

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: 公开

学 号: 22310046

# 浙江大学

## 硕士学位论文



中文论文题目: 基于多移相控制的 CLLC 车载充电电源研究

英文论文题目: Research on a Multi-Phase-Shift Controlled  
CLLC On-Board Charger

申请人姓名: 杜文琦

指导教师: 张军明

合作导师:

专业名称: 电气工程

研究方向: 电力电子技术

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期: 2026 年 6 月

# 基于多移相控制的 CLLC 车载充电电源研究



论文作者签名: 杜文琦

指导教师签名: 谢小高

论文评阅人 1: 匿名

评阅人 2: 匿名

评阅人 3: 匿名

评阅人 4:

评阅人 5:

答辩委员会主席: 谢小高\研究员\杭州电子科技大学自动化学院

委员 1: 吴新科\教授\浙江大学电气工程学院

委员 2: 杨永恒\教授\浙江大学电气工程学院

委员 3:

委员 4:

委员 5:

答辩日期: 2026 年 5 月 28 日

## 浙江大学研究生学位论文独创性声明

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

学位论文作者签名：杜文琦

签字日期：2026 年 6 月 3 日

## 学位论文版权使用授权书

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

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：杜文琦

导师签名：邵平

签字日期：2026 年 6 月 3 日

签字日期：2026 年 6 月 3 日

## 致 谢

弹指一挥间，我在浙大的六年半求学时光已近尾声。恍惚中，我仍清晰地记得那个炎热的夏天，我怀揣期待从吉林跨越两千公里，初次踏上杭州的土地；我也时常怀念初入大学时，每天汲取新知、探索未知的触动与充实。在这段短暂而精彩的旅程中，我也曾迷茫，也曾懊恼。所幸一路行来得遇良师益友，昔日的迷茫皆已化作前行的养分，铸就了如今更加自信坚定的自己。在此，我谨向所有给予我指导、帮助与陪伴的师长、亲友、同窗致以最诚挚的谢意。

首先，我要向我的导师张军明教授致以深深的敬意。张老师治学严谨、学识渊博，且对行业技术有着敏锐的洞察力。在科研陷入困境时，您总能深入浅出地点拨，不仅帮我扫清学术障碍，更极大地开阔了我的行业视野。在您的悉心栽培与包容下，我才得以迅速成长，构建起自己的研究体系。同时，衷心感谢邵帅老师在科研资源与日常学习中给予的大力支持，以及周大姐在实验室运转与生活琐事上的辛勤操持。祝愿各位老师桃李芬芳，万事顺意！

感谢大功率实验室的同窗们。感谢与我同级的王斌浩、侯淳耀、宗雨健，从课程学习到科研实验，再到秋招求职，我们并肩作战，未来亦将携手同行！感谢杨得秋、邵可炜、郑柏训、朱志豪等几位师兄，在科研探索与职业规划中，你们耐心的指点与无私的帮助，让我在前行路上少走了许多弯路，祝愿师兄们工作顺利，前程似锦！还要感谢周伟强、王晗、裘家和、林俊如、江一博、郭涛、楼安、张明轩、童煜棋、韩新同、诸成、王超俊、陈甫玄、蒋赵辉等同门，我们共同构筑了实验室这个温暖的大家庭，相信大家未来必将拥有光明的前程。此外，也要感谢林绿漪师姐、林伟聪、孙旦跃、张光耀、陈张昊、王金帅等师兄在科研或秋招期间给予的宝贵帮助。

感谢这一路上与我同行的挚友们。感谢我的室友王元宇、徐夏梓儒、罗裕民，谢谢你们在生活中给予我的支持与包容，我们共同经历了太多难忘的瞬间，愿你们都有一个光明快乐的未来。感谢浙江大学 RoboMaster 战队的林溥靖队长，以及锁兴猛、林华鹏、宋振宇、薛东来、沈佳源、董泓辉、周浔、陈利锋、范国锋等队友。随队征战的那段时光，是我大学期间最自由、最真诚的岁月。从西溪校区出发，足迹遍布常州、青岛、金华、深圳，RM 大家庭让我收获了深厚的友谊与巨大的成长。虽结局难免留有遗憾，

但这段金色记忆将永镌心间，那场属于我们的“金色的雨”，终将在未来的某一天落下。特别祝愿林队、华鹏、振宇在未来的工作与科研中一切顺利！此外，还要感谢曾与我一同参加智能车竞赛的管浩凯同学以及节能减排竞赛的队友们，感谢大家当年全力以赴共做一事的激情，那份比赛时的感受我将铭记终生。

接下来，我要特别感谢零跑汽车在我科研与实习期间给予的大力支持。在零跑的实习经历占据了我研究生生涯的大部分时光，这期间，我的工程实践能力与科研素养得到了质的飞跃，也攻克了诸多实际工程难题。感谢零跑电源开发团队给予我的充分信任与包容，让我拥有了独立思考与解决问题的空间，得以快速成长。感谢巫总、及博、曹工、秦工、王工、董工、陈工、夏工在实习期间对我的指导与关照；特别感谢软件开发部王俊杰工程师在项目细节与科研难点上的倾囊相助，使我对软件开发流程有了更深刻的理解。还要感谢巫总和及博对我的关心与信赖，这份信任是我难得的荣幸。祝愿各位事业蒸蒸日上，身体健康！同时感谢同级的马晗阳同学，感谢你与我一同通勤、实习、科研，愿你工作顺利，前程似锦。

感谢我的家人，尤其要感谢我的父亲和母亲。是你们的辛勤工作为家庭换来了稳定的经济基础与幸福生活，你们无条件的爱与关怀是我最坚强的后盾，让我得以无后顾之忧地投身于学习和科研。我深知自己是在众人的关注与期望中长大的，我定不负所托，争取早日成家立业，努力回报你们一个无忧的未来。还要感谢我的爷爷奶奶，我知道你们始终牵挂着我，愿你们也幸福健康。

最后，我要感谢一路走来的自己，感谢这十九年求学路上的努力与坚持。如今身处风云变幻的时代，愿自己在未来的浪潮中仍能坚守初心，稳扎稳打地实现人生价值，不负此生。

2026 年 6 月于浙大求是园

## 摘 要

随着新能源汽车逐渐成为推动交通运输领域绿色低碳转型的关键力量，作为核心补能部件的车载充电机（OBC）需要在宽输出电压范围内实现高效率和高功率密度运行。CLLC 谐振变换器是车载充电机高压隔离双向 DC/DC 的主流拓扑，但在传统频率调制（PFM）下，存在频率调节范围过宽、循环能量大及升压增益受限等问题。为此，本文以 6.6kW 车载充电机为研究对象，围绕 CLLC 变换器的多移相控制技术、时域模型、多自由度控制参数寻优、系统级控制优化及实验样机研制进行研究。

首先，针对传统 PFM 控制在宽压大功率应用中的性能局限，本文提出了一种变频多移相控制策略，该控制具有原/副边内移相、外移相及开关频率共四个控制维度。为优化系统设计，对多移相控制下的 CLLC 变换器进行时域建模，通过状态变量解耦与时域拼接方法，推导得到了变换器三种增益模式下的高精度稳态时域模型。

随后，为实现多移相 CLLC 软硬件的协同优化，依托上述时域模型和损耗模型，构建了损耗优化的谐振腔硬件参数与控制变量优化设计方法。针对高维参数查找表带来的工程应用难题，提出了“开关频率功率闭环+移相角一维查表”的简化控制方法。讨论了多移相控制在参数容差、轻载等工况下的工作特性，并结合电路仿真，论证了该控制策略在收窄工作频率范围、抑制循环能量及降低器件电流应力方面的优势。

再次，针对多移相控制在实际应用中出现的工程问题，提出了相应的改进方法。针对引入内移相调制导致的开关管损耗分布不均问题，设计了超前和滞后桥臂低频交替切换方法，实现了功率器件热应力的动态平衡；针对极轻载工况间歇工作引起的低频纹波，设计了基于打嗝密度调制的脉冲控制策略，显著降低了输出纹波；针对反向逆变（V2L）模式，使用了基于负载前馈的采样修正策略，有效阻断了二倍工频纹波向电池侧的传递。

最后，设计并研制了一台 6.6kW 液冷 OBC 样机。实验结果表明，磁集成 CLLC 在 230V-480V 宽输出电压范围内实现了全开关管零电压开通（ZVS）和低循环能量，峰值效率达到 97.8%，验证了所提出的多移相控制方法的有效性。

**关 键 词：**车载充电机；CLLC 变换器；时域建模；多移相控制；损耗优化；纹波抑制

# ABSTRACT

As New Energy Vehicles (NEVs) increasingly become a pivotal force driving the green and low-carbon transformation of the transportation sector, the On-Board Charger (OBC), serving as a core energy-replenishment component, is required to operate with high efficiency and high power density over a wide output voltage range. The CLLC resonant converter is a mainstream topology for the high-voltage isolated bidirectional DC/DC stage in OBCs. However, under traditional Pulse Frequency Modulation (PFM), it suffers from an excessively wide frequency regulation range, high circulating energy, and limited boost gain. Therefore, taking a 6.6 kW OBC as the research object, this thesis conducts systematic research focusing on the Multi-Phase-Shift (MPS) control technology, time-domain modeling, multi-degree-of-freedom parameter optimization, system-level control optimization, and prototype development of the CLLC converter.

Firstly, to overcome the performance limitations of traditional PFM control in wide-voltage and high-power applications, a variable-frequency MPS control strategy is proposed. This strategy introduces four control dimensions: primary and secondary inner phase shifts, outer phase shift, and switching frequency. To facilitate system optimization, high-precision steady-state time-domain models for the three gain modes of the CLLC converter are derived utilizing state-variable decoupling and time-domain stitching techniques.

Subsequently, to achieve the hardware and software co-optimization of the MPS CLLC converter, a synergistic design methodology for resonant tank parameters and control variables is formulated based on the proposed time-domain and loss models. To resolve the engineering deployment challenges posed by high-dimensional Look-Up Tables (LUTs), a simplified control architecture featuring a "switching-frequency-based power closed-loop plus a one-dimensional phase-shift LUT" is proposed. The operating characteristics under parameter tolerances and light-load conditions are analyzed. Supported by circuit simulations, the advantages of this strategy in narrowing the frequency span, suppressing circulating energy, and reducing device current stress are thoroughly verified.

Furthermore, to tackle specific engineering challenges arising from practical applications, three corresponding system-level improvement methods are proposed. (1) To resolve the uneven switching loss distribution induced by inner phase-shift modulation, a low-frequency interleaved switching method for the leading and lagging bridge legs is designed, achieving dynamic thermal balancing of the power devices. (2) To mitigate the low-frequency ripple

caused by intermittent operation under extremely light loads, a pulse control strategy based on burst-density modulation is developed, which significantly reduces the output ripple. (3) For the reverse Vehicle-to-Load (V2L) mode, a sampling correction mechanism based on load feedforward is implemented, effectively blocking the propagation of double-line-frequency ripple to the battery side.

Finally, a 6.6 kW liquid-cooled OBC prototype is designed and constructed. Experimental results demonstrate that the magnetically integrated CLLC converter achieves Zero Voltage Switching (ZVS) for all switches and maintains low circulating energy across a wide output voltage range of 230V–480V, with a peak efficiency reaching 97.8%. These results fully validate the effectiveness and practical viability of the proposed MPS control methodology.

**KEY WORDS:** On-Board Charger (OBC); CLLC Converter; Time-Domain Modeling; Multi-Phase-Shift Control; Loss Optimization; Ripple Suppression

# 目 录

|                                     |     |
|-------------------------------------|-----|
| 致 谢 .....                           | I   |
| 摘 要 .....                           | III |
| ABSTRACT .....                      | IV  |
| 目 录 .....                           | VI  |
| 图 目 录 .....                         | X   |
| 表 目 录 .....                         | XIV |
| 第 1 章 绪论 .....                      | 1   |
| 1.1 研究背景 .....                      | 1   |
| 1.1.1 新能源汽车产业发展现状 .....             | 1   |
| 1.1.2 电动汽车补能技术与挑战 .....             | 2   |
| 1.2 隔离型双向 DC/DC 变换器拓扑 .....         | 5   |
| 1.2.1 双有源桥 DAB 变换器 .....            | 5   |
| 1.2.2 谐振式 LLC/CLLC 变换器 .....        | 8   |
| 1.2.3 部分功率处理电路架构 .....              | 10  |
| 1.3 谐振 CLLC 电路建模与分析方法 .....         | 12  |
| 1.4 宽调压范围谐振电路控制策略 .....             | 14  |
| 1.4.1 谐振变换器副边短路控制 .....             | 14  |
| 1.4.2 定频移相控制策略 .....                | 15  |
| 1.4.3 CLLC 的多模式混合控制 .....           | 15  |
| 1.5 本文主要研究内容与章节安排 .....             | 16  |
| 第 2 章 多移相 CLLC 电路的工作原理及稳态时域建模 ..... | 19  |
| 2.1 传统频率调制 CLLC 变换器分析 .....         | 19  |
| 2.1.1 拓扑结构与基本工作模式 .....             | 19  |
| 2.1.2 宽压工况下传统 PFM 控制的性能局限 .....     | 21  |
| 2.2 多移相控制 CLLC 电路的工作原理 .....        | 23  |
| 2.2.1 多移相 CLLC 电路基本工作阶段 .....       | 23  |

|                                           |           |
|-------------------------------------------|-----------|
| 2.2.2 多移相 CLLC 电路工作模态分析 .....             | 24        |
| 2.3 多移相 CLLC 移相角定义及 ZVS 条件推导 .....        | 30        |
| 2.4 多移相 CLLC 的损耗模型和时域建模 .....             | 33        |
| 2.4.1 多移相 CLLC 电路的损耗模型 .....              | 33        |
| 2.4.2 升压模式下 CLLC 电路的时域模型 .....            | 35        |
| 2.4.3 等压模式下 CLLC 电路的时域模型 .....            | 42        |
| 2.4.4 降压模式下 CLLC 电路的时域模型 .....            | 44        |
| 2.5 多移相 CLLC 时域模型精确性分析 .....              | 47        |
| 2.6 本章小结 .....                            | 50        |
| <b>第 3 章 多移相 CLLC 电路参数协同设计与性能评估 .....</b> | <b>52</b> |
| 3.1 基于损耗优化的参数协同设计 .....                   | 52        |
| 3.1.1 硬件与控制参数双环寻优流程 .....                 | 52        |
| 3.1.2 宽压 OBC 应用下的谐振腔参数设计 .....            | 53        |
| 3.2 闭环多移相控制策略及工程简化 .....                  | 58        |
| 3.2.1 闭环多移相控制策略 .....                     | 58        |
| 3.2.2 模式切换过渡区参数查找表的处理 .....               | 60        |
| 3.3 简化后多移相控制策略的工作特性分析 .....               | 61        |
| 3.3.1 OBC 双向运行时的查找表范围 .....               | 62        |
| 3.3.2 变负载工况下查找表的通用性讨论 .....               | 63        |
| 3.3.3 谐振腔参数容差对查找表的影响 .....                | 63        |
| 3.3.4 多移相控制的功率调节下限 .....                  | 64        |
| 3.4 多移相控制与传统 PFM 控制的性能对比 .....            | 65        |
| 3.4.1 PFM 控制谐振腔参数设计 .....                 | 66        |
| 3.4.2 全电压范围下的损耗与电流应力对比 .....              | 68        |
| 3.5 控制策略仿真验证 .....                        | 71        |
| 3.6 本章小结 .....                            | 74        |
| <b>第 4 章 多移相 CLLC 电路的系统控制优化设计 .....</b>   | <b>75</b> |
| 4.1 整机闭环控制架构 .....                        | 75        |
| 4.1.1 整机正向充电闭环控制架构 .....                  | 75        |

|                                |            |
|--------------------------------|------------|
| 4.1.2 整机反向逆变闭环控制架构 .....       | 76         |
| 4.2 移相桥臂交替切换损耗动态均衡方法 .....     | 77         |
| 4.2.1 多移相控制关断损耗不均衡机理分析 .....   | 77         |
| 4.2.2 关断损耗不均现象的时域波形分析 .....    | 79         |
| 4.2.3 移相桥臂交替切换损耗均衡策略设计 .....   | 79         |
| 4.2.4 控制策略更新时序与实现方法 .....      | 81         |
| 4.3 基于脉冲密度调制的低纹波打嗝策略 .....     | 84         |
| 4.3.1 多移相控制的轻载功率调节下限分析 .....   | 84         |
| 4.3.2 谐振变换器轻载控制方法对比 .....      | 87         |
| 4.3.3 基于脉冲密度调制的轻载打嗝控制方法 .....  | 88         |
| 4.4 基于负载前馈的低频电流纹波抑制策略 .....    | 91         |
| 4.4.1 逆变模式电池侧低频电流纹波产生机理 .....  | 91         |
| 4.4.2 传统低频电流纹波抑制策略对比 .....     | 92         |
| 4.4.3 基于负载前馈的低频电流纹波抑制策略 .....  | 93         |
| 4.5 本章小结 .....                 | 95         |
| <b>第 5 章 实验样机设计与实验结果 .....</b> | <b>96</b>  |
| 5.1 样机拓扑架构介绍 .....             | 96         |
| 5.2 硬件电路设计选型 .....             | 98         |
| 5.3 实验结果及分析 .....              | 101        |
| 5.3.1 多移相 CLLC 稳态性能测试 .....    | 102        |
| 5.3.2 车载充电机整机运行测试 .....        | 103        |
| 5.3.3 移相桥臂交替切换损耗均衡方法验证 .....   | 106        |
| 5.3.4 轻载打嗝模式控制策略验证 .....       | 107        |
| 5.3.5 逆变低频电流纹波抑制效果验证 .....     | 109        |
| 5.3.6 多移相 CLLC 效率测试 .....      | 111        |
| 5.4 本章小结 .....                 | 111        |
| <b>第 6 章 总结与展望 .....</b>       | <b>113</b> |
| 6.1 全文工作总结 .....               | 113        |
| 6.2 未来研究展望 .....               | 113        |

|                              |     |
|------------------------------|-----|
| 参考文献 .....                   | 115 |
| 攻读硕士学位期间取得的主要研究成果.....       | 122 |
| 附 录 .....                    | 123 |
| A. 非对称 CLLC 谐振腔解耦变换系数推导..... | 123 |
| B. 多移相 CLLC 时域模型系数矩阵.....    | 127 |

# 图 目 录

|                                                        |    |
|--------------------------------------------------------|----|
| 图 1-1 中国新能源汽车历年产量趋势与市场渗透率.....                         | 1  |
| 图 1-2 中国新能源汽车车载动力电池装机量趋势.....                          | 2  |
| 图 1-3 电动汽车能量补给方式示意图.....                               | 3  |
| 图 1-4 两级式车载充电机系统架构.....                                | 4  |
| 图 1-5 隔离型双向 DC/DC 变换器的典型应用场景 .....                     | 5  |
| 图 1-6 双有源桥 (DAB) 变换器 .....                             | 6  |
| 图 1-7 DAB 变换器多种移相方式示意图 .....                           | 7  |
| 图 1-8 串联谐振型 DAB (SR-DAB) 电路拓扑 .....                    | 7  |
| 图 1-9 LLC 谐振变换器拓扑结构 .....                              | 8  |
| 图 1-10 CLLC 谐振变换器拓扑结构 .....                            | 8  |
| 图 1-11 调频控制下 LLC/CLLC 变换器的典型时域波形.....                  | 9  |
| 图 1-12 LLC/CLLC 变换器的电压增益曲线.....                        | 9  |
| 图 1-13 变 PFC 母线调节输出电压方案 <sup>[42][43]</sup> .....      | 10 |
| 图 1-14 部分功率处理电路 (PPP) 的两种基本架构 .....                    | 11 |
| 图 1-15 应用 PPP 架构的具体电路拓扑实例 <sup>[54][55]</sup> .....    | 12 |
| 图 1-16 经过基波等效后的 CLLC 谐振腔 .....                         | 13 |
| 图 1-17 副边短路控制的拓扑与驱动时序.....                             | 14 |
| 图 1-18 CLLC 定频移相控制驱动示意图 .....                          | 15 |
| 图 1-19 CPES 团队提出的 CLLC 混合控制策略示意图 <sup>[86]</sup> ..... | 16 |
| 图 1-20 本论文的研究框架图.....                                  | 17 |
| 图 2-1 双向 CLLC 谐振变换器电路原理图 .....                         | 19 |
| 图 2-2 CLLC 变换器谐振网络等效电路模型 .....                         | 20 |
| 图 2-3 PFM 控制 CLLC 变换器的三个基本工作阶段示意图 .....                | 21 |
| 图 2-4 PFM 控制下 CLLC 的三种典型工作模式 .....                     | 21 |
| 图 2-5 车载 OBC 应用参数下 PFM 控制关断节点电流示意图 .....               | 22 |
| 图 2-6 多移相控制 CLLC 变换器电路拓扑 .....                         | 23 |
| 图 2-7 多移相控制下的四个基本工作阶段.....                             | 24 |

|                                                  |    |
|--------------------------------------------------|----|
| 图 2-8 多移相控制 CLLC 变换器升压模式稳态时域波形 .....             | 24 |
| 图 2-9 多移相 CLLC 变换器升压模式的半周期工作模态 .....             | 26 |
| 图 2-10 超前/滞后桥臂低频切换示意图.....                       | 26 |
| 图 2-11 多移相控制 CLLC 变换器等压模式稳态时域波形.....             | 27 |
| 图 2-12 多移相 CLLC 变换器等压模式的半周期工作模态 .....            | 28 |
| 图 2-13 多移相控制 CLLC 变换器降压模式稳态时域波形 .....            | 29 |
| 图 2-14 多移相 CLLC 变换器降压模式的半周期工作模态 .....            | 29 |
| 图 2-15 多移相 CLLC 变换器的移相角定义示意图 .....               | 30 |
| 图 2-16 多移相 CLLC 升压模式下开关管切换示意图 .....              | 31 |
| 图 2-17 升压模式原边开关管 ZVS 暂态过程示意图 .....               | 31 |
| 图 2-18 功率 MOSFET 关断暂态过程示意图.....                  | 34 |
| 图 2-19 升压模式时多移相 CLLC 谐振腔电压激励示意图 .....            | 36 |
| 图 2-20 状态变量解耦变换对谐振腔网络的影响.....                    | 39 |
| 图 2-21 等压模式时多移相 CLLC 谐振腔电压激励示意图 .....            | 43 |
| 图 2-22 降压模式时多移相 CLLC 谐振腔电压激励示意图 .....            | 45 |
| 图 2-23 时域模型精确性对比分析原理示意图.....                     | 48 |
| 图 2-24 升压模式下时域模型计算结果与仿真结果的对比.....                | 49 |
| 图 2-25 等压模式下时域模型计算结果与仿真结果的对比.....                | 49 |
| 图 2-26 降压模式下时域模型计算结果与仿真结果的对比.....                | 49 |
| 图 2-27 时域模型和仿真对传输功率的计算结果对比.....                  | 50 |
| 图 3-1 多移相 CLLC 控制策略参数寻优流程图 .....                 | 53 |
| 图 3-2 两级式车载充电机的工作电压范围.....                       | 54 |
| 图 3-3 车载充电机正反向运行时 DCDC 需要的增益范围.....              | 54 |
| 图 3-4 基于内环时域模型计算出的不同谐振电感 $L_{r1}$ 对稳态性能的影响 ..... | 56 |
| 图 3-5 副边谐振电容折算至原边降低器件成本.....                     | 57 |
| 图 3-6 不同电压/功率条件下的最优控制参数.....                     | 58 |
| 图 3-7 简化后的多移相 CLLC 控制框图 .....                    | 59 |
| 图 3-8 多移相控制变量查找表的变化曲线.....                       | 60 |
| 图 3-9 移相角变化对谐振腔功率的影响示意图.....                     | 60 |

|                                        |    |
|----------------------------------------|----|
| 图 3-10 改进后的多移相控制变量查找表变化曲线.....         | 61 |
| 图 3-11 双向车载 OBC 指标需求示意图.....           | 62 |
| 图 3-12 变换器双向运行时的查找表工作范围差异示意图.....      | 62 |
| 图 3-13 功率对最优移相角和开关频率的影响.....           | 63 |
| 图 3-14 硬件参数容差对移相角和整机损耗的影响示意图.....      | 64 |
| 图 3-15 变换器 1/4 载时软开关电流限制输出功率示意图.....   | 65 |
| 图 3-16 多移相 CLLC 变换器不同功率下的开关频率趋势 .....  | 65 |
| 图 3-17 非对称参数 CLLC 的两种典型拓扑方案 .....      | 66 |
| 图 3-18 谐振腔参数寻优流程图.....                 | 67 |
| 图 3-19 非对称参数 CLLC 增益曲线的推导示意图 .....     | 67 |
| 图 3-20 多移相与 PFM 控制的损耗和开关频率变化趋势.....    | 70 |
| 图 3-21 多移相与 PFM 控制的电流应力变化趋势.....       | 70 |
| 图 3-22 多移相 CLLC 变换器 Simulink 仿真模型..... | 71 |
| 图 3-23 多移相 CLLC 变换器启动过程仿真波形 .....      | 72 |
| 图 3-24 多移相 CLLC 变换器正向满载稳态仿真波形 .....    | 72 |
| 图 3-25 多移相 CLLC 变换器正向轻载稳态仿真波形 .....    | 73 |
| 图 3-26 多移相 CLLC 变换器逆变满载稳态仿真波形 .....    | 73 |
| 图 3-27 多移相 CLLC 变换器逆变轻载稳态仿真波形 .....    | 74 |
| 图 4-1 整机正向充电模式控制架构框图.....              | 76 |
| 图 4-2 车载充电机充电曲线.....                   | 76 |
| 图 4-3 整机反向逆变模式控制架构框图.....              | 77 |
| 图 4-4 极限降压满载工况下的谐振电流与关断损耗分析.....       | 78 |
| 图 4-5 不同工况下桥臂关断电流不平衡现象示意图.....         | 79 |
| 图 4-6 移相桥臂交替切换损耗均衡策略时序示意图.....         | 80 |
| 图 4-7 桥臂切换频率和控制中断频率对应关系示意图.....        | 81 |
| 图 4-8 桥臂交替移相策略的 PWM 比较寄存器安全更新区域 .....  | 81 |
| 图 4-9 升压模式非安全更新时间窗口更新比较寄存器对驱动的影响.....  | 82 |
| 图 4-10 移相桥臂交替切换策略的寄存器安全更新区域.....       | 83 |
| 图 4-11 谐振腔两端电压进行基波近似示意图.....           | 84 |

|                                                     |     |
|-----------------------------------------------------|-----|
| 图 4-12 频率前馈计算时的移相角定义.....                           | 85  |
| 图 4-13 多移相 CLLC 的功率调节范围 .....                       | 87  |
| 图 4-14 基于输出电压滞环打嗝的工作波形示意图.....                      | 88  |
| 图 4-15 本文打嗝策略的控制框图.....                             | 89  |
| 图 4-16 基于脉冲密度调制的序列生成算法流程图.....                      | 89  |
| 图 4-17 所提算法不同脉冲密度下的驱动波形示意图.....                     | 90  |
| 图 4-18 脉冲密度不断增加时驱动波形的变化示意图.....                     | 91  |
| 图 4-19 逆变模式下电池侧低频电流纹波产生机理.....                      | 92  |
| 图 4-20 基于负载前馈的低频电流纹波抑制策略原理图.....                    | 93  |
| 图 5-1 车载充电机整机拓扑架构图.....                             | 96  |
| 图 5-2 车载充电机样机外观与结构布局.....                           | 97  |
| 图 5-3 EI 磁芯磁集成变压器结构示意图.....                         | 99  |
| 图 5-4 EI 磁芯磁集成变压器磁阻模型.....                          | 99  |
| 图 5-5 变压器的 T 型模型 .....                              | 100 |
| 图 5-6 本论文使用的磁集成变压器.....                             | 100 |
| 图 5-7 多移相 CLLC 电路实验测试平台 .....                       | 101 |
| 图 5-8 多移相 CLLC 变换器不同工况稳态实验波形 .....                  | 103 |
| 图 5-9 车载充电机整机稳态实验波形.....                            | 104 |
| 图 5-10 车载充电机整机软起动过程实验波形.....                        | 105 |
| 图 5-11 桥臂交替移相损耗均衡算法实验验证波形.....                      | 107 |
| 图 5-12 多移相 CLLC 轻载打嗝控制策略实验波形 .....                  | 108 |
| 图 5-13 轻载打嗝密度=17/24 时的理论驱动波形（与图 5-12(b)实验波形一致） .... | 108 |
| 图 5-14 传统控制策略下逆变时的电流低频纹波波形.....                     | 109 |
| 图 5-15 采用采样前馈抑制策略后逆变时的实验波形.....                     | 110 |
| 图 5-16 多移相 CLLC 变换器效率测试曲线 .....                     | 111 |
| 图 A-1 状态变量解耦变换对谐振腔网络的影响.....                        | 126 |

## 表 目 录

|                                      |    |
|--------------------------------------|----|
| 表 1-1 主流 400V 电池包等级车载 OBC 参数指标 ..... | 3  |
| 表 2-1 升压模式时域模型求解对应关系总结表.....         | 42 |
| 表 2-2 等压模式时域模型求解对应关系总结表.....         | 44 |
| 表 2-3 降压模式时域模型求解对应关系总结表.....         | 47 |
| 表 2-4 三种工况下时域模型计算出的控制参数表.....        | 48 |
| 表 3-1 CLLC 变换器稳态增益指标需求表 .....        | 54 |
| 表 3-2 基于寻优迭代确定的最终电路参数表.....          | 57 |
| 表 3-3 PFM 控制下的非对称参数 CLLC 参数表 .....   | 68 |
| 表 3-4 控制策略对比使用的硬件参数总结表.....          | 69 |
| 表 4-1 本文选用的功率 MOSFET 关断损耗相关参数表.....  | 78 |
| 表 5-1 车载充电机 CLLC 电路关键元器件参数表 .....    | 98 |

# 第1章 绪论

## 1.1 研究背景

### 1.1.1 新能源汽车产业发展现状

在能源安全、环境保护与产业升级等多重因素的驱动下，全球汽车工业正经历着一场从传统内燃机汽车向新能源汽车的深刻变革<sup>[1]</sup>。传统交通运输行业高度依赖化石燃料，是温室气体排放的主要来源之一。电动汽车（Electric Vehicle, EV）凭借其低排放、低运行噪音及高能量转换效率等显著优势，已成为推动这场变革的核心力量，并进入了产业高速发展的阶段。大力推广电动汽车，对于降低交通领域的碳排放、应对全球气候变化具有关键作用，这与世界多国设定的碳中和目标高度契合<sup>[2]</sup>。

国家统计局及 KERUI 数据显示，从 2020 年至 2025 年 8 月，中国新能源汽车的生产规模持续扩大。如图 1-1 所示，我国新能源汽车的年度月均产量呈现出稳健的增长态势<sup>[3]</sup>。至 2025 年，同比产量增长率已达到 31.4%，月均产量更是攀升至 2020 年同期的 9.7 倍。与此同时，新能源汽车的市场渗透率亦实现了稳步提升，据行业统计，2025 年中国市场的新能源汽车渗透率已高达 45%。这些数据不仅清晰地揭示了中国在全球电动化转型浪潮中的核心引领地位，也充分表明市场及消费者对电动汽车的接纳程度已经迈入了新的历史阶段<sup>[4]</sup>。

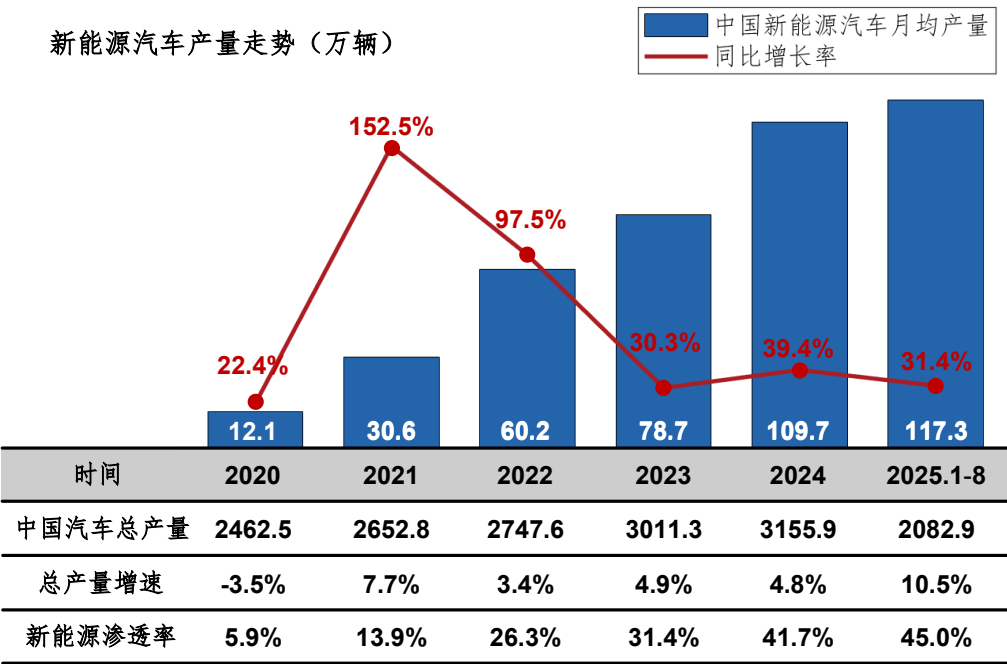


图 1-1 中国新能源汽车历年产量趋势与市场渗透率

与新能源汽车产量迅速攀升相伴随的是，其核心部件动力电池的装机量也呈现出同步增长的趋势，如图 1-2 所示。市场动力电池保有量的激增，在为能源补充服务领域带来巨大市场机遇的同时，也对现有充电设施的承载能力、规划布局与技术创新构成了严峻挑战<sup>[5]</sup>。因此，对高效可靠的充电核心技术进行深入研究具备迫切的现实意义。

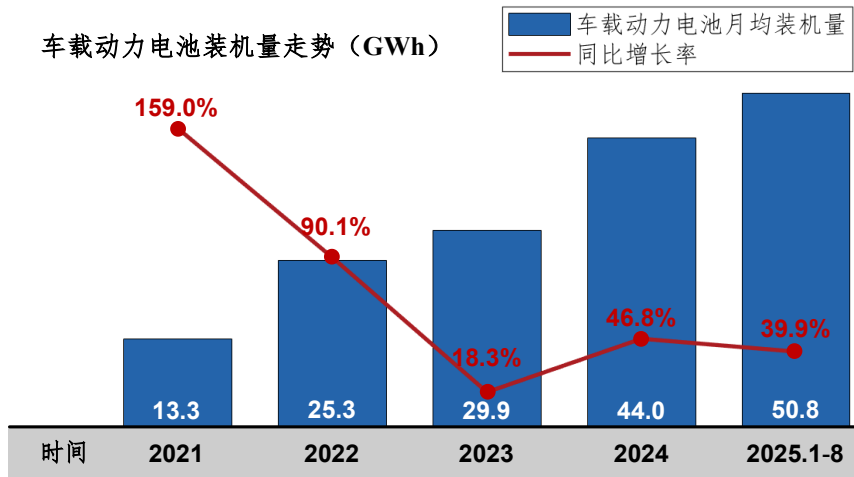


图 1-2 中国新能源汽车车载动力电池装机量趋势

为进一步明确产业发展方向，中国汽车工程学会于 2025 年 10 月发布了《节能与新能源汽车技术路线图 3.0》<sup>[6]</sup>。该路线图为我国汽车产业规划了面向 2040 年的六大核心目标，其中包括：汽车产业碳排放总量于 2028 年前提前实现达峰，至 2040 年较峰值下降 60% 以上；新能源汽车在新车市场的渗透率达到 80% 以上，全面推进汽车产业的电动化进程。《路线图 3.0》向世界展示了中国引领全球汽车产业转型升级的雄心与智慧。

### 1.1.2 电动汽车补能技术与挑战

图 1-3 展示了电动汽车主要补能方式的示意图，目前市场上电动汽车的能量补给主要存在三种技术路径：车载慢速交流充电、非车载快速直流充电以及换电技术<sup>[7]</sup>。

(1) 车载充电器 (On-Board Charger, OBC)：主要应用于交流慢充场景，用户可利用家用或公共交流电源为车辆补能。OBC 由于充电场景灵活、对充电设施依赖性弱的特点，已经成为最基础、最普及的充电方式。

(2) 非车载直流充电桩：能够提供大功率直流电，可在短时间内（如 30 分钟）为电池快速补能，有效解决了用户的长途里程焦虑，是公共充电网络的核心组成部分<sup>[8]</sup>。

(3) 换电技术：通过直接更换电池包实现快速能量补充，效率远高于充电。然而，该技术的推广受限于高昂的换电站建设成本以及动力电池标准难以统一的行业挑战<sup>[9]</sup>。

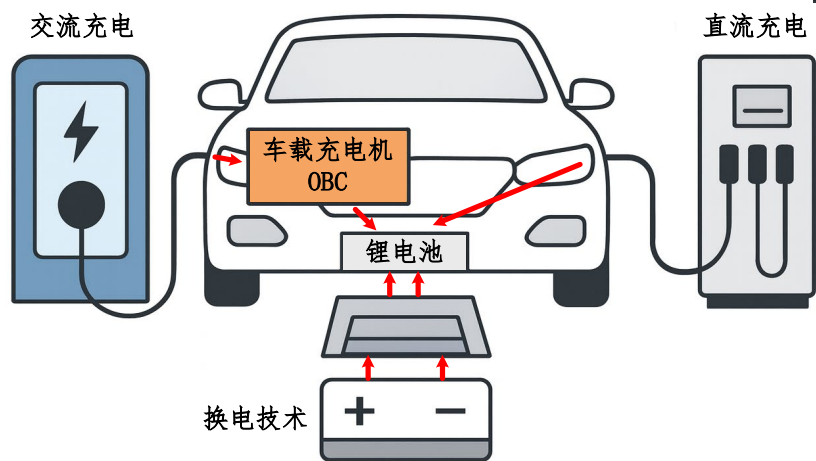


图 1-3 电动汽车能量补给方式示意图

比较而言，车载充电机因其难以替代的便携性、对补能环境的普适性以及相对较低的制造成本，在未来很长一段时间内仍将是电动汽车不可或缺的核心部件。此外，OBC 集成的 V2L（Vehicle-to-Load）等逆变功能也逐渐成为电动汽车的特色配置。因此，开展高性能双向车载充电器的研究对推动电动汽车产业发展具有重大的现实意义。

表 1-1 展示了当前主流车载 OBC 厂商的技术参数对比,从表中可见当前主流 400V 平台 6.6kW 车载充电机普遍具备双向充放电功能，且为适配电池的全荷电状态（State of Charge, SOC），其电池侧输出电压范围较宽（最高跨越了 200V 至 500V）。这种超宽的电压增益需求，导致高压隔离 DC/DC 级在全电压范围内难以兼顾最优效率设计并维持软开关运行，对电路参数的综合优化及宽输出范围控制策略提出了严峻挑战。为满足电池侧宽范围的电压和功率调节能力，工业界采用了多种隔离 DC/DC 方案。

表 1-1 主流 400V 电池包等级车载 OBC 参数指标

| 生产厂商 | 交流输入(V) | 直流输出(V) | 充电功率(kW) | 放电功率(kW) | DC/DC 方案 |
|------|---------|---------|----------|----------|----------|
| 麦格米特 | 85-253  | 240-460 | 6.6      | 3.3      | CLLC     |
| 汇川   | 85-265  | 200-480 | 6.6      | 6.6      | SRC+移相   |
| 富特科技 | 85-265  | 200-500 | 6.6      | 6        | SRC+移相   |
| 欣锐科技 | 90-265  | 200-430 | 6.6      | 3.3      | CLLC     |
| 威迈斯  | 90-264  | 230-450 | 6.6      | 3.3      | DAB      |
| 英博尔  | 85-265  | 200-480 | 6.6      | 6.6      | CLLC     |

当前典型的车载充电机采用两级式拓扑方案，图 1-4 展示了两级式车载充电机的架构，主要由前级功率因数校正（PFC）变换器与后级隔离型 DC/DC 变换器构成。PFC

级负责将输入的交流电整流为稳定的高压直流电，并实现网侧高功率因数与低谐波电流；DC/DC 级则负责将高压直流母线电压隔离并变换为适合动力电池充电的电压。随着技术的演进，OBC 正朝着大功率、高效率、高功率密度、轻量化、深度集成化和功能双向化的方向发展，同时也面临以下几点关键的技术挑战<sup>[10]</sup>：

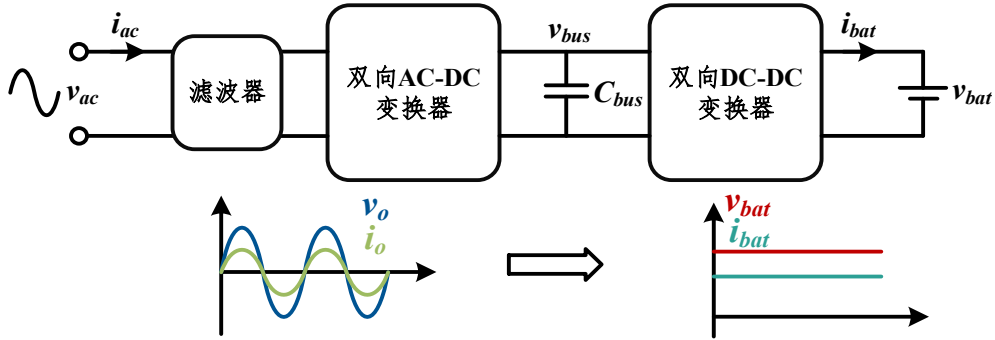


图 1-4 两级式车载充电机系统架构

(1) 高压大功率化的设计挑战：为缩短充电时间并优化整车性能，电动汽车的动力电池系统正从主流的 400V 平台向 800V 甚至更高的电压平台迁移，如保时捷 Taycan、比亚迪汉 L 等车型已率先应用。电池电压等级与容量的不断提升，对 OBC 的效率、功率密度、功率等级和宽电压输出能力提出了更为严苛的要求<sup>[11]</sup>。

(2) 动力总成系统的高度集成趋势：为提升系统可靠性、功率密度并降低成本，汽车制造商正积极推动“多合一”电驱动总成设计。该趋势旨在将车载充电机 OBC、车载 DC/DC 转换器、电机控制器、电源分配单元 PDU 等电力电子部件深度集成为一个紧凑的物理单元。这种集成化设计对 OBC 的体积、散热及电磁兼容带来了巨大挑战。

(3) 大功率双向能量互动：随着智能电网的发展，车辆到万物 (V2X) 技术日益受到重视。双向 OBC 不仅能实现从电网到车辆 (G2V) 的充电，还能实现从车辆到电网 (V2G)、车辆到家庭 (V2H) 或车辆到负载 (V2L) 的反向放电。V2X 应用对 OBC 的功率等级、动态响应速度以及并网友好性提出了更高要求<sup>[12]</sup>。

(4) 系统可靠性的优化难题：与传统汽车电子部件相比，车载充电机因其拓扑结构复杂、元器件数量多，且常常需要长时间满功率运行，在整车电力电子系统中失效率较高。如何通过拓扑创新、工艺改进或先进控制策略来提升 OBC 的长期运行可靠性，是当前研究中亟待解决的关键难题。

本文的研究对象为两级式 OBC 中的核心环节——高压隔离型 DC/DC 变换器。下一节将对应用于该场景下的高压隔离 DC/DC 电路拓扑及其技术演进进行详细论述。

## 1.2 隔离型双向 DC/DC 变换器拓扑

隔离型车载充电机通过内置的高频变压器，从物理上实现了输入和输出侧的电气隔离，并可便捷地实现电压的匹配与调节，成为当前车载充电机主流技术方案。在典型的两级式 OBC 架构中，隔离与宽范围电压调节功能通常由后级的隔离型双向 DC/DC 变换器（Isolated Bidirectional DC-DC Converter, IBDC）承担。此外，如图 1-5 所示，在现代电力电子系统中，IBDC 拓扑也广泛应用于直流微电网、储能、光伏以及电信系统等领域，针对高性能 IBDC 技术的研究已成为学术界与工业界关注的焦点<sup>[13]</sup>。

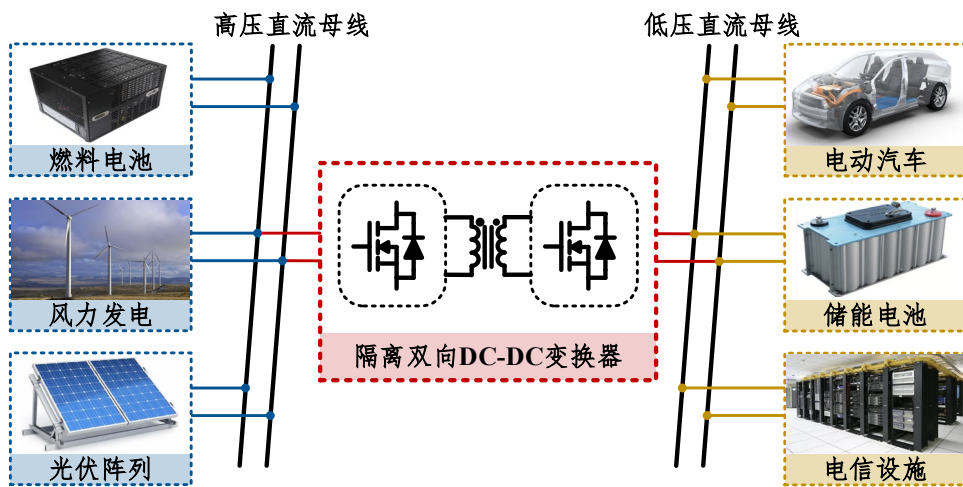


图 1-5 隔离型双向 DC/DC 变换器的典型应用场景

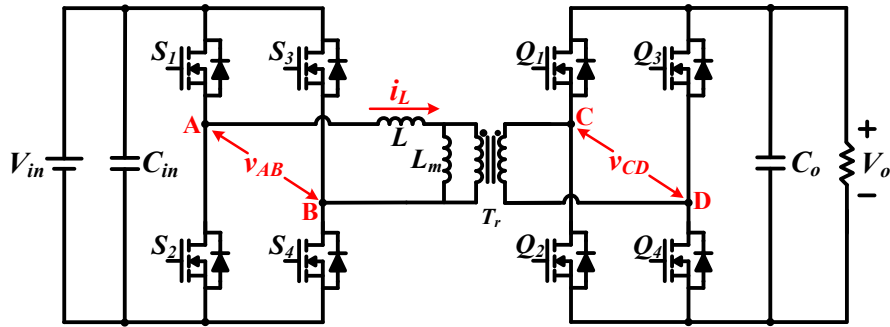
为满足应用对高效率、高功率密度和宽电压范围运行的严苛要求，国内外学者已对多种 IBDC 拓扑结构展开了深入研究，当前主流拓扑技术路线可归纳为以下几类：

### 1.2.1 双有源桥 DAB 变换器

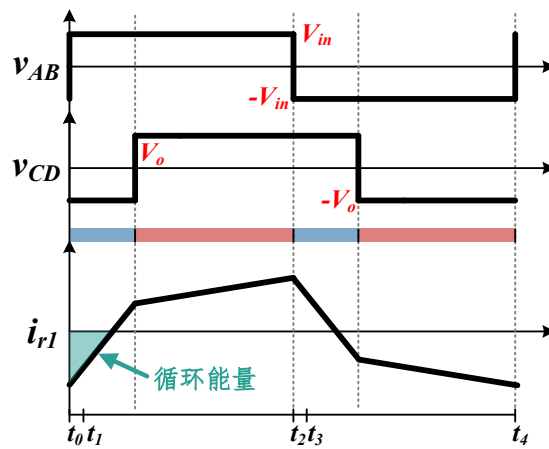
双有源桥（Dual Active Bridge, DAB）变换器凭借其结构对称、易于实现功率双向流动及控制相对简单等优点，是目前大功率 IBDC 应用中研究广泛和成熟的拓扑之一<sup>[14][15]</sup>。DAB 变换器由 de Doncker 等人提出<sup>[16]</sup>，如图 1-6 所示，为 DAB 变换器的典型拓扑和工作波形。该变换器通过调节两侧全桥输出方波电压的移相角来精确控制传输功率的大小和方向<sup>[17]</sup>，且能在一定范围内实现开关管的零电压开关（ZVS）<sup>[18]</sup>。

然而，传统单移相控制（Single-Phase-Shift, SPS）的 DAB 变换器存在固有的局限性。具体而言，当变换器电压增益严重偏离单位值，或是在轻载工况下运行时，变换器内部会产生显著的无功环流。该环流不参与有效功率的传输，导致导通损耗大幅增加。与此同时，在部分工作区间内，部分开关管会失去零电压开通条件，导致开关损耗随之

上升。上述两个因素共同作用，制约了变换器在宽电压、宽功率范围下的转换效率<sup>[19]</sup>。



(a) 双有源桥 (DAB) 变换器拓扑



(b) 单移相控制下的时域波形

图 1-6 双有源桥 (DAB) 变换器

环流过大与软开关范围受限是 DAB 变换器存在的普遍性问题，其核心原因在于，DAB 变换器的功率传输与电压升降能力本质上是通过调节原、副边桥臂之间交互的循环能量来实现的。理想的运行状态需要在满足目标输出功率的同时，尽可能抑制循环能量并拓宽软开关范围。然而，功率的精确控制受到开关频率、移相角、输入输出电压等多种因素的共同影响，而 ZVS 的实现则依赖于交流电感电流在相位上滞后于桥臂中点电压。传统的 SPS 控制仅通过调节单一的移相角作为唯一的控制自由度，因此在多变量、多目标的复杂耦合系统中，难以实现对功率传输、环流抑制和软开关实现的全面优化<sup>[20][21]</sup>。

为应对单移相控制在 DAB 变换器应用中的局限性，如图 1-7 所示，当前的研究热点聚焦于发展更为复杂的调制策略。这些先进策略通过增加控制的自由度，旨在更宽的工况范围内有效抑制环流、拓展软开关区域，从而增强 DAB 变换器在不同应用场景下的适应能力与运行效率。

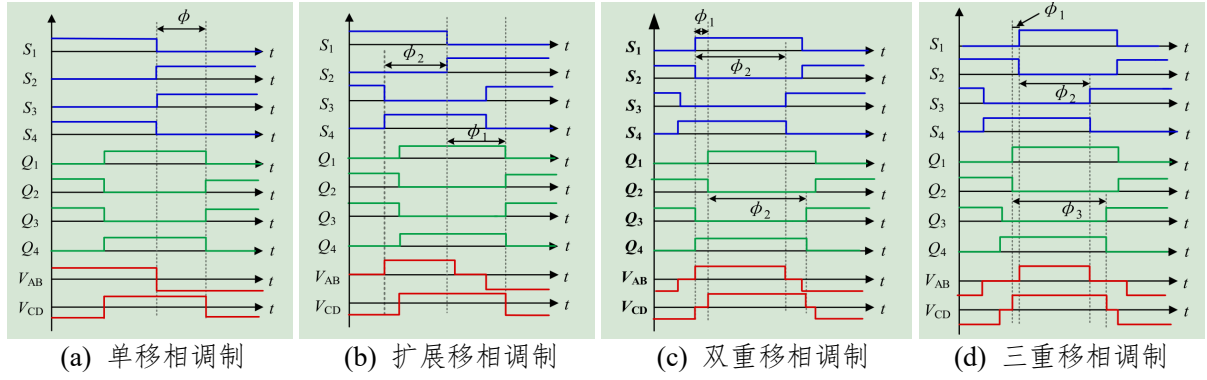


图 1-7 DAB 变换器多种移相方式示意图

文献[22][23]提出了扩展移相 (Extended Phase Shift, EPS) 控制, 该策略在原有的桥间外移相之外, 额外引入了原边或副边桥臂间的内移相, 通过闭环控制两个移相角以优化性能。类似地, 双重移相 (Dual Phase Shift, DPS) 控制则同时调节原副边全桥的内移相, 但保证两个内移相角相同[24][25]。为寻求全局层面的性能提升, 三重移相 (Triple Phase Shift, TPS) 控制被提出, 它将原副边的内移相以及桥间的外移相作为三个相互独立的控制变量, 为变换器的精细化控制提供了更大灵活性[26][27]。

然而, TPS 控制因其固有的多工作模式与三自由度特性, 使得控制分析较为困难。一种主流的解决方案是采用基于基波分量近似的分析方法, 通过最大化基波功率因数或最小化电感电流幅值来求解最优的移相角组合[28]。但该方法忽略了高频谐波对谐振腔电流的实际影响, 存在较大控制误差。因此, 众多学术研究转向更为精确的时域分析, 并运用拉格朗日乘子法等数学优化工具来严谨地推导最优控制参数[29][30]。

在拓扑结构层面, 串联谐振型 DAB (Series-Resonant DAB, SR-DAB) 也成为研究热点, 如图 1-8 所示, SR-DAB 通过引入串联谐振环节, 可有效降低谐振腔电流应力与开关管的关断电流[31][32], 但其控制算法的复杂性也随之剧增。因此, 如何有效平衡控制算法复杂度与变换器性能, 是推动 DAB 走向大规模商业化应用的关键挑战。

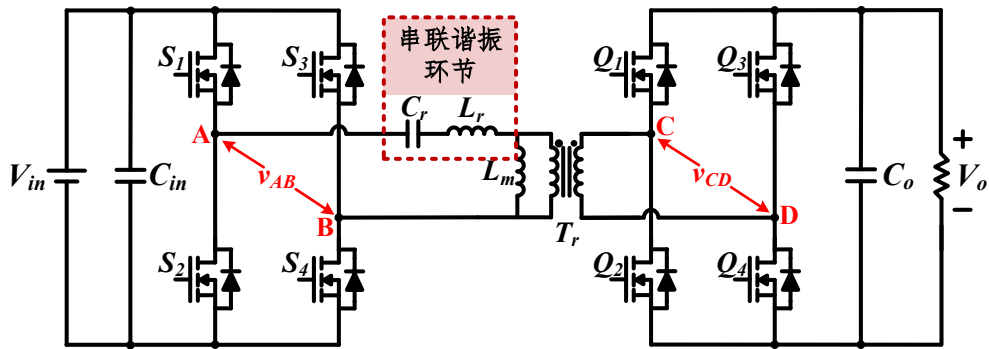


图 1-8 串联谐振型 DAB (SR-DAB) 电路拓扑

### 1.2.2 谐振式 LLC/CLLC 变换器

LLC 与 CLLC 谐振变换器是直流功率变换领域中备受青睐的拓扑结构，尤其在高效率应用场景中表现卓越<sup>[33]</sup>。其核心优势在于通过谐振网络实现软开关操作，从而有效降低开关损耗与电磁干扰。如图 1-9 所示为经典的 LLC 变换器拓扑，由逆变桥、谐振腔（包含谐振电感  $L_{r1}$ 、谐振电容  $C_{r1}$  与变压器励磁电感  $L_m$ ）及副边整流电路构成。在正向功率传输时，LLC 通过变频控制实现输出电压与功率的灵活调节，能同时实现升压与降压功能<sup>[34]</sup>。然而，由于 LLC 变换器的拓扑结构的不对称性，导致在反向工作时，变压器励磁电感被输出电压钳位，丧失了欠谐振区的升压能力。为克服此局限性，CLLC 拓扑通过在副边增设谐振电感  $L_{r2}$  与谐振电容  $C_{r2}$ ，如图 1-10 所示，构建了对称的谐振网络。这种对称结构赋予了变换器双向功率流能力，使其在车载充电机等高效率、高功率密度的双向应用中展现出巨大潜力，并已得到广泛的研究和应用<sup>[35][36]</sup>。

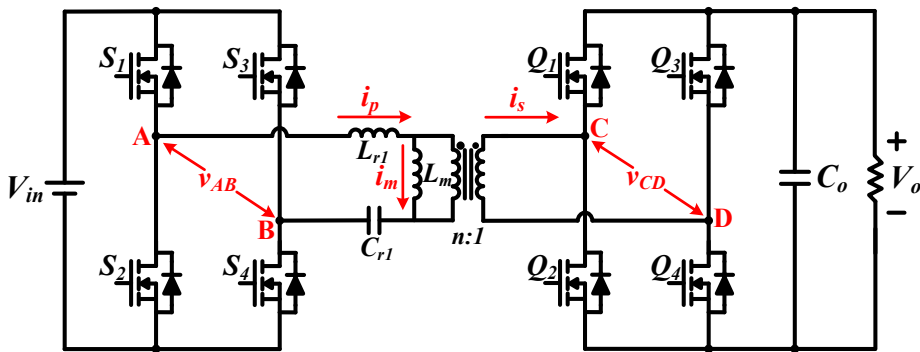


图 1-9 LLC 谐振变换器拓扑结构

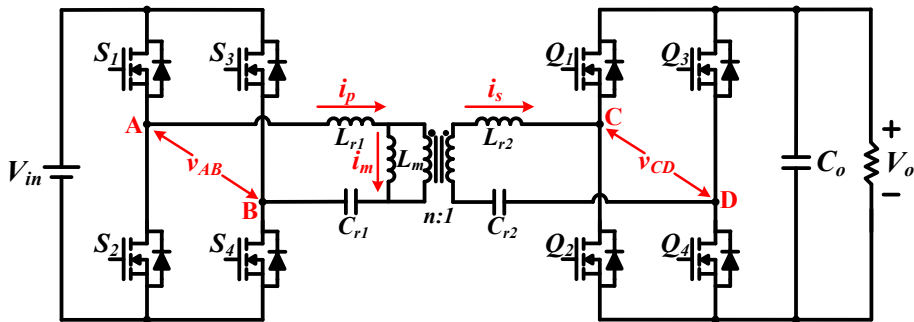


图 1-10 CLLC 谐振变换器拓扑结构

尽管 LLC/CLLC 变换器因其高效率等优势备受关注<sup>[37]</sup>，但其固有的拓扑结构与变频控制机理带来了一系列性能挑战，近年来学术界的研究重点普遍聚焦于如何改进其在宽输出电压范围应用中的性能。图 1-11 和图 1-12 分别展示了 LLC/CLLC 变换器的时域波形和增益曲线的变化趋势，从图中可知 LLC/CLLC 变换器电压增益与开关频率间存在非线性关系，并和输出功率相互耦合，是其宽电压调节能力受限的根本原因，并

由此衍生出在降压与升压工况下的不同技术瓶颈：

(1) 在轻载降压工况下，变换器的增益曲线斜率平缓，使得通过提升开关频率进行电压调节的效果较差<sup>[38]</sup>。该现象迫使变换器工作在较高的开关频率下以实现深度降压，从而导致与频率相关的开关损耗、驱动损耗及磁芯损耗快速上升。

(2) 在升压工作模式下，变换器则面临进入容性工作区的风险。一旦进入容性区，不仅会限制变换器的升压能力，还会产生较大的电流应力，显著增大电路环流，降低运行效率，对变换器在宽范围升压应用中的可靠性与性能构成严峻挑战。

此外，为拓宽电压增益范围，LLC/CLLC 须采用的较小励磁电感与谐振电感比值，会不可避免地导致励磁电感电流增大，进一步加剧导通损耗，降低谐振变换器的高效率优势<sup>[39][40]</sup>。在 OBC 这种双向功率传输的应用中，电压范围与效率之间的设计矛盾被进一步激化，增加了谐振腔参数优化与实现全工况高效运行的难度<sup>[41]</sup>。

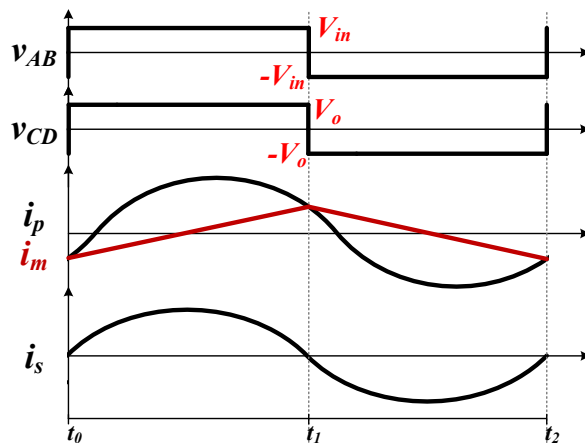


图 1-11 调频控制下 LLC/CLLC 变换器的典型时域波形

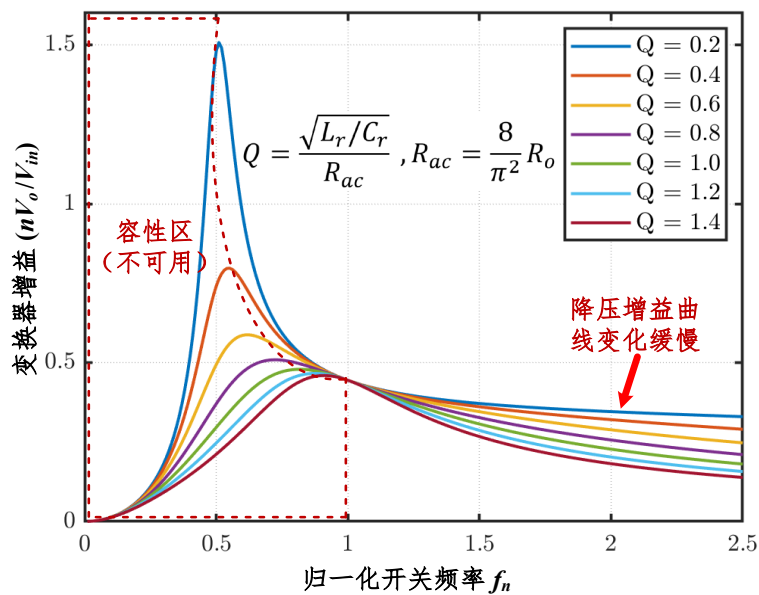


图 1-12 LLC/CLLC 变换器的电压增益曲线

综上所述,传统调频控制 LLC/CLLC 变换器在高效率与宽电压调节能力之间存在固有的设计矛盾,这使得其在车载充电机这类要求宽电压范围输出的应用中,未必总是最优的拓扑选择。为应对上述挑战,学术界已提出多种改进方案。

如图 1-13 所示,文献[42][43]使用可变直流母线电压的控制策略,即通过调节前级 PFC 的输出电压来控制 CLLC 的最终输出,使 CLLC 恒定工作于谐振频率附近以保持高效率,该方案采用 1.2kV 碳化硅器件作为支撑,使 PFC 母线电压可在 400V 至 900V 范围内调节,获得了较高的效率和功率密度。然而,该策略并未从根本上改善 CLLC 的调压能力,并且因 PFC 母线电压范围过宽而对母线电容的耐压等级提出了更高要求,导致系统成本与体积显著增加。

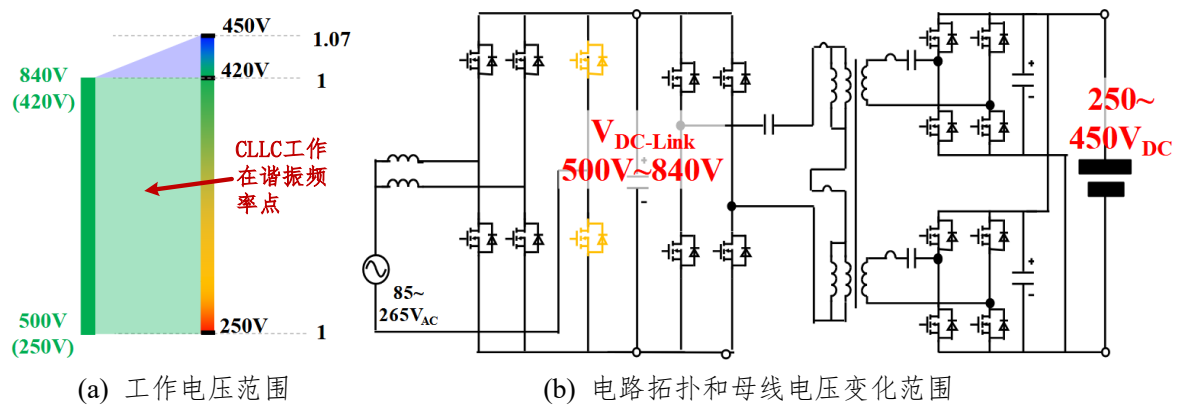


图 1-13 变 PFC 母线调节输出电压方案[42][43]

针对升压问题,文献[44]-[47]提出一种结合变频与副边短路延时控制的方法,通过主动驱动副边整流开关,显著缩减了实现宽电压调节所需的开关频率范围,但未能解决降压工况下谐振变换器开关频率过高的问题,控制算法也较为复杂。

为提升 CLLC 降压能力与轻载效率,移相调制[48][49]、PWM 调制[50]及打嗝(Burst)调制[51]等混合策略被相继引入,但这些方法通常作为频率限制下的补充手段,也并未从根本上解决轻载时工作频率过高的问题。此外,部分研究通过提出可重构拓扑结构以扩展电压增益范围[52],但是这些方法增加了电路的复杂度与应用成本,因此在工业界应用较少。

### 1.2.3 部分功率处理电路架构

部分功率处理(Partial Power Processing, PPP)电路架构能够有效缓解传统隔离型 DC/DC 变换器在高效率与宽增益范围之间难以兼顾的矛盾。其核心思想是在系统中保留原有谐振变换器并使其工作在额定工作点,从而保持较高效率,同时额外引入一个

新的隔离型 DC/DC 电路，通过与主功率通路进行串联或并联，使其仅处理输入与输出功率（或电压）差值对应的部分能量。当输入与输出电压接近时，该调节级所处理的功率显著小于系统总功率，因而能够有效降低调节损耗；当输入与输出电压偏差较大时，额外的隔离型 DC/DC 变换器承担差值功率的处理，主电路仍持续维持在效率较高的额定工作点。此外，主功率电路无需承担调压任务，从而可提升其工作频率，进一步提升整机功率密度<sup>[53]</sup>。

如图 1-14 所示，依据应用需求的不同，PPP 变换器主要具有两类典型结构：适用于宽输出电压范围的输入并联输出串联（Input-Parallel Output-Series, IPOS）架构，以及适用于宽输入电压范围的输入串联输出并联（Input-Series Output-Parallel, ISOP）架构。文献[54][55]提出了一种基于部分功率处理的 IPOS 型变换器，适用于电池充电等应用场景；文献[56]则利用三端口变压器实现结构简化，使 PPP 架构只需一个磁芯即可完成能量传输，从而进一步提高了系统功率密度。文献[57][58]通过将主功率模块进一步模块化并结合平面变压器设计，有效压缩了整体体积，同时，作者针对模块化 PPP 变换器在平面变压器中出现的共模噪声问题，从绕组结构优化的角度展开分析与研究，展示了 PPP 架构在高功率密度应用中的广阔前景。

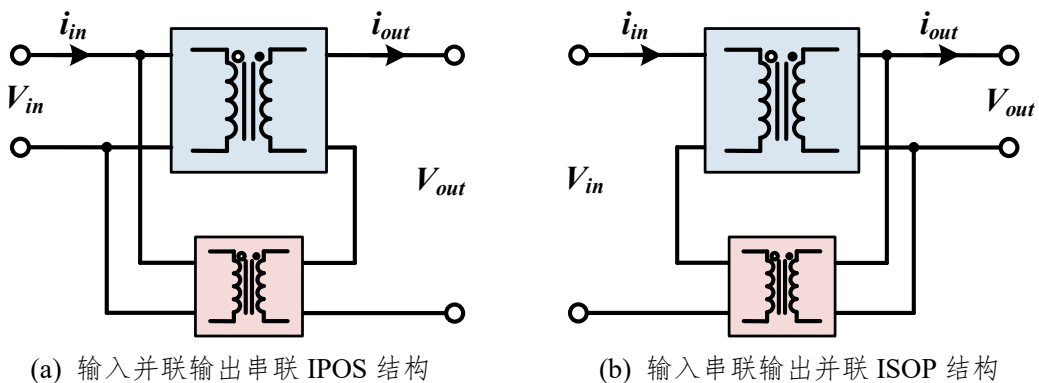
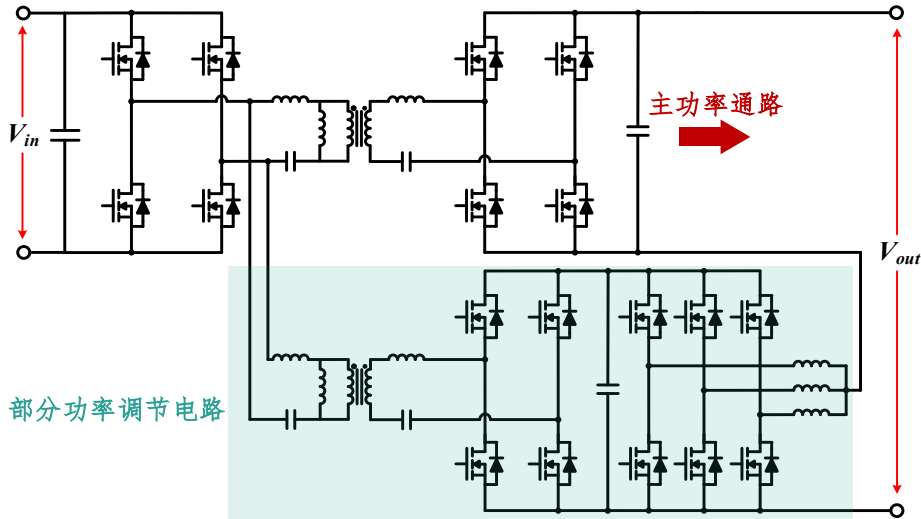


图 1-14 部分功率处理电路（PPP）的两种基本架构

尽管 PPP 架构在提升系统效率和功率密度方面具有潜力，但其电路拓扑较为复杂，因此硬件成本较高，并不适用于成本敏感的车载电源应用。如图 1-15 所示，为一个 IPOS 部分功率处理电路的电路拓扑图<sup>[54][55]</sup>，为兼顾电气隔离与宽范围调压需求，该系统在主电路之外额外增加了一路副边全桥与降压 Buck 电路。相比于传统单电路模块方案，部分功率处理电路结构更加复杂，将显著增加变换器的硬件成本。此外，PPP 系统在动态建模方法、多功率模块间协同控制策略等方面仍有待进一步研究，限制了其在工业界的应用。

图 1-15 应用 PPP 架构的具体电路拓扑实例<sup>[54][55]</sup>

### 1.3 谐振 CLLC 电路建模与分析方法

谐振腔参数设计是 CLLC 谐振变换器研发的核心环节，而科学的参数设计离不开对变换器工作特性的精确建模。相较于传统 LLC 变换器，CLLC 在变压器副边增加了一组由谐振电感与谐振电容构成的串联谐振支路，从而形成原副边完全对称的拓扑结构，非常适合双向能量传输场合<sup>[59][60]</sup>。

CLLC 的多元件谐振腔显著增加了建模的复杂度<sup>[61]</sup>。LLC 谐振腔仅包含三个主要元件（谐振电感、谐振电容、励磁电感），且在副边二极管导通期间，励磁电感被输出电压钳位，不参与谐振，其时域分析模型较为简单；而对于 CLLC 变换器，由于原/副边均存在串联谐振回路，励磁电感在运行过程中不再被输出电压钳位。这意味着，尽管 CLLC 的波形与 LLC 相似，但其谐振腔内的五个元件（原/副边谐振电感、原/副边谐振电容及励磁电感）在大部分工作模式下均共同参与谐振过程<sup>[62]</sup>。这种多元件的全时段耦合谐振，为精确的时域分析带来了巨大的挑战<sup>[63]</sup>。此外，针对非对称参数（原副边参数不一致）的 CLLC 拓扑，其不对称性进一步增加了建模与分析的难度。

目前关于 CLLC 变换器的建模研究主要分为两大类：基于基波近似法（First Harmonic Approximation, FHA）的频域建模与基于时域模型（Time Domain Model, TDM）的建模。

#### （1）频域建模分析 FHA 方法：

FHA 是目前工程应用最为广泛的方法。如图 1-16 所示，该方法通过提取谐振腔原副边方波电压激励的基波分量进行等效电路分析，能够便捷地推导出具有解析解的增

益模型，直观地揭示电压增益与开关频率的对应关系<sup>[64][65]</sup>。然而，FHA 方法基于较强的简化假设，忽略了高次谐波的影响。因此，当开关频率显著偏离谐振点时，模型误差会急剧增大，导致理论计算与实验结果存在较大偏差。

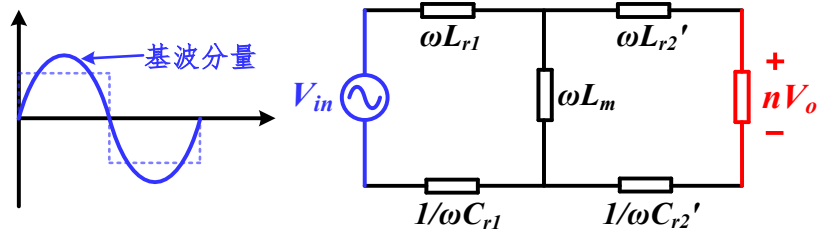


图 1-16 经过基波等效后的 CLLC 谐振腔

针对 FHA 方法的精度问题，文献[66]基于 FHA 提出了一种优化的非对称参数设计方法，旨在缩小频率调节范围以降低计算偏差和变换器损耗；文献[67]提出了扩展谐波近似法（EHA），通过引入高次谐波分量提升了计算精度，但在宽电压范围下的表现仍不理想；文献[68]进一步考虑了元件容差与损耗对模型的影响，但依旧未能从根本上突破 FHA 方法固有的精度局限。

## （2）时域建模分析 TDM 方法：

基于时域分析的建模方法直接从时域波形出发，相比于 FHA 方法在宽范围输出场景下具有更优的适用性和精度<sup>[69][70]</sup>。为进一步优化建模效果，多种改进的时域建模方案相继被提出。其中，文献[71]基于叠加原理与能量守恒定律，构建了一种简化的增益模型。与传统的基波近似法相比，该模型显著提升了计算精度，并能有效适用于阻性负载与电池负载等多种实际工况。文献[72][73]则引入了简化工作模态（SOM）分析法。该方法立足于时域波形分析，采用波形分段拼接的方式，结合电感电流的对称性、连续性以及系统功率守恒等边界条件，推导出了增益表达式。相较于传统复杂的时域数值模型，SOM 模型不仅具有更高的精度，且物理意义更为直观。然而，上述简化模型在宽频率范围运行时，其计算精度仍存在一定程度的波动与衰减。此外，针对非对称参数的 CLLC 拓扑，文献[74]虽然提出了一种通用的分析方法，但该方法未能给出稳态解析解，其求解过程仍依赖于繁琐的数值迭代。文献[75]尝试利用反向传播神经网络（BPNN）建立模型，虽然精度尚可，但无法揭示谐振参数与增益之间的明确物理/解析关系，不利于指导设计。此外，尽管基于拉普拉斯变换的方法能够获得精确的闭式稳态表达式<sup>[76]</sup>，但其推导与计算过程过于繁琐，实用性受限。

综上所述，CLLC 谐振变换器的精确建模一直是学术界与工业界关注的难点，如何

在模型精度与计算复杂度之间取得平衡是当前面临的主要挑战。此外，目前尚缺乏一种能够兼顾高精度、计算简洁且适用于非对称参数的 CLLC 变换器时域模型<sup>[77]</sup>。

## 1.4 宽调压范围谐振电路控制策略

传统 PFM (Pulse Frequency Modulation) 控制的 CLLC 谐振变换器在宽增益范围与高转换效率的设计上相互制约，学术界已有多种针对谐振变换器的优化控制策略可以实现较宽电压范围的增益调节能力。为此，本节将系统分析并总结现有三种主流的宽增益控制方案。

### 1.4.1 谐振变换器副边短路控制

谐振变换器的副边短路控制策略，是提升传统 CLLC/LLC 等谐振变换器升压能力、优化磁元件设计的有效方案<sup>[44][45][81][82]</sup>，并在工业界得到广泛实际应用。

该方案的原理是通过控制副边开关管的导通时序，人为构造变压器副边的短路状态。在此期间，谐振腔电流快速上升，其物理过程类似于 Boost 变换器中的电感储能环节，从而提升变换器的电压输出范围。图 1-17 展示了该方案在升压工况下的变换器拓扑及驱动时序。通过引入一段可控的短路区间，变换器的电压增益得以大幅提升。

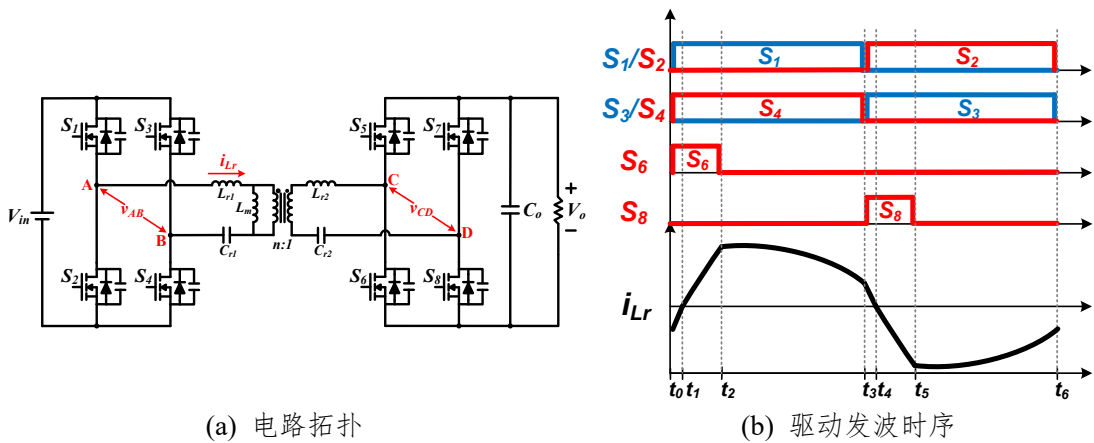


图 1-17 副边短路控制的拓扑与驱动时序

副边短路控制方案在实际应用中面临以下局限：(1) 全工况优化能力不足。该方案的优化局限于提升升压工况下的电压增益，当变换器运行于降压模式时，其控制逻辑退化为传统 PFM 控制，未能解决降压工况下工作频率跨度大、谐振腔无功循环能量过高的问题。(2) 控制维度存在局限。副边短路控制从谐振腔电压激励角度来看，对谐振腔副边产生了一个短路激励，该激励和副边桥臂间内移相对谐振腔的激励一致，因此副边短路控制本质上可以理解为多重移相控制的一种特殊形式。

通过引入多重移相控制，可以在保证稳态波形相同的前提下，将副边短路控制的副边驱动脉冲延时发波逻辑简化为更简单的桥臂移相逻辑，从而降低控制方案的实践复杂度。同时，还可以通过多重移相控制的其他控制自由度来为变换器在全工况范围内的应力抑制与全局性能优化提供更广阔的设计空间。

#### 1.4.2 定频移相控制策略

CLLC 定频移相控制策略的学术研究也比较多<sup>[83]-[85]</sup>，其在不同工作模式时的驱动波形示意图如图 1-18 所示。该控制策略是一种定频控制，通过移相实现谐振腔原副边电压激励的基波分量同相位，同时通过调节移相角度 $\varphi$ 实现对输出电压和功率的调节。

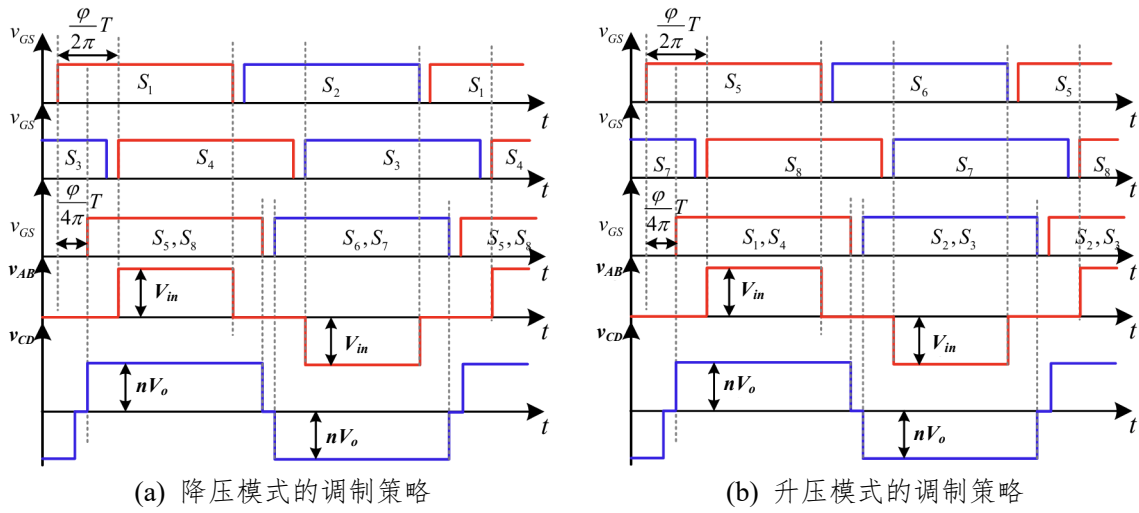


图 1-18 CLLC 定频移相控制驱动示意图

定频控制策略便于变换器的参数优化设计与控制实现。理论分析表明，该控制下的系统电压增益独立于负载大小与谐振腔参数<sup>[83]</sup>，仅与移相角相关。电压增益表达式如式(1-1)所示。

$$\begin{cases} \text{buck mode: } M = \cos(\frac{\varphi}{2}) \\ \text{boost mode: } M = 1/\cos(\frac{\varphi}{2}) \end{cases} \quad (1-1)$$

该控制方法由于受到定频控制和特定移相时序的限制，虽然控制上较为简单，但实际上能保证全负载范围软开关下的电压调节范围并不宽。同时输入输出电压失配时的开关节点电流较大，不利于整机效率优化。

#### 1.4.3 CLLC 的多模式混合控制

CLLC 的多模式混合控制指的是将移相控制、PFM 调频控制、占空比 PWM 控制等多种策略混合使用的方法，在不同工况采用不同控制策略，能够在全负载范围获得

比较好的控制效果。

弗吉尼亚理工大学 CPES 团队提出的 CLLC 混合控制如图 1-19 所示<sup>[86]</sup>，该控制策略分为三个模式：降压工作时，使用 PWM 变占空比控制；等压工作时，谐振变换器工作在谐振频率，即采用 DCX 模式，通过前级 PFC 调整母线电压实现输出电压的调节；升压工作时，采用副边移相控制。

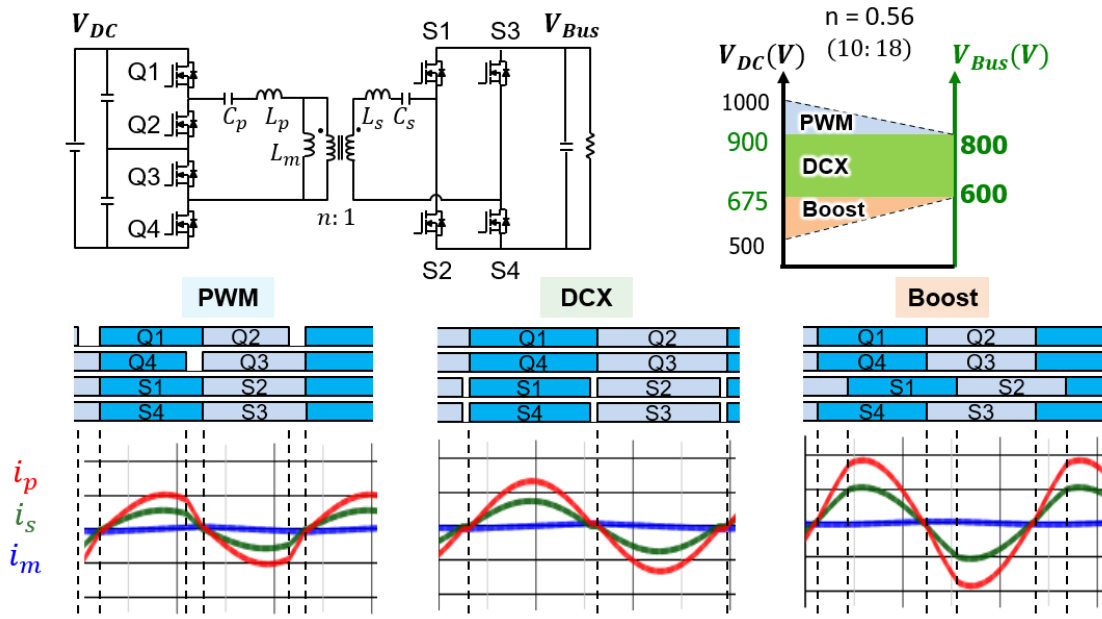


图 1-19 CPES 团队提出的 CLLC 混合控制策略示意图<sup>[86]</sup>

该混合控制存在三种控制策略，结合了移相、调频、变占空比三种驱动方式，在模式切换和负载暂态时对算法鲁棒性要求较高，同时多种控制算法的存在也不利于工程实践。此外，该控制策略是基于优化关断电流设计的<sup>[86]</sup>，然而较低的关断电流并不意味着损耗一定是最优的，损耗受到开关频率、关断电流、导通电流等多因素影响。因此通过对损耗进行进一步评估优化，有望能够进一步提高整机效率。

## 1.5 本文主要研究内容与章节安排

本论文以电动汽车车载充电机（OBC）中的高压隔离双向 DC/DC 变换器为核心研究对象，针对 CLLC 谐振变换器在传统 PFM 控制下存在的升压能力受限、频率调节范围宽及循环能量高等问题，立足于 OBC 应用所需要的宽电压范围、高转换效率以及低系统成本的需求，提出并研究了一套基于变频多移相策略的系统级优化方案。本文从多移相控制技术、时域建模、多自由度控制参数寻优、系统级控制策略优化及高功率密度样机研制五个维度展开深入研究，旨在探索并验证多移相控制 CLLC 变换器在车载

充电电源领域的应用优势与技术前景。

本论文的研究框架图如图 1-20 所示，主要研究内容概括如下：

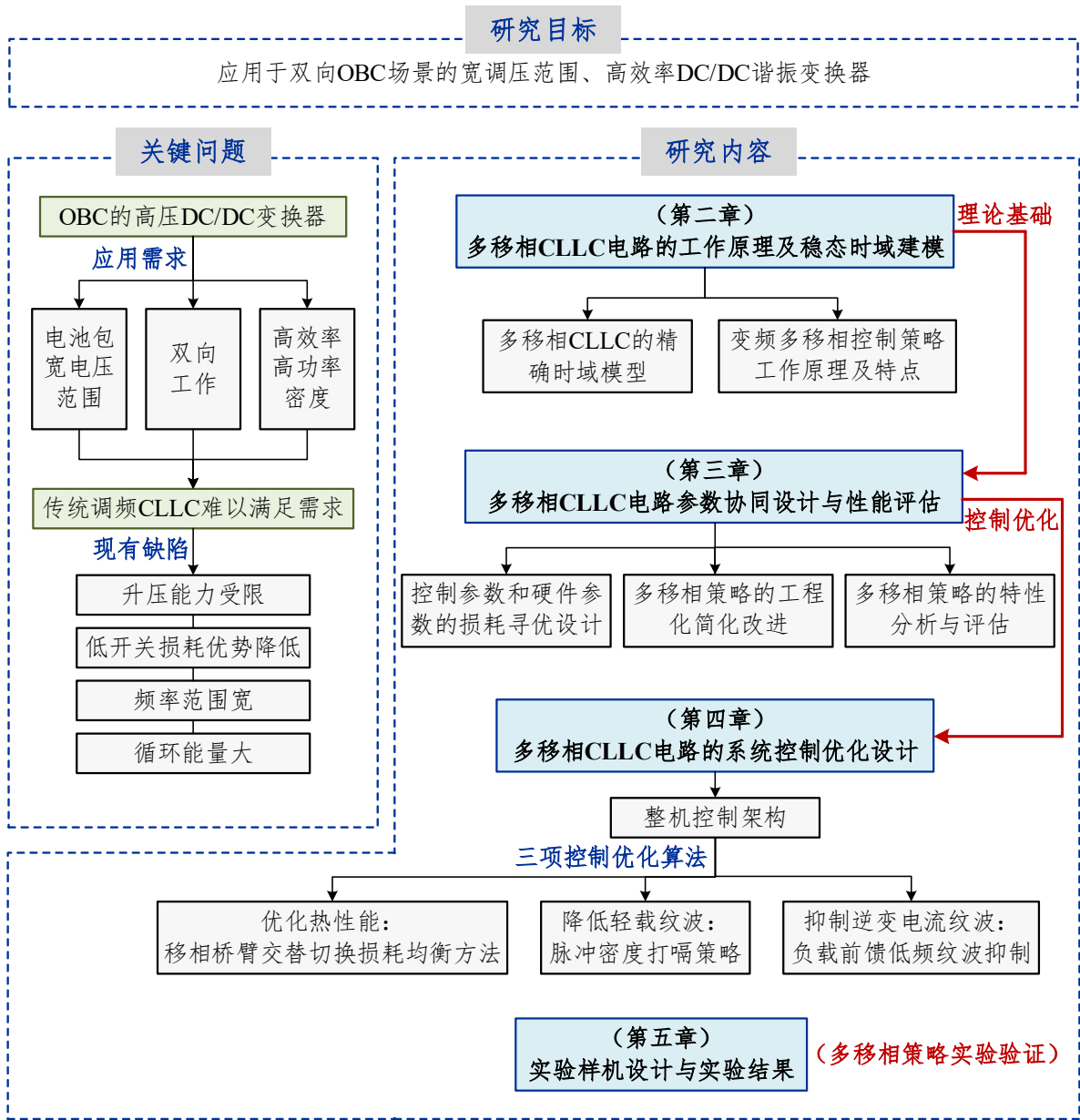


图 1-20 本论文的研究框架图

第一章：绪论。阐述了新能源汽车 OBC 的产业背景、发展趋势以及技术挑战。通过对比主流的隔离型双向 DC/DC 拓扑，论证了 CLLC 谐振变换器在双向充放电场景下的应用价值。系统综述了 CLLC 变换器在建模方法与控制策略领域的研究现状，分析了现有控制技术在应对宽电压调节范围时的局限，进而引出本文基于多移相控制的研究动机与目标。

第二章：多移相 CLLC 电路的工作原理及稳态时域建模。本章是论文所研究的多

移相控制方法的基础。首先构建了多移相 CLLC 包含内/外移相角与开关频率在内的四自由度控制体系, 详细分析各增益模式下的工作模态与全工况零电压开通(ZVS)约束。针对传统基波近似法在宽压工况下的精度局限, 建立了基于状态变量解耦与时域拼接方法的高精度稳态时域模型, 降低了多移相 CLLC 变换器时域模型的求解复杂度, 并结合损耗模型, 得到了理论损耗最优的多移相控制参数。

第三章: 多移相 CLLC 电路参数协同设计与性能评估。本章首先基于损耗模型, 采用协同寻优方法, 完成适配具体 OBC 应用的谐振腔硬件参数和多移相控制参数的优化设计, 并生成覆盖全工况的最优控制参数查找表。为降低控制策略实施的复杂度, 将控制参数多维查表简化为“开关频率功率闭环+移相角一维查表”的控制策略工程实施方案, 并针对模式过渡区实施线性化平滑处理提升控制稳定性。评估了多移相策略在双向应用、功率变化、硬件参数容差与轻载工况下的特性, 通过仿真验证了多移相控制在收窄工作频率范围、抑制无功环流及降低器件应力方面的优势。

第四章: 多移相 CLLC 电路的系统控制优化设计。本章针对多移相 CLLC 变换器在两级式 OBC 实际应用中的具体工程问题, 提出了相应的控制优化策略。首先, 针对内移相导致同侧桥臂开关管关断损耗严重失衡的现象, 设计了移相桥臂交替低频切换策略, 通过超前/滞后臂的交替切换, 实现了器件热应力的均衡; 其次, 针对极轻载工况, 提出了基于脉冲密度调制的分散式打嗝控制, 显著降低了轻载输出纹波; 最后, 针对反向逆变(V2L)模式下电池侧二倍工频电流纹波的问题, 提出了基于负载前馈的母线电压采样修正策略, 实现了电池侧低频电流纹波的有效抑制。

第五章: 实验样机设计与实验结果。本章开展了车载充电机样机的研制与实验验证, 详细介绍了 6.6kW 液冷车载充电机样机的硬件架构与器件选型, 重点介绍了磁集成变压器的设计。基于该实验平台, 完成了单模块稳态性能测试与整机闭环测试, 并对第四章提出的移相桥臂低频切换损耗均衡、轻载打嗝模式的纹波控制以及逆变低频纹波抑制等优化控制方法进行了测试。实验结果验证了本文多移相控制策略及各项控制优化方法的有效性。

第六章: 总结与展望。总结了本文的研究工作及相应的创新成果, 客观分析了现有研究的不足, 并对本课题的未来研究方向进行了展望。

## 第2章 多移相 CLLC 电路的工作原理及稳态时域建模

在双向车载充电机的应用场景中，电池电压通常具有较宽的波动范围。传统频率调制（PFM）作为 CLLC 谐振变换器最基础的控制方式，在应对宽范围增益调节时，存在增益受限、循环能量高等性能瓶颈。因此，打破单一频率控制的局限，引入多控制自由度的多移相控制策略，成为兼顾宽增益能力与全工况高效率的有效途径。

本章将分析多移相控制下 CLLC 变换器的工作原理，建立相应的时域模型，并给出一种基于损耗优化的控制参数寻优方法。首先，本章将分析传统 PFM 控制的局限性，讨论引入移相控制改善系统增益特性的可行性；其次，详细介绍变换器在升压、等压和降压三种典型工况下的运行模态，推导了各模式的零电压开通（ZVS）约束条件；最后，建立了多移相控制 CLLC 电路时域模型，通过状态变量解耦的方法简化计算复杂度，并结合各模态边界条件，求解出各工况下的稳态时域解。本章所建立的时域模型，结合变换器损耗模型，将为多移相控制策略的控制参数及谐振腔参数寻优、特性评估及系统级控制优化设计奠定基础。

### 2.1 传统频率调制 CLLC 变换器分析

#### 2.1.1 拓扑结构与基本工作模态

图 2-1 展示了传统频率调制 CLLC 谐振变换器的电路拓扑。该变换器主要由原边全桥、副边全桥以及 CLLC 谐振网络三部分构成。原边全桥由开关管  $S_1 \sim S_4$  组成，采用传统频率调制策略进行控制。在正向运行模式下， $S_1$  和  $S_4$  以开关频率  $f_s$  进行驱动，占空比为 50%，而  $S_2$  和  $S_3$  分别与  $S_1$  和  $S_4$  保持互补导通。副边全桥由整流管  $Q_1 \sim Q_4$  组成，为降低通态损耗，副边开关管采用同步整流（SR）方式运行，即当检测到电流流经开关管体二极管时，控制相应的开关管导通，电流为零时关断。

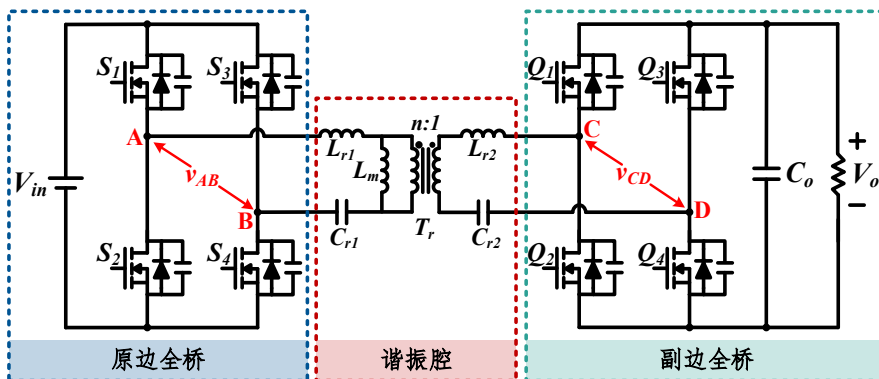


图 2-1 双向 CLLC 谐振变换器电路原理图

CLLC 变换器的谐振网络包含五个关键元件：原边谐振电感  $L_{r1}$ 、原边谐振电容  $C_{r1}$ 、副边谐振电感  $L_{r2}$ 、副边谐振电容  $C_{r2}$  以及高频隔离变压器  $T_r$ 。其中，变压器  $T_r$  的匝数比为  $n:1$ ，其励磁电感为  $L_m$ ，输出电容  $C_o$  用于输出电压的滤波与支撑。此外， $v_{AB}$  和  $v_{CD}$  分别代表原边与副边桥臂的桥臂中点电压，它们同时构成了谐振腔原副两边的电压激励源。

由于原边与副边全桥电路对谐振腔的电压激励均为方波，因此可将两个全桥电路等效为方波电压源。同时，根据变压器匝数比，可以将副边谐振参数折算至原边，得到 CLLC 谐振网络的简化等效电路，如图 2-2 所示。图中，谐振电流  $i_{r1}$  和  $i_{r2}$  分别为原边与副边（折算后）的谐振回路电流， $i_m$  为流经励磁电感  $L_m$  的励磁电流；电压  $v_1$  和  $v_2$  则分别代表施加在谐振网络两端口的等效方波激励电压。

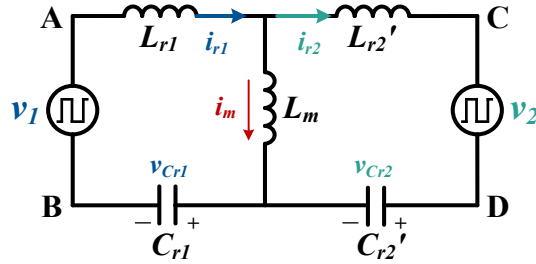
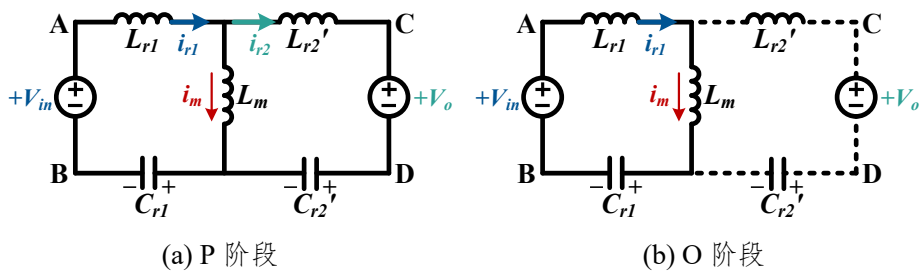


图 2-2 CLLC 变换器谐振网络等效电路模型

在图 2-2 中等效后的谐振腔参数和原谐振腔参数的换算关系为：

$$\begin{cases} L'_{r2} = n^2 L_{r2} \\ C'_{r2} = C_{r2}/n^2 \end{cases} \quad (2-1)$$

CLLC 变换器内的时域电压与电流波形，本质上是谐振网络对原、副边方波电压激励的响应。针对采用频率调制（PFM）控制的 CLLC 变换器，如图 2-3 所示，其谐振腔有三个基本工作阶段：P 阶段、O 阶段和 N 阶段。P 阶段对应施加在谐振网络两端的电压极性相同的状态；N 阶段对应两端电压极性相反的状态；O 阶段则对应谐振网络副边处于开路状态，在 O 阶段时谐振腔励磁电感  $L_m$  与原边谐振元件谐振，谐振腔副边没有电流，因此能量仅在原边谐振腔内循环，并不向副边传输功率。



(a) P 阶段

(b) O 阶段

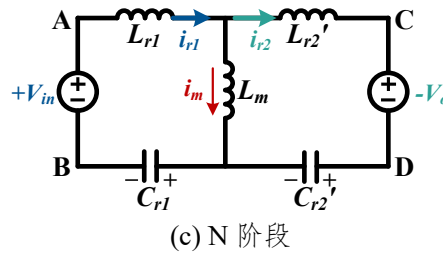


圖 2-3 PFM 控制 CLLC 變換器的三個基本工作階段示意圖

頻率控制通過調節開關頻率來控制 CLLC 諧振變換器的輸出電壓與功率。在不同頻率和負載條件下，CLLC 變換器存在多種可能的工作狀態，為了確保系統具備高效率及低開關應力，通常將其設計在三種主要模式下運行。如圖 2-4 所示，PFM 控制下 CLLC 的三種典型工作模式可定義為：欠諧振 PO 模式、准諧振 P 模式以及過諧振 NP 模式。

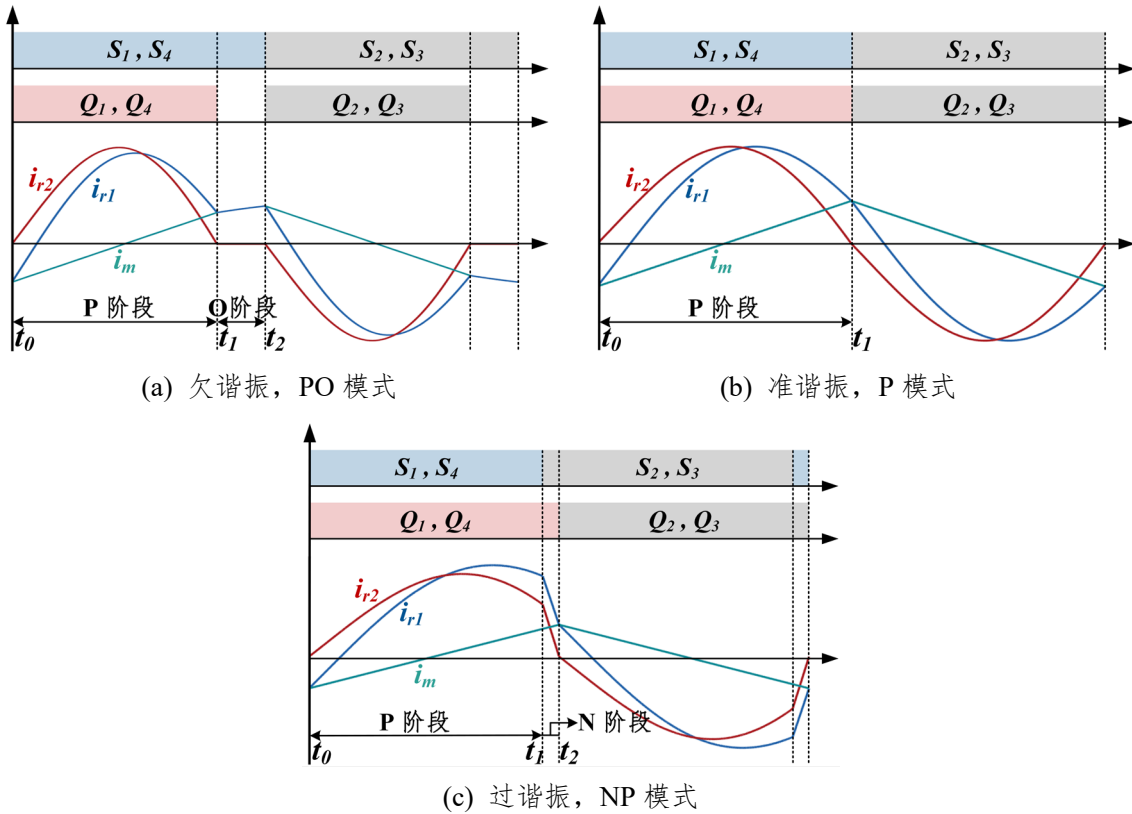


圖 2-4 PFM 控制下 CLLC 的三種典型工作模式

### 2.1.2 寬壓工況下傳統 PFM 控制的性能局限

雖然 PFM 控制的 CLLC 變換器在伺服器電源等場合廣泛應用，但其應用於車載充電機等需要寬調壓範圍的場合時，存在以下五個性能局限：

(1) **寬調壓範圍與低開關損耗的矛盾：**LLC/CLLC 諧振變換器得以廣泛應用的主要原因之一是因為開關損耗較低，且開關損耗不隨功率的增加而快速上升。而對於車載充電機應用場合，為了實現較寬的電壓調節範圍需要較小的勵磁電感，進而導致變

换器的开关损耗得到快速上升。如图 2-5 所示为 OBC 极限升/降压工况下的时域仿真波形，其中部分开关节点存在较大关断电流，将制约变换器的转换效率。

(2) **升压模式的容性工作区风险**：升压工况下工作于欠谐振 PO 模式，存在潜在的容性工作区风险，限制了谐振腔参数的选取范围，迫使设计者不得不选用较小的励磁电感（6.6kW 双向 OBC 应用下通常需要小于  $100\mu\text{H}$ ），引起较大开关损耗。

(3) **降压模式的效率与应力问题**：降压工况下工作于 NP 模式，如图 2-5(b)所示，该模式伴随着较大的谐振腔循环能量与关断电流应力，阻碍了整机高效率的实现。

(4) **频率调节范围较宽**：PFM 控制仅依靠频率单一自由度实现全范围的电压与功率调节，导致工作频率变化范围通常较宽，难以对整机效率进行全局优化。

(5) **磁元件设计受限**：较小的励磁电感需求与宽频率变化范围，显著增加了谐振腔磁性元件的设计难度及磁集成实现的复杂性，增大体积并推高了整机成本。

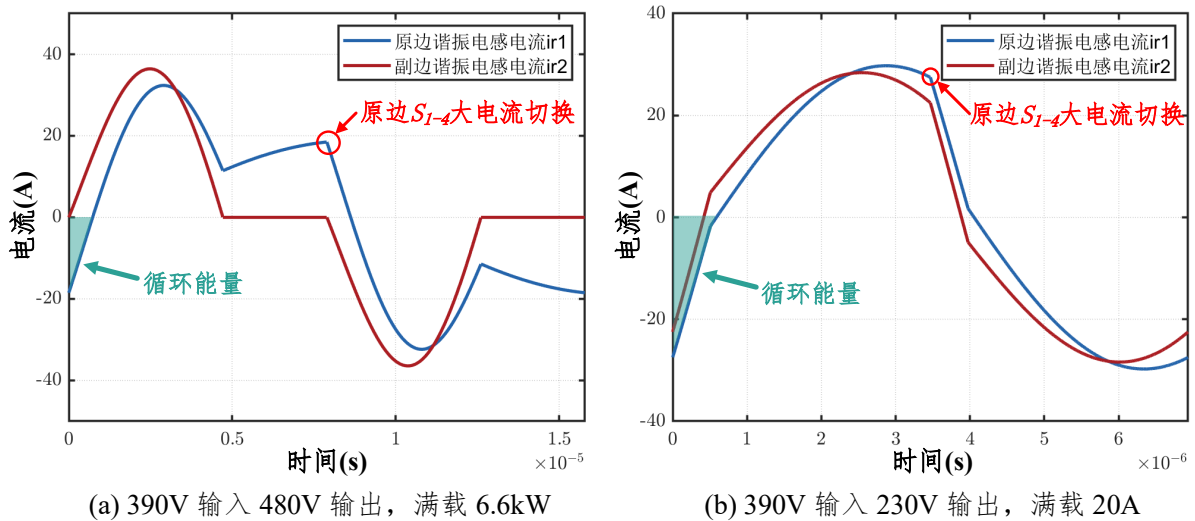


图 2-5 车载 OBC 应用参数下 PFM 控制关断节点电流示意图

探究上述问题的根源可知，升压时的容性开关风险归因于 O 阶段谐振腔副边缺乏稳定的可控电压激励；降压模式下的低效率源于 NP 模式缺乏抑制循环能量的额外控制自由度；而频率范围过宽与磁元件设计困难，本质上均是由于单一频率控制自由度不足以应对宽范围调压需求所致。

针对传统 PFM 控制存在的上述问题，在不改变 CLLC 变换器硬件拓扑的前提下，引入移相控制是拓展其增益的有效手段<sup>[49][83][86]</sup>。引入原边移相和副边移相，可以等效改变施加在谐振腔两端的电压激励大小，原边移相可以进一步降低变换器的增益，而副边移相可以进一步提升变换器的增益。然而，多维度移相控制的叠加会使变换器呈现出复杂的非线性与多模态特征<sup>[86]</sup>，导致传统的建模与设计方法并不适用。如何在多

控制自由度下, 优化全范围软开关、参数全局寻优与控制算法复杂度之间的相互限制, 是移相策略在工程应用所面临的主要技术挑战。

## 2.2 多移相控制 CLLC 电路的工作原理

### 2.2.1 多移相 CLLC 电路基本工作阶段

图 2-6 展示了多移相控制策略下 CLLC 谐振变换器的电路拓扑。该电路的核心谐振网络保持不变, 仍由原/副边谐振电感、原/副边谐振电容及变压器励磁电感共五个元件构成。

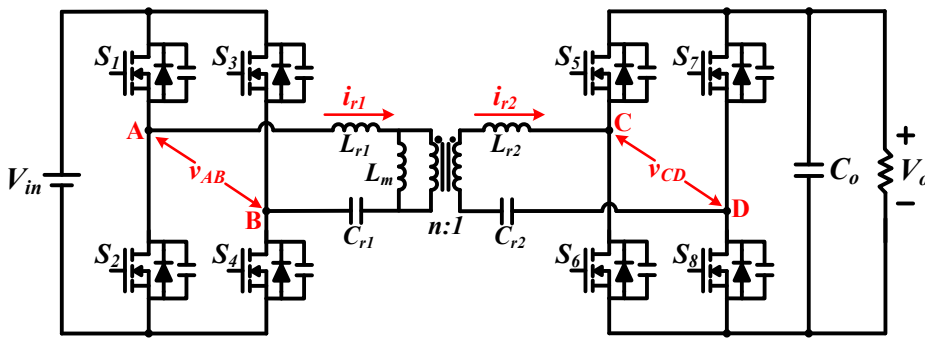


图 2-6 多移相控制 CLLC 变换器电路拓扑

与传统的 PFM 控制策略不同, 在多移相控制下, 副边开关管不再仅作为同步整流器件运行, 而是采取与原边开关管相同的主动控制。在稳态工作时, 变换器内所有半桥桥臂的上下开关管均以 50% 占空比 (忽略死区) 互补导通, 同时各个半桥之间存在移相。该控制策略共构建了四个独立的控制自由度, 分别为: 原边全桥的内移相角、副边全桥的内移相角、原/副边全桥之间的外移相角以及开关频率。

调频控制下的 CLLC 谐振变换器包含 P (正向)、O (开路)、N (反向) 三个基本工作阶段, 且时域波形由这三个阶段组合而成。相比之下, 多移相控制策略由于副边全桥开关管采用主动控制, 谐振腔副边始终存在电压激励, 因此 PFM 模式中副边开路的“O 阶段”不再存在。与此同时, 多移相控制通过引入原边或副边全桥的内移相角, 使得谐振腔端口出现电压激励为零的工况, 即谐振网络端口处于短路状态。本文将该状态定义为“S (Shorting) 阶段”。

如图 2-7 所示, S 阶段可进一步细分为原边短路阶段与副边短路阶段。原边短路主要应用于降压工况, 对应原边桥臂的内移相; 副边短路主要应用于升压工况, 对应副边桥臂的内移相。通过对图 2-7 四个基础工作阶段的时域拼接, 即可构成完整开关周期内谐振腔的激励过程。

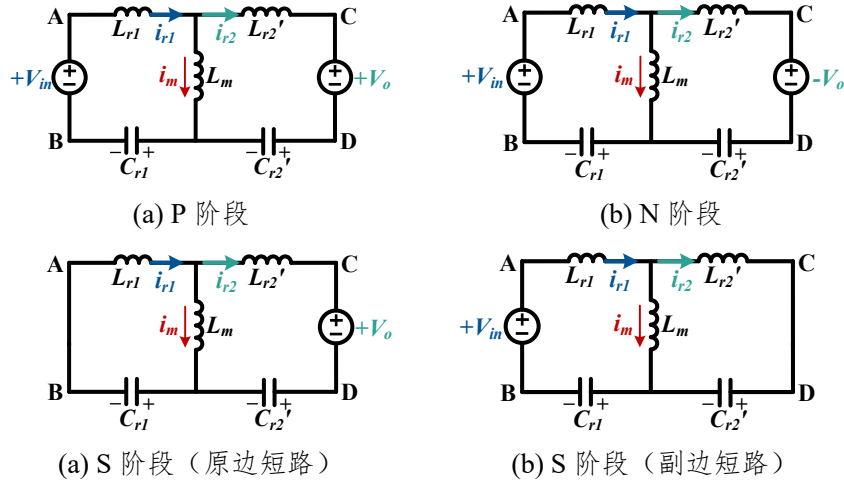


图 2-7 多移相控制下的四个基本工作阶段

### 2.2.2 多移相 CLLC 电路工作模态分析

#### (1) 升压模式工作模态分析

升压模式下的稳态时域波形如图 2-8 所示，在升压工作模式下，多移相 CLLC 谐振变换器同时引入副边内移相角与原副边外移相角进行控制，原边不移相。此时，谐振腔的时域波形主要由 N 阶段、S 阶段和 P 阶段三个基本阶段构成。如图 2-9 所示，为多移相 CLLC 变换器升压模式时的工作模态，工作过程的详细分析如下：

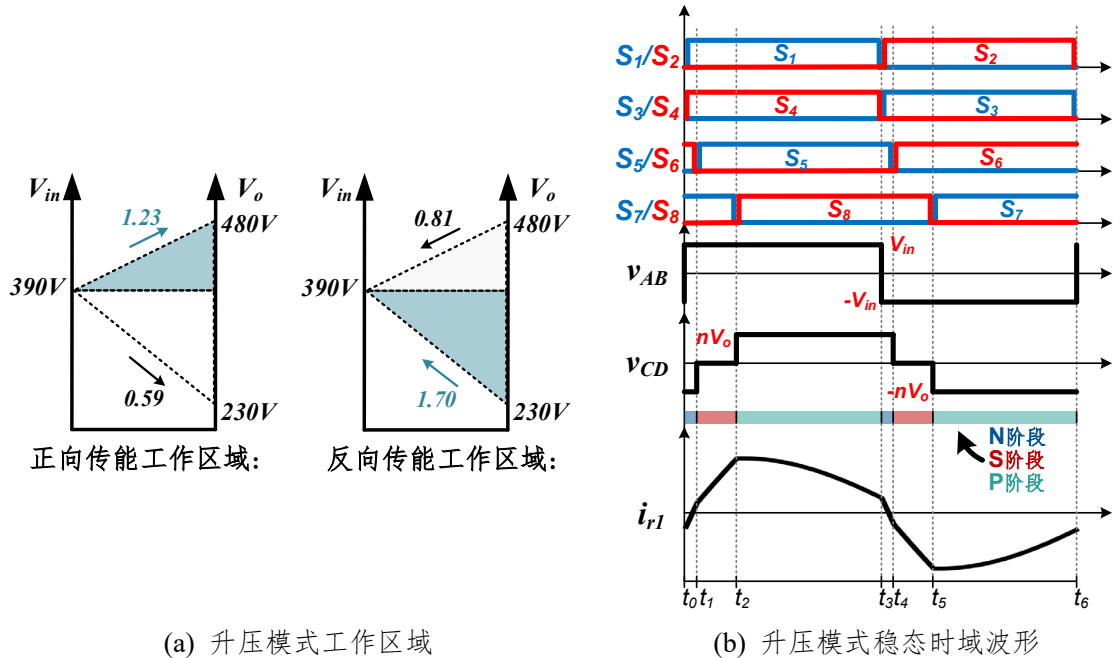


图 2-8 多移相控制 CLLC 变换器升压模式稳态时域波形

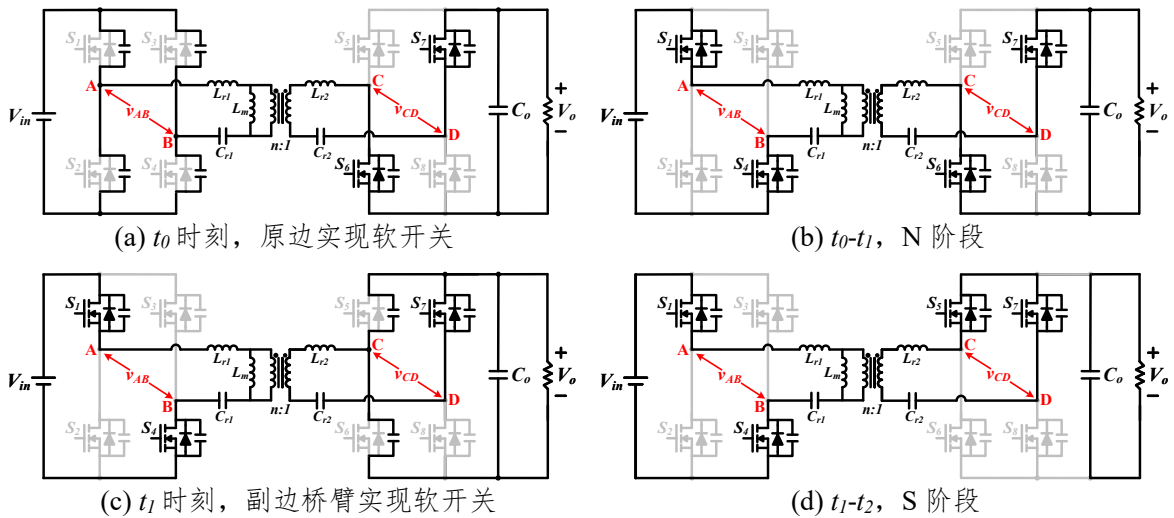
**$t_0-t_1$  (N 阶段):**  $t_0$  时刻，原边开关管  $S_1$  和  $S_4$  开通， $S_2$  和  $S_3$  关断。由于此时谐振腔电流为负，该感性电流在死区时间内对  $S_1$  和  $S_4$  的寄生输出电容  $C_{oss}$  进行放电，从而实现零电压开通 (ZVS)。在此阶段， $S_1$ 、 $S_4$  与副边开关管  $S_6$ 、 $S_7$  导通，谐振腔原、副边

电压激励分别为  $V_{in}$  和  $-V_o$ 。变换器处于 N 工作阶段，谐振电流以较高的斜率快速上升。这个阶段体现为原副边的循环能量，从损耗的角度看，在能实现软开关的前提下，这个阶段最小化有利于总损耗的降低。

**$t_1$ - $t_2$  (S 阶段):**  $t_1$  时刻，副边开关管  $S_5$  开通， $S_6$  关断。此时谐振电流为正，该电流对  $S_5$  的输出电容放电，同时对  $S_6$  的输出电容充电，实现了  $S_5$  的 ZVS 开通。在此期间，原边  $S_1$  和  $S_4$  导通，提供  $V_{in}$  电压激励；副边  $S_5$  和  $S_7$  导通，副边电流在桥臂内部续流，未向输出侧传输能量，导致谐振腔副边端口电压被钳位至零（短路状态）。因此，变换器处于 S 阶段，受原边电压  $V_{in}$  激励，谐振电流继续上升。

**$t_2$ - $t_3$  (P 阶段):**  $t_2$  时刻， $S_7$  关断， $S_8$  开通。正向谐振电流分别对  $S_7$  和  $S_8$  的输出电容进行充、放电，实现  $S_8$  的 ZVS 开通。值得注意的是， $t_2$  时刻谐振电流处于峰值附近，充放电过程比其他开关节点更快。在死区时间内，当  $S_8$  的漏源电压降至零后，电流先经体二极管续流，直至驱动信号到来后流经沟道。由于关断电流较大， $S_7$  的关断损耗在所有开关管中最高，导致其热应力较大。针对这一热分布不均问题，可通过副边移相桥臂切换算法予以解决，具体细节将在后续控制算法章节中详细阐述。在  $t_2$ - $t_3$  时段内， $S_1$ 、 $S_4$  与  $S_5$ 、 $S_8$  导通，原副边电压激励分别为  $V_{in}$  和  $V_o$ ，变换器处于 P 模式。由于处于升压工况且初始电流较大，谐振电流缓慢下降。此阶段能量持续从原边传递至副边，是系统效率较高的工作区间。

**$t_3$ - $t_6$  (对称半周期):** 基于全桥电路的对称性， $t_3$ - $t_6$  时段的驱动信号与电流波形与前半周期 ( $t_0$ - $t_3$ ) 对称。所有开关管均能实现软开关操作，且除  $t_5$  时刻外，其他时刻的关断电流均较小。该半周期的工作模态同样由 N、S、P 三个阶段构成。



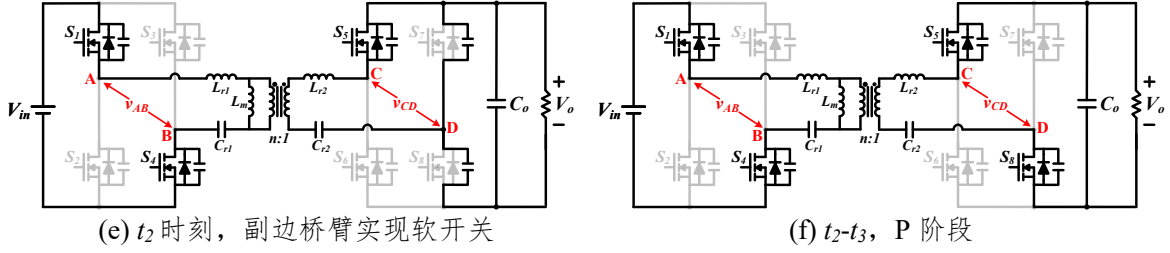


圖 2-9 多移相 CLLC 變換器升壓模式的半周期工作模式

**副邊移相橋臂交替切換損耗均衡：**

在圖 2-6 的變換器拓撲中，定義副邊開管  $S_5/S_6$  所在橋臂為超前臂、 $S_7/S_8$  所在橋臂為滯後臂。如圖 2-8 所示，在多移相控制升壓模式下，雖然所有開管均實現了 ZVS 開通，但滯後臂開管的關斷電流明顯高於超前臂，因此具有更大的關斷損耗，由此會導致副邊橋臂器件損耗的分布不均，帶來熱應力的問題影響散熱和器件可靠性。

為了均衡器件的損耗，如圖 2-10 所示，本文採用了移相橋臂低頻交替切換的方法，即通過較低頻率交替切換超前和滯後橋臂功能，實現器件損耗的均衡。在圖 2-10 中，在紫色區域進行超前/滯後橋臂切換，開管  $S_7/S_8$  由大電流關斷變為小電流關斷，開管  $S_5/S_6$  由小電流關斷變為大電流關斷，通過不斷地低頻切換可以平衡副邊開管  $S_{5-8}$  的關斷損耗。同時，在切換過程中各個開管的導通電流有效值並沒有發生變化，因此並不影響導通損耗的分布，導通損耗依舊平衡。

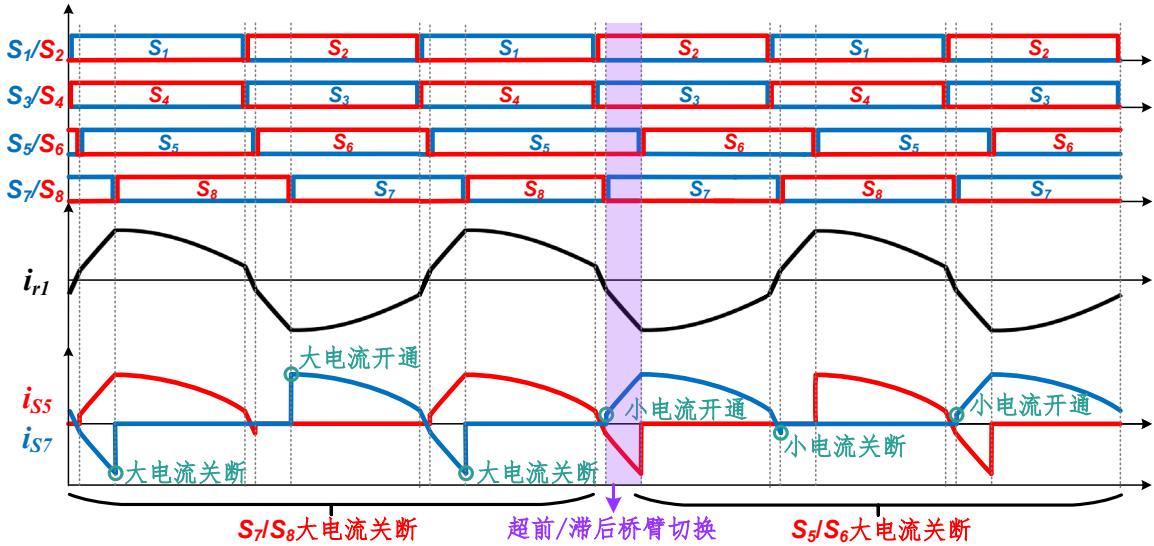


圖 2-10 超前/滯後橋臂低頻切換示意圖

移相橋臂交替切換損耗均衡方法具體的實現與數字控制密切相關，為保障該算法在多移相策略下平穩運行並達到預期的熱均衡效果，需要對 PWM 寄存器的更新時序及橋臂切換頻率進行約束。具體的數字控制實現將在第 4 章 4.2 節進一步詳細分析。

## (2) 等压模式工作模态分析

当变换器输入输出电压接近时，多移相 CLLC 变换器仅采用原副边外移相角配合频率调节来实现功率控制。如图 2-11 所示，此时谐振腔的时域波形简化为由 N 阶段和 P 阶段构成。图 2-12 展示了等压模式时的工作模态，详细分析如下：

**$t_0-t_1$  (N 阶段):**  $t_0$  时刻,  $S_1$  和  $S_4$  导通,  $S_2$  和  $S_3$  关断。负向谐振电流抽取  $S_1$  和  $S_4$  输出电容上的电荷, 实现其 ZVS 开通。在此期间, 谐振腔原副边的激励电压分别为  $V_{in}$  和  $-V_o$ , 系统处于 N 阶段, 谐振电流快速上升。至  $t_1$  时刻, 电流幅值达到能够实现副边开关管软开关所需的最小电流值。这个阶段主要是通过原副边的循环能量实现软开关。

**$t_1-t_2$  (P 阶段):**  $t_1$  时刻, 副边开关管由  $S_6$ 、 $S_7$  导通切换为  $S_5$ 、 $S_8$  导通。与升压模式不同, 等压模式下副边四个开关管同时进行状态切换, 因此  $t_1$  时刻所需的最小切换电流相对较大。在此阶段, 原边  $S_1$ 、 $S_4$  与副边  $S_5$ 、 $S_8$  导通, 原副边激励分别为  $V_{in}$  和  $V_o$ , 变换器进入 P 阶段。对于等压模式, 虽然  $t_1$  和  $t_2$  时刻的电流绝对值较小, 但通过调节开关频率可改变 P 阶段的谐振过程: 频率越接近谐振频率, P 阶段谐振作用越显著, 输出功率随之增大。此外, 在 P 阶段能量单向传输, 且该阶段在等压模式中占比较大。因此, 等压模式下的开关电流应力和导通损耗均处于较低水平。

**$t_2-t_4$  (对称半周期):**  $t_2-t_4$  时段的工作状态与  $t_0-t_2$  类似, 由对称的 N 阶段和 P 阶段构成。在此期间, 亦可实现所有开关管的零电压开通及低电流关断。

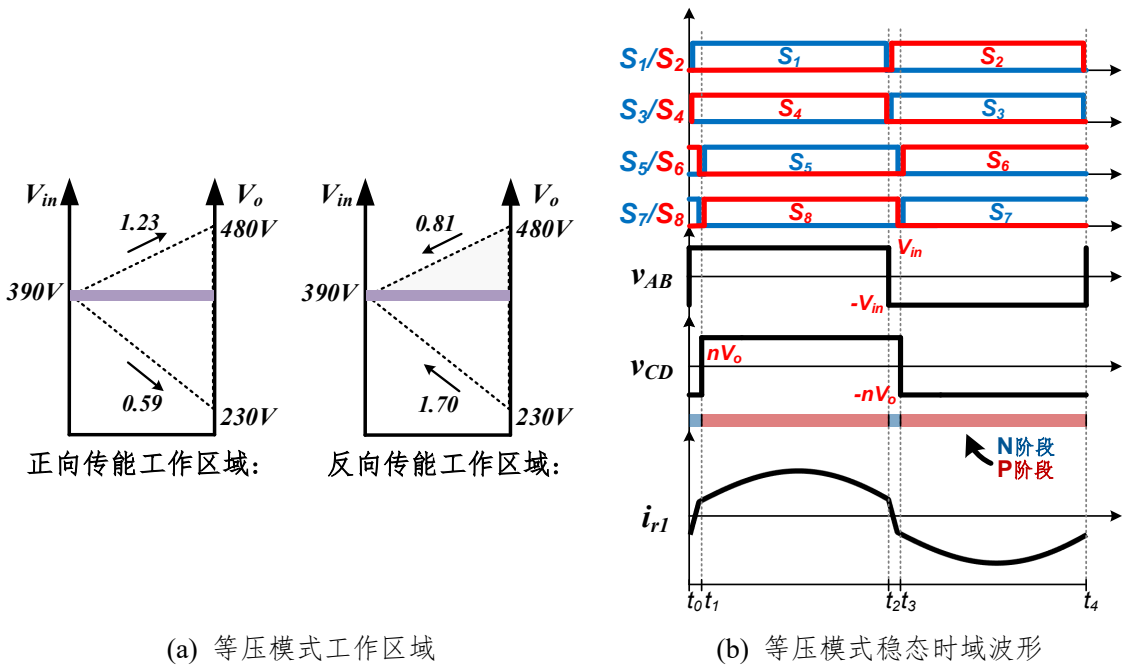


图 2-11 多移相控制 CLLC 变换器等压模式稳态时域波形

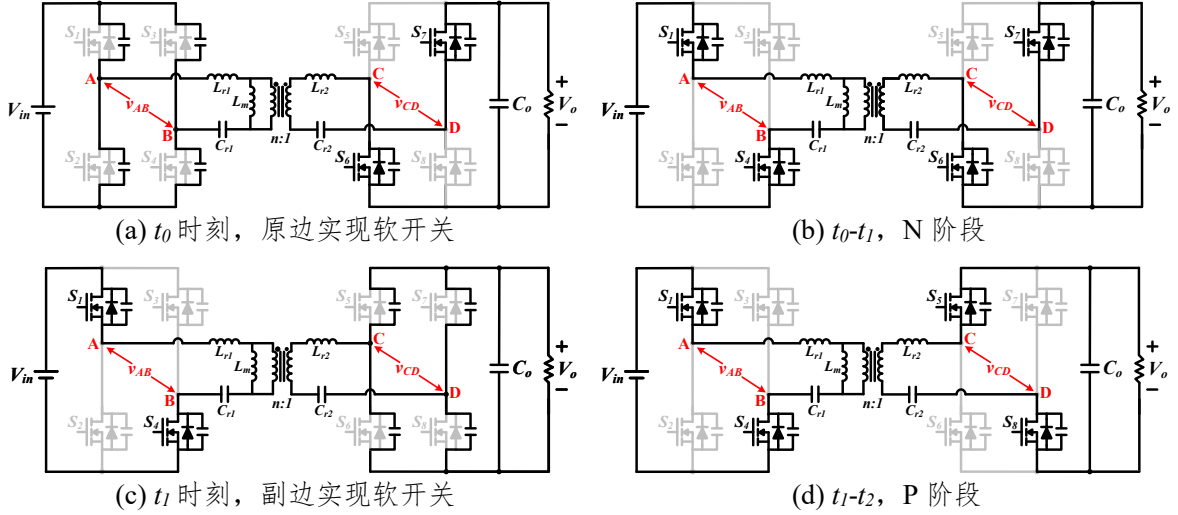


图 2-12 多移相 CLLC 变换器等压模式的半周期工作模式

### (3) 降压模式工作模式分析

在降压工作模式 ( $V_{in} > nV_o$ ) 下, 多移相 CLLC 变换器引入原边内移相角以抑制循环能量。通过协同控制原边内移相角、外移相角及开关频率, 实现对输出电压和功率的调节。如图 2-13 所示, 此时谐振腔时域波形主要包含 N 阶段、P 阶段和 S 阶段。图 2-14 所示为多移相 CLLC 变换器降压工作时的的工作模式分解。

**$t_0-t_1$  (N 阶段):**  $t_0$  时刻,  $S_4$  导通,  $S_3$  关断。利用谐振腔内的负向电流对  $S_4$  输出电容  $C_{oss}$  放电, 实现  $S_4$  的 ZVS 开通。与前述模式类似, 此时的原副边电压激励分别为  $V_{in}$  和  $-V_o$ , 谐振电流呈快速上升趋势。

**$t_1-t_2$  (P 阶段):**  $t_1$  时刻, 副边  $S_6$ 、 $S_7$  关断,  $S_5$ 、 $S_8$  开通。副边谐振电感电流对  $S_5$  和  $S_8$  的输出电容放电, 确保其 ZVS 开通。此时原副边激励电压变为  $V_{in}$  和  $V_o$ , 系统处于 P 工作模式。由于  $V_{in} > V_o$  (降压工况), 谐振电流在此过程中持续上升。

**$t_2-t_3$  (S 阶段):**  $t_2$  时刻, 原边  $S_2$  开通,  $S_1$  关断。谐振电流对  $S_2$  输出电容放电, 实现其 ZVS 开通。在此阶段, 谐振腔原副边电压激励分别为 0 和  $V_o$  (原边短路), 系统进入 S 阶段。受此影响, 谐振电流开始下降, 直至  $t_3$  时刻电流降至满足  $S_3$  实现 ZVS 所需的最小电流值, 标志着 S 阶段结束。

**$t_3-t_6$  (对称半周期):**  $t_3-t_6$  时段的工作状态与  $t_0-t_3$  类似, 由 N 阶段、P 阶段和 S 阶段构成。所有开关管均能实现软开关、开关管  $S_1$  和  $S_2$  为大电流关断, 其余开关管均为小电流关断。

降压模式下, 超前臂  $S_1/S_2$  和滞后臂  $S_3/S_4$  同样也存在关断电流差异较大的情况, 可采用类似于升压模式的方法交替切换移相桥臂以平衡器件损耗, 此处不在赘述。

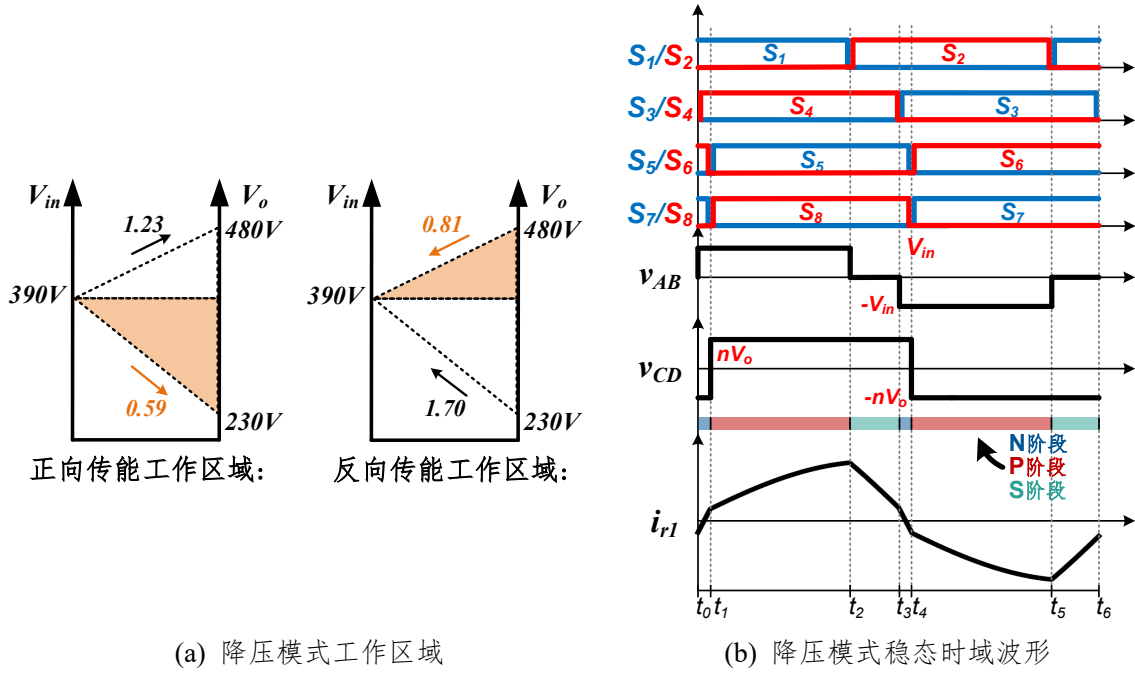


图 2-13 多移相控制 CLLC 变换器降压模式稳态时域波形

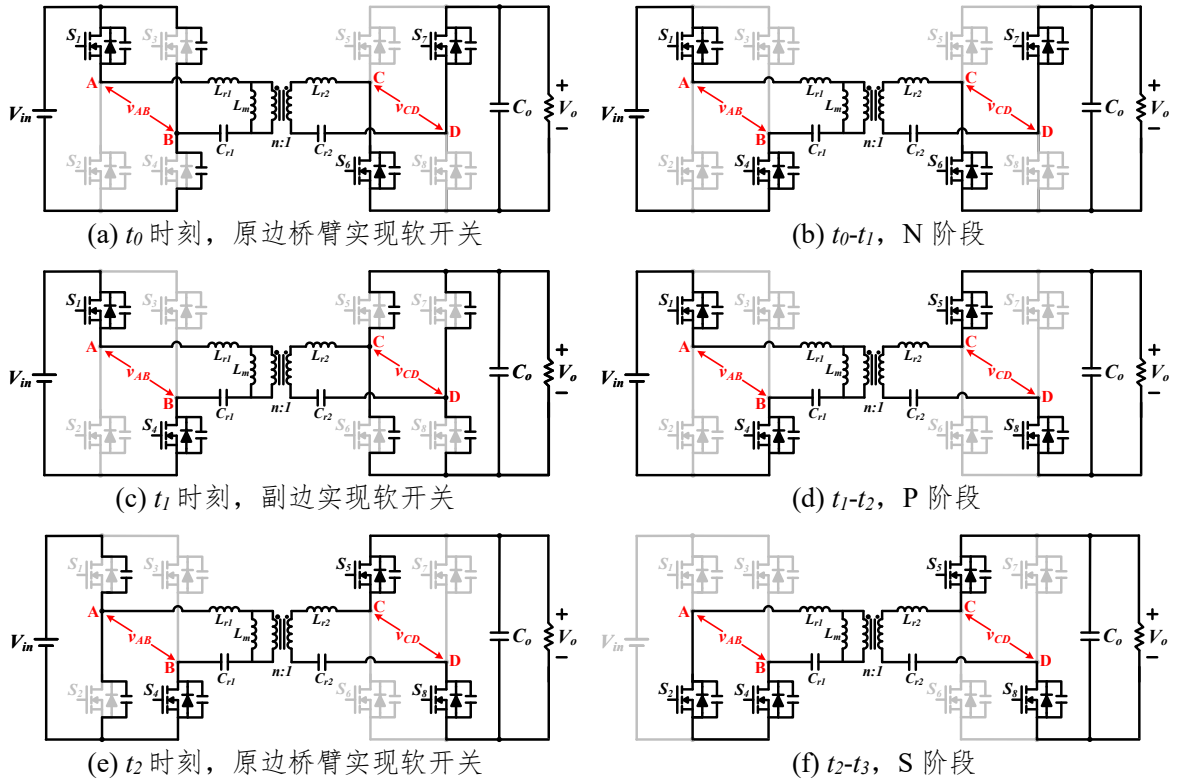


图 2-14 多移相 CLLC 变换器降压模式的半周期工作模式

针对 CLLC 变换器的移相控制, 现有研究多局限于定频移相<sup>[83][86]</sup>。在此类方案中, 移相控制往往作为拓宽电压增益边界的辅助手段 (例如在降压工况下引入原边内移相以实现深度降压)。然而, 定频移相在系统电流应力抑制与全局效率提升方面存在固有的性能限制。

本文的控制策略将开关频率作为独立的控制维度融入多重移相，得到变频多移相的复合控制架构。一方面，频率与移相角的协同调控可更高效地抑制谐振腔电流应力，即无功循环能量；另一方面，更多维度的控制使得系统能够依托损耗模型，进一步优化整机损耗。

## 2.3 多移相 CLLC 移相角定义及 ZVS 条件推导

### (1) 多移相 CLLC 移相角的定义和换算

图 2-15 展示了各移相角与开关管驱动时序的对应关系。如图 2-15(a)所示，理论分析中通常采用原边内移相角 $\alpha_p$ 、副边内移相角 $\alpha_s$ 以及外移相角 $\beta$ 作为控制变量。

在数字控制器的工程实现中，直接配置各桥臂驱动信号的相对相位更符合寄存器的设置逻辑。因此，本文采用“桥臂间移相”进行移相角设计：将变换器划分为原边桥臂 1、原边桥臂 2、副边桥臂 1 及副边桥臂 2。以原边桥臂 1 为基准，其余三个桥臂的相对移相角分别定义为 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 。其与理论移相角（ $\alpha_p, \alpha_s, \beta$ ）的换算关系如式(2-2)所示。通过该变换，计算所得的移相角可直接用于控制器 PWM 寄存器的设置。

$$\begin{cases} \theta_1 = 2\alpha_p \\ \theta_2 = \alpha_p + \beta - \alpha_s \\ \theta_3 = \alpha_p + \beta + \alpha_s \end{cases} \quad (2-2)$$

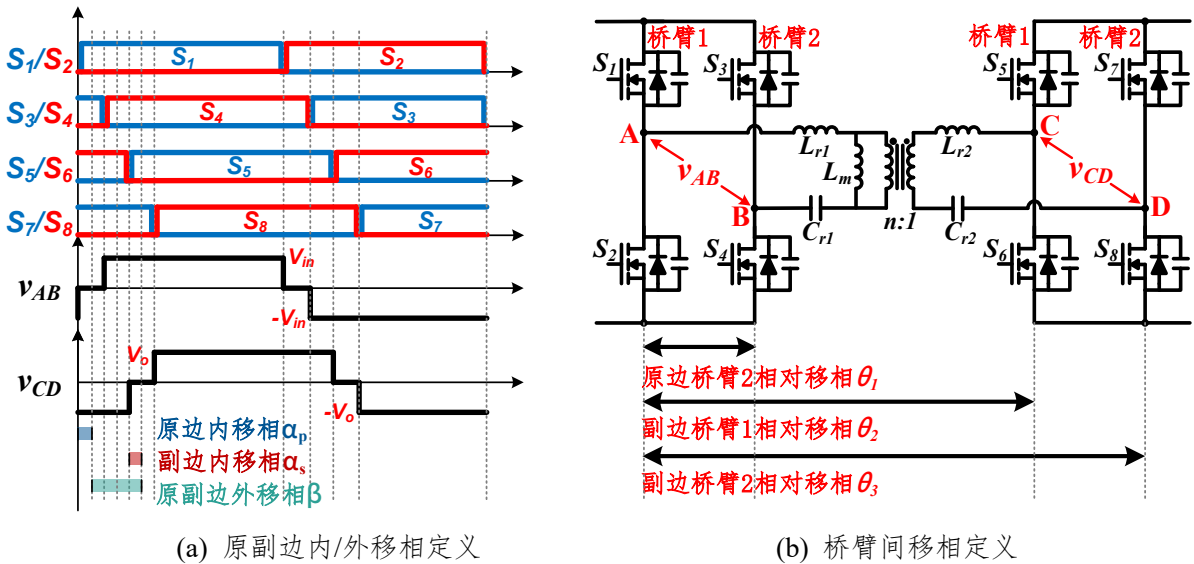


图 2-15 多移相 CLLC 变换器的移相角定义示意图

### (2) 多移相 CLLC 软开关约束条件

实现零电压开通 ZVS 是降低开关应力、保障系统高效率运行的关键前提。ZVS 的本质在于，在开通驱动信号到来之前的死区时间内，必须确保流经开关管的电流呈感

性（即流过对应开关管体二极管的导通方向），且具有足够的幅值，以便将开关管寄生输出电容  $C_{oss}$  上的电荷完全抽走。

在多移相控制策略中，变换器在不同增益工况下参与动作的开关管切换位置、切换顺序及数量均不相同，这导致 ZVS 的实现条件也随工况动态变化。图 2-16 展示了升压模式下的开关管切换示意图，在时域波形中共存在 6 处开关管切换时刻。

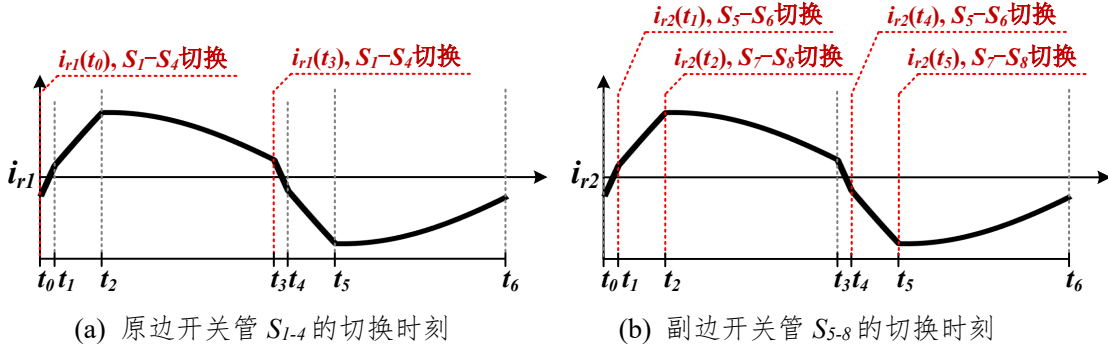


图 2-16 多移相 CLLC 升压模式下开关管切换示意图

如图 2-17 所示，为多移相 CLLC 变换器升压工况下原边开关管  $S_{1-4}$  在死区时间内实现零电压开通 ZVS 的暂态过程（对应图 2-16 的  $t_0$  时刻）。在这个暂态过程中，为了实现原边四个开关管的 ZVS，谐振腔原边谐振电感  $L_{r1}$  上的电流需要对原边四个开关管的寄生电容充放电，原边开关管  $S_1$  和  $S_4$  的输出电容电压需要从  $V_{in}$  降低到 0，而开关管  $S_2$  和  $S_3$  的输出电容电压需要从 0 升高到  $V_{in}$ 。

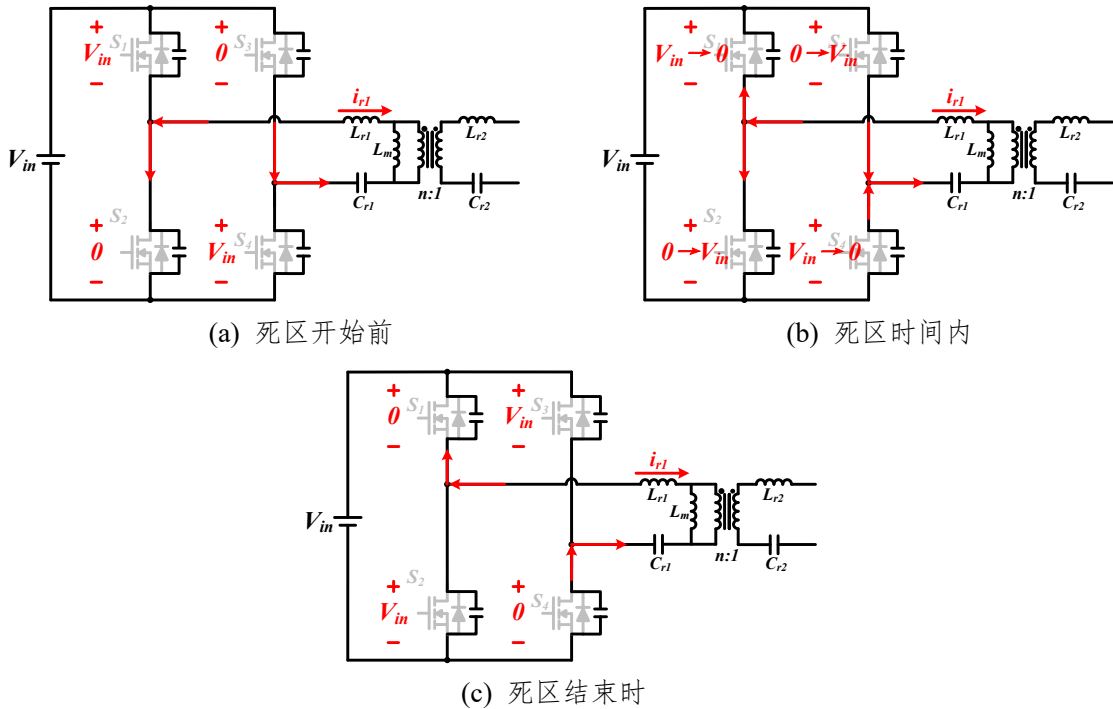


图 2-17 升压模式原边开关管 ZVS 暂态过程示意图

从能量角度，可以得到升压模式时原边开关管在 $t_0$ 时刻的软开关条件为：

$$\frac{1}{2}L_{r1}i_{r1}^2(t_0) \geq \frac{1}{2}4C_{oss}V_{in}^2 \quad (2-3)$$

式(2-3)化简后即可得到软开关条件对开关节点电流 $i_{r1}(t_0)$ 的约束，如式(2-4)所示，式中出现负号是因为规定的电感电流正方向和实现该工况 ZVS 的电流方向相反。

$$i_{r1}(t_0) \leq -\frac{V_{in}}{\sqrt{L_{r1}/4C_{oss}}} \quad (2-4)$$

遵循上述方法，可依次推导出图 2-16 中升压模式全周期内 6 个换流时刻的 ZVS 临界电流约束。为降低复杂度，结合升压模式下的稳态时域波形可知，谐振腔电流满足严格的半周期对称性，如式(2-5)所示。因此，全周期的 ZVS 判定可等效简化为对前半周期内三个换流时刻（ $t_0$ 、 $t_1$ 和 $t_2$ ）的电流约束。

$$i_{r1}(t_0) = -i_{r1}(t_3), i_{r2}(t_1) = -i_{r2}(t_4), i_{r2}(t_2) = -i_{r2}(t_5) \quad (2-5)$$

在多移相升压模式下，副边谐振电流 $i_{r2}$ 在 $t_2$ 时刻的电流恒大于 $t_1$ 时刻（如式(2-6)所示）。考虑到这两个时刻参与换流的功率器件数量完全相同（均为 2 个开关管），因此只要 $t_1$ 时刻的电流幅值满足 ZVS 的临界要求， $t_2$ 时刻的 ZVS 条件便自然成立。因此，可进一步简化并得到升压模式下最终的软开关电流约束如式(2-7)所示。

$$i_{r2}(t_2) > i_{r2}(t_1) \quad (2-6)$$

$$i_{r1}(t_0) \leq -\frac{V_{in}}{\sqrt{L_{r1}/4C_{oss}}}, i_{r2}(t_1) \geq \frac{V_o}{\sqrt{L_{r2}/2C_{oss}}} \quad (2-7)$$

使用同样方法，可以求得等压和降压模式下，多移相 CLLC 的软开关电流约束分别如式(2-8)和式(2-9)所示：

$$i_{r1}(t_0) \leq -\frac{V_{in}}{\sqrt{L_{r1}/4C_{oss}}}, i_{r2}(t_1) \geq \frac{V_o}{\sqrt{L_{r2}/4C_{oss}}} \quad (2-8)$$

$$i_{r1}(t_0) \leq -\frac{V_{in}}{\sqrt{L_{r1}/2C_{oss}}}, i_{r2}(t_1) \geq \frac{V_o}{\sqrt{L_{r2}/4C_{oss}}} \quad (2-9)$$

值得注意的是，理论判据在实际应用中需进行修正，出于以下两个原因：

- 1) 功率开关管的输出电容  $C_{oss}$  随着漏源极电压  $V_{ds}$  变化非线性变化，且不同开关管输出电容存在参数差异。
- 2) 实际系统还需考虑参数容差、控制分辨率以及切载等动态瞬变过程。

因此，工程设计中设定的开关电流值通常需高于理论最小值，以预留充足的设计裕量。综合上述分析，本文最终选取了 1.5 倍的理论最小切换电流值。

## 2.4 多移相 CLLC 的损耗模型和时域建模

多移相 CLLC 变换器的核心设计目标是在满足宽压调控与全负载运行指标的前提下,实现整机的效率最优,这使得损耗评估成为参数设计的重要依据。然而,多移相策略引入多个控制自由度,导致满足同一稳态增益的控制变量组合呈现多解性。此外,传统基波近似法(FHA)存在固有的模型误差,使其难以支撑控制参数的精细化寻优。

为解决上述问题,本节构建了控制参数寻优方法,使用多移相控制稳态时域模型作为系统运行的电气约束,并以损耗模型作为参数寻优的目标函数,进而求解出理论损耗最优的控制参数组合。

### 2.4.1 多移相 CLLC 电路的损耗模型

为了根据损耗寻优进行参数设计,首先需要搭建多移相 CLLC 变换器的损耗模型。变换器的总损耗主要由功率开关管导通损耗、开关损耗、驱动损耗以及磁性元件损耗四部分构成。

#### (1) 开关器件导通损耗

在多移相 CLLC 谐振变换器中,除死区时间外任意时刻原边与副边全桥均各有两个开关管处于导通状态。在本论文中原副边所选用的开关管型号相同,故假设其通态电阻参数一致。

在死区时间内,电流会短暂流经开关管的体二极管或对输出电容充放电。由于死区时间产生的损耗占比较低,为简化计算,本文忽略死区时间对导通损耗的影响,开关管导通损耗可由式(2-10)计算:

$$P_{cond} = 2I_{Lr1}^2 R_{dson} k_T + 2I_{Lr2}^2 R_{dson} k_T \quad (2-10)$$

其中,  $i_{RMS,Lr1}$  和  $i_{RMS,Lr2}$  分别表示谐振腔原边与副边谐振电感电流的有效值,其具体计算表达式如式(2-11)所示,式中  $i_{r1}$  和  $i_{r2}$  分别为多移相 CLLC 原/副边谐振电感电流,具体由后续时域模型给出。 $k_T$  为开关管通态电阻的温度系数,该系数可依据数据手册中通态电阻随结温变化的曲线确定。

$$I_{Lr1} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{r1}^2 dt}, \quad I_{Lr2} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{r2}^2 dt} \quad (2-11)$$

#### (2) 开关器件开关损耗

开关管的开关损耗由开通损耗与关断损耗两部分构成。由于多移相控制能够实现

全工况范围内所有开关管的零电压开通，故仅需对关断损耗进行分析。

本论文采用硅基超级结 MOSFET 作为功率开关器件。如图 2-18 所示为开关管的关断暂态过程，在开关管的关断过程中，漏源电压  $v_{DS}$  与漏极电流  $i_D$  存在交叠区域产生关断损耗。

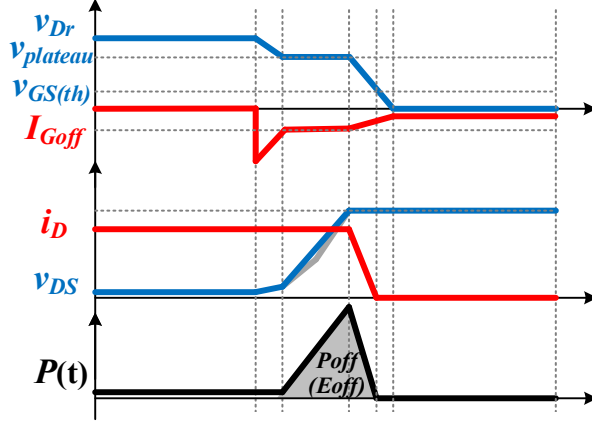


图 2-18 功率 MOSFET 关断暂态过程示意图

由于开关管在关断暂态下的电压电流特性呈现高度非线性，精确的解析求解较难。为此，本文引入文献[78]提出的简化计算方法，关断损耗表达式如式(2-12)所示：

$$P_{off} = \frac{1}{2} i_{off} v_{dc} t_{off} f_s \quad (2-12)$$

式(2-12)中， $i_{off}$  为开关管关断电流； $v_{dc}$  为关断稳态后的漏源电压（对于原边开关管， $v_{dc}$  等于输入电压  $V_{in}$ ；对于副边开关管， $v_{dc}$  等于输出电压  $V_o$ ）； $t_{off}$  为关断持续时间，其计算公式如式(2-13)所示。在式(2-13)中， $Q_{GD}$  为栅漏电荷（米勒电荷）， $V_{GS,plateau}$  为米勒平台电压，上述参数均可从器件数据手册中获取； $R_{G,eq}$  为等效栅极关断电阻，由外部驱动电阻与器件内部寄生栅极电阻共同构成。

$$t_{off} = Q_{GD} \frac{R_{G,eq}}{V_{GS,plateau}} \quad (2-13)$$

以多移相 CLLC 升压模式为例，该模式下共存在 3 个关断电流节点，其对应的关断损耗表达式如下式(2-14)所示，等压模式和降压模式的关断损耗也可按相同方法求出。

$$P_{off} = 4 \frac{|i_{r1}(t_0)| V_{in} t_{off} f_s}{2} + 2 \frac{|i_{r2}(t_1)| V_o t_{off} f_s}{2} + 2 \frac{|i_{r2}(t_2)| V_o t_{off} f_s}{2} \quad (2-14)$$

### (3) 开关器件驱动损耗

开关器件的驱动损耗可通过式(2-15)计算得到，其中  $V_g$  和  $Q_g$  分别为驱动电压幅值和开关管的栅极驱动电荷。由于本文多移相控制的整体开关频率并不高（满载时开关频

率在 55kHz 左右), 因此在重载下驱动损耗在总损耗中的占比较小。

$$P_{drive} = 8f_s V_g Q_g \quad (2-15)$$

#### (4) 变压器损耗与电感损耗

变压器与谐振电感等磁性元件的损耗主要由绕组铜损 (Copper Loss) 和磁芯损耗 (Core Loss) 构成。

对于绕组铜损, 其本质是电流流经线圈电阻产生的热损耗。由于变换器工作于高频状态, 趋肤效应和邻近效应不可忽略, 因此为获得更精确的铜损值须基于高频交流电阻  $R_{ac}$  而非单纯的直流电阻  $R_{dc}$  进行计算。线圈的直流电阻可根据导线材料电阻率及几何尺寸直接求得; 而  $n$  次谐波频率下交流电阻与直流电阻的比值系数 ( $F_R = R_{ac}/R_{dc}$ ) 则可依据 Dowell 方程<sup>[79][80]</sup>估算, 如式(2-16)所示。式中,  $p$  代表绕组层数或匝数,  $X$  为导体厚度与该频率下趋肤深度的比值。

$$F_R(X) = X \frac{\sinh 2X + 2\sin 2X}{\cosh 2X - 2\cos 2X} + 2X \frac{p^2 - 1}{3} \frac{\sinh X - 2\sin X}{\cosh X + 2\cos X} \quad (2-16)$$

进而, 结合电流有效值, 可利用式(2-17)计算得到磁性元件的铜损。

$$P_{winding} = R_{winding, DC} \sum_{n=0}^{20} F_R(n) I_{winding}^2 \quad (2-17)$$

对于磁芯损耗, 本文采用改进的斯坦梅茨方程进行估算, 如式(2-18)所示。式中的相关系数取决于磁芯材料特性。在实际电路运行过程中, 将实时开关频率和峰值磁感应强度代入该式, 即可求得磁性元件的磁芯损耗。

$$P_{core} = V_e \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \quad (2-18)$$

至此, 本节完成了多移相 CLLC 谐振变换器的损耗建模工作, 构建该损耗模型的主要目的, 是将其作为优化目标函数, 进而对多移相控制参数进行寻优。

#### 2.4.2 升压模式下 CLLC 电路的时域模型

本节针对多移相 CLLC 变换器在升压模式工作时开展时域分析, 通过建立状态方程求解各工作模态下的时域表达式, 利用状态变量解耦、时域拼接和损耗寻优获得完整的增益特性和时域波形结果, 进而指导后续章节的参数设计。不失一般性, 在推导过程中, 谐振腔原副边谐振电感/电容可独立取值, 如式(2-19)所示。因此本文模型适用于原/副边参数不一致的非对称参数场合, 具有更好的通用性。

$$\begin{cases} L_{r1} \neq L'_{r2} = n^2 L_{r2} \\ C_{r1} \neq C'_{r2} = C_{r2}/n^2 \end{cases} \quad (2-19)$$

### (1) 諧振腔電壓激勵與狀態方程

圖 2-19 展示了多移相 CLLC 變換器處於升壓工作模式下時域波形和諧振腔電壓激勵的對應關係，本文將諧振腔兩端的電壓激勵等效為兩個方波激勵源  $v_{pri}$  和  $v_{sec}$ 。觀察時域波形，可以進一步將升壓模式下的諧振腔激勵分為 N、S 和 P 三個階段。

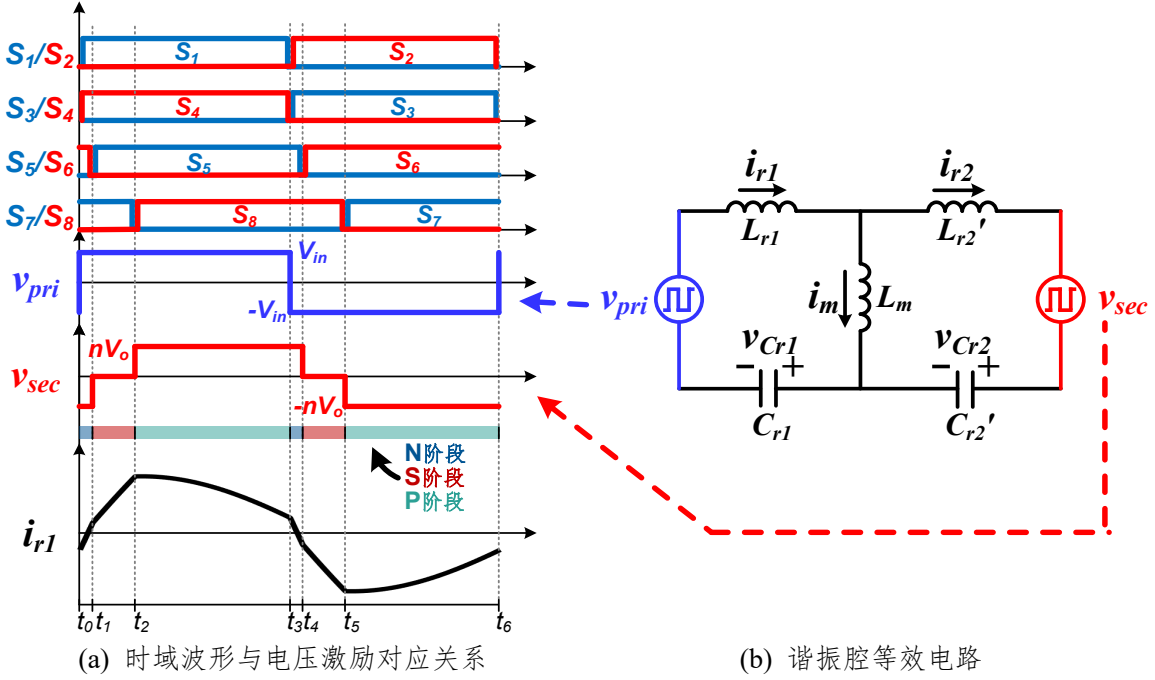


圖 2-19 升壓模式時多移相 CLLC 諧振腔電壓激勵示意圖

在升壓模式的半個開關週期內，可以列寫出諧振腔電壓激勵的分段函數：

$$\begin{cases} v_{pri}(t) = V_{in} \\ v_{sec}(t) = \begin{cases} -nV_o, & 0 \leq t < t_1 (N \text{ stage}) \\ 0, & t_1 \leq t < t_2 (S \text{ stage}) \\ nV_o, & t_2 \leq t < t_3 (P \text{ stage}) \end{cases} \end{cases} \quad (2-20)$$

在變換器工作過程中，存在五個諧振元件共同參與諧振，依據圖 2-19(b)的諧振腔等效電路和基爾霍夫定律，可列寫出這三個階段諧振腔的統一狀態方程為式(2-21)。

$$\begin{cases} v_{pri} = L_{r1} \frac{di_{r1}}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} + v_{Cr1} \\ i_{r1} = C_{r1} \frac{dv_{Cr1}}{dt} \\ v_{sec} = -L'_{r2} \frac{di_{r2}}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} - v_{Cr2} \\ i_{r2} = C'_{r2} \frac{dv_{Cr2}}{dt} \end{cases} \quad (2-21)$$

在式(2-21)中,使用原副边谐振腔电流之差代替励磁电感电流( $i_m = i_{r1} - i_{r2}$ ),可以将状态变量简化为四个,并求得四个状态变量的标准微分方程:

$$\begin{cases} \frac{dv_{Cr1}}{dt} = \frac{1}{C_{r1}} i_{r1} \\ \frac{dv_{Cr2}}{dt} = \frac{1}{C_{r2}'} i_{r2} \\ \frac{di_{r1}}{dt} = -\frac{L_{r2}' + L_m}{\Gamma} v_{Cr1} - \frac{L_m}{\Gamma} v_{Cr2} + \frac{L_{r2}' + L_m}{\Gamma} v_{pri} - \frac{L_m}{\Gamma} v_{sec} \\ \frac{di_{r2}}{dt} = -\frac{L_m}{\Gamma} v_{Cr1} - \frac{L_{r1} + L_m}{\Gamma} v_{Cr2} + \frac{L_m}{\Gamma} v_{pri} - \frac{L_{r1} + L_m}{\Gamma} v_{sec} \end{cases} \quad (2-22)$$

其中,  $\Gamma$ 为包含谐振腔三个电感参数的表达式:

$$\Gamma = L_{r1}L_{r2}' + L_{r1}L_m + L_{r2}'L_m \quad (2-23)$$

由式(2-22)可知, CLLC 变换器谐振腔的状态方程模型由四个相互耦合的一阶微分方程构成。现有时域求解方法多直接对该耦合方程组求解,数值计算复杂度较高。

## (2) 状态方程解耦计算

在理想的对称参数 CLLC 谐振腔中,由于原/副边物理参数折算后一致,可直接通过状态变量的简单加减(如引入组合变量 $i_{r1} + i_{r2}$ 和 $v_{Cr1} + v_{Cr2}$ )来实现系统状态方程的解耦<sup>[63]</sup>。这种线性的代换方式能够将原本复杂的高阶耦合系统,解耦拆解为仅受单一谐振频率支配的独立微分方程,从而显著简化对变换器频率特性的分析过程。

针对本文所研究的非对称参数 CLLC 谐振腔,原副边参数不同导致上述简单的加减解耦法不再适用。为降低时域求解的数学复杂度,本文借鉴了对称解耦的核心思想,引入电容换算比 $h = C_{r2}'/C_{r1}$ ,利用数学线性变换方法重新定义了四个新的组合状态变量 $i_{Ls}, i_{Ld}, v_{Cs}, v_{Cd}$ ,如式(2-24)所示。 $i_{Ls}, v_{Cs}$ 分别表征原副边谐振电感电流/电容电压之和, $i_{Ld}, v_{Cd}$ 分别表征原副边谐振电感电流/电容电压之差。鉴于非对称参数下代换系数的求解过程较为冗长,为保障正文推导逻辑的连贯性与紧凑性,关于式(2-24)中各解耦系数的数学推导过程详录于本文附录 A 中。

$$\begin{cases} i_{Ls} = \mathbf{a}_s i_{r1} + i_{r2} & \text{其中, } \mathbf{a}_s = h\mathbf{e}_s \\ i_{Ld} = \mathbf{a}_d i_{r1} - i_{r2} & \text{其中, } \mathbf{a}_d = h\mathbf{e}_d \\ v_{Cs} = \mathbf{e}_s v_{Cr1} + v_{Cr2} & \text{其中, } \mathbf{e}_s = (hL_{r2}' - L_{r1} + (h-1)L_m \\ & + \sqrt{(L_{r1} - hL_{r2}' + L_m - hL_m)^2 + 4hL_m^2})/2hL_m \\ v_{Cd} = \mathbf{e}_d v_{Cr1} - v_{Cr2} & \text{其中, } \mathbf{e}_d = (-hL_{r2}' + L_{r1} - (h-1)L_m \\ & + \sqrt{(L_{r1} - hL_{r2}' + L_m - hL_m)^2 + 4hL_m^2})/2hL_m \end{cases} \quad (2-24)$$

式(2-24)中的四个变换系数 $\mathbf{a}_s, \mathbf{a}_d, \mathbf{e}_s, \mathbf{e}_d$ 是为了解耦状态方程计算出来的系数,由于

本文考虑的是非对称 CLLC 参数谐振腔，因此较为复杂，但上述四个变换系数均为常量。对于对称参数 CLLC 谐振腔， $\mathbf{a}_s=\mathbf{a}_d=\mathbf{e}_s=\mathbf{e}_d=1$ 。

上述线性变换可以将原四阶耦合系统解耦为两个独立的二阶子系统，降低了后续数学推导的难度。基于新定义的变量，可得到解耦后的 CLLC 谐振腔状态方程：

$$\begin{cases} \frac{dv_{Cs}}{dt} = \frac{1}{C_s} i_{Ls} \\ \frac{di_{Ls}}{dt} = -\frac{1}{L_s} v_{Cs} + \frac{a_s L'_{r2} + (1+a_s)L_m}{\Gamma} v_{pri} - \frac{L_{r1} + (1+a_s)L_m}{\Gamma} v_{sec} \end{cases} \quad (2-25)$$

$$\begin{cases} \frac{dv_{Cd}}{dt} = \frac{1}{C_d} i_{Ld} \\ \frac{di_{Ld}}{dt} = -\frac{1}{L_d} v_{Cd} + \frac{a_d L'_{r2} - (1-a_d)L_m}{\Gamma} v_{pri} + \frac{L_{r1} + (1-a_d)L_m}{\Gamma} v_{sec} \end{cases} \quad (2-26)$$

$L_s, L_d, C_s, C_d$  分别代表解耦后对应的等效谐振电感与谐振电容，其实际表达式如下：

$$\begin{cases} L_s = \frac{\Gamma}{a_s L_m + L_{r1} + L_m} \\ L_d = -\frac{\Gamma}{a_d L_m - L_{r1} - L_m} \\ C_s = C_d = C'_{r2} \end{cases} \quad (2-27)$$

定义解耦后的等效谐振角频率  $\omega_s, \omega_d$ ，以及对应的特征阻抗  $Z_s, Z_d$ ，如式(2-28)所示。其中， $\omega_s$  作为系统的主导谐振频率，决定了时域波形的主要振荡特征。此外，为精简表达式，定义等效谐振腔端电压转换系数  $a_{s,v1}, a_{s,v2}, a_{d,v1}, a_{d,v2}$ ，如式(2-29)所示。

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}, & \omega_d = \frac{1}{\sqrt{L_d C_d}} \\ Z_s = \sqrt{L_s / C_s}, & Z_d = \sqrt{L_d / C_d} \end{cases} \quad (2-28)$$

$$\begin{cases} a_{s,v1} = L_s \frac{a_s L'_{r2} + (1+a_s)L_m}{\Gamma}, & a_{s,v2} = -L_s \frac{L_{r1} + (1+a_s)L_m}{\Gamma} \\ a_{d,v1} = L_d \frac{a_d L'_{r2} - (1-a_d)L_m}{\Gamma}, & a_{d,v2} = L_d \frac{L_{r1} + (1-a_d)L_m}{\Gamma} \end{cases} \quad (2-29)$$

经过前述的状态变量解耦变换，实现了 CLLC 谐振腔状态方程的解耦。在电路拓扑层面，CLLC 谐振腔的等效谐振网络结构也得到了解耦简化，经过简化后的谐振腔如图 2-20 所示。

谐振腔经过解耦简化后，原本由五个元件构成的耦合谐振网络，被转化为两个相互独立的二阶谐振回路。这一变换降低了模型分析与数值计算的复杂度，而且能够更直观地解析 CLLC 变换器的谐振机理。

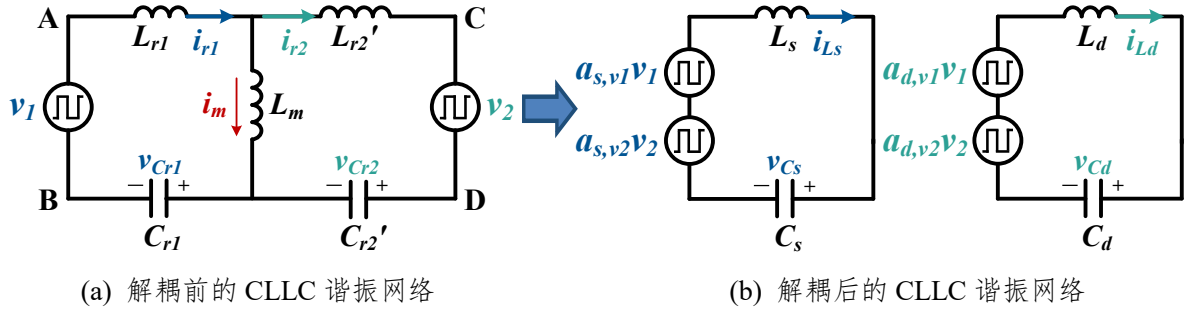


图 2-20 状态变量解耦变换对谐振腔网络的影响

利用求解二阶微分方程的方法可直接求得解耦后新状态变量的通解表达式：

$$\begin{cases} v_{Cs} = \alpha_1 \sin \omega_s t + \alpha_2 \cos \omega_s t + a_{s,v1} v_{pri} + a_{s,v2} v_{sec} \\ i_{Ls} = \frac{\alpha_1}{Z_s} \cos \omega_s t - \frac{\alpha_2}{Z_s} \sin \omega_s t \end{cases} \quad (2-30)$$

$$\begin{cases} v_{Cd} = \alpha_3 \sin \omega_d t + \alpha_4 \cos \omega_d t + a_{d,v1} v_{pri} + a_{d,v2} v_{sec} \\ i_{Ld} = \frac{\alpha_3}{Z_d} \cos \omega_d t - \frac{\alpha_4}{Z_d} \sin \omega_d t \end{cases} \quad (2-31)$$

利用式(2-24)的反计算，可得到实际谐振腔原/副边谐振电感电流 $i_{r1}$ 、 $i_{r2}$ 和实际谐振腔原/副边谐振电容电压 $v_{Cr1}$ 、 $v_{Cr2}$ 的表达式，如式(2-32)所示。该表达式揭示了时域波形的形成机理，即 CLLC 变换器的运行状态是由两个固有谐振频率（ $\omega_s$ 和 $\omega_d$ ）以及谐振腔两端的激励电压共同决定的。 $\omega_s$ 和 $\omega_d$ 取决于谐振腔的参数配置，共同控制波形的振荡频率，而激励电压则通过特定的转换系数对电容电压波形产生影响。

$$\begin{cases} i_{r1} = ((\alpha_1 \cos \omega_s t - \alpha_2 \sin \omega_s t)/Z_s + (\alpha_3 \cos \omega_d t - \alpha_4 \sin \omega_d t)/Z_d) / (a_s + a_d) \\ i_{r2} = ((a_d \alpha_1 \cos \omega_s t - a_d \alpha_2 \sin \omega_s t)/Z_s - (a_s \alpha_3 \cos \omega_d t - a_s \alpha_4 \sin \omega_d t)/Z_d) / (a_s + a_d) \\ v_{Cr1} = (\alpha_1 \sin \omega_s t + \alpha_2 \cos \omega_s t + \alpha_3 \sin \omega_d t + \alpha_4 \cos \omega_d t + a_{s,v1} v_{pri} + a_{s,v2} v_{sec} + a_{d,v1} v_{pri} + a_{d,v2} v_{sec}) / (e_s + e_d) \\ v_{Cr2} = (e_d (\alpha_1 \sin \omega_s t + \alpha_2 \cos \omega_s t + a_{s,v1} v_{pri} + a_{s,v2} v_{sec}) - e_s (\alpha_3 \sin \omega_d t + \alpha_4 \cos \omega_d t + a_{d,v1} v_{pri} + a_{d,v2} v_{sec})) / (e_s + e_d) \end{cases} \quad (2-32)$$

在式(2-32)中，仅有 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 为待定系数，其余参数均为已知量。求解出不同工况下这四个系数的值，即可确定完整的时域模型与时域波形。

### (3) 升压模式时域模型的求解

如图 2-19 所示，多移相 CLLC 变换器升压模式由 N 阶段、S 阶段和 P 阶段构成，根据式(2-32)可知，对于确定的谐振腔参数和输入输出电压，每个阶段的时域方程均包含 4 个待定系数（设定 N 阶段的四个待定系数为 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 、S 阶段的四个待定系数为 $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$ 、P 阶段的四个待定系数为 $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ ），还有三个工作阶段切换的时间

量 $t_1$ 、 $t_2$ 和 $t_3$ ，因此共具有 15 个待求参数。

如对这 15 个待求参数进行直接数值求解，迭代计算较为复杂。针对上述问题，本文使用了一种降维求解策略，通过引入时序约束与边界条件，推导并提取出部分待定参数的解析解，从而可以大幅减少需依赖数值迭代求解参数的个数，进而降低数值迭代的复杂度。

对于谐振变换器的稳态时域波形，需要满足时域波形在一个开关周期内三个工作阶段之间的连续性和对称性条件，分别对应式(2-33)和式(2-34)，共得到 12 个约束条件：

$$\begin{cases} i_{r1,N}(t_1) = i_{r1,S}(t_1) & i_{r2,N}(t_1) = i_{r2,S}(t_1) \\ v_{Cr1,N}(t_1) = v_{Cr1,S}(t_1) & v_{Cr2,N}(t_1) = v_{Cr2,S}(t_1) \\ i_{r1,S}(t_2) = i_{r1,P}(t_2) & i_{r2,S}(t_2) = i_{r2,P}(t_2) \\ v_{Cr1,S}(t_2) = v_{Cr1,P}(t_2) & v_{Cr2,S}(t_2) = v_{Cr2,P}(t_2) \end{cases} \quad (2-33)$$

$$\begin{cases} i_{r1,N}(t_0) = -i_{r1,P}(t_3) & i_{r2,N}(t_0) = -i_{r2,P}(t_3) \\ v_{Cr1,N}(t_0) = -v_{Cr1,P}(t_3) & v_{Cr2,N}(t_0) = -v_{Cr2,P}(t_3) \end{cases} \quad (2-34)$$

将式(2-32)代入到约束条件，可以将约束条件写成矩阵形式：

$$\mathbf{M}_1 \cdot \mathbf{X}_1 = \mathbf{C}_1 \quad (2-35)$$

在式(2-35)中，矩阵 $\mathbf{X}_1$ 表示待求的 12 个待求未知系数矩阵，矩阵 $\mathbf{C}_1$ 代表了与待求未知系数耦合的常数项，如下式所示：

$$\mathbf{X}_1 = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3 \ \alpha_4 \ \beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3 \ \beta_4 \ \gamma_1 \ \gamma_2 \ \gamma_3 \ \gamma_4]^T \quad (2-36)$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & n \frac{a_{s,v2}V_o + a_{d,v2}V_o}{e_s + e_d} & n \frac{e_d a_{s,v2}V_o - e_s a_{d,v2}V_o}{e_s + e_d} \\ 0 & 0 & n \frac{a_{s,v2}V_o + a_{d,v2}V_o}{e_s + e_d} & n \frac{e_d a_{s,v2}V_o - e_s a_{d,v2}V_o}{e_s + e_d} \\ 0 & 0 & -2 \frac{a_{s,v1}V_{in} + a_{d,v2}V_{in}}{e_s + e_d} & -2 \frac{e_d a_{s,v1}V_{in} - e_s a_{d,v1}V_{in}}{e_s + e_d} \end{bmatrix}^T \quad (2-37)$$

系数矩阵 $\mathbf{M}_1$ 为  $12 \times 12$  方阵，其元素主要由谐振角频率( $\omega_s$ ,  $\omega_d$ )及各开关模态持续时间( $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ )构成。鉴于该矩阵阶数较高且元素表达式较为复杂，此处仅列出其第一行行向量 $\mathbf{M}_{1(1,:)}$ ，完整的 $\mathbf{M}_1$ 矩阵表达式详录于附录 B 中。

$$\mathbf{M}_{1(1,:)} = \begin{bmatrix} \frac{\cos\omega_s t_1}{Z_s} & \frac{-\sin\omega_s t_1}{Z_s} & \frac{\cos\omega_d t_1}{Z_d} & \frac{-\sin\omega_d t_1}{Z_d} & \frac{-\cos\omega_s t_1}{Z_s} \\ \frac{\sin\omega_s t_1}{Z_s} & \frac{-\cos\omega_d t_1}{Z_d} & \frac{\sin\omega_d t_1}{Z_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} / (a_s + a_d) \quad (2-38)$$

通过对矩阵 $\mathbf{M}_1$ 进行求逆运算，即可推导出未知系数矩阵 $\mathbf{X}_1$ 中各元素的解析表达式：

$$\mathbf{X}_1 = \mathbf{M}_1^{-1} \cdot \mathbf{C}_1 \quad (2-39)$$

根据式(2-39)可直接得到 N 阶段待定系数  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 、S 阶段待定系数  $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$  和 P 阶段待定系数为  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$  的解析表达式, 其中  $t_1, t_2$  和  $t_3$  作为参数。对于给定的输入输出电压和功率, 只需要知道 N、S、P 三个阶段各自的持续时间, 根据式(2-32)即可确定变换器的时域波形和增益特性。

为求解三个状态切换时刻 ( $t_1, t_2, t_3$ ), 结合图 2-19 所示的时域波形, 首先引入系统稳态运行的功率守恒条件作为约束:

$$\frac{P_o}{V_o} = \frac{n}{t_3} \int_0^{t_3} i_{r2}(t) dt \quad (2-40)$$

仅凭借单一的功率守恒方程不足以确定  $t_1, t_2$  和  $t_3$  三个待求量, 系统仍剩余两个未定的自由度。为此, 可以进一步引入 2.3 节推导的多移相 CLLC 软开关边界条件作为约束, 如式(2-41)所示:

$$i_{r1}(t_0) \leq -\frac{V_{in}}{\sqrt{L_{r1}/4C_{oss}}}, i_{r2}(t_1) \geq \frac{V_o}{\sqrt{L_{r2}/2C_{oss}}} \quad (2-41)$$

式(2-41)所界定的软开关条件为不等式约束, 这导致满足该约束的控制参数组合呈现多解性。若强制设定所有开关管均以最小开关电流动作, 虽可求得唯一解并使开关电流应力较小, 但该结果并不等效于整机总损耗最优的控制参数。鉴于此, 本文将进一步将综合损耗模型作为目标函数来数值寻优求取控制参数。

在上述约束的基础上, 以整机总损耗 (即导通损耗、关断损耗、驱动损耗、绕组铜损及磁芯损耗之和,  $P_{cond} + P_{off} + P_{drive} + P_{winding} + P_{core}$ ) 最小化为优化目标函数, 使用 MATLAB 调用 fmincon 非线性规划求解器进行多变量数值寻优, 最终可计算得到全局效率最优工况下的状态切换时刻。

基于上述求解, 升压模式下系统的时域波形可以确定下来。结合图 2-15 中对各桥臂移相角的定义, 可通过上述三个状态切换时刻直接映射推导出升压模式下的控制变量 (即三个独立移相角  $\theta_1, \theta_2, \theta_3$  和开关频率  $f_s$ ), 升压模式下控制变量的数学转换关系如式(2-42)所示:

$$\begin{cases} \theta_1 = 0 \\ \theta_2 = \frac{t_1}{2t_3} \\ \theta_3 = \frac{t_2}{2t_3} \\ f_s = \frac{1}{2t_3} \end{cases} \quad (2-42)$$

至此，本节完成了多移相 CLLC 变换器在升压模式下的时域建模。通过引入状态方程解耦策略、时域波形拼接和基于损耗最优的数值寻优，成功将原强耦合的微分方程，解耦简化为只有三个待定系数的数值计算，时域模型参数求解的对应关系总结在表 2-1。该方法由于没有做简化近似，可以实现较高的精度。

表 2-1 升压模式时域模型求解对应关系总结表

| 需求解时域模型参数                                         | 参数数目 | 约束条件                         | 求解方式                |
|---------------------------------------------------|------|------------------------------|---------------------|
| N 阶段波形系数 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ | 12   | 对称性/连续性约束<br>(式(2-33)(2-34)) | 矩阵解析求解<br>(式(2-39)) |
| S 阶段波形系数 $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$     |      |                              |                     |
| P 阶段波形系数 $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ |      |                              |                     |
| (对应矩阵 $\boldsymbol{X}_1$ , 即式(2-36))              |      |                              |                     |
|                                                   |      | 功率守恒条件<br>(式(2-40))          |                     |
| 三个工作阶段切换时间<br>$t_1, t_2, t_3$                     | 3    | 软开关约束<br>(式(2-41))           | 数值求解                |
|                                                   |      | 损耗数值寻优                       |                     |

### 2.4.3 等压模式下 CLLC 电路的时域模型

当多移相 CLLC 变换器运行于等压模式时，其时域波形可视为升压模式的特例。此时，短路阶段（S 阶段）的持续时间退化为零，开关周期精简为仅由 N 阶段与 P 阶段交替构成。图 2-21 直观展示了该模式下谐振腔端口电压激励与稳态时域波形的映射关系。得益于工作模态的简化，系统时域模型中的待定参数数目相应缩减，降低了后续时域模型的求解复杂度。

根据图 2-21 所示的谐振腔电压激励波形，在等压模式下，谐振腔端口的电压激励分段函数如式(2-43)所示：

$$\begin{cases} v_{pri}(t) = V_{in} \\ v_{sec}(t) = \begin{cases} -nV_o, & 0 \leq t < t_1(N \text{ stage}) \\ nV_o, & t_1 \leq t < t_2(P \text{ stage}) \end{cases} \end{cases} \quad (2-43)$$

根据式(2-32)的谐振腔状态方程可知，与升压模式相同，等压模式下的每个工作阶段的时域方程均包含 4 个待定系数。具体而言，设定 N 阶段待求波形系数为 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ ，P 阶段待求波形系数为 $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$ 。此外，还需求解两个工作阶段的切换时刻 $t_1, t_2$ ，因此等压模式下多移相 CLLC 时域模型共计存在 10 个待求参数。

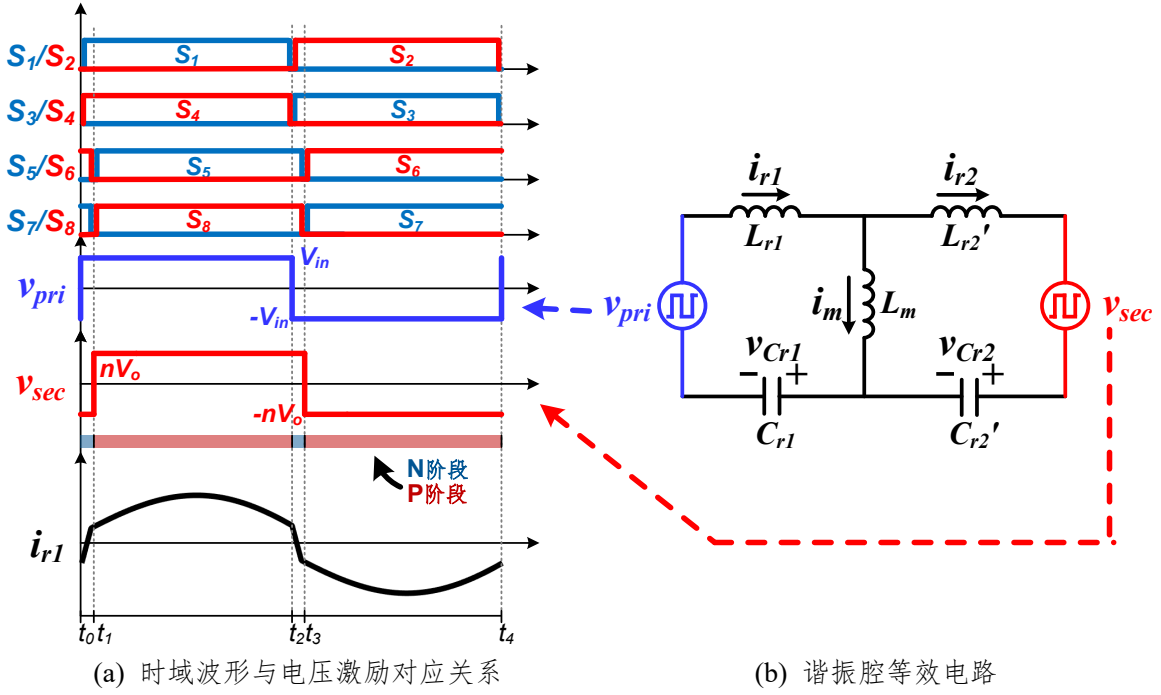


图 2-21 等压模式时多移相 CLLC 谐振腔电压激励示意图

基于稳态工作条件，时域波形必须满足开关周期内的连续性与半周期对称性，由此可推导出等压模式下的 8 个边界约束条件：

$$\begin{cases} i_{r1,N}(t_1) = i_{r1,P}(t_1) & i_{r2,N}(t_1) = i_{r2,P}(t_1) \\ v_{Cr1,N}(t_1) = v_{Cr1,P}(t_1) & v_{Cr2,N}(t_1) = v_{Cr2,P}(t_1) \end{cases} \quad (2-44)$$

$$\begin{cases} i_{r1,N}(t_0) = -i_{r1,P}(t_2) & i_{r2,N}(t_0) = -i_{r2,P}(t_2) \\ v_{Cr1,N}(t_0) = -v_{Cr1,P}(t_2) & v_{Cr2,N}(t_0) = -v_{Cr2,P}(t_2) \end{cases} \quad (2-45)$$

为便于计算机求解计算，约束条件可写成矩阵形式：

$$\mathbf{M}_2 \cdot \mathbf{X}_2 = \mathbf{C}_2 \quad (2-46)$$

在上式中，矩阵  $\mathbf{X}_2$  为包含 8 个未知系数的待求矩阵，矩阵  $\mathbf{C}_2$  为与待求系数关联的常数矩阵，分别为式(2-47)和(2-48)。 $\mathbf{M}_2$  为系数矩阵，鉴于该矩阵阶数较高且元素表达式较为复杂，完整的  $\mathbf{M}_2$  矩阵详录于附录 B，在此处仅列出  $\mathbf{M}_2$  的第一行如式(2-49)所示。

$$\mathbf{X}_2 = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3 \ \alpha_4 \ \beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3 \ \beta_4]^T \quad (2-47)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2n \frac{a_{s,v2}V_o + a_{d,v2}V_o}{e_s + e_d} & 2n \frac{e_d a_{s,v2}V_o - e_s a_{d,v2}V_o}{e_s + e_d} \\ 0 & 0 & -2 \frac{a_{s,v1}V_{in} + a_{d,v1}V_{in}}{e_s + e_d} & -2 \frac{e_d a_{s,v1}V_{in} - e_s a_{d,v1}V_{in}}{e_s + e_d} \end{bmatrix}^T \quad (2-48)$$

$$\mathbf{M}_{2(1,:)} = \begin{bmatrix} \frac{\cos\omega_s t_1}{Z_s} & \frac{-\sin\omega_s t_1}{Z_s} & \frac{\cos\omega_d t_1}{Z_d} & \frac{-\sin\omega_d t_1}{Z_d} & \frac{-\cos\omega_s t_1}{Z_s} \\ \frac{\sin\omega_s t_1}{Z_s} & \frac{-\cos\omega_d t_1}{Z_d} & \frac{\sin\omega_d t_1}{Z_d} & & \end{bmatrix} / (a_s + a_d) \quad (2-49)$$

对式(2-46)中的系数矩阵求逆,即可解得待求波形系数矩阵 $\mathbf{X}_2$ :

$$\mathbf{X}_2 = \mathbf{M}_2^{-1} \cdot \mathbf{C}_2 \quad (2-50)$$

通过上述运算, N 阶段与 P 阶段的时域波形系数得以确定。为完成等压模式下整个时域模型的求解,还需确定工作阶段切换时刻 $t_1, t_2$ 。与升压模式相同,可以引入变换器的功率守恒条件以及软开关边界约束来求解工作阶段切换时刻,对应的约束条件分别如式(2-51)和(2-52)所示。

$$\frac{P_o}{V_o} = \frac{n}{t_3} \int_0^{t_3} i_{r2}(t) dt \quad (2-51)$$

$$i_{r1}(t_0) \leq -\frac{V_{in}}{\sqrt{L_{r1}/4C_{oss}}}, i_{r2}(t_1) \geq \frac{V_o}{\sqrt{L_{r2}/4C_{oss}}} \quad (2-52)$$

基于上述约束条件进行损耗寻优数值求解,可以求得等压工作模式下的所有待定参数,等压模式下变换器最终控制变量(移相角 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 和开关频率 $f_s$ )和时域模型求解参数的转换关系如式(2-53)所示:

$$\begin{cases} \theta_1 = 0 \\ \theta_2 = \theta_3 = \frac{t_1}{2t_2} \\ f_s = \frac{1}{2t_2} \end{cases} \quad (2-53)$$

等压模式相比升压模式在时域模型参数数目及求解复杂度上存在一定差异,等压模式下的时域模型求解对应关系总结于表 2-2 中。

表 2-2 等压模式时域模型求解对应关系总结表

| 需求解时域模型参数                                                                                                                              | 参数数目 | 约束条件                                                | 求解方式                |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|-----------------------------------------------------|---------------------|
| N 阶段波形系数 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$<br>P 阶段波形系数 $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$<br>(对应矩阵 $\mathbf{X}_2$ , 即式(2-47)) | 8    | 对称性/连续性约束<br>(式(2-44)(2-45))                        | 矩阵解析求解<br>(式(2-50)) |
| 两个工作阶段切换时间<br>$t_1, t_2$                                                                                                               | 2    | 功率守恒条件<br>(式(2-51))<br>软开关约束<br>(式(2-52))<br>损耗数值寻优 | 数值求解                |

#### 2.4.4 降压模式下 CLLC 电路的时域模型

当多移相 CLLC 变换器工作于降压工况时,其电压激励与时域波形的对应关系如

图 2-22 所示。降压模式下变换器半个开关周期的激励波形分为 N 阶段、P 阶段和 S 阶段三个部分。

同理，可列写出降压模式半个开关周期内谐振腔电压激励的分段函数：

$$\begin{cases} v_{pri}(t) = \begin{cases} V_{in}, & 0 \leq t < t_2(N/P \text{ stage}) \\ 0, & t_2 \leq t < t_3(S \text{ stage}) \end{cases} \\ v_{sec}(t) = \begin{cases} -nV_o, & 0 \leq t < t_1(N \text{ stage}) \\ nV_o, & t_1 \leq t < t_3(P/S \text{ stage}) \end{cases} \end{cases} \quad (2-54)$$

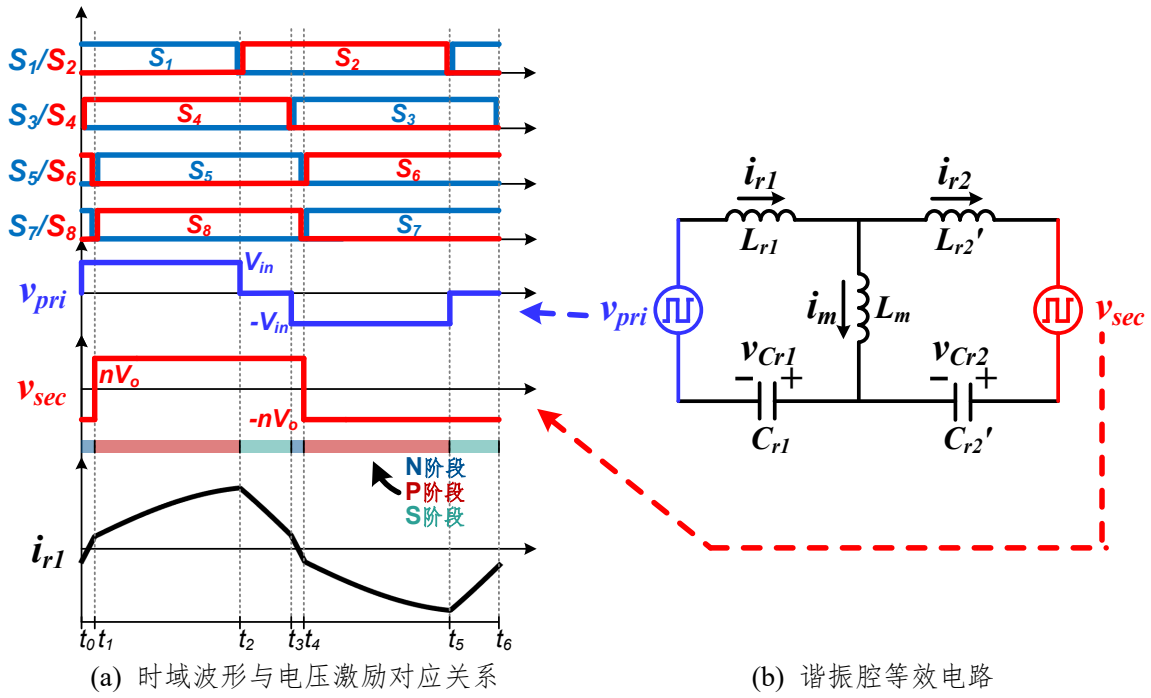


图 2-22 降压模式时多移相 CLLC 谐振腔电压激励示意图

降压模式下谐振腔两端存在稳定的电压激励，其状态方程的推导过程也与升压模式一致。降压模式共包含三个工作阶段，此时 N 阶段、P 阶段与 S 阶段各存在 4 个待定波形系数（分别记为  $\alpha_{1-4}, \beta_{1-4}, \gamma_{1-4}$ ），结合三个阶段的切换时刻  $t_1, t_2, t_3$ ，系统共计具有 15 个待求参数。

根据时域状态变量（谐振电流与谐振电容电压）的连续性条件与半周期对称性条件，可针对降压模式列出如下 12 个边界约束方程：

$$\begin{cases} i_{r1,N}(t_1) = i_{r1,P}(t_1) & i_{r2,N}(t_1) = i_{r2,P}(t_1) \\ v_{Cr1,N}(t_1) = v_{Cr1,P}(t_1) & v_{Cr2,N}(t_1) = v_{Cr2,P}(t_1) \\ i_{r1,P}(t_2) = i_{r1,S}(t_2) & i_{r2,P}(t_2) = i_{r2,S}(t_2) \\ v_{Cr1,P}(t_2) = v_{Cr1,S}(t_2) & v_{Cr2,P}(t_2) = v_{Cr2,S}(t_2) \end{cases} \quad (2-55)$$

$$\begin{cases} i_{r1,N}(t_0) = -i_{r1,S}(t_3) & i_{r2,N}(t_0) = -i_{r2,S}(t_3) \\ v_{Cr1,N}(t_0) = -v_{Cr1,S}(t_3) & v_{Cr2,N}(t_0) = -v_{Cr2,S}(t_3) \end{cases} \quad (2-56)$$

将上述约束条件统一整理为矩阵形式：

$$\mathbf{M}_3 \cdot \mathbf{X}_3 = \mathbf{C}_3 \quad (2-57)$$

在式(2-57)中，12 个待求波形系数的矩阵  $\mathbf{X}_3$  和常参数矩阵  $\mathbf{C}_3$  对应式(2-58)和(2-59)。矩阵  $\mathbf{M}_3$  中的各个元素由谐振角频率 ( $\omega_s, \omega_d$ ) 以及各工作阶段切换时间 ( $t_1, t_2, t_3$ ) 组成。矩阵  $\mathbf{M}_3$  的求取过程和前文升压模式的矩阵  $\mathbf{M}_1$  相同，同样地，鉴于该矩阵的完整展开式较为繁杂，此处仅展示第一行如式(2-60)所示，完整矩阵详录于附录 B。

$$\mathbf{X}_3 = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3 \ \alpha_4 \ \beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3 \ \beta_4 \ \gamma_1 \ \gamma_2 \ \gamma_3 \ \gamma_4]^T \quad (2-58)$$

$$\mathbf{C}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2n \frac{a_{s,v2}V_o + a_{d,v2}V_o}{e_s + e_d} & 2n \frac{e_d a_{s,v2}V_o - e_s a_{d,v2}V_o}{e_s + e_d} \\ 0 & 0 & -\frac{a_{s,v1}V_{in} + a_{d,v1}V_{in}}{e_s + e_d} & -\frac{e_d a_{s,v1}V_{in} - e_s a_{d,v1}V_{in}}{e_s + e_d} \\ 0 & 0 & -\frac{a_{s,v1}V_{in} + a_{d,v1}V_{in}}{e_s + e_d} & -\frac{e_d a_{s,v1}V_{in} - e_s a_{d,v1}V_{in}}{e_s + e_d} \end{bmatrix}^T \quad (2-59)$$

$$\mathbf{M}_{3(1,:)} = \begin{bmatrix} \frac{\cos\omega_s t_1}{Z_s} & \frac{-\sin\omega_s t_1}{Z_s} & \frac{\cos\omega_d t_1}{Z_d} & \frac{-\sin\omega_d t_1}{Z_d} & \frac{-\cos\omega_s t_1}{Z_s} \\ \frac{\sin\omega_s t_1}{Z_s} & \frac{-\cos\omega_d t_1}{Z_d} & \frac{\sin\omega_d t_1}{Z_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} / (a_s + a_d) \quad (2-60)$$

通过对矩阵  $\mathbf{M}_3$  求逆运算，可以直接求得待求波形系数矩阵  $\mathbf{X}_3$  的解析解，进而得到各个波形系数对应的表达式。

$$\mathbf{X}_3 = \mathbf{M}_3^{-1} \cdot \mathbf{C}_3 \quad (2-61)$$

为了确定三个工作阶段的切换时间  $t_1, t_2, t_3$ ，通过观察降压模式下的时域波形，和前文升压模式一致，进一步增加降压模式下的功率守恒条件和软开关条件约束：

$$\frac{P_o}{V_o} = \frac{n}{t_3} \int_0^{t_3} i_{r2}(t) dt \quad (2-62)$$

$$i_{r1}(t_0) \leq -\frac{V_{in}}{\sqrt{L_{r1}/2C_{oss}}}, i_{r2}(t_1) \geq \frac{V_o}{\sqrt{L_{r2}/4C_{oss}}} \quad (2-63)$$

综合功率守恒方程与 ZVS 软开关边界约束，并联立式(2-61)，依托 MATLAB 的 fmincon 非线性规划求解器进行多变量数值寻优，在给定的输入输出电气指标与电路参数下，可以寻优求得多移相 CLLC 变换器在降压工况对应的最后三个待定参数  $t_1, t_2, t_3$  的值，进而确定降压模式下系统的电流波形表达式和增益特性。

降压模式下变换器最终的控制变量（移相角  $\theta_1, \theta_2, \theta_3$  和开关频率  $f_s$ ）和已求解参数的转换关系如式(2-64)所示：

$$\begin{cases} \theta_1 = 0.5 - \frac{t_2}{2t_3} \\ \theta_2 = \theta_3 = 0.5 - \frac{t_2 - t_1}{2t_3} \\ f_s = \frac{1}{2t_3} \end{cases} \quad (2-64)$$

降压模式时域模型参数求解的对应关系总结在表 2-3 中。

表 2-3 降压模式时域模型求解对应关系总结表

| 需求解时域模型参数                                         | 参数数目 | 约束条件                         | 求解方式                |
|---------------------------------------------------|------|------------------------------|---------------------|
| N 阶段波形系数 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ | 12   | 对称性/连续性约束<br>(式(2-55)(2-56)) | 矩阵解析求解<br>(式(2-61)) |
| P 阶段波形系数 $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$     |      |                              |                     |
| S 阶段波形系数 $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ |      |                              |                     |
| (对应矩阵 $\mathbf{X}_3$ , 即式(2-58))                  |      |                              |                     |
| 三个工作阶段切换时间<br>$t_1, t_2, t_3$                     | 3    | 功率守恒条件<br>(式(2-62))          | 数值求解                |
|                                                   |      | 软开关约束<br>(式(2-63))           |                     |
|                                                   |      | 损耗数值寻优                       |                     |
|                                                   |      |                              |                     |

至此, 本节完成了多移相 CLLC 变换器在升压、等压、降压三种工况运行模式下的时域建模。在建模过程中, 通过对谐振腔解耦与时域波形拼接的数学推导得到了部分待求系数的解析表达式, 使用矩阵计算方式也更便于计算机求解。同时, 本节结合边界约束与损耗寻优算法, 得到了各工况下损耗最优的控制参数。

本节提出的时域建模与求解策略, 在给定谐振腔硬件参数的前提下, 可以求取特定输入输出工况下理论损耗最低的理想最优控制参数(对应三个移相角 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 与开关频率 $f_s$ )。然而, 在实际工程开发中, 硬件参数的选取与宽电压范围控制参数查找表的生成, 是一个多变量、多目标的迭代优化过程, 且需要在效率与控制复杂度之间进行工程折中。关于如何在此时域模型的基础上, 进一步开展硬件参数优化设计与工程化应用, 将在第3章进一步详细论述。

## 2.5 多移相 CLLC 时域模型精确性分析

为验证前文构建的多移相 CLLC 时域模型的有效性与精确性, 本节依托 Simulink 仿真平台, 开展时域模型与电路仿真的比对分析。

图 2-23 展示了本节时域模型精确性验证的流程原理。首先,本节验证所用谐振腔硬件参数详见表 3-2,该组硬件参数的详细设计过程将于后文 3.1 节阐述。随后,对于预期的稳态运行工况(输入/输出电压、目标功率),利用本文推导的时域解析模型求解出该工况下的控制变量组合(移相角 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 和开关频率 $f_s$ ),并据此绘制理论谐振电流数学计算波形。同时,将该组理论控制参数输入 Simulink 电路模型中进行开环运行,提取稳态仿真波形与理论计算波形进行对比分析。

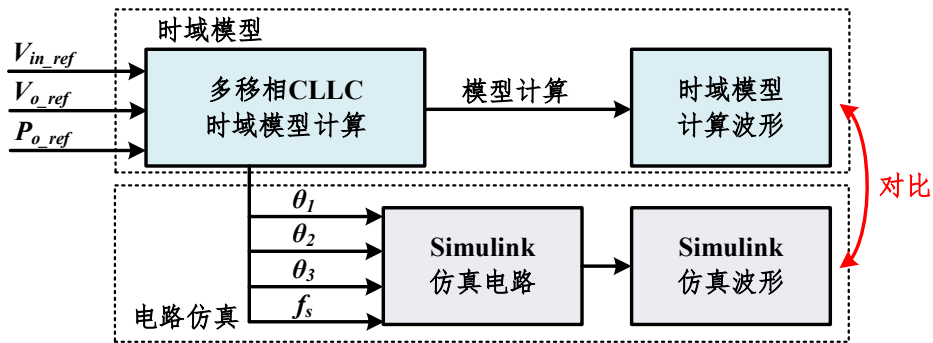


图 2-23 时域模型精确性对比分析原理示意图

针对满载(6.6kW, 输出 20A 限流)运行工况,本文分别选取了升压(390V 转 480V)、等压(390V 转 390V)及降压(390V 转 300V)三种典型增益模式进行验证,对应的理论控制参数求解结果详见表 2-4。图 2-24 至图 2-26 依次呈现了这三种模式下时域模型计算波形与 Simulink 仿真波形的对比结果。

表 2-4 三种工况下时域模型计算出的控制参数表

| 电路参数                 | 升压工况                                                                                           | 等压工况                                                                                           | 降压工况                                                                                                |
|----------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 输入电压                 | 390V                                                                                           | 390V                                                                                           | 390V                                                                                                |
| 输出电压                 | 480V                                                                                           | 390V                                                                                           | 300V                                                                                                |
| 输出功率                 | 6600W                                                                                          | 6600W                                                                                          | 6000W                                                                                               |
| 工作阶段持续时间<br>(时域模型计算) | N 阶段: 0.38 $\mu$ s<br>S 阶段: 1.66 $\mu$ s<br>P 阶段: 5.79 $\mu$ s                                 | N 阶段: 0.52 $\mu$ s<br>P 阶段: 9.5 $\mu$ s                                                        | N 阶段: 0.32 $\mu$ s<br>P 阶段: 5.88 $\mu$ s<br>S 阶段: 2.39 $\mu$ s                                      |
| 控制参数<br>(时域模型计算)     | 移相角 $\theta_1$ : 0<br>移相角 $\theta_2$ : 0.0241<br>移相角 $\theta_3$ : 0.1302<br>频率 $f_s$ : 63.9kHz | 移相角 $\theta_1$ : 0<br>移相角 $\theta_2$ : 0.0258<br>移相角 $\theta_3$ : 0.0258<br>频率 $f_s$ : 50.1kHz | 移相角 $\theta_1$ : 0.1389<br>移相角 $\theta_2$ : 0.1575<br>移相角 $\theta_3$ : 0.1575<br>频率 $f_s$ : 58.2kHz |
| 对应示意图                | 图 2-24                                                                                         | 图 2-25                                                                                         | 图 2-26                                                                                              |

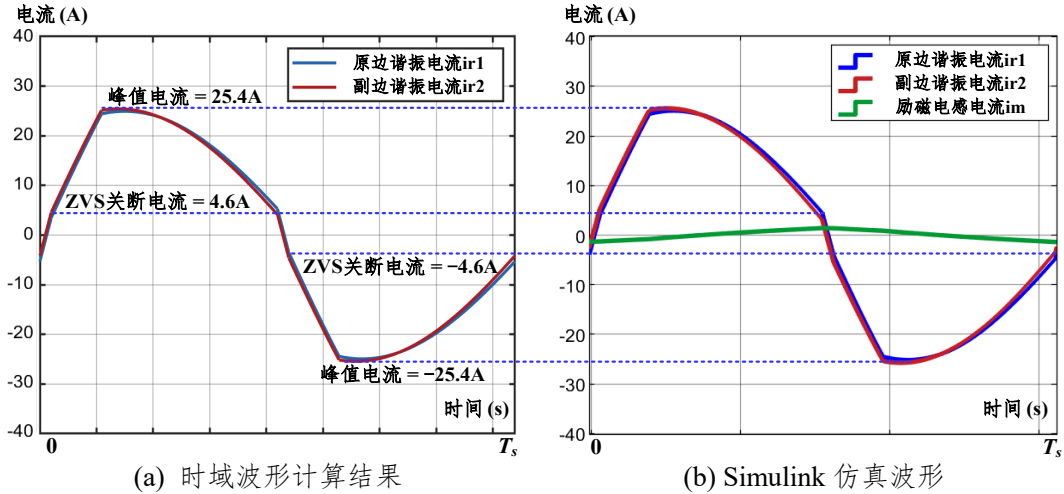


图 2-24 升压模式下时域模型计算结果与仿真结果的对比

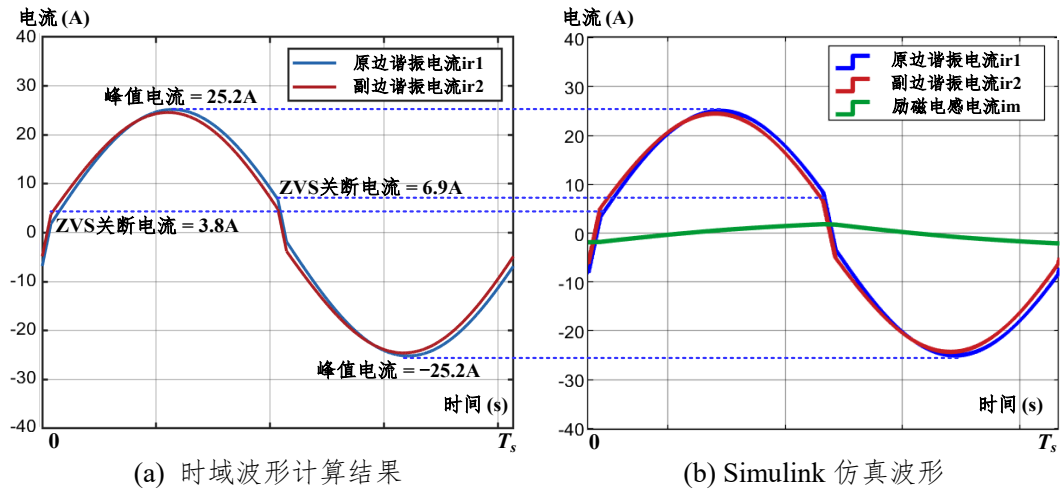


图 2-25 等压模式下时域模型计算结果与仿真结果的对比

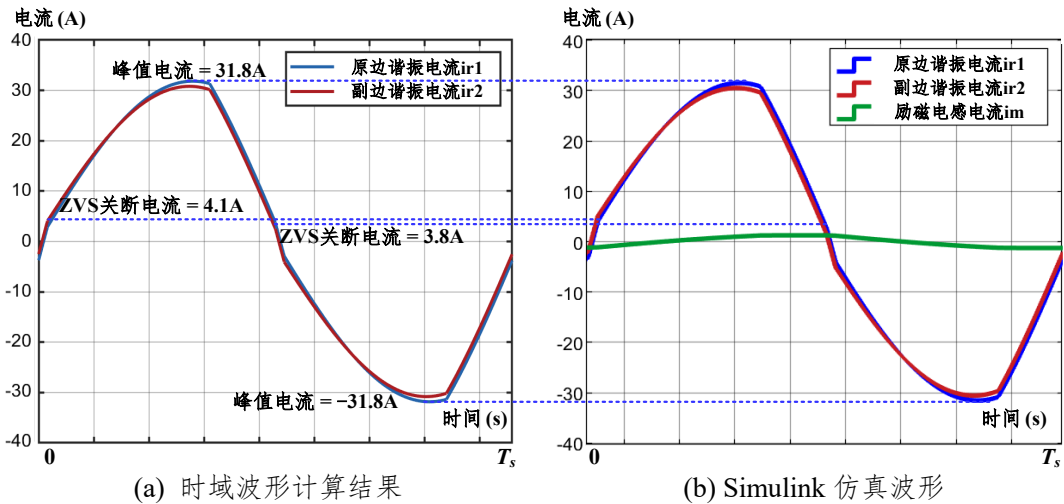


图 2-26 降压模式下时域模型计算结果与仿真结果的对比

观察对比波形可知，仿真波形中所有开关管均满足零电压开通（ZVS）条件，关断节点电流得到有效抑制，其实际工作模态与前文理论分析吻合。时域模型计算所得的

谐振电流波形与实际电路仿真波形高度重合，稳态峰值电流和 ZVS 电流误差较小，充分证明了本文多移相时域模型能够精确刻画谐振腔内状态变量的谐振过程。

为进一步评估时域模型在宽范围功率调节下的模型精度，本文提取了不同电压增益与功率等级下的理论控制参数，并将其代入 Simulink 模型以比对理论预期功率与实际仿真输出功率的一致性。如图 2-27 所示，在三种不同增益工况下，随着输出功率与控制参数的变化，仿真输出功率与时域模型的理论计算曲线紧密贴合。这一结果表明，本文时域模型在稳态功率传输特性的表征上也具备较高的准确度。

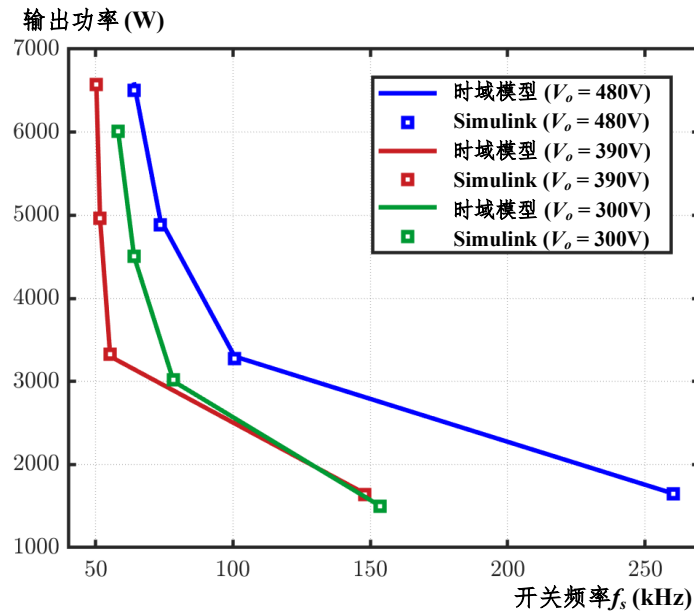


图 2-27 时域模型和仿真对传输功率的计算结果对比

综上所述，本文多移相 CLLC 稳态时域模型的精确性已通过时域波形与输出功率的比对得到验证。该时域模型将作为核心的数学工具，支撑后续章节中谐振腔硬件参数和控制参数的设计，并在后续实验样机测试中进一步检验。

## 2.6 本章小结

本章围绕车载 OBC 宽压运行的实际需求，系统地探讨了多移相 CLLC 谐振变换器的工作原理，推导了软开关约束条件，建立了相应的稳态时域模型。本章的主要研究工作与结论总结如下：

(1) 介绍了多移相 CLLC 变换器的工作模态与软开关约束。详细介绍了多移相控制在升压、等压和降压工况下的基础工作阶段和时域波形，推导了全工况下各桥臂功率开关管实现零电压开通 (ZVS) 所必须满足的临界电流约束条件。

(2) 建立了多移相控制 CLLC 电路三种增益模式下的时域模型。针对多移相控制下 CLLC 电路难以直接求解状态方程的问题, 引入状态变量变换方法解耦了 CLLC 谐振腔状态方程, 通过时域波形的工作阶段拼接计算求得了部分待求参数的解析解, 进而降低了时域模型数值迭代求解的复杂度。本文时域模型在推导过程未引入简化近似, 经过仿真验证具有较高精度。

(3) 构建了基于损耗寻优的时域模型求解方法。通过将损耗模型作为目标函数, 同时使用 ZVS 条件与功率守恒原则作为约束条件, 求得了不同工况下整机理论效率最优的控制参数, 为第 3 章开展全工况控制变量和谐振腔硬件参数的协同设计提供了数学求解工具。

### 第3章 多移相 CLLC 电路参数协同设计与性能评估

在第2章中本文建立了多移相控制 CLLC 的时域模型，得到了损耗寻优后的稳态控制参数。然而，面向车载 OBC 的实际工程开发，双向宽压调节需求与多移相控制的多自由度相互叠加，增加了控制参数和谐振腔硬件参数设计的难度。此外，如何通过降维简化将多移相策略应用于工程实践，仍需进一步探索。

本章将重点探讨多移相 CLLC 变换器的参数协同寻优设计方法、简化控制策略与综合特性评估。首先，本章介绍一种基于损耗优化的硬件参数/控制参数寻优设计策略，针对 OBC 双向工况下高度失配的增益需求，完成谐振腔参数的设计，并生成覆盖全工况的最优控制变量查找表。其次，为便于将控制策略进行工程实践，对控制策略进行简化改进，将原有多维控制参数重构为“频率闭环调节功率+移相角一维查表”的控制策略，并针对单位增益过渡区进行线性化平滑处理以提升环路稳定性。进一步地，针对双向工作、负载变化、硬件参数容差及控制策略轻载调节等问题，评估并确定所提出控制策略的工程适用性。最后，对比了传统 PFM 控制策略和论文所研究的变频多移相控制策略的性能，通过 Simulink 仿真，验证变频多移相控制策略在降低器件应力以及抑制循环能量等方面的优势。

#### 3.1 基于损耗优化的参数协同设计

本文研究的多移相 CLLC 谐振变换器具备四个独立的控制自由度：三个桥间移相角  $\theta_1, \theta_2, \theta_3$  以及开关频率  $f_s$ 。第2章2.4节介绍的时域模型已经求得了确定工况下（已知输入/输出电压、功率、和谐振腔参数）下对应的损耗最优控制参数，本节将进一步进行整个闭环参数查找表的建立和谐振腔硬件参数的协同优化迭代设计。

##### 3.1.1 硬件与控制参数双环寻优流程

图 3-1 展示了多移相 CLLC 变换器移相角查找表和硬件参数的优化流程图。该流程图包含控制参数优化内环、硬件参数优化外环两个优化环路：

- 1) **控制参数优化内环：寻找最优控制参数，遍历建立控制参数查找表。**对于给定的硬件参数及运行工况（输入/输出电压、功率），内环旨在搜索出一组最优的移相角与频率组合，使其在满足 ZVS 等约束的前提下，实现整机损耗最小化。在明确优化目标函数、变量边界及非线性约束后，本研究基于 MATLAB 平台开发了离线优化程序，并调用优化工具箱中的 `fmincon` 求解器进行数值求解。

2) 硬件参数优化外环：硬件参数迭代设计。外环优化则侧重于硬件参数的迭代设计，涵盖谐振元件参数选取及变压器设计。使用内环的损耗寻优时域模型，迭代优化谐振电感  $L_{r1}$  的选取，进而确定优化损耗后的谐振腔参数。

通过内、外环的协同迭代，可以确定全工况下的优化硬件参数和覆盖不同输入电压、输出电压及负载功率的最优控制变量（移相角  $\theta_1, \theta_2, \theta_3$  与频率  $f_s$ ）查找表，为实时控制提供数据支撑。

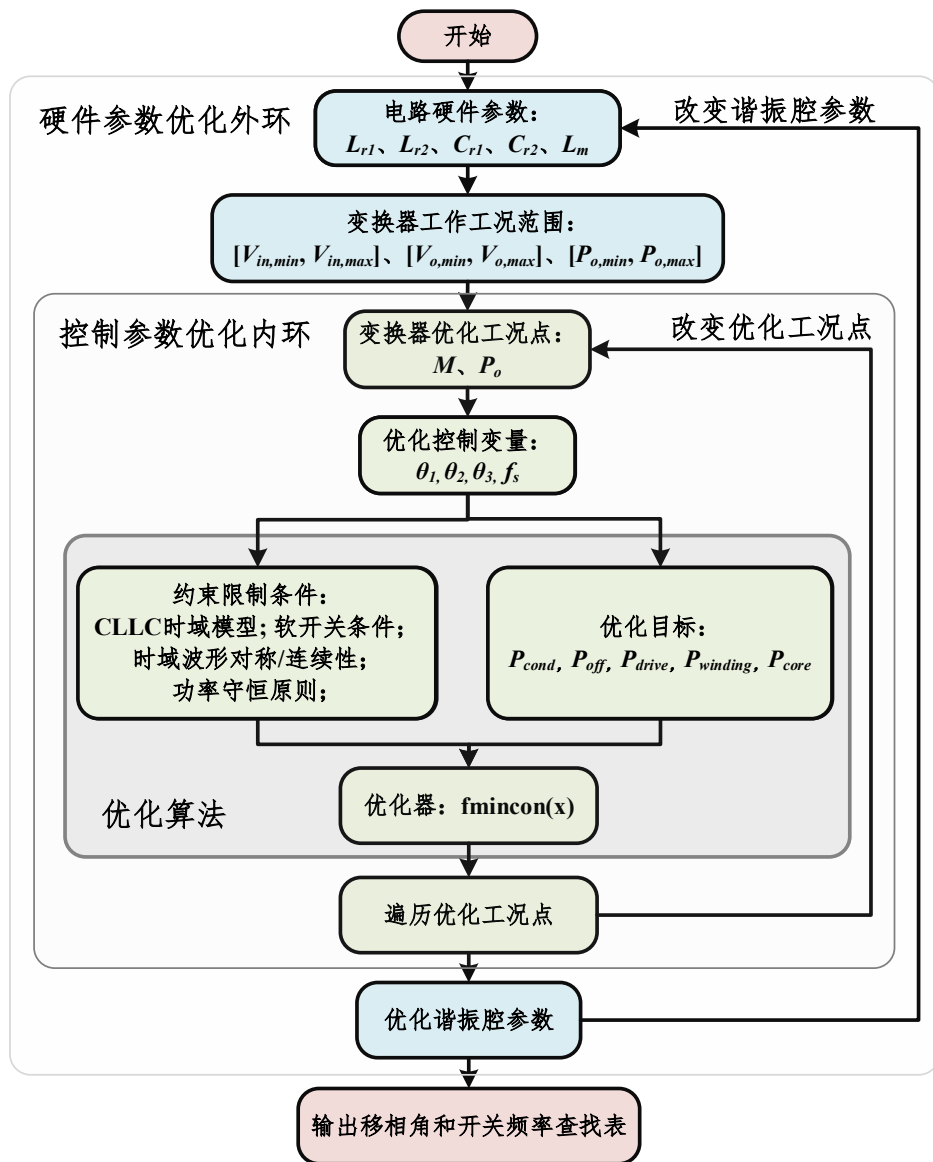


图 3-1 多移相 CLLC 控制策略参数寻优流程图

### 3.1.2 宽压 OBC 应用下的谐振腔参数设计

在双向车载充电机应用中，CLLC 变换器须同时满足电池充电/反向逆变时的电压增益指标。然而，受限于器件选择和电池包特性，在正反向运行时的增益范围往往存在

显著差异。对于本文研究的两级式车载充电机，其典型稳态工作电压范围如图 3-2 所示，具体的稳态性能指标与设计需求详列于表 3-1 中。

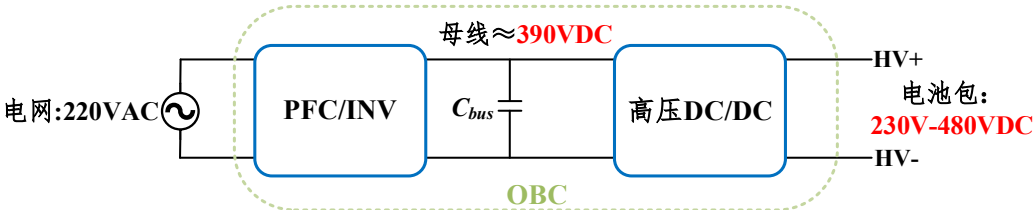


图 3-2 两级式车载充电机的工作电压范围

表 3-1 CLLC 变换器稳态增益指标需求表

| 性能指标       | 参数           |
|------------|--------------|
| CLLC 输入侧电压 | 390V         |
| CLLC 电池侧电压 | 230-480V     |
| 正向额定功率     | 6.6kW        |
| 反向额定功率     | 3.3kW        |
| 频率限制范围     | 50kHz-300kHz |

图 3-3 直观展示了车载充电机在正反向运行时对高压 DC-DC 级的具体电压增益需求。在正向充电模式下，变换器需具备 0.59-1.23 倍的电压调节能力，而在反向放电模式下，其增益范围则需覆盖 0.81-1.70 倍的电压调节能力。正反向电压增益需求的高度失配，对参数设计提出了更严苛的要求。

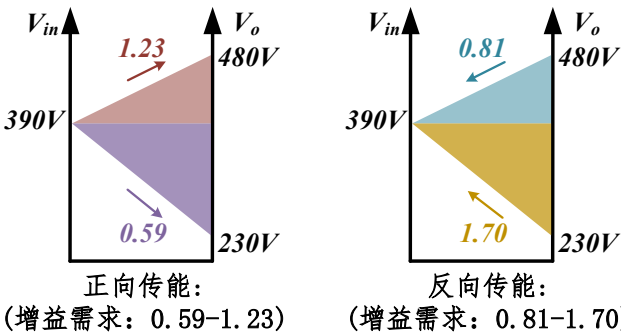


图 3-3 车载充电机正反向运行时 DCDC 需要的增益范围

因此，车载充电机的高压 DC/DC 电路设计难点在于如何通过合适的参数选取能够满足正反向全电压全功率范围的调压需求，同时尽可能地降低变换器的损耗。

(1) 变压器匝比  $n$  的设计

如图 3-3 所示，车载充电机正反向传能的增益需求差异较大，通过合理选取变压器匝比可以缓解增益需求的失配。车载充电机的正向升压需求  $M_{forward}=1.23$ ，反向逆变

对应的升压需求  $M_{back}=1.70$ 。通过式(3-1)的计算,可以得到平衡变换器双向增益的变压器匝比  $n=16:14$ 。

$$n = \sqrt{\frac{M_{back}}{M_{forward}}} = 1.18 \approx \frac{16}{14} \quad (3-1)$$

考虑到实际当电池包电压处于[230V, 330V]范围时,充电机会对逆变输出功率做线性降额,此时对效率指标要求较低,且原副边匝比相同更有利于磁集成变压器的设计(详见 5.2 节)。因此为了侧重正向传能时的效率,最终选取变压器匝比  $n=15:15$ 。

### (2) 励磁电感 $L_m$ 的设计

多移相 CLLC 变换器励磁电感  $L_m$  不承担调压功能,因此  $L_m$  只需满足软开关条件即可。为了保证软开关,励磁电感的峰值电流  $I_{Lm}$  在死区时间  $t_{dead}$  内对应的电荷需要对四个开关管的输出电容  $C_{oss}$  进行充放电,因此可以得到如下的软开关条件:

$$I_{Lm} t_{dead} \approx \frac{V_{in}}{4f_s L_m} t_{dead} > 4C_{oss} V_{in} \quad (3-2)$$

设定死区时间  $t_{dead} = 200\text{ns}$ ,进而计算得到对励磁电感  $L_m$  的限制:

$$L_m < 1100\mu\text{H} \quad (3-3)$$

结合式(3-3)的限制,最终选择  $L_m = 1000\mu\text{H}$ 。

在多移相策略下,通过移相角配置,设计的开关管实际换流电流通常高于励磁电流峰值,因此变换器具备更为充裕的软开关裕量。基于励磁电感所设定的 ZVS 约束,实质上是系统的一道软开关保障,该约束能够帮助变换器在负载瞬变或控制参数动态调节等暂态过程中,维持变换器可靠的软开关运行。

### (3) 谐振电感值的优化设计分析

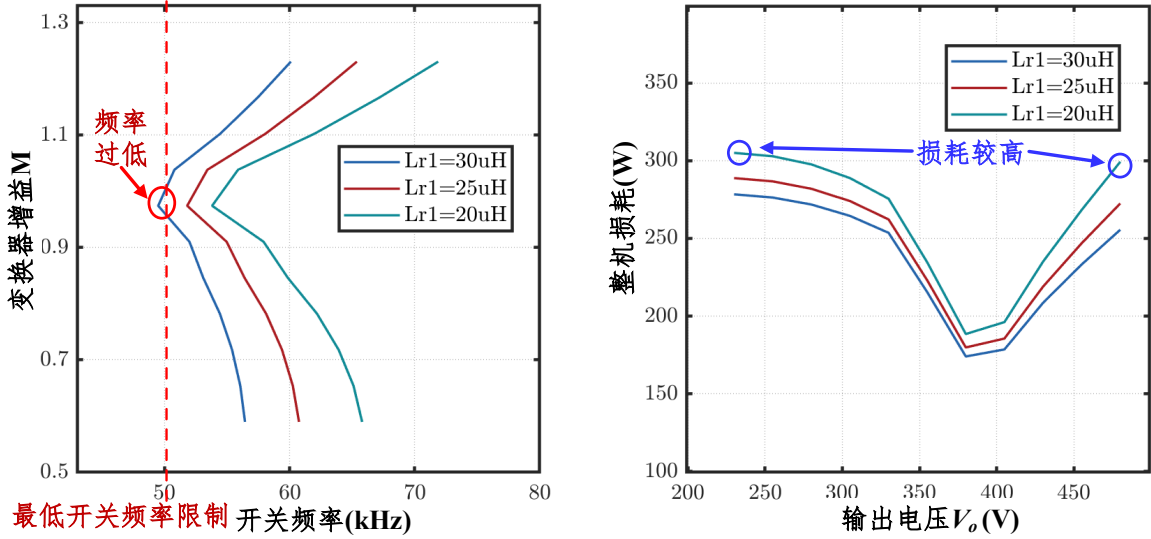
为降低初始设计的复杂度,首先按照对称谐振腔参数 CLLC 来分析,即  $L_{r1}=n^2 L_{r2}$ ,  $C_{r1}=C_{r2}/n^2$ 。根据表 3-1 的车载充电机稳态参数表,设定多移相 CLLC 变换器的工作频率范围是 50kHz 到 300kHz。在多移相控制策略下,变换器的开关频率一直高于谐振频率(对应式(2-28)中的主导谐振角频率  $\omega_s$ ),因此谐振腔谐振频率  $f_r$  需小于 50kHz,本文最终选取  $f_r = 45\text{kHz}$ 。

谐振频率确定后,由于谐振电容和谐振电感相互关联,只需确定其中一个即可。谐振电感值是根据图 3-1 所示的内外环协同迭代设计确定的,如图 3-4 所示,依托内环时域模型,迭代计算出了不同  $L_{r1}$  取值对满载增益和损耗的影响。

从图 3-4 的时域模型内环计算结果可知,改变谐振电感  $L_{r1}$  的值对变换器的满载增

益曲线和满载损耗曲线都具有较大影响。其中，随着谐振电感  $L_{r1}$  的增大，变换器的整体开关频率会不断下降，同时由于频率变低，整机的损耗有相应地降低。

当  $L_{r1}=30\mu\text{H}$  时，如图 3-4(a)所示，变换器的最低开关频率低于了 50kHz 的最低频率限制，同时频率过低也不利于磁元件设计，而当  $L_{r1}=20\mu\text{H}$  时，如图 3-4(b)所示，整机的损耗相对较高。综合时域模型内环计算结果，最终确定谐振电感值  $L_{r1}=n^2L_{r2}=25\mu\text{H}$ 。



(a) 谐振电感值对增益曲线的影响

(b) 谐振电感值对整机损耗的影响

图 3-4 基于内环时域模型计算出的不同谐振电感  $L_{r1}$  对稳态性能的影响

#### (4) 谐振电容值的选取计算

根据式(2-28)可以得到谐振角频率  $\omega_s$  和谐振腔参数之间的关系表达式，如式(3-4)和式(3-5)所示，式中电容换算比  $h = C_{r2}'/C_{r1}$ 。

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} = 2\pi \times 45\text{kHz} \quad (3-4)$$

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_{r1}h(L_{r1}L_{r2}' + L_{r1}L_m + L_{r2}'L_m)}{\frac{L_{r1}}{2} + L_m + \frac{L_m(h-1)}{2} + \frac{\sqrt{(L_{r1} + L_m - hL_{r2}' - hL_m)^2 + 4hL_m^2}}{2} + \frac{hL_{r2}'}{2}}}} \quad (3-5)$$

根据式(3-5)，可以直接求得谐振电感确定后的谐振电容值  $C_{r1}=C_{r2}/n^2 \approx 530\text{nF}$ 。

在实际的电路应用中，CLLC 谐振腔中的谐振电容通常需要选取具有优异温度稳定性与一致性的 C0G 陶瓷电容或薄膜电容，这两类电容的实际成本较高。为了降低成本，本文将原/副边谐振电容独立设计。

鉴于多移相 CLLC 变换器的励磁电感  $L_m$  取值较大，可以将副边谐振电容近似等效至原边，其等效拓扑如图 3-5 所示。最终原边电容  $C_{r1}$  起到谐振电容的作用，选用等效

容值 264nF (8\*33nF) 的 C0G 材质陶瓷电容；副边电容  $C_{r2}$  作为隔直电容，用来抑制逆变工作时变压器的偏磁问题，选用容值 9.4μF (20\*470nF) 的 X7R 材质陶瓷电容，由于  $C_{r2}$  对谐振腔谐振过程影响较小，因此容值足够大即可。该原副边电容差异化选型方法，可以降低昂贵 C0G 电容的个数，从而降低谐振腔器件成本。

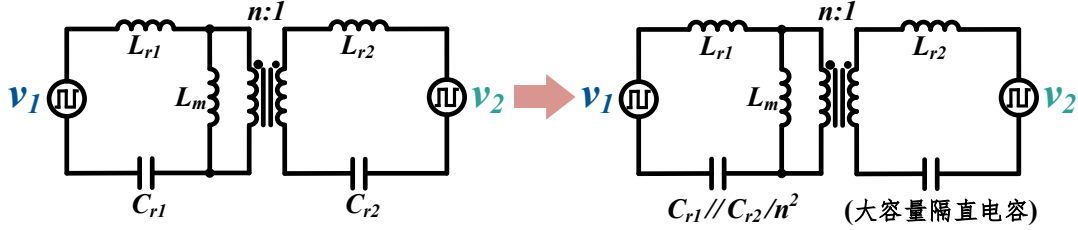


图 3-5 副边谐振电容折算至原边降低器件成本

在谐振腔参数设计中，原边谐振电容  $C_{r1}$  容值的减小会导致其充放电过程中的电压应力增大。基于电荷守恒定律，变换器在满载极限工况（处于最低开关频率与最大输出电流）下，原边谐振电容  $C_{r1}$  承受的峰值电压应力  $V_{Cr1,max}$  可由式(3-6)近似估算：

$$V_{Cr1,max} \approx \frac{n \cdot I_o}{4f_{s,min} \cdot C_{r1}} = \frac{20A}{4 \cdot 50kHz \cdot 264nF} = 379V \quad (3-6)$$

计算结果表明，原边谐振电容  $C_{r1}$  的理论峰值电压约为 379V。综合考虑工程降额设计规范，本文最终选取额定耐压为 630V 的 C0G 材质陶瓷电容。副边电容  $C_{r2}$  因本身容值较大，因此其电压应力较低，计算得到的理论峰值电压约为 11V，因此选用额定耐压为 100V 的电容即可满足系统要求。

根据上述的谐振腔参数优化设计，可进一步通过内环时域模型获得该组谐振腔参数下对应的损耗最优控制变量组合（三个移相角  $\theta_1, \theta_2, \theta_3$  及开关频率  $f_s$ ）查找表，进而完成图 3-1 所示的参数双环寻优流程。本文最终得到的多移相 CLLC 变换器谐振腔电路参数如表 3-2 所示。

表 3-2 基于寻优迭代确定的最终电路参数表

| 电路参数            | 参数值    | 电路参数            | 参数值       |
|-----------------|--------|-----------------|-----------|
| 输入电压 $V_{in}$   | 390V   | 输出电压 $V_o$      | 230V-480V |
| 正向最大功率 $P_o$    | 6600W  | 逆变最大功率 $P_o$    | 3300W     |
| 原边谐振电感 $L_{r1}$ | 25μH   | 副边谐振电感 $L_{r2}$ | 25μH      |
| 原边谐振电容 $C_{r1}$ | 33nF*8 | 副边谐振电容 $C_{r2}$ | 470nF*20  |
| 励磁电感 $L_m$      | 1000μH | 变压器匝比 $n$       | 15:15     |

在该组硬件参数下,多移相 CLLC 变换器在不同功率和电压条件下最优移相角和开关频率的变化趋势如图 3-6 所示。

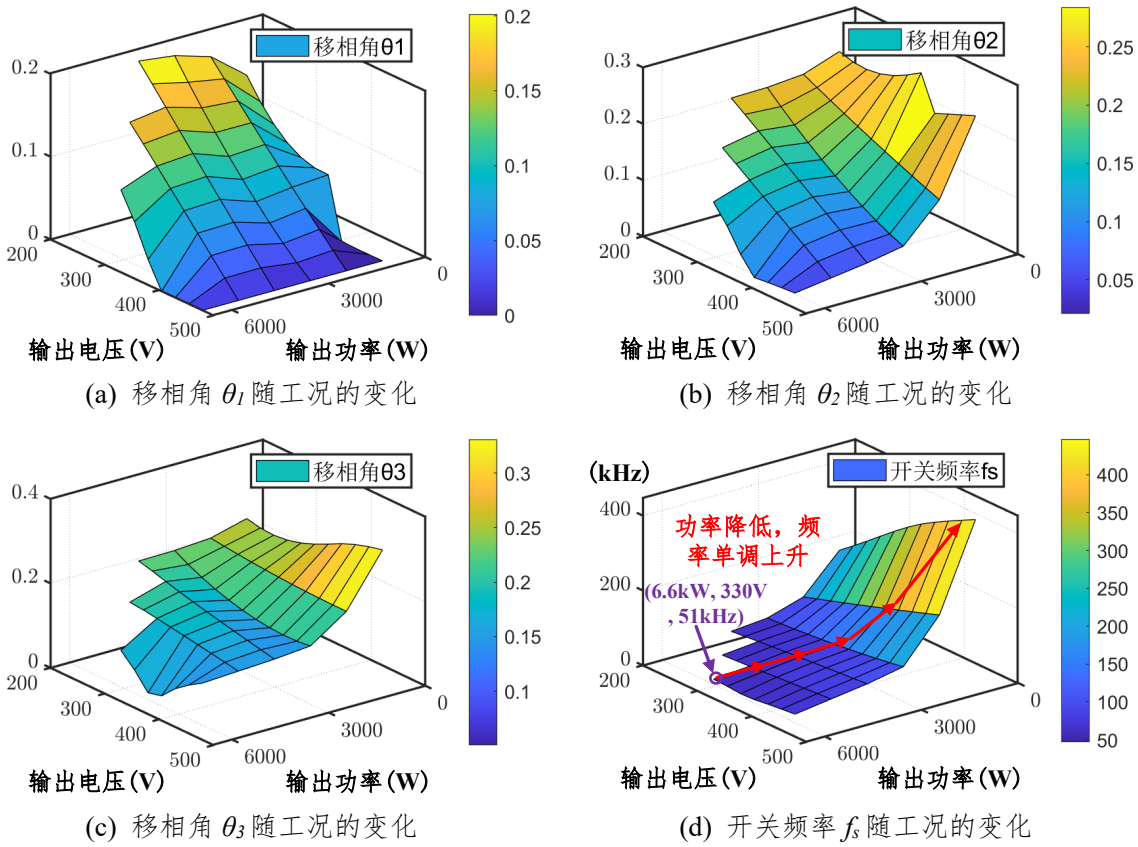


图 3-6 不同电压/功率条件下的最优控制参数

## 3.2 闭环多移相控制策略及工程化简化

图 3-6 得到了最优控制参数,但难以直接应用于工程实践:1) 最优控制参数由输出电压、输出功率决定,且具有三个移相角和开关频率共四个输出,高维查找表实现复杂。2) 实际电路中存在参数容差、线路寄生阻抗及控制器分辨率等因素,开环应用理论最优参数往往难以精确达到预期的输出电压与功率,因此还需引入功率闭环来达到高精度的输出功率控制。

### 3.2.1 闭环多移相控制策略

最优控制参数查找表原始输入信息包含输出电压和输出功率,多个信息的采样输入查表会导致控制参数查表复杂和潜在稳定性问题。考虑到车载 OBC 应用主要工作于满载或近满载工况,针对这一应用的特殊性,本文将查表输入信号中的“输出功率”移除,统一按照满载工况设计移相角。

在轻载工况下,虽然依靠满载优化的移相角并非理论最优(会导致关断电流略高于理论最小值),但这并不影响软开关的实现及系统的闭环稳定性。在本章 3.3.2 节和 3.5 节将就此问题分别进行讨论和仿真验证。

最优控制参数输出共具有三个移相角 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 和开关频率 $f_s$ 。为了实现功率闭环控制,由于开关频率 $f_s$ 在全工作范围内与输出功率/电压呈现良好的单调正相关特性(如图 3-6(d)所示),因此选取开关频率作为闭环控制的输出调节变量。经过简化后,控制参数查找表仅需提供三个移相角 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 的输出值,而开关频率 $f_s$ 由控制器的功率闭环输出自动调整。

图 3-7 展示了简化后的多移相 CLLC 谐振变换器的控制框图,主要分为多移相 CLLC 在线查表、PI 功率闭环、PWM 信号生成三个部分。

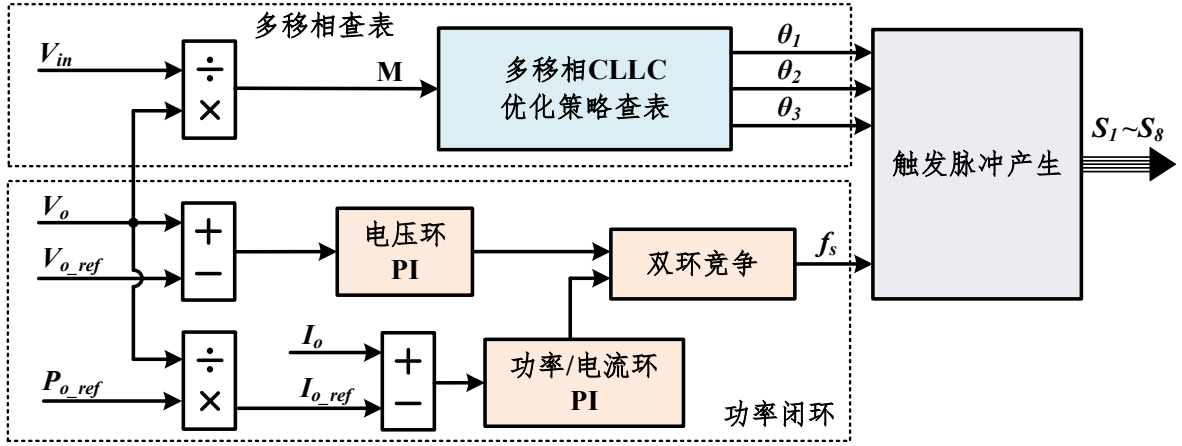


图 3-7 简化后的多移相 CLLC 控制框图

通过上述简化,控制参数查找表的输入变量降维为单一的电压增益  $M$  (由输入输出电压决定),输出变量为三个桥臂间移相角 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 。图 3-8 展示了在表 3-2 参数下,变换器正向运行时,移相角及稳态开关频率随电压增益  $M$  变化的曲线,控制变量的变化趋势与前文的时域模态分析一致:

- 1) **降压模式 ( $M < 1$ ):** 此时变换器原边存在内移相角 ( $\theta_1 \neq 0$ ), 同时副边不存在内移相角 (即 $\theta_2 = \theta_3$ ), 存在原副边外移相。随着增益  $M$  的增加, 三个移相角均逐渐减小。
- 2) **等压模式 ( $M = 1$ ):** 原/副边内移相角均消失, 仅存在外移相角。开关频率随负载上升而下降, 满载下开关频率降至最低点。
- 3) **升压模式 ( $M > 1$ ):** 原边内移相角为零, 副边引入内移相角 ( $\theta_2 \neq \theta_3$ ), 同时存在外移相。随着增益  $M$  的进一步增大, 移相角 $\theta_3$ 快速上升。

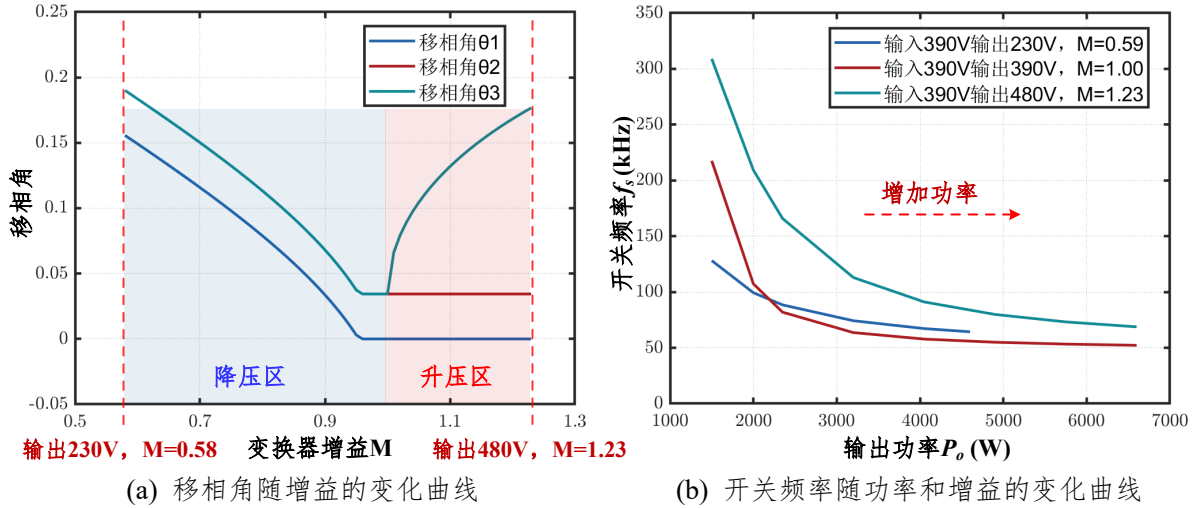


图 3-8 多移相控制变量查找表的变化曲线

### 3.2.2 模式切换过渡区参数查找表的处理

图 3-8 展示了多移相控制的控制变量随电压增益的变化曲线，该曲线实现了理论稳态波形的损耗优化，但在实际闭环控制中存在一个稳定性隐患：观察图 3-8(a)可知，当变换器工作在升压模式且增益接近单位增益点 ( $M=1$ ) 时，移相角  $\theta_3$  曲线变化较快。时域上，该现象意味着升压模式时副边短路阶段 (S 阶段) 的持续时间变化较快。

在多移相 CLLC 变换器中，输出功率与移相角之间存在强耦合关系，移相角  $\theta_3$  的高灵敏度变化意味着微小的增益变化将导致副边短路时间大幅波动，进而可能会引起谐振腔能量的剧烈变化。

如图 3-9 的示意图所示，通过适当增加移相角  $\theta_3$ ，整个谐振腔的电流幅值和功率都得到快速增加，该问题的本质原因是移相角和输出功率的强耦合和非线性关系，会导致输出功率对控制变量的响应过于快速，容易引发闭环系统的超调与振荡。

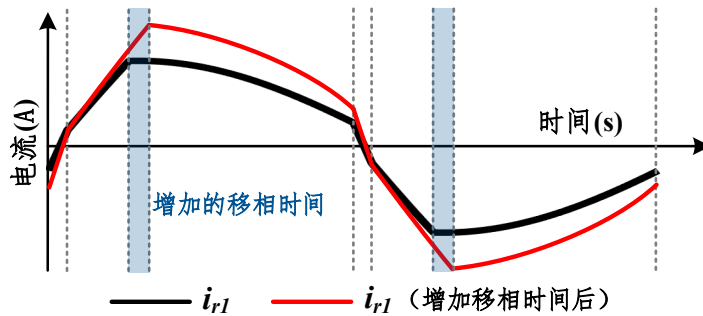


图 3-9 移相角变化对谐振腔功率的影响示意图

针对上述问题，本论文对移相角查找表进行了修正改进，如图 3-10 所示。在增益  $M \in [0.9, 1.1]$  的过渡区间内，对三个移相角采用了线性插值处理。改进后的查找表消除了原曲线在单位增益点附近的剧烈突变，呈现出更为平滑的变化特性。

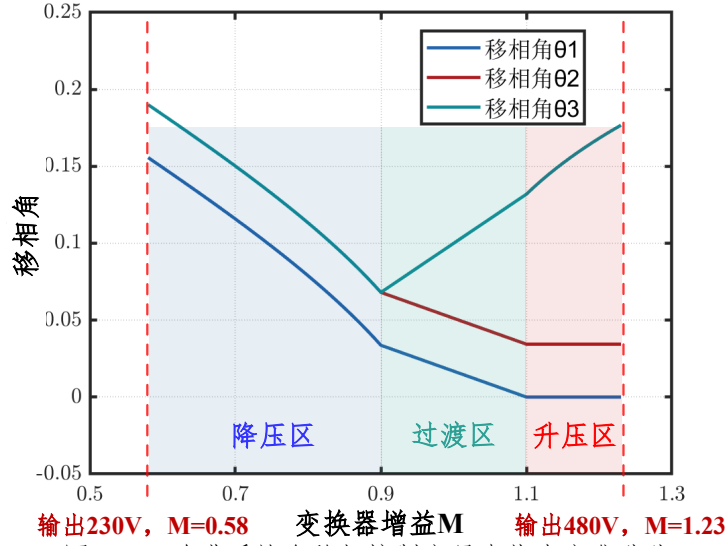


图 3-10 改进后的多移相控制变量查找表变化曲线

过渡区的引入在效率与循环电流抑制特性上略有牺牲，但由于等压模式附近关断电流和循环能量较小，因此过渡区的引入对整机效率总体影响较小。考虑到该改进提升了闭环控制的稳定性与鲁棒性，这种以较小的性能损耗换取控制稳定性提升的工程折中是必要且合理的。

为提升控制参数查找表输出的连续性与精度，本文在查表输出过程中使用线性插值方法。以移相角 $\theta_1$ 的获取为例，在变换器实际闭环运行时，首先根据实时采样得到的输入输出电压计算得到当前变换器的增益  $M$ ，进而可以确定表中最接近  $M$  的两个点，记为  $(M_1, \theta_{11})$  和  $(M_2, \theta_{12})$ ，其中  $M_1 < M < M_2$ 。基于此，根据线性插值公式(3-7)可以计算出移相角 $\theta_1$ 的值。同理，移相角 $\theta_2$ 和移相角 $\theta_3$ 的计算过程也与上述过程相同，对应的线性插值公式分别为式(3-8)和式(3-9)。

$$\theta_1 = \frac{M - M_1}{M_2 - M_1}(\theta_{12} - \theta_{11}) + \theta_{11} \quad (3-7)$$

$$\theta_2 = \frac{M - M_1}{M_2 - M_1}(\theta_{22} - \theta_{21}) + \theta_{21} \quad (3-8)$$

$$\theta_3 = \frac{M - M_1}{M_2 - M_1}(\theta_{32} - \theta_{31}) + \theta_{31} \quad (3-9)$$

### 3.3 简化后多移相控制策略的工作特性分析

多移相控制下的 CLLC 变换器是一个多维、非线性的复杂系统。为提升工程实用性，在 3.2 节本文对控制策略及查找表进行了简化与改进。本节将进一步评估本文简化降维后的闭环多移相控制策略的工作特性，重点分析查找表在双向工况、不同负载条

件下的适用性、对硬件参数容差的鲁棒性，以及在轻载工况下的调节边界与限制。

### 3.3.1 OBC 双向运行时的查找表范围

本文所研究的多移相 CLLC 变换器面向双向车载充电机（OBC）应用，该场景具备典型的大功率与双向宽压调节特征。如图 3-11 所示，动力电池侧的电压跨度范围达 230V-480V。鉴于正、反向传能时对电压增益的非对称需求，系统在双向运行时虽共用同一套控制参数查找表，所建立的查找表增益范围需要涵盖两者的合集，但正、反向运行时实际调用的查找表工作范围存在差异。

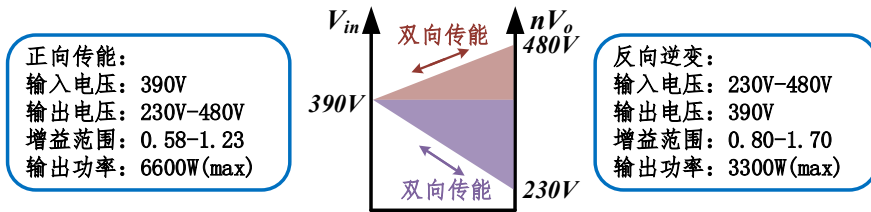
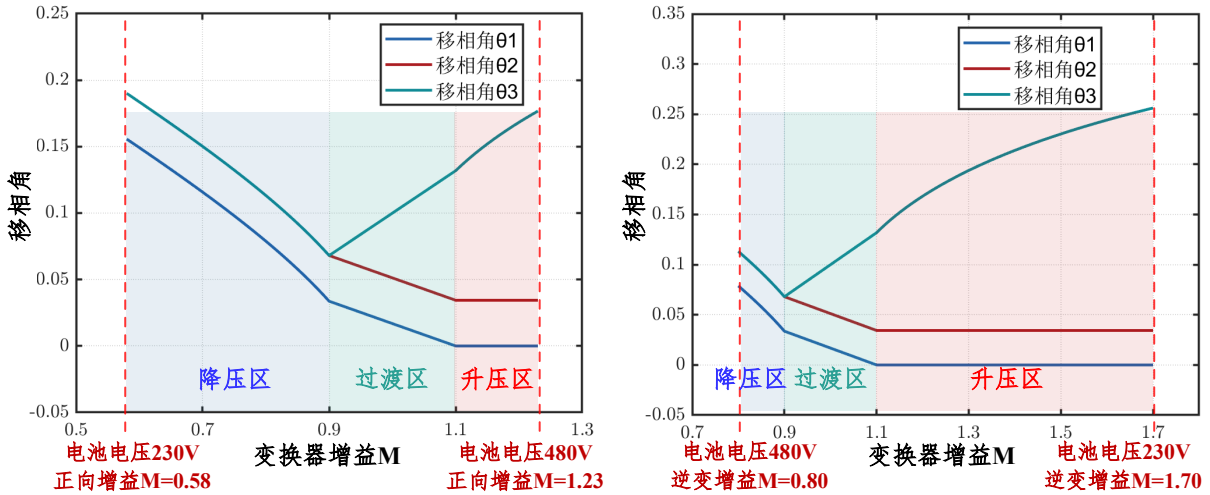


图 3-11 双向车载 OBC 指标需求示意图

图 3-12 呈现了变换器在正向充电与反向逆变模式下，控制参数曲线、变换器工作区间与电池电压的映射关系。正反向运行的主要区别在于工况的互逆性，正向降压工况对应反向升压工况，反之亦然。此外，正向运行时电池侧作为负载，系统表现为恒压输入变压输出；反向运行时电池侧作为源，系统表现为恒压输出变压输入。



(a) 正向传能时的查找表工作范围

(b) 反向逆变时的查找表工作范围

图 3-12 变换器双向运行时的查找表工作范围差异示意图

观察图 3-12 可知，在 230V 至 480V 的电池电压范围内，所有的移相角均被约束在  $[0, 0.3]$  的区间内，因此在实际的控制器中可以根据上图中移相角的实际变化范围对输出移相角进行输出限幅约束。其中，移相角的最大值出现在电池电压为 230V 的逆变

工况下, 此时 $\theta_3 = 0.256$ 。

### 3.3.2 变负载工况下查找表的通用性讨论

为降低工程实现的复杂度, 3.2.1 节将多维控制查找表简化处理, 以电压增益  $M$  作为唯一输入变量, 输出三个移相角 $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$ , 忽略了负载功率对移相角的影响, 仅利用开关频率闭环调节功率。本小节将评估功率近似处理对控制精度的实际影响, 图 3-13 对比了满载 6600W 与半载 3300W 工况下的理想最优移相角及开关频率曲线。

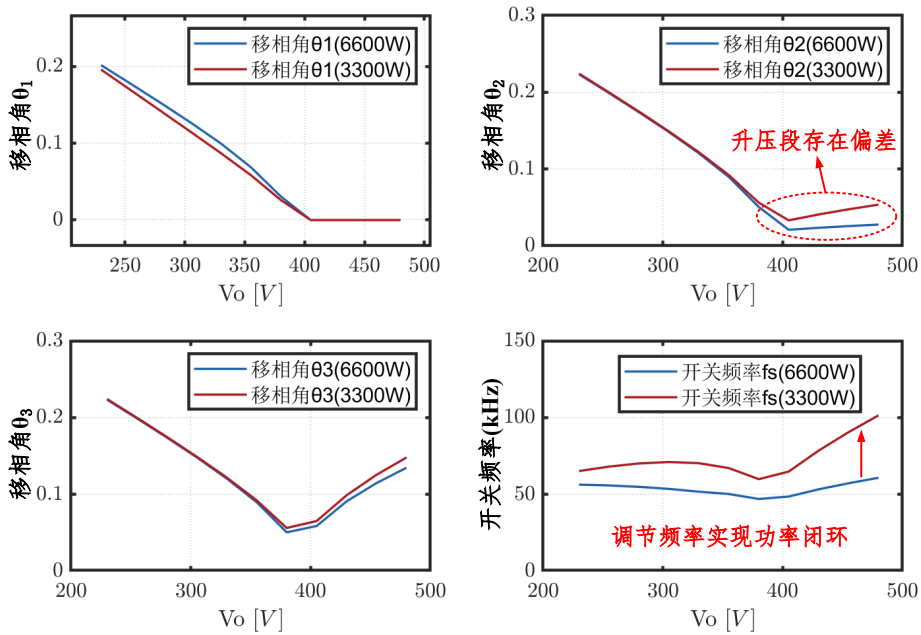


图 3-13 功率对最优移相角和开关频率的影响

图 3-13 显示, 在本文样机参数下, 不同负载对应的移相角曲线变化较小, 说明忽略功率维度进行参数查表是可行的。在升压区段,  $\theta_2$  出现了一定偏差。这是因为升压工况下 $\theta_2$ 对应的电流区间较小, 其对应的时间较短且不同功率下变化较小。然而, 由于半载 (3300W) 时的开关频率显著高于满载, 导致相同移相时间换算为角度比例 (角度=时间 $\times$ 频率) 时产生一定差异。

为抑制该偏差对 ZVS 性能的影响, 设计中需进一步收紧软开关限制条件。如前文所述, 考虑工程实施裕量, 本文采用理想 ZVS 电流阈值的 1.5 倍作为约束条件, 以确保全范围内的软开关裕量。

### 3.3.3 谐振腔参数容差对查找表的影响

在量产制造中, 硬件参数容差不可避免。对于多移相控制这种多自由度控制方法, 评估谐振腔参数偏差对控制稳定性的影响至关重要。图 3-14 展示了满载 6600W 工况

下, 不同参数容差 (谐振元件为标称值、谐振元件全部+10%、全部-10%) 对应的理想移相角及损耗曲线。

在 $\pm 10\%$ 的常见量产容差范围内, 三组移相角曲线高度重合, 说明本文建立的基于电压增益的移相角查找表具有良好的参数鲁棒性, 能够适应实际硬件的参数容差。损耗曲线显示, 谐振电感与谐振电容越大, 整机计算损耗越小。原因在于较大的谐振参数降低了谐振频率与工作频率, 从而减小了开关损耗。然而, 过低的频率可能需要增加磁元件体积。因此, 参数设计需在损耗优化与磁元件体积/饱和限制之间寻求平衡, 不能仅仅依靠较低损耗盲目追求大电感/电容值, 本文在参数设计时通过最低工作频率来限制了参数选取。

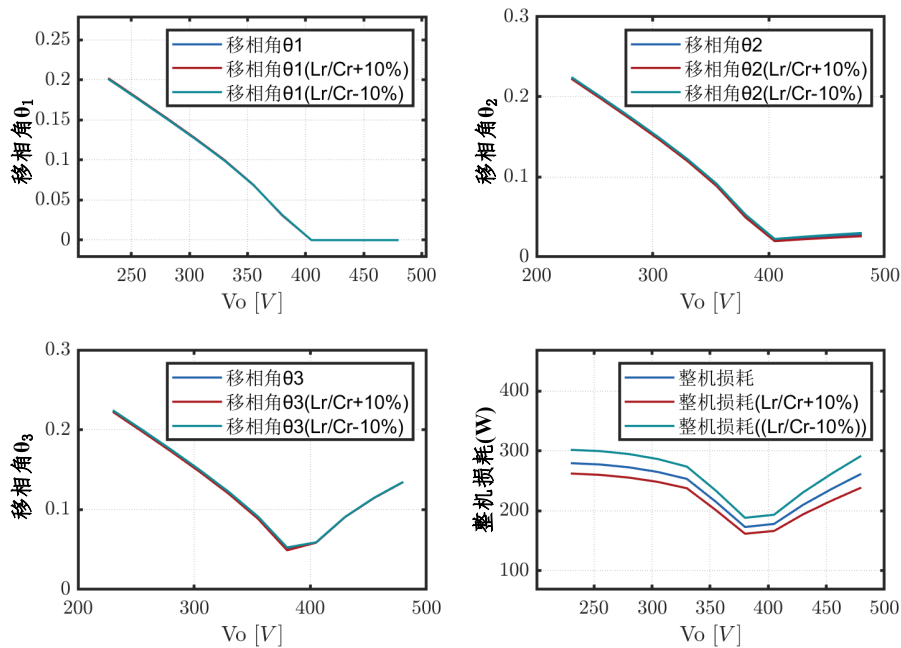


图 3-14 硬件参数容差对移相角和整机损耗的影响示意图

### 3.3.4 多移相控制的功率调节下限

多移相控制为优化总损耗及实现 ZVS, 其移相角受限, 原副边的循环能量较小, 因此轻载调节能力仍存在物理边界。

如图 3-15 所示 (1/4 负载, 1650W 工况), 为保证所有开关管实现 ZVS, 每个开关节点的关断电流必须大于特定阈值 (本论文中约为 4.5A)。这一硬性约束限制了谐振腔平均电流的最小值, 进而导致输出电流下限较高。此时, 即便大幅提升开关频率, 输出功率的下降空间依然有限。当开关频率达到设计上限 (本论文为 300kHz) 时, 变换器即达到最小可控输出功率边界。

图 3-16 的频率趋势曲线进一步证实了这一点: 随着负载降低, 开关频率急剧上升。

在 480V 输出、1650W 负载时, 频率已逼近 300kHz 上限; 而在 1000W 负载下, 大部分工作区间已超出频率限制。这意味着变换器的稳态最小输出功率约为 1/4 负载 1650W。特别是在升压模式下, 由于输出电压高且存在电流峰值超过 ZVS 阈值的阶段 (图 3-15(c)), 降低平均输出电流更为困难, 导致其更容易触碰频率上限。

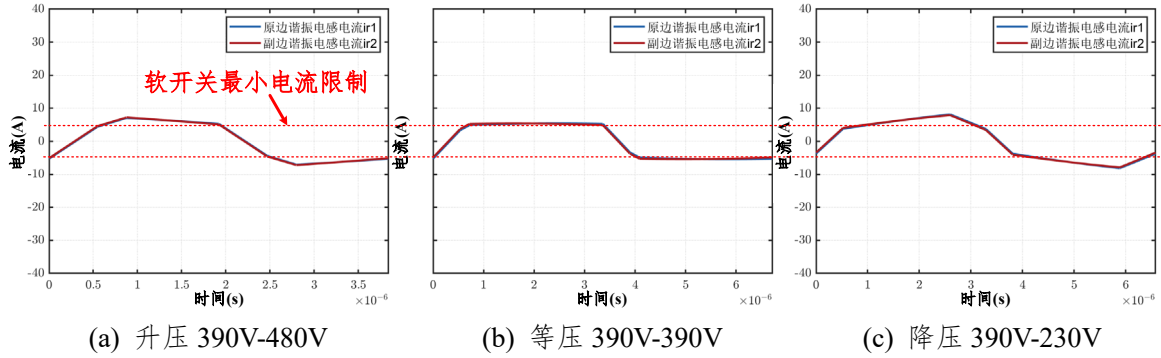


图 3-15 变换器 1/4 载时软开关电流限制输出功率示意图

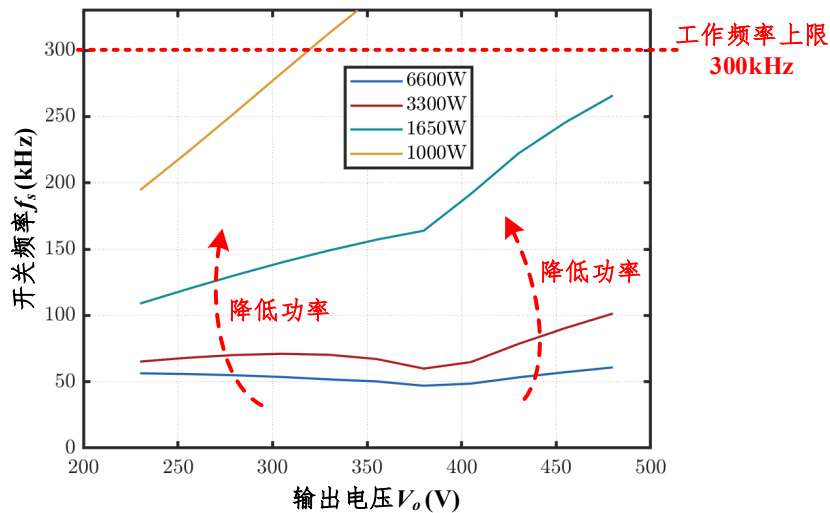


图 3-16 多移相 CLLC 变换器不同功率下的开关频率趋势

为解决轻载调节问题, 在不提高开关频率上限的前提下, 可使用间歇打嗝工作模式。当闭环调节达到上限后, 通过间歇性工作实现等效低功率输出。具体的数字控制实现方法, 本文将在第 4 章 4.3 节进行详细介绍, 并讨论打嗝引起的输出纹波问题及改善措施。

### 3.4 多移相控制与传统 PFM 控制的性能对比

为了量化对比传统 PFM 控制和本文多移相控制在损耗和电流应力上的差异, 本节将基于同样的 OBC 稳态指标, 基于相同工作频率范围, 参照现有文献的设计方法<sup>[34][63]</sup>, 设计 PFM 控制 CLLC 的谐振腔参数, 并通过时域模型进行理论对比分析, 验证本文多

移相控制在损耗和应力上的优势。

### 3.4.1 PFM 控制谐振腔参数设计

#### (1) 非对称 CLLC 谐振腔结构的选取

非对称参数 CLLC 具有更多的设计自由度，可以对正反向运行的不同增益范围进行针对性优化，在双向传能等应用场合相比于对称参数可以更好适配双向增益需求。根据非对称参数 CLLC 的拓扑特征，主要有以下两种谐振腔方案，如图 3-17 所示：谐振电容非对称方案通过调节原/副边谐振电容的容值，可以更加适用于双向传能的增益需求，原/副边谐振电感折算后相等，更适用于磁集成应用场合；单谐振电感方案直接去掉副边的谐振电感  $L_{r2}$ ，在分立磁元件的应用场合可以进一步降低硬件成本。

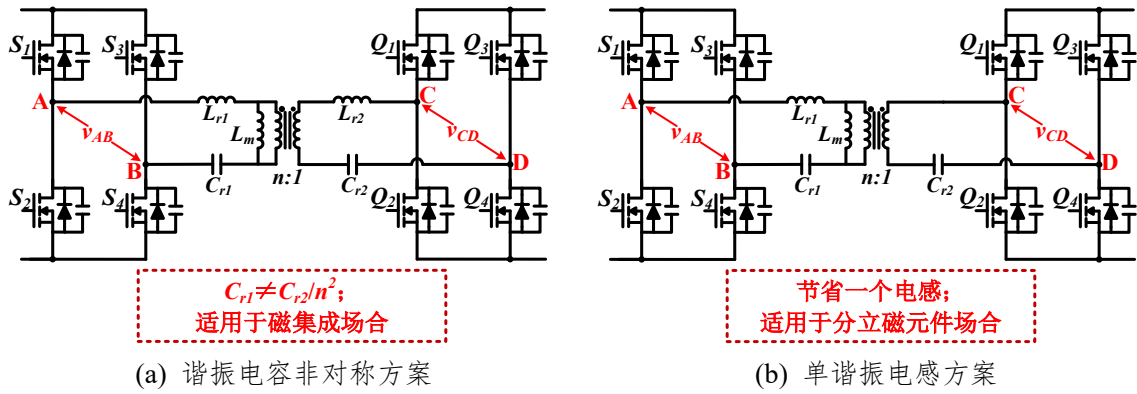


图 3-17 非对称参数 CLLC 的两种典型拓扑方案

本论文的最终样机采用了磁集成的设计，将原副边谐振电感  $L_{r1}$  和  $L_{r2}$  集成进变压器来降低体积和成本，因此在本节分析中选用谐振电容非对称方案来设计 PFM 控制下的 CLLC 谐振腔参数。

#### (2) 变压器匝比 $n$ 的设计

如图 3-3 的车载充电机增益范围需求所示，正反向传能的增益需求差异较大，与多移相 CLLC 谐振腔参数设计时的分析相同，根据式(3-1)可以确定变压器匝数比为 16:14。通过更改变压器匝数比，CLLC 正向增益( $nV_o/V_{in}$ )的需求范围变为了 [0.67, 1.40]，反向增益( $V_{in}/nV_o$ )的需求范围变为了 [0.71, 1.49]，正反向的增益需求更加平衡。

#### (3) 谐振腔参数迭代寻优流程

CLLC 谐振腔参数的寻优流程图如图 3-18 所示，由于励磁电感  $L_m$  的值与变换器的循环能量相关，因此参数设计的本质是寻求能够满足正反向增益需求条件下最大的励磁电感值，进而获得更低的循环能量和更高的效率。在参数流程图中分为两部分，首先将以对称参数 CLLC 来进行参数寻优，最后通过调节原副边谐振电容的容值实现正

反向增益曲线的分离，从而更好的匹配变换器的双向增益需求。

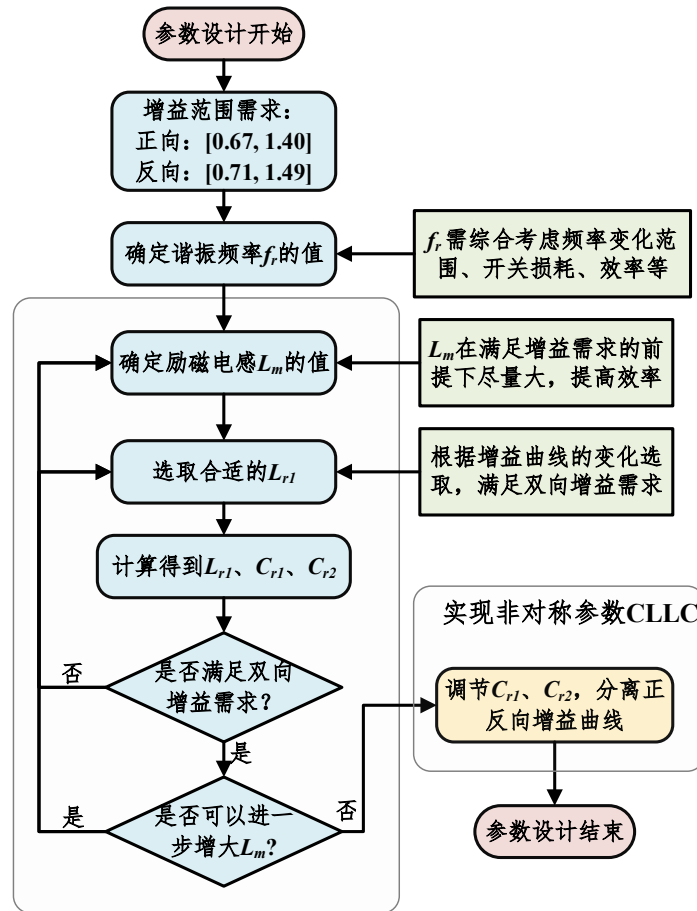


图 3-18 谐振腔参数寻优流程图

#### (4) 正反向增益曲线分离设计

如图 3-19 所示，展示了在寻优得到的对称参数 CLLC 增益曲线基础上，通过调节原副边谐振电容  $C_{r1}$ 、 $C_{r2}$  的容值，实现非对称参数 CLLC 的增益曲线和参数设计。

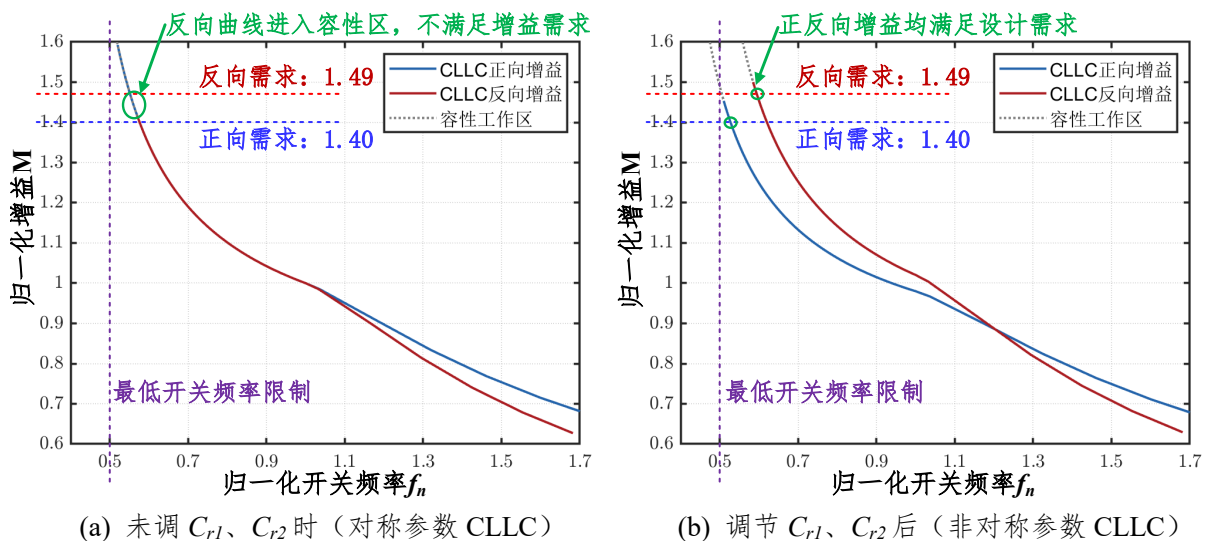


图 3-19 非对称参数 CLLC 增益曲线的推导示意图

可以看到, 对于对称参数 CLLC 增益曲线, 反向运行时的升压曲线由于容性工作区的限制不满足增益需求, 通过调节谐振电容参数后, 可以将正反向增益曲线分离, 使得增益曲线适用于双向传能应用场合。

基于前述的参数寻优设计, 本节得到了在传统 PFM 控制下, 能够全覆盖车载 OBC 双向宽压运行指标需求的非对称 CLLC 谐振腔参数配置, 如表 3-3 所示, 其中原/副边谐振电感参数对称 ( $L_{r1}=n^2L_{r2}$ ), 原/副边谐振电容参数不对称 ( $C_{r1}\neq C_{r2}/n^2$ )。

表 3-3 PFM 控制下的非对称参数 CLLC 参数表

| 参数  | 输入电压<br>$V_{in}$ | 谐振频率<br>$f_r$ | 原边谐振电感<br>$L_{r1}$ | 副边谐振电感<br>$L_{r2}$ |
|-----|------------------|---------------|--------------------|--------------------|
| 参数值 | 390V             | 100kHz        | 12 $\mu$ H         | 9.2 $\mu$ H        |
| 参数  | 励磁电感<br>$L_m$    | 变压器匝<br>比 $n$ | 原边谐振电容<br>$C_{r1}$ | 副边谐振电容<br>$C_{r2}$ |
| 参数值 | 80 $\mu$ H       | 16:14         | 244nF              | 243nF              |

### 3.4.2 全电压范围下的损耗与电流应力对比

在完成了传统脉冲频率调制 (PFM) 与多移相控制下 CLLC 变换器硬件参数设计的基础上, 本节将依托第 2 章构建的时域模型与综合损耗模型, 从定量维度对比两种控制策略下变换器的电流应力与损耗分布特征。PFM 控制的时域模型推导逻辑与多移相策略相同, 具体数学计算可参考文献[63]。本节旨在验证多移相策略在抑制无功环流、降低器件应力及提升整机运行效率方面的优势。

鉴于两种控制策略的调压机制与软开关边界存在本质差异, 若强行统一谐振腔参数, 必然导致部分工况偏离其理论最优工作区。因此, 为确保对比评估的科学性与客观性, 本文遵循等效对比原则, 基于完全相同的车载 OBC 设计指标 (包含输入/输出电压范围、额定功率及频率约束边界), 分别寻优得到了最适配各自控制策略的谐振腔硬件参数。两组对比参数的核心稳态指标与硬件参数配置详列于表 3-4 中。

图 3-20 直观展示了满载工况下, 两种控制策略的整机损耗与开关频率随输出电压的变化趋势。由图 3-20(a)可知, 在 230V-480V 的全电压调节范围内, 基于损耗模型计算得出的多移相 CLLC 变换器整机损耗始终显著低于传统 PFM 控制。进一步分析发现, 在不同的电压增益区间内, 主导两种控制策略性能差异的核心损耗呈现出阶段性特征:

表 3-4 控制策略对比使用的硬件参数总结表

|                     | 传统调频控制 CLLC     | 本文多移相控制 CLLC      |
|---------------------|-----------------|-------------------|
| 参数设计参考的<br>OBC 稳态指标 |                 | 输出母线侧电压: 390V     |
|                     |                 | 输出电池侧电压: 230-480V |
|                     |                 | 正向传输功率: 6.6kW     |
|                     |                 | 逆向传输功率: 3.3kW     |
|                     |                 | 频率变化范围: 50-300kHz |
| 变压器变比 $n$           | 16:14           | 15:15             |
| 励磁电感 $L_m$          | 80 $\mu$ H      | 1.0mH             |
| 原边谐振电感 $L_{r1}$     | 12 $\mu$ H      | 25 $\mu$ H        |
| 副边谐振电感 $L_{r2}$     | 9.2 $\mu$ H     | 25 $\mu$ H        |
| 原边谐振电容 $C_{r1}$     | 244nF           | 264nF             |
| 副边谐振电容 $C_{r2}$     | 243nF           | 9.4 $\mu$ F       |
| 谐振频率                | 100kHz          | 45kHz             |
| 推导过程                | 3.4.1 节 (表 3-3) | 3.1.2 节 (表 3-2)   |

**(1) 降压区间 ( $V_o < 330V$ ):**

当变换器运行于降压区间时,随着输出电压的降低,PFM 控制下的损耗快速上升,而多移相控制的损耗增长则相对平缓。这一差异主要源于开关损耗的变化,如图 3-20(b)所示,为满足深度降压需求,PFM 控制仅能依赖大幅提升开关频率,导致频率相关损耗(如开关损耗、驱动损耗及磁芯损耗)快速增加。相比之下,多移相控制凭借多自由度优势,有效降低了满载下开关频率的变化范围和平均关断电流应力,从而抑制了降压工况下开关损耗的恶化。

**(2) 等压与升压区间 ( $V_o \geq 330V$ ):**

当变换器处于等压和升压区间时,由于输出电流随输出电压的升高而减小,开关损耗在总损耗中的占比被削弱,导通损耗逐渐成为主导因素。此阶段两种控制策略的整体损耗均变化不大,但多移相控制的损耗表现依然更优。其原因在于,多移相控制策略有效抑制了谐振腔内的无功循环能量,减小了导通电流有效值,从而在导通损耗具有一定优势。

进一步观察图 3-20(b)的开关频率变化曲线可知,PFM 控制受限于单一的频率控制维度,降压工况下频率快速上升。在输出 230V 满载时,PFM 控制下的开关频率高达

143kHz，是多移相控制（56kHz）的 2.6 倍，高频运行不利于降压工况的效率。

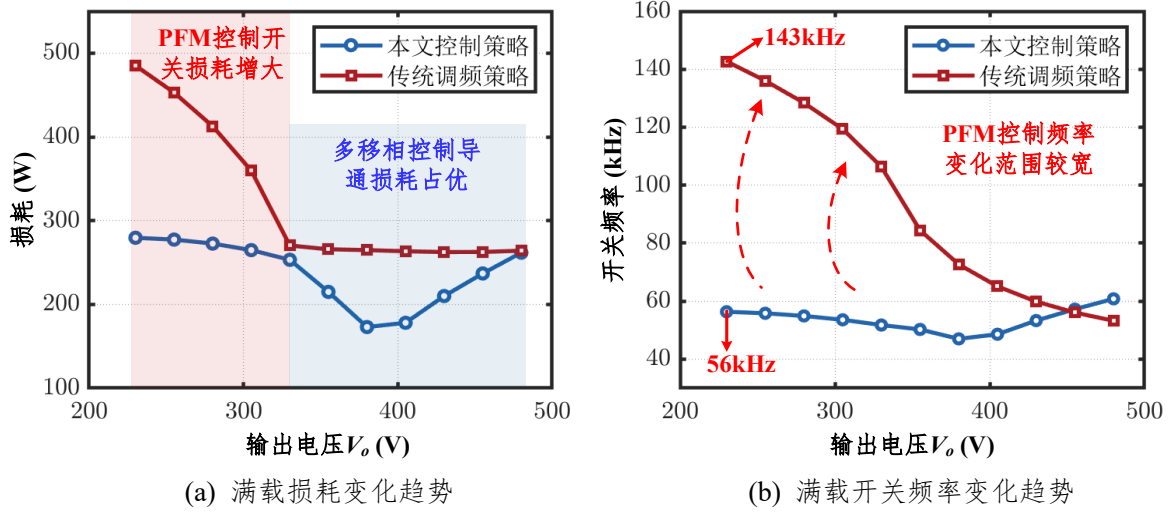


图 3-20 多移相与 PFM 控制的损耗和开关频率变化趋势

为进一步探究上述损耗差异原因，图 3-21 直观对比了满载工况下两种控制策略的电流应力变化趋势。为量化导通电流应力，本文定义平均导通电流有效值  $I_{cond,avg}$  为谐振腔原、副边电流有效值的平均值，其计算表达式如式(3-10)所示：

$$I_{cond,avg} = \frac{i_{RMS,Lr1} + i_{RMS,Lr2}}{2} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{r1}^2 dt} + \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{r2}^2 dt}}{2} \quad (3-10)$$

同时，定义平均关断电流  $I_{off,avg}$  为原、副边共 8 个功率开关管关断电流的平均值，其计算表达式如式(3-11)所示：

$$I_{off,avg} = \frac{I_{off,s1} + I_{off,s2} + \dots + I_{off,s7} + I_{off,s8}}{8} \quad (3-11)$$

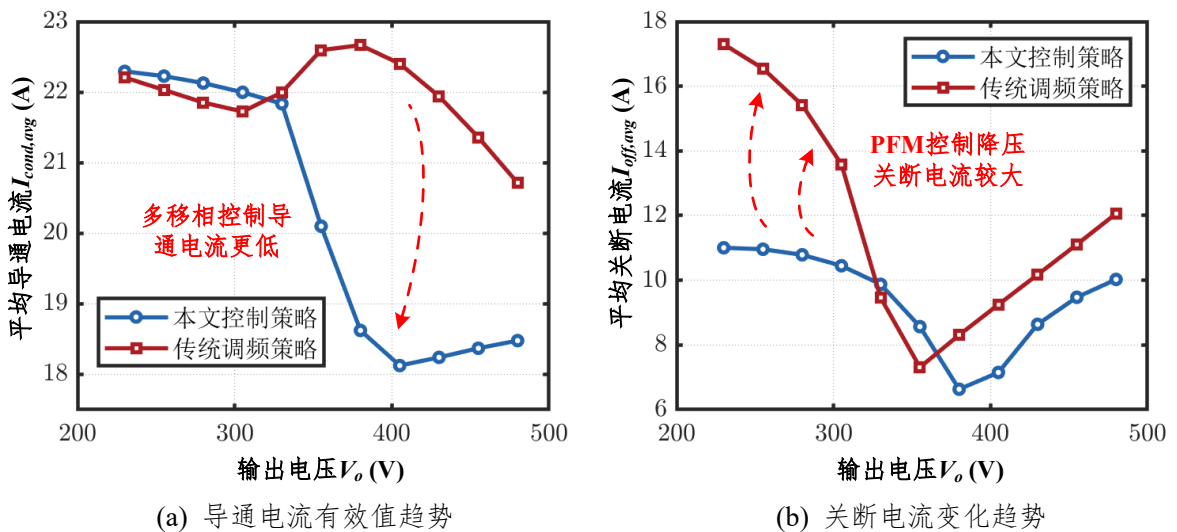


图 3-21 多移相与 PFM 控制的电流应力变化趋势

结合图 3-21 的电流应力曲线可知，在满载工况的大部分输出电压下，多移相控制的平均导通电流与平均关断电流均低于传统 PFM 控制，这与前文的损耗分析结论吻合。在降压工况下，如图 3-21(b)所示，PFM 控制的平均关断电流随电压下降而快速上升，高频与大电流关断的叠加严重制约了 PFM 的降压效率；而在等压与升压工况下，如图 3-21(a)所示，多移相 CLLC 变换器展现出更低的平均导通电流有效值，证明其成功抑制了无功环流，从而凭借更低的导通损耗实现了整机效率的优化。

### 3.5 控制策略仿真验证

本节利用 Simulink 平台搭建了多移相 CLLC 闭环仿真模型，用以验证所提出控制策略的有效性。仿真系统结构如图 3-22 所示，仿真参数依据典型的 6.6kW 车载电源工况设定：输入侧对应单相 220V 交流电经过 PFC 电路整流后的典型母线电压 390V，输出电压范围覆盖 230V 至 480V，仿真所用硬件参数如前文表 3-2 所示。

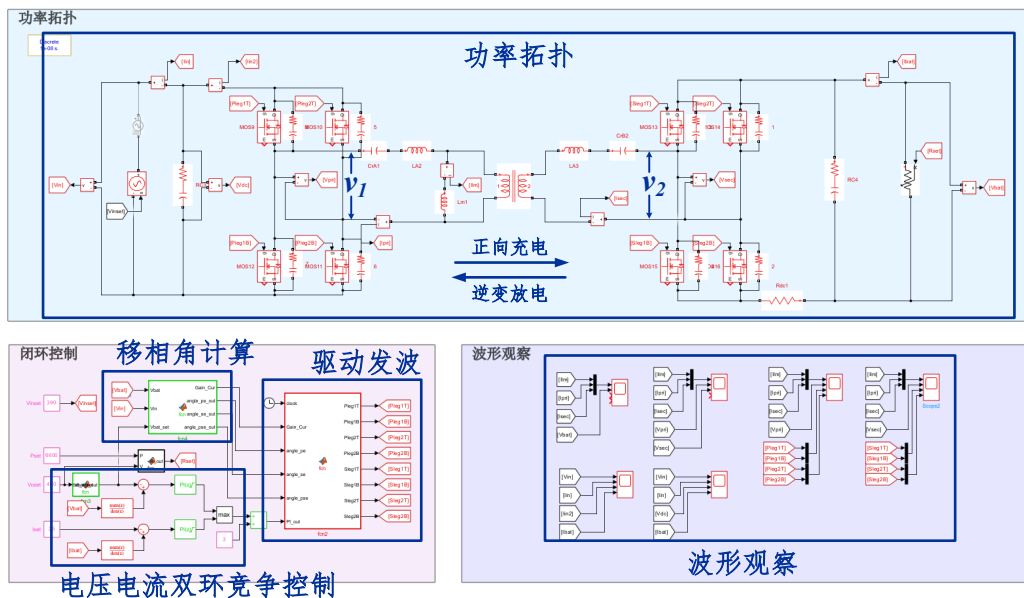


图 3-22 多移相 CLLC 变换器 Simulink 仿真模型

控制系统采用电压电流双闭环竞争策略，当输出电压高于 330V 时，变换器运行于恒功率区，最大输出功率为 6.6kW；当输出电压低于 330V 时，系统切换至恒流区，最大输出电流限制在 20A，以有效降低副边器件的电流应力；逆变最大功率为 3.3kW。

为了模拟实际电路的运行特性，仿真时控制环路更新频率设定为 50kHz，与实际 DSP 中断频率保持一致。开关管死区时间设置为 200ns，每个开关管漏极和源极之间并联了 1nF 的电容以模拟超级结 MOSFET 的总输出寄生电容。该电容取值较大，意味着

更为严苛的软开关条件，有助于验证所提算法在极端工况下保障软开关的能力。

图 3-23 展示了多移相 CLLC 变换器在输入 390V，输出 480V，满载 6.6kW 下的启动过程仿真波形。观察可知，变换器的启动响应迅速且平稳，谐振腔副边输出电压线性上升无明显超调，谐振腔电流未出现显著的冲击或应力过大现象，且在整个启动过程中始终保持了软开关 ZVS 状态。

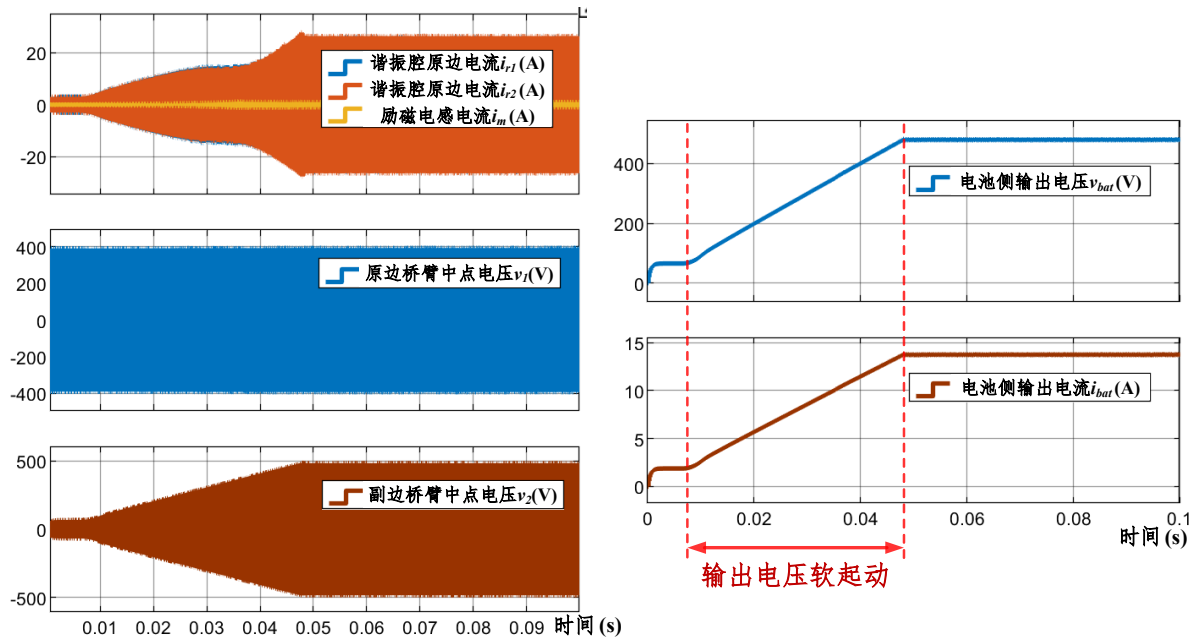


图 3-23 多移相 CLLC 变换器启动过程仿真波形

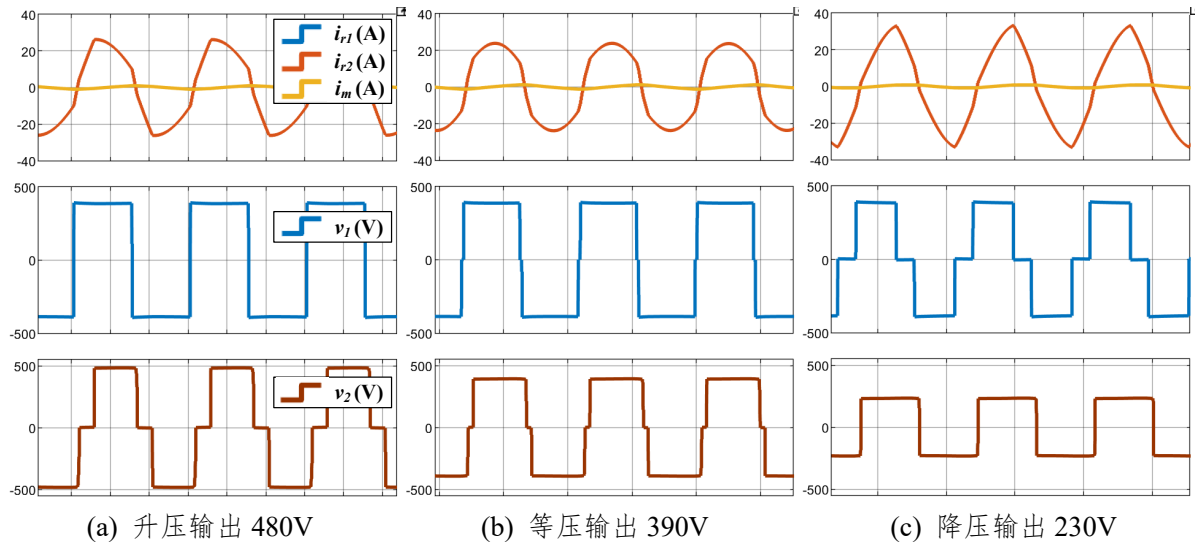


图 3-24 多移相 CLLC 变换器正向满载稳态仿真波形

图 3-24 展示了多移相 CLLC 变换器在不同输出电压下的稳态时域仿真波形，观察各工况下的移相控制状态可知：在 480V 升压模式下，系统存在原副边外移相及副边内移相；在 230V 降压模式下，存在原副边外移相及原边内移相；在 390V 单位增益模式

下，同时引入了原/副边外移相及原/副边各自的内移相（对应于前文 3.2.2 节的查找表平滑过渡策略）。仿真结果表明，在各工况下变换器运行稳定，时域波形符合预期。所有开关管均实现了零电压开通（ZVS），关断电流较小且谐振腔循环能量较低。

图 3-25 进一步展示了变换器在轻载工况（输出功率 1.5kW）下的时域仿真波形。仿真结果显示，在轻载条件下，该控制策略依然保持了良好的软开关性能，且多数开关管的关断电流维持在较低水平。

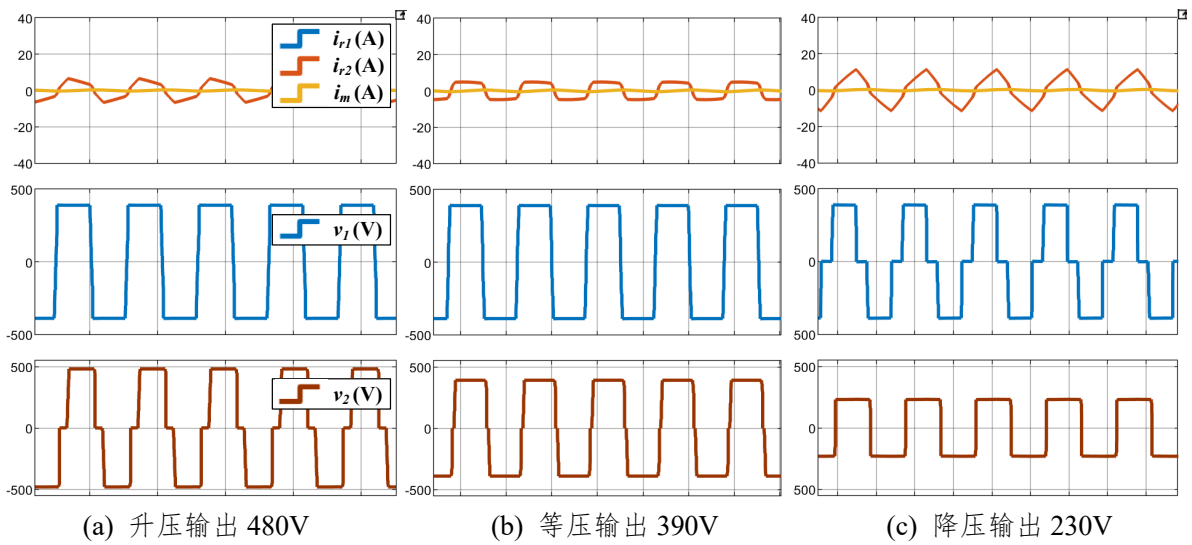


图 3-25 多移相 CLLC 变换器正向轻载稳态仿真波形

图 3-26 与图 3-27 展示了多移相 CLLC 变换器在反向逆变模式下，满载（3.3kW）与轻载（1.5kW）工况的稳态仿真波形。在逆变模式下，动力电池侧转换为输入源，变换器系统呈现宽压输入、恒压输出的端口特征。本文多移相控制策略在逆变工况下可以稳定运行，实现了所有开关管的零电压开通，且谐振腔电流应力得到有效抑制。

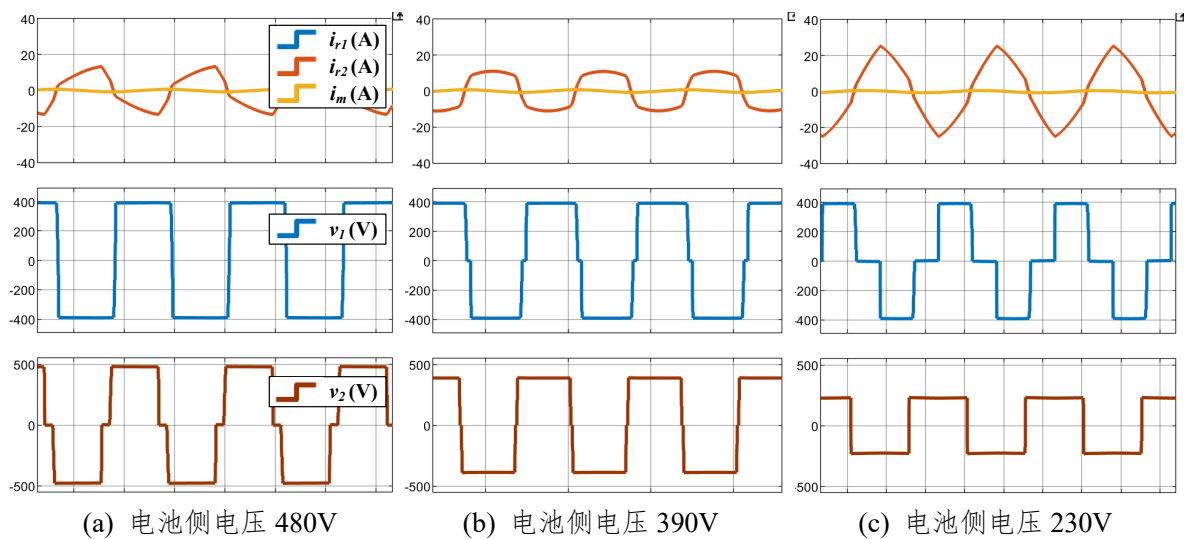


图 3-26 多移相 CLLC 变换器逆变满载稳态仿真波形

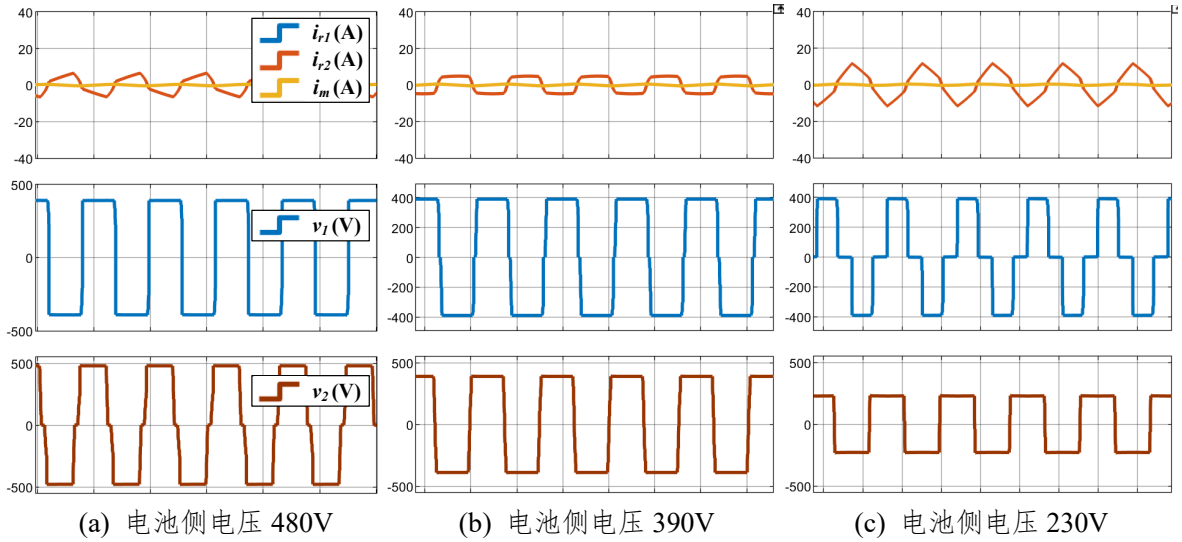


图 3-27 多移相 CLLC 变换器逆变轻载稳态仿真波形

如 3.3.4 节所述, 多移相控制 CLLC 变换器的输出功率存在调节下限, 当功率低于 1.5kW 附近时, 开关频率会到达调节上限 300kHz。为了实现低功率输出, 本论文采用了间歇性打嗝工作实现等效低功率输出, 具体的数字控制方法将在第 4 章 4.3 节进行详细介绍。

### 3.6 本章小结

本章以第 2 章构建的稳态时域模型与变换器损耗模型为基础, 针对多移相控制实际的工程应用问题, 开展了硬件参数与控制参数的协同寻优设计、控制策略简化改进及综合性能评估。本章的主要工作与结论总结如下:

(1) 介绍了基于全局损耗寻优的谐振腔硬件/控制参数协同优化方法。针对车载 OBC 的稳态运行指标, 设计了多移相 CLLC 的谐振腔硬件参数, 得到了理论损耗最优的控制变量查找表。

(2) 对多移相策略进行工程化简化改进。为解决多移相策略工程应用复杂且不能闭环功率的问题, 本章以开关频率作为功率闭环调节变量, 将控制策略简化至仅依赖电压增益输入的一维在线查表。对控制参数查找表在单位增益附近的过渡区进行线性插值处理, 提升系统闭环控制的鲁棒性与稳定性。

(3) 系统评估多移相策略的综合性能。讨论分析了多移相策略在双向运行、功率变化、参数容差、和轻载调节上的性能。基于相同的稳态指标, 对 PFM 控制和多移相控制的损耗和电流应力进行了对比。最后, 使用 Simulink 仿真验证了多移相策略的可行性和适用性。

## 第4章 多移相 CLLC 电路的系统控制优化设计

多移相 CLLC 谐振变换器在两级式车载充电机的实际应用中, 由于宽输出调节范围和前级 AC/DC 模块的引入, 变换器会存在热应力均衡、轻载调节纹波、及电网侧工频能量抑制等问题。

本章将探讨多移相 CLLC 变换器在两级式 OBC 中的系统级整机控制策略, 并针对实际应用中存在的上述若干关键问题提出具体的优化解决方案, 主要包括: 解决移相桥臂开关管热应力分布不均问题的移相桥臂交替切换损耗均衡策略、改善轻载能力的输出纹波打嗝抑制策略、以及反向逆变工作时针对母线电压波动的电网工频能量纹波抑制技术。本章的研究工作旨在构建并优化实际应用的整机闭环控制策略, 从而为控制策略的工程应用和样机实验验证提供控制方法支撑。

### 4.1 整机闭环控制架构

本文研制的车载电源样机采用两级式电路架构。在正向充电模式下, 前级采用图腾柱 PFC 电路进行功率因数校正, 在逆变模式 (V2L) 下, 该 PFC 电路重构为全桥逆变拓扑, 能够输出 3.3kW 的交流电以满足用户用电需求。后级电路采用前文所述的多移相 CLLC 谐振变换器, 正向运行时, 负责对电池侧电压与电流进行调节, 反向运行时, 原副边控制逻辑切换, CLLC 变换器从电池取电, 在维持直流母线电压稳定的同时执行功率限制功能。

#### 4.1.1 整机正向充电闭环控制架构

正向运行时的系统控制框图如图 4-1 所示。前级图腾柱 PFC 满足国标的高功率因数(PF)与低谐波畸变率(THD)的要求, 后级是本文所研究的多移相 CLLC 双向 DC/DC 电路, CLLC 电路的控制系统主要由以下四个模块构成:

**(1) 电压环(红色框图):** 采集电池电压进行闭环控制, 主要在电池接近充满时介入, 实现恒压涓流充电。

**(2) 功率环(黄色框图):** 负责整机的功率调节, 系统对温度、充电枪限值、BMS 指令及电池电压对应的最大允许功率进行最小值选择, 从而确定最终的功率跟踪指令。根据电池特性, 充电过程涵盖预充、恒流(CC)、恒功率(CP)及恒压(CV)等阶段, 如图 4-2 所示。

(3) 电流环 (绿色框图): 根据功率参考值计算电流指令, 对电池侧输出电流进行闭环控制, 实现恒流充电及限流保护。

(4) 环路竞争与输出 (紫色框图): 使用电压环/电流环双环竞争得到开关频率, 根据电压增益查表输出三个移相角的查表值。同时, 引入 4.3 节的轻载纹波抑制算法以优化轻载性能, 最终将控制量写入控制器寄存器以驱动硬件电路。

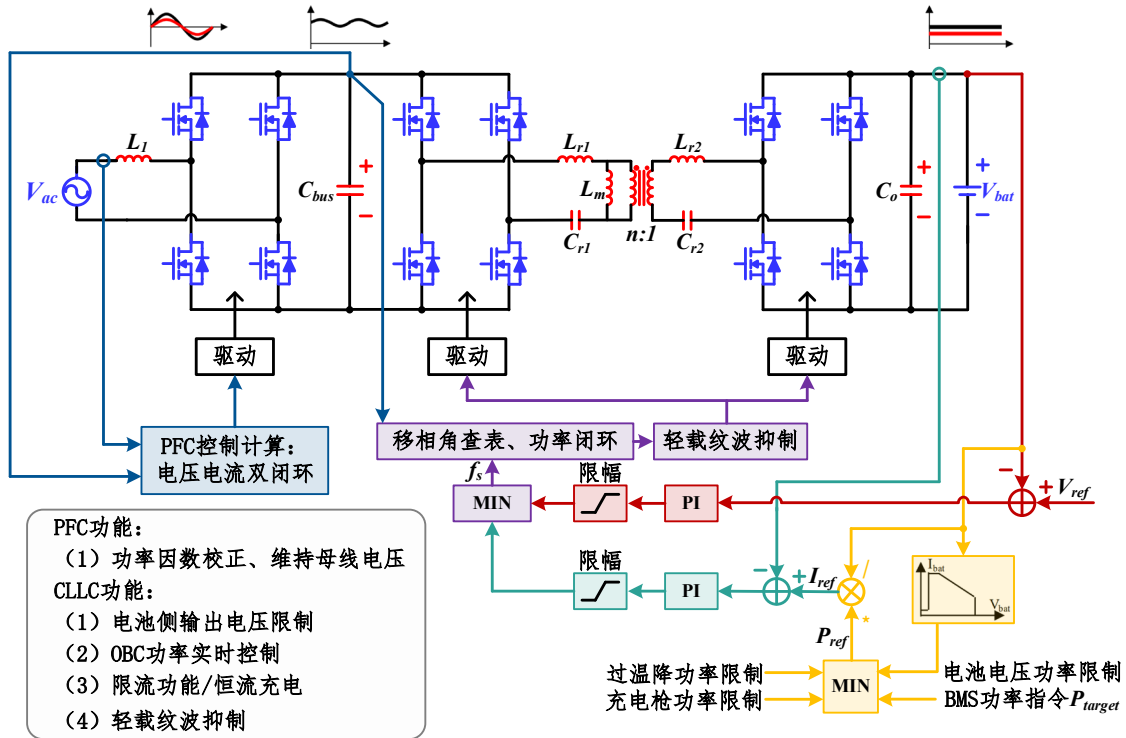


图 4-1 整机正向充电模式控制架构框图

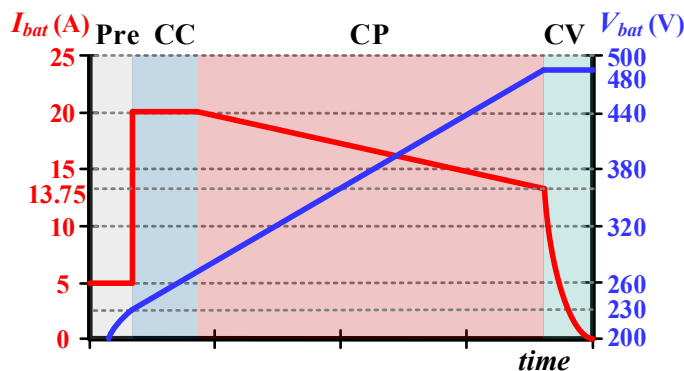


图 4-2 车载充电机充电曲线

#### 4.1.2 整机反向逆变闭环控制架构

反向逆变运行时的系统控制框图如图 4-3 所示。逆变模块采用电压外环+电流内环的双闭环控制策略, 配合单极性调制技术, 可输出最大 3.3kW 的单相交流电。

逆变工作时多移相 CLLC 变换器依然保留电压、功率及电流环控制架构, 但控制

逻辑与正向模式存在如下差异：

(1) **能量流向切换**：原/副边桥臂的功能定义互换，即正向充电时的原边桥臂在逆变时作为副边整流桥臂使用。

(2) **控制目标变更**：正向运行时负载为电池（近似恒压源），而逆变运行时 CLLC 的主要任务转变为母线电压稳压，即通过恒压环维持中间直流母线电压稳定，为后级逆变模块提供稳定的输入源。

(3) **低频纹波抑制**：针对单相逆变器输出固有的二倍工频功率纹波，为了防止其以电流纹波的形式传递至电池侧，算法中增加了母线二倍工频纹波抑制模块来滤除母线电压的采样纹波。该算法的具体实现细节将在本章 4.4 小节详细阐述。

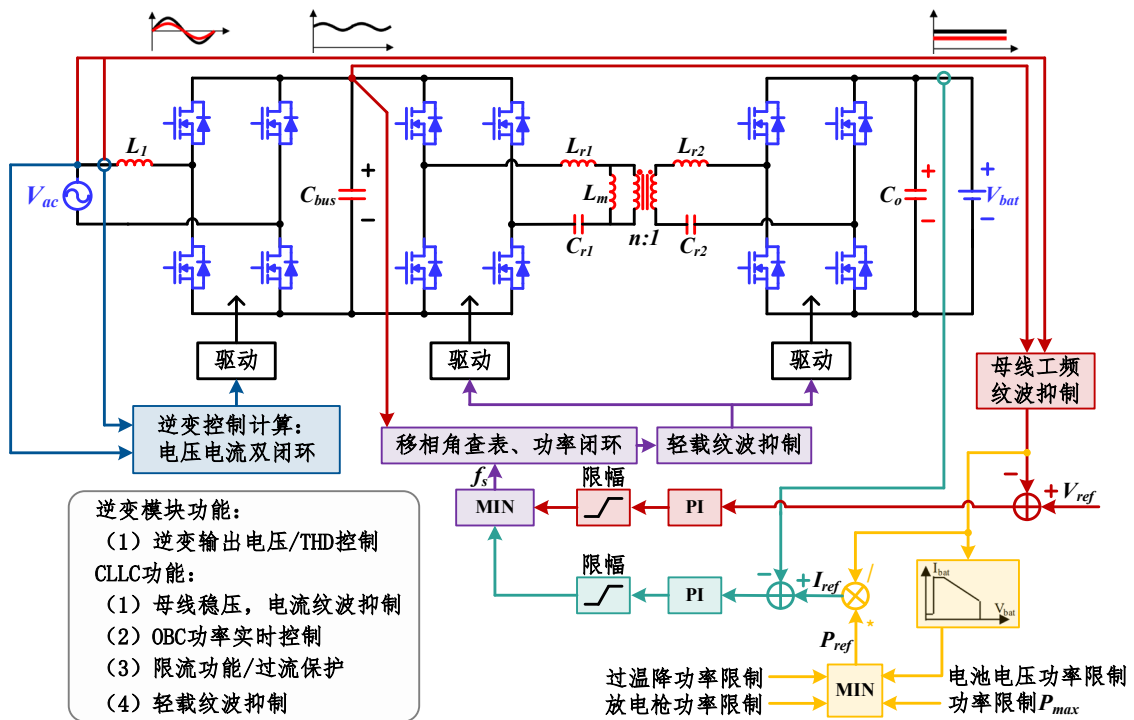


图 4-3 整机反向逆变模式控制架构框图

## 4.2 移相桥臂交替切换损耗动态均衡方法

尽管多移相控制策略显著拓展了变换器的增益范围，收窄了频率变化区间并降低了整体稳态损耗，但在实际应用中，该移相策略会导致移相桥臂间的损耗差异，即参与内移相控制的同一全桥内的两个桥臂存在严重的关断损耗不平衡现象，影响器件的热应力和长期可靠性。

### 4.2.1 多移相控制关断损耗不均衡机理分析

以降压工作时为例介绍损耗不均的机理，降压工况时为了调节增益，原边存在内

移相角。此时,由于输出电压较低且电流较大,如图 4-4 所示,在输入 390V、输出 230V、功率 4600W 的典型工况下,原边两个桥臂的关断电流差异巨大:超前桥臂(对应开关管  $S_1/S_2$ )的关断电流高达 34.8A,而滞后桥臂(对应开关管  $S_3/S_4$ )的关断电流仅为 2.98A。这表明,虽然原边内移相的引入有效降低了滞后桥臂的关断电流,使其接近软开关电流的临界极小值,但存在超前桥臂的大电流关断状态,导致超前桥臂的关断电流和关断损耗较大。

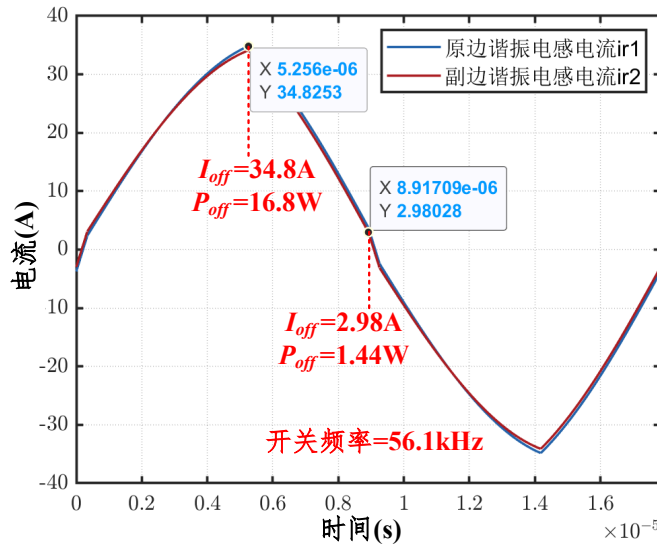


图 4-4 极限降压满载工况下的谐振电流与关断损耗分析

本文选用英飞凌公司的 650V 车规级超级结 MOSFET (IPBE65R075CFD7A) 作为功率开关管,其关键参数及关断损耗相关指标如表 4-1 所示。基于第 2 章建立的开关管关断损耗模型(式(2-12)),可推导出该器件的关断损耗计算表达式,如式(4-1)所示。其中,  $R_{G,driver}$  为驱动器至开关管栅极之间的外部关断电阻。

表 4-1 本文选用的功率 MOSFET 关断损耗相关参数表

| 参数名称                    | 参数大小 |
|-------------------------|------|
| 栅漏电荷(米勒电荷) $Q_{GD}$     | 21nC |
| 米勒平台电压 $V_{GS,plateau}$ | 5.7V |
| 栅极电阻 $R_G$              | 5.8Ω |

$$P_{off} = 1.8421 \times 10^{-9} (5.8 + R_{G,driver}) i_{off} v_{dc} f_s \quad (4-1)$$

将运行工况参数代入上述公式计算可知,超前桥臂的单管关断损耗约为 16.83W,而滞后桥臂的单管关断损耗仅为 1.44W,两者相差逾 10 倍。这种显著的关断电流与损耗差异,直接导致了谐振腔同侧桥臂间热应力分布的极度不均匀。若不加以解决,将极

大增加散热设计的难度，并对整机的长期运行可靠性产生严重的不利影响。

#### 4.2.2 关断损耗不均现象的时域波形分析

图 4-5 展示了多移相 CLLC 谐振变换器在不同工况下存在的开关管关断损耗不均现象，主要出现于输入输出电压偏差较大的工况。

(1) 升压模式分析：如图 4-5(a)所示，当变换器工作于升压模式时，损耗不均衡主要发生于谐振腔副边。此时，副边滞后桥臂（开关管  $S_7$ 、 $S_8$ ）承受着较大的开通与关断电流，导致显著的关断损耗；而副边超前桥臂（开关管  $S_5$ 、 $S_6$ ）的开通与关断电流则维持在较低水平。因此，副边滞后桥臂的热应力与损耗将显著高于副边超前桥臂。

(2) 降压模式分析：同理，当变换器工作于降压模式时，损耗不均衡转移至谐振腔原边，如图 4-5(b)所示。此时，原边超前桥臂（开关管  $S_1$ 、 $S_2$ ）在大电流下进行开关动作，产生较高的关断损耗；而原边滞后桥臂（开关管  $S_3$ 、 $S_4$ ）的开关电流较小。这导致原边超前桥臂的关断损耗远大于原边滞后桥臂。

根据时域电流波形分析可知，桥臂间关断损耗不均的根本原因在于内移相角的引入。在引入内移相控制的全桥拓扑中，滞后臂与超前臂的换流时刻错开，导致两桥臂在开关节点的电流存在差异。

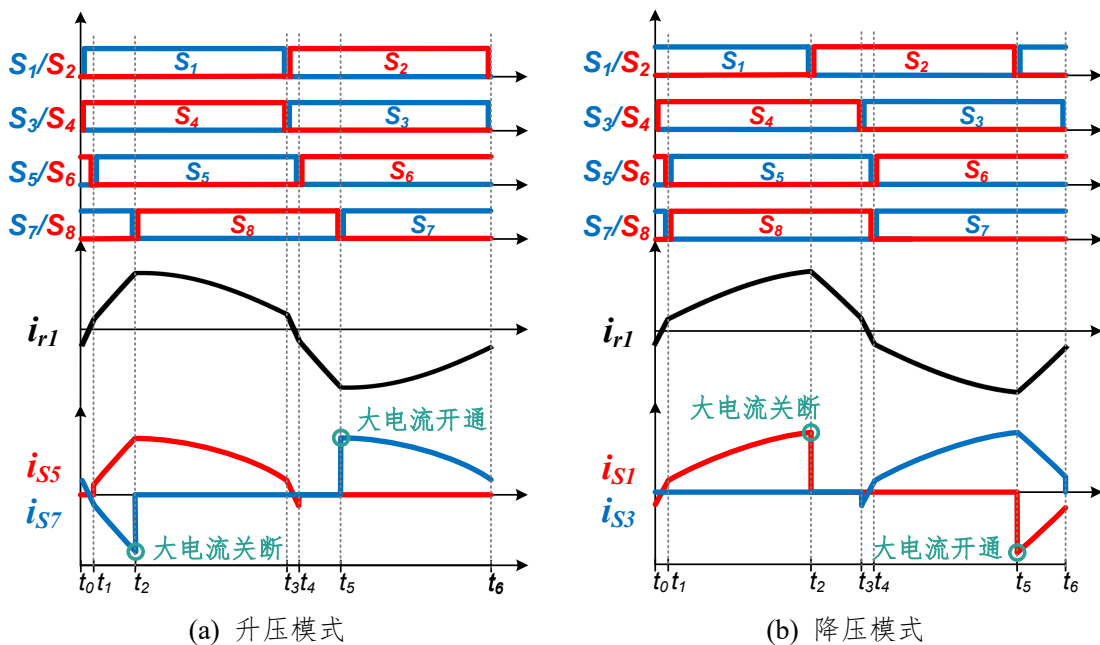


图 4-5 不同工况下桥臂关断电流不平衡现象示意图

#### 4.2.3 移相桥臂交替切换损耗均衡策略设计

在第 2 章，论文简要介绍了移相桥臂低频交替切换实现损耗均衡的方法，这里将

结合具体数字控制实现进行详细阐述。图 4-6 以升压工作模式为例，展示了该控制策略的时域运行机制。在升压模式下，多移相 CLLC 变换器的副边全桥引入了内移相控制，若未启用损耗均衡控制策略，副边桥臂 2 将长期作为滞后桥臂运行，导致其对应的开关管 ( $S_7$ 、 $S_8$ ) 持续承受较大的关断电流应力，而作为超前桥臂的副边桥臂 1 ( $S_5$ 、 $S_6$ ) 关断电流较小。

启用移相桥臂交替切换的损耗均衡策略后，控制器将周期性地切换两个桥臂的角色。如图 4-6 中紫色区域所示，通过调整 PWM 驱动逻辑，将原本滞后的副边桥臂 2 切换为超前桥臂，同时将副边桥臂 1 切换为滞后桥臂。切换完成后，高关断电流应力转移至  $S_5$  和  $S_6$ 。该方法的本质在于对存在内移相的两个桥臂进行动态轮换，使其交替承受大电流与小电流关断应力。在时间平均尺度上，两个桥臂的大电流关断次数趋于相等，从而实现了关断损耗的均分与热应力的一致性。

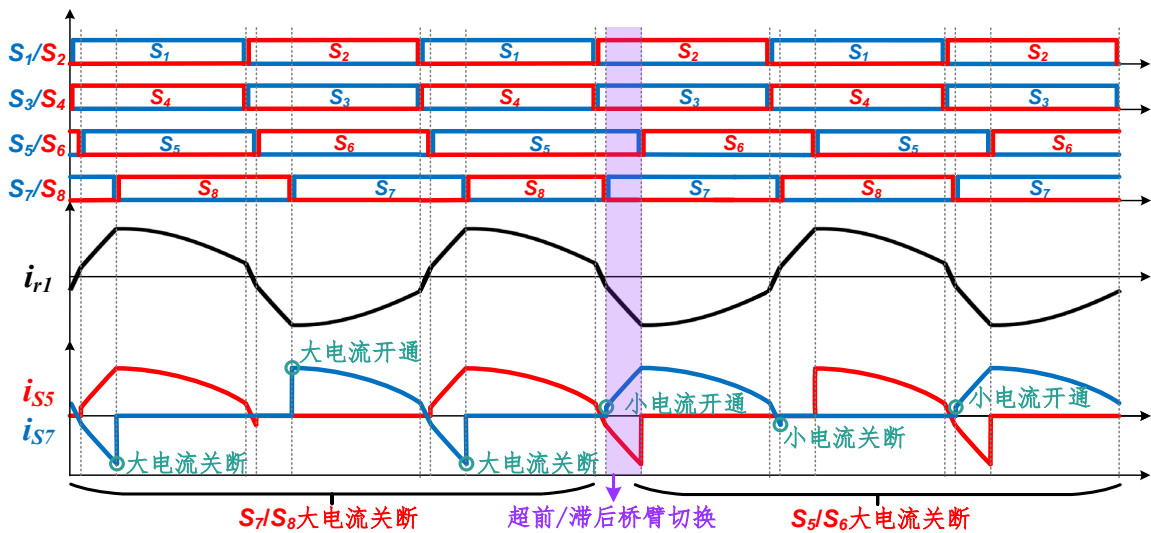
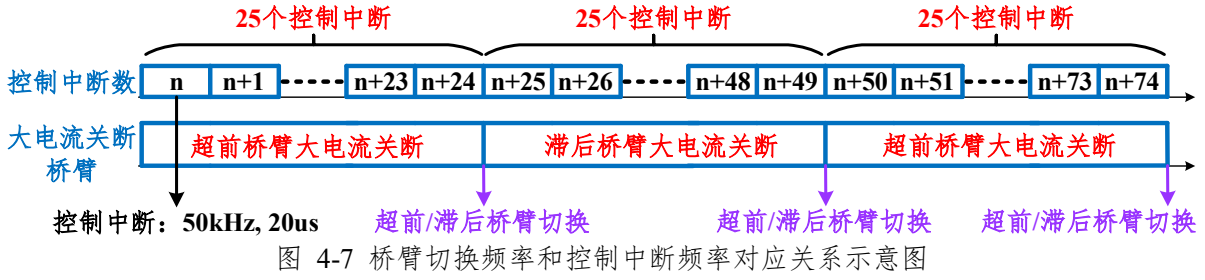


图 4-6 移相桥臂交替切换损耗均衡策略时序示意图

同理，当变换器工作于降压模式时，内移相发生于原边全桥。此时可以通过不断切换原边两个桥臂的超前/滞后顺序，即可实现原边开关管的损耗均衡。

针对超前与滞后桥臂的切换频率设计，主要基于系统的热特性考虑。由于功率器件的热传导具有显著的热惯性，温度变化相对于损耗的变化存在滞后，因此无需采用过高的切换频率即可实现热平衡，这也有助于降低数字控制器的运算负担。如图 4-7 所示，本论文中 CLLC 变换器的控制中断频率设定为 50kHz，综合考虑热平衡效果与控制器资源，设定该损耗均衡策略每 25 个中断周期执行一次切换，即控制策略的切换频率为 2kHz。在数字控制器运算资源较为冗余的应用场合，也可适当提高桥臂切换频率，进而在变换器暂态过程中获得更好的热平衡效果。



#### 4.2.4 控制策略更新時序與實現方法

實現超前/滯后橋臂交替切換的另一個關鍵問題在於 DSP 控制器的精確配置。在 DSP 中，PWM 信號的生成基於載波比較原理，通過將時基計數器生成的三角載波與比較寄存器（CMPA/CMPB）中的值進行實時比較，從而決定輸出電平翻轉。

為滿足損耗均衡策略對移相的實時調節需求，比較寄存器 CMPA/CMPB 被配置為立即更新模式。然而，由於該控制方法涉及對內移相橋臂比較值的動態切換，且圖 4-6 所示的時域波形具有嚴格的時序約束，若在隨機時刻更新寄存器，可能導致 PWM 計數器錯過比較點。為避免 PWM 驅動發波異常，必須確保比較寄存器的更新動作發生於圖 4-8 中所示的紫色安全區域內。

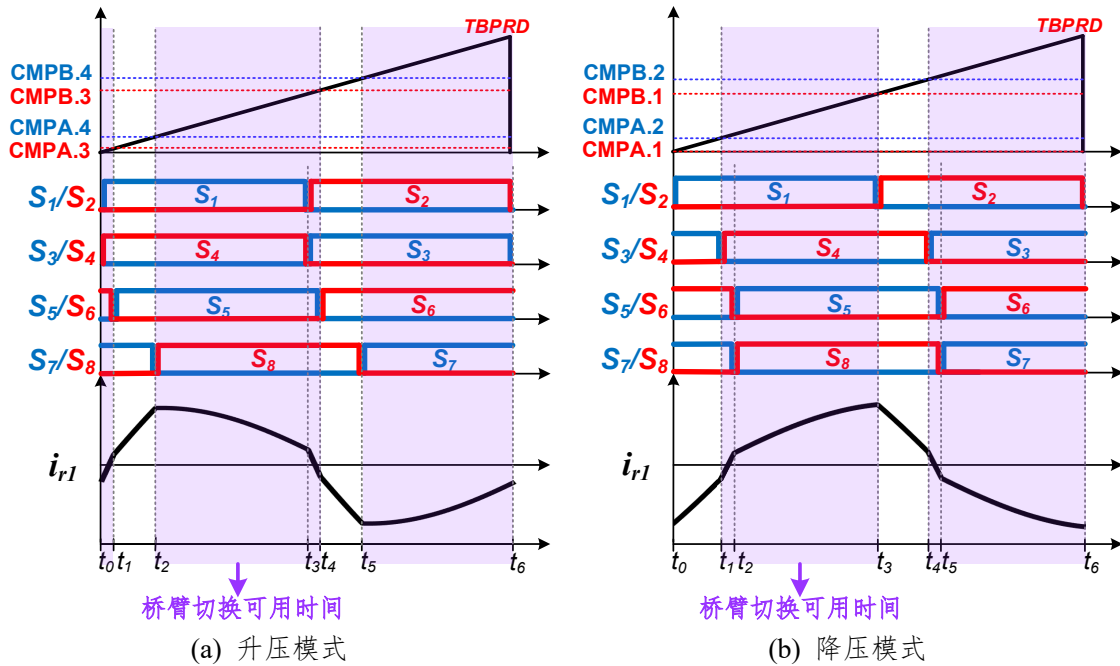


圖 4-8 橋臂交替移相策略的 PWM 比較寄存器安全更新區域

嚴格約束 PWM 比較寄存器的更新時序，是保障多移相 CLLC 變換器可靠運行的核心前提。以升壓模式為例，圖 4-9 展示了在兩個非安全更新時間窗口（對應前文圖 4-8(a)中的  $t_1-t_2$  與  $t_4-t_5$  時段）內更新比較寄存器對底層驅動信號的影響。

結合時序圖分析可知，若在上述非安全更新時間窗口更新比較值，PWM 計數器會

错过更新后的比较器阈值，从而导致 PWM 比较事件丢失。比较时间丢失将直接引发驱动信号占空比的异常（表现为驱动脉冲丢失和单管全周期导通），进而增大功率器件的电流应力，甚至导致桥臂失去零电压开通(ZVS)条件，对整机的可靠运行造成影响。

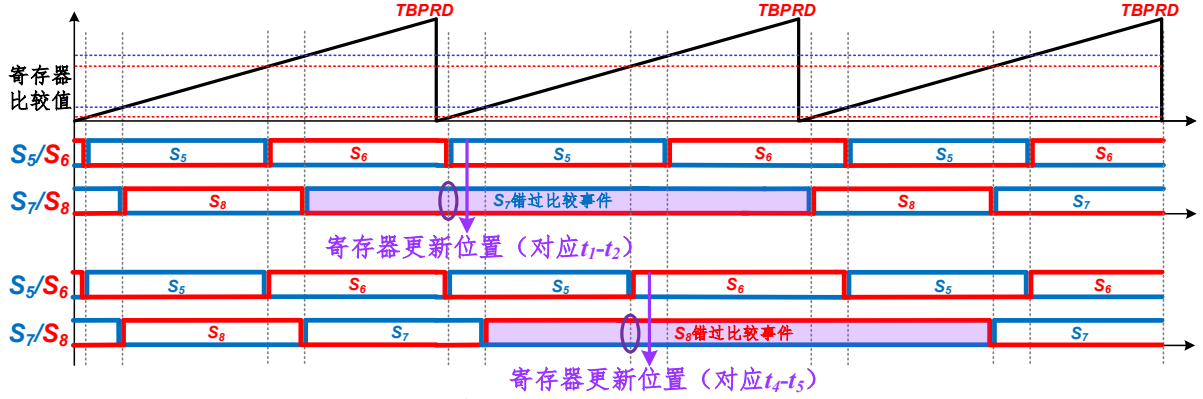


图 4-9 升压模式非安全更新时间窗口更新比较寄存器对驱动的影响

比较寄存器的安全更新窗口受开关频率、移相角及变换器增益模式的共同影响，呈现出随工况动态变化的特征。结合图 4-8 可知，在多移相 CLLC 变换器的升压模式下，一个完整的开关周期内共存在三段连续的安全更新区间，其对应的时间段分别为  $t_0-t_1$ 、 $t_2-t_4$  与  $t_5-t_6$ 。

$$T_{update} \in [t_0, t_1] \cup [t_2, t_4] \cup [t_5, t_6] \quad (4-2)$$

上述时间节点可通过当前的控制参数（开关频率  $f_s$  与移相角  $\theta_{1-3}$ ）进行映射：

$$\begin{aligned} t_0 &= 0 & t_1 &= \frac{\theta_2}{f_s} & t_2 &= \frac{\theta_3}{f_s} \\ t_4 &= \frac{\theta_2 + 0.5}{f_s} & t_5 &= \frac{\theta_3 + 0.5}{f_s} & t_6 &= \frac{1}{f_s} \end{aligned} \quad (4-3)$$

此外，在底层数字控制器的工程实现中，时域安全窗口需离散化为 PWM 时基计数器的计数值。本设计所采用的数字控制器为 TI 公司的 TMS320F280039C，其 PWM 模块的工作主频为 120MHz，对应的最小时基分辨率约为 8.33ns。因此，通过将前述物理时间节点除以此时基分辨率，即可精确获取比较寄存器允许更新的计数值范围：

$$T_{update,dig} = \frac{T_{update}}{8.33ns} \quad (4-4)$$

同理，当变换器运行于降压工作模式时，也可根据其时域波形特征，沿用上述映射逻辑，推导出对应 PWM 计数器的安全更新边界：

$$T'_{update,dig} = \frac{T'_{update}}{8.33ns} = \frac{[t_1, t_3] \cup [t_4, t_6]}{8.33ns} \quad (4-5)$$

$$\begin{aligned}
t_1 &= \frac{\theta_1}{f_s} & t_3 &= \frac{0.5}{f_s} \\
t_4 &= \frac{\theta_1 + 0.5}{f_s} & t_6 &= \frac{1}{f_s}
\end{aligned} \tag{4-6}$$

结合前述推导与第2章的时域模型，可绘制出多移相 CLLC 变换器在不同工况下的 PWM 寄存器安全更新区域。图 4-10(a)与(b)分别展示了满载(6.6kW)与轻载(1.65kW)下的理论安全更新区间（图中浅蓝色区域部分）。由图 4-10 可知，安全更新时间区间会随输出电压、功率及开关频率的动态调节而发生变化，系统在全工况下的安全更新时间范围占整个开关周期的比例较大。

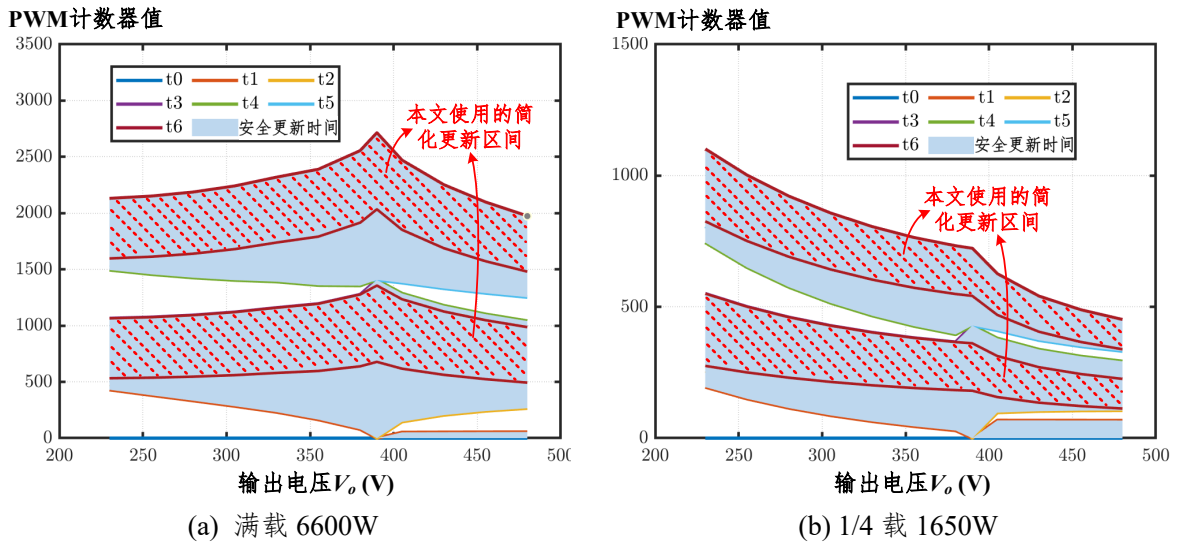


图 4-10 移相桥臂交替切换策略的寄存器安全更新时间

然而，若直接将随工况变化的安全更新边界数据精确写入数字控制器，会消耗较多存储资源，同时加重实时计算负担。为提升工程可行性，本文使用了一种基于开关周期归一化的更新区间判据：观察图 4-10 可知，安全更新区间的变化趋势与开关周期  $T_s$  高度正相关，因此本文将安全更新区间简化为固定的开关周期区间  $[0.25, 0.5]T_s$  与  $[0.75, 1.0]T_s$ （对应的数学表达式为式(4-7)）。如图 4-10 中红色虚线的区间所示，该简化更新区间在重载与轻载工况下均被约束于安全更新区间内。

$$T_{update,dig} = \frac{T_{update}}{8.33ns} = \frac{[0.25, 0.5]T_s \cup [0.75, 1.0]T_s}{8.33ns} \tag{4-7}$$

在确定了寄存器安全更新区域后，移相桥臂交替切换策略还具有控制中断内的更新时序问题。由于本论文的控制策略采用变频控制，而主控制中断频率固定为 50kHz，因此中断进入时刻相对于开关周期的位置是随机的。为解决寄存器更新的同步问题，可采用以下两种有效的更新方法：

(1) **基于 EPWM 中断的同步更新**：在主控制中断中，动态配置并使能一个在安全更新位置的 EPWM 中断，利用该中断在安全时刻执行比较寄存器的切换设置。

(2) **基于状态查询的条件更新**：在进入主中断服务程序时，读取当前 EPWM 计数器值并判断其是否处于允许更新区间。若在安全区间内则立即更新，否则跳过本次操作，等待下一中断周期。鉴于热系统具有较大的热惯性，更新延迟不会影响最终的热平衡效果。

上述两种方法均能将寄存器切换时刻严格限制在比较寄存器安全更新时间窗口内，有效消除占空比异常风险，保障损耗均衡控制策略的可靠运行，在本论文第 5 章的样机实验中，使用的是基于状态查询的条件更新方法。

### 4.3 基于脉冲密度调制的低纹波打嗝策略

如第 3 章 3.3.4 节所述，多移相 CLLC 控制策略虽然通过引入移相角自由度，有效收窄了频率变化范围并提升了轻载调节能力，但在极轻载工况下，受限于软开关条件及最高开关频率限制，仅依靠多移相控制仍难以完全覆盖全负载输出调节需求，存在最小输出功率限制。为此，必须引入辅助控制策略以扩展轻载输出调节能力。

#### 4.3.1 多移相控制的轻载功率调节下限分析

多移相 CLLC 变换器的输出功率与开关频率、电压增益之间存在强耦合关系，为建立输出功率的解析表达式，进而从底层机理上定性分析多移相控制在轻载工况下的功率调节下限机理，本节引入基波近似分析展开理论推导。如图 4-11 所示，该分析方法仅提取原、副边端口电压激励的基波正弦分量，并忽略了励磁电流的影响，从而大幅降低了输出功率表达式的求解复杂度。

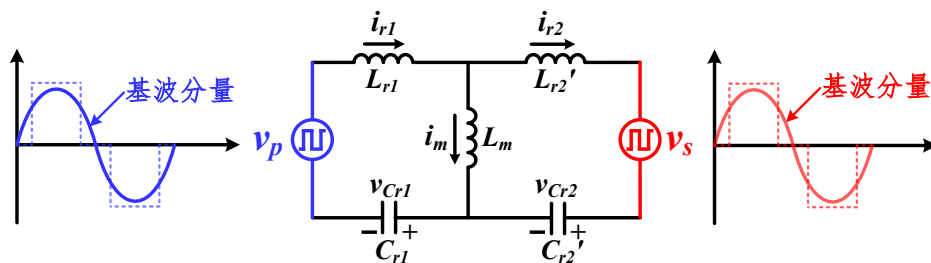


图 4-11 谐振腔两端电压进行基波近似示意图

对于基波分析方法，使用内/外移相角的推导计算更加方便，如图 4-12 所示，定义了原/副边各自的内移相角  $\alpha_p$ 、 $\alpha_s$  和原副边的外移相角  $\theta$ 。

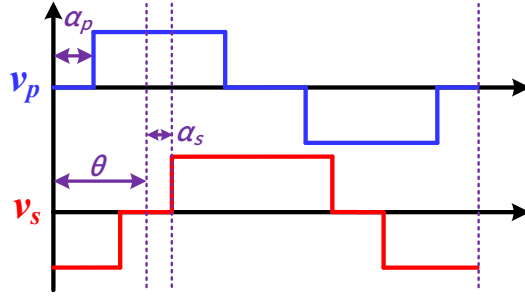


图 4-12 频率前馈计算时的移相角定义

定义归一化电压、阻抗、电流的基值分别为： $V_B=V_{in}$ ,  $Z_B=V_o^2/P_{o,max}$ ,  $I_B=V_B/Z_B$ ，可以计算得到归一化后谐振腔的原边激励电压  $v_{p,pu}$ 、谐振腔副边激励电压  $v_{s,pu}$ 、谐振腔电流  $i_{r1,pu}$  的基波表达式：

$$v_{p,pu} = \frac{4\cos\alpha_p}{\pi} \sin(\omega t) \quad (4-8)$$

$$v_{s,pu} = \frac{4M\cos\alpha_s}{\pi} \sin(\omega t - \theta) \quad (4-9)$$

$$i_{r1,pu} = \frac{4}{\pi X_{pu}} (-\cos\alpha_p \cos(\omega t) + M\cos\alpha_s \cos(\omega t - \theta)) \quad (4-10)$$

其中， $M$  是变换器的电压增益 ( $M=nV_o/V_{in}$ )， $X_{pu}$  为谐振腔的标么值等效阻抗，表达式如式(4-11)所示。 $Z_r$  为变换器谐振腔的特征阻抗。

$$X_{pu} = \frac{Z_r}{Z_B} \left( \frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s} \right) \quad (4-11)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{(L_{r1} + L'_{r2})(C_{r1} + C'_{r2})}{C_{r1}C'_{r2}}} \quad (4-12)$$

通过将谐振腔原边激励电压与谐振腔电流在一个周期内进行积分均值，可以得到变换器输出功率和输出电流的归一化表达式：

$$P_{o,pu} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{p,pu} i_{r1,pu} d(\omega t) = \frac{8M\cos\alpha_p\cos\alpha_s}{\pi^2 X_{pu}} \sin\theta \quad (4-13)$$

$$I_{o,pu} = \frac{8\cos\alpha_p\cos\alpha_s}{\pi^2 X_{pu}} \sin\theta \quad (4-14)$$

谐振腔电流的有效值也可以通过计算得到：

$$\begin{aligned} I_{r1,rms,pu} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{r1}^2(t) d(\omega t)} \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi X_{pu}} \sqrt{M^2 \cos^2 \alpha_s - 2M\cos\alpha_p\cos\alpha_s\cos\theta + \cos^2 \alpha_p} \end{aligned} \quad (4-15)$$

下文以升压模式为例推导输出功率表达式。通过把式(4-14)带入到式(4-15)中,可以消掉谐振腔等效阻抗 $X_{pu}$ 。同时,由于本文提出的多移相控制策略的最终波形实现了整机的最优损耗控制,因此控制移相角在基波分析中可以近似理解为谐振腔电流有效值 $I_{r1,rms,pu}$ 最小时的移相角组合,因此,通过对 $I_{r1,rms,pu}$ 进一步求偏导,可以求得升压模式下三个移相角的值。

$$\frac{\partial I_{r1,rms,pu}}{\partial \alpha_p} = 0 \rightarrow \alpha_p = 0 \quad (4-16)$$

$$\frac{\partial I_{r1,rms,pu}}{\partial \alpha_s} = 0 \rightarrow \alpha_s = \cos^{-1}\left(\frac{\cos \alpha_p}{M \cos \theta}\right) \quad (4-17)$$

$$\frac{\partial I_{r1,rms,pu}}{\partial \theta} = 0 \rightarrow \theta = \cos^{-1}\left(\frac{\cos \alpha_p}{M \cos \alpha_s}\right) \quad (4-18)$$

对于升压模式,观察图 2-8 的时域波形可知,为了实现低循环能量,升压模式时原边不存在内移相,副边的内移相角 $\alpha_s$ 和原副边的外移相角 $\theta$ 相等,因此可以进一步求得三个移相角的值为:

$$\alpha_p = 0, \alpha_s = \theta = \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{M}}\right) \quad (4-19)$$

将求得的移相角带入到功率公式(4-13)中,可以得到最终的功率表达式为:

$$P_{o,pu} = \frac{8M \sqrt{\frac{1}{M} \left(1 - \frac{1}{M}\right)}}{\pi^2 X_{pu}} = \frac{8\sqrt{M-1}}{\pi^2 X_{pu}} \quad (4-20)$$

通过在式(4-20)中带入式(4-11)的谐振腔等效阻抗 $X_{pu}$ ,可以将开关频率 $f_s$ 引入到输出功率的表达式中,进而得到升压模式下变换器的输出功率解析表达式。

$$P_{o,pu} = \frac{8Z_B \sqrt{M-1}}{\pi^2 Z_r \left(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s}\right)} \quad (4-21)$$

对于多移相 CLLC 变换器的降压工作模式,同样可以根据上述流程计算求得开关频率的解析表达式。对于降压模式的时域波形(图 2-13),为了实现低循环能量,降压模式时副边不存在内移相,原边的内移相角 $\alpha_p$ 和原副边的外移相角 $\theta$ 相等,因此最终求得降压模式下的三个移相角值为:

$$\alpha_s = 0, \alpha_p = \theta = \sin^{-1}(\sqrt{1-M}) \quad (4-22)$$

使用升压模式求取输出功率的方法,可以求得降压模式下归一化输出功率 $P_{o,pu}$ 的解析表达式。最终得到的多移相 CLLC 输出功率解析表达式总结如下:

$$P_{o,pu} = \begin{cases} \frac{8Z_B\sqrt{M-1}}{\pi^2 Z_r (\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s})}, & M > 1 \\ \frac{8Z_B M \sqrt{M(1-M)}}{\pi^2 Z_r (\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s})}, & M \leq 1 \end{cases} \quad (4-23)$$

分析式(4-23)的输出功率解析表达式可知,在给定工作频率和谐振频率的情况下,特征阻抗 $Z_r$ 与输出功率呈反比关系。物理本质在于, $Z_r$ 的减小意味着谐振电感取值的相对降低,系统等效阻抗变小,从而在相同的电压激励下小电感会让谐振腔电流上升更快、储能更多,进而增大输出功率。同时,对于多移相控制而言,由于开关频率恒大于谐振频率( $f_s > f_r$ ),随着开关频率的进一步升高,  $(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s})$  增大,输出功率随之降低,与前文控制策略的稳态特性分析吻合。

基于式(4-23)及表 3-2 确定的谐振腔硬件参数,图 4-13 绘制出了在 50kHz~300kHz 频率范围内多移相控制的功率调节范围,图中红色区域为轻载功率调节盲区的范围。

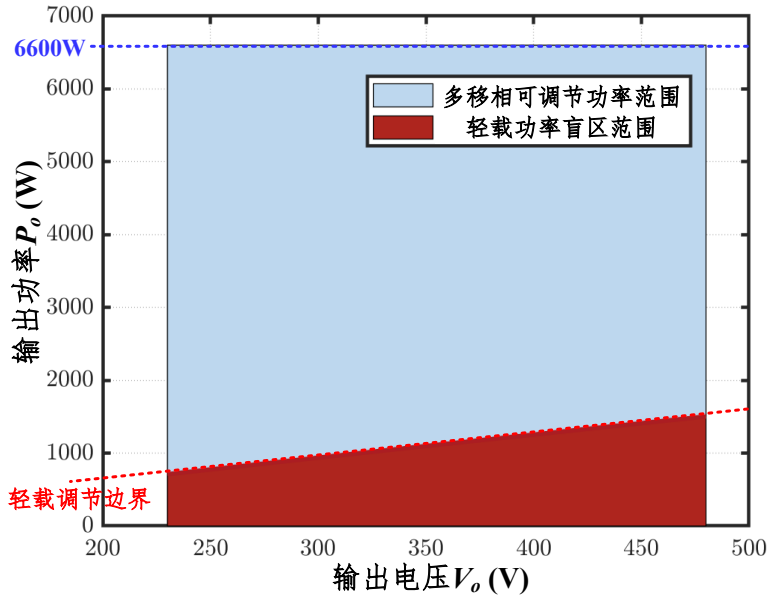


图 4-13 多移相 CLLC 的功率调节范围

观察上图的输出功率调节范围,我们知道多移相 CLLC 变换器存在固有的轻载调节功率下限。当系统受限于最高开关频率(本论文为 300kHz)时,其输出功率仍无法降至空载或极轻载。该问题制约了多移相控制在全负载域内的稳压能力,为此,引入额外的轻载调制策略来拓宽轻载功率调节范围是必要的。

#### 4.3.2 谐振变换器轻载控制方法对比

为实现轻载输出的调控,本文采用打嗝模式(Burst 模式,间歇输出),该策略将连

续的谐振能量传输转变为离散的脉冲群传输。通过调节脉冲群的密度,可实现输出电压/功率的调节。此外,Burst 模式允许变换器在导通期间始终工作于效率较优的工作点,从而有助于提升平均效率。

传统的 Burst 控制主要分为基于输出电压滞环回差和基于控制量阈值两种方法,但均存在一定局限性:

(1) 基于输出电压滞环回差的方法:如图 4-14 所示,当输出电压触及电压上限  $V_{max}$  时封锁驱动,触及下限  $V_{min}$  时恢复驱动。该方法的缺陷在于,受限于采样噪声,上下限阈值无法设置过近,导致输出纹波较大。此外,该方法以电压为反馈量,面对电池等恒压负载(CV)时,变换器输出电压被负载电池电压钳位,导致无法通过电压滞环来实现控制。

(2) 基于控制量阈值的方法:CLLC 变换器的闭环控制量为开关频率,当闭环计算频率高于设定阈值(本论文中设置的上限频率阈值为 300kHz)时封锁驱动,反之恢复。由于采样周期与计算延时的存在(本论文使用的控制频率为 50kHz),在该控制方法下,控制器的动作总是滞后于实际电路输出电压多个控制周期,且打嗝的周期由控制环路带宽决定,在带宽较低时输出纹波电压会较大,难以满足低输出纹波的需求。

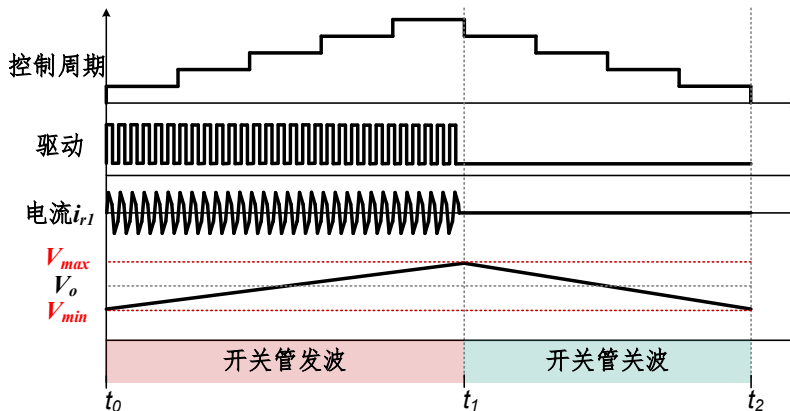


图 4-14 基于输出电压滞环打嗝的工作波形示意图

### 4.3.3 基于脉冲密度调制的轻载打嗝控制方法

为实现多移相 CLLC 变换器在轻载工况下的低输出纹波,本文提出一种基于打嗝密度的打嗝脉冲打散控制方法。与传统方法直接由电压或频率阈值决定驱动状态不同,该方法引入了“打嗝密度”作为中间控制变量,通过算法生成打散的脉冲序列来控制 PWM 信号的发波与封波。

图 4-15 展示了本文打嗝算法的控制框图,当电压环路计算得出的期望开关频率  $f_s$  超过系统设定的最大开关频率  $f_{s,max}$  (本文为 300kHz) 时,系统进入打嗝模式。根据式

(4-24)计算预期的打嗝密度 $D_{burst}$ ，该参数定义为有效驱动时间的占比，由环路闭环输出量 $f_s$ 动态调节。随着负载功率的降低， $D_{burst}$ 逐渐减小；当 $D_{burst}$ 降至0时，意味着驱动完全封波。

$$D_{burst} = \frac{f_{s,max}}{f_s} \quad (4-24)$$

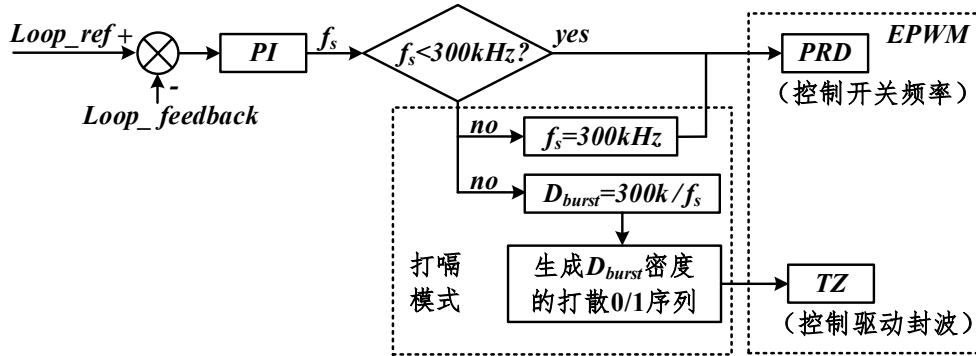


图 4-15 本文打嗝策略的控制框图

在确定了所需的 $D_{burst}$ 后，变换器的开关频率被锁定在 300kHz。为了最小化输出电压/电流纹波，本控制策略旨在生成一组在时间轴上尽可能均匀分布（即“打散”）的驱动脉冲序列，同时保证序列中发波的密度为 $D_{burst}$ 。在每个控制中断（50kHz）内，程序依据该序列判定当前周期是执行驱动使能与否，从而将能量传输过程打散，有效抑制输出纹波。

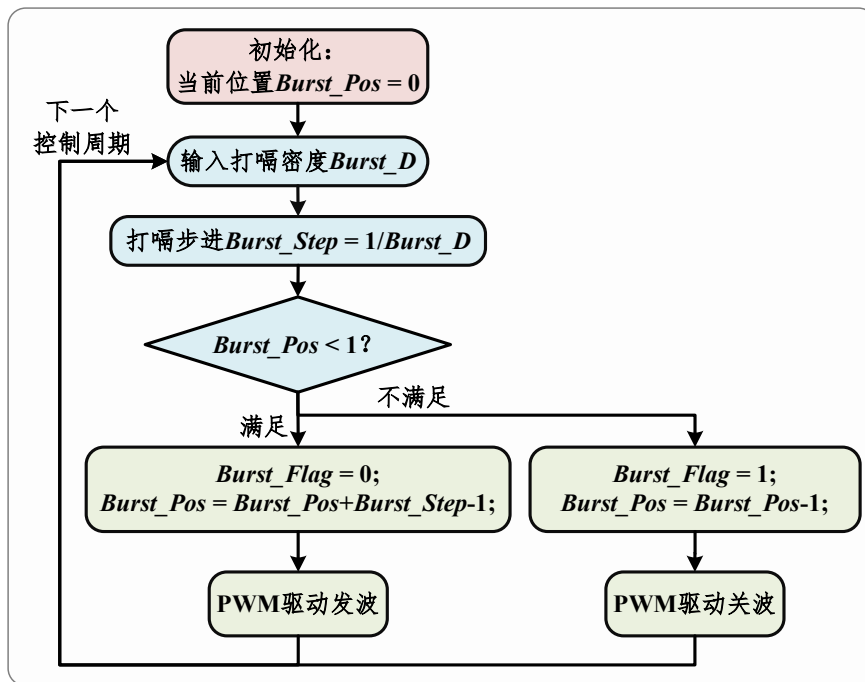
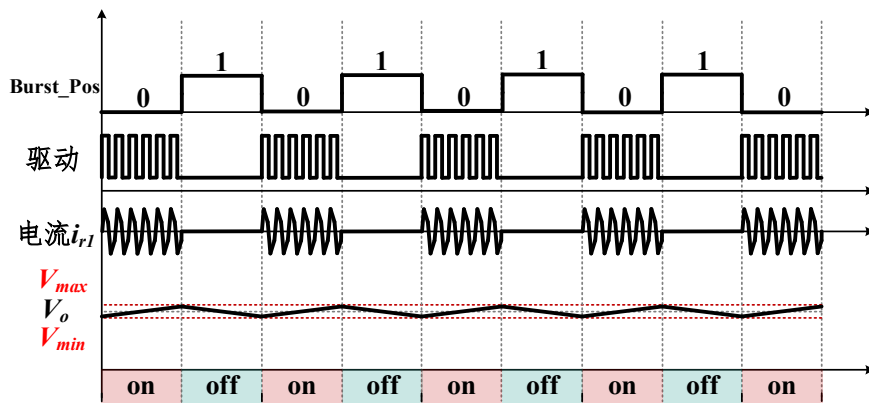


图 4-16 基于脉冲密度调制的序列生成算法流程图

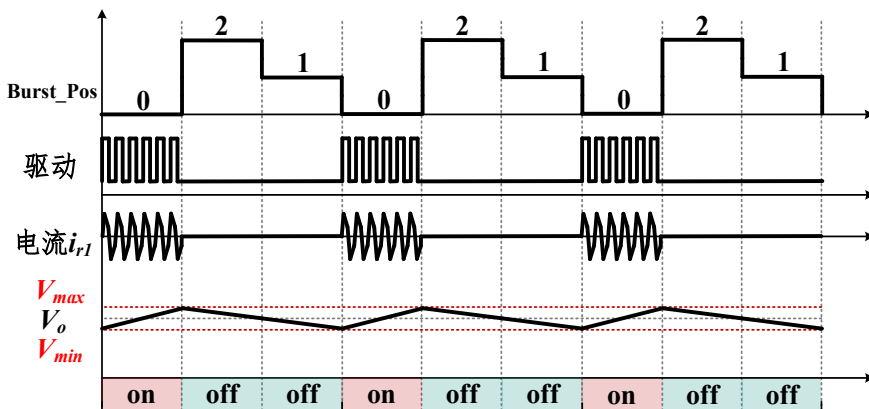
图 4-16 展示了该脉冲序列生成算法的流程。该算法本质上是一种基于累加器的脉

冲密度调制方法, 根据实时计算的步进值  $Burst\_Step$  更新位置  $Burst\_Pos$ , 通过判断  $Burst\_Pos$  的大小, 快速确定当前控制周期的驱动状态。该算法逻辑简洁直观, 不会显著增加控制器的运算负担, 却能实现当前控制频率下理论最优的纹波抑制效果。此外, 由于  $D_{burst}$  由闭环动态生成, 该方法对输出电压/电流具有优异的闭环稳定性, 同时适用于恒压和恒流负载, 优于前述的电压滞环或频率阈值控制。

图 4-17 展示了所使用的打嗝策略在两个打嗝密度下的工作时域波形。图 4-17(a) 和图 4-17(b) 分别对应  $D_{burst} = 0.5$  和  $D_{burst} = 1/3$  的工况。当  $D_{burst} = 0.5$  时, 算法生成的序列控制驱动信号在每个中断周期 ( $50\text{kHz}/20\mu\text{s}$ ) 交替使能与封波。这意味着实现了该控制频率下最高的打嗝切换频率 ( $25\text{kHz}$ ), 相较于图 4-14 上传统打嗝策略的示意输出电压纹波, 其输出纹波幅度得到了大幅降低。当  $D_{burst} = 1/3$  时, 表现为每三个控制周期中, 一个周期发波, 两个周期封波。尽管其纹波略大于 0.5 密度工况, 但仍实现了该密度下的驱动脉冲最大化分散。



(a) 打嗝密度=0.5

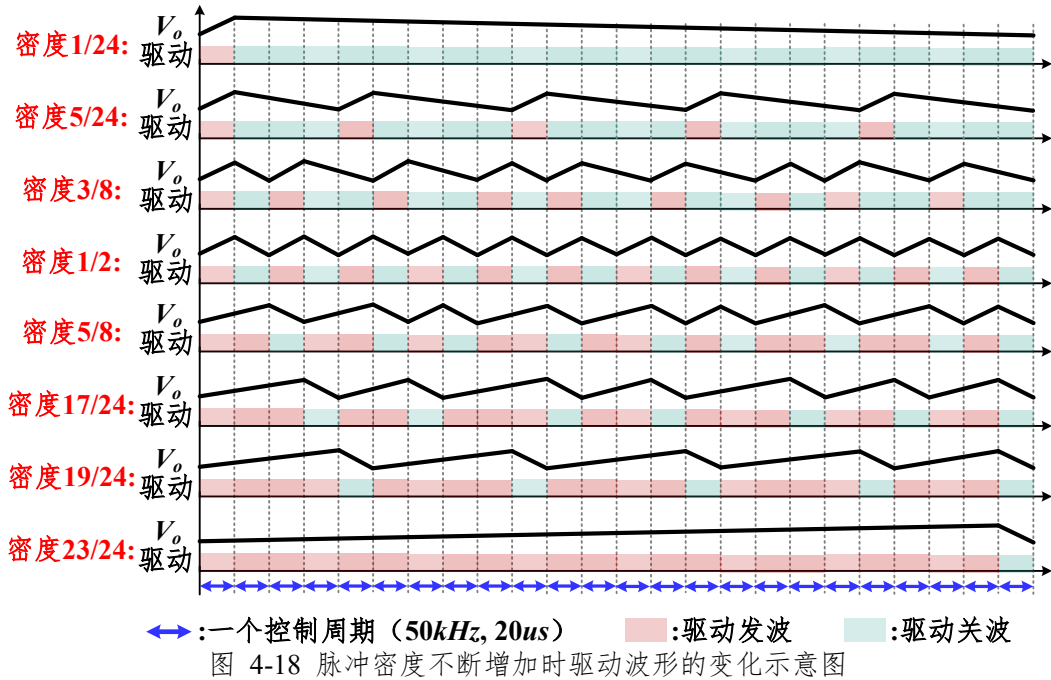


(b) 打嗝密度=1/3

图 4-17 所提算法不同脉冲密度下的驱动波形示意图

本算法的实用性在于, 对于随意一个 0 到 1 之间的打嗝密度, 均能够生成出一簇

理论上纹波最小的驱动序列。如图 4-18 所示,展示了打嗝密度从 0 到 1 逐渐增加过程中驱动簇的变化趋势,可见对于不同的打嗝密度,驱动簇的纹波和驱动簇的整体低频频率也在一直动态变化,提高了打嗝频率,降低输出电压纹波。



综上所述,所提出的轻载打嗝算法通过将打嗝模式下的驱动脉冲进行打散与均匀化处理,可显著降低输出纹波,算法同时适用于恒压和恒流负载,具有一定工程价值。

#### 4.4 基于负载前馈的低频电流纹波抑制策略

当多移相 CLLC 谐振变换器与 AC/DC 模块级联构成车载充电机系统时,电网侧与电池侧的能量形式差异,存在二倍工频功率脉动的问题。电网侧电压与电流均为交流量,其瞬时功率包含直流分量及二倍工频的交流分量,而电池侧作为直流源,要求电压与电流维持恒定,因此希望是一个直流功率。为解决这一能量形式的失配,车载充电机系统通常在 AC/DC 与 DC/DC 级之间配置毫法 (mF) 级的中间直流母线电容  $C_{bus}$ ,用以缓冲和吸收二倍工频纹波能量,实现功率解耦,但在传统控制策略下,依旧会有二倍工频纹波能量传递到电池侧,尤其是逆变模式下。

##### 4.4.1 逆变模式电池侧低频电流纹波产生机理

在 OBC 正向充电模式下,多移相 CLLC 变换器对电池侧的电压和电流进行闭环控制,如果 DC/DC 级的控制环路带宽较宽时,控制电路可有效抑制 PFC 输出直流母线上的工频纹波传递到输出侧,获得理想的直流输出。然而,当 OBC 处于逆变放电模式时,

传统控制策略下会在电池侧产生较大的二倍工频电流纹波。

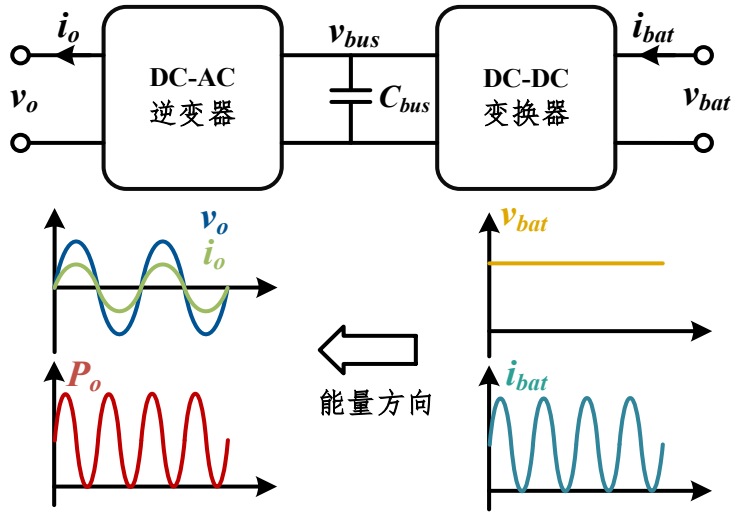


图 4-19 逆变模式下电池侧低频电流纹波产生机理

图 4-19 展示了逆变工况下电池侧低频电流纹波的产生机理。此时，后级 DC/AC 逆变模块输出的功率带有二倍工频脉动。作为前级的 CLLC 变换器，其核心控制目标是通过电压反馈闭环维持中间母线电压  $V_{bus}$  的稳定。

通常，CLLC 电压环的带宽较高，反馈环路会抑制缓冲电容上的电压波动，导致母线电容无法发挥其能量缓冲作用。根据能量守恒定律，逆变侧的脉动功率将穿越直流母线，耦合至电池侧。由于电池电压基本恒定，功率的脉动将转移到电池电流，即形成二倍工频纹波电流。

该低频纹波电流不仅会增加电池内阻损耗，导致发热并缩短电池寿命，还会显著增加 CLLC 变换器内部器件的电流峰值应力，给系统的热管理、可靠性设计及使用寿命带来严峻挑战。

#### 4.4.2 传统低频电流纹波抑制策略对比

针对逆变工况下的电池侧二倍工频电流纹波抑制问题，学术界已展开了广泛研究，现有方案主要可分为以下四类。

**(1) 有源功率解耦：**通过并联或串联有源功率解耦电路，将交流侧的脉动功率转移至辅助电路。然而，该方法需引入额外的功率器件与储能元件，增加了系统的成本与控制复杂度。

**(2) 低带宽控制方案：**采用电压外环与电流内环的级联控制架构，通过将电压外环带宽设计得较低（低于二倍工频频率），以滤除纹波分量。该方法本质上是以牺牲系统的动态性能为代价的，当发生负载突变时，会导致母线电压严重超调，此外该方法也

无法彻底消除流向电池侧的低频纹波。

(3) **陷波器方案**：在采样回路中加入陷波器以滤除特定频率的电压纹波。虽然稳态性能尚可，但陷波器的引入会产生负相移，降低控制系统的相位裕度。此外，陷波器增加了控制器的运算负担，实验发现，在多移相 CLLC 变换器进入打嗝模式等工况时，引入陷波器可能诱发更低频的振荡问题。

(4) **比例谐振 (PR) 控制方案**：可以利用 PR 控制器在谐振频率处的增益特性来抑制纹波，但该方法参数整定复杂，且对不同逆变频率工况的适应性较差。

#### 4.4.3 基于负载前馈的低频电流纹波抑制策略

鉴于上述方法的局限性，本文根据 OBC 实际应用需求，提出一种基于交流侧负载功率前馈的谐波电流抑制策略，如图 4-20 所示。本文所提方法的思路是“纹波抵消”，首先，实时采样交流侧的输出电压与电流，基于已知的逆变相位信息，通过数学模型计算出当前工况下母线电容上理论存在的理想电压纹波  $u_r$ 。随后，在实时采样的母线电压中减去该计算值，从而获得一个不含纹波的直流电压分量。将处理后的纯净直流电压送入电压环进行闭环控制，从而允许母线电容自由波动以吸收脉动功率，进而实现电池侧电流的低纹波。该方法逻辑简洁、通用性强，且能够在保持系统高动态带宽的同时，有效抑制低频纹波。

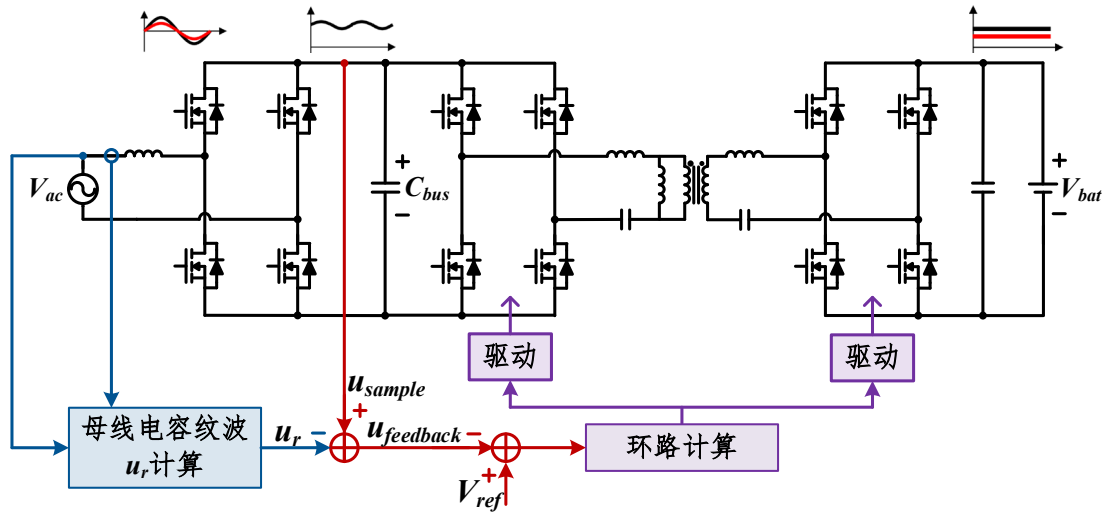


图 4-20 基于负载前馈的低频电流纹波抑制策略原理图

当车载充电机处于逆变工作模式且负载为阻性时，交流侧的输出电压  $u_o$  和电流  $i_o$  可表示为式(4-25)。式中， $U_o$  和  $I_o$  分别为逆变输出电压和电流的峰值。

$$\begin{cases} u_o = U_o \sin \omega t \\ i_o = I_o \sin \omega t \end{cases} \quad (4-25)$$

据此,可计算逆变输出的瞬时功率 $p_o$ ,如式(4-26)所示。其中 $P_o = U_o I_o / 2$ 表示平均输出功率。

$$p_o = u_o i_o = U_o I_o \sin^2 \omega t = P_o - P_o \cos 2\omega t \quad (4-26)$$

定义缓冲母线电容上的平均电压为 $U_{bus}$ ,瞬时纹波电压为 $u_r$ 。根据功率守恒原则,逆变器输入侧(即母线电容后端)的电流 $i_{o,dc}$ 可表示为式(4-27):

$$i_{o,dc} = \frac{p_o}{u_{bus}} = \frac{P_o - P_o \cos 2\omega t}{U_{bus} + u_r} \approx \frac{P_o - P_o \cos 2\omega t}{U_{bus}} \quad (4-27)$$

在理想情况下,电池侧输出电流为纯直流,仅有二倍工频的脉动能量被缓冲电容吸收。因此,流经缓冲母线电容的纹波电流 $i_{cbus}$ 可表示为式(4-28):

$$i_{cbus} = -\frac{P_o \cos 2\omega t}{U_{bus}} = C_{bus} \frac{du_{bus}}{dt} \quad (4-28)$$

对缓冲母线电容上的电流进行积分,即可得到电容电压的瞬时表达式(包含直流分量与纹波分量),如式(4-29)所示。其中 $C_{bus}$ 为缓冲母线电容的容值。

$$u_{bus} = U_{bus} + \frac{1}{C_{bus}} \int i_{cbus} = U_{bus} - \frac{P_o}{2\omega C_{bus} U_{bus}} \sin 2\omega t \quad (4-29)$$

进而,可分离出电容上的纹波电压分量 $u_r$ 的表达式:

$$u_r = -\frac{P_o}{2\omega C_{bus} U_{bus}} \sin 2\omega t \quad (4-30)$$

由于本论文样机采用单 DSP 芯片实现整机集中控制,逆变模块的实时相位信息对于控制器而言是已知的。因此,通过实时采样逆变输出的交流电压与电流,可计算出当前的实时功率,进而反推得到交流侧功率脉动对母线电容电压的影响。推导出的母线电压纹波估算公式如式(4-31)所示:

$$u_r = -\frac{P_o}{2\omega C_{bus} U_{bus}} \sin 2\omega t = -\frac{u_o i_o}{4\omega C_{bus} U_{bus} \sin^2 \omega t} \sin 2\omega t \quad (4-31)$$

最终,送入 CLLC 电压环的反馈采样值 $u_{sample}$ 可修正为式(4-32):

$$u_{feedback} = u_{sample} - u_r \quad (4-32)$$

通过在实时采样的母线电压中减去计算所得的理论纹波电压,即可获得近似直流的母线电压反馈信号。该处理方式能够有效屏蔽工频纹波对控制环路的干扰,从而实现电池侧低频纹波电流的抑制。

本文提出的多移相 CLLC 在逆变模式下工频纹波抑制策略,本质上是一种基于模型前馈的采样修正方法。该方法具备良好的通用性与工程易用性,在样机测试中表现

优异。在第5章将对该策略的实验验证结果进行进一步分析。

## 4.5 本章小结

本章聚焦于多移相 CLLC 变换器在两级式车载充电机中的工程应用，针对实际系统中存在的若干关键控制问题提出了相应的解决方案。本章的主要工作总结如下：

(1) 系统控制架构介绍。详细分析了整机在充电和放电模式下的系统闭环控制架构，分析了信号流向与整机闭环控制思路。

(2) 开关管损耗均衡设计。针对多移相控制引入内移相角后导致全桥电路两桥臂关断损耗严重不平衡的问题，提出了移相桥臂交替切换损耗均衡策略。通过周期性轮换超前与滞后桥臂的角色，实现了开关管热应力的动态均衡，并给出了算法的更新时序与实现方法。

(3) 轻载输出纹波优化。针对极轻载工况下频率调节受限及输出纹波过大的问题，使用基波分析方法计算并讨论了多移相控制的轻载功率调节边界，提出了基于打嗝密度调制的分散式脉冲控制策略，有效降低了变换器的输出纹波。

(4) 逆变二倍工频功率纹波抑制。针对反向逆变（V2L）模式下交流侧功率脉动导致电池侧低频纹波电流的问题，提出了基于负载前馈的采样修正策略，在不牺牲环路带宽的前提下有效抑制了二倍工频功率纹波传递至电池侧。

## 第5章 实验样机设计与实验结果

本章聚焦于多移相控制策略的样机研制与实验验证。本章首先详细介绍了自主研发的 6.6kW 高功率密度液冷双向 OBC 样机的系统架构、关键功率器件选型、以及高频磁集成变压器的设计方案。随后,依托该硬件测试平台,系统性地开展了多移相控制下 CLLC 变换器的稳态实验、OBC 整机联调实验以及针对第 4 章所提出的三项控制策略优化方法(移相桥臂交替切换热应力均衡、轻载低纹波打嗝及 V2L 逆变电池侧电流纹波抑制)的实验验证。通过实验波形与实测数据,验证本文时域模型推导结果的准确性,以及论文所提出的控制策略在提升整机性能方面的有效性。

### 5.1 样机拓扑架构介绍

为了验证本文所提控制策略及设计方法,论文设计并搭建了一台液冷车载充电机样机。该样机具备宽电压范围运行能力,其稳态技术指标如下:交流输入电压范围为 90VAC-265VAC,直流输出电压范围为 230VDC-480VDC;正向充电最大功率为 6.6kW(最大输出电流 20A),反向逆变最大功率为 3.3kW。该车载充电机的整机拓扑架构图如图 5-1 所示:

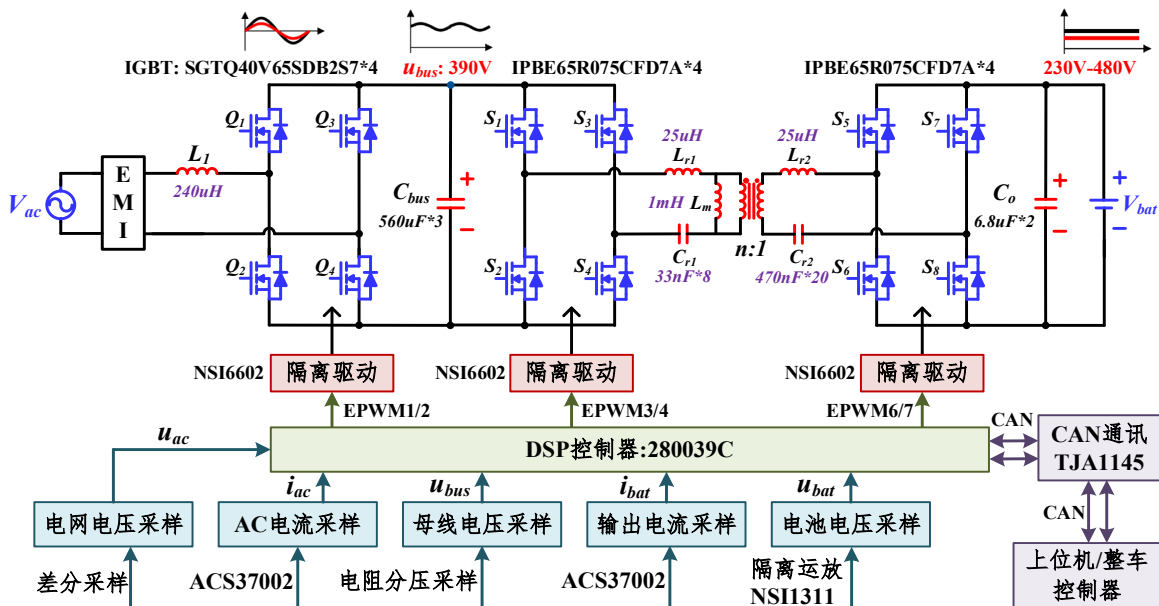
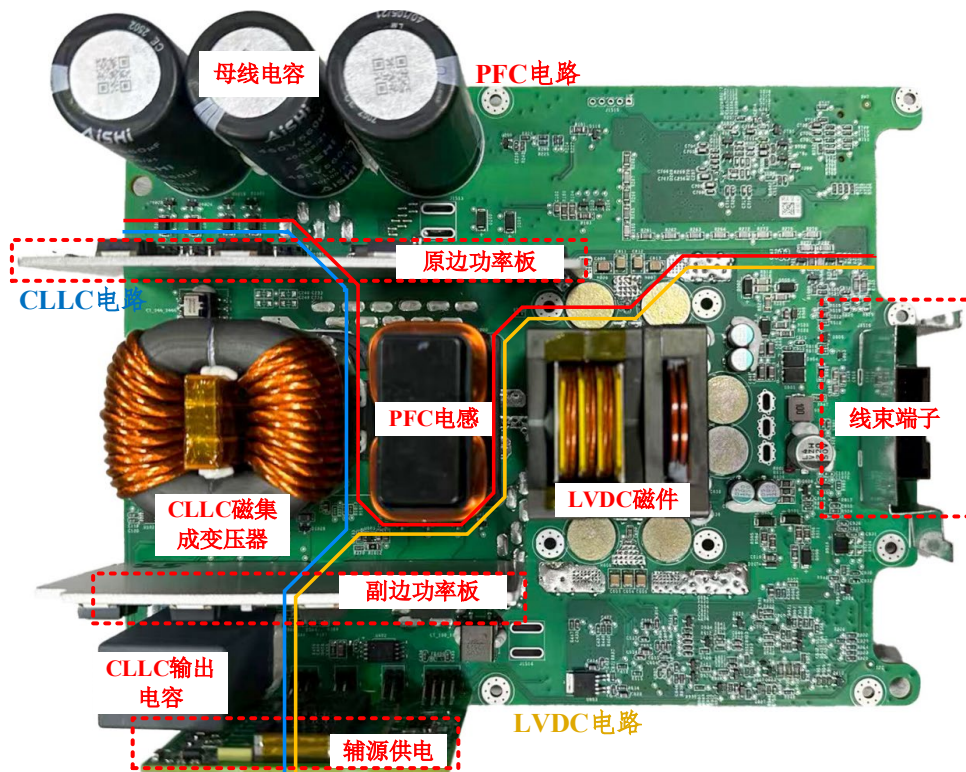


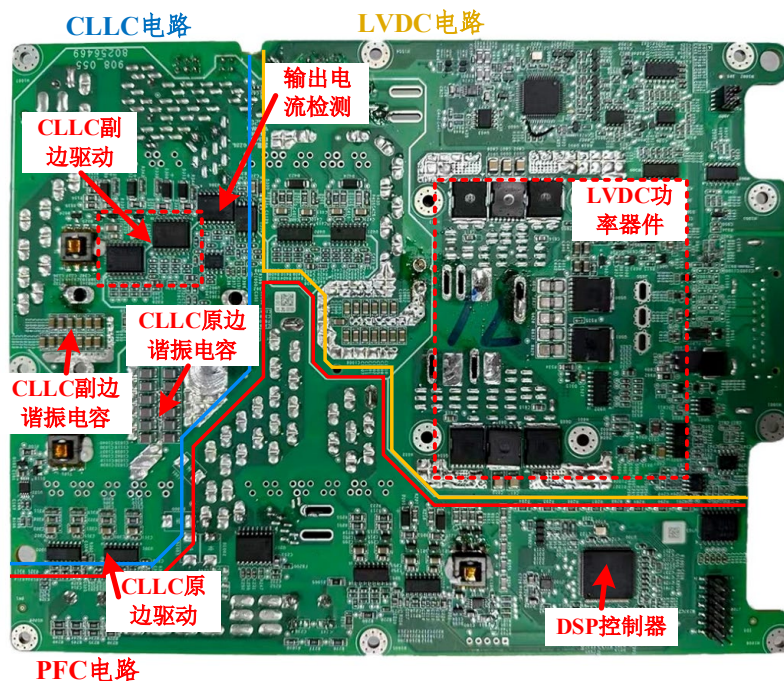
图 5-1 车载充电机整机拓扑架构图

样机的整体外观与结构布局如图 5-2 所示。该样机采用了高度集成化设计,除了 OBC 功能外,还集成了一个最大功率为 2.5kW 的高压转低压直流变换器电路(LVDC),

用于将高压电池包能量转换为 9-16V 低压电。如图中划分所示，整机硬件拓扑主要由三部分构成：图腾柱功率因数校正(PFC)电路、多移相 CLLC 谐振变换器电路和 LVDC 电路，本文主要聚焦多移相 CLLC 谐振变换器电路部分。



(a) 样机正面布局图



(b) 样机反面布局图

图 5-2 车载充电机样机外观与结构布局

在结构工艺方面，样机采用功率级与控制级分离的插板架构以实现高功率密度。功率回路的开关器件布置于铝基板上，利用铝基板和液冷水道实现高效散热，主控制回路则布置于 FR4 材质的主板上，两者通过板间插针实现可靠的电气连接。该设计方案在确保优异散热性能的同时，有效降低了硬件成本。

## 5.2 硬件电路设计选型

在第 3 章本文基于 OBC 稳态技术指标，设计了样机的谐振腔电路参数。表 5-1 详细列出了本文所搭建车载充电机中 CLLC 电路部分的关键元器件参数及厂商信息，硬件电路的核心部件设计选型考量如下：

表 5-1 车载充电机 CLLC 电路关键元器件参数表

| 器件名称     | 具体参数                                        | 制造厂家     |
|----------|---------------------------------------------|----------|
| 变压器      | $L_m=1.0\text{mH}$ , DMR96; 匝比 15:15, 利兹线绕制 | 昱懋       |
| 原/副边谐振电感 | 25 $\mu\text{H}$ , 磁集成进 CLLC 变压器            | 昱懋       |
| 原边谐振电容   | MLCC: 8*33nF/630V; C0G                      | 法拉       |
| 副边谐振电容   | MLCC: 20*470nF/100V; X7R                    | 法拉       |
| 输入缓冲电容   | 铝电解电容: 3*560 $\mu\text{F}$ /450V            | 江海       |
| 电池侧输出电容  | 薄膜电容: 2*6.8 $\mu\text{F}$ /800V;            | TDK      |
| MOSFET   | 超级结 MOS: 8*IPBE65R075CFD7A                  | Infineon |
| 谐振腔电流采样  | 电流互感器 CT: 检测比例 1: 100                       | 顺络       |
| 输出电流采样   | 霍尔采样: ACS37002, 400kHz                      | Allegro  |
| 驱动芯片     | NSI6602VB                                   | 纳芯微      |
| 控制器      | TMS320F280039C                              | TI       |

### (1) 磁集成变压器的设计

为实现整机的低成本与高功率密度设计，CLLC 谐振腔采用了磁集成技术。通过在变压器结构中引入额外的磁通路径以增加漏感，利用变压器的漏感等效替代原、副边的谐振电感 ( $L_{r1}$  和  $L_{r2}$ )。下面将介绍本文磁集成变压器的磁集成方案：

本文的磁集成方案是从 EI 磁芯磁集成结构演化过来的，如图 5-3 所示，为 EI 磁芯磁集成结构示意图，该结构可以通过调节中柱和边柱气隙实现对磁集成变压器励磁电感和漏感的调节。

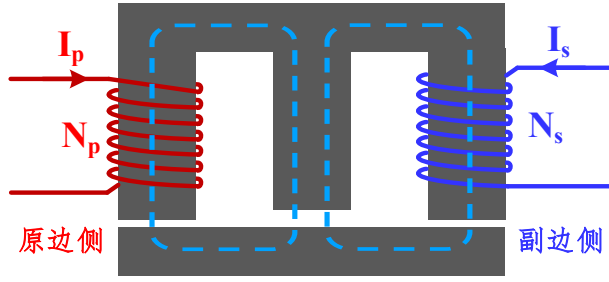


图 5-3 EI 磁芯磁集成变压器结构示意图

为了进一步推导气隙对感量的影响，基于该变压器结构建立了磁阻模型，如图 5-4 所示。本文做了两个假设来简化模型：(a) 磁芯的磁导率远大于 1（空气的磁导率）。(b) 空气中的漏磁通很小，可以忽略不计。

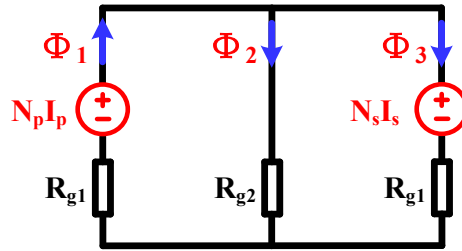


图 5-4 EI 磁芯磁集成变压器磁阻模型

基于上述两个假设，只需要考虑气隙的磁阻， $R_{g1}$  和  $R_{g2}$  分别为外柱和中心柱的磁阻，具体的表达式如下式所示，其中  $A_1$ 、 $A_2$  和  $l_{g1}$ 、 $l_{g2}$  分别是外柱和中心柱气隙的截面积和长度， $\mu_0$  和  $\mu_r$  分别是真空磁导率和介质的相对磁导率。

$$\begin{cases} R_{g1} = \frac{l_{g1}}{\mu_r \mu_0 A_1} \\ R_{g2} = \frac{l_{g2}}{\mu_r \mu_0 A_2} \end{cases} \quad (5-1)$$

利用磁阻模型，可以计算得到每个磁芯柱内的磁通，磁通方向如图 5-4 所示。

$$\Phi_1 = \frac{N_p I_p (R_{g1} + R_{g2}) - N_s I_s R_{g2}}{R_{g1} (R_{g1} + 2R_{g2})} \quad (5-2)$$

$$\Phi_2 = \frac{N_p I_p + N_s I_s}{R_{g1} + 2R_{g2}} \quad (5-3)$$

$$\Phi_3 = \frac{N_p I_p R_{g2} - N_s I_s (R_{g1} + R_{g2})}{R_{g1} (R_{g1} + 2R_{g2})} \quad (5-4)$$

在 3.1.2 节的参数设计中已经确定了变压器匝比为 15:15，当使用如图 5-5 所示的变压器 T 型模型时，可以通过磁通计算直接得到 EI 磁芯结构变压器对应的励磁电感和漏感值：

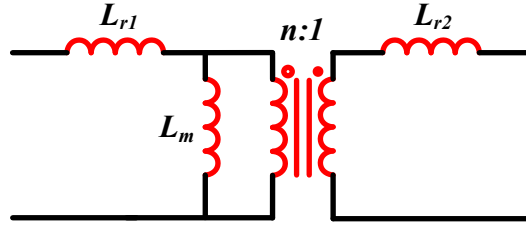


图 5-5 变压器的 T 型模型

$$\begin{cases} L_m = \frac{N_p \Phi_1 |_{I_s=0}}{I_p} = \frac{N_s N_p R_{g2}}{R_{g1}(R_{g1} + 2R_{g2})} = \frac{225 R_{g2}}{R_{g1}(R_{g1} + 2R_{g2})} \\ L_{r1} = L_{r2} = \frac{N_p \Phi_1 |_{I_s=0}}{I_p} - \frac{N_s \Phi_3 |_{I_s=0}}{I_p} = \frac{N_p N_p (R_{g1} + R_{g2}) - N_p N_s R_{g2}}{R_{g1}(R_{g1} + 2R_{g2})} \end{cases} \quad (5-5)$$

$$= \frac{225}{R_{g1} + 2R_{g2}}$$

根据式(5-5)可以知道，对于 EI 型结构的磁芯，可通过调节边柱和中柱的磁阻，实现对磁集成变压器励磁电感  $L_m$  和谐振电感  $L_{r1}$ 、 $L_{r2}$  的调节。对于设计好的感值，也可以通过式(5-5)直接反计算出预期的磁阻值，进而根据磁芯实际设计的  $A_e$  值计算出预期的大概气隙。

预期励磁电感往往远大于谐振电感，因此中柱磁阻  $R_{g2}$  需要比边磁阻柱  $R_{g1}$  大得多，观察谐振电感的表达式可知，磁集成变压器的谐振电感值主要由中柱磁阻  $R_{g2}$  来决定。确定谐振电感值后，励磁电感  $L_m$  的大小将主要由中柱磁阻和边柱磁阻的比值决定。

因为中柱的气隙较大，为了缓解气隙过大导致漏磁通发散的问题，本论文中柱采用分段气隙，进而降低气隙漏磁通对绕组的影响。图 5-6 为最终磁集成变压器的拓扑结构和实物图。磁集成设计将变压器与两个谐振电感的功能集成为单一磁性元件，显著降低了系统体积与成本。集成后的变压器采用利兹线绕制，匝数比为 15:15，励磁电感为 1mH，原、副边等效谐振电感均为 25 $\mu$ H，磁芯有效截面积 ( $A_e$ ) 为 450mm<sup>2</sup>，最终成品磁件的整体外形尺寸为 56mm $\times$ 50mm $\times$ 50mm (长 $\times$ 宽 $\times$ 高)。

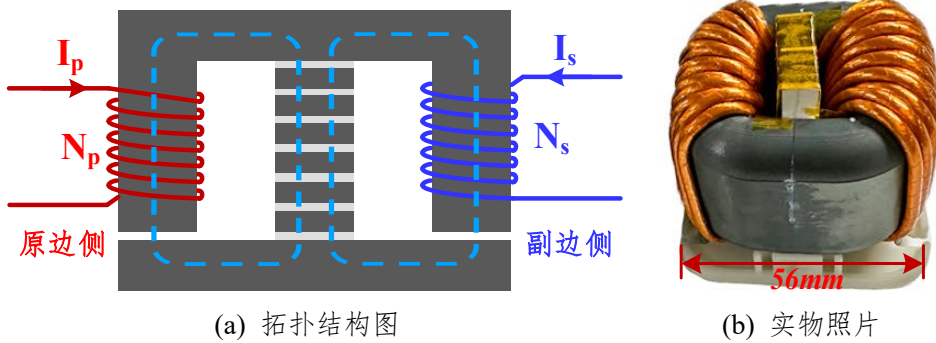


图 5-6 本论文使用的磁集成变压器

### (2) 电容选型

原边谐振电容选用具有优异温度稳定性与一致性的 C0G 等级 MLCC，采用 8 颗 33nF/630V 电容并联，总容值为 264nF；副边谐振电容出于成本考虑，选用 X7R 材质 MLCC，采用 20 颗 470nF/100V 电容并联；输入电容（即 PFC 级输出电容）选用 3 颗 560 $\mu$ F/450V 铝电解电容并联，以有效吸收交流侧的二倍工频纹波能量；输出电容则选用 2 颗 6.8 $\mu$ F/800V 薄膜电容并联，利用其低等效串联电阻（ESR）特性实现输出稳压。

### (3) 功率器件与主要芯片选型

功率开关管选用英飞凌（Infineon）车规级超级结 MOSFET（IPBE65R075CFD7A）以兼顾成本与性能；谐振腔电流采样需捕捉瞬时波形，故选用变比 1:100 的电流互感器（CT）；输出电流采样关注平均值，选用带宽 400kHz 的霍尔传感器芯片（ACS37002）。驱动芯片选用纳芯微公司的 NSI6602VB，数字控制器选用 TI 公司的 C2000 系列 DSP（TMS320F280039C），单芯片实现车载充电机整机控制。

## 5.3 实验结果及分析

为了检验本文多移相 CLLC 控制策略及优化设计的实际效果，本节通过一系列实验测试进行验证，图 5-7 为实验测试平台。首先，针对 CLLC 模块单独进行了稳态实验，确认了多移相控制的有效性及软开关性能。随后，结合前级 AC/DC 电路进行了整机级联测试，并通过不同负载下的软启动实验，验证了变换器在整机系统中的运行稳定性。在此基础上，本节重点对前文提出的三项优化控制策略进行了针对性的实验验证，包括：桥臂交替移相损耗均衡策略、轻载打嗝控制以及电池侧工频纹波抑制策略。



图 5-7 多移相 CLLC 电路实验测试平台

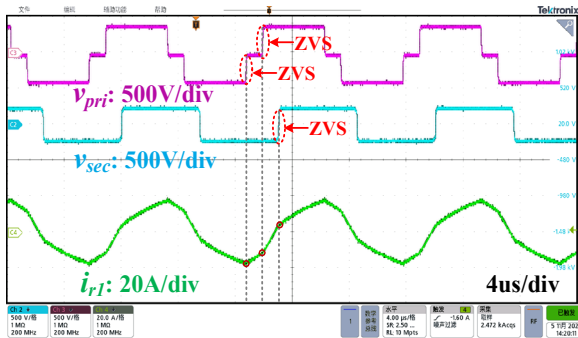
### 5.3.1 多移相 CLLC 稳态性能测试

图 5-8 展示了多移相 CLLC 谐振变换器单模块在稳态下的实验波形。实验涵盖了极限降压（390V 转 230V）、单位增益（390V 转 390V）及极限升压（390V 转 480V）三个典型电压增益工况，并分别测试了半载与满载两种负载条件。实验中，输入端使用高压直流源 390V 输入，输出端连接恒流电子负载以调节输出功率。

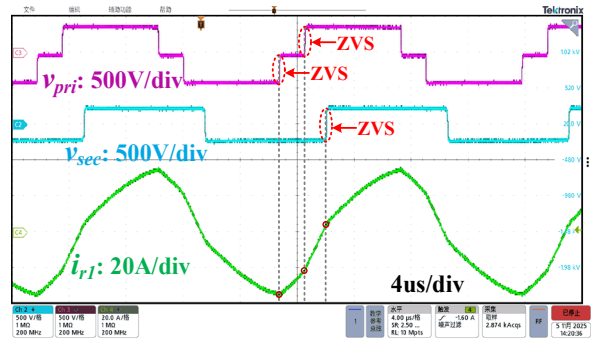
图中紫色波形  $v_{pri}$  为原边全桥中点电压（即原边谐振腔激励电压），蓝色波形  $v_{sec}$  为副边全桥中点电压（即副边谐振腔激励电压），绿色波形  $i_{r1}$  为原边谐振电感电流。可以通过观察  $v_{pri}$  和  $v_{sec}$  的相位及脉宽关系识别变换器在不同工况下的移相模式。

实验波形证实了多移相控制的多模式特性：降压时采用原边内移相配合外移相；升压时采用副边内移相配合外移相；而在接近等压输出时，为了实现平滑过渡（如 3.2 节所述），采用了原副边双内移相配合外移相的策略。此外，对比不同负载下的波形可见，在输出电压恒定时，移相角维持不变，仅通过调节开关频率来匹配输出功率。

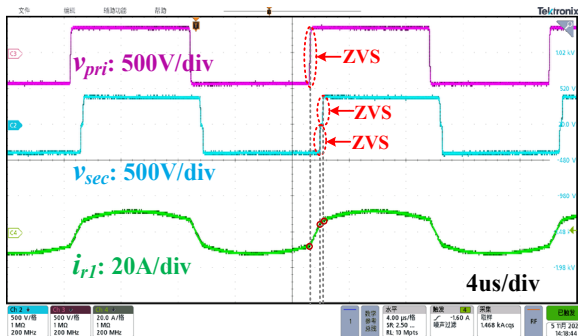
结合桥臂中点电压与谐振电流波形分析可知，所有开关管均实现了零电压开通 ZVS。同时，电压与电流的相位关系表明谐振腔内的循环能量被有效抑制。上述结果充分验证了多移相控制策略的可行性与有效性，表明该策略在降低器件应力、提升整机效率及功率密度方面具有优势。



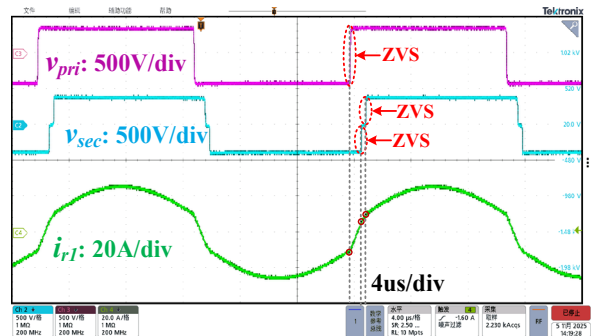
(a) 230V 降压输出，半载 2300W



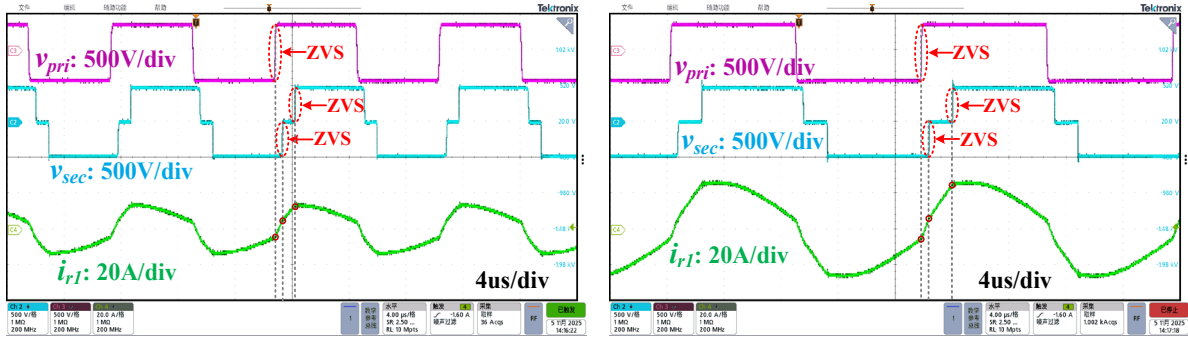
(b) 230V 降压输出，满载 4600W



(c) 390V 等压输出，半载 3300W



(d) 390V 等压输出，满载 6600W



(c) 480V 升压输出，半载 3300W

(f) 480V 升压输出，满载 6600W

图 5-8 多移相 CLLC 变换器不同工况稳态实验波形

### 5.3.2 车载充电机整机运行测试

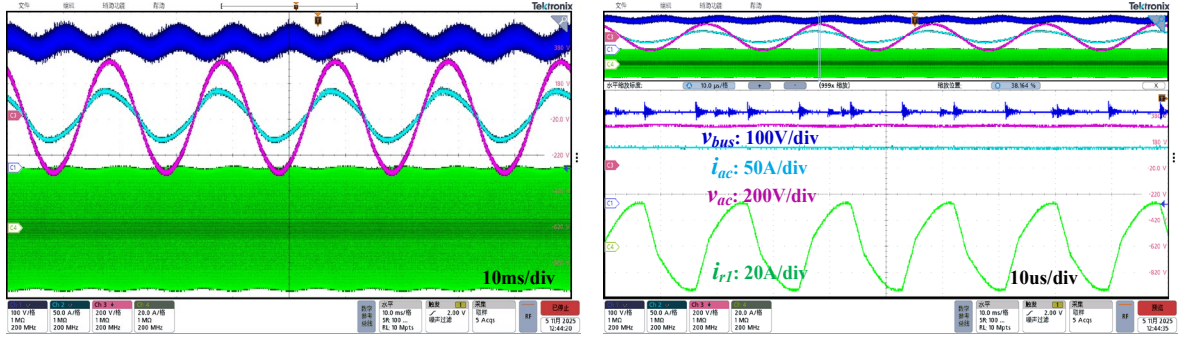
在车载充电机整机系统中，前级 AC/DC (PFC) 变换器的引入改变了后级 CLLC 变换器的输入工况。图 5-9 展示了整机正向运行时的稳态实验波形。图中，深蓝色波形  $v_{bus}$  为中间直流母线电容电压，紫色和浅蓝色波形分别为电网侧交流电压  $v_{ac}$  和电流  $i_{ac}$ ，绿色波形  $i_{r1}$  为 CLLC 原边谐振电流。

实验中，交流输入电压设定为 220VAC，中间母线电压由 PFC 级闭环控制，维持在 390V（平均值），输出端采用电子负载的恒压 CV 模式模拟电池包特性。实验分别测试了 230V、390V 及 480V 三种输出电压下满载工况的运行波形。

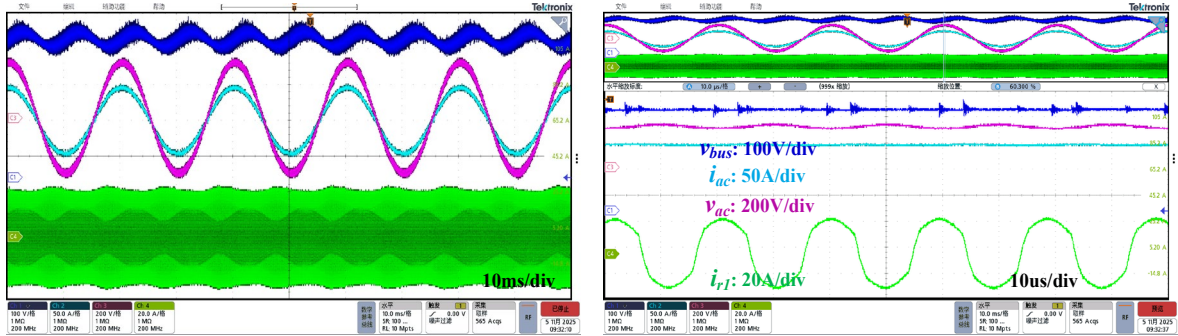
观察波形可知，PFC 电路实现了电网侧电压与电流的高功率因数控制，网侧输入功率包含直流分量及显著的二倍工频 (100Hz) 脉动分量。由于电池侧输出功率经 CLLC 闭环后为恒定直流，根据能量守恒定律，该功率脉动必须由中间母线电容缓冲吸收。这导致母线电压  $v_{bus}$  存在显著的二倍工频纹波，满载时其峰峰值高达 32V。

对于后级多移相 CLLC 变换器而言，这意味着其输入电压不再是恒定的恒压源，而是带有工频波动的电压源。为了抑制该输入纹波传递至电池侧，CLLC 变换器的控制环路必须实时调节移相角与开关频率。因此，在稳态下，CLLC 的控制变量实际上是在工频周期内动态变化的。这一特性在图 5-9(c) (480V 满载工况) 中尤为明显：CLLC 谐振电流波形的包络线呈现出清晰的二倍工频调制特征。这正是控制策略为了抵抗母线电压波动、维持输出稳定的结果。

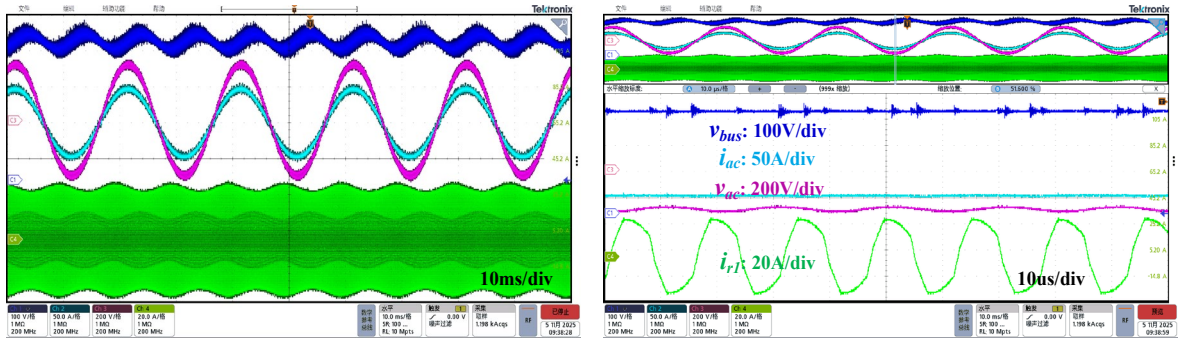
实验结果表明，本文提出的多移相控制策略在整机级联环境下具有良好的稳定性，能够有效应对前级引入的母线电压波动，电流波形符合理论预期，验证了该策略在两级式车载充电机应用中的可行性与有效性。



(a) 230V 降压输出，满载 4600W 时的整体和局部波形



(b) 390V 等压输出，满载 6600W 时的整体和局部波形



(c) 480V 升压输出，满载 6600W 时的整体和局部波形

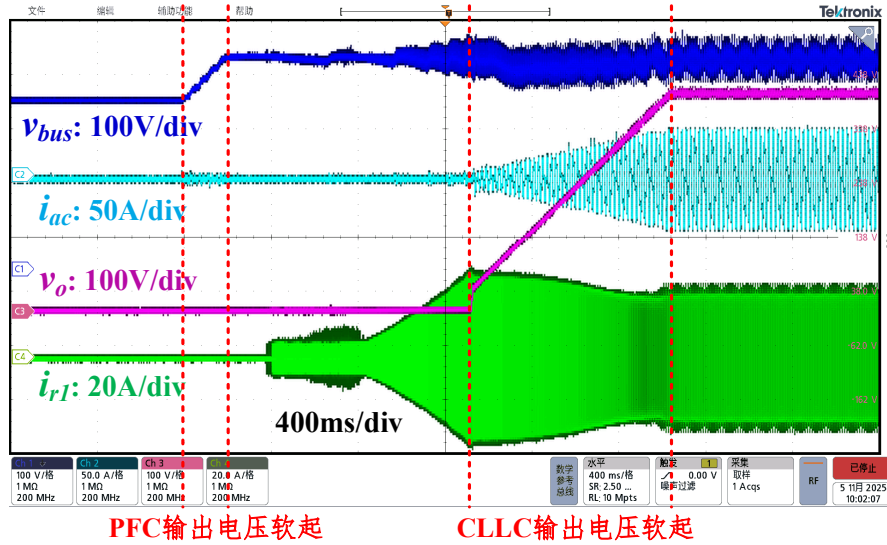
图 5-9 车载充电机整机稳态实验波形

本文在整机环境下测试了多移相 CLLC 谐振变换器针对不同负载类型的软启动性能。虽然车载充电机的实际负载动力电池包近似为恒压负载，但在出厂测试与调试阶段，系统必须具备兼容恒流（CC）及阻性（CR）等多种负载的能力。由于负载特性差异显著，CLLC 变换器的启动逻辑亦需做出相应调整，图 5-10 展示了整机在恒流 CC 负载和恒压 CV 负载下的满载软启动波形。

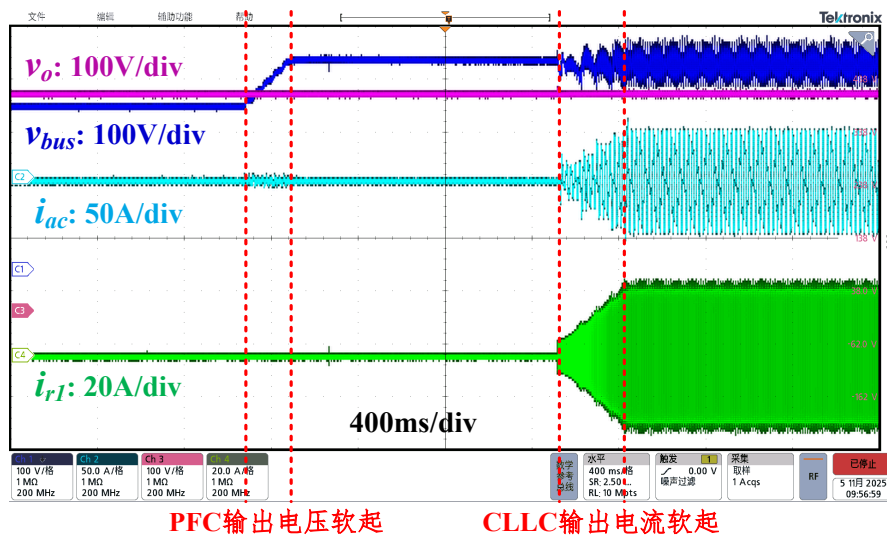
图中波形为：中间直流母线电压 $v_{bus}$ （深蓝色）；交流侧输入电流 $i_{ac}$ （浅蓝色，反映输入功率）；CLLC 输出电压 $v_o$ （紫色）和 CLLC 原边谐振电流 $i_{r1}$ （绿色）。

在启动过程中，若控制环路的参考给定值与电路实际状态偏差过大，容易引发巨大的瞬态应力。为此，本文采用了一种基于状态跟随的自适应软启动策略，在启动初

期, 环路参考值实时跟踪电路反馈值, 仅当系统具备调节能力且反馈跟随参考响应时, 再按预定斜率更新参考值。



(a) 恒流 CC 负载, 410V/16A 输出, 满载 6600W 软起动波形



(b) 恒压 CV 负载, 410V/16A 输出, 满载 6600W 软起动波形

图 5-10 车载充电机整机软起动过程实验波形

### (1) 恒流 (CC) 负载启动分析 (图 5-10(a))

首先启动前级 PFC, 建立稳定的直流母线电压  $v_{bus}$ 。随后 CLLC 级使能, 输出电流参考值开始上升。在此期间, 输出电压依旧为 0, 直至实际输出电流达到负载设定值。接下来, 输出电压参考不断上升, CLLC 输出电压软启动, 直至系统达到满载稳态。该过程实现了 CC 负载下的低冲击平滑启动。

### (2) 恒压 (CV) 负载启动分析 (图 5-10(b))

对于电池类 CV 负载, 输出端口电压已被负载钳位。在前级 PFC 建立母线电压后,

CLLC 变换器首先执行输出电压参考值的同步（即让电压参考值不断上升）。当电压参考值匹配当前电池电压后，系统才开始提升电流参考值，正式输出功率。这一逻辑有效避免了恒压负载下的电流电压冲击。

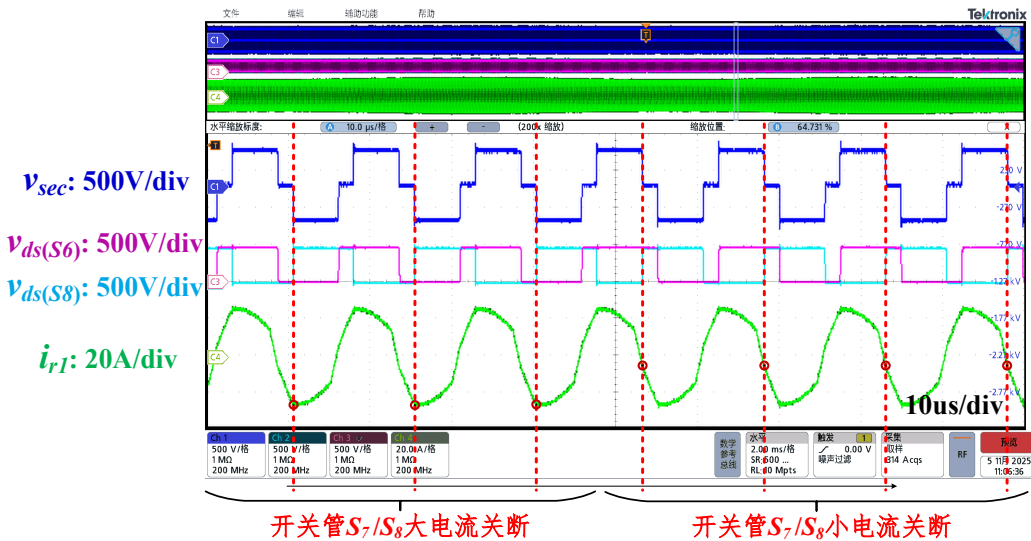
实验结果表明，在所使用的软启动策略下，面对 CC 和 CV 负载，车载充电机样机均能实现快速、平滑且低应力的启动，有效保障了系统在启机暂态过程中的可靠性。

### 5.3.3 移相桥臂交替切换损耗均衡方法验证

移相桥臂交替切换损耗均衡方法旨在解决全桥电路中两桥臂的开关管关断损耗不均的问题。该方法通过周期性地切换超前桥臂与滞后桥臂的时序逻辑，实现开关管损耗的动态平衡，从而显著改善整机的热应力分布并提升系统可靠性。

为验证该算法的有效性，本文在多移相 CLLC 变换器的升压模式（输出 480V 满载）下进行了实验。如图 5-11 所示，由于升压模式下内移相角存在于副边全桥，因此均衡算法的作用对象为副边的两个桥臂。图中波形定义如下：深蓝色波形为副边谐振腔激励电压  $v_{sec}$ ；紫色和浅蓝色波形分别为副边两个桥臂下管 ( $S_6$  和  $S_8$ ) 漏源电压  $v_{ds}$ ；绿色波形为原边谐振电流  $i_{r1}$ 。

通过观察  $S_6$  和  $S_8$  的  $v_{ds}$  波形，可以清晰地识别出开关管关断时刻的时间节点及其对应的电流应力。以开关管  $S_8$  为例，图中红色虚线标示了其关断时刻，红色实心点则对应了该时刻的关断电流值。图 5-11(a) 展示了  $S_8$  的关断状态由“大电流关断”模式平滑切换至“小电流关断”模式，图 5-11(b) 展示了  $S_8$  由“小电流关断”模式切换回“大电流关断”模式。



(a) 开关管  $S_7/S_8$  从大电流关断切换为小电流关断

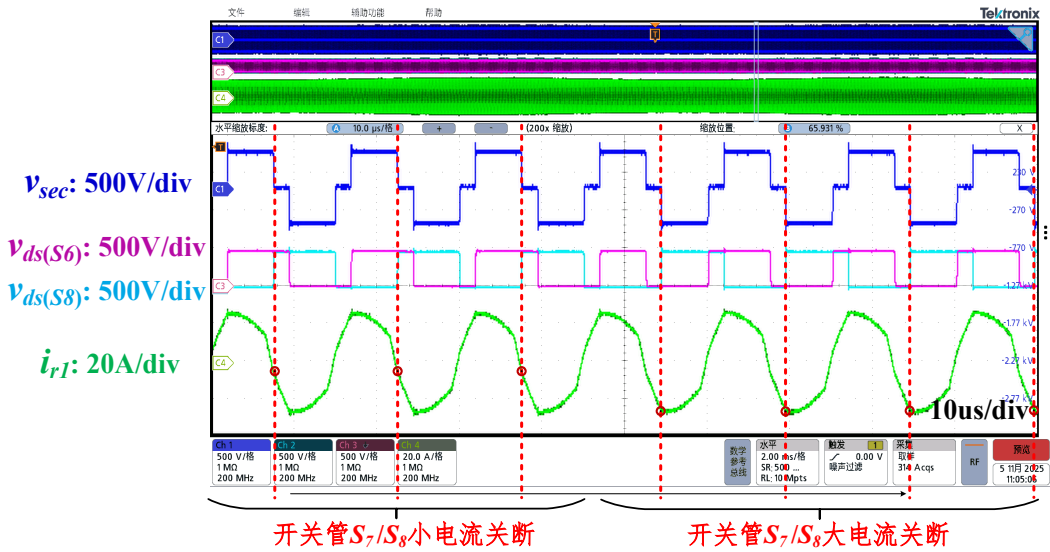
(b) 开关管  $S_7/S_8$  从小电流关断切换为大电流关断

图 5-11 桥臂交替移相损耗均衡算法实验验证波形

实验波形表明，通过不断交替切换承担大电流关断任务的桥臂，成功均衡了副边开关管的关断电流，实现了副边两个桥臂开关管关断损耗的均衡。验证了前文所述桥臂交替移相损耗均衡方法的有效性。

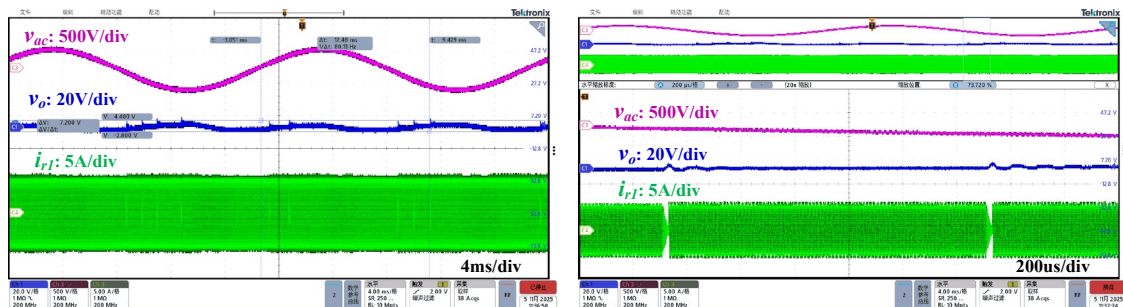
### 5.3.4 轻载打嗝模式控制策略验证

图 5-12 展示了多移相 CLLC 变换器在轻载打嗝 Burst 控制模式下的实验波形。本策略的核心在于应用打嗝密度调制算法，将传统的集中式驱动脉冲群进行离散化处理，使其在时间轴上均匀分布，从而在当前控制周期下实现输出纹波的最小化。

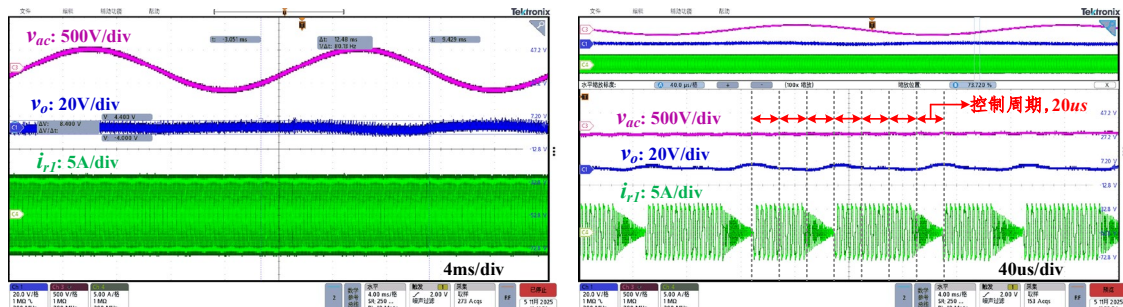
实验工况设定为：输出电压 410V，负载采用恒流负载，负载电流从 3A 逐渐递减至空载。图 5-12 包含了整体波形图与局部放大图。图中波形定义如下：紫色为交流输入电压  $v_{ac}$ ；深蓝色为 CLLC 输出电压  $v_o$ （交流耦合模式）；绿色为原边谐振电流  $i_{r1}$ 。

观察图 5-12 的局部放大波形可知，驱动脉冲群已被有效地“打散”为若干小的脉冲单元，其最小动作脉宽对应于控制器的中断周期  $20\mu s$ 。以图 5-12(b)所示工况为例，该轻载状态下系统输出的目标脉冲密度约为 17/24。经本文脉冲密度调制方法计算处理后，驱动时序被解析为 3/4 密度与 2/3 密度脉冲序列的动态交替输出  $((18/24+16/24)/2=17/24)$ 。

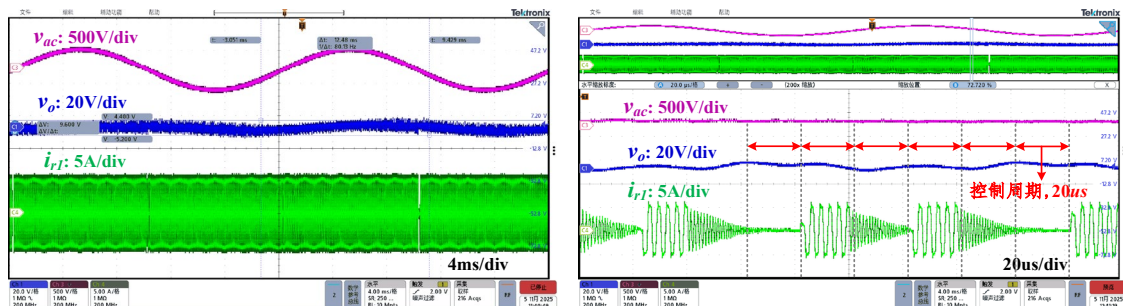
图 5-13 进一步给出了 17/24 调制密度下的理论驱动时序图，其脉冲的分布规律与图 5-12(b)实验波形高度吻合。上述波形细节印证了本算法能够将低频长周期的打嗝脉宽，打散转化为高频短脉冲序列，从而降低轻载打嗝模式下的输出纹波。



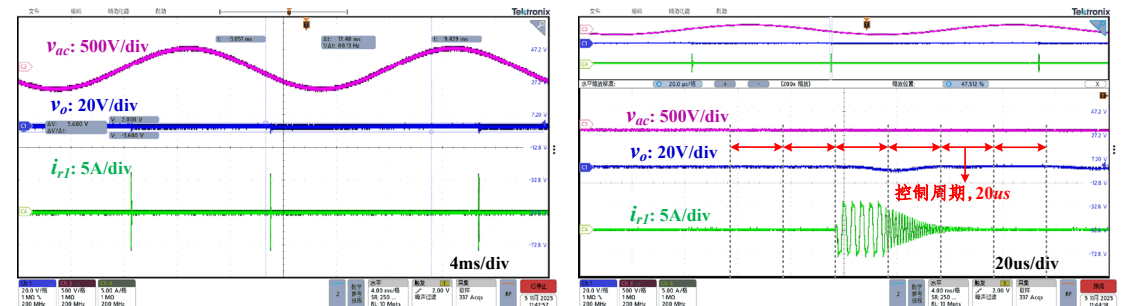
(a) 輸出 410V/3A 時域波形 (輸出紋波 7.2V)



(b) 輸出 410V/2A 時域波形 (輸出紋波 8.4V)



(c) 輸出 410V/1A 時域波形 (輸出紋波 9.6V)



(d) 輸出 410V/0A 時域波形 (輸出紋波 5.6V)

圖 5-12 多移相 CLLC 輕載打嗝控制策略實驗波形

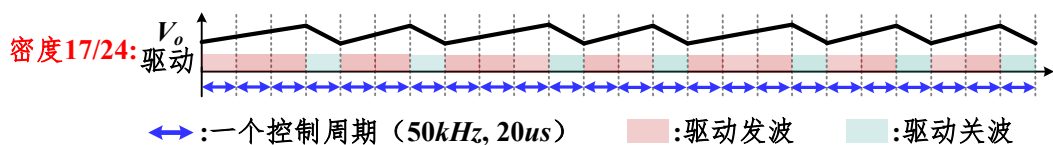


圖 5-13 輕載打嗝密度=17/24 時的理論驅動波形 (與圖 5-12(b)實驗波形一致)

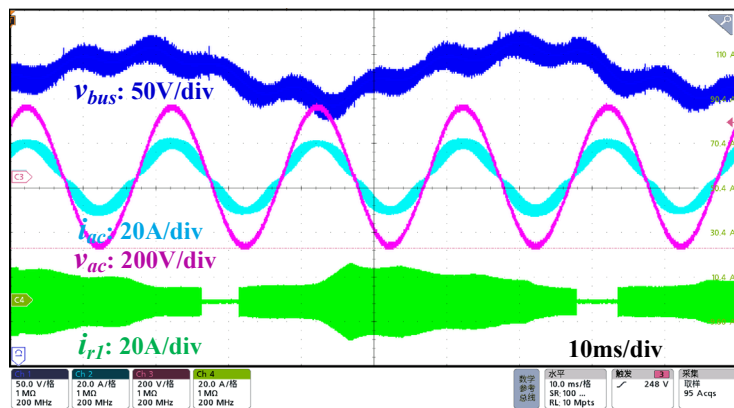
實驗數據表明，應用該控制策略後，變換器在不同輕載工况下的輸出電壓紋波均

得到有效抑制：输出 410V/3A 时，纹波为 7.2V；输出 410V/2A 时，纹波为 8.4V；输出 410V/1A 时，纹波为 9.6V；空载（0A）时，纹波为 5.6V。在全轻载范围内，输出电压纹波均低于 10V，满足 3% 的输出电压纹波指标要求。

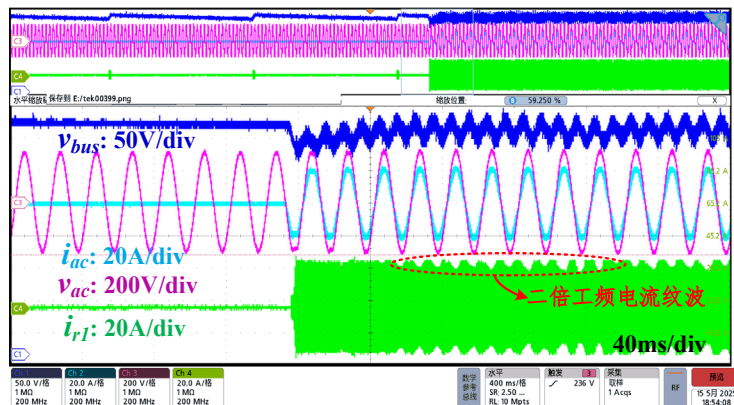
### 5.3.5 逆变低频电流纹波抑制效果验证

如前文所述，当车载充电机处于逆变工作模式时，交流侧固有的二倍工频功率脉动是一个关键问题。若不加以有效处理，二倍工频纹波将通过 CLLC 的电压控制回路耦合至电池侧，导致显著的低频电流纹波。

为直观展示这一现象，本文首先对传统控制策略（电压环与电流环双环竞争控制）进行了实验测试。图 5-14 展示了输入电压 390V 时逆变工况下的电流纹波波形，其中图 5-14(a) 为半载 1.7kW 稳态波形，图 5-14(b) 为空载切满载的动态波形。图中波形定义为：深蓝色为母线电压  $v_{bus}$ ，紫色和浅蓝色分别为交流侧输出电压  $v_{ac}$  和电流  $i_{ac}$ ，绿色为 CLLC 原边谐振电流  $i_{r1}$ 。



(a) 传统控制策略稳态时电池侧电流低频纹波波形



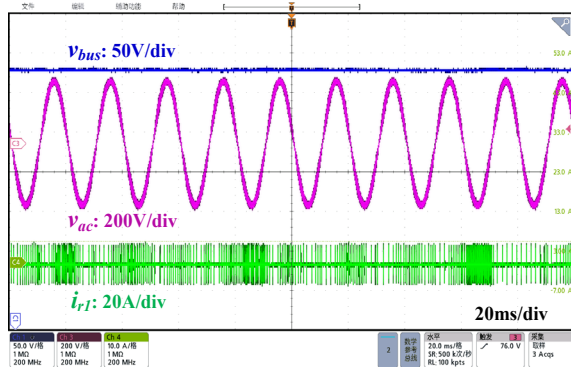
(b) 传统控制策略切载时电池侧电流低频纹波波形

图 5-14 传统控制策略下逆变时的电流低频纹波波形

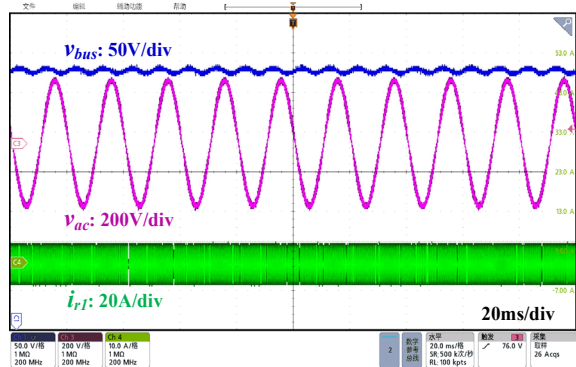
观察图 5-14(a) 可知，在稳态半载下，尽管传统策略能维持正常运行，但谐振腔电

流表现出大幅度的低频振荡,这显著增加了系统的电流电压应力并恶化了效率。同样,在图 5-14(b)的切载实验中,谐振腔电流在切载后依然受二倍工频纹波的严重影响,证实了传统策略对低频脉动能量缺乏抑制能力。

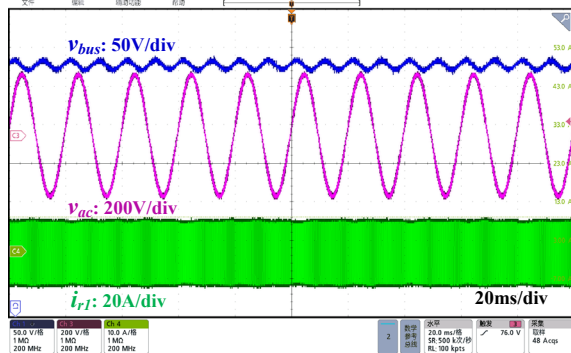
图 5-15 展示了应用本文母线电压采样修正策略后的实验波形,其中图 5-15(a)-(d)涵盖了不同功率等级下的稳态波形,图 5-15(e)为空载切满载(3.3kW)的时域波形。实验结果显示,引入该抑制策略后,无论是稳态还是动态加载工况,CLLC 谐振电流 $i_{r1}$ 的包络线均变得平滑,说明二倍工频能量被有效阻隔在直流母线侧,流向电池侧(即 CLLC 变换器)的低频能量得到了显著抑制。



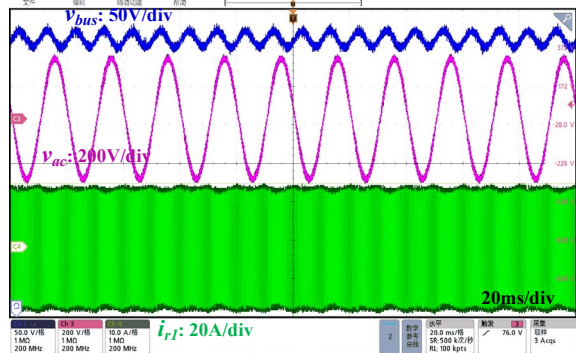
(a) 390V/0W 时逆变时的稳态时域波形



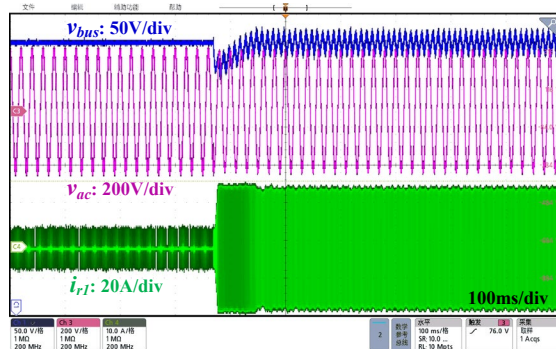
(b) 390V/1kW 时逆变时的稳态时域波形



(c) 390V/2kW 时逆变时的稳态时域波形



(d) 390V/3.3kW 时逆变时的稳态时域波形



(e) 390V 逆变空载切满载 3.3kW 时的时域波形

图 5-15 采用采样前馈抑制策略后逆变时的实验波形

### 5.3.6 多移相 CLLC 效率测试

图 5-16 展示了车载充电机样机中的多移相 CLLC 部分在 390V 直流母线输入条件下,不同输出电压及负载工况下的实测效率曲线。实验结果表明,该样机在全工作范围内均保持了较高的运行效率。变换器在单位电压增益点(约 390V 输出)附近达到效率峰值,半载与满载效率分别达到 97.8%和 96.9%。这主要得益于在该工况下,多移相控制策略使系统工作于较低频率,不仅大幅降低了谐振腔内的循环能量,还实现了所有开关管的最小电流关断。在 230V 极限降压与 480V 极限升压工况下,尽管系统面临较大的电压或电流应力,但凭借多移相策略对循环能量的有效抑制及全范围 ZVS 的实现,满载效率依然分别维持在 94.0%和 96.5%左右。

值得说明的是,本样机研发立足于实际工程应用,在设计过程中受到了成本控制与功率密度的工程约束。因此,样机选用了性价比更高的硅基超级结 MOSFET 以及体积紧凑的磁性元件,而非不计成本地追求极限效率。若在后续设计中放宽成本与体积限制,选用性能更优的宽禁带器件或更大体积的磁芯,系统效率有望得到进一步提升。

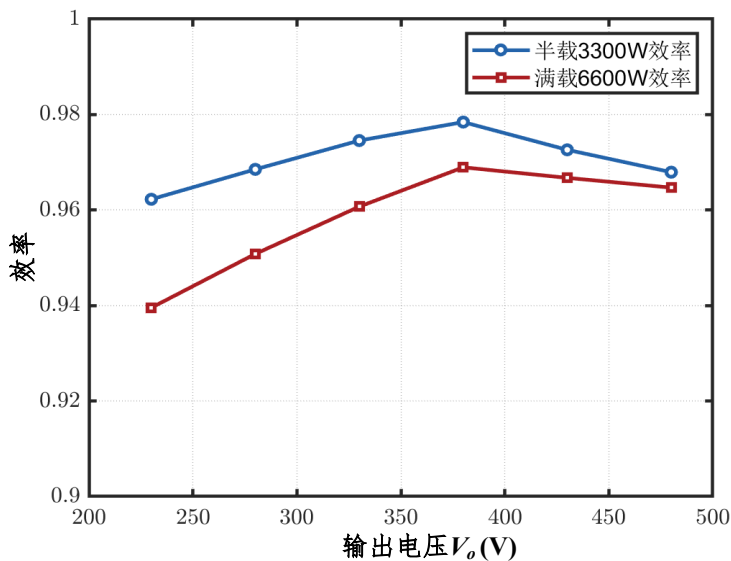


图 5-16 多移相 CLLC 变换器效率测试曲线

## 5.4 本章小结

本章详细阐述了 6.6kW 车载充电机样机的研制过程,并针对前述章节提出的多移相 CLLC 变换器控制策略及各项控制优化方法进行了全面的实验验证。本章主要完成了以下工作:

- (1) 完成了高功率密度 OBC 样机的研制与硬件参数选型。详细论述了实验样机

的整体拓扑架构与关键器件的选型原则，重点对磁集成变压器的设计进行了介绍。

(2) 验证了多移相 CLLC 控制策略的稳态性能与软起动性能。单模块与整机的稳态实验波形表明，在宽电压增益与全负载运行区间内，样机能够准确执行前文推导的移相策略。该策略实现了全范围功率开关管的零电压开通 (ZVS)，抑制了谐振腔内的无功循环能量与电流应力。此外，实验验证了所设计的车载充电机在恒压与恒流负载模式下均具备平滑、无超调的软起动能力。

(3) 验证了第 4 章控制优化算法的有效性。针对第 4 章提出的三项核心优化算法开展了闭环测试。移相桥臂交替切换损耗均衡策略通过低频驱动时序切换，成功实现了桥臂关断电流的动态均衡；轻载纹波抑制策略大幅降低了轻载工况下的输出电压纹波，使输出电压纹波全负载范围满足 3% 的纹波指标；逆变电流纹波抑制策略则有效阻断了 V2L 模式下电网侧二倍工频功率脉动向电池侧的传递。

## 第6章 总结与展望

### 6.1 全文工作总结

随着新能源汽车产业的蓬勃发展,车载充电机作为电网与动力电池之间的关键接口设备,对其功率密度、效率及宽电压范围适应能力提出了更高的要求。本文以两级式 OBC 中的 CLLC 谐振变换器为研究对象,针对传统调频控制在宽电压范围应用中的性能瓶颈,深入研究了时域建模理论、多移相控制寻优策略及系统级控制优化技术。本文的主要研究成果及创新点总结如下:

(1) 建立了变频多移相控制 CLLC 的时域模型。详细介绍了多移相控制 CLLC 变换器不同增益模式下的工作模态,推导了软开关约束条件。建立了多移相控制下 CLLC 变换器的时域模型,通过状态变量线性解耦与时域波形拼接方法,简化了时域模型计算复杂度,为基于损耗的参数优化设计方法奠定基础。

(2) 设计了基于损耗优化的控制参数与硬件参数协同设计方法。提出了一种四自由度的变频多移相 CLLC 谐振变换器闭环控制策略。基于损耗模型和时域模型,构建了双环参数寻优设计方法,实现了控制参数与硬件谐振腔参数的协同优化,得到了全工况的控制查找表和谐振腔硬件参数。简化控制策略并给出了降维的控制参数查找表,讨论了控制策略在双向运行、功率变化、谐振腔参数容差和轻载输出下的适用性。

(3) 针对多移相 CLLC 变换器在两级式 OBC 应用中的实际工程问题,提出相应解决办法,实现系统性能提升。针对存在桥臂内移相时,超前/滞后桥臂开关损耗不均衡的问题,提出了一种移相桥臂交替切换策略,有效解决了开关管器件热应力不平衡问题;打嗝密度调制策略通过打散轻载模式时的驱动脉冲,降低了轻载输出纹波;负载前馈采样修正策略成功抑制了逆变工况下电池侧的低频电流纹波。

(4) 设计研制了一台 6.6kW 车载充电机样机,并进行了实验测试验证。实验样机在 230-480V 的宽输出电压范围下峰值效率达到了 97.8%,实验结果充分验证了本文所提出的控制策略以及控制优化方法的有效性。

### 6.2 未来研究展望

尽管本文在多移相 CLLC 变换器的建模与控制方面取得了一定成果,但仍有一些问题值得在未来的工作中进一步探索与完善:

(1) 宽禁带半导体器件的应用：本文样机采用了硅基超级结 MOSFET，随着碳化硅 (SiC) 和氮化镓 (GaN) 器件成本的降低，未来可进一步研究宽禁带器件在多移相 CLLC 变换器中的应用，利用其高频低损耗特性，进一步提升开关频率，从而实现更高效高功率密度的样机设计。

(2) 磁集成技术研究：本文虽然采用了变压器与谐振电感的集成设计，但在漏感控制精度和磁芯损耗优化方面仍有提升空间。未来可结合有限元仿真，探索更紧凑的磁集成结构，以进一步减小体积并改善热特性。

(3) 智能化与非线性控制策略：目前的控制策略基于离线寻优的查找表，未来可探索将模型预测控制或基于人工智能的在线寻优算法引入 CLLC 控制中，以实现参数漂移、老化等非理想因素的实时补偿和自适应控制，进一步提升系统的动态响应速度和鲁棒性。

(4) 多机并联与 V2G/V2X 深度融合：针对未来更高功率的快充需求，可研究多模块 CLLC 的交错并联控制技术。同时，结合电网互动技术，进一步深挖双向 CLLC 变换器在 V2G 场景下的一些新的应用问题，拓展其应用边界。

## 参考文献

- [1] 张俊驰.发展新能源汽车对环境保护的意义[J].时代汽车,2019,(05):86-87.
- [2] 李苏秀,刘颖琦,王静宇,等.基于市场表现的中国新能源汽车产业发展政策剖析[J].中国人口·资源与环境,2016,26(09):158-166.
- [3] 刘颖琦,王萌,王静宇.中国新能源汽车市场预测研究[J].经济与管理研究,2016,37(04):86-91.
- [4] 曹秉刚,张传伟,白志峰,等.电动汽车技术进展和发展趋势[J].西安交通大学学报,2004,(01):1-5.
- [5] 宋永华,阳岳希,胡泽春.电动汽车电池的现状与发展趋势[J].电网技术,2011,35(04):1-7.
- [6] 马鑫.节能与新能源汽车技术路线图 3.0 发布[N].中国汽车报,2025-10-27(004).
- [7] 张文亮,武斌,李武峰,等.我国纯电动汽车的发展方向及能源供给模式的探讨[J].电网技术,2009,33(04):1-5.
- [8] 朱东友,邓云嵩,邓海文,等.电动汽车充电设施现状及发展趋势[J].时代汽车,2021,(04):22-23.
- [9] 于建华,蔡隽奕.新能源汽车换电技术发展的市场可行性探究[J].内蒙古科技与经济,2022,(12):58-59.
- [10] 王慧馨.用于车载充电机的双向 DC/DC 谐振变换器的研究与设计[D].浙江大学,2018.
- [11] 严佳丽.纯电动汽车高电压快充平台技术趋势[J].汽车制造业,2022,(02):8-10+12.
- [12] 张东博.应用于 V2G 的 CLLC 双向谐振变换器磁网络优化技术研究[D].浙江大学,2023.
- [13] 张盈曦.一种隔离型三端口双向 DC/DC 变换器[D].浙江大学,2020.
- [14] Zhao B, Song Q, Liu W, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2013, 29(8): 4091-4106.
- [15] Shao S, Chen H, Wu X, et al. Circulating current and ZVS-on of a dual active bridge DC-DC converter: A review[J]. IEEE Access, 2019, 7: 50561-50572.

- [16] De Doncker R W A A, Divan D M, Kheraluwala M H. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(1): 63-73.
- [17] Mi C, Bai H, Wang C, et al. Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter[J]. IET Power Electronics, 2008, 1(4): 507-517.
- [18] 张可.基于 DAB 的车载充电机 DC/DC 变换器[D].浙江大学,2023.
- [19] 黄匀飞,钟启濠,欧阳有鹏,等.双有源桥变换器拓扑结构与控制策略研究综述[J].电源学报,2024,22(04):53-65.
- [20] 余伟臣.双有源桥 DC/DC 变换器电流应力优化控制策略研究[D].浙江大学,2022.
- [21] 陈孟帆.直流母线浮动高性能双向车载充电机研究与设计[D].浙江大学,2023.
- [22] Vangen K, Melaa T, Bergsmark S, et al. Efficient high-frequency soft-switched power converter with signal processor control[C]//[Proceedings] Thirteenth International Telecommunications Energy Conference-INTELEC 91. IEEE, 1991: 631-639.
- [23] Zhao B, Yu Q, Sun W. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2011, 27(11): 4667-4680.
- [24] Bai H, Mi C. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2008, 23(6): 2905-2914.
- [25] Zhao B, Song Q, Liu W. Efficiency characterization and optimization of isolated bidirectional DC-DC converter based on dual-phase-shift control for DC distribution application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(4): 1711-1727.
- [26] Choi W, Rho K M, Cho B H. Fundamental duty modulation of dual-active-bridge converter for wide-range operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(6): 4048-4064.
- [27] Tong A, Hang L, Li G, et al. Modeling and analysis of a dual-active-bridge-isolated bidirectional DC/DC converter to minimize RMS current with whole operating range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(6): 5302-5316.
- [28] Zhao B, Song Q, Liu W, et al. Universal high-frequency-link characterization and practical fundamental-optimal strategy for dual-active-bridge DC-DC converter under PWM plus phase-shift control[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2015, 30(12): 6488-6494.

- [29] Hou N, Song W, Wu M. Minimum-current-stress scheme of dual active bridge DC–DC converter with unified phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8552-8561.
- [30] Jain A K, Ayyanar R. PWM control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification[J]. IEEE transactions on power electronics, 2010, 26(4): 1215-1227.
- [31] Malingu G, Roy S, Venugopal S, et al. Design of a GaN-based Series Resonant Dual Active Bridge DC-DC converter for EV Charging Application[C]//2025 IEEE Energy Conversion Congress & Exposition Asia (ECCE-Asia). IEEE, 2025: 1-5.
- [32] Razila K R, Joseph A, Chacko R V. Design and Development of Series Resonant Dual Active Bridge DC-DC Converter[C]//2025 6th International Conference on Control, Communication and Computing (ICCC). IEEE, 2025: 1-6.
- [33] 王鹏飞.CLLC 谐振变换器死区时间优化及数字混合同步整流方法研究[D].哈尔滨工业大学,2025.
- [34] Zhang X, Lin F, Ma H, et al. Design methodology for symmetric CLLC resonant DC transformer considering voltage conversion ratio, system stability and efficiency[M]//Holistic Design of Resonant DC Transformer on Constant Voltage Conversion, Cascaded Stability and High Efficiency. Singapore: Springer Nature Singapore, 2023: 175-210.
- [35] Schobre T, Siebke K, Mallwitz R. Operation analysis and implementation of a GaN based bidirectional CLLC converter with synchronous rectification[C]//2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe). IEEE, 2019: P. 1-P. 10.
- [36] Lv Z, Yan X, Fang Y, et al. Mode analysis and optimum design of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems[C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2015: 1513-1520.
- [37] 茹超超.双向两级式车载充电机设计与关键问题研究[D].浙江大学,2024.
- [38] 江添洋.双向谐振型 DC/DC 变换器的研究[D].浙江大学,2015.
- [39] 辛晓敏.考虑寄生参数的 LLC 变换器设计及其控制[D].北京交通大学,2021.
- [40] 葛佳蓓.高效率 CLLC 谐振变换器研究与设计[D].浙江大学,2021.
- [41] 李杰.宽电压范围谐振双向 DC/DC 变换器的研究[D].哈尔滨工业大学,2019.

- [42] 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.
- [43] 田钦元.单三相兼容双向车载充电机的研究设计[D].浙江大学,2023.
- [44] Liu G, Li D, Jang Y, et al. Over 300kHz GaN device based resonant bidirectional DCDC converter with integrated magnetics[C]//2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2016: 595-600.
- [45] Liu G, Jang Y, Jovanović M M, et al. Implementation of a 3.3-kW DC–DC converter for EV on-board charger employing the series-resonant converter with reduced-frequency-range control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(6): 4168-4184.
- [46] Jang Y, Jovanović M M, Kumar M, et al. Isolated, bi-directional DC-DC converter for fuel cell electric vehicle applications[C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2019: 1674-1681.
- [47] Jang Y, Jovanović M M, Ruiz J M, et al. Series-resonant converter with reduced-frequency-range control[C]//2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2015: 1453-1460.
- [48] Zhu T, Zhuo F, Zhao F, et al. Optimization of extended phase-shift control for full-bridge CLLC resonant converter with improved light-load efficiency[J]. IEEE transactions on power electronics, 2020, 35(10): 11129-11142.
- [49] 朱立波.双向全桥 CLLC 谐振变换器的混合式控制策略[D].燕山大学,2018.
- [50] Zhu T, Zhuo F, Zhao F, et al. A novel APWM control scheme for GaN based full-bridge CLLC resonant converter with improved light-load efficiency[C]//2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2020: 2081-2085.
- [51] Feng W, Lee F C, Mattavelli P. Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(1): 457-466.
- [52] Oude Aarninkhof B, Lyu D, Soeiro T B, et al. A reconfigurable two-stage 11 kw dc–dc resonant converter for ev charging with a 150–1000 v output voltage range[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 10(1): 509-522.
- [53] 刘欢.基于部分功率处理的宽增益车载 DC-DC 变换器研究[D].西南交通大学,2022.
- [54] Ngo M T H. Magnetic and Thermal Design of Litzwire 500 kHz Highpower Planar Transformers with Converging Cooling Duct for “dc Transformer” Resonant Converter Applications[D]. Virginia Tech, 2021.

- [55] Cao Y, Ngo M, Yan N, et al. Design and implementation of an 18-kW 500-kHz 98.8% efficiency high-density battery charger with partial power processing[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 10(6): 7963-7975.
- [56] Xu Y, Wu X, Fan G, et al. Optimization of PCB winding arrangement in three-port MHz transformer of RDCX[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025.
- [57] Zhang S, Xu Y, Fan G, et al. Analysis and reduction of common-mode noise in cellular RDCX converter[C]//2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS). IEEE, 2023: 823-826.
- [58] Zhang S, Zhu Z, Xu Y, et al. Low common mode noise cellular RDCX with single bus multi-level regulator[C]//2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS). IEEE, 2023: 111-114.
- [59] Chen W, Rong P, Lu Z. Snubberless bidirectional DC–DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 57(9): 3075-3086.
- [60] Jung J H, Kim H S, Ryu M H, et al. Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(4): 1741-1755.
- [61] Dao N D, Lee D C. High-efficiency hybrid LLC resonant converter for on-board chargers of plug-in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8324-8334.
- [62] 陈启超.CLLC 谐振型双向 DC/DC 变换器若干关键问题研究[D].哈尔滨工业大学,2015.
- [63] 李博栋.双向谐振式 CLLC 电路的设计建模与控制策略优化研究[D].浙江大学,2024.
- [64] Zhang C, Li P, Kan Z, et al. Integrated half-bridge CLLC bidirectional converter for energy storage systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(5): 3879-3889.
- [65] Huang J, Zhang X, Shuai Z, et al. Robust circuit parameters design for the CLLC-type DC transformer in the hybrid AC–DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(3): 1906-1918.
- [66] Min J, Ordonez M. Bidirectional resonant CLLC charger for wide battery voltage range: Asymmetric parameters methodology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(6): 6662-6673.

- [67] Arun S U, Mallik A, Khaligh A. Extended harmonic analysis of wireless charging systems[C]//IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2018: 5165-5170.
- [68] Zhao B, Zhang X, Huang J. AI algorithm-based two-stage optimal design methodology of high-efficiency CLLC resonant converters for the hybrid AC–DC microgrid applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(12): 9756-9767.
- [69] Wang Y, Wang F, Zhuo F, et al. Synchronous rectification strategy of CLLC resonant converter based on accurate time-domain model[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 12(1): 516-530.
- [70] Wang L, Luo Q, Luo T. A time-domain optimization design methodology for CLLC resonant converter[C]//2021 IEEE 1st international power electronics and application symposium (PEAS). IEEE, 2021: 1-5.
- [71] Cao Y, Ngo M, Dong D, et al. A simplified time-domain gain model for CLLC resonant converter[C]//2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2021: 3079-3086.
- [72] Wei R, Ding L, Liu R, et al. An intuitive and noniterative design methodology for CLLC chargers employing simplified operation modes model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(6): 7771-7784.
- [73] 赵子先,康龙云,于玮,等.基于简化时域模型的 CLLC 直流变换器参数设计[J].电工技术学报,2022,37(05):1262-1274.
- [74] Rezayati M, Tahami F, Schanen J L, et al. Generalized state-plane analysis of bidirectional CLLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(5): 5773-5785.
- [75] Xiao Z, Jiang Y, Yao Z, et al. A Precise and Fast BPNN-Based Voltage Gain Model of CLLC Converters in All Operation Conditions[C]//IECON 2023-49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2023: 1-6.
- [76] Daryaei M, Khajehoddin S A, Mashreghi J, et al. A new approach to steady-state modeling, analysis, and design of power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12746-12768.
- [77] Zhao L, Pei Y, Wang L, et al. Design methodology of bidirectional resonant CLLC charger for wide voltage range based on parameter equivalent and time domain model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12041-12064.

- [78] Li X, Li X, Yang L, et al. Switching loss model of SiC MOSFET promoting high frequency applications[C]//2019 31st International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD). IEEE, 2019: 231-234.
- [79] Dowell P L. Effects of eddy currents in transformer windings[C]//Proceedings of the Institution of electrical Engineers. IEE, 1966, 113(8): 1387-1394.
- [80] Ferreira J A. Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components[J]. IEEE transactions on Power Electronics, 1994, 9(1): 127-131.
- [81] Zhao C, Jin F, Li Z, et al. Design and control of a high-power wide-gain-range LLC resonant converter[C]//2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2022: 40-44.
- [82] Zhao C, Jin F, Li Z, et al. Design Consideration for CLLC Converter with High Power and Wide Gain Range[C]//2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2023: 1-6.
- [83] Hua W, Wu H, Yu Z, et al. A phase-shift modulation strategy for a bidirectional CLLC resonant converter[C]//2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019-ECCE Asia). IEEE, 2019: 1-6.
- [84] 王小虎.双向 CLLC 谐振变换器建模与控制策略研究[D].中国矿业大学,2024.
- [85] 徐文智.车载充电机 CLLC 双向变换器输出特性及控制策略研究[D].安徽理工大学,2025.
- [86] Center for Power Electronics Systems. CPES Theses and Dissertations [EB/OL]. Blacksburg: Virginia Tech. <https://cpes.vt.edu/library/theses>.

## 攻读硕士学位期间取得的主要研究成果

- [1] **Du W**, Wang B, Zhang J. A Generalized Analytical Gain Model for CLLC Resonant Converter with Asymmetric Parameters[C]//2025 IEEE Energy Conversion Congress & Exposition Asia (ECCE-Asia). IEEE, 2025: 1-6. (EI 检索国际会议, 第一作者)
- [2] **Du W**, Shao K, Yang D, et al. A Variable-Frequency Asymmetric Control Strategy for Resonant Switched Capacitor Converter with Inverted Output Voltage[C]//2024 CPSS & IEEE International Symposium on Energy Storage and Conversion (ISESC). IEEE, 2024: 1092-1097. (EI 检索国际会议, 第一作者)
- [3] Yang D, Wang B, **Du W**, et al. Mitigating Magnetic Saturation in Coupled Inductor VRMs with a Novel Interleaved Winding Arrangement[C]//2025 IEEE Energy Conversion Congress & Exposition Asia (ECCE-Asia). IEEE, 2025: 1-6. (EI 检索国际会议, 第三作者)
- [4] Wang B, Yang D, **Du W**, et al. A Core Loss Estimation Model for the Corner of E-and U-Cores using SC Mapping[C]//2025 IEEE Energy Conversion Congress & Exposition Asia (ECCE-Asia). IEEE, 2025: 1-5. (EI 检索国际会议, 第三作者)
- [5] Shao K, Yang D, **Du W**, et al. A Symmetrical Control Scheme for a Resonant Switched-Capacitor Converter with Inverted Output Voltage[C]//2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia). IEEE, 2024: 1330-1335. (EI 检索国际会议, 第三作者)

## 附录

### A. 非对称 CLLC 谐振腔解耦变换系数推导

如正文第 2 章 2.4.2 节所述, 非对称参数 CLLC 变换器的四阶状态变量微分方程组如下式(A-1)所示。由于四个状态变量 ( $v_{Cr1}, v_{Cr2}, i_{r1}, i_{r2}$ ) 之间存在强耦合关系, 直接对其进行时域求解的数学复杂度较高。

$$\begin{cases} \frac{dv_{Cr1}}{dt} = \frac{1}{C_{r1}} i_{r1} \\ \frac{dv_{Cr2}}{dt} = \frac{1}{C'_{r2}} i_{r2} \\ \frac{di_{r1}}{dt} = -\frac{L'_{r2} + L_m}{\Gamma} v_{Cr1} - \frac{L_m}{\Gamma} v_{Cr2} + \frac{L'_{r2} + L_m}{\Gamma} v_{pri} - \frac{L_m}{\Gamma} v_{sec} \\ \frac{di_{r2}}{dt} = -\frac{L_m}{\Gamma} v_{Cr1} - \frac{L_{r1} + L_m}{\Gamma} v_{Cr2} + \frac{L_m}{\Gamma} v_{pri} - \frac{L_{r1} + L_m}{\Gamma} v_{sec} \end{cases} \quad (A-1)$$

为实现状态方程的解耦简化, 本文引入线性变换方法, 重新定义四个独立的组合状态变量  $i_{Ls}, i_{Ld}, v_{Cs}, v_{Cd}$ 。其中,  $i_{Ls}, v_{Cs}$  分别表征原副边谐振电感电流与电容电压之和;  $i_{Ld}, v_{Cd}$  分别表征原副边谐振电感电流与电容电压之差。新状态变量的线性代换关系如式(A-2)所示:

$$\begin{cases} i_{Ls} = \mathbf{a}_s i_{r1} + i_{r2} \\ i_{Ld} = \mathbf{a}_d i_{r1} - i_{r2} \\ v_{Cs} = \mathbf{e}_s v_{Cr1} + v_{Cr2} \\ v_{Cd} = \mathbf{e}_d v_{Cr1} - v_{Cr2} \end{cases} \quad (A-2)$$

该线性变换的核心目标是将原四阶耦合系统重构为两个相互独立的二阶子系统 (即  $i_{Ls}, v_{Cs}$  构成一组独立方程,  $i_{Ld}, v_{Cd}$  构成另一组独立方程)。

首先, 提取式(A-1)中的电容电压微分方程并代入式(A-2)中, 可推导得到关于组合电压变量的微分关系:

$$\mathbf{e}_s \frac{dv_{Cr1}}{dt} + \frac{dv_{Cr2}}{dt} = \mathbf{e}_s \frac{1}{C_{r1}} i_{r1} + \frac{1}{C'_{r2}} i_{r2} \quad (A-3)$$

进一步提取公因式, 将其整理为式(A-4)的形式:

$$\frac{d(\mathbf{e}_s v_{Cr1} + v_{Cr2})}{dt} = \frac{1}{C'_{r2}} (\mathbf{e}_s \frac{C'_{r2}}{C_{r1}} i_{r1} + i_{r2}) \quad (A-4)$$

观察式(A-4)可知, 等号左侧即为组合变量  $v_{Cs}$ 。为满足系统解耦条件, 等号右侧括号内的电流组合必须严格等效于新变量  $i_{Ls}$ 。对比式(A-2)中  $i_{Ls}$  的定义式, 必须满足如下

的系数匹配关系：

$$\mathbf{e}_s \frac{C'_{r2}}{C_{r1}} = \mathbf{a}_s \quad (\text{A-5})$$

为简化表达，定义原副边谐振电容换算比为  $h = C'_{r2}/C_{r1}$ ，由此可确立解耦变换系数之间的比例关系：

$$\mathbf{a}_s = h\mathbf{e}_s \quad (\text{A-6})$$

基于上述关系，可得到第一组解耦后  $i_{Ls}, v_{Cs}$  的二阶状态子方程之一：

$$\frac{dv_{Cs}}{dt} = \frac{1}{C'_{r2}} i_{Ls} \quad (\text{A-7})$$

同理，通过对差模组合变量  $i_{Ld}, v_{Cd}$  展开类似的推导，可得到另外两个解耦变换系数的匹配关系：

$$\mathbf{a}_d = h\mathbf{e}_d \quad (\text{A-8})$$

进一步地，为求解这四个变换系数的具体解析值，对式(A-1)中的电感电流微分方程进行线性组合。将式(A-1)中  $i_{r1}$  和  $i_{r2}$  的微分方程分别乘以系数  $\mathbf{a}_s$  和 1 后相加，提取等号右侧与电容电压  $v_{Cr1}$  和  $v_{Cr2}$  相关的项，可得到如下多项式：

$$\mathbf{a}_s \left( -\frac{L'_{r2} + L_m}{\Gamma} v_{Cr1} - \frac{L_m}{\Gamma} v_{Cr2} \right) + \left( -\frac{L_m}{\Gamma} v_{Cr1} - \frac{L_{r1} + L_m}{\Gamma} v_{Cr2} \right) \quad (\text{A-9})$$

将系数约束关系式(A-6)代入式(A-9)并进行同类项合并，得到：

$$\left( -h\mathbf{e}_s \frac{L'_{r2} + L_m}{\Gamma} - \frac{L_m}{\Gamma} \right) v_{Cr1} + \left( -h\mathbf{e}_s \frac{L_m}{\Gamma} - \frac{L_{r1} + L_m}{\Gamma} \right) v_{Cr2} \quad (\text{A-10})$$

为实现状态变量的彻底解耦，式(A-10)必须能够被整体提取公因式，并转化为只包含单一组合状态变量  $v_{Cs}$ （即  $\mathbf{e}_s v_{Cr1} + v_{Cr2}$ ）的表达式。根据代数对应关系，式(A-10)中  $v_{Cr1}$  的系数与  $v_{Cr2}$  的系数之比必须等于  $\mathbf{e}_s$ ，由此构建出关于  $\mathbf{e}_s$  的方程：

$$\left( -h\mathbf{e}_s \frac{L'_{r2} + L_m}{\Gamma} - \frac{L_m}{\Gamma} \right) / \left( -h\mathbf{e}_s \frac{L_m}{\Gamma} - \frac{L_{r1} + L_m}{\Gamma} \right) = \mathbf{e}_s \quad (\text{A-11})$$

应用求根公式对该一元二次方程进行求解，可得变换系数  $\mathbf{e}_s$  的解析解：

$$\mathbf{e}_s = \frac{hL'_{r2} - L_{r1} + (h-1)L_m + \sqrt{(L_{r1} - hL'_{r2} + L_m - hL_m)^2 + 4hL_m^2}}{2hL_m} \quad (\text{A-12})$$

遵循相同的推导逻辑，对差模分量进行系数匹配，可求得另一个解耦变换系数  $\mathbf{e}_d$  的解析解：

$$\mathbf{e}_d = \frac{-hL'_{r2} + L_{r1} - (h-1)L_m + \sqrt{(L_{r1} - hL'_{r2} + L_m - hL_m)^2 + 4hL_m^2}}{2hL_m} \quad (\text{A-13})$$

综上所述，非对称 CLLC 状态方程解耦所需的四个解耦变换系数最终解析解如式 (A-14) 所示。通过引入这组常量系数，成功将非对称参数在数学层面上实现了解耦。

$$\begin{cases} \mathbf{a}_s = h\mathbf{e}_s \\ \mathbf{a}_d = h\mathbf{e}_d \\ \mathbf{e}_s = \frac{hL'_{r2} - L_{r1} + (h-1)L_m + \sqrt{(L_{r1} - hL'_{r2} + L_m - hL_m)^2 + 4hL_m^2}}{2hL_m} \\ \mathbf{e}_d = \frac{-hL'_{r2} + L_{r1} - (h-1)L_m + \sqrt{(L_{r1} - hL'_{r2} + L_m - hL_m)^2 + 4hL_m^2}}{2hL_m} \end{cases} \quad (\text{A-14})$$

将上述推导所得的系数带入原状态方程，即可得到解耦后的状态方程组，分别对应“和模态”与“差模态”两个独立的二阶线性系统：

$$\begin{cases} \frac{dv_{Cs}}{dt} = \frac{1}{C_s} i_{Ls} \\ \frac{di_{Ls}}{dt} = -\frac{1}{L_s} v_{Cs} + \frac{a_s L'_{r2} + (1+a_s)L_m}{\Gamma} v_{pri} - \frac{L_{r1} + (1+a_s)L_m}{\Gamma} v_{sec} \end{cases} \quad (\text{A-15})$$

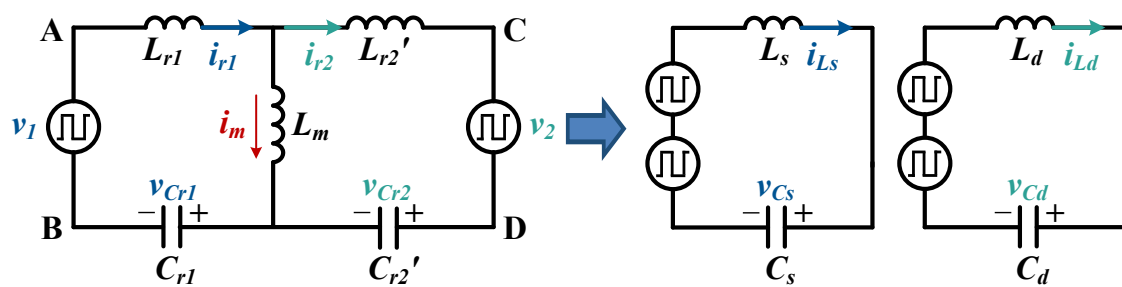
$$\begin{cases} \frac{dv_{Cd}}{dt} = \frac{1}{C_d} i_{Ld} \\ \frac{di_{Ld}}{dt} = -\frac{1}{L_d} v_{Cd} + \frac{a_d L'_{r2} - (1-a_d)L_m}{\Gamma} v_{pri} + \frac{L_{r1} + (1-a_d)L_m}{\Gamma} v_{sec} \end{cases} \quad (\text{A-16})$$

其中， $L_s, L_d, C_s, C_d$  分别代表解耦后对应的等效谐振电感与谐振电容，其实际等效物理参数如式 (A-17) 所示：

$$\begin{cases} L_s = \frac{\Gamma}{a_s L_m + L_{r1} + L_m} \\ L_d = -\frac{\Gamma}{a_d L_m - L_{r1} - L_m} \\ C_s = C_d = C'_{r2} \end{cases} \quad (\text{A-17})$$

#### 附录 A 总结：

经过上述的状态变量解耦变换，成功实现了对非对称 CLLC 谐振腔状态方程的解耦处理。在电路拓扑宏观等效层面，这一数学变换的物理意义如图 A-1 所示：原本由五个无源元件深度耦合构成的五阶复杂谐振网络（图 A-1(a)），被等效并拆解为两个完全独立且互不干扰的二阶串联谐振子电路（图 A-1(b)）。这一解耦简化，将大幅降低正文非对称参数 CLLC 变换器的计算分析难度。



(a) 解耦前的 CLLC 谐振网络

(b) 解耦后的 CLLC 谐振网络

图 A-1 状态变量解耦变换对谐振腔网络的影响

## B. 多移相 CLLC 時域模型系數矩陣

如正文第 2 章 2.4 節所述，在多移相 CLLC 變換器升壓、等壓及降壓三種模式的穩態時域建模中，本文引入了矩陣代數方法對高阶狀態方程組進行推導計算，通過矩陣計算方法提升計算機數值求解的效率。

鑑於推導過程中的系數矩陣  $\mathbf{M}_1$ 、 $\mathbf{M}_2$  和  $\mathbf{M}_3$ （對應於式(2-38)、式(2-49)和式(2-60)）階數較高且元素展開式較為長，為保障正文推導邏輯的緊湊性與連貫性，將此三组高阶矩陣的完整數學表达式寫於本附錄中。

### (1) 升壓模式系數矩陣 $\mathbf{M}_1$ :

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} \cos\omega_s t_1 & -\sin\omega_s t_1 & \cos\omega_d t_1 & -\sin\omega_d t_1 & -\cos\omega_s t_1 & \sin\omega_s t_1 & -\cos\omega_d t_1 & \sin\omega_d t_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_d \cos\omega_s t_1 & -a_d \sin\omega_s t_1 & -a_s \cos\omega_d t_1 & a_s \sin\omega_d t_1 & -a_d \cos\omega_s t_1 & a_d \sin\omega_s t_1 & a_s \cos\omega_d t_1 & -a_s \sin\omega_d t_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sin\omega_s t_1 & \cos\omega_s t_1 & \sin\omega_d t_1 & \cos\omega_d t_1 & -\sin\omega_s t_1 & -\cos\omega_s t_1 & -\sin\omega_d t_1 & -\cos\omega_d t_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e_d \sin\omega_s t_1 & e_d \cos\omega_s t_1 & -e_s \sin\omega_d t_1 & -e_s \cos\omega_d t_1 & -e_d \sin\omega_s t_1 & -e_d \cos\omega_s t_1 & e_s \sin\omega_d t_1 & e_s \cos\omega_d t_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cos\omega_s t_2 & -\sin\omega_s t_2 & \cos\omega_d t_2 & -\sin\omega_d t_2 & -\cos\omega_s t_2 & \sin\omega_s t_2 & -\cos\omega_d t_2 & \sin\omega_d t_2 \\ Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) \\ a_d \cos\omega_s t_2 & -a_d \sin\omega_s t_2 & -a_s \cos\omega_d t_2 & a_s \sin\omega_d t_2 & -a_d \cos\omega_s t_2 & a_d \sin\omega_s t_2 & a_s \cos\omega_d t_2 & -a_s \sin\omega_d t_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sin\omega_s t_2 & \cos\omega_s t_2 & \sin\omega_d t_2 & \cos\omega_d t_2 & -\sin\omega_s t_2 & -\cos\omega_s t_2 & -\sin\omega_d t_2 & -\cos\omega_d t_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e_d \sin\omega_s t_2 & e_d \cos\omega_s t_2 & -e_s \sin\omega_d t_2 & -e_s \cos\omega_d t_2 & -e_d \sin\omega_s t_2 & -e_d \cos\omega_s t_2 & e_s \sin\omega_d t_2 & e_s \cos\omega_d t_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos\omega_s t_3 & -\sin\omega_s t_3 & \cos\omega_d t_3 & -\sin\omega_d t_3 \\ Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) \\ a_d \cos\omega_s t_3 & -a_d \sin\omega_s t_3 & -a_s \cos\omega_d t_3 & a_s \sin\omega_d t_3 & -a_d \cos\omega_s t_3 & a_d \sin\omega_s t_3 & a_s \cos\omega_d t_3 & -a_s \sin\omega_d t_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sin\omega_s t_3 & \cos\omega_s t_3 & \sin\omega_d t_3 & \cos\omega_d t_3 & -\sin\omega_s t_3 & -\cos\omega_s t_3 & -\sin\omega_d t_3 & -\cos\omega_d t_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e_d \sin\omega_s t_3 & e_d \cos\omega_s t_3 & -e_s \sin\omega_d t_3 & -e_s \cos\omega_d t_3 & -e_d \sin\omega_s t_3 & -e_d \cos\omega_s t_3 & e_s \sin\omega_d t_3 & e_s \cos\omega_d t_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### (2) 等壓模式系數矩陣 $\mathbf{M}_2$ :

$$\mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} \cos\omega_s t_1 & -\sin\omega_s t_1 & \cos\omega_d t_1 & -\sin\omega_d t_1 & -\cos\omega_s t_1 & \sin\omega_s t_1 & -\cos\omega_d t_1 & \sin\omega_d t_1 \\ Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) \\ a_d \cos\omega_s t_1 & -a_d \sin\omega_s t_1 & -a_s \cos\omega_d t_1 & a_s \sin\omega_d t_1 & -a_d \cos\omega_s t_1 & a_d \sin\omega_s t_1 & a_s \cos\omega_d t_1 & -a_s \sin\omega_d t_1 \\ Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) \\ \sin\omega_s t_1 & \cos\omega_s t_1 & \sin\omega_d t_1 & \cos\omega_d t_1 & -\sin\omega_s t_1 & -\cos\omega_s t_1 & -\sin\omega_d t_1 & -\cos\omega_d t_1 \\ e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d \\ e_d \sin\omega_s t_1 & e_d \cos\omega_s t_1 & -e_s \sin\omega_d t_1 & -e_s \cos\omega_d t_1 & -e_d \sin\omega_s t_1 & -e_d \cos\omega_s t_1 & e_s \sin\omega_d t_1 & e_s \cos\omega_d t_1 \\ e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d \\ \cos\omega_s t_0 & -\sin\omega_s t_0 & \cos\omega_d t_0 & -\sin\omega_d t_0 & \cos\omega_s t_2 & -\sin\omega_s t_2 & \cos\omega_d t_2 & -\sin\omega_d t_2 \\ Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) \\ a_d \cos\omega_s t_0 & -a_d \sin\omega_s t_0 & -a_s \cos\omega_d t_0 & a_s \sin\omega_d t_0 & a_d \cos\omega_s t_2 & -a_d \sin\omega_s t_2 & -a_s \cos\omega_d t_2 & a_s \sin\omega_d t_2 \\ Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_s(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) & Z_d(a_s + a_d) \\ \sin\omega_s t_0 & \cos\omega_s t_0 & \sin\omega_d t_0 & \cos\omega_d t_0 & \sin\omega_s t_2 & \cos\omega_s t_2 & \sin\omega_d t_2 & \cos\omega_d t_2 \\ e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d \\ e_d \sin\omega_s t_0 & e_d \cos\omega_s t_0 & -e_s \sin\omega_d t_0 & -e_s \cos\omega_d t_0 & e_d \sin\omega_s t_2 & e_d \cos\omega_s t_2 & -e_s \sin\omega_d t_2 & -e_s \cos\omega_d t_2 \\ e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d & e_s + e_d \end{bmatrix}$$

(3) 降压模式系数矩阵 $M_3$ :

[illegible]