.47}$$

基于对称性条件，可以得到如下约束方程：

$$\begin{aligned}
I_{rPn} \sin(\theta_{P0}) + I_{rOn} \sin(\theta_O / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) &= 0 \\
I_{mPn} + I_{rOn} \sin(\theta_O / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) &= 0 \\
-I_{rPn} \cos(\theta_{P0}) - \sqrt{1+K} I_{rOn} \cos(\theta_O / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) + 2/M - 1 &= 0
\end{aligned} \tag{2.48}$$

基于阶段 P 约束条件，可以得到如下约束方程：

$$I_{rPn} \sin(\theta_P + \theta_{P0}) - I_{mPn} - \theta_P / K = 0 \tag{2.49}$$

基于功率条件，可以得到如下约束方程：

$$I_{rPn} [\cos(\theta_{P0}) - \cos(\theta_P + \theta_{P0})] - I_{mPn} \theta_P - \theta_P^2 / 2K - \pi p_{on} / f_n = 0 \tag{2.50}$$

基于周期条件，可以得到如下约束方程：

$$\theta_P + \theta_O - \pi / f_n = 0 \tag{2.51}$$

2、NP 模式约束方程：

基于连续性条件，可以得到如下约束方程：

$$\begin{aligned}
I_{rNn} \sin(\theta_N + \theta_{N0}) - I_{rPn} \sin(\theta_{P0}) &= 0 \\
I_{mNn} - \theta_N / K - I_{mPn} &= 0 \\
-I_{rNn} \cos(\theta_N + \theta_{N0}) + I_{rPn} \cos(\theta_{P0}) + 2 &= 0
\end{aligned} \tag{2.52}$$

基于对称性条件，可以得到如下约束方程：

$$\begin{aligned}
I_{rNn} \sin(\theta_{N0}) + I_{rPn} \sin(\theta_P + \theta_{P0}) &= 0 \\
I_{mNn} + I_{mPn} + \theta_P / K &= 0 \\
-I_{rNn} \cos(\theta_{N0}) - I_{rPn} \cos(\theta_P + \theta_{P0}) + 2/M &= 0
\end{aligned} \tag{2.53}$$

基于阶段 N 约束条件，可以得到如下约束方程：

$$I_{rNn} \sin(\theta_N + \theta_{N0}) - I_{mNn} - \theta_N / K = 0 \tag{2.54}$$

基于功率条件，可以得到如下约束方程：

$$\begin{aligned}
I_{rPn} [\cos(\theta_{P0}) - \cos(\theta_P + \theta_{P0})] - I_{mPn} \theta_P - \theta_P^2 / 2K \\
+ I_{rNn} [\cos(\theta_N + \theta_{N0}) - \cos(\theta_{N0})] + I_{mNn} \theta_N - \theta_N^2 / 2K - \pi p_{on} / f_n &= 0
\end{aligned} \tag{2.55}$$

基于周期条件，可以得到如下约束方程：

$$\theta_N + \theta_P - \pi / f_n = 0 \quad (2.56)$$

3、OPO 模式约束方程：

基于连续性条件，可以得到如下约束方程：

$$\begin{aligned} I_{rO1n} \sin(\theta_{O1} / \sqrt{1+K} + \theta_{O10}) - I_{rPn} \sin(\theta_{P0}) &= 0 \\ I_{rO1n} \sin(\theta_{O1} / \sqrt{1+K} + \theta_{O10}) - I_{mPn} &= 0 \\ -\sqrt{1+K} I_{rO1n} \cos(\theta_{O1} / \sqrt{1+K} + \theta_{O10}) + I_{rPn} \cos(\theta_{P0}) + 1 &= 0 \\ I_{rPn} \sin(\theta_P + \theta_{P0}) - I_{rO2n} \sin(\theta_{O20}) &= 0 \\ I_{mPn} + \theta_P / K - I_{rO2n} \sin(\theta_{O20}) &= 0 \\ -I_{rPn} \cos(\theta_P + \theta_{P0}) + \sqrt{1+K} I_{rO2n} \cos(\theta_{O20}) - 1 &= 0 \end{aligned} \quad (2.57)$$

基于对称性条件，可以得到如下约束方程：

$$\begin{aligned} I_{rO1n} \sin(\theta_{O10}) + I_{rO2n} \sin(\theta_{O2} / \sqrt{1+K} + \theta_{O20}) &= 0 \\ -\sqrt{1+K} I_{rO1n} \cos(\theta_{O10}) - \sqrt{1+K} I_{rO2n} \cos(\theta_{O2} / \sqrt{1+K} + \theta_{O20}) + 2 / M &= 0 \end{aligned} \quad (2.58)$$

基于阶段 O₁ 和阶段 P 约束条件，可以得到如下约束方程：

$$\begin{aligned} \frac{K}{\sqrt{1+K}} I_{rO1n} \cos(\theta_{O1} / \sqrt{1+K} + \theta_{O10}) - 1 &= 0 \\ I_{rPn} \sin(\theta_P + \theta_{P0}) - I_{mPn} - \theta_P / K &= 0 \end{aligned} \quad (2.59)$$

基于功率条件，可以得到如下约束方程：

$$I_{rPn} [\cos(\theta_{P0}) - \cos(\theta_P + \theta_{P0})] - I_{mPn} \theta_P - \theta_P^2 / 2K - \pi p_{on} / f_n = 0 \quad (2.60)$$

基于周期条件，可以得到如下约束方程：

$$\theta_{O1} + \theta_P + \theta_{O2} - \pi / f_n = 0 \quad (2.61)$$

2.3.2 参数范围计算

时域分析的常规做法是给定电感比 K 、开关频率 f_n 、功率 p_{on} 作为已知量，代入某个工作模式的约束方程中进行求解，获得增益 M 。这个方法一般用来获取 LLC 较为准确的 M - f_n 曲线。获取的增益曲线由于是用数值分析法求得，因此没有解析表达式。

然而在 LLC 的 AC-DC 应用中，在 $\theta \in [0, \pi]$ 的范围内，功率总是在 $[0, 2P]$ 的范围不断变化。只使用若干条没有解析表达式的增益曲线并不能对 LLC 参数的设计提供有意义的参考，因此本文采用了另一种思路来使用 LLC 的时域分析法。

假定在工作模式 A 中，以电感比 K 、增益 M 、功率 p_{on} 作为已知量，代入该模式的约

束方程中并进行数值求解。求解的结果可能是无法收敛，也可能是得到收敛的解。如果能得到解，那么该解会包含开关频率 f_n 。这里还需对获取的解进行有效性判断，判断的依据有两点：

1、开关频率处于有效的范围内：

$$f_n \in [f_{n_min}, f_{n_max}] = [1/\sqrt{K+1}, 2] \quad (2.62)$$

2、谐振电流初始值小于零（ZVS 条件）：

$$\begin{cases} I_{rPn} \sin(\theta_{P0}) < 0 & \text{第一个阶段为P} \\ I_{rNn} \sin(\theta_{N0}) < 0 & \text{第一个阶段为N} \\ I_{rOn} \sin(\theta_{O0}) < 0 & \text{第一个阶段为O} \end{cases} \quad (2.63)$$

定义这个操作为：

$$f_n = solve_A(K, M, p_{on}) = \begin{cases} \text{有效解中的开关频率} & \text{A模式约束方程得到有效解} \\ 0 & \text{A模式约束方程无解或解无效} \end{cases} \quad (2.64)$$

如果能够获取到有效的解，则说明在参数 K 下，LLC 存在一个合适的开关频率 f_n ，能够在该增益 M 和功率 p_{on} 条件下以模式 A 工作；否则，说明在参数 K 下，LLC 无法以模式 A 工作于该增益和功率条件下。

注意到，当增益和功率条件确定时，如果 LLC 能够工作，那么它的工作状态是确定的。也就是说，给定 K 、 M 、 p_{on} ，分别代入 PO、NP、OPO 三个模式的约束方程进行求解，最多只有一个模式能求得有效解。由此，可以定义：

$$f_n = solve(K, M, p_{on}) = \begin{cases} solve_{PO}(K, M, p_{on}) & solve_{PO}(K, M, p_{on}) > 0 \\ solve_{NP}(K, M, p_{on}) & solve_{NP}(K, M, p_{on}) > 0 \\ solve_{OPO}(K, M, p_{on}) & solve_{OPO}(K, M, p_{on}) > 0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (2.65)$$

给定 K 、 M 、 p_{on} ， $solve(K, M, p_{on})$ 的结果 f_n 大于 0 表示该条件下 LLC 能够以理想的工作模式（PO、NP、OPO 中的一个）在理想的开关频率范围内工作； f_n 等于 0 则表示无法工作。

考虑 AC-DC 应用，需要的增益 M 的表达式为：

$$M(\theta) = \frac{nV_o}{\sqrt{2}V_{in} \sin(\theta)} \quad (2.66)$$

归一化后的功率 p_{on} 的表达式为：

$$p_{on}(\theta) = \frac{2P \sin^2(\theta) \cdot Z_r}{(nV_o)^2} \quad (2.67)$$

可以看出，参数组 (M, p_{on}) 能够被参数组 $(Z_r, n, V_{in}, V_o, P, \theta)$ 替换，因此 *solve* 操作能够写成参数替换后的形式：

$$f_n = \text{solve}(n, Z_r, K, V_{in}, V_o, P, \theta) \quad (2.68)$$

当电路参数 n , Z_r , K 和工作条件 V_{in} , V_o , P 确定后，对于任意相位 $\theta \in [0, \pi]$ ，可以通过 *solve* 操作获得 $f_n(\theta)$ 。 $f_n(\theta)$ 对应了 LLC 在半个工频周期中的开关频率曲线。以 $n=1$, $Z_r=6.5$, $K=4$, $V_{in}=265\text{V}_{ac}$, $V_o=240\text{V}$, $P=6.6\text{kW}$ 的条件为例，可以通过 *solve* 操作获得 $f_n(\theta)$ 曲线，并与仿真获得的曲线比较，如图 2.16 所示。可见 *solve* 操作得到的开关频率曲线已经比较接近仿真得到的曲线。仿真曲线中存在过零振荡、相位偏移等干扰因素，而求解工作模式方程得到的频率曲线则不存在这些干扰。

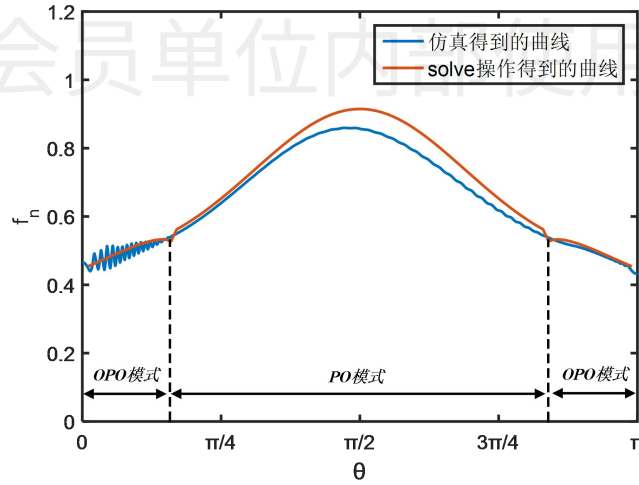


图 2.16 *solve* 操作与仿真获得的工频半波内开关频率曲线比较

对于 AC-DC 应用，如果 *solve* 操作得到的 $f_n(\theta)$ 恒大于 0，说明这套参数的 LLC 能够工作于该工作条件下；否则说明该参数无法工作于该工作条件。由此可以定义判断某电路参数能否在某工作条件下工作的法则如下：

$$\text{isPass}(n, Z_r, K, V_{in}, V_o, P) = \begin{cases} 1 & \min_{\theta \in [0, \pi]} \text{solve}(n, Z_r, K, V_{in}, V_o, P, \theta) > 0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (2.69)$$

在进行 LLC 的参数范围计算时，与上文相同，首先固定 $n=1$ ，然后考虑电路的两个极

端工作情况：

$$1、V_{in}=265V_{ac}, V_o=240V, P=6.6kW$$

$$2、V_{in}=180V_{ac}, V_o=430V, P=6.6kW$$

从而可以定义 LLC 参数 (Z_r, K) 是否有效的判断法则如下：

$$isValid(Z_r, K) = \begin{cases} 1 & isPass(1, Z_r, K, 265, 240, 6600) = 1 \text{ 且} \\ & isPass(1, Z_r, K, 180, 430, 6600) = 1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (2.70)$$

根据该判断法则，可以得到有效参数范围如图 2.17 所示。其中红色叉号标记表示该参数不满足设计要求，蓝色加号标记表示该参数满足要求。可以看到，与基波分析得到的结果相比，时域分析得到的有效参数范围在两侧的边界都有明显的扩展。

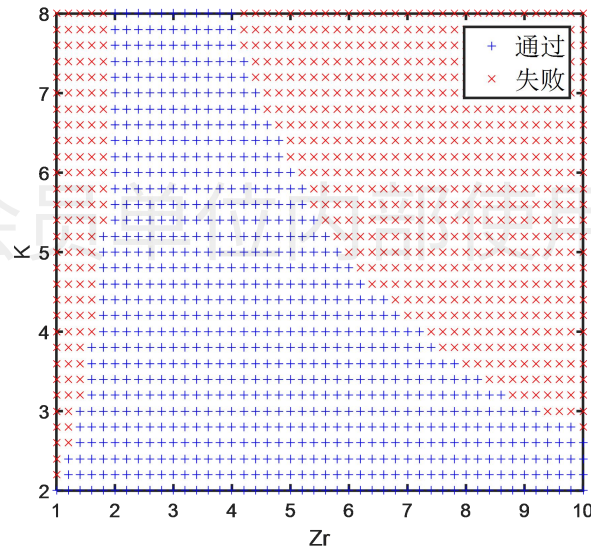


图 2.17 基于时域分析得到的有效参数范围

谐振腔的参数表达式为：

$$\begin{aligned} L_r &= \frac{Z_r}{2\pi f_r} \\ C_r &= \frac{1}{2\pi f_r Z_r} \\ L_m &= \frac{Z_r}{2\pi f_r} \cdot K \end{aligned} \quad (2.71)$$

可以看到当谐振频率 f_r 确定时，增大 Z_r 或 K 都会使得励磁电感的感值 L_m 增大。而大的励磁电感通常可以减小励磁电流，降低谐振腔的循环能量和开关管的导通损耗，提高效

率。因此理想的参数点 (Z_r, K) 应当位于求得范围的右侧边界线附近。时域分析相比基波分析, 对参数范围的边界进行了扩展, 这意味着可以得到更加高效的设计参数。

与基波分析法相比, 时域分析法的模型包含了更加精确的波形信息, 与实际电路更为接近, 基于此模型的分析与计算更够得到更加贴近实际的结果^[39]。因此时域分析得到的有效参数范围是本文最终使用的设计范围。

2.3.3 谐振参数设计

首先需要选择谐振频率。谐振频率的选择将影响实际开关频率的范围。一般而言, 高的开关频率有利于减小变压器、电感等磁性元件的体积, 提高变换器的功率密度; 但与此同时, 也会使得开关管的开关损耗和二极管的反向恢复损耗增大。如果考虑成本因素, 使用 Si MOSFET 和 Si 二极管, 那么开关频率是有一定上限的。因此, 设计谐振频率时要对功率密度和器件本身的限制做综合考虑。本文取 $f_r=150\text{kHz}$ 。

由上文的分析可知, 图 2.17 中求得参数设计范围的右侧边界线附近, 是初步确定的优化参数的区域。可以看到, 在这条边界线上, K 与 Z_r 近似成反比关系。由中 L_m 的表达式可以看出, L_m 与 K 和 Z_r 的乘积成正比, 因此右侧边界线上对应的励磁电感 L_m 基本上是相近的。下面将分析在这条边界线上取不同的 (Z_r, K) 点对电路参数和性能造成的影响。考虑这条边界线两端的极端情况:

1、 Z_r 小, K 大。由式可以得知, 此时 L_r 小, C_r 大。

这种情况的优点有: 谐振电感感值的减小有利于减小它的体积; 当谐振电感足够小时, 可以通过磁集成的方法将其集成到变压器中, 以变压器的漏感代替谐振电感, 这样将省去一个磁性元件, 大大提高电路的功率密度。这种情况的缺点有: 谐振电容容值的增大意味着其体积的增大; 小的 Z_r 意味着谐振电流峰值的增大, 这将增加谐振腔的导通损耗; 大的 K 意味着并联谐振频率 f_p 的降低, 也就是说, 开关频率的下界更低了。在设计变压器时, 需要考虑最低的开关频率, 因为此时励磁电感具有最大的峰值电流。因此开关频率下界降低将使得励磁电感的峰值电流增大, 不利于变压器的设计。

2、 Z_r 大, K 小。这与第一种情况刚好相反, 此时 L_r 大, C_r 小。

这种情况的优点有: 谐振电容容值减小, 有利于减小电容体积; 谐振电流峰值减小, 有利于减小谐振腔的导通损耗; 开关频率下界提高, 有利于减小励磁电感的峰值电流, 减

小变压器体积。这种情况的缺点有：当电感比 K 比较小时，励磁电感与谐振电感的感值相近，难以在变压器实现磁集成；当使用分立的电感元件作为谐振电感时， L_r 的增大将增大该电感的体积。

通过上面的分析可以看出，在有效参数范围右侧边界线附近选取参数点的过程，实际上是一个权衡的过程。为了使设计出来的参数具有一定的裕量，并不能直接选取边界线上的参数点，而是要选取有效范围内靠近边界的参数点。结合上述的权衡考虑，本文最终选取的参数点为：

$$Z_r=6.5, K=4。$$

通过式可以得到具体的谐振腔参数为：

谐振电感 $L_r=6.9\mu\text{H}$ ，励磁电感 $L_m=27.6\mu\text{H}$ ，谐振电容 $C_r=163\text{nF}$ ，谐振频率 $f_r=150\text{kHz}$ ，并联谐振频率 $f_p=67\text{kHz}$ 。

2.4 高低输入电压模式切换方法

上文中的系统整体结构图与参数范围设计，都是基于高输入电压条件，即输入电压有效值在 180V_{ac} 到 265V_{ac} 之间的情况。对于低输入电压条件，即输入电压有效值在 90V_{ac} 到 130V_{ac} 之间的情况，如果采用固定谐振腔的策略，仅仅依靠 LLC 的谐振参数设计，去兼容这一输入电压范围，那么 LLC 需要实现的电压增益范围将变得非常宽，参数将难以设计。即使能够设计出参数，LLC 在工作时的开关频率范围也将变得非常宽，并且大部分时间将在远离谐振频率的工作点工作。而 LLC 在远离谐振频率工作的时候，将失去该拓扑高效率的优势。因此基于 LLC 实现宽输入范围的 AC-DC 变换器时，固定谐振腔并不是一个好的做法。

为了克服固定谐振腔策略的缺点，提高 LLC 工作于宽范围 AC-DC 应用时的效率，本文提出了一种新的高低输入电压模式切换方法，通过改变谐振腔来改变 LLC 的增益范围，以适应高低压模式下不同的增益需求，如图 2.18 所示。其中谐振腔被拆分成了两个相同的子谐振腔，原边串联，副边并联。两个变压器的副边分别连接两个整流桥 D_1-D_4 和 D_5-D_8 。拆分后的谐振腔参数与原参数的关系为：

$$\begin{aligned}
C_{r1} &= C_{r2} = 2C_r \\
L_{r1} &= L_{r2} = \frac{1}{2}L_r \\
L_{m1} &= L_{m2} = \frac{1}{2}L_m \\
n_1 &= n_2 = \frac{1}{2}n
\end{aligned} \tag{2.72}$$

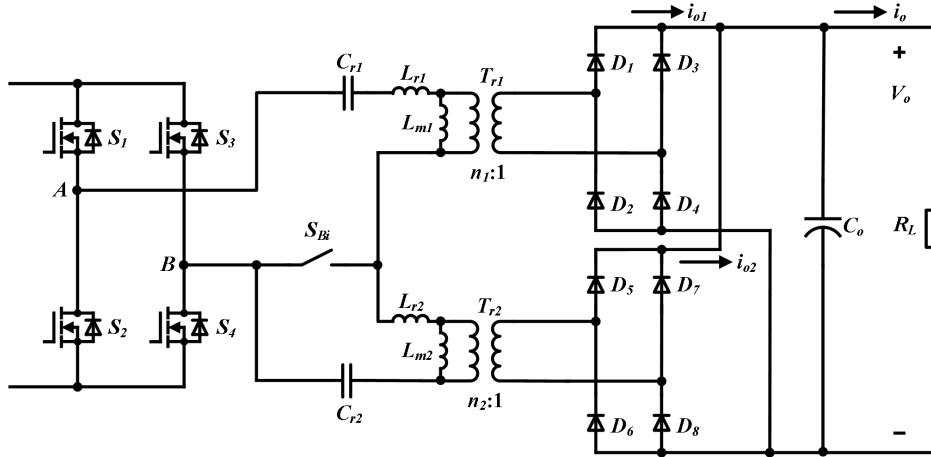


图 2.18 高低压模式切换 LLC 拓扑

S_{Bi} 是一个双向开关，用来进行模式切换。当 S_{Bi} 关断时，电路工作在高输入电压模式，两个子谐振腔串联，同时在工作；当 S_{Bi} 开通时，电路工作在低输入电压模式，一个子谐振腔正常工作，另一个子谐振腔被短路。下面将对两个模式分别进行分析。

1、高输入电压模式 ($V_{in}=180\text{-}265V_{ac}$)。高压模式下的 LLC 工作电路与等效模型如图 2.19 所示。此时 S_{Bi} 关断，两个子谐振腔串联工作。由于两个子谐振腔的参数相同，由对称性可以得知两个副边整流桥的输出电流是相等的，因此有：

$$i_{o1} = i_{o2} = \frac{1}{2}i_o \tag{2.73}$$

将副边的负载均匀拆成两个部分，然后分别折算到两个子谐振腔的原边，可以得到高输入电压模式下两个等效负载电阻的表达式如下：

$$R_{e1H} = R_{e2H} = \frac{8(n/2)^2}{\pi^2} \cdot \frac{V_o}{I_o/2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot R_L \tag{2.74}$$

可以看出，等效负载电阻 R_{e1H} 和 R_{e2H} 串联后，与原来单谐振腔设计中的等效负载电阻 R_e 是相等的。此外，由式可知，此时等效模型中的两个子谐振腔串联后，恰好与原来单谐振腔设计的参数完全相等。因此，高输入电压模式的电路等效模型与上文设计中采用的电路模型是完全一致的，这也是上文进行设计时只考虑输入电压有效值在 $180V_{ac}$ 到 $265V_{ac}$

之间的原因。

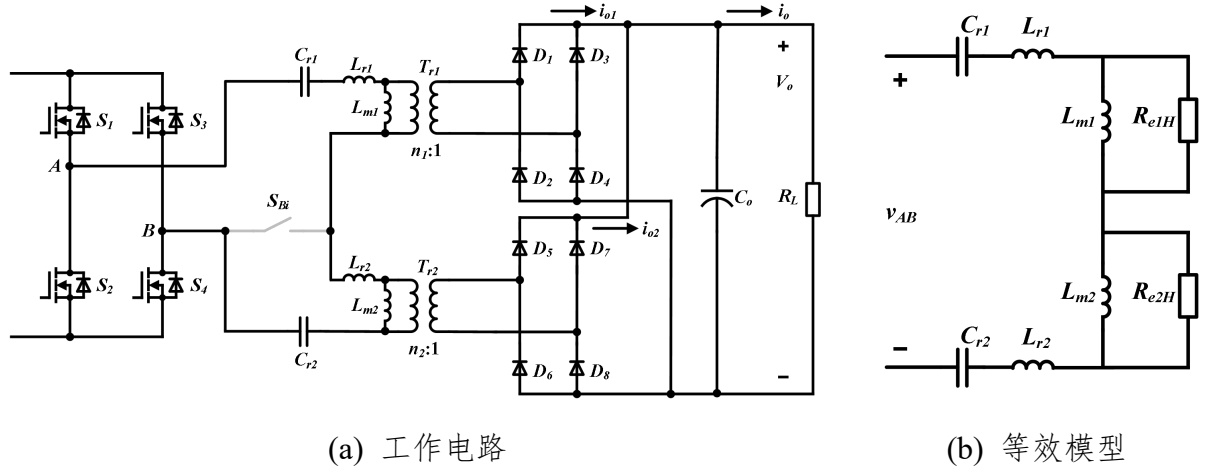


图 2.19 高输入电压模式的 LLC 工作电路与等效模型

2、低输入电压模式 ($V_{in}=90-130V_{ac}$)。低压模式下的 LLC 工作电路与等效模型如图 2.20 所示。此时 S_{Bi} 开通，一个子谐振腔被短路，另一个子谐振腔正常工作。由于最大输入电流的限制，当输入电压为低电压时，额定输出功率也会从 6.6kW 下降到 3.3kW。由于输出电压不变，因此输出电流也减半，变成 $I_o/2$ 。从而可以得到低输入电压模式下等效负载电阻的表达式如式所示，这与高输入电压模式下的单个等效负载电阻是一样的。

$$R_{e1L} = \frac{8(n/2)^2}{\pi^2} \cdot \frac{V_o}{I_o/2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot R_L \quad (2.75)$$

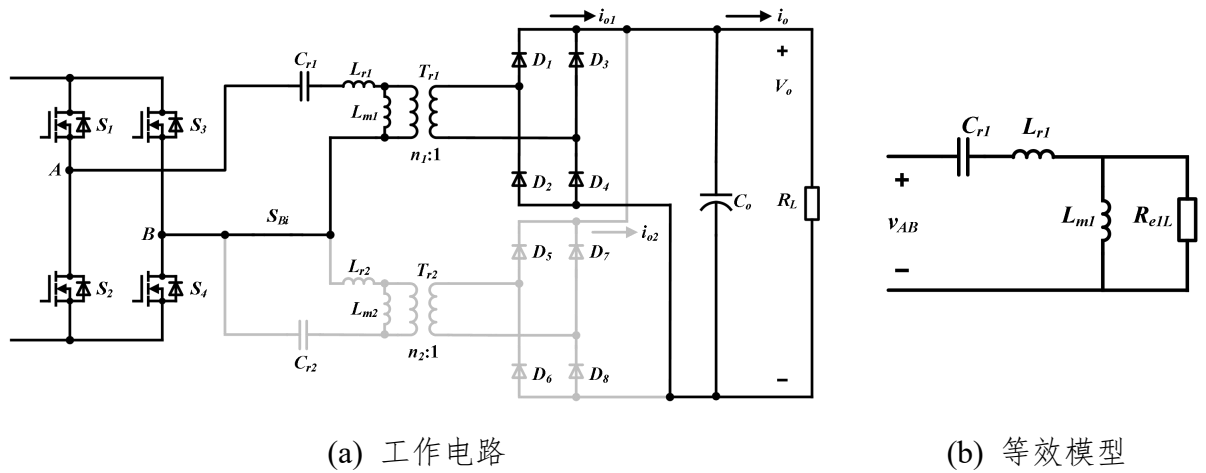


图 2.20 低输入电压模式的 LLC 工作电路与等效模型

可以看到，低输入电压模式与高输入电压模式相比，谐振腔中的谐振电容、谐振电感、励磁电感、等效负载电阻均减小为原来的一半。与此同时，谐振腔的输入方波电压 v_{AB} 也减小为原来的一半。由对称性可知，对仍在工作的个子谐振腔来说，它在两种模式下的

工作条件是完全一致的，其负载和增益曲线都没有任何变化。因此，按照高输入电压模式的输入电压范围设计完参数后，这套参数也一定恰好能满足低输入电压模式的工作需求。

通过模式切换的方法，LLC 参数设计时需要实现的电压增益范围大大缩窄了，这有利于参数的优化设计，提高整体的效率。

高输入电压模式对应 6.6kW 的额定输出功率，是高功率模式；低输入电压模式对应 3.3kW 的额定输出功率，是低功率模式。在高功率模式下，双向开关 S_{Bi} 是断开状态，因此主回路中并没有引入新的导通损耗。因此，该模式切换方法保证了高功率模式下的高效率，这正是希望得到的效果。

一般而言，车载充电器的输入电压是稳定的，因此大部分时间里，双向开关 S_{Bi} 维持着开通或关断的状态，它对开关速度没有很高的要求。因此 S_{Bi} 没有必要用串联的两个开关管来实现，而是可以用继电器来实现。与开关管相比，继电器的成本很低。这是该模式切换方法的另一个优点。

使用模式切换方法后，基于 LLC 的单级式车载充电器的系统整体结构如图 2.21 所示。

与图 2.1 所示的系统整体结构图相比，这里将全桥 LLC 的谐振腔分成了两部分，并添加了模式切换开关 S_{Bi} ，对输入滤波电感、工频输入整流桥、功率解耦电路等部分并没有改动。这是本文最终使用的主功率电路拓扑。

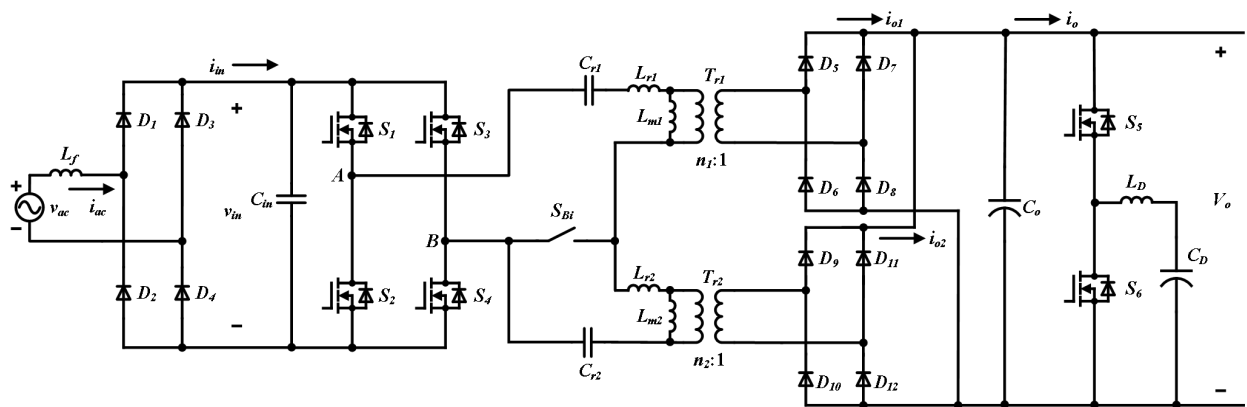


图 2.21 包含模式切换的系统整体结构图

2.5 本章小结

本章首先给出了基于 LLC 的单级式车载充电器的系统整体结构，并对电路中各个部分的作用和关键位置的波形进行了分析；通过分析给出了 LLC 能够工作于 AC-DC 应用的

充分必要条件，并将该条件拆分成了增益上界和下界条件；基于 FHA 得到的增益公式，对增益上界条件进行了放缩，得到了简洁的数学表达形式，直观地体现出了各个参数对设计产生的影响，并计算出了有效参数范围；分析了放缩操作对参数设计的影响，并使用数值分析法结合 FHA 得到的增益表达式，拓展了有效参数范围的右侧边界；介绍了时域分析法的原理，分析了 LLC 的不同工作模式，并给出了不同工作模式下的约束方程；基于时域分析法，提出了一种 LLC 工作于 AC-DC 应用时的参数设计方法，以数学形式对该方法进行了表达和推导，并依此计算出了新的有效参数范围，显著地拓展了有效范围的两侧边界；基于有效参数范围，对参数的优化设计进行了分析，指出优化的参数点应位于右侧边界线附近；分析了右侧边界线附近的参数选择对电路性能和成本的影响，并确定了最终的谐振参数；提出了一种新的高低输入电压模式切换的方法，在不增加高功率模式导通损耗的同时，显著减小了 LLC 需要实现的电压增益范围，有利于参数设计的优化和整体效率的提高。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

3 基于 LLC 的单级式车载充电器的控制与启动策略

LLC 应用于 DC-DC 变换时, 工作点相对比较稳定, 采样信号和控制量的变化幅度都比较小, 控制策略相对简单。然而 LLC 应用于 AC-DC 变换时, 在每个工频周期内, 工作点都始终在变化。对于同一工频周期内的不同工作点, LLC 的负载、增益和开关频率会有很大不同。这种更加复杂的工作情况对控制和启动策略提出了更高的要求。本章将对 AC-DC 应用中 LLC 的整体控制策略、优化控制策略、启动策略进行分析。

3.1 系统整体控制策略

系统的整体控制框图如图 3.1 所示。这是一个以双环控制为基础的控制框图。需要采集的信号有: 交流输入电压 v_{ac} 、交流输入电流 i_{ac} 、直流输出电压 V_o 、直流输出电流 I_o 。电路只通过 LLC 开关频率 f_s 的调节进行控制, 这是控制环路唯一的输出量。

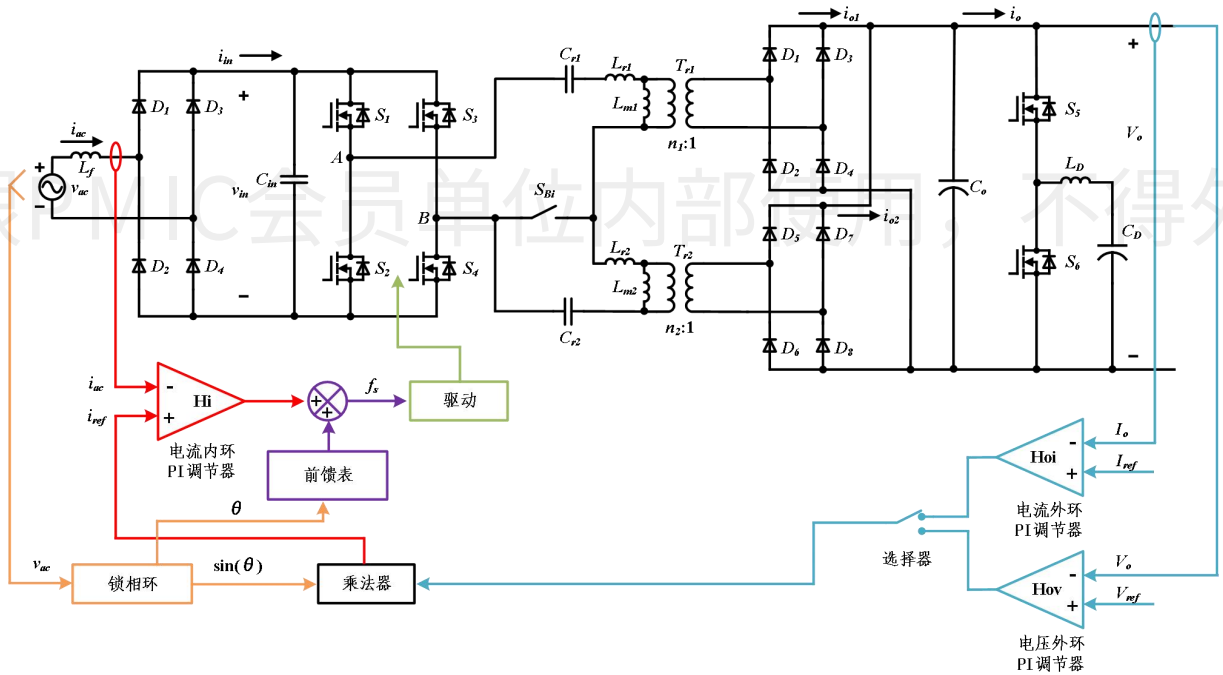


图 3.1 系统整体控制框图

电动汽车电池充电时, 既有恒压充电模式, 也有恒流充电模式, 因此同时采集电路的输出电压 V_o 和输出电流 I_o , 并分别搭建电压外环 PI 调节器和电流外环 PI 调节器, 根据充电模式可以选择相应的控制外环。采样交流输入电压 v_{ac} , 并通过锁相环进行处理, 可以得到 PFC 控制所需要的相位信息 θ 。外环 PI 调节器的输出与 $\sin(\theta)$ 相乘后, 可以得到电流内环 PI 调节器的参考电流 i_{ref} 。采样的交流输入电流 i_{ac} 与参考电流 i_{ref} 比较后, 经电流内

环 PI 调节器处理, 得到内环 PI 输出量。为了优化输入电流控制的效果, 内环 PI 的输出量还需要叠加前馈表输出的前馈量后, 才能获得控制环路的最终输出控制量 f_s , 并传递给驱动模块。前馈表输入的相位信息 θ 同样来自锁相环, 前馈表根据当前工作点的相位, 选择合适的前馈量进行输出。关于前馈表的原理与作用, 后续还会进行详细的分析。

双环控制是系统整体控制策略的基础, 然而对于 AC-DC 应用中的 LLC 电路来说, 由于其工作状态的复杂性, 仅采用双环控制是无法实现理想的控制效果的。为了降低输入电流波形的谐波失真, 需要采用优化的控制策略。

3.2 低谐波失真的优化控制策略

对于 AC-DC 应用来说, 总谐波失真 (total harmonic distortion, THD) 是一个重要的指标, 输入电流的波形需要尽可能地接近标准的正弦形状, 并且与交流输入电压的相位尽可能保持一致。

3.2.1 过零区域输入电流振荡的抑制策略

由式可知, 当输入电压在过零点附近时, LLC 的功率曲线也在过零点附近, 此时 LLC 的等效负载接近于空载。可以认为计算谐振腔传递函数的电路等效模型如所图 3.2 所示, 过零区域 R_e 接近无穷大。

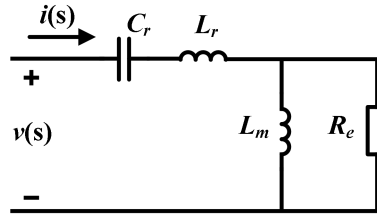


图 3.2 过零区域附近 LLC 电路等效模型

在过零区域, 如果忽略 R_e , 谐振腔输入电压到输入电流的传递函数为:

$$\frac{i(s)}{v(s)} = \frac{1}{s(L_r + L_m) + \frac{1}{sC_r}} \quad (3.1)$$

基于第 2 章中设计的谐振腔参数, 可以得到过零区域附近该传递函数的幅频响应曲线如图 3.3 所示。可以看到, 幅频响应曲线在并联谐振频率 f_p 处有一个尖刺。然而, 由第 2 章中的分析可以得知, 当电路工作于过零区域附近时, 需要的增益也接近无穷大, 此时的开关频率将接近 f_p 。这意味着在过零区域附近, 电路处于幅频响应曲线非常陡峭的工作区

间。此时一个微小的输入电压或开关频率的扰动，将对谐振电流带来显著的影响。也就是说，AC-DC 应用中的 LLC 电路在过零区域对干扰更加敏感，在这段区域中电路更容易产生振荡。

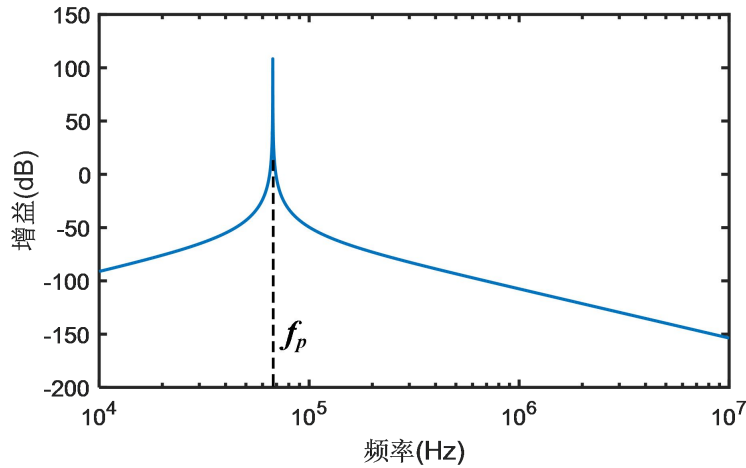
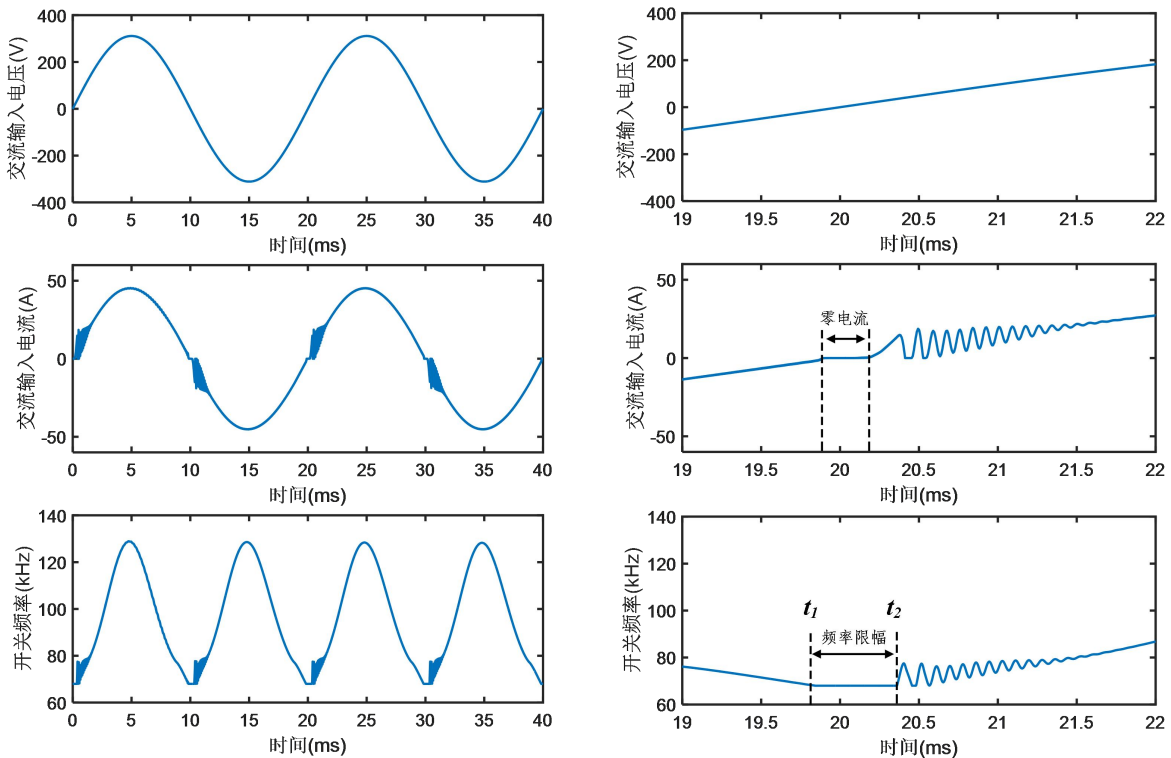


图 3.3 过零区域附近 LLC 谐振腔的幅频响应曲线

如果采用基本的双环控制，基于第 2 章中设计的变压器和谐振腔参数，在 $V_{in}=220V_{ac}$ ， $V_o=330V$ ， $P_o=6.6kW$ 的典型工作条件下，通过仿真可以得到两个工频周期中的波形如图 3.4 所示。



(a) 整体波形

(b) 过零区域放大波形

图 3.4 采用基本双环控制的仿真波形

对于 LLC 电路来说, 当开关频率小于一定的阈值时, 电路会进入容性区工作, 失去软开关的特性。工作于硬开关状态的开关器件容易发生损坏。为了保证 ZVS 特性, 需要防止 LLC 进入容性区, 因此需要对控制环路输出的开关频率下界做一个限幅。在过零点附近, LLC 接近空载, 此时感性区与容性区的边界恰好在并联谐振频率 f_p (67kHz) 附近。为了保证一定的裕量, 同时不过多地影响过零区域的输入电流波形, 这里取开关频率的限幅下界 $f_{s_min}=68\text{kHz}$ 。

可以看到, 在每个工频半波的开始点附近, 交流输入电流和开关频率的曲线都存在明显的振荡。这个振荡是由过零区域中开关频率的下界限幅引起的。在上一个工频半波到达结束阶段 (t_1 之后) 和下一个工频半波完成开始阶段 (t_2 之前) 之间, 为了实现 PFC 功能, 内环 PI 输出的开关频率将有一段时间低于限幅下界 f_{s_min} , 因此会存在一小段开关频率被限幅的区间 $[t_1, t_2]$ 。

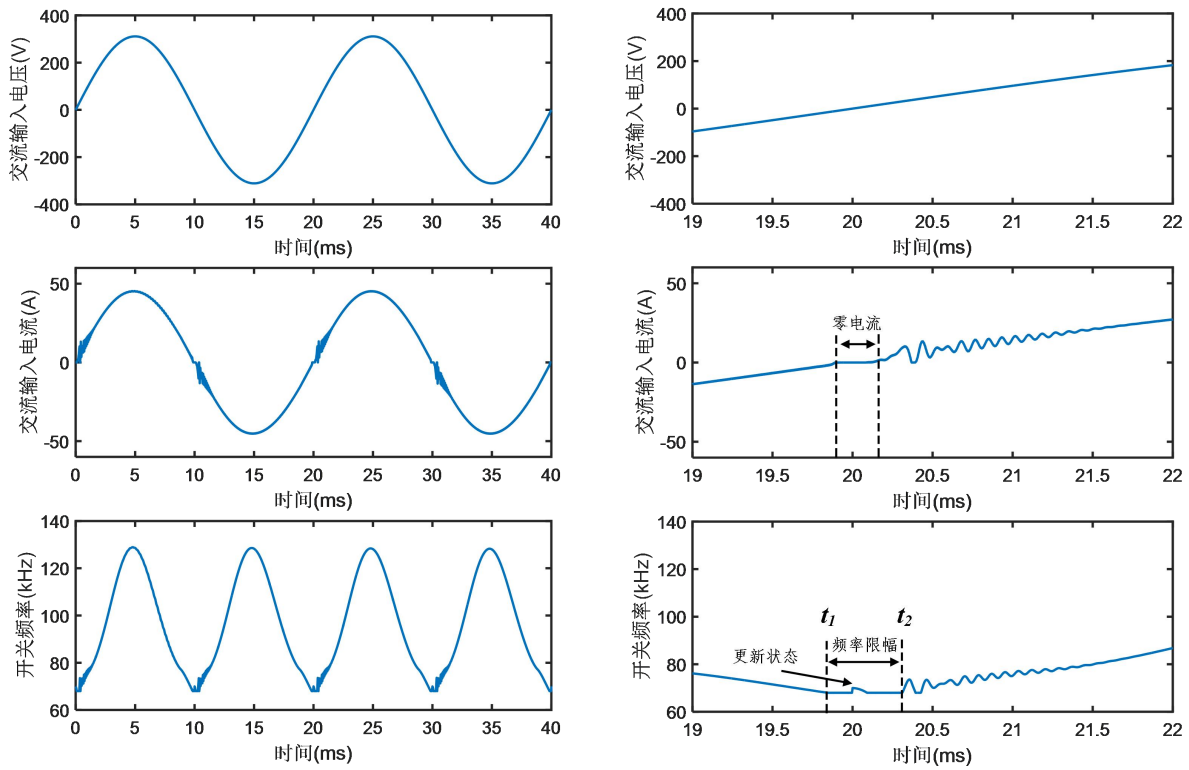
在限幅区间中, 电路实际使用的开关频率与需要的开关频率之间存在一定的差异, 电路的增益无法达到 PFC 所需的增益, 因此存在一段输入电流为零的区间。在这段时间内, 实际输入电流小于参考电流, 内环 PI 调节器会将这个误差逐渐积累。零电流区域过后, 限幅频率足以达到 PFC 所需增益, 输入电流开始抬升。这段时间内, 之前 PI 调节器积累的误差将被逐渐消除。一直到 t_2 时间, PI 调节器的输出量重新达到限幅下界频率, 解除限幅。

上述过程相当于在控制环路中引入了一个开关频率的干扰激励源, 并且激励的时间点刚好在 LLC 电路对干扰敏感的过零区域。因此 t_2 时间后, 电路中产生了时间长度为 1ms 左右的振荡。

由上述对过零区域电路振荡的原理分析可知, 为了抑制该振荡, 需要减小控制环路在过零点附近产生的干扰激励。本文采用的策略是在过零点附近更新内环 PI 调节器的状态, 将其设置到一个稍大于限幅频率的值, 以补偿这段时间中误差积累产生的干扰。应用这种策略, 在仿真中得到的控制效果如图 3.5 所示。

可以看到, 对于同样的工作条件, 与基本双环控制相比, 添加过零点内环 PI 调节器状态更新的策略后, 交流输入电流波形和开关频率曲线在过零区域的振荡都得到了明显的抑制。过零区域电流振荡幅值的减小, 在降低整体 THD 的同时, 也有利于防止电路由于

过强的振荡而进入失控状态。



(a) 整体波形

(b) 过零区域放大波形

图 3.5 基本双环控制结合过零点状态更新策略的仿真波形

3.2.2 输入电流相位偏移的抑制策略

PI 调节器中积分系数 K_i 的设计有两方面的考虑：当 K_i 大时，PI 调节器的积分作用增强，系统的响应速度加快，并且静态误差减小，然而系统的稳定性将会下降；当 K_i 小时，系统更容易稳定，然而响应速度会变慢，并且静态误差会增大。

对于 AC-DC 应用而言，电流内环 PI 调节器输入的参考电流 i_{ref} 是一个正弦电流，始终在变化。参考电流由外环 PI 调节器的输出量和锁相环输出的 $\sin(\theta)$ 相乘得到，可以认为具有标准的正弦形状。为了减小谐波失真，输入电流需要尽量及时、准确地跟随参考电流的变化。这意味着内环 PI 调节器的积分作用需要增强，以加快系统响应速度，减小静态误差。然而，系数 K_i 的增大受到系统稳定性的限制，当系统即将出现振荡时， K_i 就不能再增大了。从降低谐振失真的角度考虑，此时的 K_i 已经是最好的选择。

在仿真中，大部分元件都是理想化的元件，系统中也不存在任何干扰，因此系统稳定性较强，可以取到较大的 K_i 。然而，在实际电路中，需要考虑元件和线路中寄生参数的影响以及电路和环境中的干扰。一般来说，实际电路的稳定性远小于仿真电路。因此在

实际电路中，为了保证系统的稳定工作，能够采用的 K_i 也将大大减小。

当 K_i 较小时，仅采用基本的双环控制得到的交流输入电流仿真波形如图 3.6 所示，其中蓝线代表参考电流 i_{ref} ，红线代表电路中的实际输入电流 i_{ac} 。此时内环 PI 调节器输出的开关频率曲线如图 3.7 所示。

在每个工频半波的前半段，实现 PFC 需要的开关频率逐渐上升。由于 K_i 较小，系统的响应速度不够快，静态误差较大，因此内环 PI 调节器输出的开关频率落后于需求量。也就是说，在工频半波的前半段，控制环路输出的开关频率小于实现 PFC 需要的值。对于 LLC 来说，开关频率减小会使得增益增大，因此这段区域中控制得到的实际输入电流的绝对值大于参考电流。

在每个工频半波的后半段，同样因为系统响应速度与静态误差的原因，内环 PI 调节器输出的开关频率依然落后于需求量。但此时实现 PFC 需要的开关频率逐渐下降，因此控制环路中的落后表现为实际开关频率高于需求的值。在这段区域中，LLC 的增益小于需求值，因此控制得到的实际输入电流的绝对值小于参考电流。

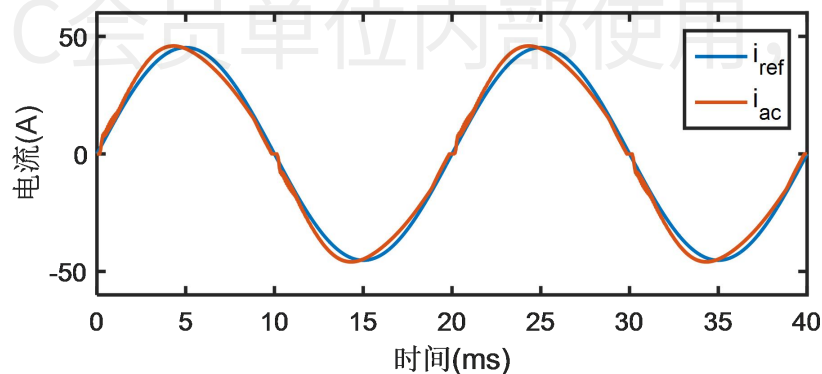


图 3.6 仿真中 K_i 较小时基本双环控制得到的输入电流与参考电流波形

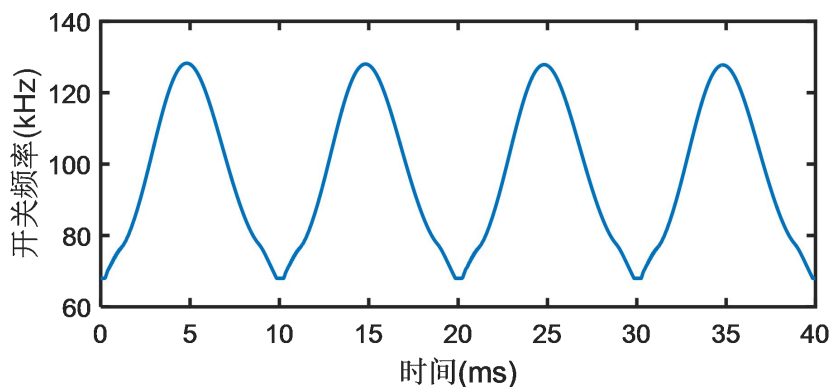


图 3.7 仿真中 K_i 较小时基本双环控制输出的开关频率曲线

可见对于实际电路而言，能采用的 K_i 较小，此时仅采用基本的双环控制会导致输入电流的相位与标准正弦波形存在较大的偏移，从而引入较大的谐波失真。

为了抑制输入电流的相位偏移，同时又不影响系统的稳定性，需要在不增强积分作用的基础上，提高系统的响应速度，降低稳态误差。为此，本文提出了一种内外双环结合前馈的控制策略，如图 3.8 所示。

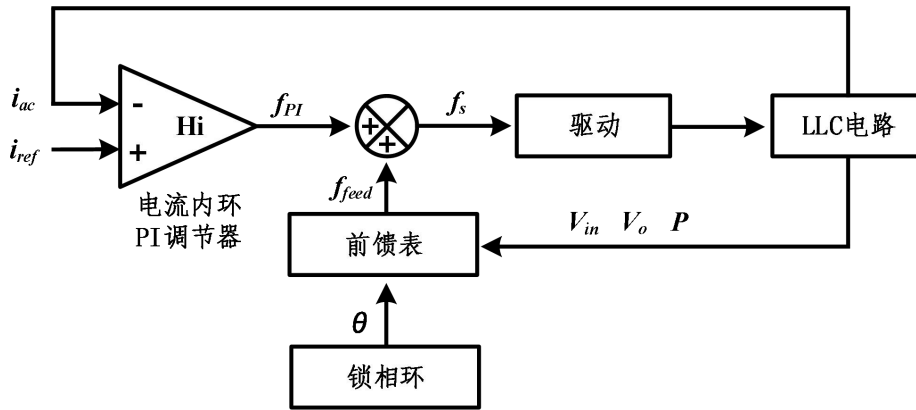


图 3.8 内外双环结合前馈的控制方法

电压或电流外环的结构与图 3.1 相同，因此这里没有画出。通过外环得到标准的正弦参考电流 i_{ref} 后，将其与电路中采得的输入电流 i_{ac} 比较，传递给内环 PI 调节器。内环 PI 调节器得到输出量 f_{PI} 后，还需要叠加前馈表输出的前馈量 f_{feed} ，才能获得控制环路的最终输出控制量 f_s ，并传递给驱动模块。

原来双环控制系统得到的电流波形与标准正弦波形存在偏移的根本原因是：参考电流 i_{ref} 总是在变化，因此 PI 调节器的输出量 f_{PI} 也需要一直变化，这才有了动态响应速度的要求。当 PI 调节器的积分作用不够强时， f_{PI} 无法很好地跟随 i_{ref} 的变化，由此才产生了输入电流的相位偏移。

因此这里引入前馈量的目的是减小内环 PI 调节器输出量 f_{PI} 需要变化的幅度，从而使得对内环响应速度的要求降低。前馈量 f_{feed} 是根据工频相位 θ ，从前馈表中进行查表得到的，因此在一个工频半波中前馈量也总在变化。如果前馈量变化的趋势和最终需要的控制量 f_s 的变化趋势符合，那么当实现稳定控制时，PI 调节器输出量 f_{PI} 需要变化的幅度就减小了。也就是说，此时使用小的 K_i 仍能满足响应速度的要求。在极端情况下，如果前馈量 f_{feed} 的变化已经完美地吻合了最终需要的开关频率控制量 f_s 的变化，那么内环 PI 调节器的输出量 f_{PI} 就会一直维持不变。此时对于内环 PI 调节器来说，不存在动态的响应，它只

需要纠正微小的静态误差即可。

通过上述对前馈控制原理的分析,可以得知,为了优化前馈控制的效果,需要使得前馈表输出的前馈量尽量与当前工作点电路实际需要的开关频率相符合。当电路的工作条件不同时,一个工频半波中的开关频率曲线也会有所不同。对于任意工作条件,可以在仿真中对内环 PI 调节器设置较大的 K_i 系数,得到正弦程度较好的电流波形,导出一个工频半波内的开关频率曲线,从而就得到了该工作条件下的前馈量曲线。虽然仿真与实际电路中的开关频率曲线有一定区别,但是该控制方法不需要前馈量曲线完全准确。只要前馈量曲线足够接近实际需要的频率曲线,内环 PI 调节器的响应速度需求就会大大减小,并且积分作用能够纠正前馈量曲线与实际需要的频率曲线之间的误差。

比如对于 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=270/330/400V$, $P_o=6.6kW$ 的三种工作条件,可以得到三条前馈量曲线如图 3.9 所示。前馈表模块工作时,需要先根据电路的当前工作条件选取合适的前馈量曲线,然后根据相位 θ 返回当前需要的前馈量 f_{feed} 。

实际电路实现前馈控制时,会将前馈表存入数字信号处理器的内存中,每个控制周期中,将根据电路的工作条件和相位 θ 查询前馈量 f_{feed} 。这是一个快速的查表操作,对数字信号处理器增加的计算负担几乎可以忽略不计。

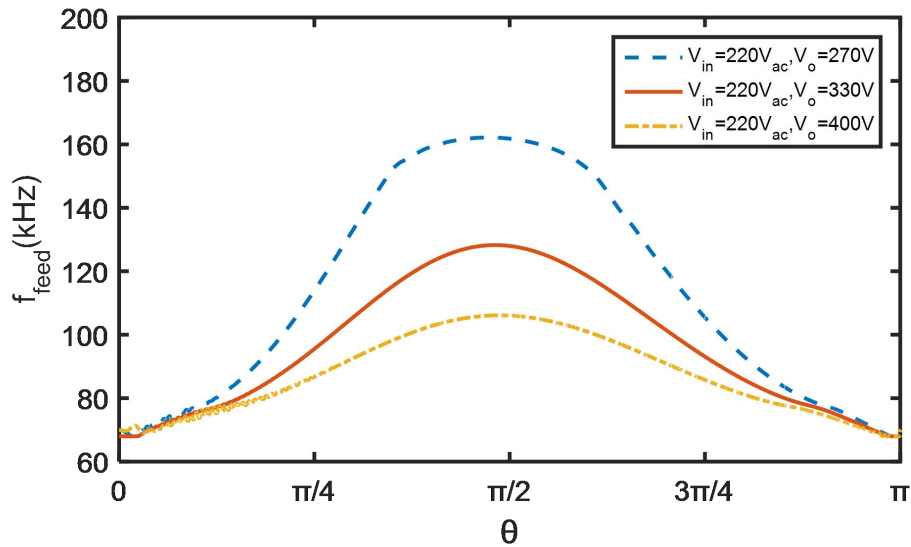


图 3.9 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=270/330/400V$, $P_o=6.6kW$ 三种工作条件下的前馈表

同样使用较小的 K_i , 采用内外双环结合前馈的控制策略,在仿真中得到的交流输入电流波形如图 3.10 所示,其中蓝线代表参考电流 i_{ref} ,红线代表电路中的实际输入电流 i_{ac} 。可见控制得到的实际输入电流几乎与参考电流重合,相位偏移得到了消除。此时系统中控

制量的变化曲线如图 3.11 所示, 其中蓝线代表最终输出的开关频率控制量 f_s , 红线代表内环 PI 调节器的输出量 f_{PI} 。可见内环 PI 调节器的输出量在零附近小幅波动, 无需跟随参考电流的变化而变化, 因此对其动态响应性能的需求大大降低。

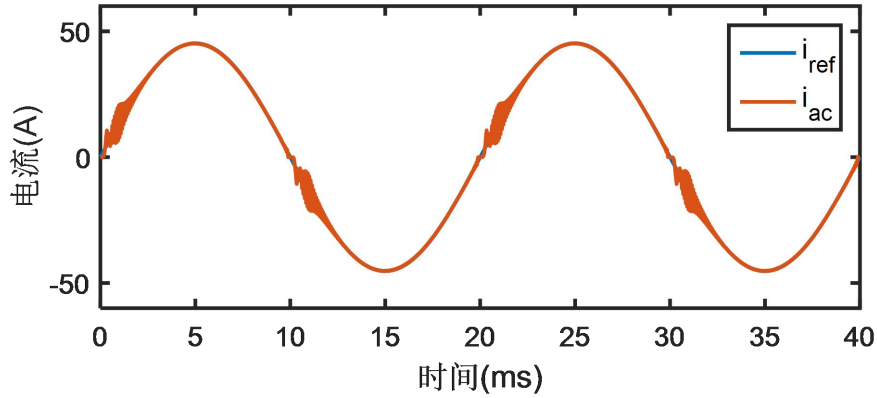


图 3.10 仿真中 K_i 较小时内外双环结合前馈控制得到的输入电流与参考电流波形

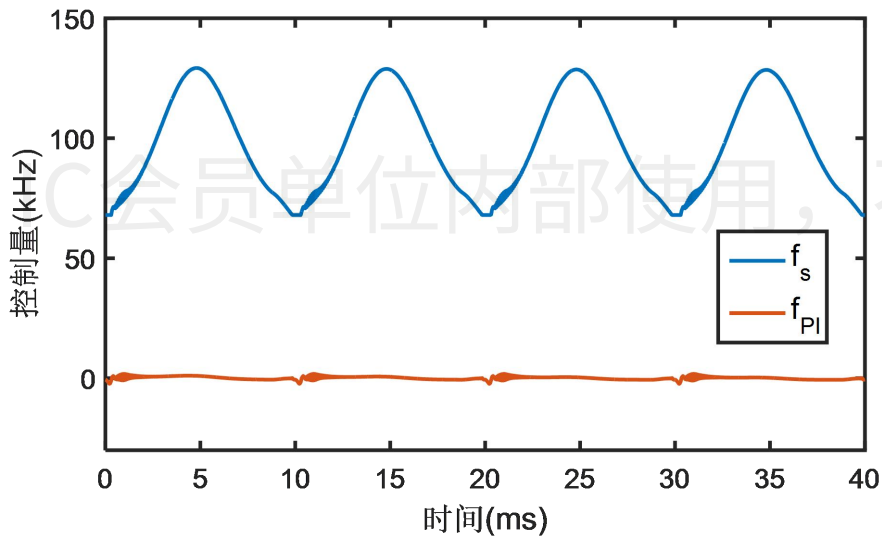


图 3.11 仿真中内外双环结合前馈控制得到的控制量曲线

3.3 启动策略

在车载充电器应用场合中, 变换器需要具备高压启动的能力, 即在交流输入电压 v_{ac} 已经存在时, 使得直流输出电压从零上升到工作电压 V_o 。在 LLC 变换器的启动过程中, 励磁电感被较低的输出电容电压钳位, 相当于接了一个很重的等效负载。在过载条件下, 如果以靠近谐振频率的开关频率启动, 谐振腔中将产生很强的电流应力, 流过开关器件的导通电流大幅上升, 并且这个过程中 MOSFET 可能会丢失 ZVS。导通电流过大并丢失 ZVS 的情况会导致 MOSFET 体二极管出现很高的反向恢复电流尖峰, 这将损伤甚至毁坏器件

[40]。

目前的 LLC 商用芯片（如 ST L6599A^[41]）大多采用高频启动策略：LLC 以一个极高的开关频率开始启动，然后逐渐衰减到稳定工作频率。这对 DC-DC 应用中的 LLC 变换器是适用的。然而在 AC-DC 应用中，LLC 的高压启动过程会更加复杂一些，因为交流输入电压总是在不停变化。为了保证安全可靠的高压启动，并实现启动过程与稳态过程的平滑切换，本文提出了一种 LLC 工作于 AC-DC 应用时的高压启动策略。

本文提出的启动策略的示意图如图 3.12 所示。整个启动过程从输入电压的过零点开始，并且总是以输入电压过零点作为切换点。

LLC 以一个较高的初始开关频率 f_{st} 开始启动。在开始阶段，输出电压 V_o 很低，此时通过较高的开关频率来降低谐振腔中的电流应力。在工频半波的两侧，输入电压很小，电路需要的增益很大，而高的开关频率会导致 LLC 增益较小，不能满足需求，因此过零点附近输入电流为零。在工频半波的中间区域，LLC 的增益足以使其工作，产生输入电流，输出电容开始充电， V_o 上升。启动过程中，每过一个工频半波，输出电压都会有所上升。

在启动过程中的每个过零切换点，对开关频率进行一段小幅下降。随着启动过程的进行，输出电压 V_o 逐渐升高，而开关频率的下降也会使得输入电流增大，这有利于加快启动速度。一直到启动过程完成后的下一个过零切换点，系统由启动态转为稳态，闭环控制开始生效，开关频率不再固定，输入电流变成正弦形状。

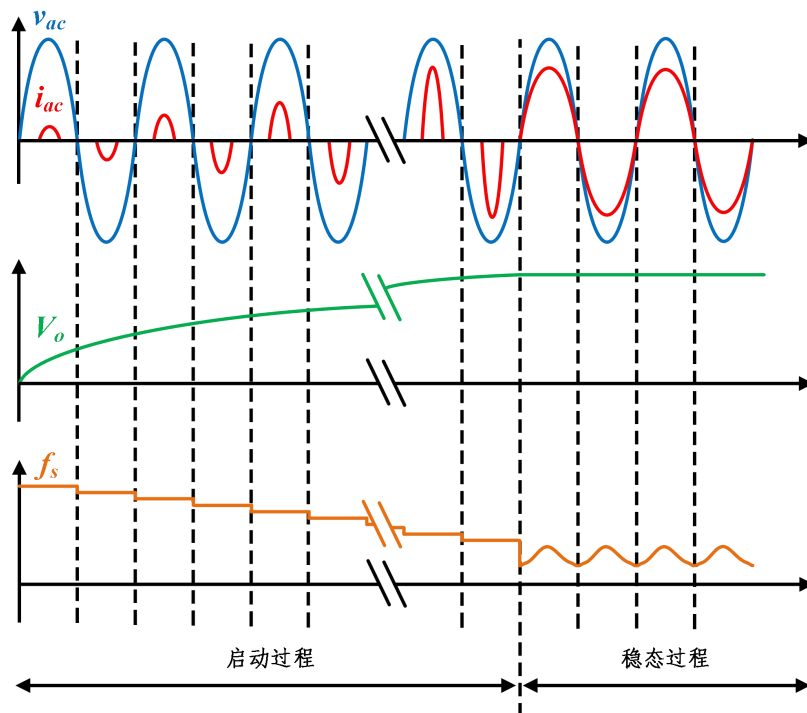


图 3.12 AC-DC 应用中 LLC 的高压启动策略示意图

无论是启动过程还是稳态过程，在输入电压的过零点，输入电流都是为零。上述启动策略利用了电路中的这种一致性，采用过零点作为切换点，从而实现了自然、平滑的切换。

3.4 本章小结

本章首先给出了基于 LLC 的单级式车载充电器的系统整体控制框图，并阐述了整体控制策略；分析了过零区域输入电流振荡的原理，说明了这段区域中电路对干扰更加敏感，同时具有来自控制环路的干扰源；提出了一种过零点更新内环 PI 调节器状态的策略，该策略弱化了干扰源，从而抑制了过零区域的电流振荡；分析了系统响应速度与静态误差对电流波形产生的影响，说明了由于实际电路无法使用过大的积分系数，因此电流波形将出现相位偏移；提出了一种内外双环结合前馈控制的策略，该策略显著减小了对内环 PI 调节器响应速度的需求，消除了电流波形的相位偏移；提出了一种 LLC 工作于 AC-DC 应用时的高压启动策略，该策略基于高频启动方法，以过零点作为切换点，通过在不同工频周期逐渐降低开关频率的方式，能够实现安全可靠的交流高压启动以及启动过程与稳态过程的平滑切换。

仅限 PMIC 会员单位内部使用，不得外传

4 样机设计与实验验证

为了验证前文中提出的设计方法、模式切换方法、控制策略与启动策略，本章将依据前文得到的设计参数，设计一台 6.6kW 的样机，对其性能进行测量，并实现前文提出的各种策略，以验证其有效性。

4.1 样机硬件设计

4.1.1 主功率电路

4.1.1.1 变压器设计与磁集成

基于第 2 章中设计的参数，并结合高低输入电压模式切换方法，可以得到单个变压器的参数如下：匝比 $n=0.5$ ，励磁电感 $L_m=13.8\mu\text{H}$ ，漏感 $L_r=3.45\mu\text{H}$ 。这里使用变压器的漏感作为谐振腔的谐振电感，以实现磁集成，提高系统的功率密度。

变压器磁芯的选择可以依据 AP 法^[42]：

$$AP = \frac{P_t \times 10^8}{K_0 K_f f B_w J} \quad (4.1)$$

其中 P_t 为视在功率； K_0 为窗口占空系数，为了提高窗口利用率，同时保证线圈能够绕下，一般 K_0 的取值范围为 0.3-0.4，这里取 $K_0=0.3$ ； K_f 为波形系数，对于 LLC 电路而言，变压器上的波形为方波，因此取 $K_f=4$ ； f 为开关频率，对于 AC-DC 应用中的 LLC 电路，开关频率在一个工频周期中总是不停变化，考虑最恶劣情况下，开关频率将靠近并联谐振频率 f_p ，因此取 $f=70\text{kHz}$ ； B_w 是最大磁感应强度，为了不产生过大的损耗，取值范围通常为 0.1-0.3T，这里取 $B_w=0.2\text{T}$ ； J 为电流密度，通常选择的范围为 3×10^6 - $6 \times 10^6 \text{A/m}^2$ ，这里取 $J=4 \times 10^6 \text{A/m}^2$ 。

LLC 电路的视在功率计算公式如下：

$$P_t = \frac{P_o}{\eta} + P_o \quad (4.2)$$

其中 P_o 为输出功率，AC-DC 应用中 LLC 电路输出功率总是在变化，系统整体输出功率的最大值为 13.2kW，对于单个变压器而言最恶劣条件下可以取 $P_o=6.6\text{kW}$ ； η 为电路效率，这里取估计值 $\eta=96\%$ 。

基于上述取值，可以计算出 $AP=20.1\text{cm}^4$ 。

磁芯对应的 AP 值为：

$$AP = A_e A_w \quad (4.3)$$

其中 A_e 为磁芯有效截面积， A_w 为磁芯窗口面积。

根据上述需求 AP 值的计算和磁芯 AP 值的定义，查询磁芯手册后，本文取 TDK PC95PQ60/52-Z 型号的磁芯。其主要参数为：有效截面积 $A_e=477\text{mm}^2$ ，窗口面积 $A_w=473\text{mm}^2$ ，有效体积 $V_e=56237\text{mm}^3$ ，相对磁导率 $\mu_r=5500$ 。

由于该磁芯的磁导率很大，因此励磁电感主要由气隙磁阻 R_δ 决定：

$$L_m = \frac{N_p^2}{R_\delta} \quad (4.4)$$

磁芯的气隙长度受到散磁损耗的限制。当气隙过长时，气隙边缘的杂散磁通将增大，靠近气隙线圈的部分匝数将处于高磁通密度的边缘磁场中。如果磁通摆幅很大，这部分线圈中可能出现非常大的涡流损耗，造成严重过热^[43]。因此气隙不能过长，按照经验一般最大可以取到 $\sqrt{A_e}/10$ 。

最大磁感应强度 B_w 的计算公式如下：

$$B_w = \frac{L_m I_{m_pk}}{N_p A_e} = \frac{L_m I_{m_pk}}{\sqrt{L_m R_\delta} A_e} \quad (4.5)$$

其中 I_{m_pk} 为励磁电流的峰值，通过仿真可以得到 $I_{m_pk}=22\text{A}$ 。为了减小变压器的铁损， B_w 需要尽量小。由可见，增大气隙磁阻 R_δ 有利于减小 B_w 。结合气隙长度的限制，可以计算得到可以取的最大磁阻为：

$$R_{\delta_max} = \frac{L_{\delta_max}}{\mu_0 A_e} = \frac{\sqrt{A_e}}{10\mu_0 A_e} = 3.64 \times 10^6 \frac{1}{H} \quad (4.6)$$

其中 L_{δ_max} 为最大气隙长度， μ_0 为空气磁导率。

此时原边匝数也取到最大值：

$$N_{p_max} = \sqrt{L_m R_{\delta_max}} = 7.1 \quad (4.7)$$

原边匝数必须是整数，因此取 $N_p=7$ 。代入可以得到此时 $B_w=0.091\text{T}$ 。

根据匝比 $n=0.5$ ，可以得到副边匝数 $N_s=14$ 。

考虑到变换器工作的最大频率较高，因此绕线的线径 d 应小于集肤深度：

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi f_{\max} \mu_0}} = 0.12mm \quad (4.8)$$

其中， ρ_{cu} 为铜的电阻率； $f_{\max}$ 为最高开关频率，这里取 300kHz。

由此可以得到原副边绕线的股数为：

$$S_p = \frac{I_{p_rms_max}}{J} / \frac{\pi d^2}{4} \quad (4.9)$$

$$S_s = \frac{I_{s_rms_max}}{J} / \frac{\pi d^2}{4} \quad (4.10)$$

其中 $I_{p_rms_max}$ 、 $I_{s_rms_max}$ 为流过原副边电流的最大有效值。通过仿真可以得到 $I_{p_rms_max}=39A$ ， $I_{s_rms_max}=12A$ 。

考虑到实际可购买的绕线型号，本文取线径 $d=0.072mm$ ，原边股数 $S_p=2000$ ，副边股数 $S_s=700$ 。

可以估算变压器的铁损为：

$$P_{Fe} = K f^\alpha B_w^\beta V_e = 19.3W \quad (4.11)$$

其中系数 K 、 α 、 β 可查阅磁芯手册得到。

估算变压器的铜损为：

$$P_{Cu} = \frac{K_{ac} \rho_{Cu} l_{mid}}{\pi (d/2)^2} \left(\frac{N_p}{S_p} I_{p_rms_max}^2 + \frac{N_s}{S_s} I_{s_rms_max}^2 \right) = 12.3W \quad (4.12)$$

其中 $K_{ac} = R_{ac} / R_{dc}$ ，表示线圈的交直流电阻比，这里取估计值 $K_{ac}=3$ ； l_{mid} 指磁芯绕线一周的平均周长。

为了实现磁集成，变压器需要具有足够的漏感。因此在绕制时，将原副边的线圈分隔开，如图 4.1 所示。其中红线代表原边线圈，蓝线代表副边线圈。通过控制原副边线圈之间的距离，可以控制漏感的大小，使其达到需要的值 $L_r=3.45\mu H$ 。

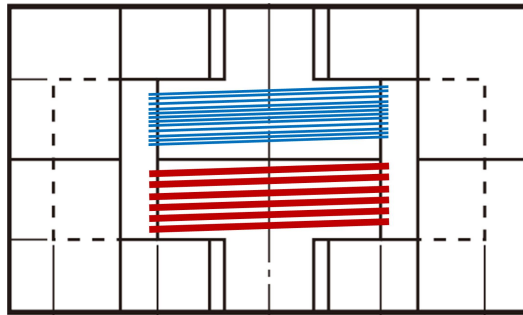


图 4.1 变压器线圈绕制示意图

根据上述过程，最终设计出的单个变压器参数如表 4.1 所示。

表 4.1 单个变压器参数表

参数	值
磁芯型号	PC95PQ60/52-Z
原边绕组	7 匝，Litz 线：0.072mm×2000 股
副边绕组	14 匝，Litz 线：0.072mm×700 股
励磁电感	13.8μH，气隙长度 2.1mm
漏感	3.45μH

4.1.1.2 谐振电容的选型

选用谐振电容时，主要考虑电容的耐压值、等效串联电阻（ESR）和容值的稳定性。谐振电容的常用类型为 MKP 薄膜电容或 MLCC 高压陶瓷电容。相同容值时，MLCC 的体积更小，有利于提高样机的功率密度，是优先考虑的选择。

本文选用 TDK CAA572C0G3A663J640LH 型号的 MLCC 电容，其容值为 66nF，直流耐压值为 1000V。在 70-300kHz 的工作频率范围内，该电容的 ESR 在 1.6-2mΩ 之间。较小的 ESR 有利于减小谐振腔的导通损耗，减小谐振电容的温升，提高样机的可靠性。在工作频率范围内，电容容值的波动范围很小：65.84-65.88nF。可见电容在工作范围内能够很好地保持容值稳定。

根据高低输入电压模式切换方法，两个子谐振腔的谐振电容 C_{r1} 、 C_{r2} 均为 326nF。因此使用 5 个该型号的 MLCC 电容并联，共 330nF，作为子谐振腔的谐振电容。

4.1.1.3 输入母线电容的选型

输入母线电容 C_m 的作用是吸收开关频率的谐振腔电流，使得输入滤波电感 L_f 上能够得到平稳的开关周期平均电流。 C_m 不需要吸收工频的电流纹波，因为母线电压在一个工频半波中本就需要跟随输入电压而变化。由于 C_m 只需要吸收高频电流，因此它的选型优

先考虑 ESL 小，响应速度快的 MLCC 电容。

本文选用 TDK C5750X7T2J474M250KC 型号的 MLCC 电容组成 C_{in} 。单个电容的容值为 $0.47\mu\text{F}$ ，耐压为 630V ，封装为 2220，一共使用 7 个，共 $3.29\mu\text{F}$ 。使用多个小体积电容的目的是便于布板时将母线电容尽量靠近 LLC 的桥臂，从而减小母线回路的寄生电感，降低器件关断时的 v_{ds} 过冲。

4.1.1.4 输出电容的选型

本文的设计指标中电池充电电压最大值为 430V ，考虑一定的裕量，需要取耐压 500V 以上的输出电容。

本文选用 TDK B43544A6477M000 型号的电解电容作为储能电容，单个电容的容值为 $470\mu\text{F}$ ，耐压为 500V ，允许的纹波电流为 2.52A 。如果不使用功率解耦电路，需要使用 6 个这样的电容来降低输出电压的纹波；如果使用功率解耦电路，功率脉动大部分由解耦电路吸收，则输出电容个数可以降低到 2 个。如果考虑电池本身的电容，则输出电容的容值还可以进一步降低。

一般来说，电解电容的 ESR 和 ESL 比较大，高频特性较差，因此还需要并联一些高频电容来吸收开关频率的输出电流波动。本文选用 AVX 2220AC124KAZ1A 型号的 MLCC 电容作为高频输出电容，单个电容的容值为 120nF ，耐压为 1000V ，共 6 个并联工作。

4.1.1.5 开关管与二极管的选型

对于输入整流桥来说，使用单个封装好的桥式整流器元件会比分立的四个整流二极管体积更小，也更方便安装。因此本文采用 Vishay PB5006-E3/45 型号的桥式整流器，反向耐压为 600V ，额定正向电流为 45A ，峰值浪涌电流为 450A ，正向压降为 1V 。该桥式整流器压降较小，有利于降低输入整流桥的导通损耗。

LLC 原边桥臂需要承受的最大电压为交流输入电压的峰值，即 375V 。考虑到寄生电感对 v_{ds} 尖峰的影响，同时留有一定的裕量，需要使用耐压 650V 等级的开关管。为了保证全范围的 ZVS 特性，开关管的输出电容 C_{oss} 不能太大。设计的最大开关频率为 300kHz ，因此 IGBT 器件不能满足需求，需要使用 MOSFET 器件。此外，在车载充电器这种商业化应用中，成本是至关重要的考虑因素之一，因此优先考虑使用低成本的 Si MOSFET。

基于上述考虑，本文最终选用 ON Semiconductor FCH041N65F-F155 型号的 Si MOSFET 作为开关器件。该开关管的导通电阻为 $41\text{m}\Omega$ ，在 100°C 下的额定导通电流为

48.1A。由仿真可得谐振腔中电流的最大有效值为 39A，为了保证一定的电流裕量，并降低导通损耗，本文使用两个该型号的 MOSFET 并联工作。

LLC 副边输出电压的最大值为 430V，副边二极管需要满足 500V 以上的耐压条件，同时具有快恢复的特性。本文选用了 ON Semiconductor RHRG3060CC 型号的快恢复二极管，耐压为 600V，额定正向电流为 30A，反向恢复时间为 45ns。

4.1.1.6 主功率电路主要元件清单

综合上述设计，样机主功率电路（不包括功率解耦部分）需要的主要元件清单为：

表 4.2 样机主功率电路的主要元件清单

元件	型号	数量	单个规格
变压器	PC95PQ60/52-Z 磁芯	2	\
谐振电容	CAA572C0G3A663J640LH	10	66nF, 1000V
输入母线电容	C5750X7T2J474M250KC	7	0.47 μ F, 630V
输出电解电容	B43544A6477M000	6/2	470 μ F, 500V
输出高频电容	2220AC124KAZ1A	6	120nF, 1000V
输入整流桥	PB5006-E3/45	1	45A, 600V
开关管	FCH041N65F-F155	8	41m Ω , 650V
副边二极管	RHRG3060CC	8	30A, 600V

可见，与常规的两级式车载充电器方案相比，本文的单级式方案使用的开关管数量较少，成本较低。对于商业化的应用来说，这是一个巨大的优势。

4.1.2 驱动电路

本文采用的 MOSFET 驱动电路原理图如图 4.2 所示。DSP 输出的控制信号首先到达隔离驱动芯片 Si8235AB-D-IS1。这是一个基于半导体隔离屏障的双路驱动芯片，隔离能力为 2.5kV_{ac}，其输出信号跟随 DSP 控制信号，作为非隔离驱动芯片 IXDD609SIA 的输入。IXDD609SIA 是最终的门极驱动器，输出连接驱动电阻和开关管门极。

隔离驱动芯片 Si8235AB-D-IS1 左侧连接控制电路电源，右侧连接驱动电源。驱动电源由 DC-DC 模块电源 QA121 生成，其输入为 12V 直流电压，输出为 +15/-8V 的双路电压，作为开关管的开通和关断电压。模块电源 QA121 同样具有隔离能力，其隔离电压为 3kV_{ac}。

这里使用两级驱动芯片有两个目的：

1、IXDD609SIA 驱动能力较强，能够输出 9A 的峰值电流，但是没有隔离功能；而 Si8235AB-D-IS1 具有隔离能力，但是输出的峰值电流仅为 4A。使用两级结构后，驱动电路可以同时具有隔离能力和较强的驱动能力。

2、为了减小驱动回路的寄生参数，每一路驱动芯片都需要尽量靠近对应的开关管。然而，对于多路驱动而言，控制电路很难同时靠近所有的开关管，因此会存在一段从控制电路到驱动芯片的传递路径。如果采用单级驱动芯片，那么这段传递路径将由控制电路驱动。一般控制电路的输出电压为 0/3.3V，并且驱动电流弱，因此这段传递路径很容易受到干扰。一旦干扰达到阈值，就有可能发生误开通。如果采用两级驱动芯片，则可以将第一级驱动芯片放在靠近控制电路输出信号的位置，并将第二级驱动芯片放在靠近开关管的位置。这样从控制电路到开关管附近的信号传递路径将由第一级驱动芯片进行驱动，路径上的电压变为+15/-8V。驱动芯片的驱动能力显著强于控制电路，因此整个驱动回路的抗干扰能力显著提升。

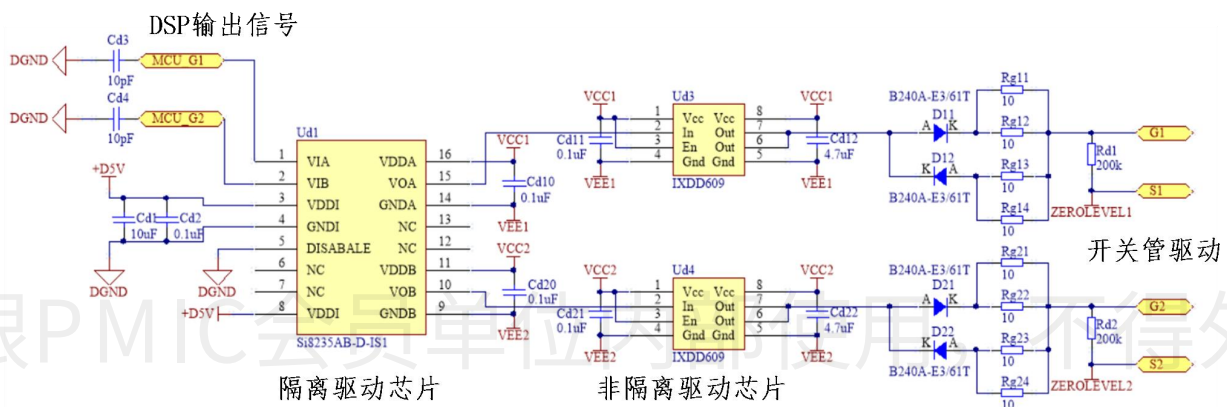


图 4.2 MOSFET 驱动电路原理图

4.1.3 采样与调理电路

电路中需要采样的信号有：交流输入电压 v_{ac} ，直流输出电压 V_o ，交流输入电流 i_{ac} ，直流输出电流 I_o 。

1、交流输入电压

交流输入电压经电阻分压后，通过电压传感器 LEM LV 25-P 进行采样。交流输入电压范围为 $\pm 375V$ ，通过合适的分压电阻和电压传感器变比设计，可以使得电压传感器的输出电压范围为 $\pm 2.25V$ 。该电压通过加法器叠加了 3V 的固定电压，并乘以 0.5 的比例，使得最终 ADC 口的电压范围为 $1.5 \pm 1.125V$ ，符合 ADC 口输入电压范围的要求。ADC 口还设置了钳位电路对 DSP 进行保护。

电压传感器具有 $2.5kV_{ac}$ 的隔离能力，因此这是一路隔离采样。

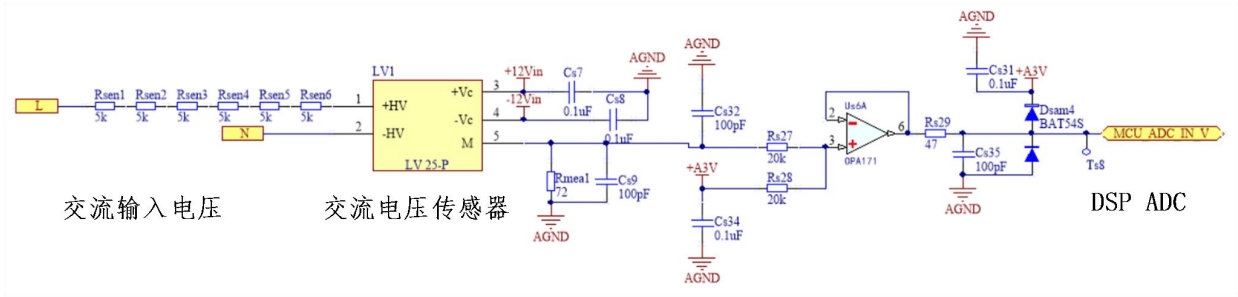


图 4.3 交流输入电压采样与调理电路

2、直流输出电压

直流输出电压同样先以电阻分压，然后通过隔离式精密运放 AMC1311BDWVR 传递电压信号。隔离运放的输出经过差分放大电路，最终到达 ADC 口。整个输出电压采样与调理电路的电压放大比例为 0.004。对于最大直流输出电压 430V，ADC 口的电压为 1.72V，符合要求。

这也是一路隔离采样，隔离运放的隔离能力为 5kV_{ac}。

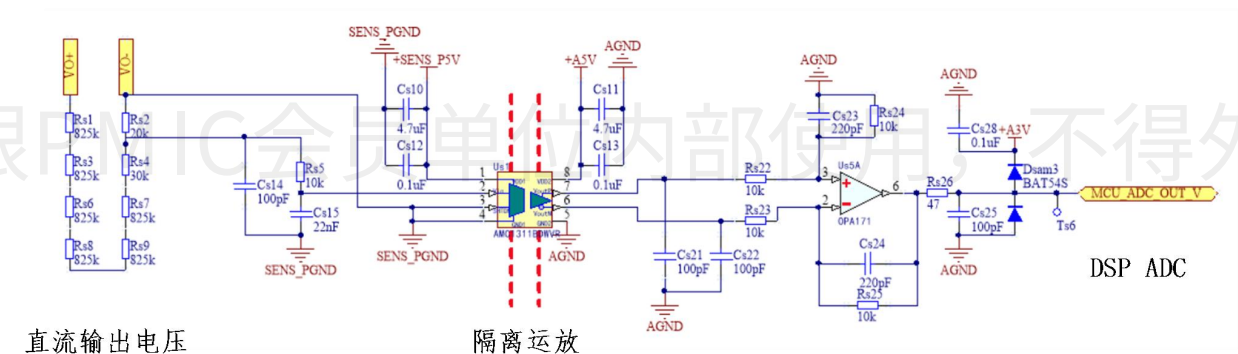


图 4.4 直流输出电压采样与调理电路

3、交流输入电流

交流输入电流的采样选用霍尔传感器 LEM HLSR 32-P，其变比为 25mV/A，带宽为 400kHz。由于输入电流的方向有正负，因此霍尔传感器的输出需要经过加法器处理，以保证 ADC 口的电压恒为正电压。最终 ADC 口的电压为 1.5V±25mV/A。当输入电流有效值达到最大值 32A 时，ADC 口电压的摆幅为 1.5±1.13V，符合要求。

霍尔传感器也是隔离采样，其隔离能力为 4.3kV_{ac}。

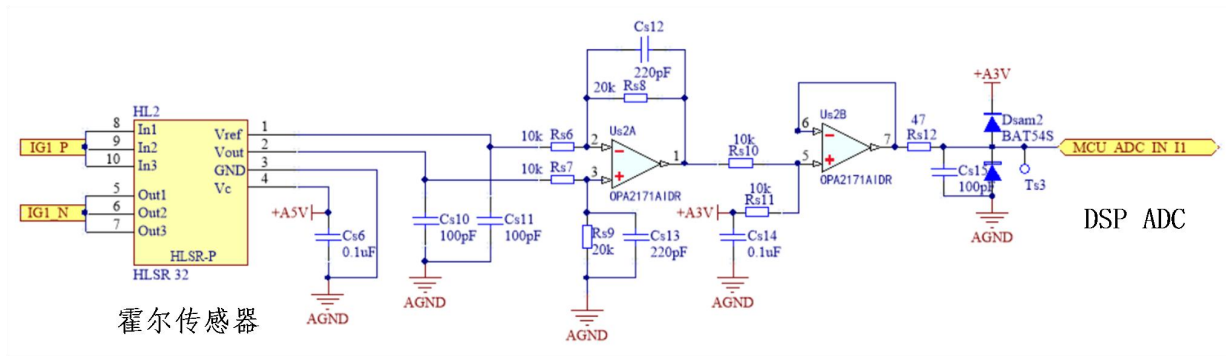


图 4.5 交流输入电流采样与调理电路

4、直流输出电流

直流输出电流的采样与调理电路和交流输入电流类似。区别是由于输出电流的波动范围更小，因此这里选用了测量范围更小，但精度更高的霍尔传感器 **HLSR 20-P**，其变比为 40mV/A 。此外，由于输出电流恒为正方向，因此调理电路中无需加法器。经过调理电路放大后，ADC 口的电压为 80mV/A 。当输出电流达到最大值 24A 时，ADC 口电压达到最大值 1.92V ，符合要求。

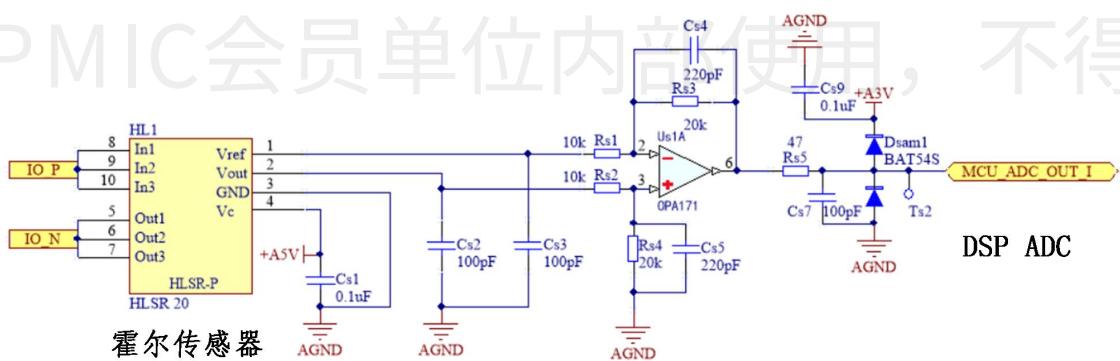


图 4.6 直流输出电流采样与调理电路

可以看到，设计中所有的电压或电流采样电路都具备隔离能力。主功率电路和控制电路完全隔离，从而增强了系统工作的安全性和稳定性。

4.1.4 样机外观与布局

设计的基于 LLC 的单级式车载充电器 6.6kW 样机实物图如图 4.7 所示。能量流动的路径整体呈 U 型，交流侧的能量从 L、N 口进入后，经过输入整流桥、原边开关管、谐振电容、变压器、输出二极管、输出电容、功率解耦电路，最终到达直流输出口 V_o+ 、 V_o- 。电路中的主要产热元件为整流桥、开关管、二极管、变压器、电感，这些产热元件均贴在散热铜板上。散热铜板通过硅脂与底座散热器大面积接触，以实现良好的散热效果。

样机的长为 340mm，宽为 220mm，高为 60mm，功率密度约为 1.5kW/L。

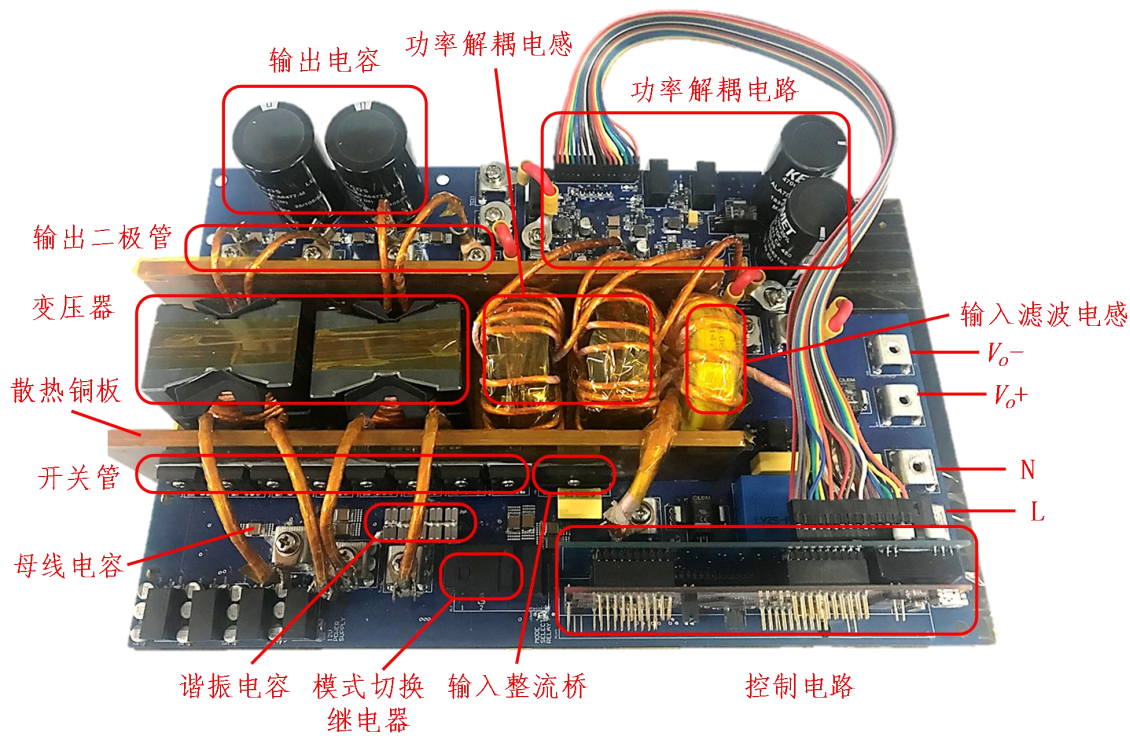


图 4.7 样机实物图

控制电路板实物图如图 4.8 所示。其背面连接了 TI 28377 DSP 开发板。控制板上主要包含生成各个辅助电压（5V、3.3V、3V）的供电电路、采样调理电路以及连接主功率电路和功率解耦电路的接口。

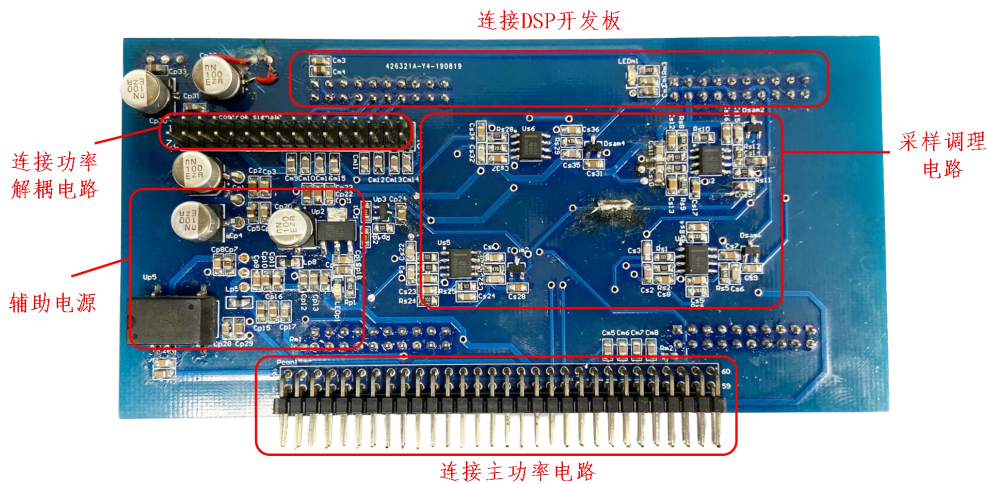


图 4.8 控制电路板实物图

当对输出电压的响应速度没有要求时，可以将功率解耦电路替换为输出电解电容，这样功率解耦电感也可以移除，如图 4.9 所示。功率解耦电路板被设计为可拆卸的结构，可

以方便地与输出电容板互相替换，样机中的其他部分无需变化。

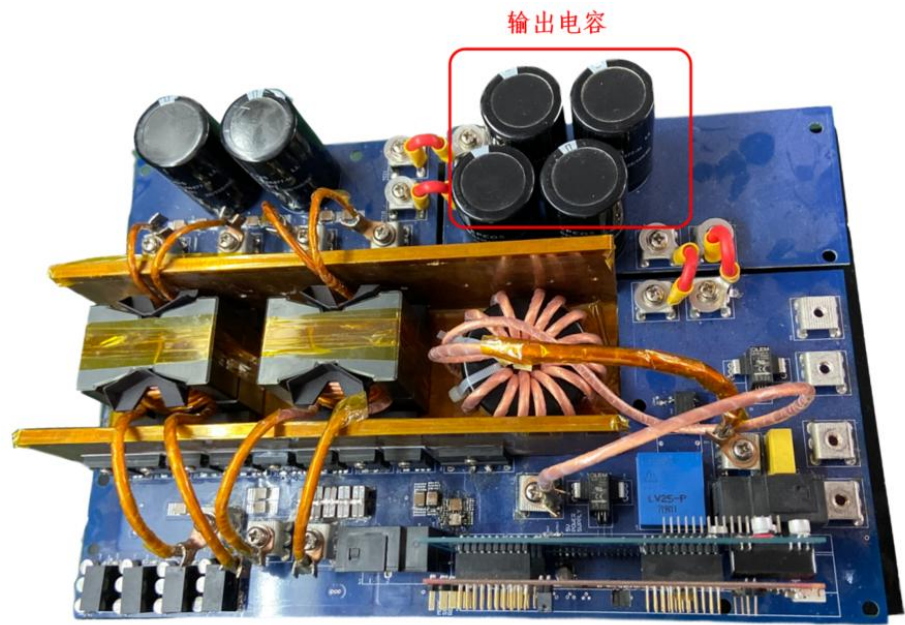


图 4.9 去除功率解耦电路后的样机

4.2 样机软件设计

样机软件控制流程图如图 4.10 所示。

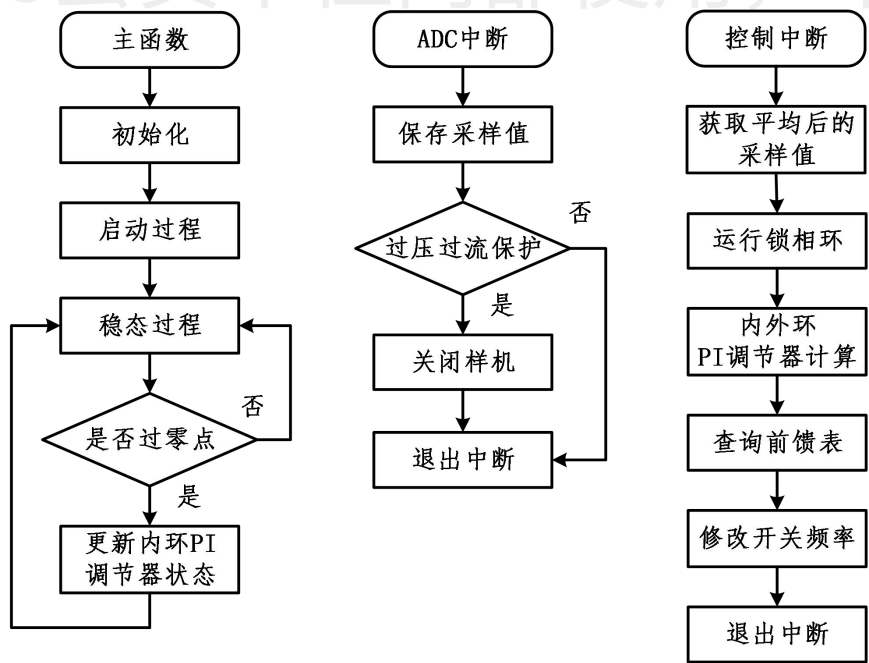


图 4.10 软件控制流程图

在主函数中，样机开始启动后，首先要对程序进行初始化，包括对系统时钟、定时器、中断表、PWM、ADC 等模块的初始化，对开关管初始状态的设置，对模式切换开关状态

的设置。完成初始化后，主函数进入高压启动过程，从较高的开关频率开始，在每个过零点逐渐降低开关频率。启动过程完成后，主函数进入稳态过程。稳态过程是一个无穷循环：检测当前相位是否处于过零点，如果是则更新内环 PI 调节器状态，否则继续检测。

ADC 中断的频率为 500kHz。在 ADC 中断函数中，首先要保存采样寄存器中的采样值。然后根据各个采样值进行过压过流保护的判断，如果电压或电流过大，则断开所有开关管，关闭样机，否则正常退出 ADC 中断。

控制中断的频率为 100kHz。ADC 中断的频率是控制中断频率的 5 倍，因此每次进入控制中断，对于所有的电压电流采样量，ADC 中断里都已经保存了 5 个采样值。在控制中断函数中，对这 5 个采样值进行平均，后续的计算和控制将使用平均值。这种过采样的设计可以使得控制环节使用的电压电流量更为准确。

在控制中断中，根据新的输入电压值，运行锁相环的计算程序，可以获取新的当前相位。随后进行控制量的计算：首先计算内外环 PI 调节器的输出量，然后根据当前的工作条件和相位信息查询前馈表，获取前馈量。内环 PI 调节器的输出量叠加前馈量可以得到最终的开关频率控制量，根据该控制量更新 PWM 模块的周期值，从而完成这一轮的控制过程。

可以看到，在本文的设计中，PWM 频率、ADC 中断频率、控制中断频率这三者基于不同的定时器，是各自独立的。这种解耦合的设计有利于程序的灵活性，可以方便地对采样和控制的频率进行修改，并且不受电路本身开关频率的影响。

4.3 实验结果与分析

4.3.1 关键工作点波形

1、典型工作条件： $V_{in}=220V_{ac}$ ， $V_o=330V$ ， $P_o=6.6kW$

在该工作条件下，样机的电压电流波形如图 4.11 所示。可以看到，开关管漏源极电压 v_{ds} 的包络线与交流输入电压 v_{ac} 的绝对值一致，并且在整个工频周期中 v_{ds} 的过冲都比较小。这说明输入整流桥正常工作，并且样机原边主功率回路的寄生电感足够小。由于这里还没有应用输入电流相位偏移的抑制策略，因此 i_{ac} 的波形有轻微的相位偏移，此时 THD 为 4.2%。

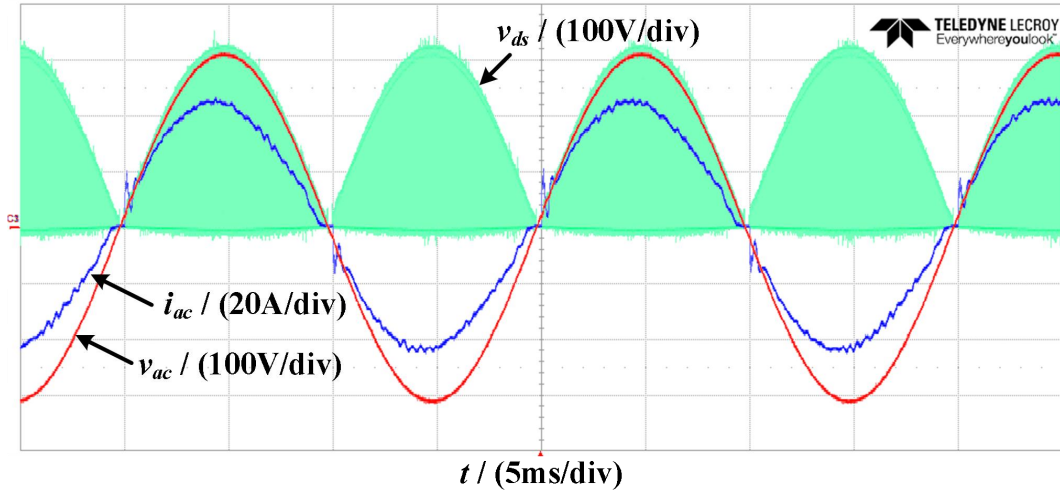


图 4.11 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=330V$, $P_o=6.6kW$ 工作条件下样机波形

该工作条件下展开后的波形如图 4.12 所示。当交流输入电压 v_{ac} 的瞬时值在 100V 附近时, LLC 需要的增益比较大, 此时开关频率较小, LLC 工作在 PO 模式。该时间点电路传递的功率也较小, 因此谐振电流 i_{Lr} 较小。当 v_{ac} 的瞬时值升至 200V 附近时, LLC 的开关频率增大, i_{Lr} 也增大, 但仍工作在 PO 模式。当 v_{ac} 的瞬时值升至 300V 附近时, 此时 LLC 的增益接近于 1, 开关频率接近谐振频率, i_{Lr} 接近正弦形状, 电路传递的功率达到最大值附近。根据本文的设计, 在典型工作条件的 $\theta = \pi/2$ 附近位置, LLC 工作于谐振点附近, 这样可以保证大功率工作时段的高效率。

从 3 个展开波形可以看到, 当开关管开通时 (v_{ds} 变成 0), 谐振电流 i_{Lr} 总是为负值, 这保证了全范围的 ZVS。

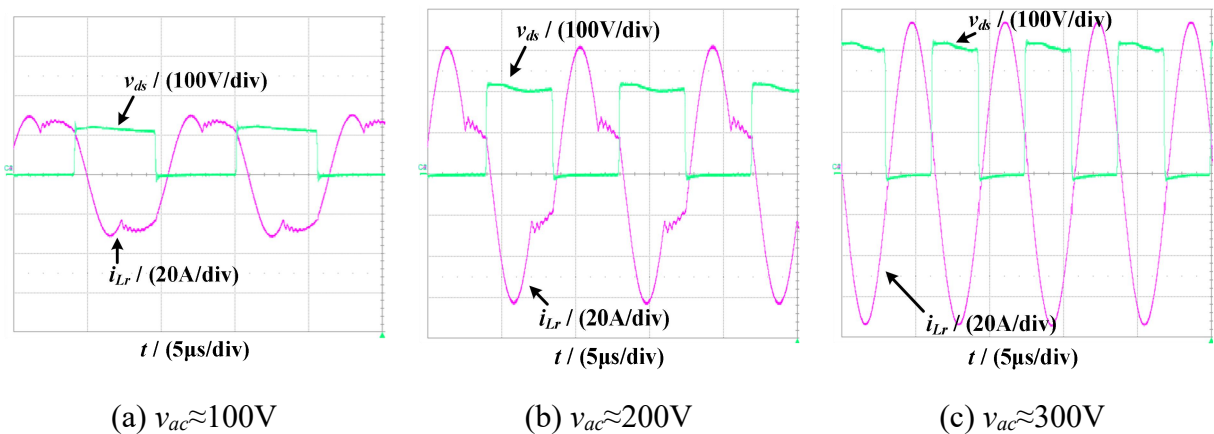


图 4.12 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=330V$, $P_o=6.6kW$ 工作条件下展开波形

2、极端工作条件 (最小输入电压, 最大输出电压): $V_{in}=180V_{ac}$, $V_o=430V$, $P_o=5.76kW$
在高输入电压模式中, 输入电压的最小有效值为 $180V_{ac}$ 。受输入电流最大有效值 $32A$

的限制，此时的功率为 5.76kW。在该工作条件下，样机的电压电流波形如图 4.13 所示。可以看到，此时输入电流的正弦度依然比较好。

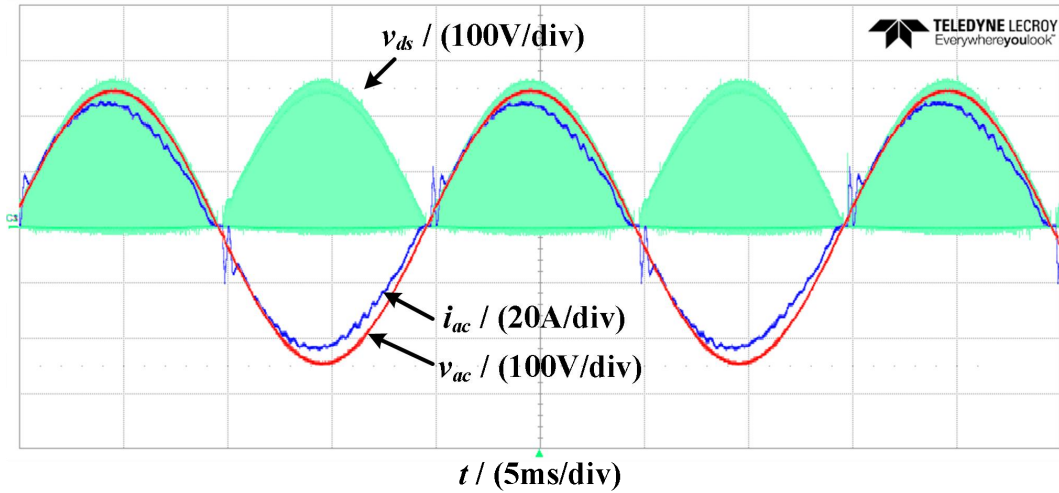


图 4.13 $V_{in}=180V_{ac}$, $V_o=430V$, $P_o=5.76kW$ 工作条件下样机波形

3、极端工作条件（最大输入电压，最小输出电压）： $V_{in}=265V_{ac}$, $V_o=240V$, $P_o=5.76kW$

输出电压的最小值为 240V。受输出电流最大值 24A 的限制，此时的功率为 5.76kW。

在该工作条件下，样机的电压电流波形如图 4.14 所示。此时样机仍能工作，但输入电流波形的谐波失真程度有所上升。

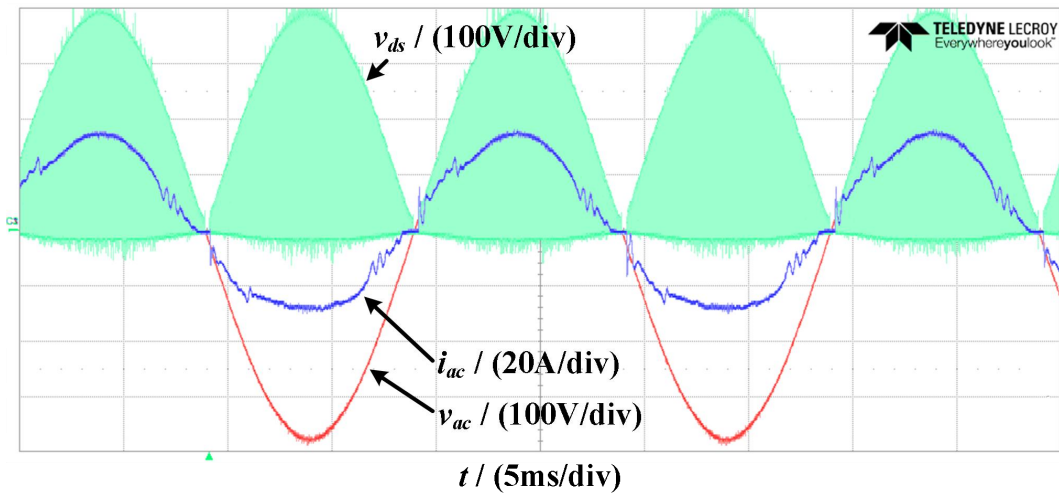


图 4.14 $V_{in}=265V_{ac}$, $V_o=240V$, $P_o=5.76kW$ 工作条件下样机波形

通过以上的实验结果，可以看出样机能够在 $V_{in}=180-265V_{ac}$, $V_o=240-430V$ 的全范围工作。样机的参数是严格按照第 2 章中的参数设计结果选取的，这验证了第 2 章中参数设计方法的有效性。

4.3.2 高低输入电压模式切换方法验证

在 $V_{in}=110V_{ac}$, $V_o=330V$, $P_o=3.3kW$ 的低输入电压模式下, 样机的电压电流波形如图 4.15 所示。此时, 电路能够正常工作, 输入电流的高频纹波有所增大, 但正弦度依然良好。这验证了第 2 章中提出的模式切换方法的有效性。

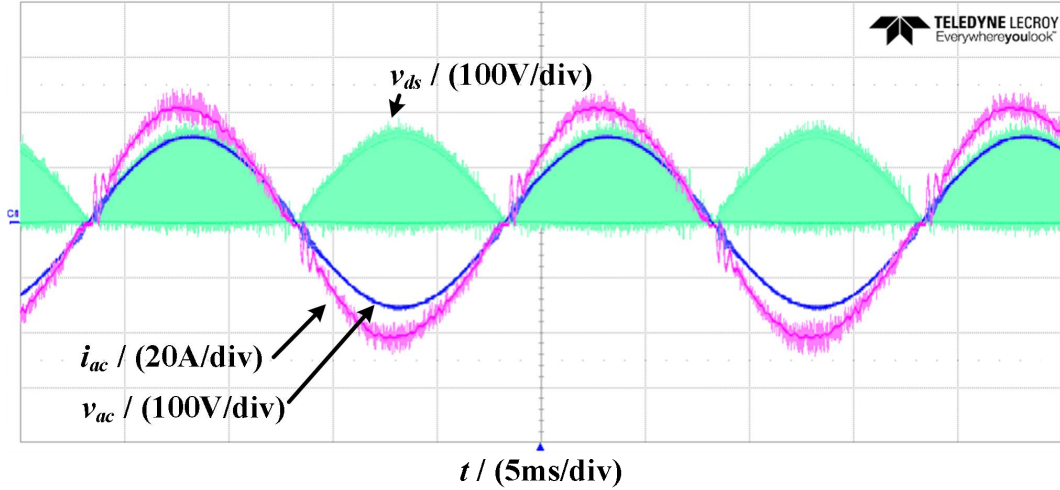
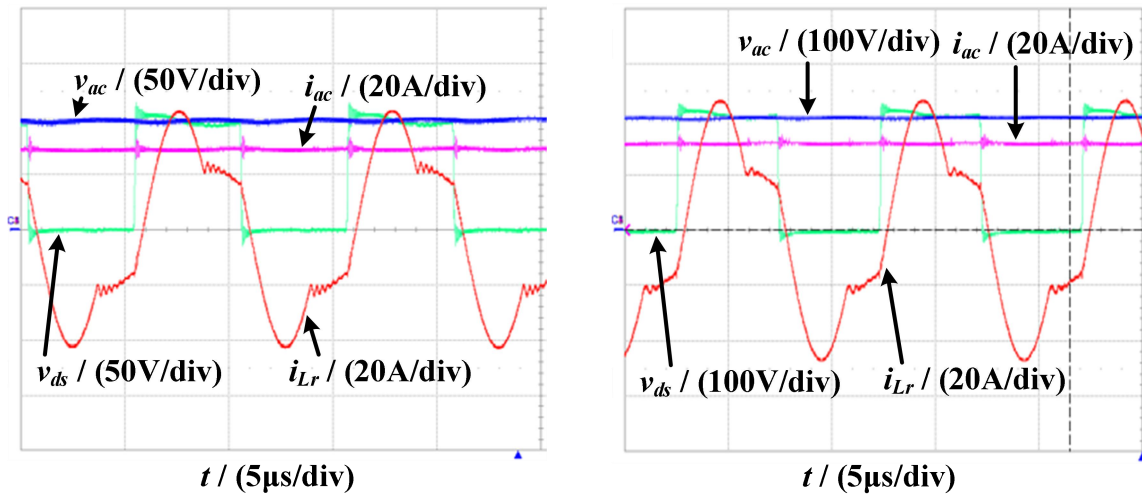


图 4.15 $V_{in}=110V_{ac}$, $V_o=330V$, $P_o=3.3kW$ 工作条件下样机波形

高输入电压模式与低输入电压模式的工作波形对比如图 4.16 所示。此时两者的瞬时输入电压分别为 100V 和 200V, 因此对应了两种模式下的同一相位点。可以看到, 在同一相位点, 两种模式下的开关频率近似相等, 谐振电流的波形几乎一致, 瞬时交流输入电流也近似相等。第 2 章中指出, 对于仍在工作的那个子谐振腔, 它在两种模式下的工作情况是完全一致的。这里的实验结果验证了这一理论。



(a) $V_{in}=110V_{ac}$, $V_o=330V$, $P_o=3.3kW$

(b) $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=330V$, $P_o=6.6kW$

图 4.16 高输入电压模式与低输入电压模式的工作波形对比

4.3.3 性能与指标

满载时（大部分工作点功率为 6.6kW，当输入电压过低或输出电压过低时，会根据输入电流有效值 32A 和输出电流 24A 的限流标准降低功率），改变输入与输出电压，测量的样机效率与 THD 曲线如图 4.17 所示。

可见在高输入电压模式中（ $V_{in}=265/220/180V_{ac}$ ），样机的整体效率比较高。当输出电压为 300V 以上时，样机效率均高于 95.5%。当 $V_{in}=265V_{ac}$ ， $V_o=410V$ 时，效率达到峰值 96.7%。高输入电压下，实现同样的功率，输入电流较小，整流桥和谐振腔的导通损耗较小，因此效率较高。在低输入电压模式中（ $V_{in}=110V_{ac}$ ），样机的效率在大部分工作点为 94% 左右。低压模式下的输入电流与高压模式基本相同，整流桥的导通损耗基本不变，然而输入功率只有 3.3kW，因此效率有所下降。

从 THD 的角度分析，典型工作条件下 THD 为 5% 左右。当 V_{in} 升高或 V_o 下降时，THD 会上升，原因是：LLC 需要的增益下降，电路在工频周期中的更多时间将工作于过谐振模式（NP 模式），副边二极管存在反向恢复，电路中的干扰增强。

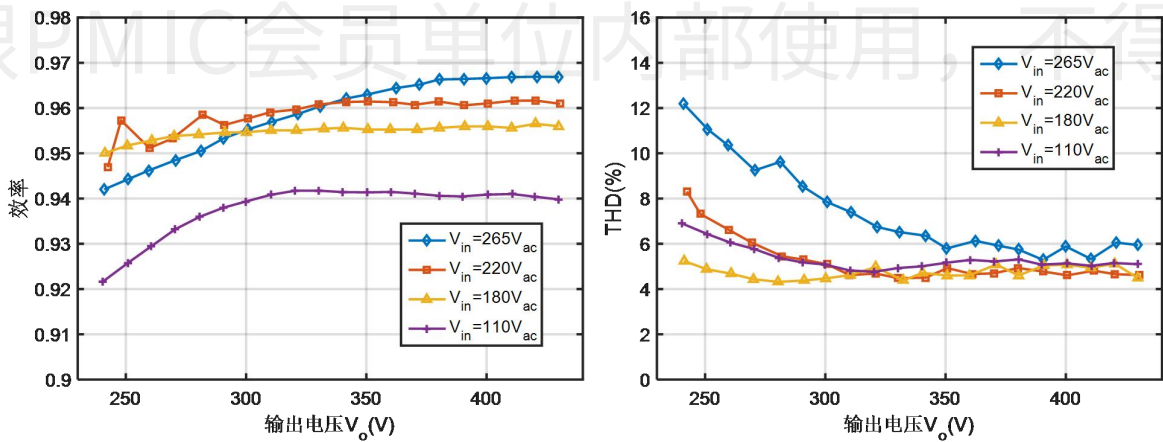


图 4.17 满载时改变输入与输出电压测得的样机效率和 THD 曲线

在额定电压输入（ $V_{in}=220V_{ac}$ ），标准电压输出（ $V_o=330V$ ）的条件下，改变输出功率，测量的样机效率与 THD 曲线如图 4.18 所示。

可见在宽的输出功率范围内（ $P_o=2-6.6kW$ ），样机均有 96% 以上的高效率。当输出功率在 2.6kW 以上时，THD 能够维持在 10% 以下，但是更轻负载下的谐波失真程度将会明显上升。

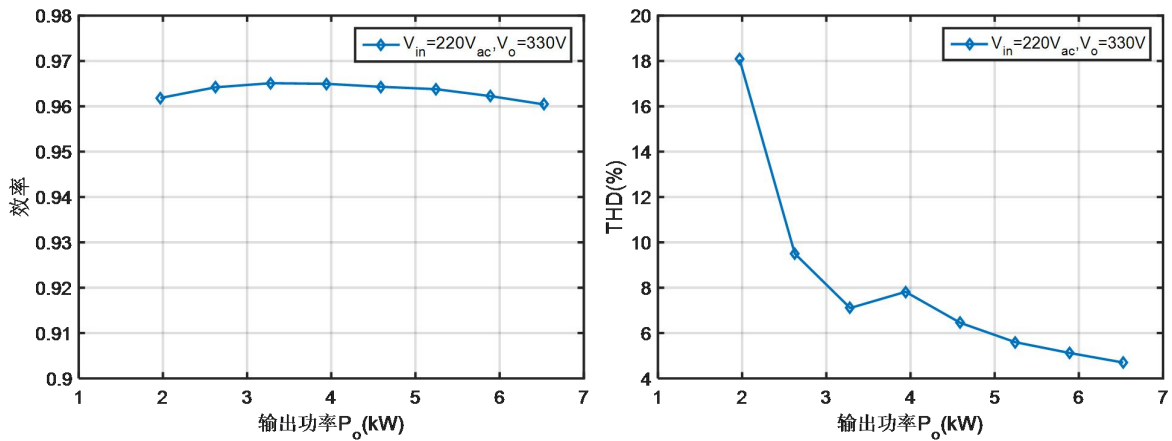


图 4.18 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=330V$ 改变输出功率测得的样机效率和 THD 曲线

4.3.4 过零区域输入电流振荡抑制策略验证

过零区域的输入电流振荡幅度在不同负载下是相近的。当输入电流较小时，过零区域的电流振荡波形会更加明显。为了获得更加明显的对比效果，本文选取 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=330V$, $P_o=3.3kW$ 的半载工作点对输入电流振荡抑制策略进行验证，结果如图 4.19 和图 4.20 所示。

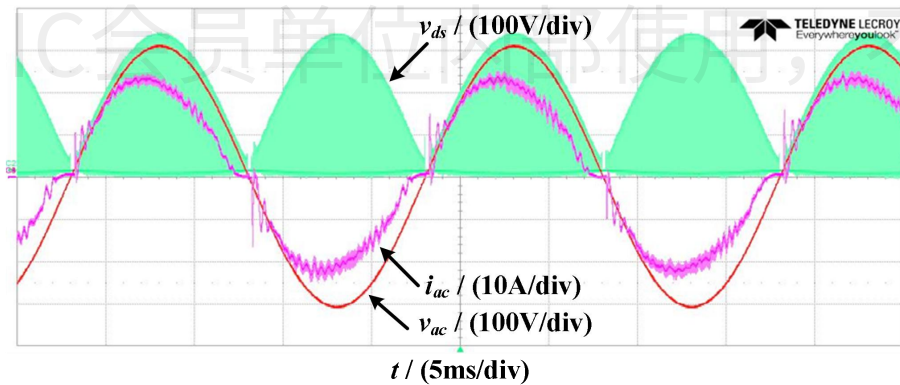


图 4.19 添加过零点状态更新策略前的样机波形

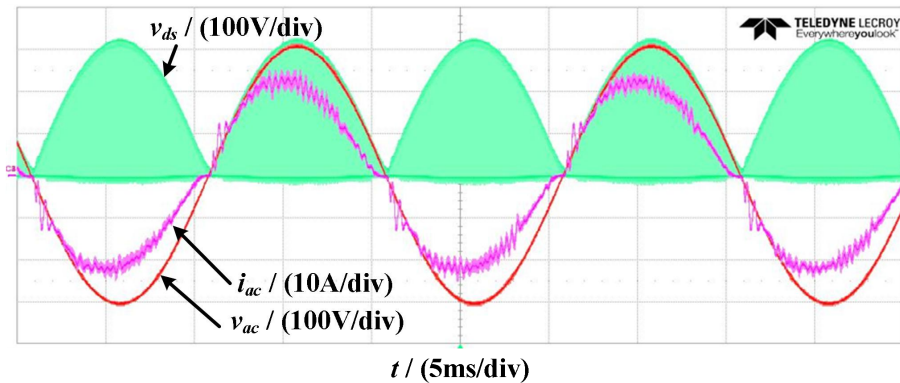


图 4.20 添加过零点状态更新策略后的样机波形

从 i_{ac} 的波形可以看到，添加过零点内环 PI 调节器状态更新的策略后，输入电流在过

零点附近的振荡幅度有所降低，这与第 2 章中的理论分析和仿真结果相符。

4.3.5 输入电流相位偏移抑制策略验证

在 $V_{in}=220V_{ac}$, $V_o=330V$, $P_o=6.6kW$ 的典型工作条件下，采用基本双环控制与内外双环结合前馈控制得到的样机工作波形如图 4.21 和图 4.22 所示。

采用基本双环控制时，为了系统的稳定性，无法将积分系数 K_i 设置得过大，因为当 K_i 过大时输入电流波形上将出现大幅度的振荡。由于此时控制环路的响应速度不够快，因此输入电流波形与输入电压波形之间将产生一定的相位偏移。

采用内外双环结合前馈的控制方法后，前馈量大大降低了对内环 PI 调节器响应速度的要求，此时控制得到的实际输入电流能够及时地跟随参考电流的变化，因此输入电流波形与输入电压波形之间的相位偏移得到了消除。使用该策略后，在该工作点下，输入电流波形的 THD 从 4.2% 下降到了 2.8%。

实验得到的波形与第 2 章中的理论分析和仿真波形相符，验证了输入电流相位偏移抑制策略的有效性。

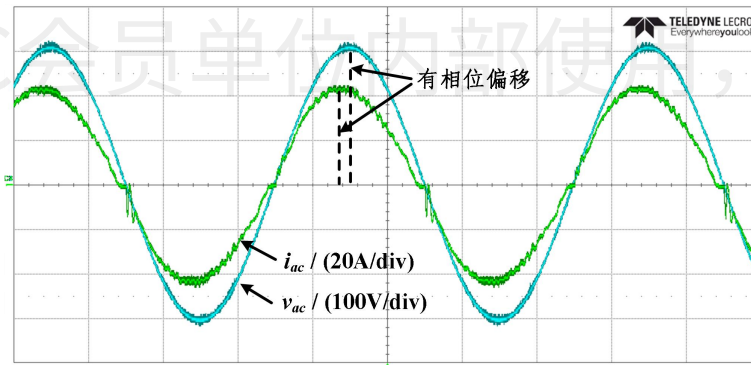


图 4.21 采用基本双环控制的样机波形

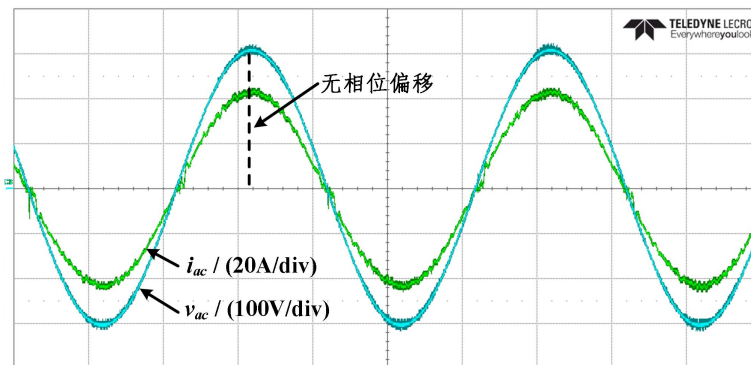


图 4.22 采用内外双环结合前馈控制的样机波形

在 $V_{in}=220V_{ac}$, 满载的工作条件下，应用内外双环结合前馈控制的策略，使用的前馈

表来自 $V_o=270/330/400V$ 三个工作条件下的仿真开关频率曲线。改变输出电压，测得 THD 曲线与原 THD 曲线比较，如图 4.23 所示。可见在整个输出电压范围内，添加前馈的控制策略均可以有效降低输入电流波形的谐波失真。

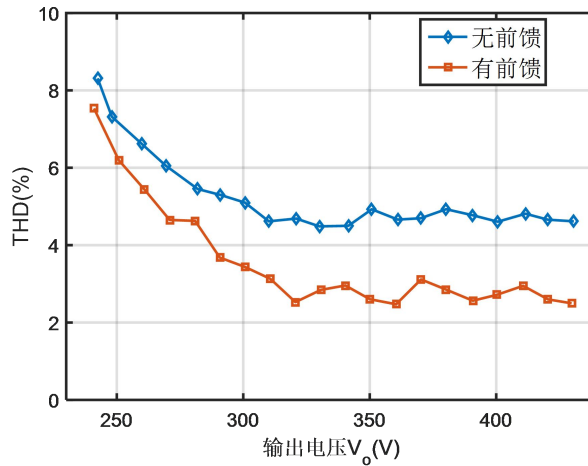


图 4.23 $V_{in}=220V_{ac}$ ，满载条件下，改变 V_o 时两种控制方法的 THD 比较

4.3.6 高压启动策略验证

在 $V_{in}=220V_{ac}$ ， $V_o=330V$ ， $P_o=6.6kW$ 的典型工作条件下，应用第 2 章中的高压启动策略，得到的实验波形如图 4.24 所示。

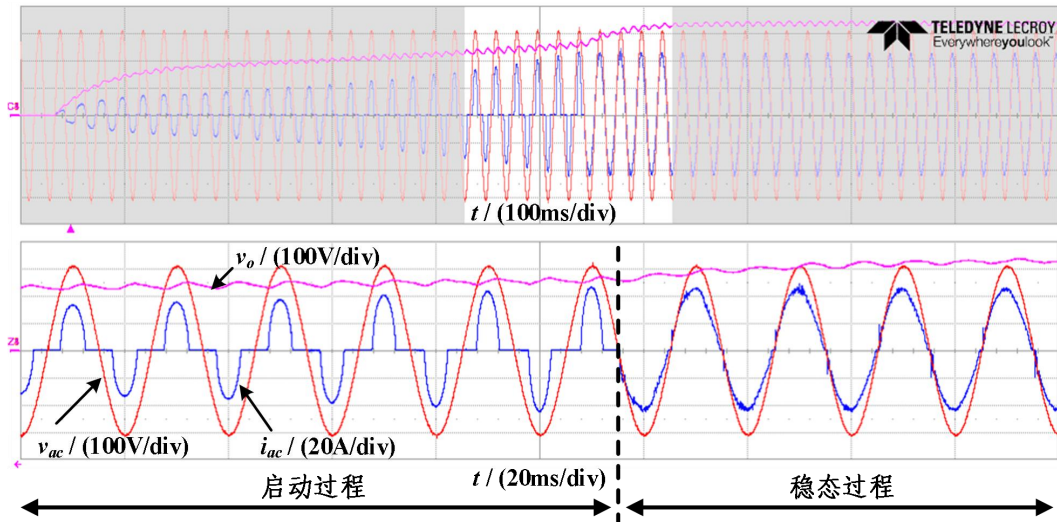


图 4.24 $V_{in}=220V_{ac}$ ， $V_o=330V$ ， $P_o=6.6kW$ 工作条件下样机高压启动波形

可以看到，启动过程中，在输入电压的过零点附近，输入电流为零；在输入电压的峰值点附近，存在输入电流，能量从原边流到副边，输出电容电压 v_o 上升。在启动过程中，开关频率逐渐降低，输入电流的幅值逐渐增大，输出电压逐渐上升。在启动过程完成后的

下一个过零点，电路进入闭环控制状态，输入电流转为正弦形状。实验得到的波形与预期相符，验证了本文提出的高压启动策略的有效性。

4.4 本章小结

本章介绍了一台 6.6kW 单级式车载充电器样机的硬件与软件设计方法；给出了样机在典型和极端条件下的工作波形，证明了样机能够在全输入输出电压范围工作，验证了前文中参数设计方法的有效性；比较了样机在高低输入电压模式下的工作波形，验证了模式切换方法的有效性；给出了样机在变输入输出电压、变负载等条件下的效率和 THD 曲线，验证了其高效率、低谐波失真的特性；比较了添加过零区域输入电流振荡抑制策略前后的输入电流波形，验证了该策略的有效性；比较了添加输入电流相位偏移抑制策略前后的输入电流波形和 THD 曲线，验证了该策略的有效性；给出了典型工作条件下的高压启动波形，验证了高压启动策略的有效性。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

5 总结与展望

随着电动汽车产业的快速发展，车载充电器作为电动汽车的核心部件之一，其重要性也日益凸显。与两级式车载充电器相比，单级式车载充电器具有元件数量少、成本低、功率密度高、效率高等优点。如果能克服宽电压范围和高功率因数的难点，单级式车载充电器将具有很高的商业化价值。本文对基于 LLC 的单级式车载充电器进行了研究。

首先，本文对 LLC 工作于单级式 AC-DC 应用时的原理进行了分析，给出了能够工作的充分必要条件。在此条件的基础上，基于基波分析，本文使用放缩法和数值分析法两种方法，分别推导和计算了 LLC 参数的有效设计范围。为了提高设计的准确性，本文基于时域分析，以数学形式表达和推导了 LLC 工作于单级式 AC-DC 应用时的参数设计方法，进一步拓宽了有效参数范围，并获得了优化的参数。本文还提出了一种高低输入电压模式切换的方法，减小了 LLC 需要实现的增益范围，提高了整体效率。

随后，本文对系统的控制和启动策略进行了研究。本文分析了过零区域输入电流振荡的原理，说明了这段区域中电路的敏感性和控制环路中的干扰源；基于此，提出了一种过零点更新内环 PI 调节器状态的策略，弱化干扰源，以抑制振荡。本文分析了电流波形出现相位偏移的原因，并提出了一种内外双环结合前馈控制的策略，以减小对内环响应速度的需求，抑制相位偏移。本文还提出了一种高压启动策略，该策略基于高频启动方法，以过零点作为切换点，能够实现安全可靠的交流高压启动以及启动与稳态过程的平滑切换。

最后，本文设计并搭建了一台 6.6kW 的样机。通过样机在典型和极端条件下成功工作的波形，验证了本文提出的参数设计方法的有效性。通过样机在两种输入电压模式下的工作波形对比，验证了模式切换方法的有效性。给出了样机在变输入输出电压、变负载等条件下的效率和 THD 曲线，其高效率、低谐波失真的特性验证了设计参数的优化。通过波形和 THD 曲线比较，对过零振荡、相位偏移的抑制策略进行了验证。给出了典型工作条件下的高压启动波形，验证了高压启动策略的有效性。

在本文研究的基础上，有几个方向可以有进一步研究和优化：

- 1、对电路在低压输出、轻载条件下的波形进行优化，降低谐波失真。
- 2、基于电路本身的特性，对优化的功率解耦方案进行研究。
- 3、将单相的方案推广到三相，利用三相的补偿特性去除大容量输出电容与功率解耦电路，进一步提高功率密度。

参考文献

- [1] Yilmaz M, Krein P T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles[J]. IEEE transactions on Power Electronics, 2012, 28(5): 2151-2169.
- [2] 胡泽春, 宋永华, 徐智威, 等. 电动汽车接入电网的影响与利用[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(4): 1-10.
- [3] International Energy Agency. Global EV Outlook 2019 [OL]. <https://webstore.iea.org/global-ev-outlook-2019>.
- [4] 赵东. 电动汽车车载充电器设计[D]. 北京交通大学, 2015.
- [5] 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, 2018, 45(4): 8-16.
- [6] Kim Y S, Sung W Y, Lee B K. Comparative performance analysis of high density and efficiency PFC topologies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(6): 2666-2679.
- [7] de Souza A F, Barbi I. High power factor rectifier with reduced conduction and commutation losses[C]//21st International Telecommunications Energy Conference. INTELEC'99 (Cat. No. 99CH37007). IEEE, 1999: 158.
- [8] Salmon J C. Circuit topologies for PWM boost rectifiers operated from 1-phase and 3-phase ac supplies and using either single or split dc rail voltage outputs[C]//Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC'95. IEEE, 1995: 473-479.
- [9] 史孟, 彭咏龙, 李亚斌, 等. SiC MOSFET 体二极管反向恢复特性研究[J]. 电力科学与工程, 2016, 32(9): 34-39.
- [10] 朱立泓. LLC 谐振变换器的设计[D]. 浙江大学, 2006.
- [11] Li B, Li Q, Lee F C, et al. A high-efficiency high-density wide-bandgap device-based bidirectional on-board charger[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(3): 1627-1636.
- [12] Li H, Bai L, Zhang Z, et al. A 6.6 kW SiC bidirectional on-board charger[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2018: 1171-1178.
- [13] Liu C, Gu B, Lai J S, et al. High-efficiency hybrid full-bridge-half-bridge converter with shared ZVS lagging leg and dual outputs in series[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(2): 849-861.
- [14] Bala S, Tegnér T, Rosenfeld P, et al. The effect of low frequency current ripple on the performance of a Lithium Iron Phosphate (LFP) battery energy storage system[C]//2012 IEEE

Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2012: 3485-3492.

[15]Beh H Z Z, Covic G A, Boys J T. Effects of pulse and DC charging on lithium iron phosphate (LiFePO₄) batteries[C]//2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2013: 315-320.

[16]Kim T H, Jeong J B, Lee B H, et al. Analytical study on low-frequency ripple effect of battery charging[C]//2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. IEEE, 2012: 809-811.

[17]Xue L, Shen Z, Boroyevich D, et al. Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 7299-7307.

[18]Kwon M, Choi S. An electrolytic capacitorless bidirectional EV charger for V2G and V2H applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(9): 6792-6799.

[19]Sun Y, Liu Y, Su M, et al. Review of active power decoupling topologies in single-phase systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(7): 4778-4794.

[20]Oh C Y, Kim D H, Woo D G, et al. A high-efficient nonisolated single-stage on-board battery charger for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5746-5757.

[21]Wu H, Zhang Y, Jia Y. Three-port bridgeless PFC-based quasi single-stage single-phase AC-DC converters for wide voltage range applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(7): 5518-5528.

[22]Tang Y, Zhu D, Jin C, et al. A three-level quasi-two-stage single-phase PFC converter with flexible output voltage and improved conversion efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(2): 717-726.

[23]Patil D, Sinha M, Agarwal V . A cuk converter based bridgeless topology for high power factor fast battery charger for electric vehicle application[C]//2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). IEEE, 2012.

[24]Nassary M, Orabi M, Ghoneima M, et al. Single-phase isolated bidirectional AC-DC battery charger for electric vehicle-review[C]//2019 International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering (ITCE). IEEE, 2019: 581-586.

[25]Jeong S G, Cha W J, Lee S H, et al. Electrolytic capacitor-less single-power-conversion on-board charger with high efficiency[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7488-7497.

[26]Prasanna U R, Singh A K, Rajashekara K. Novel bidirectional single-phase single-stage isolated AC-DC converter with PFC for charging of electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(3): 536-544.

- [27]Lu J, Liu G, Bai H, et al. Applying variable-switching-frequency variable-phase-shift control and E-mode GaN HEMTs to an indirect matrix converter-based EV battery charger[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(3): 554-564.
- [28]Tian Q, Bai K. Widen the zero-voltage-switching range and secure grid power quality for an ev charger using variable-switching-frequency single-dual-phase-shift control[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2018, 4(1): 11-19.
- [29]Lee S H, Cho Y W, Cha W J, et al. High efficient series resonant converter using direct power conversion[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(12): 3045-3051.
- [30]Lai C M, Shyu K K. A single-stage AC/DC converter based on zero voltage switching LLC resonant topology[J]. IET Electric Power Applications, 2007, 1(5): 743-752.
- [31]Qiu Y, Liu W, Fang P, et al. A mathematical guideline for designing an AC-DC LLC converter with PFC[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2018: 2001-2008.
- [32]Lu B, Liu W, Liang Y, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C]//Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. IEEE, 2006: 533-538.
- [33]Huang H. FHA-based voltage gain function with harmonic compensation for LLC resonant converter[C]//2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2010: 1770-1777.
- [34]陆治国, 余昌斌. 基于 FHA 的 LLC 变换器稳态分析[J]. 低压电器, 2007, 17: 9-16.
- [35]Liu J, Zhang J, Zheng T Q, et al. A modified gain model and the corresponding design method for an LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(9): 6716-6727.
- [36]Lazar J F, Martinelli R. Steady-state analysis of the LLC series resonant converter[C]//APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 01CH37181). IEEE, 2001, 2: 728-735.
- [37]Liu T, Zhou Z, Xiong A, et al. A novel precise design method for LLC series resonant converter[C]//INTELEC 06-Twenty-Eighth International Telecommunications Energy Conference. IEEE, 2006: 1-6.
- [38]Fang X. Analysis and design optimization of resonant DC-DC converters[D]. University of Central Florida, 2012.
- [39]Yu R, Ho G K Y, Pong B M H, et al. Computer-aided design and optimization of high-efficiency LLC series resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 27(7): 3243-3256.

- [40]Choi W, Young S, Kim D. Analysis of MOSFET failure modes in LLC resonant converter[C]//INTELEC 2009-31st International Telecommunications Energy Conference. IEEE, 2009: 1-6.
- [41]STMicroelectronics. L6599A datasheet [OL].
<https://www.st.com/resource/en/datasheet/l6599a.pdf>
- [42]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.
- [43]赵修科. 开关电源中的磁性元器件[M]. 南京: 南京航空航天大学自动化学院, 2004.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

作者简历及在学期间发表的论文与专利

作者简历

王泽峰，男，1995 年 7 月生，浙江台州人。2013 年 9 月至 2017 年 6 月就读于浙江大学电气工程学院电子信息工程专业，并获得工学学士学位。2017 年 9 月至今就读于浙江大学电气工程学院电力电子与电力传动专业，攻读硕士学位，导师为张军明教授。主要研究方向为高性能车载充电器、高压 SiC 模块测试技术。

攻读硕士学位期间发表的论文与专利

王泽峰，杨得秋，张军明. 基于 LLC 的隔离型 PFC 设计与控制[J]. 电工技术. （已录用）

王泽峰，张军明，邵帅. 一种 PCB 型低电感电流传感器[P]. 中国发明专利. （已公开）

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传