

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: 无

学 号: 22060114

浙江大学

硕士学位论文
(专业学位)



中文论文题目: 宽电压范围 LLC 谐振变换器研究

英文论文题目: Research on Wide Voltage Range LLC

Resonant Converter

申请人姓名: 陈毅飞

校内导师(组): 张军明 教授

行业导师: 施贻蒙 高级工程师

专业学位类别、领域: 能源动力、电气工程

研究方向: 电力电子与电力传动

培养类型: 全日制非定向

所在学院: 工程师学院

论文提交日期 2023 年 6 月

宽电压范围 LLC 谐振变换器研究



论文作者签名: 陈毅飞

指导教师签名: 张军明

论文评阅人 1: 隐名评阅者 1

评阅人 2: 隐名评阅者 2

评阅人 3: 隐名评阅者 3

评阅人 4:

评阅人 5:

答辩委员会主席: 周晶 教授

委员 1: 但扬清 高级工程师

委员 2: 周永智 副教授

委员 3: 吴昂键 副教授

委员 4: 祁志福 高级工程师

委员 5:

答辩日期: 2023 年 6 月 7 日

浙江大学研究生学位论文独创性声明

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

学位论文作者签名：陈毅飞 签字日期：2023年6月8日

学位论文版权使用授权书

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

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

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：陈毅飞

签字日期：2023年6月8日

导师签名：陈军飞

签字日期：2023年6月8日

致 谢

时光荏苒，转眼之间在浙大的七年时光已经接近尾声，不管是紫金港、玉泉还是工程师学院，三个校区留下了我太多难忘的回忆，也有太多需要感谢的人。

首先，最想要感谢的是我的导师张军明老师。张老师学识渊博，治学严谨，待人温和，平易近人，对学生认真负责。感谢您在科研中的悉心培养，感谢您在生活中的关心关怀，您的师者风范是我终身学习的楷模。真的无比荣幸能够成为您的学生，师恩深重，终生难忘。衷心祝愿您和您的家人身体健康，万事如意。

感谢邵帅老师对我的指导引领。邵老师科研勤奋刻苦，追求卓越，工作注重细节，精益求精。您的治学精神和踏实作风将会一直激励我砥砺前行。

感谢周莉英大姐在日常生活中提供的后勤保障，让我们的实验室井井有条，解决了大家的后顾之忧，让科研生活更加顺利。

感谢杨得秋师兄对我的帮助，从本科毕业设计开始，到整个研究生学习生涯期间，科研路上师兄总是不厌其烦地为我答疑解惑，指点迷津，感谢师兄一直以来的耐心。感谢温暖和睦的大功率实验室。感谢师兄师姐林绿漪、王楠、崔文韬、高枝、朱世隆、杨秋哲、张建佳、何杨、王勋、马睿、林伟聪、李欣宜、冯雨心；感谢同学王金帅、汪欣、杜家坤、张飞力、赵韞玉、赵问鼎、黄天林；感谢师弟师妹陈张昊、施逸能、吴彤、张光耀、朱志豪、邵可伟、袁钰淼、郑柏训、杜文琦、王斌浩、周伟强、栾澳祖。十分感谢你们带来的温暖与欢乐。

感谢我的室友陈源奕、陆臣斌、倪伟康，祝你们前程似锦，愿我们友谊长存。感谢父母二十余年养育之恩与无私奉献。家人毫无保留的陪伴支持，让我无畏前行。感谢相恋十年的女朋友高玥，感谢你一直以来的包容、理解与支持，遇见你，相知相爱，是我最大的幸运，愿我们山海相依，永不分离。

最后，感谢母校这些年遮风挡雨，感谢浙江大学工程师学院工程创新与训练中心。在未来的人生道路上，我将秉承“求是创新”的浙大精神勇毅前行。

陈毅飞

2023 年 6 月于求是园

摘 要

近年来,能源危机、环境恶化等问题被广泛关注。清洁能源的开发和高效利用受到世界各国的重视,如风力发电、太阳能发电、高效率的数据中心供电等。DC/DC 变换器是其中最为广泛应用的一种变换器,对其性能的要求也不断提高。*LLC* 谐振变换器由于其高转换效率、高功率密度和电路结构简单受到广泛应用,但其输入和输出电压适应范围有限。虽然目前有变拓扑控制策略、两级级联拓扑等解决方案,但适合宽输入电压范围的高效率 *LLC* 谐振变换器仍然有待进一步研究。

为了兼顾高效率和宽电压调节范围,本文研究并设计了一种多模态宽电压范围的 *LLC* 变换器。本文首先对比研究了 *LLC* 变换器的电路分析和设计方法。在分析传统 FB-*LLC* 电路原理的基础上,分别基于基波等效法、拓展型基波等效法与时域分析法分别对变换器增益模型深入研究。由于时域分析法精确度最高,能够得到电路中电流电压波形的详细信息,而且可以与 MATLAB 软件协同,本文最终选择了使用时域分析法来开展电路的参数设计。

在此基础上,本文提出了一种拥有多模态且能够在宽输入电压范围内工作的 *LLC* 谐振拓扑结构。两个谐振腔在输入高压时串联,在输入电压低时并联,实现宽电压范围运行,并详细分析了谐振腔工作于串联模态和并联模态时的原理。为了实现全输入电压范围的高效率运行,本文建立了变换器损耗评估模型,并基于此开展了参数的优化设计,实现了全范围内的软开关以及高转换效率。

最后,本文设计并搭建了一台 3kW 的实验样机,并进行了仿真和实验验证。实验结果表明,样机能够在全输入电压范围内工作,并且兼具有高效率和软开关的特性,从而验证了参数优化设计方法和模式切换策略的可行性。

关键词: *LLC* 谐振变换器; 多模态; 宽电压范围; 软开关

Abstract

In recent years, the energy shortage and environmental degradation have attracted significant attention. The development of renewable energy and efficient use of energy has been widely researched and adopted all over the world, such as wind power, solar power, and high-efficiency data center power supply. The DC/DC converter is one of the most widely used converters in these applications, and their performance requirements are continuously increasing. The *LLC* resonant converter is one of the most attractive DC/DC converters due to its high efficiency, high power density, and simple circuit structure. However, the input and output voltage variation range are limited. Although there are solutions to extending its voltage range such as variable topology control strategy and two-stage method, the high-efficiency *LLC* resonant converters suitable for wide input voltage range still need further research.

To address this challenge, this thesis studied a multimode wide voltage range *LLC* resonant converter trying to achieve high conversion efficiency and wide voltage regulation range. First, the thesis compares the different circuit analysis and parameters design methods for *LLC* resonant converters. The voltage gain model of the *LLC* converter based on the first harmonic approximation (FHA) method, the extended first harmonic approximation (eFHA) method, and the time domain analysis (TDA) method are reviewed and compared, respectively. After comparative analysis, the time domain analysis method is adopted in this thesis for parameter design. The time domain analysis method features with high accuracy, the ability to obtain current and voltage information in the circuit, and the capability to cooperate with the MATLAB software.

Then a multi-mode *LLC* resonant converter topology with a wide input voltage range is proposed and studied. The two resonant tanks are connected in series when the input voltage is high, and in parallel when the input voltage is low, thus the wide input voltage range is achieved. The operation principle at two different modes is analyzed in detail. To achieve high conversion efficiency in the whole voltage range, a loss evaluation model is derived, and the parameters optimization design based on the model

is carried out to achieve optimal performance. The soft switching and high conversion efficiency can be obtained in the whole operation range.

Finally, a 3kW prototype is designed and built, and both the simulation results and experimental results verify the analysis in this thesis. The experimental results show that the prototype can achieve both high efficiency and soft-switching in the input and output range, which verifies the feasibility of the parameter optimization design method and mode-switching strategy.

Keywords: *LLC* Resonant Converter; Multi-Mode; Wide Voltage Range; Soft Switching

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目 录

致 谢.....	I
摘 要.....	II
ABSTRACT.....	III
目 录.....	V
图 目 录.....	VIII
表 目 录.....	X
1 绪论.....	1
1.1 研究背景及意义.....	1
1.2 宽电压范围 <i>LLC</i> 谐振变换器的国内外研究现状	2
1.2.1 改进 <i>LLC</i> 控制策略的研究现状	2
1.2.2 优化 <i>LLC</i> 电路拓扑的研究现状	4
1.3 本文主要研究内容.....	7
1.3.1 设计指标.....	7
1.3.2 章节安排.....	7
2 <i>FB-LLC</i> 谐振变换器工作原理	9
2.1 <i>FB-LLC</i> 谐振变换器	9
2.2 基于基波等效法的 <i>LLC</i> 原理分析	12
2.3 基于拓展型基波等效法的 <i>LLC</i> 原理分析	15
2.3.1 修正谐振因子 <i>A</i>	16
2.3.2 修正负载因子 <i>B</i>	17
2.4 基于时域分析法的 <i>LLC</i> 原理分析	17
2.5 典型分析方法对比.....	22
2.6 本章小结.....	24
3 多模态宽电压范围 <i>LLC</i> 谐振变换器原理与设计	25
3.1 宽电压范围 <i>LLC</i> 整体结构	25

3.2	工作原理.....	26
3.2.1	串联模态.....	26
3.2.2	并联模态.....	29
3.2.3	模态对比分析.....	32
3.3	损耗评估模型.....	35
3.3.1	MOSFET 导通损耗评估.....	35
3.3.2	MOSFET 关断损耗评估.....	36
3.3.3	电感损耗评估.....	37
3.3.4	副边整流单元损耗评估.....	38
3.4	基于损耗评估模型的参数设计.....	38
3.4.1	参数设计流程图.....	39
3.4.2	确定匝数比和谐振频率.....	39
3.4.3	优化设计电感比和特征阻抗.....	40
3.4.4	ZVS-ON 约束条件.....	43
3.5	本章小结.....	45
4	实验样机设计.....	47
4.1	样机主功率电路设计.....	47
4.1.1	功率器件选型.....	47
4.1.2	变压器设计与磁集成.....	47
4.2	样机控制电路设计.....	50
4.2.1	DSP 控制器.....	50
4.2.2	驱动电路设计.....	50
4.2.3	采样电路设计.....	51
4.2.4	辅助电源电路设计.....	53
4.3	基于 PLECS 的仿真验证.....	53
4.4	实验结果与分析.....	55
4.4.1	关键工作点波形.....	55
4.4.2	模态切换方法验证.....	57
4.4.3	性能与指标.....	59

4.5 本章小结60

5 总结与展望61

5.1 总结61

5.2 后续研究工作展望62

参考文献63

作者简历及在学期间所取得的科研成果69

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

图 目 录

图 1-1 2022 年全国各类电源发电装机	1
图 1-2 全桥 <i>LLC</i> 和半桥 <i>LLC</i> 切换控制	3
图 1-3 变频和定频控制 ^[28]	3
图 1-4 全桥移相模态到半桥变频模态切换过渡过程 ^[29]	4
图 1-5 Boost + <i>LLC</i> 两级级联拓扑结构	5
图 1-6 前级变压器串并联 <i>LLC</i> +后级交错并联 Buck 拓扑 ^[36]	5
图 1-7 双变压器 <i>LLC</i> 拓扑 ^[37]	6
图 1-8 两桥臂分裂谐振腔型 <i>LLC</i> 拓扑 ^[38]	7
图 2-1 FB- <i>LLC</i> 谐振变换器电路拓扑	9
图 2-2 FB- <i>LLC</i> 谐振变换器工作于 $f_s=f_r$ 时的电路波形	10
图 2-3 FB- <i>LLC</i> 谐振变换器工作于 $f_s<f_r$ 时的电路波形	11
图 2-4 FB- <i>LLC</i> 谐振变换器工作于 $f_s>f_r$ 时的电路波形	11
图 2-5 FB- <i>LLC</i> 谐振变换器基波分析法等效模型	12
图 2-6 不同品质因数 Q 下的 <i>LLC</i> 频率-增益曲线 ($K=5$)	14
图 2-7 不同电感比 K 下的 <i>LLC</i> 频率-增益曲线 ($Q=0.4$)	14
图 2-8 优化负载因子 B 后的电路等效模型	17
图 2-9 三种基本工作阶段的电路等效模型	18
图 2-10 标幺化的 PO 工作模式电压电流波形	20
图 2-11 标幺化的 PON 工作模式电压电流波形	20
图 2-12 标幺化的 NP 工作模式电压电流波形	21
图 2-13 基于 <i>LLC</i> 谐振变换器典型分析方法的频率-增益曲线对比	23
图 3-1 多模态宽电压范围 <i>LLC</i> 谐振变换器电路拓扑	25
图 3-2 谐振腔串联模态 <i>LLC</i> 电路图	26
图 3-3 谐振腔串联模态 <i>LLC</i> 在 $f_s<f_r$ 区域典型工作波形	27
图 3-4 谐振腔串联模态 <i>LLC</i> 电路正半周期工作状态等效模型	28
图 3-5 谐振腔并联模态 <i>LLC</i> 电路图	29
图 3-6 谐振腔并联模态 <i>LLC</i> 在 $f_s<f_r$ 区域典型工作波形	30

图 3-7 谐振腔并联模态 <i>LLC</i> 电路正半周期工作状态等效模型	32
图 3-8 谐振腔串联模态 <i>LLC</i> 电路等效模型	32
图 3-9 谐振腔并联模态 <i>LLC</i> 电路等效模型	33
图 3-10 MOSFET 关断损耗评估模型	36
图 3-11 基于损耗评估模型的参数设计流程	39
图 3-12 基于时域分析法得到的有效参数范围	42
图 3-13 有效参数范围损耗评估热图	42
图 3-14 IPZ60R017C7 寄生电容随 V_{ds} 变化曲线 ^[62]	43
图 3-15 满足 ZVS-ON 约束条件的有效参数范围	44
图 3-16 最终有效参数范围损耗评估热图	45
图 4-1 DSP 控制器开发板	50
图 4-2 MOS 管两级驱动电路原理图	51
图 4-3 输出电压采样电路原理图	52
图 4-4 输出电压采样电路原理图	52
图 4-5 辅助电源电路原理图	53
图 4-6 宽电压范围 <i>LLC</i> 变换器 PLECS 仿真模型图	54
图 4-7 稳态仿真波形	54
图 4-8 模态切换仿真波形 ($V_{in}=200V$, 串联切换至并联)	55
图 4-9 样机典型工作条件下测试波形 ($V_{in}=100V$, $V_o=400V$, $P_o=3kW$ & $P_o=1.5kW$)	56
图 4-10 样机典型工作条件下测试波形 ($V_{in}=400V$, $V_o=400V$, $P_o=3kW$ & $P_o=1.5kW$)	56
图 4-11 样机全输入电压范围内软开关条件测试波形 ($P_o=3kW$)	57
图 4-12 串联模态切换至并联模态样机驱动暂态波形 ($V_{in}=200V$)	57
图 4-13 并联模态切换至串联模态样机驱动暂态波形 ($V_{in}=200V$)	57
图 4-14 样机工作于谐振腔并联模态的测试波形 ($V_{in}=200V$)	58
图 4-15 样机工作于谐振腔串联模态的测试波形 ($V_{in}=200V$)	59
图 4-16 样机工作于满载条件下纹波测试波形 ($P_o=3kW$)	59
图 4-17 全输入电压范围样机效率测试曲线 ($P_o=3kW$ & $P_o=1.5kW$)	60

表 目 录

表 1-1 样机主要设计指标	7
表 3-1 IPZ60R017C7 部分参数 ^[62]	35

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

1 绪论

1.1 研究背景及意义

随着全球能源供应的日趋紧张以及环境保护需求日益突出，清洁能源的开发和高效利用已经成为世界各国关注的一个热点。我国是世界第一发电大国，但以煤炭为主的能源结构所导致的环境污染和气候变化，已经严重影响到经济社会的可持续发展，调整能源产业结构成为我国新时期发展的重大国家战略。习近平总书记提出了“四个革命、一个合作”的能源发展战略，实现能源转型，其核心是清洁替代与电能替代，即从能源生产端大力发展清洁能源发电，从能源消费端推动电能替代。习近平总书记在 2020 年第七十五届联合国大会上提出了“碳达峰”和“碳中和”的“双碳战略”，并在中央财经委员会第九次会议上提出了“构建以新能源为主体的新型电力系统”的重要任务^[1]。因此，随着我国能源革命战略的持续推进，电能的生产、输送及使用正在发生革命性的变化，并将带来重大的技术变革^{[2]-[5]}。

截止 2022 年底，我国非化石能源发电装机容量达到了 12.7 亿千瓦，已经超过了煤电装机。其中，可再生能源装机容量突破了 11 亿千瓦，实现了跨越式发展，开发利用规模稳居全球首位。截止 2022 年底，全国各类电源发电累计装机结构如图 1-1 所示。其中，风电、太阳能发电装机占比之和达到了 30%，同时，全口径并网风电、太阳能发电量同比分别增长了 16.3% 和 30.8%，新能源的开发利用在能源和电力清洁低碳转型中无疑发挥着越来越不可或缺的作用。

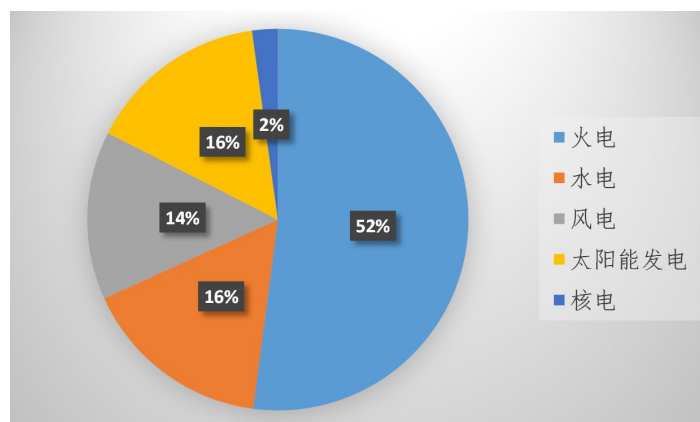


图 1-1 2022 年全国各类电源发电装机

但是，对于风电、光伏等新能源而言，其波动性、间歇性的特点也对相应的

电力电子变换器提出了更高的要求。比如在光伏发电系统中,由于光照和温度的变化,光伏电池板侧输出的直流电压变化范围较大,为了在适配其输出的同时,给后级逆变电路提供较为稳定的母线电压,系统中的直流模块 DC/DC 变换器必须具有宽输入电压范围的工作调节能力^{[6][7]}。在风力发电系统中,由于风速变化,整流侧输出的直流电压变化范围同样较大,直流模块 DC/DC 变换器也需具有宽电压调节能力^{[8][9]}。此外,数据中心供电电源^{[10][11]}、航天器电源^[12]、新能源车充电^{[13][14]}等多个应用场合都需要类似的宽电压范围 DC/DC 变换器。因此,研究兼具宽电压运行能力和高效率的 DC/DC 变换器有重要意义。

1.2 宽电压范围 *LLC* 谐振变换器的国内外研究现状

在中大功率隔离型 DC/DC 变换器应用中,常用的拓扑选择有移相全桥变换器 (Phase Shifted Full Bridge, PSFB) 和全桥 *LLC* (Full Bridge *LLC*, FB-*LLC*) 谐振变换器等^[15]。虽然移相全桥拓扑能够实现较宽的输出电压调节范围,但其滞后桥臂在轻载工作条件下难以实现软开关^[16],同时副边整流二极管的反向恢复问题也难以解决^[17],众多学者对此开展了一系列研究,但相应的技术手段也增加电路复杂性或者降低了系统的转换效率^{[18]-[21]}。相较于移相全桥拓扑而言,*LLC* 谐振拓扑在所有工作条件下都能够实现原边开关管的零电压开通 (Zero Voltage Switching On, ZVS-ON) 和副边整流单元二极管的零电流关断 (Zero-Current Switching Off, ZCS-OFF),且没有反向恢复损耗。因此,*LLC* 谐振变换器能够达到更高的功率密度和更高的运行效率,已经得到了广泛应用,故将选择其作为本文的研究对象^{[22]-[26]}。

为了拓宽 *LLC* 谐振变换器的电压增益范围,国内外学者开展了一系列相关研究,主要包括控制策略的改进^{[27]-[35]}和电路拓扑的优化^{[36]-[46]},以下为本文对近年来有关宽电压范围 *LLC* 的总结介绍。

1.2.1 改进 *LLC* 控制策略的研究现状

文献[27]提出了一种能实现 *LLC* 电路全桥工作模式与半桥工作模式切换的控制策略,如图 1-2 所示。在不改变电路基本拓扑结构的前提下,通过对原边 MOSFET 开关的控制,实现全桥和半桥的切换,从而拓宽变换器整体增益范围为

原来的 2 倍。

当电路工作于全桥模式时,与传统的 FB-LLC 一致,同样采用变频调节控制, MOSFET S_1 和 S_4 驱动信号相同且与 S_2 、 S_3 互补,电路驱动信号的占空比为 50%。通过控制 S_1 和 S_2 驱动保持,同时控制 S_3 始终关断、 S_4 始终导通来实现从全桥到半桥的切换。在采用该种策略后,电路参数无需改变就可以实现输入电压范围拓宽,而且整体效率有所提升。该策略电路结构简单,但是在拓扑切换时的暂态过程需要重点关注。

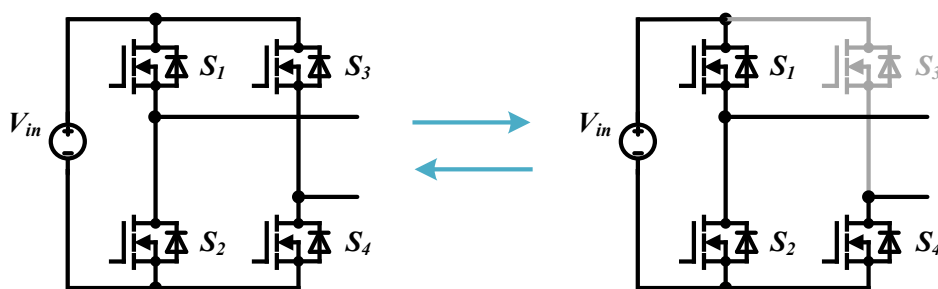


图 1-2 全桥 LLC 和半桥 LLC 切换控制

文献[28]提出了一种变频和定频移相控制相结合的混合控制策略,两种模态工作下的 FB-LLC 变换器波形如图 1-3 所示。输入电压较低时,电路变频控制且满占空比工作,通过改变驱动信号的开关频率来实现调节输出电压;输入电压较高时,电路定频控制,通过移相控制调节输出电压大小。该混合控制策略能够让变换器集成两种控制方法的优势,在较宽的输入电压范围内均高效率工作。

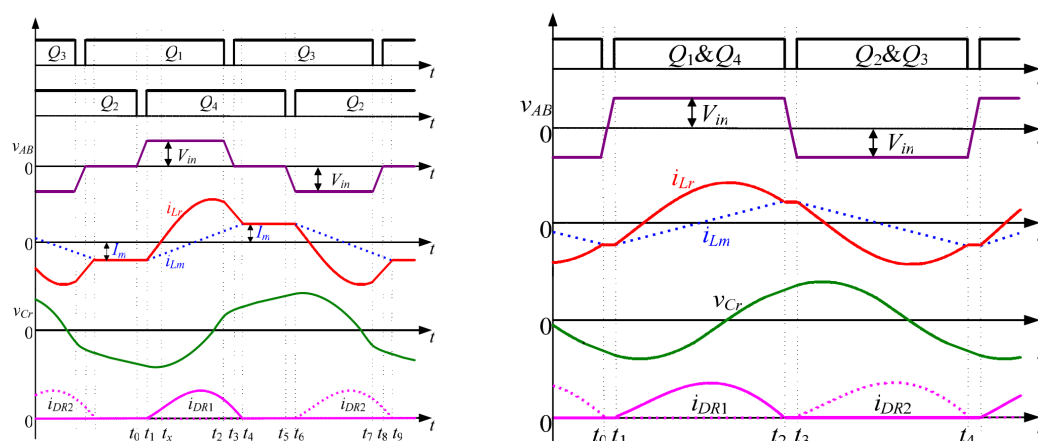


图 1-3 变频和定频控制[28]

文献[29]为了改善暂态过程的性能,在上述文献的基础上提出了一种 FB-LLC 变模态控制策略,电路包含全桥变频、全桥移相与半桥变频三种模态,变换器的

电路拓扑结构同样与 **FB-LLC** 一致。

在全桥变频和半桥变频的基础上增加了全桥移相的子模式，当电路工作于全桥移相模式时，MOSFET S_1 - S_4 驱动信号占空比均为 50%，采用移相控制。通过让全桥移相作为中间过渡状态的切换方法，能够尽量实现全范围内软开关和输出电压不跌落。该策略可以依据风力发电机在不同风速时对应的输出电压不同来匹配后级电路即 **LLC** 谐振变换器的运行增益曲线，从而设计优化的变模态解决方案。同时，该策略还针对三个不同模态间切换暂态进行优化设计，保证了变换器整体输出电压的纹波较小，不会在暂态过程中出现电压的跌落，使变换器能够在全范围内尽可能高效、可靠地工作。

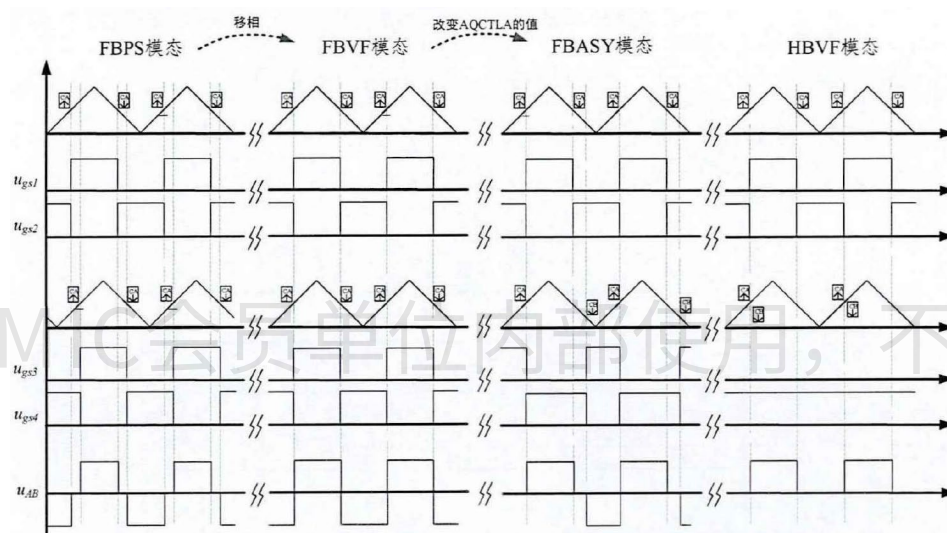


图 1-4 全桥移相模态到半桥变频模态切换过渡过程^[29]

1.2.2 优化 **LLC** 电路拓扑的研究现状

在不改变 **FB-LLC** 拓扑结构的基础上仅仅进行控制策略的改进，虽然能够有效拓宽变换器增益范围，但是原边开关管采用定频移相控制时，容易丢失软开关条件，并且如何通过控制系统实现准确快速的子模态切换也是研究的难点，所以优化电路拓扑结构也成为拓宽变换器增益范围的有效解决方案。

为了拓宽增益范围，两级结构的级联拓扑被广泛应用，如图所示为常见的 **Boost + LLC** 两级拓扑结构，如图 1-5 所示。

通过电压外环和电流内环的反馈控制，前级 **Boost** 电路可以在升压的同时实现较宽输出电压的调节，后级 **LLC** 电路由于不需要考虑宽输入电压的限制，所

以可以一直开环工作在谐振点。经过电路参数的优化设计可以让 *LLC* 电路较高的效率来中和 Boost 电路较低的效率，进而实现变换器整体的高效率宽电压范围工作。但是该两级结构不适用于输入电压较高的场景，而且由于前级 Boost 电路输出纹波较大，所以需要较大的母线电容。

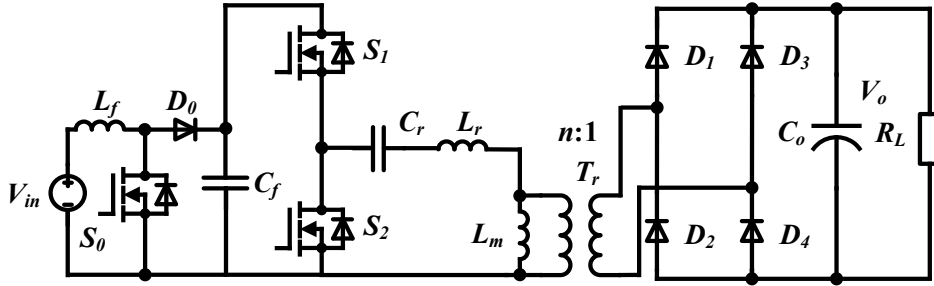


图 1-5 Boost + *LLC* 两级级联拓扑结构

文献[36]在传统 *LLC* + Buck 两级拓扑的基础上加以改进，提出了一种前级变压器串并联 *LLC*+后级交错并联 Buck 的拓扑。如图 1-6 所示，前级 *LLC* 电路采用定频开环控制策略，电路一直工作在谐振点，通过两个变压器磁芯串联的方式来均摊功率，从而减小磁芯体积并且能够减少绕组匝数，最终实现变换器功率密度和效率的提高。

后级 Buck 电路采用闭环控制策略，实现整体电路的调压功能。在该拓扑中两路 Buck 电路并联输出，同时通过对电路采用交错并联的控制方案，能够有效减小输出电压上的纹波。由于后级 Buck 电路输入电压较低，在硬开关状态下效率仍较高，所以该两级拓扑在宽输入电压范围内都能够尽可能高效率工作，电路的动态响应和稳定性也在 Boost + *LLC* 两级拓扑的基础上得到了提升。

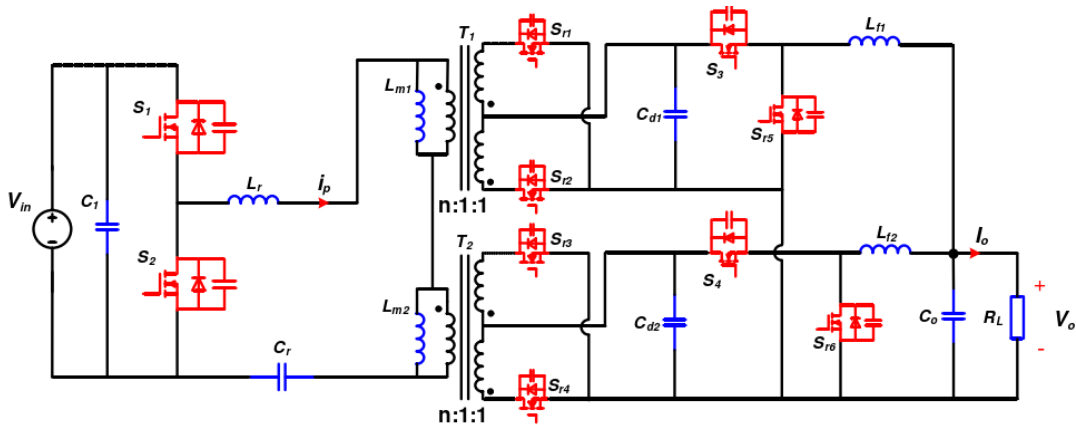


图 1-6 前级变压器串并联 *LLC*+后级交错并联 Buck 拓扑[36]

文献[37]提出了一种双变压器的 LLC 变换器拓扑, 在传统 $FB-LLC$ 的谐振回路上串联了变压器 T_2 和双向开关 S_5 与 S_6 , 如图 1-7 所示。

当双向开关关断时, 变换器工作原理与 $FB-LLC$ 一致; 当双向开关导通时, 励磁电感由 L_{m1} 变为 $L_{m1}+L_{m2}$, 变压器的匝数比由原来的 $1/n_1$ 变为 $L_{m1}+L_{m2}/n_1 * L_{m1}$, 从而改变了变换器整体增益范围。但是由于双向开关 S_5 与 S_6 只能突开突关的特性, 导致两种模态之间的增益切换为跳变变化, 影响电路的整体稳定性。

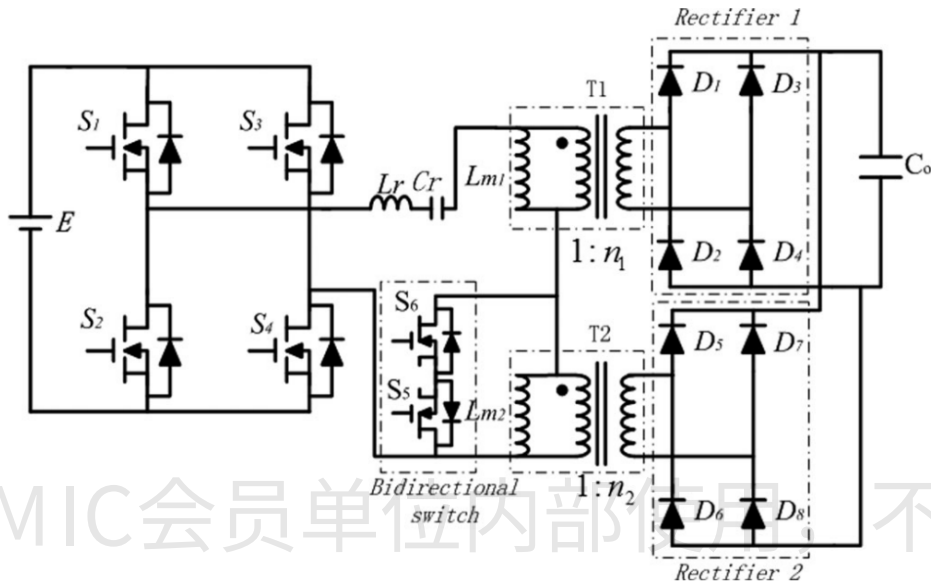


图 1-7 双变压器 LLC 拓扑^[37]

文献[38]提出了一种谐振腔分裂的 LLC 谐振变换器拓扑, 该方案能够有效适应较宽的输入电压, 其中两桥臂分裂谐振腔型的电路拓扑如图 1-8 所示。

电路分为 MG 和 LG 两种工作模态: 当电路工作于 LG 工作模态时, 保持 MOSFET S_3 始终关断, MOSFET S_4 始终导通, MOSFET S_1 和 MOSFET S_2 对称互补导通, 此时的电路与半桥 LLC 等效; 当电路工作于 MG 工作模态时, 同一桥臂的两个 MOSFET 对称互补导通, 而且 MOSFET S_1 和 MOSFET S_4 、MOSFET S_2 和 MOSFET S_3 的驱动信号保持一致, 此时变换器的增益可以达到 LG 模态的 1.5 倍。由于谐振腔参数的一致性, 保证不同模态频率-增益曲线能够通过调节占空比的控制策略连接在一起, 从而实现模态之间较为平滑的切换。

但是由于不管是 MG 模态下全桥 LLC 和半桥 LLC 并联, 还是 LG 模态下两个半桥 LLC 并联, 都会存在原边半桥 LLC 的电路结构导致原边电流较大, 所以

在大功率应用场景下会导致变换器效率有所下降。

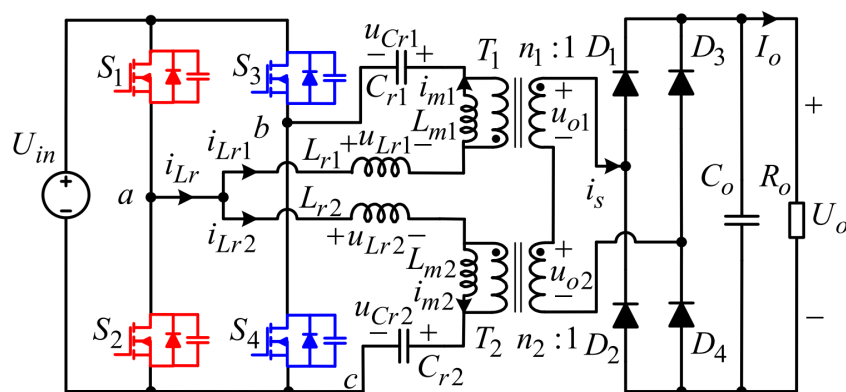


图 1-8 两桥臂分裂谐振腔型 LLC 拓扑^[38]

1.3 本文主要研究内容

1.3.1 设计指标

由于目前 DC/DC 变换器广泛应用于风力发电、光伏发电、数据中心供电、航天器电源等行业领域，成为了电能的发、输、变、配、用各个环节的关键组件，因此对其性能指标的要求也在不断提高。如何应对日益严苛的需求，同时权衡 DC/DC 变换器的效率和电压调节范围仍需深入研究。本文的主要研究内容为基于 FB-LLC 谐振变换器拓扑，研究兼顾宽输入电压调节范围和全范围内高效率、高功率密度的 DC/DC 变换器。本文的目标是设计一台额定功率为 3kW 的宽输入电压范围 LLC 谐振变换器，主要设计指标如表 1-1 所示。

表 1-1 样机主要设计指标

设计指标	参数
开关频率范围	70kHz~150kHz
输入电压范围	100V~400V
额定输出电压	400V
额定功率	3000W
输出电压纹波	<1V

1.3.2 章节安排

基于上述研究背景，论文各章节的主要内容描述如下：

第 1 章，阐述兼具宽电压运行范围与高变换效率的 DC/DC 变换器在新能源产业中的应用需求；介绍中大功率应用场景中最具优势的 FB-LLC 谐振变换器拓

扑；分别总结拓宽 LLC 变换器电压调节范围策略的研究现状，包括改进控制策略与优化电路拓扑，并分析现有方案的优缺点；给出本文的设计指标的同时引出本文的研究内容。

第 2 章，介绍传统 $FB-LLC$ 谐振变换器的电路拓扑结构；依次分析 LLC 谐振变换器典型分析方法即基波等效法、拓展型基波等效法与时域分析法的原理；通过仿真验证三者的精度，对比总结三者的优缺点；最终选择使用时域分析法指导参数设计。

第 3 章，给出本文提出的多模态宽电压范围变换器拓扑；分析谐振腔工作于串联与并联模态的工作原理；设计高输入电压串联、低输入电压并联的模态切换策略；基于元器件预选型得到的参数建立变换器损耗评估模型；提出基于损耗评估模型的参数设计流程；搭建用于参数设计的计算机辅助平台，实现对全工作范围内所有工作点软开关约束条件的校验，得到最终优化设计的谐振腔参数组。

第 4 章，基于前两章的分析以及样机需求指标，设计并搭建一台 3kW 的样机；详细介绍实验系统的设计；进行仿真和实验的验证。

第 5 章，总结本文的主要研究内容，并对有待完善的部分进行展望。

2 FB-LLC 谐振变换器工作原理

2.1 FB-LLC 谐振变换器

传统的 FB-LLC 谐振变换器的电路拓扑如图 2-1 所示。电路主要包括开关网络、谐振腔、整流单元、滤波器和负载。开关管 S_1 - S_4 构成原边的全桥开关网络，将输入电压变为频率为开关频率并以 $\pm V_{in}$ 交替的方波。二极管 D_1 - D_4 为开关管的寄生二极管。原边的谐振腔由谐振电感 L_r 、励磁电感 L_m 、谐振电容 C_r 组成，方波电压经过谐振腔后再由变压器 T_r 将能量传至负载。变压器还起到电气隔离的作用，其匝数比为 $n:1$ 。副边整流单元为二极管 D_5 - D_8 构成的全桥整流。最后通过输出滤波电容 C_o 进行滤波，得到所需的较为平滑的直流输出电压。 R_L 为负载电阻。电路中 S_1 与 S_4 、 S_2 与 S_3 的驱动信号分别相同，同一桥臂两个开关管的驱动信号对称互补导通，驱动信号占空比始终固定在 50%，通过调节驱动信号的开关频率来改变谐振腔中谐振电感 L_r 与谐振电容 C_r 的串联阻抗，进而调节电路增益。

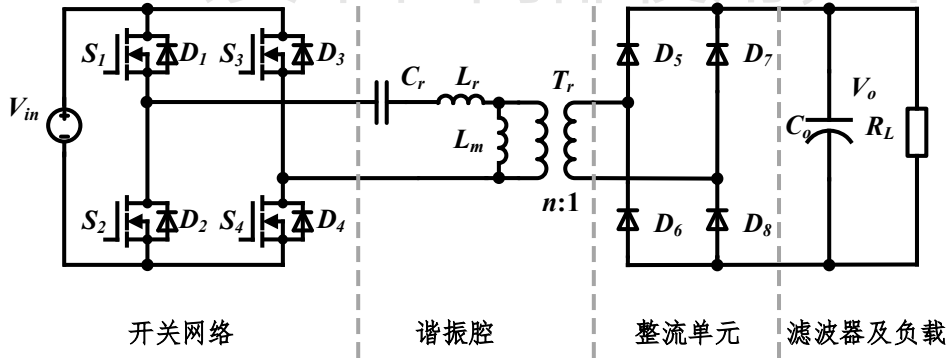


图 2-1 FB-LLC 谐振变换器电路拓扑

由于 LLC 电路的谐振腔包含 L_r 、 C_r 与 L_m 三个谐振元器件，所以存在两种谐振状态，当负载短路时， L_m 也被完全短路， L_r 与 C_r 谐振，此时的谐振频率记作 f_r ；而当励磁电感接入谐振腔时， L_r 、 C_r 与 L_m 共同参与谐振，此时的串联谐振频率记作 f_{r2} 。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.1)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (2.2)$$

根据变换器开关频率 f_s 和谐振频率 f_r 的大小关系, 可以将电路分为三个主要的工作状态, 分别是 $f_s=f_r$ 的谐振状态、 $f_s<f_r$ 的欠谐振状态和 $f_s>f_r$ 的过谐振状态。

- 1、 $f_s=f_r$: 主要波形如图 2-2 所示。 L_m 上的电压始终处于正向钳位状态, 副边整流单元二极管上的电流临界连续, 具有 ZCS-OFF 特性, 没有反向恢复损耗。
- 2、 $f_s<f_r$: 主要波形如图 2-3 所示。 L_m 上的电压被正向钳位直到励磁电感上电流与谐振电感上电流相等, 之后变压器原副边断开, L_m 与 L_r 串联后, 再与 C_r 产生谐振。该状态下副边整流二极管同样具有 ZCS-OFF 特性, 没有有反向恢复损耗。
- 3、 $f_s>f_r$: 主要波形如图 2-4 所示。 L_m 上的电压被钳位, 不参与谐振。该状态下原边开关管具有 ZVS-ON 特性, 但是副边整流二极管不具有 ZCS-OFF 特性。

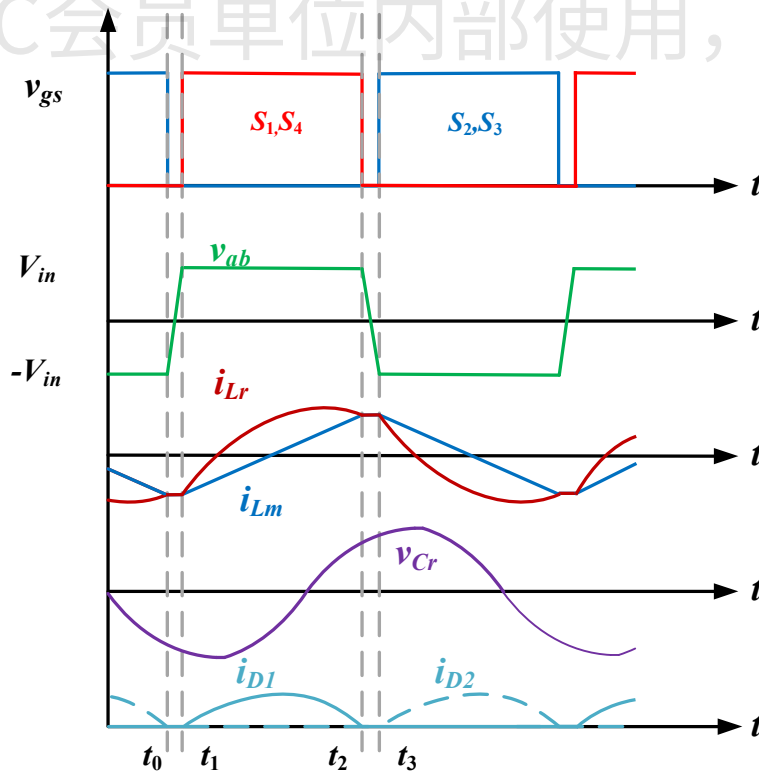


图 2-2 FB-LLC 谐振变换器工作于 $f_s=f_r$ 时的电路波形

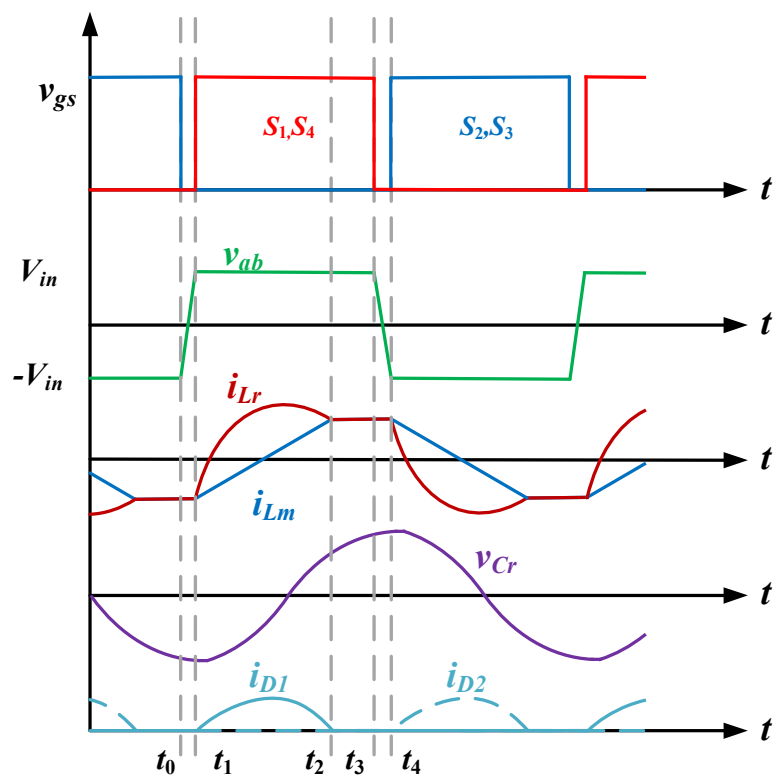


图 2-3 FB-LLC 谐振变换器工作于 $f_s < f_r$ 时的电路波形

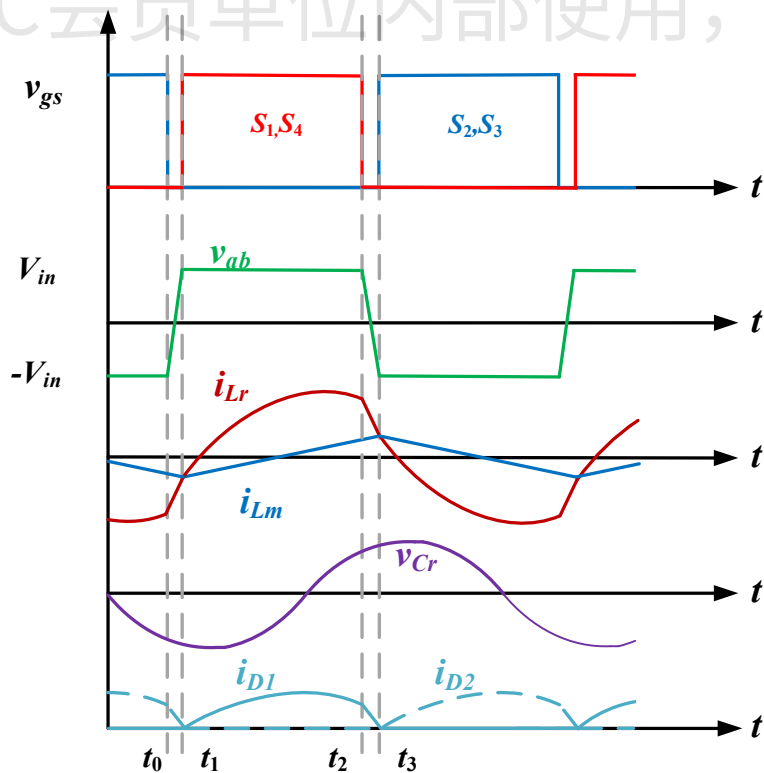


图 2-4 FB-LLC 谐振变换器工作于 $f_s > f_r$ 时的电路波形

2.2 基于基波等效法的 LLC 原理分析

在设计 FB-LLC 谐振变换器时,如果给定了初始参数,如额定输入输出电压、电流、额定功率、工作频率等,通常需要先得到变换器的增益特性,然后再进行进一步的设计。因此,精确的增益模型可以使参数设计的结果更加精确,从而有利于优化 FB-LLC 谐振变换器的性能,如整体效率、功率密度等。在大多数情况下,建模分析谐振变换器的特性时主要采用基波等效法 (First Harmonic Approximation, FHA),将非线性电路简化为线性电路,也就是将谐振变换器等效为一个简单的稳态交流模型,便于进一步的计算分析与参数优化设计^{[47]-[53]}。

在对 FB-LLC 谐振变换器进行基波等效之前需要作如下假设:

- 1、开关管与二极管为理想元器件,忽略寄生参数对谐振过程的影响;
- 2、谐振腔中的谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 与励磁电感 L_m 以及变压器 T_r 均为理想元器件;
- 3、忽略电路中高次谐波的影响,认为输入到输出的能量只由开关频率的基波分量传输;

在上述假设的基础上,将 FB-LLC 谐振变换器的开关网络、谐振腔与整流单元分别进行简化,可以得到如图 2-5 所示的基波等效模型。通过控制原边开关管导通和关断,可以得到谐振腔的输入电压 v_{AB} 。 v_{AB} 是频率等于开关频率 f_s 、占空比为 50%、幅值为 $\pm V_{in}$ 的方波。 v_{sec} 是折算到变压器原边的副边电压,频率同样等于开关频率 f_s ,幅值为 V_o/n 的方波。由于副边电压与电流同相位,因此整流单元可等效后折算到原边为一个纯阻性负载 R_{eq} 。

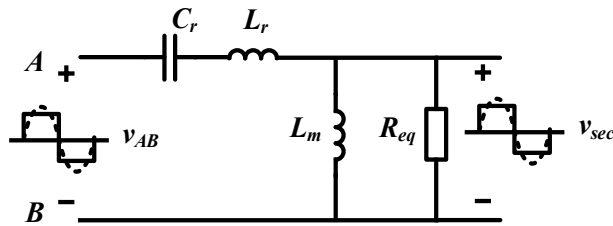


图 2-5 FB-LLC 谐振变换器基波分析法等效模型

分别将谐振腔的输入电压 v_{AB} 与输出电压 v_{sec} 进行傅里叶级数展开,可得式 (2.3)和式(2.4):

$$v_{AB}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sum_{i=1,3,5,\dots} \frac{\sin(i \cdot 2\pi f_s t)}{i} \quad (2.3)$$

$$v_{sec}(t) = \frac{4nV_o}{\pi} \sum_{i=1,3,5,\dots} \frac{\sin(i \cdot 2\pi f_s t - \varphi)}{i} \quad (2.4)$$

其中, n 为变压器匝数比 (原边: 副边), f_s 为开关频率, V_o 为输出电压, φ 为输出电压对输入电压的相位差。

那么谐振腔输入电压与输出电压的基波分量分别为:

$$v_{AB-1}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin(2\pi f_s t) \quad (2.5)$$

$$v_{sec-1}(t) = \frac{4nV_o}{\pi} \sin(2\pi f_s t - \varphi) \quad (2.6)$$

由于副边整流单元为全桥整流, 谐振腔输出电流与电压同相位, 因此可得副边电流的基波分量为:

$$i_{sec-1}(t) = \frac{1}{n} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot I_o \sin(2\pi f_s t - \varphi) \quad (2.7)$$

谐振腔输出电流经副边滤波器后可得负载电流 I_o , 将电流的基波分量进行积分后, 可得谐振腔输出电压、电流为:

$$V_{sec-1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot nV_o \quad (2.8)$$

$$I_{sec-1} = \frac{1}{n} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot I_o \quad (2.9)$$

进而可得基波等效模型中的等效负载电阻为:

$$R_{eq} = \frac{V_{sec-1}}{I_{sec-1}} = \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot \frac{V_o}{I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot R_L \quad (2.10)$$

输入到输出的电压传输比即为增益, 根据基波等效模型, 可以得到 FB-LLC 谐振变换器谐振腔部分的增益表达式为:

$$M = \frac{nV_o}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{K} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2 Q^2}} \quad (2.11)$$

其中, $f_n = \frac{f_s}{f_r}$ 为归一化开关频率, $K = \frac{L_m}{L_r}$ 为励磁电感与谐振电感的电感比, $Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{eq}} = \frac{\pi^2}{8n^2} \cdot \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_L}$ 为品质因数, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 为谐振腔特征阻抗。

由式(2.11)可得, FB-LLC 谐振变换器中谐振腔的增益 M 仅与 f_n 、 K 和 Q 这三个因子有关。当输出功率与输出电压一定时, 输出负载 R_L 也随之固定。此时

的谐振腔增益与开关频率、电感比和谐振腔特征阻抗有关。根据优化设计得到谐振腔参数后, K 与 Z_r 将随之确定, 此时就可以得到 LLC 谐振腔的频率-增益曲线。

为了研究 f_n , K 和 Q 对变换器增益的影响, 分别固定电感比和品质因数。根据式(2.11), 当电感比 $K=5$ 时, 可得不同品质因数 Q 下的频率-增益曲线如图 2-6 所示; 当品质因数 $Q=0.4$ 时, 可得不同电感比 K 下的频率-增益曲线如图 2-7 所示。

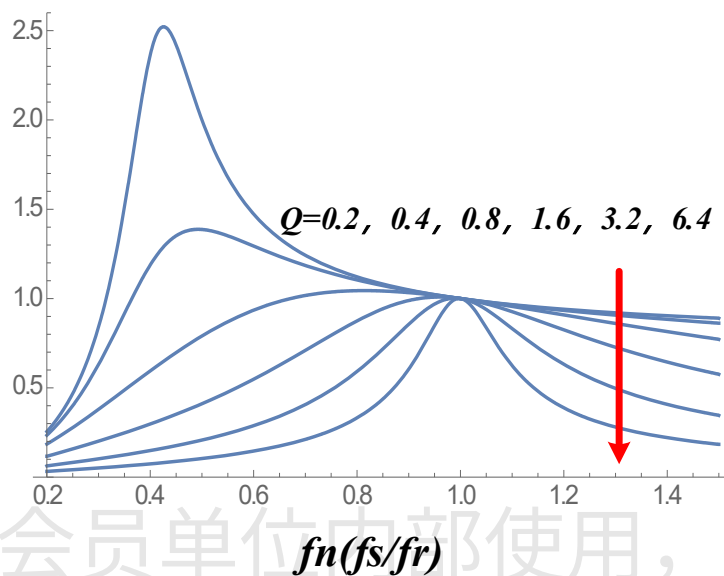


图 2-6 不同品质因数 Q 下的 LLC 频率-增益曲线 ($K=5$)

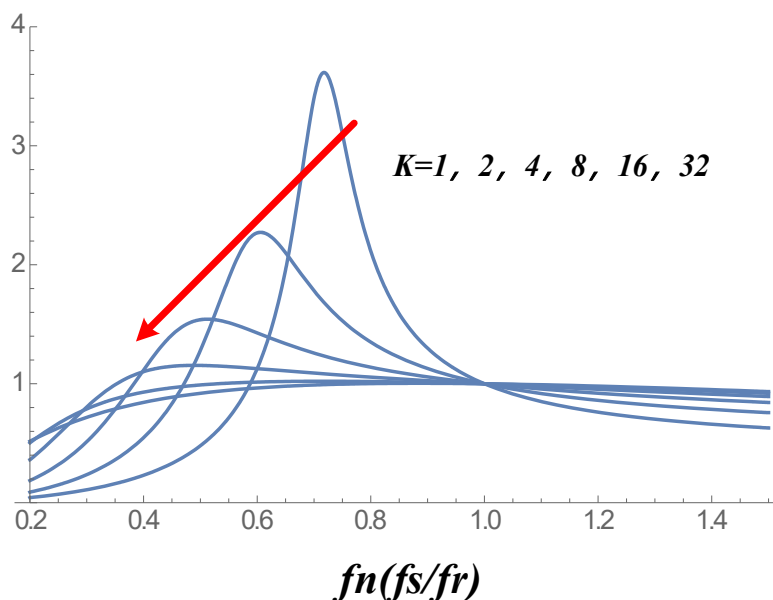


图 2-7 不同电感比 K 下的 LLC 频率-增益曲线 ($Q=0.4$)

由图可知, 当 f_s 等于 f_r 时, 变换器增益与电感比和品质因数均无关, 其值始

终为 1，此时谐振腔中的谐振阻抗为 0，开关网络的输入电压直接传递给变压器原边，经过变换输送给输出负载；

当 f_s 大于 f_r 时，不论电感比和品质因数如何变化，变换器的增益始终小于 1，变换器仅能工作在降压模式；

当 f_s 小于 f_r 时，变换器通过控制原边开关管驱动信号的开关频率调节谐振腔增益，实现升压工作模式。

当电感比 K 固定时，品质因数 Q 越小，即输出负载越轻，LLC 谐振变换器所能够达到的峰值增益点越高。此时变换器峰值增益点所对应的归一化开关频率 f_n 也向串联谐振频率 f_{r2} 靠近。

当品质因数 Q 固定时，电感比 K 越小，LLC 谐振变换器所能够达到的峰值增益点越高。此时变换器峰值增益点对应的归一化开关频率 f_n 也向串联谐振频率 f_{r2} 靠近。同时，电感比 K 越大，变换器增益对频率的变化也更加敏感。

2.3 基于拓展型基波等效法的 LLC 原理分析

基波等效法本质上是一种近似处理。FHA 模型假设 LLC 的工作频率 f_s 与谐振频率 f_r 相等，但实际电路中会存在误差。 f_s 远离 f_r 时电路中谐波分量将增加，高次谐波的影响无法被忽略，不能认为电路中的能量只由开关频率的基波分量传输，这导致 FHA 模型与实际电路相比产生误差，而重载时其精确度将会进一步降低。尤其在 $f_s < f_r$ 时，谐振电感电流波形失去纯正弦波的状态，副边电流波形也呈现断续的状态，导致误差非常大。

为了获取更加准确的参数设计范围，使变换器在满足增益范围需求的同时保持较高的运行效率，则需要使用更加准确的模型来分析 LLC 谐振变换器。近年来相关学者对拓展型 FHA 分析法（extended FHA，eFHA）开展了一系列研究，使得 LLC 的工作状态更加贴近实际电路^{[54]-[56]}。

其中，文献[56]将基于基波等效法得到的 FB-LLC 谐振腔部分的增益表达式进行了进一步的划分：

$$M = \frac{nV_o}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{K}\left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2 Q^2}} = \frac{1}{\sqrt{A^2 + B^2}} \quad (2.12)$$

其中，定义谐振因子 $A = 1 + \frac{1}{K}\left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)$ ，来描述 L_r 、 C_r 与 L_m 之间的谐振关

系，定义负载因子 $B = (f_n - \frac{1}{f_n})Q$ ，来描述负载 R_L 、 L_r 与 C_r 之间的关系。

由于实际电路中的开关频率并不是始终等于谐振频率，所以需要修正谐振因子 A ，又由于等效负载电阻 R_{eq} 也是在上述假设下推导得到的，当输出电流断续时， R_{eq} 的幅值与相位也会存在误差，所以也需要修正负载因子 B 。

2.3.1 修正谐振因子 A

峰值增益是设计 LLC 电路参数需要主要考虑的点，而峰值增益点通常在开关频率小于谐振频率的区域，因此该区域也是模型修正需要主要关注的区域。由理论工作波形图可知，该区域内会存在 LC 谐振 (t_1 - t_2) 与 LLC 谐振 (t_2 - t_3) 两种不同的谐振腔谐振模态。在 LC 谐振模态联立 C_r 和 L_r 的方程，可得 C_r 上电压的时域表达式为：

$$v_{Cr}(t) = (V_{in} - nV_o) + (v_{Cr}(t_1) + nV_o - V_{in})\cos\omega_r(t-t_1) + Z_r i_{Lr}(t_1)\sin\omega_r(t-t_1) \quad (2.13)$$

其中， $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ ， $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 为谐振腔特征阻抗。进而可得 LC 谐振模态结束后即 t_2 时刻的谐振电容电压为：

$$v_{Cr}(t_2) = -v_{Cr}(t_1) + 2(V_{in} - nV_o) \quad (2.14)$$

然后 FB-LLC 工作在 LLC 谐振模态，该模态下流过 L_r 和 L_m 的电流始终相等，所以此阶段 C_r 上的电压变化量可以通过 LLC 模态平均谐振电流求得。同时可以近似估计该模态下的电流上升是线性的，而且上升阶段的电流斜率与 LC 模态电流斜率一致，都是 nV_o/L_m ，可得 t_3 时刻 C_r 上电压值为：

$$v_{Cr}(t_3) = v_{Cr}(t_2) + \Delta V_1 = v_{Cr}(t_2) + \frac{1}{2C_r} \cdot \left(\frac{nV_o}{4f_r L_m} + \frac{nV_o}{4f_s L_m} \right) \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{1}{f_s} - \frac{1}{f_r} \right) \quad (2.15)$$

根据 v_{Cr} 存在周期对称性，推导得到 t_1 、 t_3 时刻的 v_{Cr} 关系为：

$$v_{Cr}(t_3) = -v_{Cr}(t_1) \quad (2.16)$$

联立式(2.14)、式(2.15)和式(2.16)，进而可以推导出优化后的谐振因子为：

$$A_{oi} = 1 + \frac{4\pi^2}{32K} \left(1 - \frac{f_r^2}{f_s^2} \right) \quad (2.17)$$

但是当电感比 K 较小时，谐振电流在 LLC 模态 (t_2 - t_3 阶段) 呈现非线性的变化趋势，进一步对谐振电容电压修正后可得 K 较小时的优化谐振因子 A 为：

$$A_{o2} = \frac{1 + \frac{4\pi^2}{32K} \cdot \frac{(T_s - T_r)^2 f_r^2}{\sqrt{K+1}-1} + \frac{4\pi^2}{32K} \left(1 - \frac{f_r}{f_s}\right)}{1 - \frac{4\pi^2 (T_s - T_r)^2 f_r^2}{32K + 32}} \quad (2.18)$$

2.3.2 修正负载因子 B

为了优化等效负载工作在非谐振频率时幅值和相位的变化,需要修正负载因子。 $f_s < f_r$ 时可以求得变压器副边电压和整流单元输出电流的基波分量,根据修正后的等效负载是阻容性的特点,相当于在谐振电容 C_r 的基础上增加了一个电容 C_{eqr} , 可得负载因子优化后的电路等效模型如图 2-8 所示:

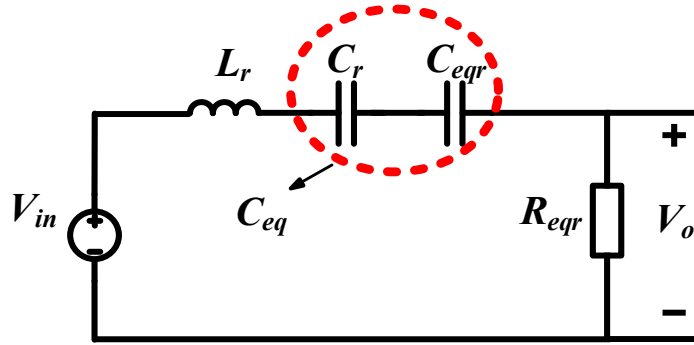


图 2-8 优化负载因子 B 后的电路等效模型

进而可得优化后的负载因子 B 为:

$$B_o = \left(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s} \right) = \frac{\sqrt{L_r \omega_s n^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{\theta \sin \frac{\theta}{2}}{\theta - \sin \theta} R_L \tan\left(\frac{\delta}{2}\right) \cdot \left(C_r + \frac{1}{\omega_s n^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{\theta \sin \frac{\theta}{2}}{\theta - \sin \theta} R_L \tan\left(\frac{\delta}{2}\right)} \right)}{C_r} \quad (2.19)$$

$$n^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{\theta \sin \theta}{\theta - \sin \theta} R_L$$

其中, $\theta = \frac{f_s}{f_r} \pi$, $\delta = \left(1 - \frac{f_s}{f_r}\right) \pi$ 。由于 K 较大和 K 较小时可以得到两个修正的谐振因子, 所以最终可得两个修正后的 FB-LLC 增益表达式分别为 eFHA1 与 eFHA2。

2.4 基于时域分析法的 LLC 原理分析

与分析传统的 PWM 变换器所用方法一致, 时域分析法 (Time Domain

Analysis, TDA) 同样可以用于分析谐振变换器中的周期性的电压、电流, 并根据波形信息进行工作模式的分类。TDA 模型相较于 FHA 模型更贴近实际电路, 分析结果精度更高^{[57]-[61]}。

在 LLC 谐振变换器运行的过程中, 由于原边开关网络的受控开关状态和副边整流单元的不控开关状态同时存在, 因此其在一个开关周期可能存在时域波形的不同开关模态共有 6 种^[57]。

本文研究的宽电压范围 LLC 谐振变换器仅采用调频的控制策略, 占空比为 50%, 由于正负半开关周期中波形反向对称的, 取谐振腔输入电压 V_{in} 为正的半个开关周期, 根据副边输出电压折算到原边从而对励磁电感 L_m 可能起到的正向钳位、负向钳位或开路作用, 可以将 LLC 谐振变换器的 6 种基本开关模态简化为如下 3 种基本工作阶段:

- 1、P (Positive) 阶段, 励磁电感为正向钳位状态, $v_{Lm}=nV_o$;
- 2、N (Negative) 阶段, 励磁电感为负向钳位状态, $v_{Lm}=-nV_o$;
- 3、O (Open) 阶段, 变压器原边与副边断开。

以上 3 种基本工作阶段的电路等效模型如图 2-9 所示。

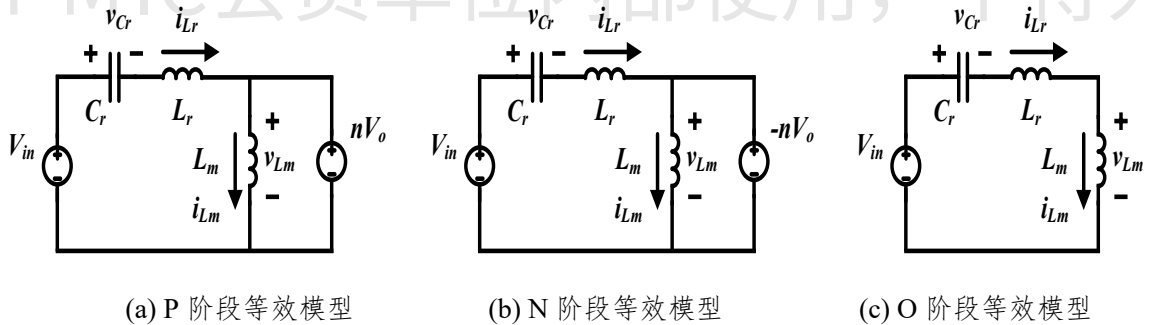


图 2-9 三种基本工作阶段的电路等效模型

为了方便进一步分析, 统一将电压、电流、功率、频率等参数进行标幺化处理, 标幺化后的参数为真实值除以基准值, 以下标 n 作为标记。各参数的基准值分别为:

$$\text{基准电压: } V_{base} = nV_o;$$

$$\text{基准电流: } I_{base} = nV_o / Z_r;$$

$$\text{基准功率: } P_{base} = (nV_o)^2 / Z_r;$$

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

当 LLC 变换器工作于 P 阶段时，由 P 阶段电路等效模型可得， L_m 被钳位到 nV_o ， i_{Lm} 线性上升， L_r 和 C_r 产生谐振，因此 i_{Lr} 和 v_{Cr} 都呈正弦形状。可得 P 阶段的状态变量表达式为^[59]：

$$\begin{cases} i_{rPn}(\theta) = I_{rPn} \sin(\theta + \theta_{P0}) \\ i_{mPn}(\theta) = I_{mPn} + \theta / K \\ v_{CPn}(\theta) = -I_{rPn} \cos(\theta + \theta_{P0}) - 1 + 1 / M \end{cases} \quad (2.20)$$

其中， $\theta = 2\pi f_r t$ 为此阶段相位， $M = nV_o / V_{in}$ 为增益。 i_{rPn} 为 P 阶段的谐振电感电流， i_{mPn} 为 P 阶段的励磁电感电流， v_{CPn} 为 P 阶段的谐振电容电压。 I_{rPn} 为谐振电感电流幅值， θ_{P0} 为 i_{rPn} 状态初始时刻的相位角， I_{mPn} 是 P 阶段状态初始时刻的励磁电感电流。由于此时整流副边二极管 D_1 、 D_4 续流，因此 P 阶段需要满足 $i_{rPn} > i_{mPn}$ 。

当 LLC 变换器工作于 N 阶段时，由 N 阶段电路等效模型可得， L_m 被钳位到 $-nV_o$ ， i_{Lm} 线性下降， L_r 和 C_r 产生谐振。与 P 阶段类似，可得 N 阶段的状态变量表达式为^[59]：

$$\begin{cases} i_{rNn}(\theta) = I_{rNn} \sin(\theta + \theta_{N0}) \\ i_{mNn}(\theta) = I_{mNn} - \theta / K \\ v_{CNn}(\theta) = -I_{rNn} \cos(\theta + \theta_{N0}) + 1 + 1 / M \end{cases} \quad (2.21)$$

由于此时副边二极管 D_2 、 D_3 续流，因此 N 阶段需要满足 $i_{rNn} < i_{mNn}$ 。

当 LLC 变换器工作于 O 阶段时，由 P 阶段电路等效模型可得，变压器原副边断开， L_m 与 L_r 串联后，再与 C_r 产生谐振。由于 L_m 与 L_r 串联，故此阶段内 i_{Lm} 与 i_{Lr} 相等且为正弦。可得 O 阶段的状态变量表达式为^[59]：

$$\begin{cases} i_{rOn}(\theta) = i_{mOn}(\theta) = I_{rOn} \sin(\theta / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) \\ v_{COn}(\theta) = -\sqrt{1+K} I_{rOn} \cos(\theta / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) + 1 / M \\ v_{mOn}(\theta) = \frac{K}{\sqrt{1+K}} I_{rOn} \cos(\theta / \sqrt{1+K} + \theta_{O0}) \end{cases} \quad (2.22)$$

由于此时副边二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 全部截止，LLC 没有输出电流，因此 O 阶段需要满足 $|v_{mOn}| < nV_o$ 。

根据开关频率和等效负载的差异，在实际电路中 P、N、O 三种工作阶段会

在半个开关周期内按照不同的顺序进行组合,工作模式的命名根据工作阶段顺序进行组合。如 PO 模式表示,在 LLC 工作的半个开关周期内,先经历 P 阶段再以 O 阶段结束。LLC 谐振变换器主要有如下 7 种常见的工作模式: P、PO、PON、PN、NP、NOP 和 OPO。

LLC 谐振变换器运行于部分常见工作模式的标幺化电压电流波形如图 2-10、图 2-11、图 2-12 所示。

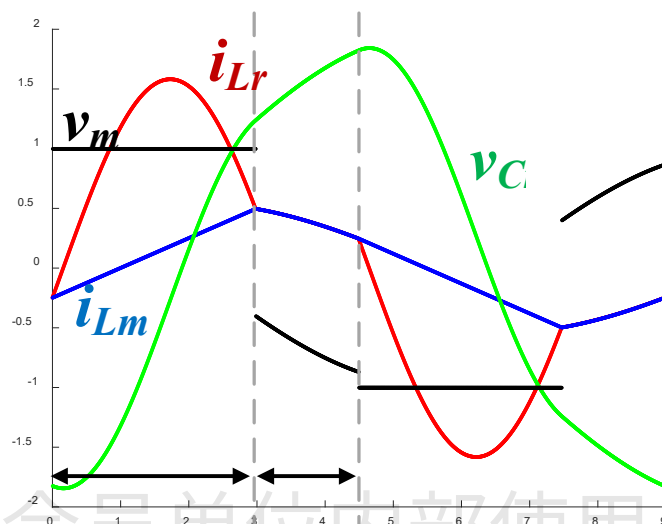


图 2-10 标幺化的 PO 工作模式电压电流波形

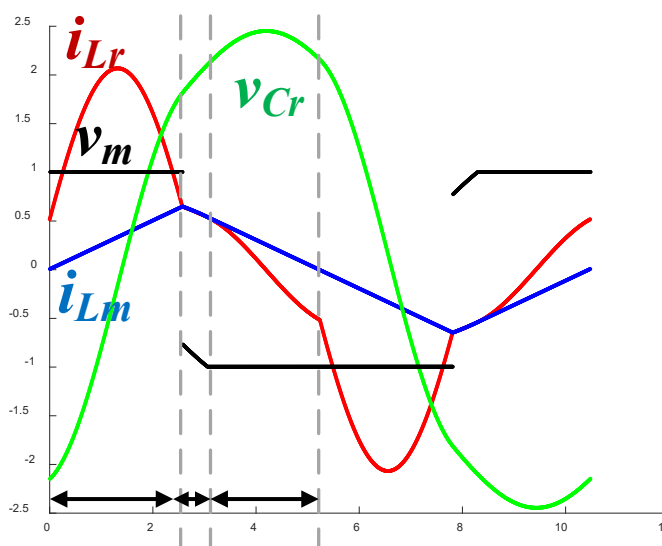


图 2-11 标幺化的 PON 工作模式电压电流波形

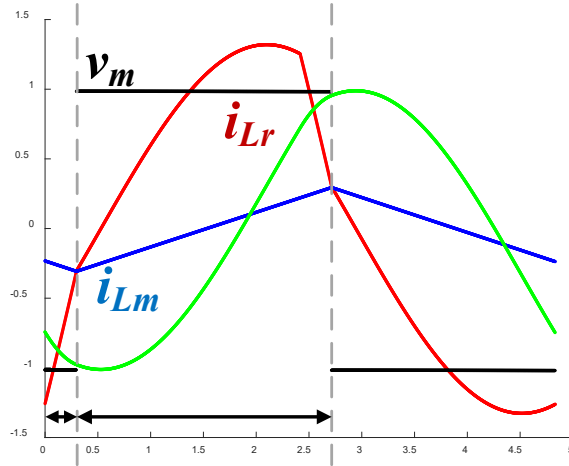


图 2-12 标幺化的 NP 工作模式电压电流波形

LLC 谐振变换器运行于 PO 工作模式时, LLC 变换器可以实现较宽的增益调节范围, 并且原边开关管具有 ZVS-ON 特性, 副边整流二极管也具有 ZCS-OFF 特性, 整体损耗较低。因此本文希望能够通过优化设计, 使 LLC 变换器在宽电压调节范围内都尽量工作在 PO 模式, 保持较高的运行效率, 所以下面仅对 PO 工作模式展开分析。

PO 工作模式时, 在正半开关周期内, 变换器会先工作在 P 阶段, 然后再工作在 O 阶段。在 P 阶段开始时刻, i_{Lr} 和 i_{Lm} 完全相等且为负值, 为原边开关管的 ZVS-ON 提供了条件。在 P 阶段内, 副边二极管导通, 原边励磁电感被折算到原边值为 nV_o 的电压正向钳位, 励磁电感电流 i_{Lm} 线性上升。原边谐振腔中只有谐振电感 L_r 和 C_r 产生谐振, i_{Lr} 和 v_{Cr} 波形为正弦。在 P 阶段结束时刻即 O 阶段开始时刻, i_{Lr} 不再大于 i_{Lm} , 副边电流下降到 0, 副边整流单元二极管实现 ZCS-OFF, 不存在反向恢复问题。在 O 阶段内, 变压器原边与副边断开, i_{Lr} 始终等于 i_{Lm} , v_m 以正弦下降, 但始终高于 $-nV_o$ 。

对于任意工作模式, 都可以根据其包含的具体工作阶段来列写该模式下的标幺化时域状态表达式。

同时, LLC 谐振变换器任意工作模式都会受到一些边界条件的约束:

1、连续性条件。所有电感电流、电容电压均连续。因此在相邻两工作阶段衔接处的左右, 电感电流和电容电压是对应相等的。具体数学表达为:

$$\begin{aligned}
i_{rXn}(\theta_X) &= i_{rYn}(0) \\
i_{mXn}(\theta_X) &= i_{mYn}(0) \\
v_{CXn}(\theta_X) &= v_{CYn}(0)
\end{aligned} \tag{2.23}$$

其中, X、Y 表示任意两个相邻的工作阶段。

2、对称性条件。由于电路驱动信号的占空比始终为 50%，因此在半个开关周期内, 起始处的电压电流与结束时的电压电流是对应相反的。具体数学表达为:

$$\begin{aligned}
i_{rXn}(0) &= -i_{rYn}(\theta_Y) \\
i_{mXn}(0) &= -i_{mYn}(\theta_Y) \\
v_{CXn}(0) &= -v_{CYn}(\theta_Y)
\end{aligned} \tag{2.24}$$

其中, X 表示任意工作模式中半个开关周期内的起始处工作阶段, Y 表示结束时工作阶段。

3、能量条件。由于变换器在 O 阶段原副边断开, 不传递能量, 所以只有 P、N 阶段传递能量。具体数学表达为:

$$P_{on} = \frac{f_n}{\pi} \left[\int_0^{\theta_P} (i_{rPn} - i_{mPn}) d\theta + \int_0^{\theta_N} (i_{mNn} - i_{rNn}) d\theta \right] \tag{2.25}$$

其中, P_{on} 表示标幺化后的功率, 与基波等效原理分析中的品质因数 Q 相对应。二者之间的关系为:

$$P_{on} = \frac{P_o}{(nV_o)^2 / Z_r} = \frac{8}{\pi^2} \cdot Q \tag{2.26}$$

4、阶段约束条件。在 P、N、O 这 3 个工作阶段过程中, 需满足各自的约束。如 P 工作阶段结束时, 流过谐振电感和励磁电感的电流相等。具体数学表达为:

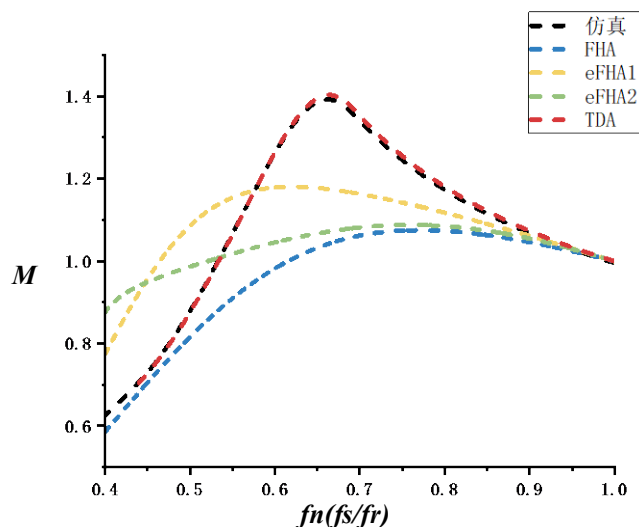
$$i_{rPn}(\theta_P) = i_{mPn}(\theta_P) \tag{2.27}$$

基于上述边界条件, 就可以列写任意工作模式的边界条件方程组, 在电路参数即电感比 K 和电路工作条件即开关频率 f_n 与标幺化功率 P_{on} 确定后, 进而可以求解相应状态表达式中的未知量, 得到该工作模式中所有时刻的电压电流值, 实现对 LLC 谐振变换器更为精确的求解。

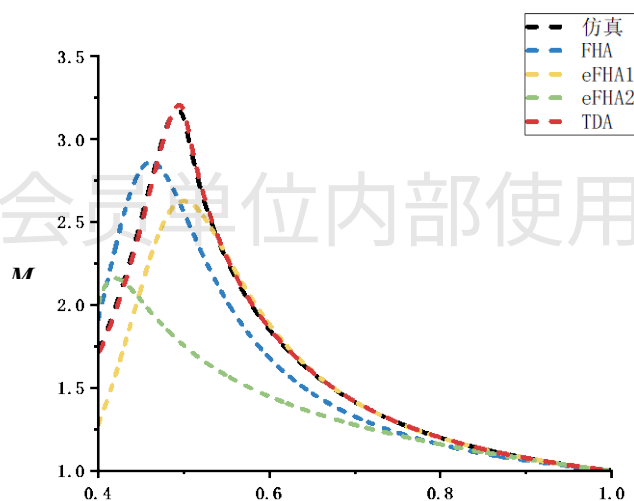
2.5 典型分析方法对比

LLC 谐振变换器的频率-增益曲线是参数设计的重要依据, 通过对比同一参数下基于不同原理分析方法得到的频率-增益曲线, 可得其分析精度, 从而选择

更为精确的分析方法指导本文的参数设计。图 2-13 所示为基于本章所述的三种不同的原理分析方法对不同参数下的 *LLC* 谐振变换器频率-增益曲线进行对比。



(a) $K=4$, $Q=0.8$



(b) $K=4$, $Q=0.2$

图 2-13 基于 *LLC* 谐振变换器典型分析方法的频率-增益曲线对比

由图可知，在不同的电路参数下，时域分析法 TDA 得到的频率-增益曲线与仿真结果在整个频率区间内都几乎重合，尤其是在峰值增益点附近的精度明显优于其他分析方法，在全范围内的精度都最高。在 Q 值较大时，eFHA1 与 eFHA2 相较于基波等效法，虽然在开关频率远离谐振频率的区间得到的增益误差很大，但是在开关频率接近谐振频率的区间误差有了一定的降低，eFHA1 的效果更为明显，但是相较于仿真结果，其误差仍然较大。在 Q 值较小时，eFHA1 在接近谐振频率的区间精度较高，eFHA2 误差始终较大。

综上所述,本文最终选择基于时域分析法来求解电路状态,进而实现变换器参数优化设计。

2.6 本章小结

本章首先给出了传统 FB-LLC 谐振变换器的电路拓扑结构,并对其三个主要的工作状态进行了分析。并依次介绍了针对 LLC 典型分析方法的原理,包括基波等效法、拓展型基波等效法与时域分析法。其中 FHA 分析法最为简单实用,但是由于为简化电路模型做了较多的假设,所以其误差最大;eFHA 分析法在 FHA 上分别针对谐振因子和负载因子进行了修正,增益模型得到了一定的改善;TDA 分析法虽然要借助 MATLAB 软件进行大量计算,其复杂程度最高,但是由于可以借助时域状态方程组进行精确计算,精度最高,又可以对大量参数组进行批量运算,同时与仿真得到的结果几乎完全吻合。综上所述,本文最终选择使用时域分析法来指导后续的参数设计。

仅限PMIC会员单位内部使用,不得外传

3 多模态宽电压范围 LLC 谐振变换器原理与设计

3.1 宽电压范围 LLC 整体结构

本文所研究的一种多模态宽电压范围 LLC 谐振变换器电路拓扑如图 3-1 所示。与 FB-LLC 类似，系统同样包括开关网络、谐振腔、整流单元、滤波器和负载这几部分。

系统原边开关网络部分由 3 组桥臂、6 个 MOSFET S_1-S_6 构成。MOSFET 驱动信号的占空比固定为 50%，可以通过改变频率来调节谐振腔增益。谐振电容 C_{r1} 、谐振电感 L_{r1} 、励磁电感 L_{m1} 构成了第一谐振腔，其连接了第一桥臂中点 A 和第二桥臂中点 B ，并通过匝数比为 n_1 的变压器 T_{r1} 将能量传输至副边；谐振电容 C_{r2} 、谐振电感 L_{r2} 、励磁电感 L_{m2} 构成了第二谐振腔，其连接了第二桥臂中点 B 和第三桥臂中点 C ，并通过匝数比为 n_2 的变压器 T_{r2} 将能量传输至副边。二极管 D_1-D_4 与 D_5-D_8 分别构成变压器副边的第一与第二全桥整流单元。两组全桥整流单元通过并联的方式与滤波电容及负载进行连接。

其中，原边两个谐振腔的参数及两个变压器匝数比参数完全一致，即：

$$\begin{aligned} C_{r1} &= C_{r2} \\ L_{r1} &= L_{r2} \\ L_{m1} &= L_{m2} \\ n_1 &= n_2 \end{aligned} \quad (3.1)$$

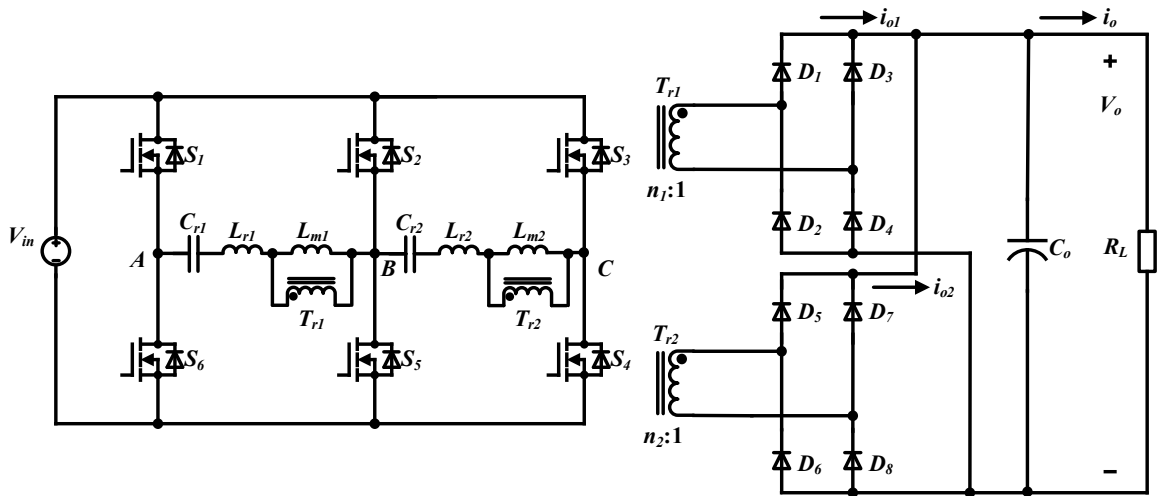


图 3-1 多模态宽电压范围 LLC 谐振变换器电路拓扑

3.2 工作原理

为了改善传统 FB-LLC 宽电压范围工作能力和高效率难以兼顾的缺陷, 适应不同输入电压下不同的增益需求, 本文提出了一种六开关多模态的 LLC 谐振变换器拓扑及其模态切换策略, 该变换器通过调节频率的方式来控制。同时, 通过控制原边 6 个 MOSFET S_1 - S_6 的导通和关断, 可以实现两个谐振腔串联模态与谐振腔并联模态之间的切换, 从而改变系统的整体谐振腔参数, 形成不同的工作模态, 下面将对系统的两种工作模态分别进行介绍。

3.2.1 串联模态

系统工作于串联模态下的电路结构如图 3-2 所示。此时原边 MOSFET S_2 和 MOSFET S_5 始终处于关断状态, MOSFET S_1 、MOSFET S_4 驱动信号相同且与 MOSFET S_6 、MOSFET S_3 互补导通, 电路的占空比固定在 50%。通过对开关网络的控制, 第一与第二谐振腔实现串联工作, 两个高频变压器均参与能量传递过程, 两组副边整流单元保持并联状态。

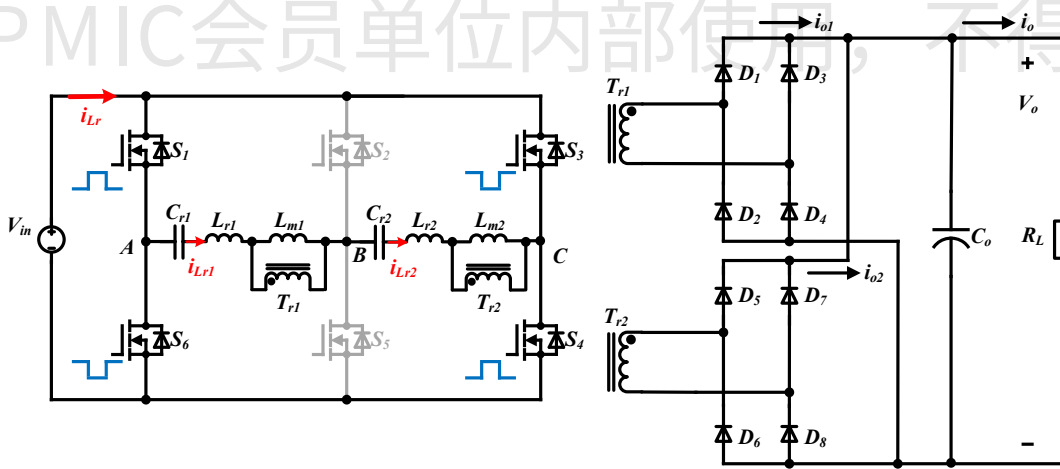


图 3-2 谐振腔串联模态 LLC 电路图

其中, 系统整体的等效谐振腔参数与子谐振腔参数之间的关系为

$$\begin{aligned}
 C_{r1} &= C_{r2} = 2C_r \\
 L_{r1} &= L_{r2} = \frac{1}{2}L_r \\
 L_{m1} &= L_{m2} = \frac{1}{2}L_m \\
 n_1 &= n_2 = \frac{1}{2}n
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

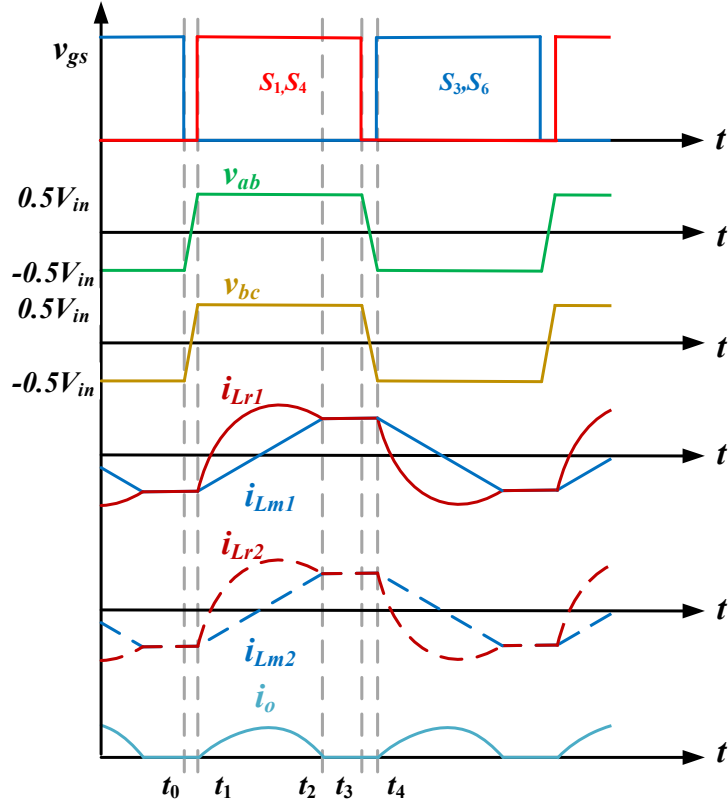
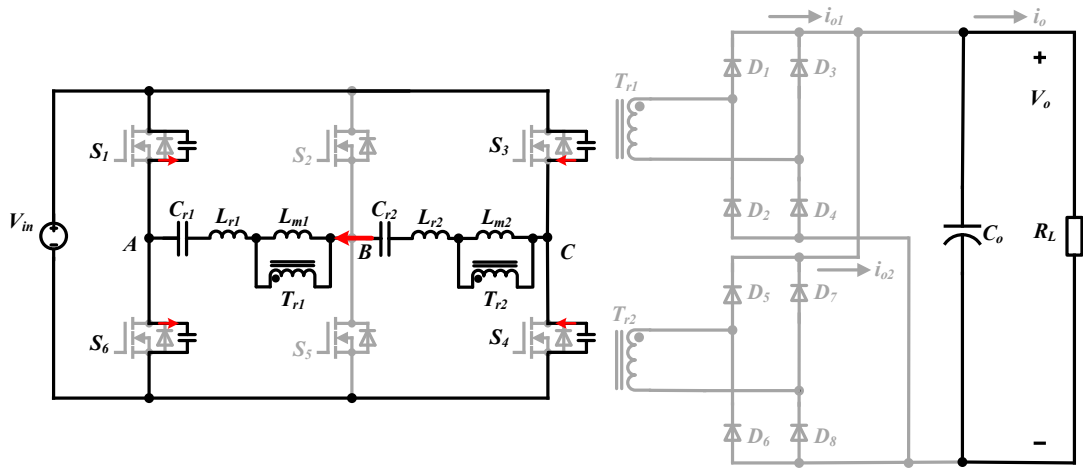
图 3-3 谐振腔串联模式 LLC 在 $f_s < f_r$ 区域典型工作波形

图 3-3 所示为当工作于谐振腔串联模式时，变换器在 $f_s < f_r$ 区域的典型工作波形。由于两个谐振腔串联工作，因此第一谐振腔谐振电感电流 i_{Lr1} 与第二谐振腔谐振电感电流 i_{Lr2} 始终相等并且等于总电流 i_{Lr} ，各自对应的励磁电流 i_{Lm1} 与 i_{Lm2} 也始终相等。由于驱动信号占空比固定为 50%，在一个开关周期内谐振腔中的电压电流波形总是反向对称，只需要分析正半开关周期内的系统工作状态。

(a) $[t_0, t_1]$

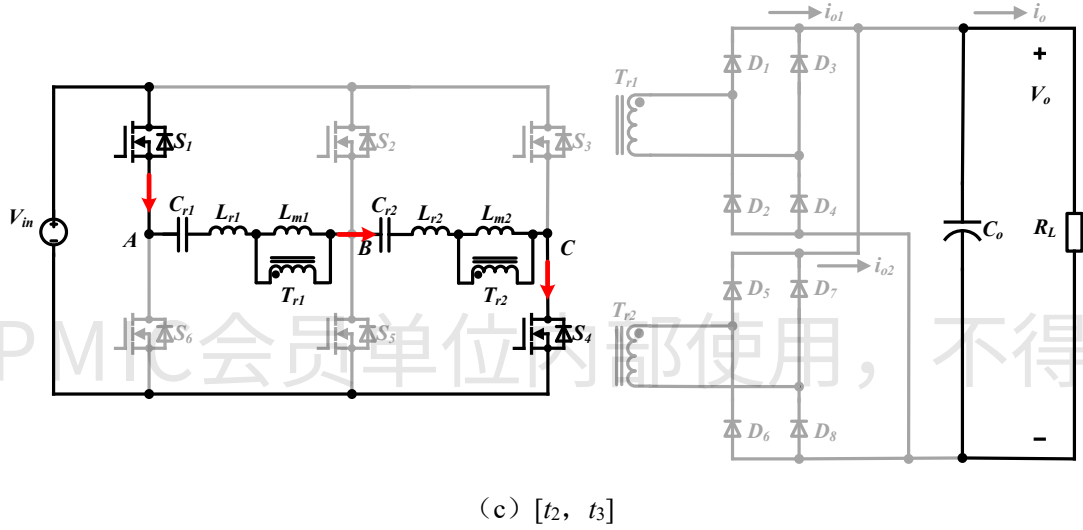
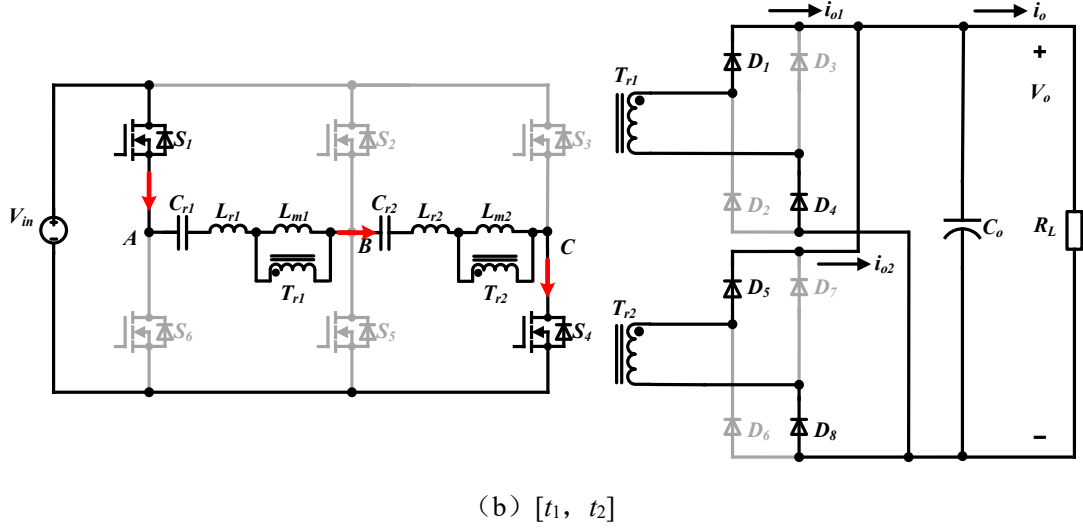


图 3-4 谐振腔串联模态 LLC 电路正半周期工作状态等效模型

1、工作阶段 1 $[t_0, t_1]$ ，在 t_0 时刻之前，开关管 S_3 和 S_6 导通， i_{Lr} 与 i_{Lm} 均为负值，变压器副边电流 i_{o1} 与 i_{o2} 均为零，负载由输出电容供电。在 t_0 时刻， S_3 和 S_6 关断，所有开关管都处于截止状态。谐振电感电流 i_{Lr} 给 S_3 和 S_6 的寄生电容充电，同时该电流给开关管 S_1 和 S_4 的寄生电容放电。当第一桥臂中点电压 v_a 上升到 V_{in} ，第三桥臂中点电压 v_c 下降到 0 时， i_{Lr} 流过 S_1 和 S_4 的体二极管，为其 ZVS-ON 创造条件。

2、工作阶段 2 $[t_1, t_2]$ ，在 t_1 时刻，开关管 S_1 和 S_4 实现 ZVS-ON，副边整流二极管 D_1 和 D_4 、 D_5 和 D_8 开通。桥臂中点 A 、 B 之间的电压与 B 、 C 之间的电压，即 v_{ab} 和 v_{bc} 均为 $0.5V_{in}$ ，两个谐振腔中的 i_{Lr} 和 i_{Lm} 开始上升。此时两个变压器副边输出电压均为 V_o ， L_{m1} 和 L_{m2} 均被正向钳位， i_{Lm} 线性上升。两个谐振腔

中 L_{r1} 和 C_{r1} 产生谐振, L_{r2} 和 C_{r2} 产生谐振。输入源通过两路变压器向副边传递能量。在 t_2 时刻, i_{Lr} 、 i_{Lr1} 、 i_{Lr2} 与各自对应的 i_{Lm} 、 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 相等。

3、工作阶段 3[t_2, t_3], 在 t_2 时刻, 由于 i_{Lr} 、 i_{Lr1} 、 i_{Lr2} 与各自对应的 i_{Lm} 、 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 相等, 因此副边电流自然相对应降为 0, D_1 和 D_4 、 D_5 和 D_8 实现 ZCS-OFF, 副边单元二极管无反向恢复损耗。变压器原、副边断开, L_{m1} 和 L_{m2} 都不再处于被电压钳位的状态, 与对应的 C_{r1} 、 L_{r1} 和 C_{r2} 、 L_{r2} 产生谐振。在 t_3 时刻, 关断 S_1 和 S_4 , 开始与工作阶段 1 对称的负半开关周期工作, 其具体分析与上述分析一致, 因此这里不再展开分析。

在串联模式中, 可以通过将 S_4 常通, 实现全桥和半桥结构的切换, 将施加在谐振腔两端的电压再减小一倍, 进一步拓展电路对输入电压的适应范围。

3.2.2 并联模式

系统工作于并联模式下的电路结构如图 3-5 所示。此时原边 MOSFET S_1 、MOSFET S_5 和 MOSFET S_3 驱动信号相同且与 MOSFET S_6 、MOSFET S_2 和 MOSFET S_4 互补导通, 电路的占空比固定在 50%。通过对开关网络的控制, 第一与第二谐振腔实现并联工作。与串联工作模式类似, 两个高频变压器均参与能量传递过程, 两组副边整流单元同样保持并联状态。

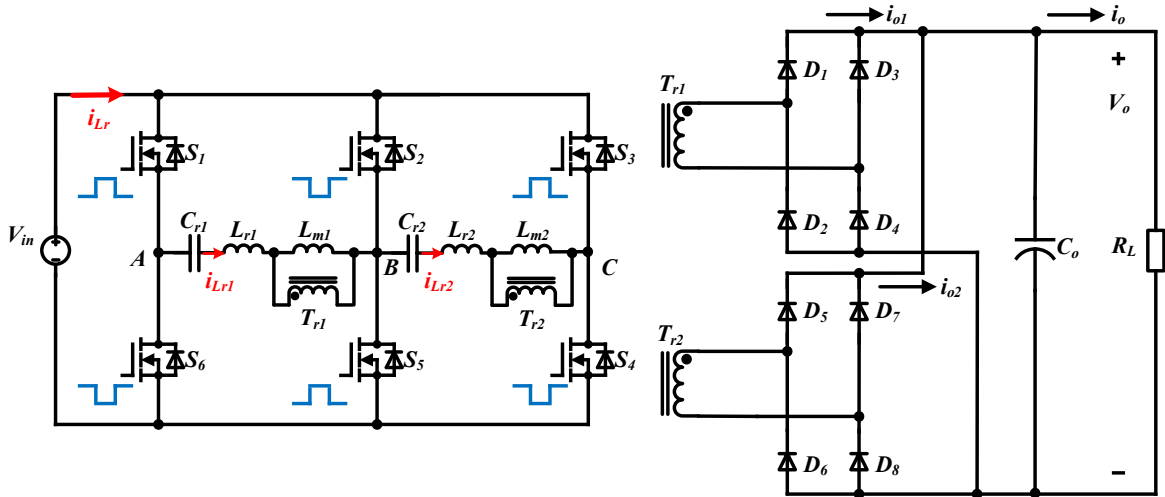


图 3-5 谐振腔并联模式 LLC 电路图

其中, 系统整体的等效谐振腔参数与子谐振腔参数之间的关系为

$$\begin{aligned}
C_{r1} &= C_{r2} = \frac{1}{2}C_r \\
L_{r1} &= L_{r2} = 2L_r \\
L_{m1} &= L_{m2} = 2L_m \\
n_1 &= n_2 = n
\end{aligned} \tag{3.3}$$

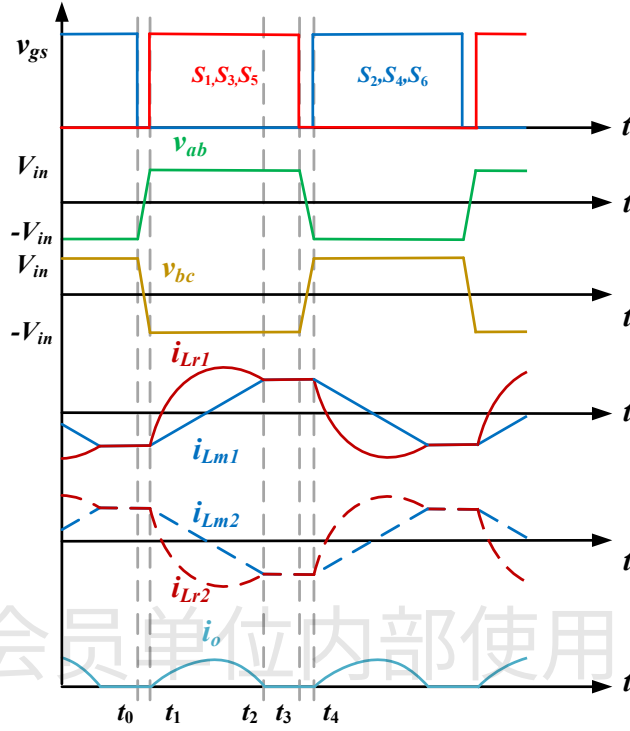


图 3-6 谐振腔并联模式 LLC 在 $f_s < f_r$ 区域典型工作波形

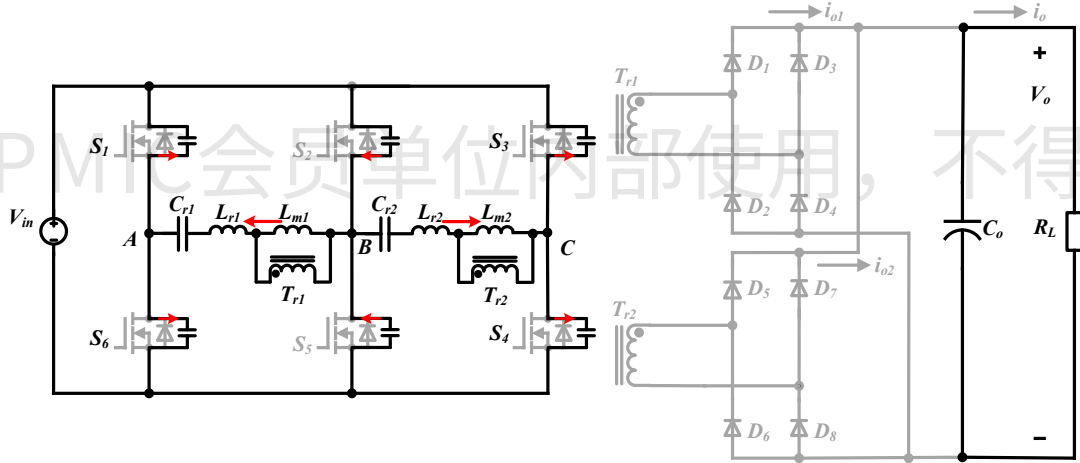
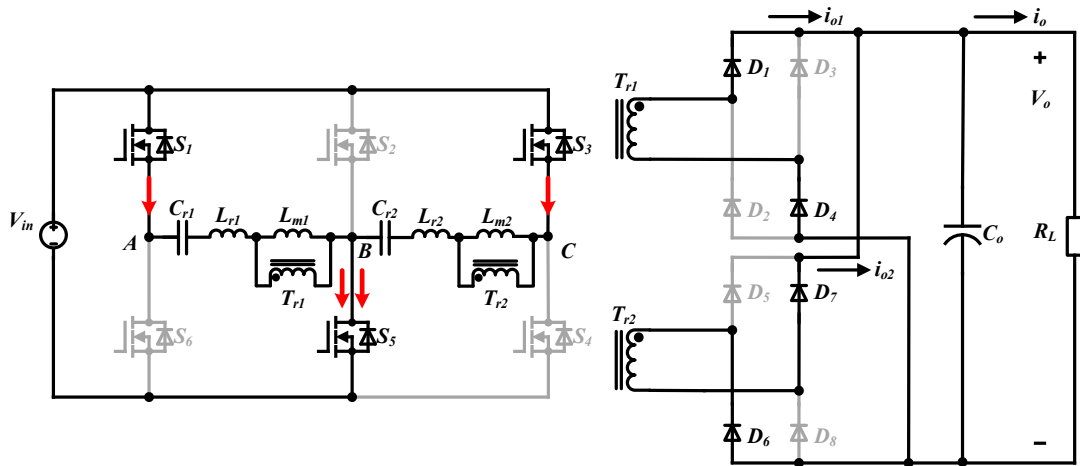
图 3-6 所示为当工作于谐振腔并联模式时，变换器在 $f_s < f_r$ 区域的典型工作波形。由于两个谐振腔参数一致且并联工作，因此第一谐振腔谐振电感电流 i_{Lr1} 与第二谐振腔谐振电感电流 i_{Lr2} 始终对称，并且 i_{Lr1} 为总电流 i_{Lr} 的一半，各自对应的励磁电流 i_{Lm1} 与 i_{Lm2} 也始终对称。与串联模式相同，因为驱动信号占空比固定为 50%，所以只需要分析正半开关周期内的系统工作状态。

1、工作阶段 1 $[t_0, t_1]$ ，在 t_0 时刻之前，开关管 S_2 、 S_4 和 S_6 导通，第一谐振腔中的 i_{Lr1} 与 i_{Lm1} 均为负值，变压器副边电流 i_{o1} 与 i_{o2} 均为 0，负载由输出电容供电。 t_0 时刻，关断开关管 S_2 、 S_4 和 S_6 ，六个开关管均为截止状态。 i_{Lr} 给 S_2 、 S_4 和 S_6 的寄生电容充电，同时给 S_1 、 S_3 和 S_5 的寄生电容放电。当第一桥臂中点电压与第三桥臂中点电压 v_a 和 v_c 均上升到 V_{in} ，第二桥臂中点电压 v_b 下降到 0 时， i_{Lr} 流过 S_1 、 S_3 和 S_5 的体二极管，为其 ZVS-ON 创造条件。

2、工作阶段 2 $[t_1, t_2]$ ，在 t_1 时刻，开关管 S_1 、 S_3 和 S_5 均实现 ZVS-ON，副

边整流单元中二极管 D_1 和 D_4 、 D_6 和 D_7 开始导通。此时加在桥臂中点 A 、 B 之间的电压 v_{ab} 为 V_{in} ，第一谐振腔中 i_{Lr1} 和 i_{Lm1} 开始上升。加在桥臂中点 B 、 C 之间的电压 v_{bc} 为 $-V_{in}$ ，第二谐振腔中 i_{Lr2} 和 i_{Lm2} 开始下降。此时两个变压器 T_{r1} 与 T_{r2} 的副边输出电压均为 V_o ， L_{m1} 和 L_{m2} 均被正向钳位。 i_{Lm1} 线性上升， i_{Lm2} 线性下降。原边谐振腔中 L_{r1} 和 C_{r1} 产生谐振， L_{r2} 和 C_{r2} 产生谐振。输入源通过两路变压器向副边传递能量。 t_2 时刻， i_{Lr} 、 i_{Lr1} 、 i_{Lr2} 与各自对应的 i_{Lm} 、 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 相等。

3、工作阶段 3 $[t_2, t_3]$ ，在 t_2 时刻，由于 i_{Lr} 、 i_{Lr1} 、 i_{Lr2} 与各自对应的 i_{Lm} 、 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 相等，因此副边电流自然相对应降为 0，二极管 D_1 和 D_4 、 D_6 和 D_7 均实现 ZCS-OFF，副边二极管同样不存在反向恢复问题。在该工作阶段内，变压器原边与副边断开， L_{m1} 和 L_{m2} 都不再处于被电压钳位的状态，与对应的 C_{r1} 、 L_{r1} 和 C_{r2} 、 L_{r2} 产生谐振。 t_3 时刻，开关管 S_1 、 S_3 和 S_5 关断，开始与工作阶段 1 对称的负半开关周期工作，其具体分析与上述分析一致，因此这里不再展开分析。

(a) $[t_0, t_1]$ (b) $[t_1, t_2]$

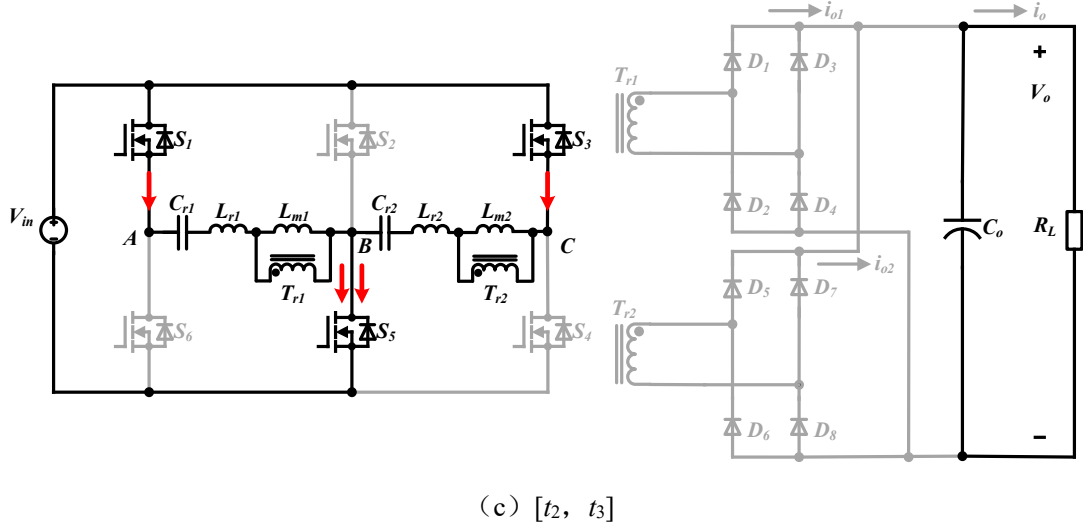


图 3-7 谐振腔并联模态 LLC 电路正半周期工作状态等效模型

3.2.3 模态对比分析

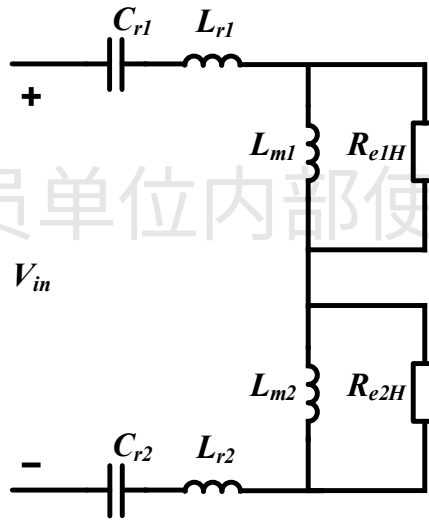


图 3-8 谐振腔串联模态 LLC 电路等效模型

系统工作于串联模态下的电路等效模型如图 3-8 所示。由于两个串联工作的谐振腔参数完全一致，根据电路的对称性原理，因此，两桥臂中点电压 V_{ab} 与 V_{bc} 完全相等，两组副边整流单元的输出电流完全相等，两个变压器输出功率完全相等，可得：

$$\begin{aligned}
 v_{ab} &= v_{bc} = \frac{1}{2} V_{in} \\
 P_{T1} &= P_{T2} = \frac{1}{2} P_o \\
 i_{o1} &= i_{o2} = \frac{1}{2} i_o
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

每个谐振腔副边的输出电流为负载电流的一半，即 $I_o/2$ 。同时将最终的实际输出负载平均拆分成两份，再折算到两个谐振腔的原边，可以得到谐振腔串联模式下两路等效负载电阻的表达式如下：

$$R_{e1H} = R_{e2H} = \frac{8n_1^2}{\pi^2} \cdot \frac{V_o}{I_o/2} = 2 \cdot \frac{8n_1^2}{\pi^2} \cdot R_L \quad (3.5)$$

由式(3.5)可以看出，在谐振腔串联模式 LLC 电路等效模型中等效负载电阻 R_{e1H} 和 R_{e2H} 的参数完全一致。

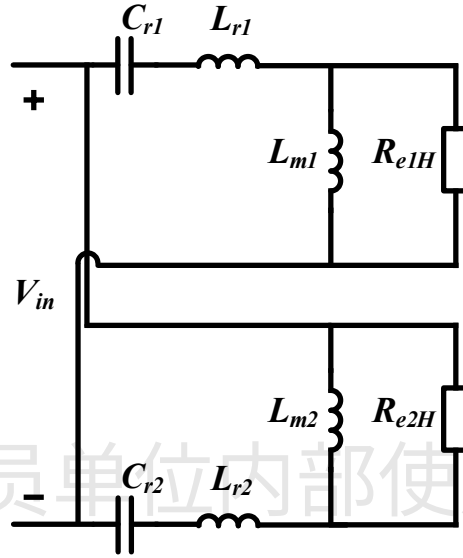


图 3-9 谐振腔并联模式 LLC 电路等效模型

系统工作于并联模式下的电路等效模型如图 3-9 所示。由于两个并联工作的谐振腔参数完全一致，根据电路的对称性原理，因此，桥臂中点电压 V_{ab} 与 V_{cb} 完全相等，两组副边整流单元的输出电流完全相等，两个变压器输出功率完全相等，可得：

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{cb} = V_{in} \\ P_{T1} &= P_{T2} = \frac{1}{2} P_o \\ i_{o1} &= i_{o2} = \frac{1}{2} i_o \end{aligned} \quad (3.6)$$

每个谐振腔副边的输出电流为负载电流的一半，即 $I_o/2$ 。同时将最终的实际输出负载平均拆分成两份，再折算到两个谐振腔的原边，可以得到谐振腔并联模式下两路等效负载电阻的表达式如下：

$$R_{e1H} = R_{e2H} = \frac{8n_1^2}{\pi^2} \cdot \frac{V_o}{I_o/2} = 2 \cdot \frac{8n_1^2}{\pi^2} \cdot R_L \quad (3.7)$$

由式(3.5)与式(3.7)可以看出, 在谐振腔并联模态 *LLC* 电路等效模型中等效负载电阻 R_{e1H} 和 R_{e2H} 并联时的参数相等, 而且与谐振腔串联模态的等效负载电阻参数完全一致。

综上所述, 虽然对系统整体而言, 谐振腔串联模态与谐振腔并联模态相比, 等效电路模型中整体的原边谐振腔参数均发生了改变, 相应的等效电路模型系统整体的电感比 K 和特征阻抗 Z_r 均发生了改变。

但是由于两个谐振腔参数一致, 同时两组副边整流单元始终保持并联的状态, 两个变压器传输的功率始终为 $0.5P_o$ 。根据对称性原理, 在电路实际负载状态不变时, 不管谐振腔是工作于并联模态还是串联模态, 两路谐振腔的等效负载也是始终不变的。那么对于单个子谐振腔而言, 如果其输入电压保持不变, 不管是串联工作模态还是并联工作模态, 单个谐振腔的工作状态也始终保持不变。

因此, 对系统整体而言, 如果系统输入电压由 V_{in} 变化为 2 倍 V_{in} 的同时, 系统由并联模态切换为串联模态, 那么单个谐振腔中的所有电压、电流波形均保持不变, 系统输出状态也不会受影响。因此, 在输入电压较高时, 可以采用谐振腔串联的模态, 而在输入电压较低时, 采用谐振腔并联的模态。

同时, 由于样机设计指标中输入电压为 100V-400V, 如果把整体电路依据输入电压划分成两个工作区域: 当系统输入电压为 100V~200V 时, 令谐振腔为并联模态; 当系统输入电压为 200V~400V 时, 令谐振腔为串联模态。那么这两个区域中相应工作点的谐振腔状态应当是对应相等的。

在后续原理分析和参数设计中, 可以只考虑对单个谐振腔状态计算分析的基础上进行优化设计。不管谐振腔工作于串联模态还是并联模态, 都可以将整体电路拆分等效成为两个完全一致的谐振腔, 所以只需要分析单个谐振腔的特性。

通过上述谐振腔串联与并联模态切换的控制策略, 对 *LLC* 参数优化设计时所需要实现的电压调节范围相较于传统的 *FB-LLC* 有了明显的改善, 这也十分有利于谐振腔参数的进一步优化设计, 从而提高变换器整体的效率。

3.3 损耗评估模型

为了实现宽范围电压调节能力和较高效率的兼顾，传统 *LLC* 谐振变换器的设计思路是在满足电路增益的前提下，尽可能增大励磁电感值，从而减小原边的电流有效值，进而降低原边开关管的导通损耗，实现效率的提高。但是由于其考虑的主要是谐振工作点附近效率优化，并缺少对变换器整体损耗的估计。而本文的研究目标是设计一台全输入电压范围都能够以较高工作效率运行的 *LLC* 谐振变换器样机，需要基于全范围损耗评估来进行参数的优化设计，所以本节将首先建立多模态宽范围 *LLC* 谐振变换器的损耗评估模型。

3.3.1 MOSFET 导通损耗评估

由于评估原边开关管的损耗，需要使用开关管的导通电阻、寄生电容等器件参数，所以需要对原边开关管进行初步选型。考虑样机成本，本文选用英飞凌公司的 CoolMOS 作为原边开关管，考虑到输入电压峰值为 400V，同时为了留有一定裕量，需要使用耐压等级为 600V 的开关管。综上所述，本节中选择常用的 IPZ60R017C7 作为开关管进行损耗评估。损耗评估中需要用到的部分参数如下表所示。

表 3-1 IPZ60R017C7 部分参数^[62]

参数	典型值	单位	备注
R_{ds-On} 漏源导通电阻	17	mOhms	
$C_{o(tr)}$ 等效输出电容	3840	pF	t_r 表示时间相关，注
Q_{gd} 栅漏电荷	85	nC	
Q_{gs} 栅源电荷	50	nC	
$V_{(GS)th}$ 栅极阈值电压	3.5	V	
V_{pl} 栅极平台电压	5	V	
t_f 关断时间	3	ns	

注解说明： $C_{o(tr)}$ 是指在恒定电流的作用下， V_{ds} 从 0V 到 400V 充电时 IPZ60R017C7 的等效输出电容。

在常温下，开关管的导通电阻为 17mΩ，但是在实际电路工作中，考虑 MOS 的热阻和温升，以及由于温度升高后产生的损耗增加，推测结温将从 25℃升高到 75℃，此时 MOS 管的导通电阻将升高到原来的 1.5 倍，所以定义 MOS 管的温升系数 kT_{MOS} 为 1.5。

由于基于时域分析法可以得到电路中的电流电压波形信息，所以对单个谐振

腔进行时域分析, 就可以得到流过 MOS 管的电流波形信息, 进而得到 MOS 管电流有效值, 因此串联模态和并联模态的 MOSFET 导通损耗分别为:

$$PMOS_{on} = \begin{cases} kT_{MOS} \cdot 4 \cdot imos_{RMS}^2 \cdot Rds & \text{串联} \\ kT_{MOS} \cdot (4 \cdot imos_{RMS}^2 Rds + 2(2 \cdot imos_{RMS})^2 \cdot Rds) & \text{并联} \end{cases} \quad (3.8)$$

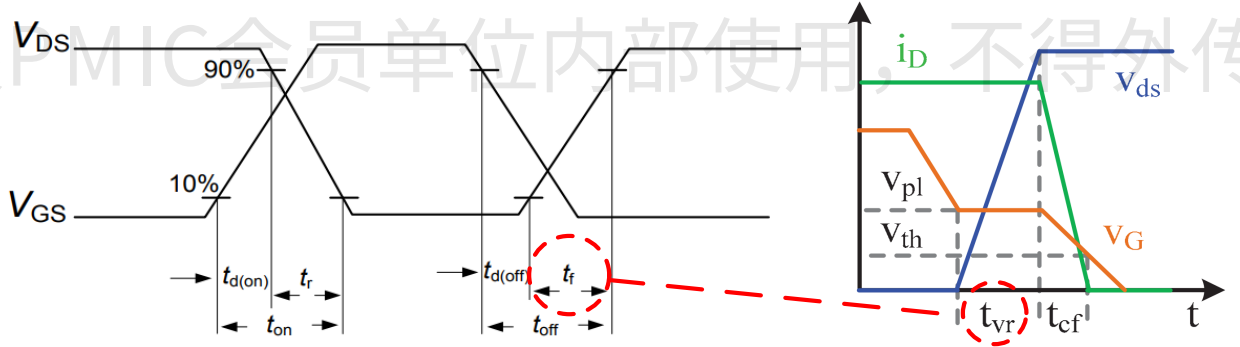
其中, 谐振腔工作于串联模态时, 只有 4 个 MOS 管工作, 只需要计算 4 个 MOS 管的损耗; 而谐振腔工作于并联模态时, 不仅全部的 6 个 MOS 管都工作, 并且第二桥臂上 2 个 MOS 管的电流是其他 MOS 管电流的两倍, 所以二者表达式有所差异。

3.3.2 MOSFET 关断损耗评估

(a) IPZ60R017C7 开关暂态波形

(b) MOS 管关断过程线性模型^[63]

图 3-10 所示为 IPZ60R017C7 的开关暂态波形和用于损耗计算的 MOS 管关断暂态过程理论线性模型。



(a) IPZ60R017C7 开关暂态波形

(b) MOS 管关断过程线性模型^[63]

图 3-10 MOSFET 关断损耗评估模型

根据关断暂态线性模型, 假设 MOS 管关断过程中, 当漏源电压 V_{ds} 上升到最高后, 漏极电流 I_D 才开始线性下降。直到栅极驱动电压 V_G 到达阈值电压 V_{th} 后, MOS 管才彻底完成关断过程, 此过程中的单次关断损耗为:

$$E_{off} = \frac{V_{ds} I_D}{2} (t_{vr} + t_{cf}) \quad (3.9)$$

其中 t_{vr} 为米勒平台的持续时间, 在该阶段, 驱动电流给栅漏电容放电, 有:

$$t_{vr} = \frac{Q_{gd}}{I_{gs}} \quad (3.10)$$

假设在经过米勒平台后，GS 电压线性下降，此时有：

$$t_{cf} = \frac{Q_{gs2}}{I_{gs}} \quad (3.11)$$

其中 $Q_{gs2} = Q_{gs} \frac{V_{pl} - V_{th}}{V_{pl}}$ ，通过查阅数据手册并对照 IPZ60R017C7 开关暂态波形可得，IPZ60R017C7 的关断时间 t_f 即为米勒平台的持续时间 t_{vr} ，因此根据表中的数据便可求得 t_{cf} 。因此串联模态和并联模态的 MOSFET 关断损耗分别为：

$$P_{MOS_{off}} = \begin{cases} 4 \cdot \frac{V_{in} I_{off}}{2} (t_{vr} + t_{cf}) \cdot f_s & \text{串联} \\ 4 \cdot \frac{V_{in} I_{off}}{2} (t_{vr} + t_{cf}) \cdot f_s + 2 \cdot \frac{V_{in} 2 \cdot I_{off}}{2} (t_{vr} + t_{cf}) \cdot f_s & \text{并联} \end{cases} \quad (3.12)$$

其中，与计算 MOS 管导通损耗时一致，当谐振腔工作于并联模态时，需要考虑中间桥臂上 2 个 MOS 管的电流是其他 MOS 管电流的两倍。 I_{off} 表示 MOS 管关断时刻的电流，可以通过时域分析法得知具体数值，同时，由于变换器输入电压和开关频率的改变，MOS 管总体的关断损耗也随之变化。

3.3.3 电感损耗评估

通常情况下，变换器中磁性元件的损耗主要包括铜损和磁损两部分，其中磁损计算公式为：

$$P_{core} = P_v \cdot V_{core} \quad (3.13)$$

其中， P_v 表示磁芯的磁损密度，一般与磁芯的材料、磁芯的磁通的变化频率以及磁通的变化量相关， V_{core} 表示磁芯的体积。

铜损计算公式为：

$$P_{Cu} = I_{RMS}^2 \cdot R = I_{RMS}^2 \cdot \frac{\rho_{Cu} L}{n\pi \left(\frac{d}{2}\right)^2} \quad (3.14)$$

其中， ρ_{Cu} 表示铜的电阻率， L 表示绕组的长度， n 表示绕组导线的股数， d 表示绕组导线的线径。

由式(3.13)和式(3.14)可知，如果想精确计算磁性元件的损耗就必须得到磁

芯的参数和绕组的参数，必须先要对变压器等磁性元件进行设计。而本节只是对变换器整体损耗进行预估，并不涉及磁芯元件的优化设计，而且磁性元件的损耗在总损耗中占比较少，所以将采用更为简化的磁性元件损耗评估公式。由于电感储存能量公式为：

$$E_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \quad (3.15)$$

由于电感消耗的能量与电感电流的有效值及峰值均有关，有效值主要影响了电感的铜损，峰值影响了磁芯的磁通变化量进而影响磁损。因此可以估计电感在一个开关周期内损耗的能量为：

$$E_L = \frac{1}{2} \cdot k_L \cdot L \cdot i_{RMS} \cdot i_{Peak} \quad (3.16)$$

其中， k_L 表示电感在一个开关周期内损耗的能量占储存能量的百分比，根据实验室中的经验取 $k_L = 0.03$ 。又由于共有两路谐振腔，因此谐振电感 L_r 上的损耗和励磁电感 L_m 上的损耗分别为：

$$P_{L_r} = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot k_L \cdot L_r \cdot i_{L_r_RMS} \cdot i_{L_r_Peak} \cdot f_n^\alpha \cdot f_r \quad (3.17)$$

$$P_{L_m} = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot k_L \cdot L_m \cdot i_{L_m_RMS} \cdot i_{L_m_Peak} \cdot f_n^\alpha \cdot f_r \quad (3.18)$$

其中， α 表示根据斯坦梅兹公式得到的与磁芯材料有关的常数，本文中根据经验取 1.6。同时，不管是谐振腔处于串联模态还是并联模态，两个谐振腔均参与工作，所以式中需加入系数 2。谐振电感和励磁电感的电流有效值和峰值也都可以时域分析法得到的电流波形信息精确获取。

3.3.4 副边整流单元损耗评估

副边整流单元损耗即为二极管全桥整流的损耗，整流单元整体损耗为：

$$P_D = 4 \cdot I_{mean}^2 \cdot V_F \quad (3.19)$$

其中， I_{mean} 表示单组副边整流单元的电流的平均值， V_F 表示二极管的平均导通电压，取为 1.3V。由于每组整流单元半个开关周期内只有 2 个二极管导通，变换器共有两组整流单元，因此整流单元整体损耗的系数为 4。

3.4 基于损耗评估模型的参数设计

在完成对多模态宽范围 LLC 谐振变换器整体损耗分析建模后，就可以基于

损耗评估模型进行参数设计。多模态宽范围 LLC 谐振变换器由于包含两个谐振腔，所以其参数设计和传统的 FB-LLC 谐振变换器参数设计也有所不同。

3.4.1 参数设计流程图

本节所述的参数设计流程可用如图 3-11 所示的流程图清晰表示。

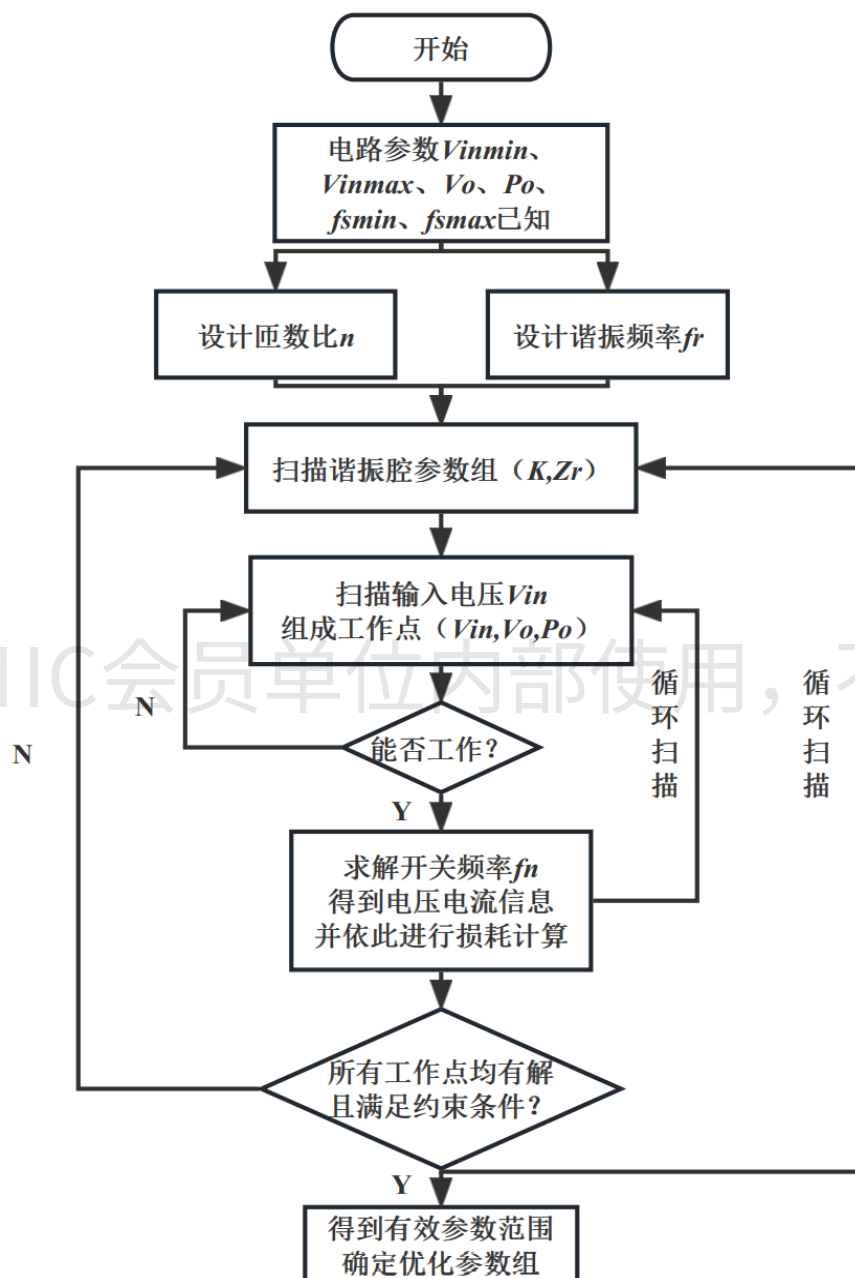


图 3-11 基于损耗评估模型的参数设计流程

3.4.2 确定匝数比和谐振频率

通过本章第二节对谐振腔串联与并联模态的分析，可以得知，当变换器工作于谐振腔串联模态时，每个谐振腔的输入电压为系统输入电压的一半，而变换器

工作于谐振腔并联模态时，两个谐振腔的输入电压与系统输入电压相等。因此，可以把整体电路依据输入电压划分成两个工作区域：当系统输入电压为 100V~200V 时，令谐振腔为并联模态；当系统输入电压为 200V~400V 时，令谐振腔为串联模态，通过控制原边开关管的导通和关断，实现模态的切换。

由于考虑到均流问题，在拓扑设计中将两个谐振腔的参数固定为完全一致。因此，针对多模态宽范围 LLC 谐振变换器的参数设计只需要确定单个谐振腔的谐振参数 L_r 、 L_m 与 C_r 以及单个变压器的匝数比 n 。参数设计的原则是通过模态切换，保证变换器在给定开关频率上下限范围内能够满足设计指标中对增益的要求，同时尽可能地保证变换器在全电压范围内都能以较高的效率运行。

在本文大功率的应用场景下，副边整流单元的反向恢复损耗在总损耗中占比较高。为了充分利用 FB-LLC 谐振变换器整流单元能够实现自然换向，电流不会中断的优点，完全消除反向恢复损耗。同时，也为了保证控制系统的稳定，实现原边开关管 ZVS-ON。本文希望变换器全电压范围内都能够工作在 $f_s < f_r$ 的欠谐振区域。因此，选择开关频率的范围上限为谐振频率，即 $f_r = 150\text{kHz}$ 。同时选择匝数比 $n=0.5$ ，使得变换器不论工作在谐振腔串联还是并联模态时，谐振腔的增益范围均为 1~2。

谐振腔参数的数学表达为：

$$\begin{aligned} L_r &= \frac{Z_r}{2\pi f_r} \\ C_r &= \frac{1}{2\pi f_r Z_r} \\ L_m &= \frac{Z_r}{2\pi f_r} \cdot K \end{aligned} \quad (3.20)$$

由式(3.20)可知，在谐振频率 f_r 确定的基础上，只需要选择合理的参数组 (K, Z_r) 即可确定全部电路参数。

3.4.3 优化设计电感比和特征阻抗

根据第二章的分析可知，基于传统时域分析法的参数设计思路是，将确定好的电路参数即电感比 K 和电路工作条件即开关频率 f_n 与标幺化功率 P_{on} 代入任意工作模式的边界条件方程组，精确地进行增益 M 的求解，从而获取电路的频率-增益曲线。由于输出负载越重，LLC 谐振变换器所能够达到的峰值增益点越低，所以可以根据不同参数组 (K, Z_r) 所对应的满载条件下频率-增益曲线来进行设计。

如果满载条件下能够满足峰值增益要求,则认为相应参数组 (K, Z_r) 是满足变换器电压范围的工作点。在此基础上,选择使得励磁电感值最大的参数组 (K, Z_r) ,从而降低导通损耗,优化变换器整体效率。

但是由于本文的设计原则是希望变换器在满载条件下,全输入电压范围内都能够以较高工作效率运行,需要考虑变换器整体损耗评估,所以本文采用了新的思路来使用时域分析法进行参数设计。

在电路参数匝数比 n 、谐振频率 f_r 与工作条件额定功率 P 、额定输出电压 V_o 固定的前提下,一旦输入电压 V_{in} 与谐振腔参数组 (K, Z_r) 给定,则对应时域分析法原理中的电感比 K 、增益 M 与标幺化功率 P_{on} 均为已知量。

由于在 LLC 谐振变换器的增益、功率条件确定的情况下,其工作模式是唯一的。因此,就可以基于上述条件求解对应工作模式的边界条件方程组,如果该求解过程得到的结果是不收敛的,那么证明在该电路参数和工作条件下, LLC 谐振变换器是无法正常运行的。反之,如果能够求解得到收敛的结果,那么证明在该电路参数和工作条件下, LLC 谐振变换器能够正常运行,且求解的结果中包含变换器此条件下的开关频率 f_n 与周期内所有时刻的电压、电流波形信息。

由于需要对全输入电压范围内变换器效率优化,所以可以针对不同的谐振腔参数组 (K, Z_r) ,扫描 100V~400V 范围内不同输入电压工作点,对得到的损耗结果取平均,就可以进一步得到不同的谐振腔参数组 (K, Z_r) 所对应的变换器整体平均损耗。

在对一系列谐振腔参数组 (K, Z_r) 扫描的过程中,还需要考虑求解得到的结果是否有效,判断的依据包括变换器是否满足最低开关频率的限制要求,即 $f_{s_min} > 70kHz$ 。同时,本文的程序设计中还加入了对某个参数组对应的变换器效率的最低要求,即变换器的总损耗不能超过额定功率的 5%,如果在某个参数组 (K, Z_r) 对应的任意一个输入电压下,变换器整体损耗超过了 5%,则认为该参数组 (K, Z_r) 无效。

根据上述设计思路,可以初步得到有效参数范围如图 3-12 所示。其中红色表示该参数组不满足指标要求,蓝色则表示该参数组满足指标要求。

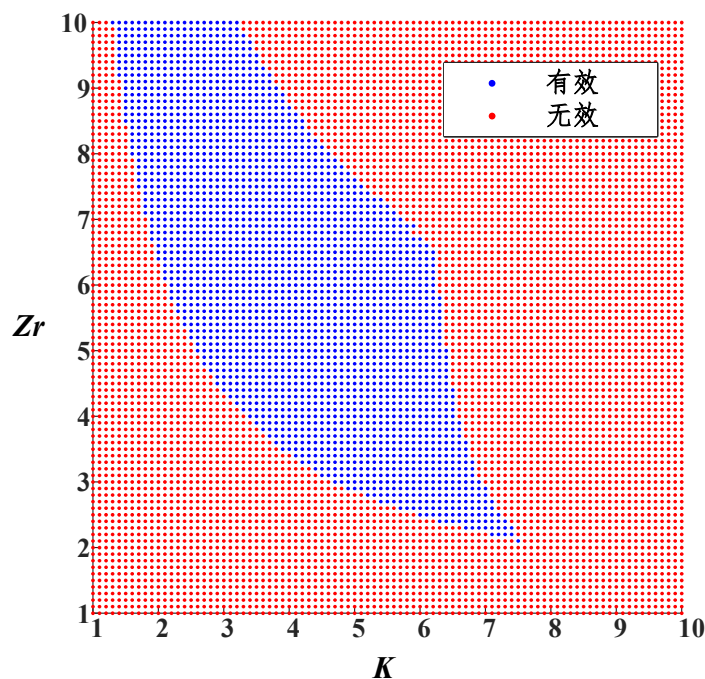


图 3-12 基于时域分析法得到的有效参数范围

在有效参数范围的基础上,可以基于每个谐振腔参数组 (K, Z_r) 所对应的变换器整体损耗评估得到有效参数范围损耗评估热图如图 3-13 所示。

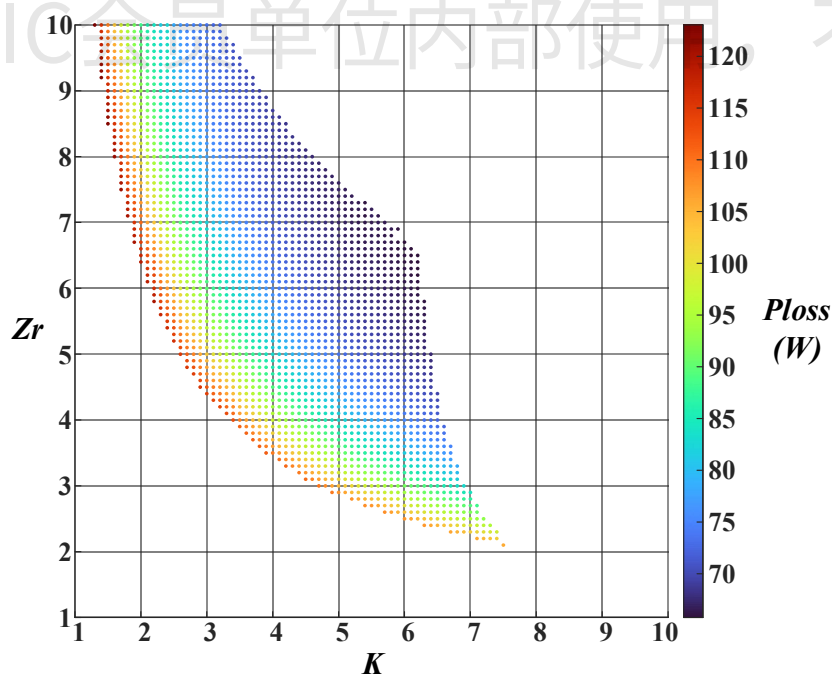


图 3-13 有效参数范围损耗评估热图

由图可知,在满足设计指标的有效参数范围内,越靠近右上角的边界区域所对应的变换器整体损耗是越低的,而在边界区域内,整体损耗差异不大。所以在考虑参数优化设计时,应该在右上角边界区域内权衡考虑,确定最终的谐振腔参

数组(K, Z_r)。

3.4.4 ZVS-ON 约束条件

由上文的分析可知,在理想的情况下,基于时域分析法求解初步得到参数设计范围,即为有效参数范围的右上角的边界区域附近。虽然本文已经通过参数设计使变换器工作在欠谐振区域,满足了软开关的初步要求。但是在实际的电路中,原边开关管的寄生电容 C_{eq} 会直接影响到能否实现 ZVS-ON。在初步设计参数后,需要进一步校验是否满足软开关条件。

首先,软开关的实现需要足够长度的死区时间,在死区时间内,通过谐振电感电流 i_{Lr} 对寄生电容进行充放电。其次,谐振电感 L_r 与励磁电感 L_m 中存储的能量也应当大于储存在开关管寄生电容中的能量,只有这样才能够将寄生电容中储存的能量释放完毕,实现 ZVS-ON。假设死区时间内谐振电感电流为开关周期结束时刻电流且保持恒定,则软开关约束条件为:

$$I_d \cdot t_d > 4 \cdot C_{eq} \cdot V_{in} \quad (3.21)$$

$$\frac{1}{2} \cdot (L_r + L_m) \cdot I_d^2 > \frac{1}{2} \cdot 4 \cdot C_{eq} \cdot V_{in}^2 \quad (3.22)$$

MOS 管 IPZ60R017C7 的寄生电容 C_{eq} 与漏源电压 V_{ds} 的关系曲线图如图 3-14

所示。

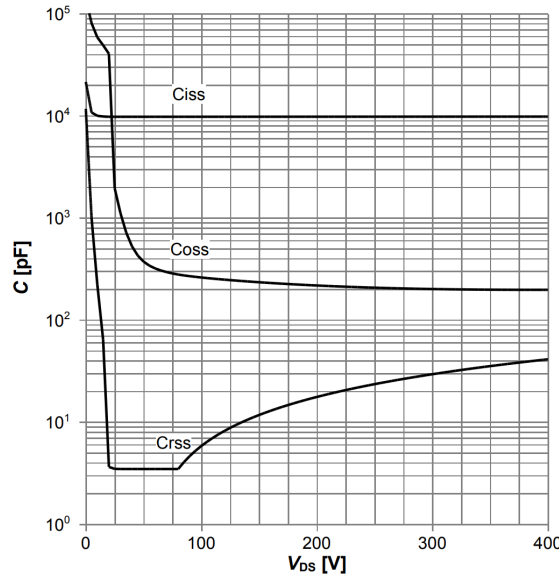


图 3-14 IPZ60R017C7 寄生电容随 V_{ds} 变化曲线^[62]

根据表中数据可知,由于死区时间内电流恒定,变换器输入电压为 400V 即 $V_{ds} = 400V$ 时, MOS 管开通过程中的寄生电容 $C_{eq} = 3840pF$ 。而由图可知,寄生

电容 C_{eq} 并非线性电容，而是会随着 v_{ds} 的增加迅速降低。对曲线中 $V_{ds} = 100\text{V} \sim 400\text{V}$ 区域依据式(3.23)进行拟合，可以实现对这部分寄生电容容值的近似计算：

$$C_{eq} = \frac{\int_0^{v_{ds}} [C_{oss}(v_{ds}) - C_{rss}(v_{ds})] dv_{ds}}{v_{ds}} \quad (3.23)$$

由式(3.23)可得， $V_{ds} = 100 \sim 400\text{V}$ 区域对应的寄生电容容值 C_{eq2} 约为 200pF ，因此，当变换器输入电压为 100V 时寄生电容 $C_{eq1} = 14760\text{pF}$ ，由于 C_{eq2} 远小于 C_{eq1} ，所以可以近似认为在全输入电压范围内 MOS 管寄生电容容值满足：

$$C_{eq} = C_{eq1} \cdot \frac{100\text{V}}{V_{in}} \quad (3.24)$$

由于时域分析法可以较为精确地获取死区时间的电流 I_d ，因此，在根据经验预设死区 $t_d = 500\text{ns}$ 的基础上，可以在进一步基于时域分析法校验初步得到的有效参数范围内每一个 $(V_{in}, V_{out}, P_{out})$ 工作点是否满足软开关条件。在初步得到的有效参数范围基础上再满足 ZVS-ON 约束条件的参数范围如图 3-15 所示。

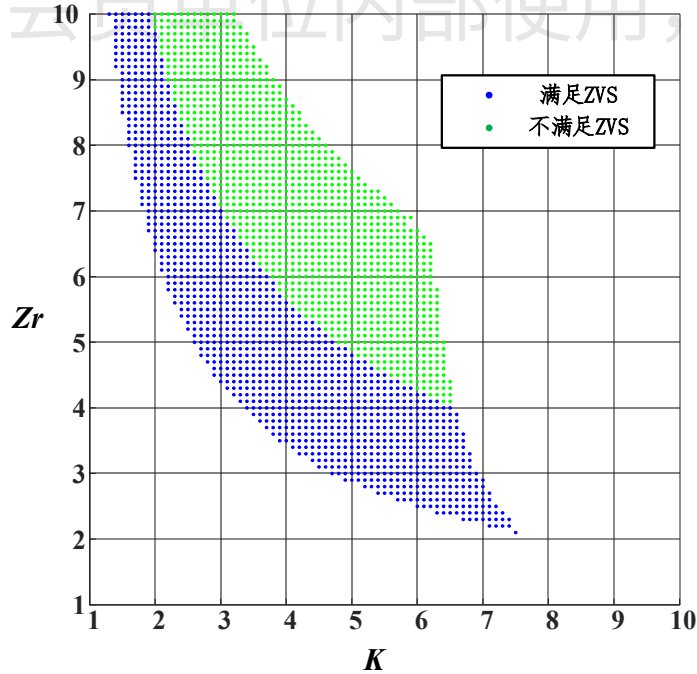


图 3-15 满足 ZVS-ON 约束条件的有效参数范围

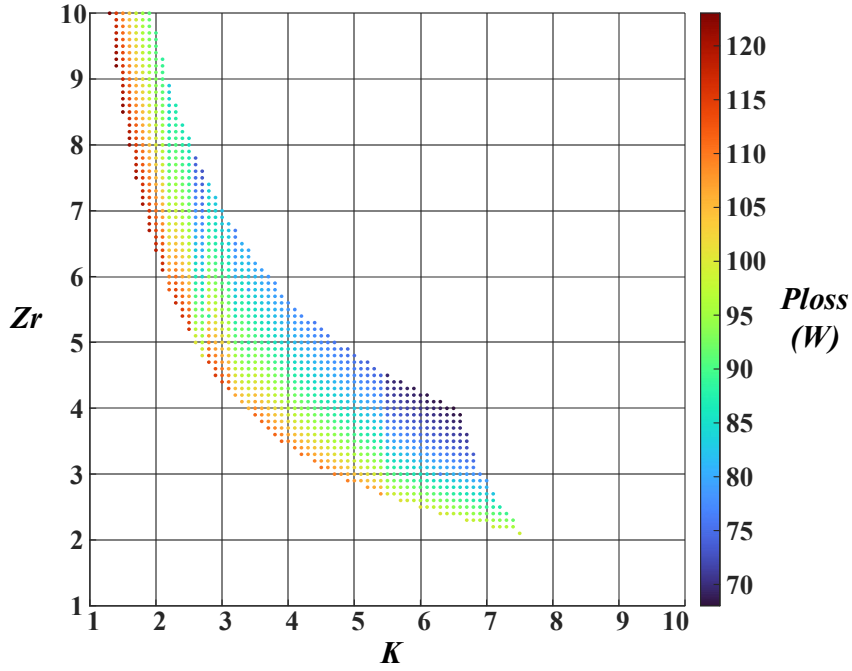


图 3-16 最终有效参数范围损耗评估热图

在最终得到的有效参数范围的基础上,同样可以基于变换器整体损耗评估模型得到参数范围热图如图 3-16 所示。可以看到,在加入软开关约束条件后,变换器的有效参数范围有了明显的减少,而减少的区域就是位于初步得到的有效参数范围右上角边界区域。这是因为随着电感比和特征阻抗的增加,励磁电感值也会随之增加,而过大的励磁电感导致电流明显降低,从而限制了全输入电压范围软开关的实现。

传统 LLC 变换器设计过程中对 ZVS-ON 条件未全面考虑,需要仿真验证某参数组下软开关能否实现,或者在设计过程中仅考虑谐振点处的软开关能否实现。本章基于时域分析法得到了电路中精确的电流信息,从而实现了全工作范围内所有工作点软开关约束条件的校验,得到了优化的设计参数。

本文最终选取的参数点为: $K=6.5$, $Z_r=4$ 。再结合式(3.20)可得谐振腔参数为: 谐振电感 $L_r=4.24\mu\text{H}$, 励磁电感 $L_m=27.6\mu\text{H}$, 谐振电容 $C_r=265\text{nF}$, 谐振频率 $f_r=150\text{kHz}$ 。

3.5 本章小结

本章首先给出了多模态宽电压范围 LLC 谐振变换器整体电路结构;对谐振腔工作于串联模态和并联模态时的电路原理分别进行了详细介绍,得到了两种模

态下变换器的等效模型；设计了输入电压较高时采用串联模态，而输入电压较低时，切换到并联模态的控制策略；确定了可以基于对单个谐振腔状态计算分析进行参数设计；为了基于全输入电压范围的损耗来进行参数设计，建立了变换器的整体损耗评估模型，采用数学工具进行了定量分析；基于损耗评估模型得到了参数设计流程，依据电路特性确定了匝数比和谐振频率；基于时域分析法得到的电路中电压电流波形信息实现了对谐振腔参数组的扫描，得到了初步有效参数范围和损耗分析热图；加入了软开关约束条件，实现了对全工作范围内所有工作点软开关约束条件的校验，得到了最终优化后的谐振腔参数组。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

4 实验样机设计

为了验证前文中提出的设计方法，本章将基于 TDA 模型得到的优化参数与设计指标要求，设计并搭建实验样机。本章给出了样机电路的具体设计流程并对其性能指标进行测量，进行仿真和实验验证。

4.1 样机主功率电路设计

4.1.1 功率器件选型

1、原边开关管选型

在第三章损耗评估中选用了英飞凌公司的 IPZ60R017C7 作为原边开关管，综合考虑耐压等级、导通电阻、连续漏极电流等器件参数，都符合设计要求，因此最终选择 IPZ60R017C7 型号的 CoolMOS 管。

2、副边整流单元二极管选型

副边额定输出电压为 400V，考虑到耐压等级需要留有一定的裕量。最终实际选择使用 onsemi 公司的 RHRG3060 二极管，其额定耐压等级为 600V，额定正向电流为 30A。

3、谐振电容选型

为了进一步减小变换器的体积，提高功率密度，同时也为了减小电容容值随温度、电压的漂移，保持其稳定性。最终实际选择使用高压陶瓷电容，具体型号为 TDK 公司的 CAA572C0G3A663J640LH。其额定耐压等级为 1000V，单个电容容值为 66nF。由于两个谐振腔参数一致，谐振电容 $C_r=265\text{nF}$ ，因此最终选择 4 个电容并联接入电路，可以进一步降低等效串联电阻（ESR）。

4.1.2 变压器设计与磁集成

1、确定磁芯材料

为了降低磁芯损耗，提高变换器整体运行效率，同时考虑到变换器工作频率范围为 70kHz~150kHz，变压器属于高频变压器，所以最终选择磁损密度相对较低的 DMR95 作为磁芯材料，该材料的最高工作频率也完全符合设计需要。

2、确定磁芯尺寸

变压器磁芯尺寸的选择一般可以在确定传输功率的基础上，采用 AP 法来查表确定最终型号。

LLC 谐振变换器视在功率为：

$$P_t = \frac{P_o}{\eta} + P_o \quad (4.1)$$

其中， η 为电路效率，先假设 $\eta=96\%$ 。 P_o 为输出功率，由于变换器整体额定功率为 3kW，对单个变压器取 $P_o=1.5\text{kW}$ ；。

AP 法计算公式为：

$$AP = \frac{P_t \times 10^8}{K_0 K_f f B_w J} \quad (4.2)$$

其中， P_t 为视在功率； K_0 为窗口利用系数，取 $K_0=0.3$ ； K_f 为波形系数，取 $K_f=4$ ； f 为开关频率下限，即 $f=70\text{kHz}$ ； B_w 为最大磁感应强度，取 $B_w=0.15\text{T}$ ； J 为电流密度，取 $J=4 \times 10^6 \text{A/m}^2$ 。代入以上数据，可得 $AP = 6.1 \text{cm}^4$ 。

计算磁芯 AP 值的公式为：

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

其中， A_e 为有效截面积， A_w 为窗口面积。考虑到绕线是否方便，本文最终选择的磁芯型号为 PQ40/40。根据该磁芯的数据手册可得具体参数为： $A_e=210\text{mm}^2$ ， $A_w=323\text{mm}^2$ ， $V_e=19698\text{mm}^3$ 。

3、确定原副边匝数

由于选定的磁芯材料的磁导率远大于空气的磁导率，故原边的电感主要由气隙磁阻 R_δ 决定：

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

计算最大磁感应强度 B_w 的公式为：

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

较小的 B_w 能够降低变压器磁损。由式(4.5)可得, B_w 与气隙磁阻 R_δ 负相关, 但是散磁损耗限制了磁芯的气隙长度不能过长, 按照经验一般最大可以取到 $\sqrt{A_e}/12$ 。因此, 计算可得最大气隙磁阻约为:

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

其中, L_{δ_max} 为磁芯气隙长度的最大值, μ_0 为空气磁导率。

可得, 原边匝数最大为:

$$N_{p_max} = \sqrt{(L_m + L_r)R_{\delta_max}} = 12.1 \quad (4.7)$$

故变压器原边匝数向下取整为 $N_p=12$ 。代入(4.5)可得 $B_w=0.17T$, 满足设计要求。

根据匝比 $n=0.5$, 可得副边匝数为 $N_s=24$ 。

4、确定原副边绕线线径

变换器在高频工作时, 绕组中的电流会存在集肤效应, 所以绕组导线的线径必须要小于 2 倍的穿透深度。在导线温度为 $100^\circ C$ 时, 穿透深度计算公式为:

$$\delta = \frac{76}{\sqrt{f_{max}}} = 0.196mm \quad (4.8)$$

考虑到导线中的电流密度, 通过仿真可得流过原边和副边电流的最大有效值分别为 $I_{p_rms_max}=17.3A$, $I_{s_rms_max}=6.2A$ 。再结合实际可选用的线材型号, 最终选择原边线径 $d_p=0.072mm$, 原边股数 $S_p=720$, 副边线径 $d_s=0.2mm$, 副边股数 $S_s=50$ 。

5、确定漏感

本文中为了实现磁集成, 进一步提高变换器的功率密度, 采取使用变压器的漏感作为谐振电感的策略。因此在实际制作变压器时, 可以通过改变原绕线与副边绕线之间耦合的紧密程度, 以及二者间隔的距离来控制漏感的大小。原边与副边耦合得越紧密, 二者之间空间上分布的距离越小, 变压器的漏感越小, 反之其漏感将会增大。最终可以使制作得到的变压器漏感达到所需要的大小, 即 $L_r=4.24\mu H$ 。在实际制作过程中, 由于气隙长度和原副边绕线耦合紧密程度对变压器励磁电感和漏感的影响, 需要反复测量与调节以减小误差。

4.2 样机控制电路设计

4.2.1 DSP 控制器

图 4-1 所示为本文所采用的数字信号处理 (Digital Signal Processing, DSP) 控制器开发板。本文选择使用 TI 公司的 LAUNCHXL-F28377S 开发套件, 其基于高性能器件 TMS320F28377S 芯片。TMS320F28377S 芯片是 32 位 MCU 芯片, 采用了 1.2V 的内核电压和 3.3V 的 I/O 电压, 其主频高达 200MHz, 信号处理性能较为强大。并且, Flash 闪存的容量达到了 1024KB, 有足够的空间支持本次模态切换控制策略程序的烧写。同时, 该芯片有多达 169 个 GPIO 口, 可以支持多路驱动信号 EPWM 波的生成。除此之外, 该芯片还具有 16 位的 ADC 模数转换器可以支持对电路中电压、电流信息的采样以及反馈控制。

开发板通过 USB 线与电脑实现通信功能, 并可以基于 TI 公司的配套软件 Code Composer Studio 进行个性化实验样机软件系统的设计、调试以及代码的编译、烧写。

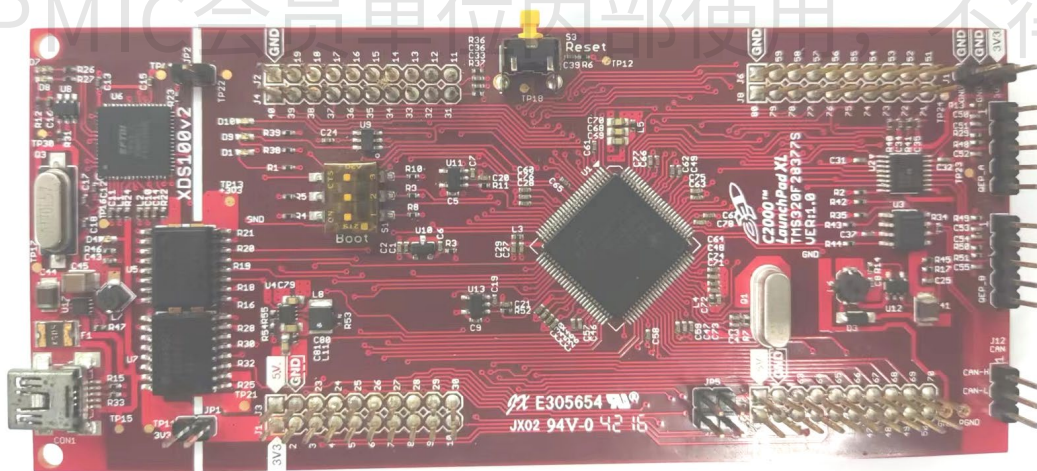


图 4-1 DSP 控制器开发板

4.2.2 驱动电路设计

图 4-2 所示为 MOS 管驱动电路原理图。在实现 MOS 管驱动电路较强驱动能力的基础上, 为了增强其整体隔离能力与抗干扰能力, 本文采用了两级驱动电路的结构。如图所示, 驱动电路的前级是 DSP 控制芯片, 由 DSP 输出的信号将先

通过第一级隔离驱动芯片 Si8235AB-D-IS1；然后隔离驱动芯片输出信号通过非隔离驱动芯片 IXDD609，最终传递驱动信号给 MOS 管的栅极。

其中，Si8235AB-D-IS1 是 Skyworks 公司的隔离式栅极驱动器，其输入-输出隔离等级最高可达 2.5kVrms，电流峰值输出为 4A，同时，由于它是双路驱动芯片，每个桥臂只需要一个驱动芯片，提高了系统硬件的集成度；IXDD609 是 IXYS 公司的非隔离式栅极驱动器，其电流峰值输出为 9A，输出阻抗和延迟时间都很低，但是没有隔离功能。

驱动电路采用两级驱动结构，将隔离驱动芯片放置在靠近 DSP 控制芯片区域，而非隔离驱动芯片放置在靠近 MOS 管栅极的区域。在实现隔离能力与驱动能力的前提下，能够有效防止 MOS 管误开通，从而显著增强了整个驱动回路的抗干扰能力。

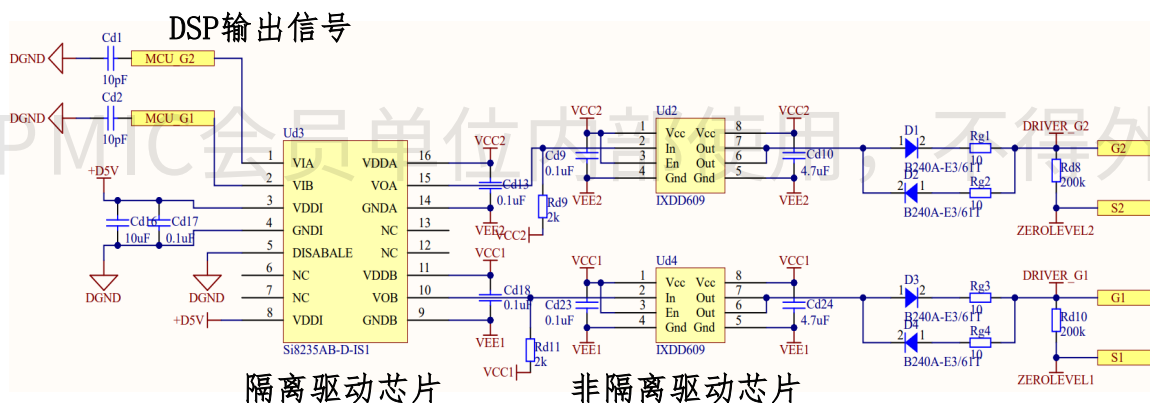


图 4-2 MOS 管两级驱动电路原理图

4.2.3 采样电路设计

图 4-3 所示为输出电压采样电路原理图。其输入电压取自系统的副边输出端口电压，电压信号首先通过分压电阻再到达隔离运放 AMC1311BDWVR，然后隔离运放芯片输出的信号经过差分放大电路，将输出电压信号最终转换为适合 DSP 控制芯片 ADC 口输入电压范围的电压，再转换为数字量用于控制。

其中，AMC1311BDWVR 是 TI 公司的用于电压检测的高精度增强型隔离放大器，其固定增益为 1，输入-输出隔离等级最高可达 5kVrms，通过极低的增益误

差和溫漂實現電壓檢測。

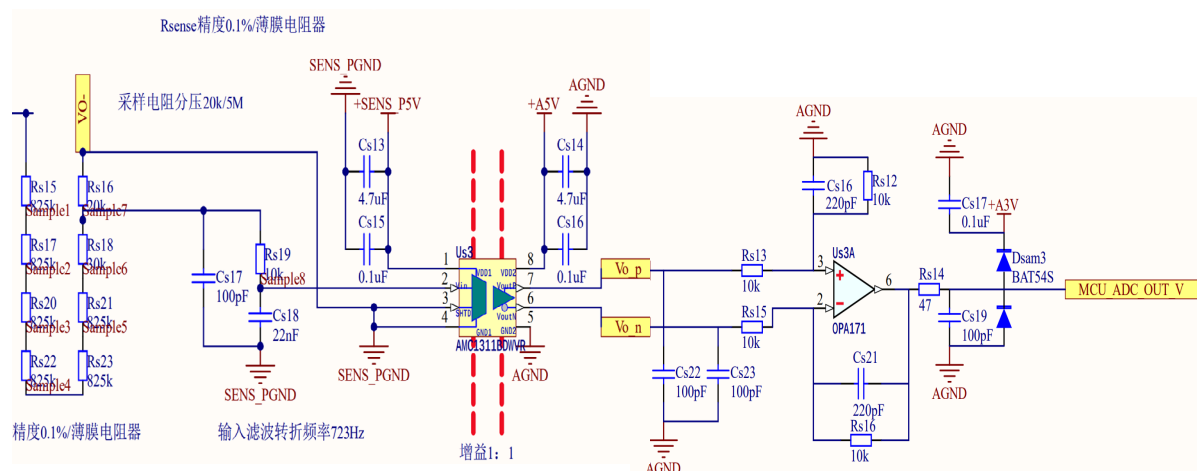


图 4-3 输出电压采样电路原理图

图 4-4 所示为输出电流采样电路原理图。输出电流信号直接接入电流传感器 ACS733KLATR-65AB-T，然后电流传感器输出的信号经过差分放大电路，进行调理，从而将输出电流信号最终转换为适合 DSP 控制芯片 ADC 口输入电压范围的信号，再转换为数字量用于控制。

其中，ACS733KLATR-65AB-T 是 Allegro MicroSystems 公司的霍尔效应传感器，其拥有高达 1MHz 的带宽，隔离能力较强，无需再增加额外的隔离措施。

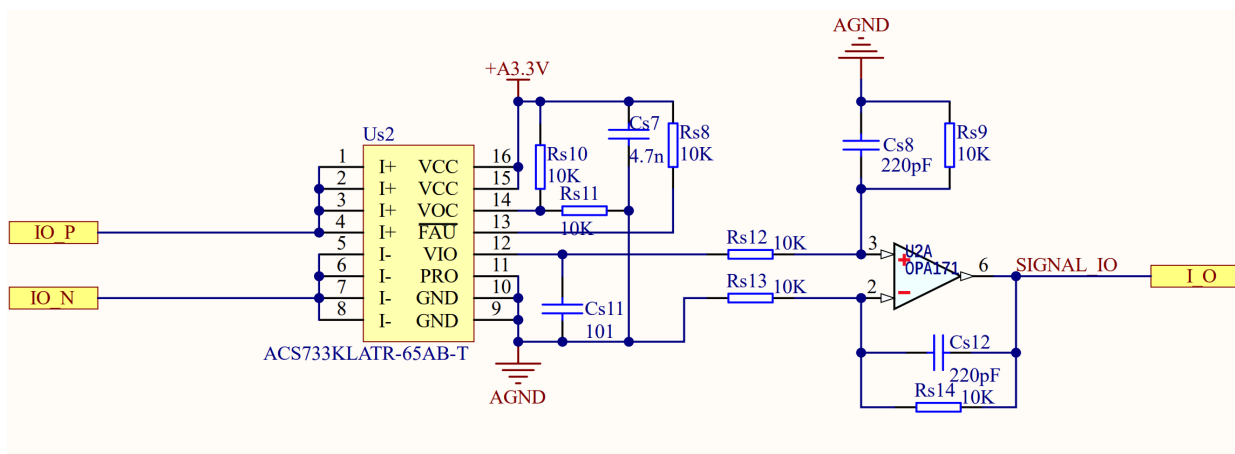


图 4-4 输出电流采样电路原理图

实验样机的采样电路模块还包括了输入电压采样电路，但其与输出电压采样电路的工作原理相类似，故不再展开分析。

4.2.4 辅助电源电路设计

图 4-5 所示为辅助电源电路原理图。采用金升阳公司 K7805-2000L 型号的 DC/DC 模块电源，输入电压为 12V，稳压单路输出为 5V，拥有效率较高，功耗与发热较小的优势。输出的 5V 电压经过 TI 公司的 LM1117IMPX-3.3/NOPB 线性稳压器得到精度较高的 3.3V 输出电压。同时电路中还采用了金升阳公司 F1205XT-2WR2 型号的 DC/DC 模块电源，输入电压同样为 12V，两个模块输出电压分别为 5V 和 -5V。但是与 K7805-2000L 不同的是，该电源模块拥有 3kVdc 等级的隔离能力，应用于需要隔离供电的电路。上述提到的各种电压等级的稳定直流电压可以分别给驱动电路芯片、采样电路芯片等提供稳定的电压。

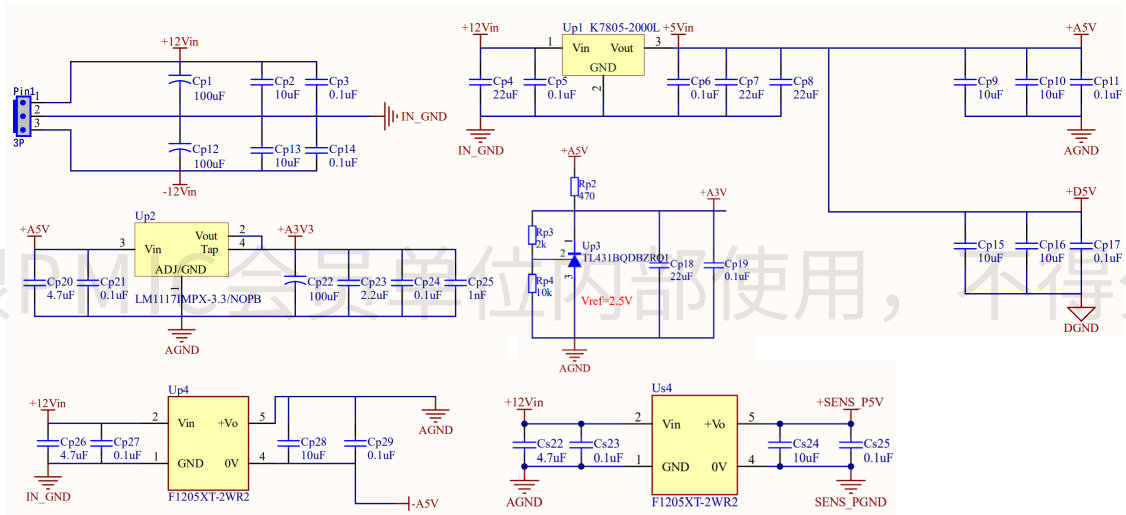


图 4-5 辅助电源电路原理图

4.3 基于 PLECS 的仿真验证

图 4-6 所示为宽电压范围 LLC 变换器 PLECS 仿真模型图。为了验证本文第三章中所提出的电路拓扑和设计方法，根据得到的电路参数基于 PLECS 仿真软件搭建了该仿真模型。其中，MOS 管的等效电容依据 IPZ60R017C7 不同输入电压下的寄生电容分别进行设置。

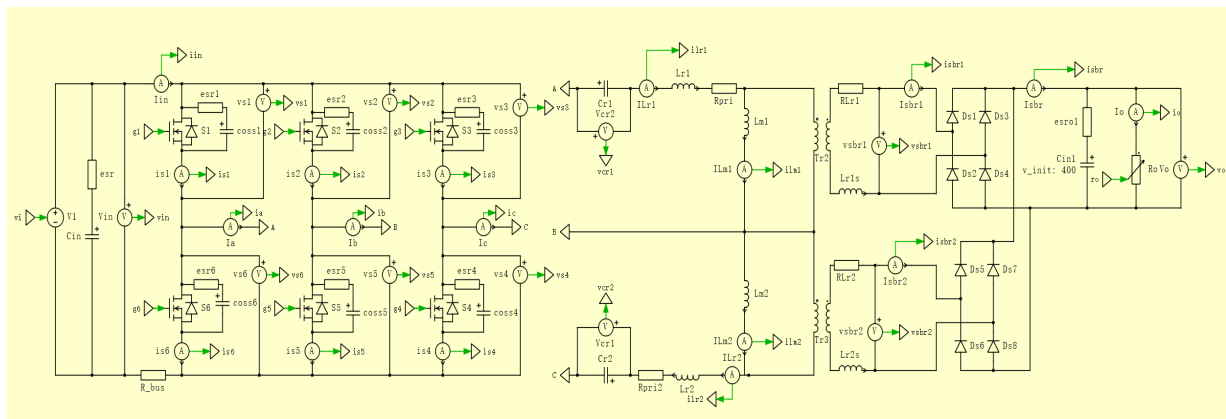


图 4-6 宽电压范围 LLC 变换器 PLECS 仿真模型图

图 4-7 所示为满载的前提下，系统输入电压分别为 100V 和 400V 时的稳态仿真波形。由图可知，当谐振腔工作于并联模式时，两个谐振腔的电流电压波形对称相等；当谐振腔工作于串联模式时，两个谐振腔的电流电压波形完全一致。与第三章中的原理相对应。同时，通过波形可知所有开关管均可实现 ZVS-ON，验证了参数设计模型的准确性和有效性。

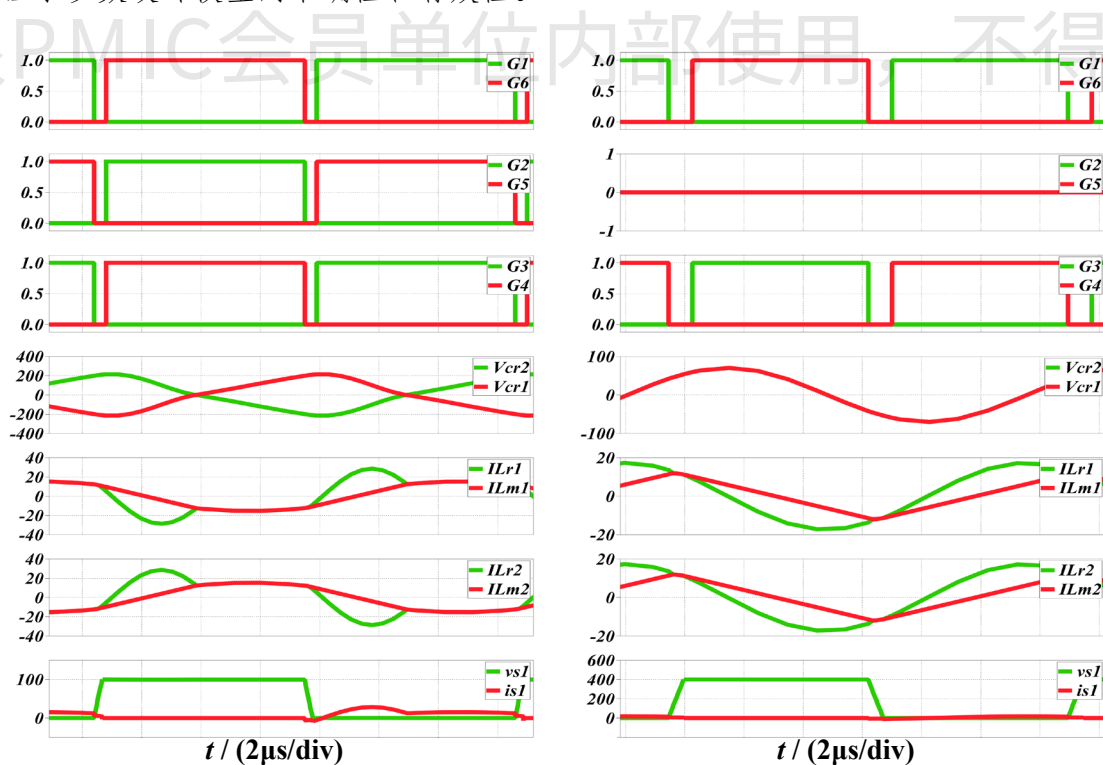
(a) $V_{in}=100V$ ，并联模式(b) $V_{in}=400V$ ，串联模式

图 4-7 稳态仿真波形

图 4-8 所示为输入电压为 200V 时，变换器由谐振腔串联模式切换到谐振腔并联模式的仿真波形，通过采用先暂停后切换的模式切换策略，在保证电压跌落较小的前提下实现平滑的模式过渡。

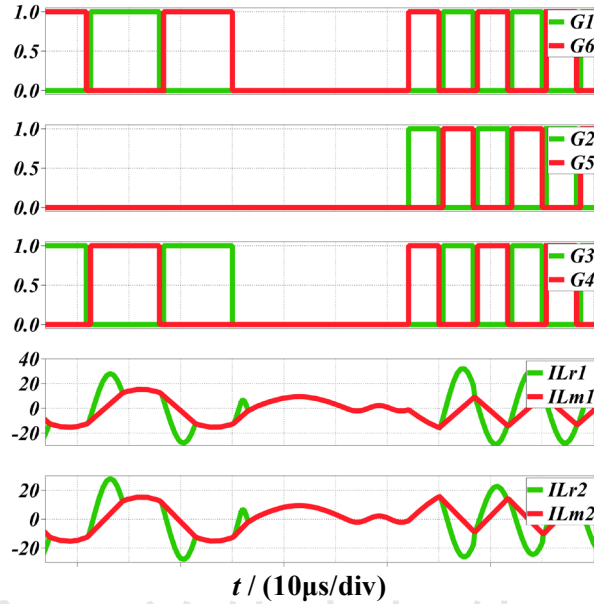


图 4-8 模式切换仿真波形 ($V_{in}=200V$ ，串联切换至并联)

4.4 实验结果与分析

4.4.1 关键工作点波形

图 4-9 所示分别为半载和满载且输入电压最小时，即工作条件为 $V_{in}=100V$ ， $V_o=400V$ ， $P_o=1.5kW$ 以及 $P_o=3kW$ 的样机测试波形图。由图可知，在输入电压为 100V 时，样机工作于谐振腔并联模式，两个谐振腔中的电流 i_{Lr1} 与 i_{Lr2} 始终对称。由于两个谐振腔参数完全一致，经过良好的设计，能够实现二者之间较好的均流效果。此时变换器两个谐振腔的增益均为 2，开关频率接近 70kHz，变换器在 PO 工作模式下即欠谐振状态运行，较低的输入电压导致谐振腔中电流较大。对比满载和半载时的样机测试波形可知，满载时样机的谐振电流峰值和有效值均相对较大，电路传输的能量相对较高。半载时样机在开关周期结束时刻，MOS 管的关断电流较大，同时由于受到电路中寄生电感的影响，导致关断时刻的驱动信号 V_{gs} 会存在一定的震荡，而在满载时，MOS 管的关断电流较小，该震荡有明显减小，不

过关断时刻的驱动信号的震荡对电路的 ZVS-ON 实现没有影响。

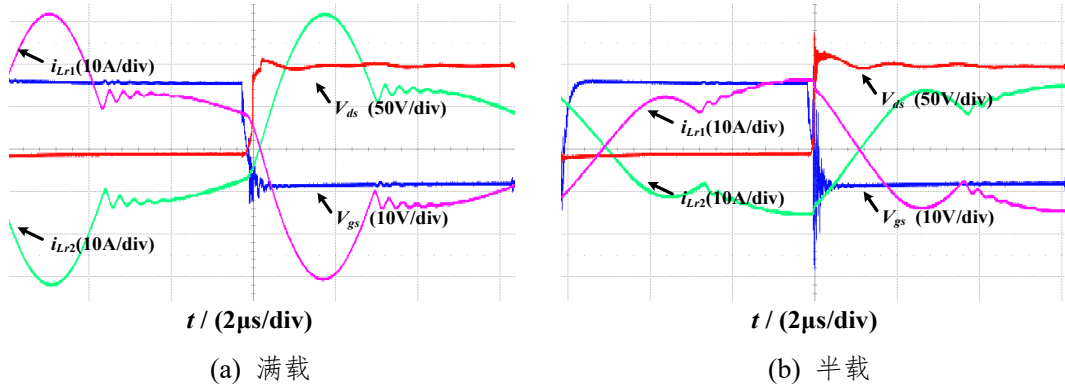


图 4-9 样机典型工作条件下测试波形 ($V_{in}=100V$, $V_o=400V$, $P_o=3kW$ & $P_o=1.5kW$)

图 4-10 所示分别为半载和满载且输入电压最大时,即工作条件为 $V_{in}=400V$, $V_o=400V$, $P_o=1.5kW$ 以及 $P_o=3kW$ 的样机测试波形图。由图可知,在输入电压为 400V 时,样机工作于谐振腔串联模态,两个谐振腔中的电流 i_{Lr1} 与 i_{Lr2} 完全一致,两路谐振电流之间的均流效果同样较好。此时变换器两个谐振腔的增益均为 1,开关频率接近 150kHz,变换器在 P 工作模式下即谐振点附近运行。由于输入电压较高,导通时电流有效值较小,同时样机工作在谐振点附近,因此该工作条件下整体效率较高。满载和半载时,样机 MOS 管的关断电流相差不大,且均小于谐振电流的峰值,因此受到电路中寄生电感的影响相对较小,关断时刻驱动信号的震荡也相对较小。

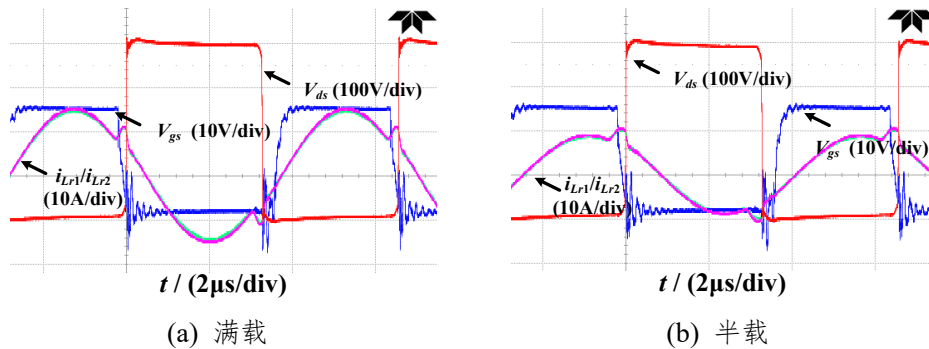


图 4-10 样机典型工作条件下测试波形 ($V_{in}=400V$, $V_o=400V$, $P_o=3kW$ & $P_o=1.5kW$)

图 4-11 所示为满载工作条件下全输入电压范围内 MOS 管 S_1 的驱动信号 V_{gs} 和对应的漏源电压信号 V_{ds} 的放大波形图。其中,红色的信号为 MOS 管漏源电压信号 V_{ds} ,蓝色的信号为 MOS 管驱动信号 V_{gs} 。从波形中可以看到,当 MOS 管导

通之前 (V_{gs} 信号的上升沿), MOS 管的漏源电压 V_{ds} 总是经过谐振电感电流对寄生电容的充放电作用先下降到了零, 所以该 MOS 管开通时刻的电压为零。这也就意味着在全输入电压范围下变换器均能实现 ZVS-ON, 验证了参数设计中对软开关约束条件的有效性。

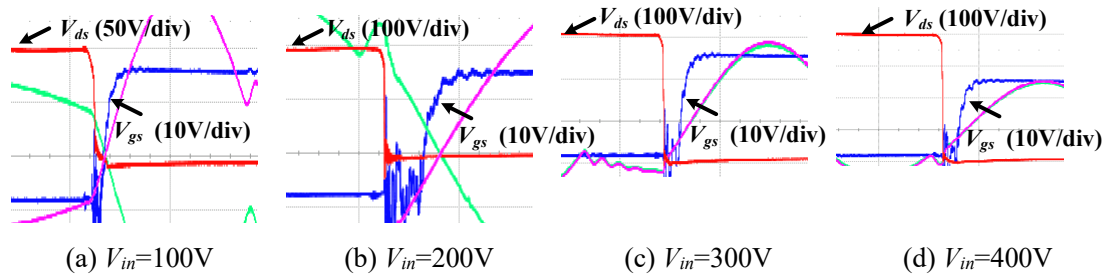


图 4-11 样机全输入电压范围内软开关条件测试波形 ($P_o=3kW$)

4.4.2 模态切换方法验证

图 4-12 和图 4-13 所示分别为模态切换点即输入电压为 200V 时, 变换器谐振腔由串联模态切换到并联模态和变换器谐振腔由并联模态切换到串联模态的驱动测试暂态波形图。

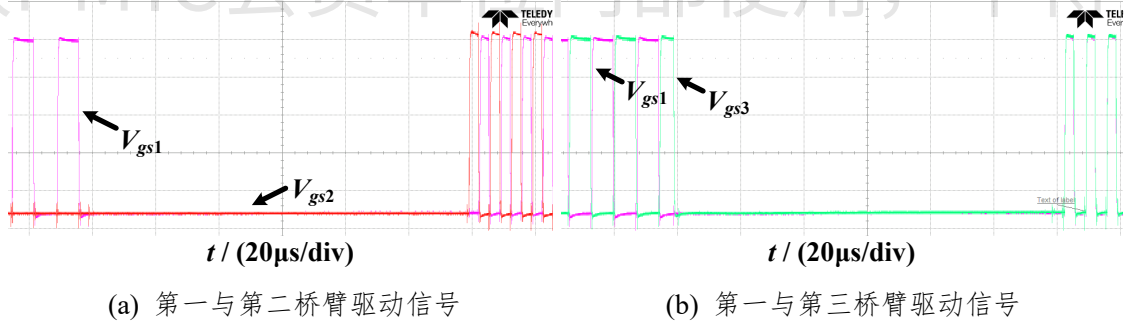


图 4-12 串联模态切换至并联模态样机驱动暂态波形 ($V_{in}=200V$)

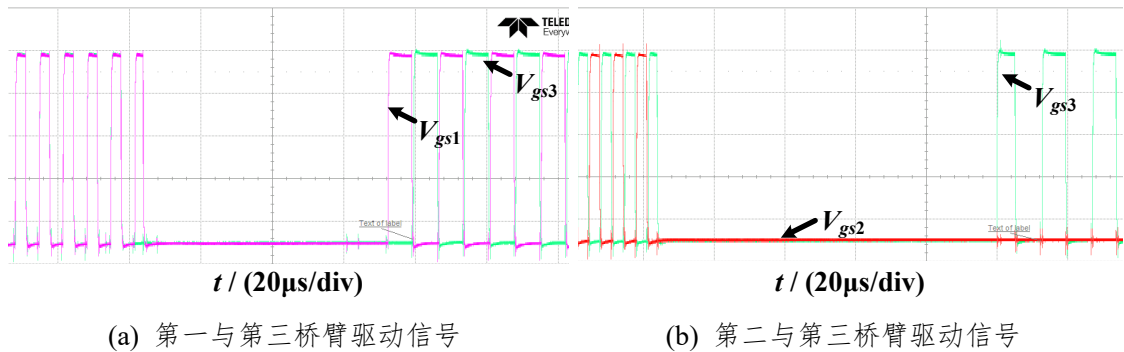


图 4-13 并联模态切换至串联模态样机驱动暂态波形 ($V_{in}=200V$)

由图 4-12 和图 4-13 可知, 谐振腔工作于并联模态时, 原边第一桥臂和第三桥臂上管即 MOS 管 S_1 、 S_3 的驱动信号完全相同且与第二桥臂上管 S_2 的驱动信号互补导通; 而谐振腔工作于串联模态时, S_1 、 S_3 的驱动信号反相, 且 S_2 始终关断, 验证了通过 DSP 控制生成所需 PWM 信号策略的有效性。

同时, 不管是在由并联模态切换到串联模态还是由串联模态切换到并联模态的暂态过程中, 切换前后所有 MOS 管的驱动信号均正常工作。而且在切换的暂态过程中, 所有开关管能够始终保持关断状态, 不会有误开通的现象存在。同时, 虽然在切换前的关断时刻和切换后的开通时刻, 由于 DSP 程序存在一定的延时, 三路驱动信号关断与导通瞬态略有差异, 但是经过一个周期的调整, 都能够重新实现驱动信号的同步, 而且在切换过程中完全不存在同一桥臂的上管和下管同时导通的现象, 导致电路的失控。综上所述, 验证了采用先暂停数个开关周期再完成模态之间切换策略的可行性。

图 4-14 和图 4-15 所示为满载条件下模态切换点即输入电压为 200V 时, 变换器模态切换前后电路稳态测试波形图。由图可知, 在模态切换前后, 输入电压为 200V 时, 不管是处于并联模态还是串联模态, 变换器均能够正常运行, 谐振腔电流波形良好, 电路均能够实现 ZVS-ON, 验证了基于时域分析法参数设计的准确性。

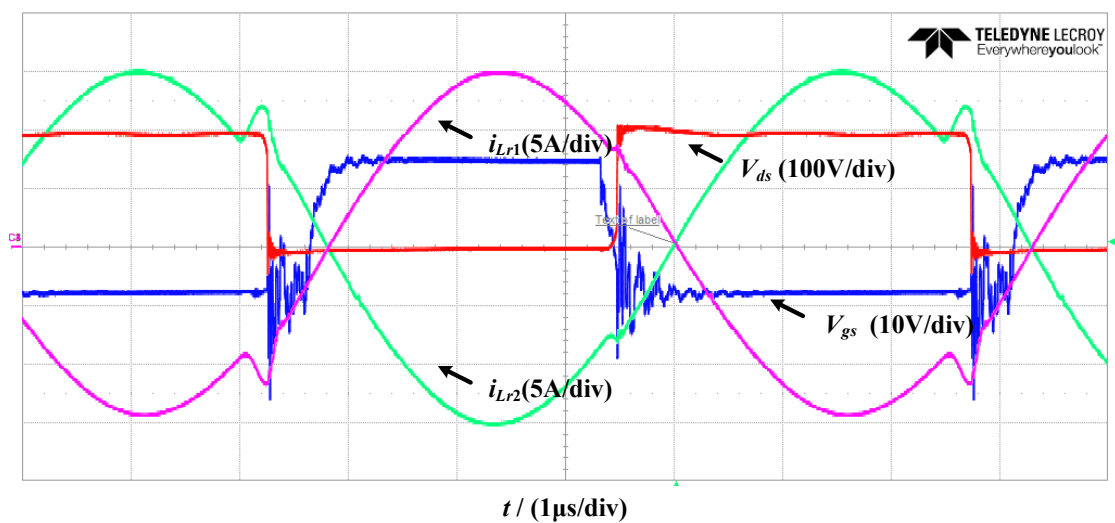
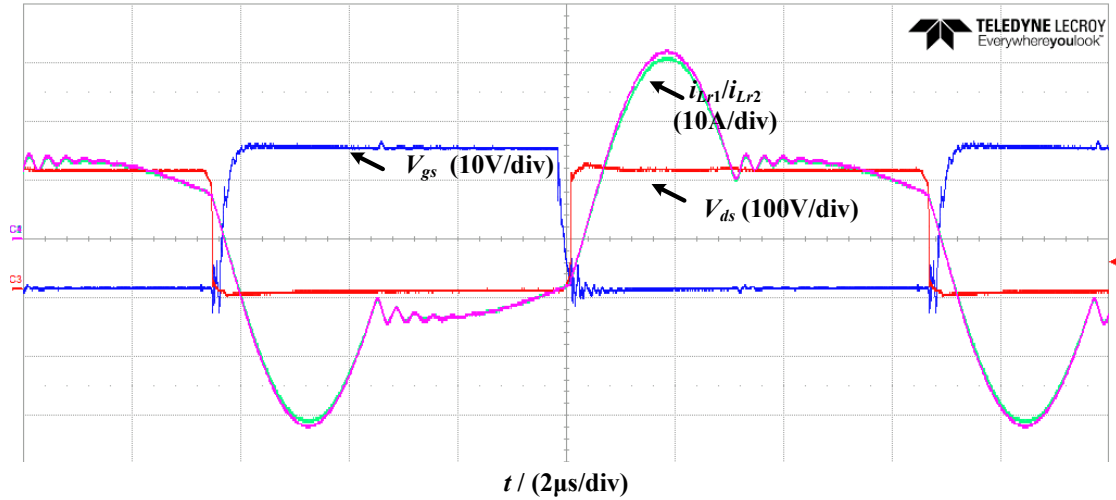


图 4-14 样机工作于谐振腔并联模态的测试波形 ($V_{in}=200V$)

图 4-15 样机工作于谐振腔串联模态的测试波形 ($V_{in}=200V$)

4.4.3 性能与指标

图 4-16 所示为满载条件下，输出电压与输出电流的样机纹波测试波形图。由图可知，在满载条件下，通过示波器 AC 耦合的方式测量样机的输出电压，虽然由于电压较高，观测到的输出电压纹波会受开关频率的噪声影响出现一定的尖刺，但是真实的样机输出电压纹波约为 500mV，满足设计指标要求。同时，在满载条件下，通过示波器 AC 耦合的方式测量样机的输出电流，虽然同样会受到噪声的干扰，波形中出现一定的尖刺，但是真实的样机输出电流纹波约为 50mA，对电路工作与信号传递的干扰较小，能够保证变换器正常运行。

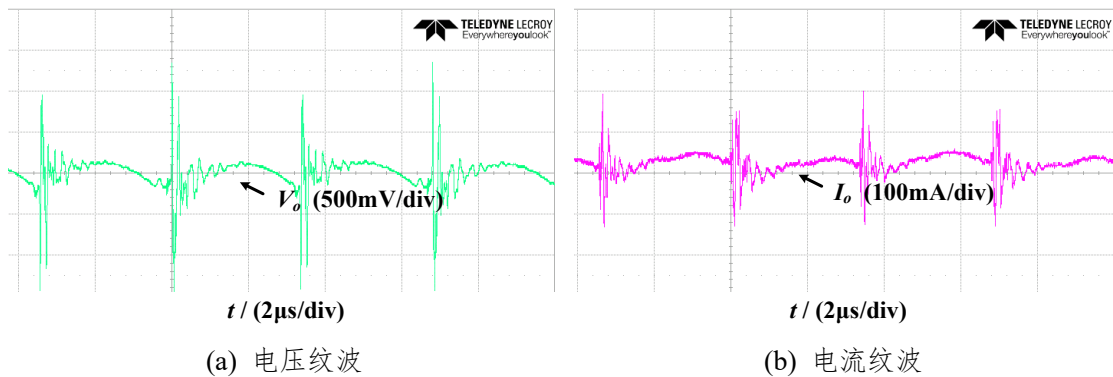
图 4-16 样机工作于满载条件下纹波测试波形 ($P_o=3kW$)

图 4-17 所示为全输入电压范围内测试得到的样机效率曲线。由图可知，满载时的下样机的整体效率均高于半载时的整体效率。在满载条件下，样机在全输入

电压范围的效率均达到了 95% 以上，而在大部分的工作区域内，样机整体效率能够达到 96.5% 以上。当工作条件为 $V_{in}=400V$ ， $V_o=400V$ ， $P_o=3kW$ 时，样机效率达到峰值，约为 97.38%。

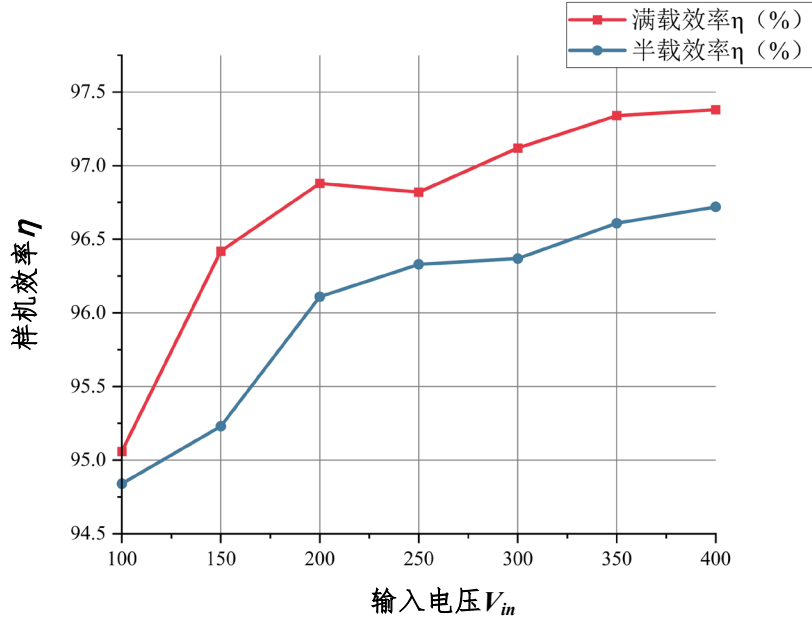


图 4-17 全输入电压范围样机效率测试曲线 ($P_o=3kW$ & $P_o=1.5kW$)

4.5 本章小结

本章首先介绍了一台 3kW 多模态宽电压范围的 LLC 变换器样机主功率电路的硬件设计和元器件选型，通过采用变压器的漏感作为谐振电感的方式，实现了变压器的磁集成以及漏感能量回收利用，进一步提高了变换器整体的功率密度；分别介绍了样机驱动电路、采样电路、辅助电源电路的具体设计和芯片选型；基于 PLECS 仿真软件对提出的电路拓扑进行了仿真验证，验证了参数设计方法的准确性和模态切换策略的有效性；给出了样机在典型工作条件下的样机测试波形，证明了样机在全输入电压范围内均能够正常工作，并且也均能够实现 ZVS-ON；给出了样机在模态切换过程中和切换前后的测试波形，进一步验证了参数设计方法的准确性和模态切换策略的有效性；给出了样机在变输入电压、变负载条件下的效率曲线，验证了其全输入范围内均高效率工作的特性。

5 总结与展望

5.1 总结

由于 LLC 谐振变换器具有高效率和高功率密度的优点，被广泛应用于风力发电、太阳能发电、数据中心供电、航天器电源等场景，但通常存在电压适用范围窄的缺点。虽然已经存在变拓扑或模式的控制策略、两级拓扑级联等解决方案，但随着不同应用对变换器性能更高的需要，高效率 and 宽电压范围仍然是一对难以调和的矛盾。基于上述问题，本文开展了如下工作：

1、首先，本文对比研究了基波等效法、拓展型基波等效法与时域分析法这三种针对 LLC 谐振变换器的原理分析方法，深入研究了基于此得到的变换器频率-增益模型，并通过仿真来验证了模型的准确性。由于时域分析法得到的变换器增益误差最小，并且能够得到电路中电流电压波形的详细信息，还能够借助 MATLAB 软件批量运算，因此本文最终选择了基于时域分析法进行参数设计。

2、在此基础上，本文提出了一种多模态宽电压范围的 LLC 电路拓扑及模式切换方案，分析了谐振腔工作于串联模态和并联模态时的电路原理。设计了输入电压较高时采用串联，输入电压较低时采用并联的控制策略。建立了变换器整体损耗评估模型，并基于损耗评估模型优化设计了谐振腔参数，实现了对全输入电压范围内所有工作点软开关约束条件的校验。

3、最后，本文设计并搭建了一台 3kW 的多模态宽电压范围 LLC 谐振变换器样机，并分别进行了仿真和实验验证。结果表明，样机能够在全输入电压范围内工作，并且兼具有高效率 and 软开关的特性。在满载工作条件下，峰值效率达到了 97.38%，验证了参数优化设计方法和模式切换策略的可行性。

5.2 后续研究工作展望

适合宽电压范围的 LLC 谐振变换一直是工业界和学术界的研究热点，在本文研究的基础上，研究工作仍存在深入和细化的空间：

1、由于实际电路中，两个谐振腔参数是基于手绕变压器得到的，会存在一定误差。因此，在谐振腔工作于并联模态时，参数略微的不一致就会导致不均流问题产生。考虑到参数的偏差，通过控制策略来实现并联均流的相关方案有待进一步研究

2、为了简化设计并且便于控制，本文采用了先暂停后切换的方案实现两个模态之间的切换，虽然由于过渡过程较短，输出电压跌落不明显，但如何实现更为平滑的切换策略仍有待进一步研究，如通过基于轨迹控制算法实现单周期的快速切换。

3、本文第三章理论分析中的损耗评估模型对参数设计时损耗进行预估，为简化计算，采用了较为简化的损耗模型，考虑到磁元件损耗的复杂性，本文对感性元件的损耗仅仅是通过对不同磁芯的测量得到的经验系数来预估，准确性较差。在后续研究中，综合磁元件损耗研究的最新成果，研究并建立更为精确的损耗评估模型，为变换器的优化设计提供准确依据。

参考文献

- [1] 中华人民共和国中央人民政府. 习近平主持召开中央财经委员会第九次会议[EB/OL]. (2021-03-25).
- [2] Davis S J, Lewis N S, Matthew S, et al. Net-zero emissions energy systems[J]. Science, 2018, 360(6396):eaas9793.
- [3] 肖先勇,郑子萱. “双碳”目标下新能源为主体的新型电力系统: 贡献、关键技术与挑战[J].工程科学与技术,2022,54(01):47-59.
- [4] 舒印彪,陈国平,贺静波,张放.构建以新能源为主体的新型电力系统框架研究[J].中国工程科学,2021,23(06):61-69.
- [5] 刘振亚.实现碳达峰、碳中和的根本途径[J].电力设备管理,2021(03):20-23.
- [6] Singh A K, Kumar S, Singh B. Solar PV Energy Generation System Interfaced to Three Phase Grid With Improved Power Quality[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, PP(99):1-1.
- [7] Nirmal M, Jayaprakash P. Realization of Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Based Grid Integrated Solar Energy System With Band Stop Generalized Integral Control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, PP(99):1-1.
- [8] Ye L, Zhang C, Tang Y, et al. Hierarchical Model Predictive Control Strategy Based on Dynamic Active Power Dispatch for Wind Power Cluster Integration[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 34(6):4617-4629.
- [9] M. Yin, Y. Xu, C. Shen, J. Liu, Z. Y. Dong and Y. Zou, Turbine Stability-Constrained Available Wind Power of Variable Speed Wind Turbines for Active Power Control[J], IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(3): 2487-2488.
- [10] Park M H, Jeong Y, Rorrer R, et al. Hold-up Time Extension Method for LLC Resonant Converter by Detecting Operation Region[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, PP(99):1-1.
- [11] Wang H, Yang C, Peng F, et al. An LLC Converter family with Auxiliary Switch for Hold Up Mode Operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(6):4291-4306.

- [12] Jr H, O'Neill M J, Eskenazi M. Photovoltaic options for increased satellite power at lower cost[C]// World Conference on Photovoltaic Energy Conversion. IEEE, 2004.
- [13] 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.
- [14] Li H, Bai L, Zhang Z, et al. A 6.6 kW SiC bidirectional on-board charger[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2018: 1171-1178.
- [15] 缪哲语. 高功率宽范围 *LLC* 谐振变换器研究[D]. 浙江大学, 2021.
- [16] K. Shi, D. Zhang, Z. Zhou, M. Zhang, D. Zhang and Y. Gu, A Novel Phase-Shift Dual Full-Bridge Converter With Full Soft-Switching Range and Wide Conversion Range[J], IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11):7747-7760.
- [17] 阮新波. 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术[M]. 科学出版社, 2013.
- [18] Cho I, Cho K, Kim J, et al. A New Phase-Shifted Full-Bridge Converter With Maximum Duty Operation for Server Power System[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12):3491-3500.
- [19] Krismer F, Kolar J W. Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7):2745-2760.
- [20] 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 PE, 2014, 29(8):4091-4106.
- [21] Shi H, Sun K, Wu H, et al. A Unified State-Space Modeling Method for a Phase-Shift Controlled Bidirectional Dual-Active Half-Bridge Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, PP(99):1-1.
- [22] Feng W, Lee F C, Mattavelli P, et al. A universal adaptive driving scheme for synchronous rectification in *LLC* resonant converter. IEEE Transactions on

- Power Electronics, 2012, 27(8): 3775–3781.
- [23] Liang Z, Guo R, Li J, et al. A high-efficiency PV module integrated DC/DC converter for PV energy harvest in FREEDM systems. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(3): 897–909.
- [24] Mishima T, Mizutani H, Nakaoka M. A Sensitivity-Improved PFM *LLC* Resonant Full-Bridge DC–DC Converter With LC Antiresonant Circuitry[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016:1-1.
- [25] Liu C, Xu X, He D, et al. Magnetic-Coupling Current-Balancing Cells Based Input-Parallel Output-Parallel *LLC* Resonant Converter Modules for High-Frequency Isolation of DC Distribution Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10):6968-6979.
- [26] Wen H, Gong J, Zhao X, et al. Analysis of Diode Reverse Recovery Effect on ZVS Condition for GaN-Based *LLC* Resonant Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, PP(12):1-1.
- [27] Liang Z, Rong G, Wang G, et al. A new wide input range high efficiency photovoltaic inverter[C]// 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2010.
- [28] 李菊, 阮新波. 全桥 *LLC* 谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(04):72-79.
- [29] 林辉品. 宽范围 *LLC* 谐振变换器的研究[D]. 浙江大学, 2020.
- [30] 顾亦磊. 集成模块电源拓扑标准化的研究. 浙江大学电气工程学院 浙江大学, 2008.
- [31] 陈威. DC-DC 变流器的柔性变拓扑研究[D]. 浙江大学电气工程学院 浙江大学, 2009.
- [32] Kim B C, Park K B, Moon G W. Asymmetric PWM Control Scheme During Hold-Up Time for *LLC* Resonant Converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7):2992-2997.
- [33] Yeon C O, Lee J B, Lee I O, et al. Wide ZVS Range Asymmetric Half-Bridge Converter With Clamp Switch and Diode for High Conversion Efficiency[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5):2862-2870.

- [34] 金科, 阮新波. 复合式全桥三电平 *LLC* 谐振变换器[J]. 中国电机工程学报, 2006(03):53-58.
- [35] Dhanalakshmi R, Sundararaman K, Gopalakrishnan M. Asymmetric dual half-bridge PWM-FM converter with quad regulated outputs[C]// 2011 3rd International Conference on Electronics Computer Technology. 0.
- [36] 蒋天一. 高功率密度 DC/DC 电源模块控制的设计与研究[D]. 浙江大学, 2020.
- [37] HU H, Fang X, CHEN F, et al. A modified high-efficiency *LLC* converter with two transformers for wide input-voltage range applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1946-1960.
- [38] Sun W, Xing Y, Wu H, et al. Modified High-efficiency *LLC* Converters with Two Split Resonant Branches for Wide Input-Voltage Range Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017:1-1.
- [39] Xing Y, Huang L, Cai X, et al. A combined front end DC/DC converter[C]// 2003.
- [40] Han J K, Kim J W, Moon G W. A High-Efficiency Asymmetrical Half-Bridge Converter With Integrated Boost Converter in Secondary Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017:1-1.
- [41] Kim D K, Moon S C, Yeon C O, et al. High-Efficiency *LLC* Resonant Converter With High Voltage Gain Using an Auxiliary LC Resonant Circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10):6901-6909.
- [42] Chen Y, Wang H, Hu Z, et al. LCLC Converter with Optimal Capacitor Utilization for Hold Up Mode Operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, PP:1-1.
- [43] Lee J B, Kim J K, Baek J I, et al. Resonant Capacitor On/Off Control of Half-Bridge *LLC* Converter for High-Efficiency Server Power Supply[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(9):5410-5415.
- [44] Wang H, Li Z. A PWM *LLC* Type Resonant Converter Adapted to Wide Output Range in PEV Charging Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017:1-1.
- [45] Tang X, Wu H, Zhao J, et al. A Family of Half-Bridge *LLC* Resonant Converters with Auxiliary Switches for Hold-Up Operation[J]. IET Power Electronics, 2019,

12(6).

- [46] Jeong Y, Lee M S, Park J D, et al. Hold-up Time Compensation Circuit of Half-Bridge *LLC* Resonant Converter for High Light-load Efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, PP(99):1-1.
- [47] Bhat A K S. A generalized steady-state analysis of resonant converters using two-port model and Fourier-series approach[J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 1998, 13(1):142-151.
- [48] Forsyth A J, Ward G A, Mollov S V. Extended Fundamental Frequency Analysis of the LCC Resonant Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(6):1286-1292.
- [49] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 中国电力出版社, 2006.
- [50] 官力. *LLC* 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的研究[D]. 华中科技大学, 2006.
- [51] 陆治国, 余昌斌. 基于 FHA 的 *LLC* 变换器稳态分析[J]. 低压电器, 2007, 17: 9-16.
- [52] Foster, M. P, Gould, et al. Analysis of CLL Voltage-Output Resonant Converters Using Describing Functions[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2008.
- [53] Huang H. FHA-based voltage gain function with harmonic compensation for *LLC* resonant converter[C]//2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2010: 1770-1777.
- [54] Forsyth A J, Ward G A, Mollov S V. Extended Fundamental Frequency Analysis of the LCC Resonant Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(6):1286-1292.
- [55] Ivensky G, Bronshtein S, Abramovitz A. Approximate analysis of resonant *LLC* DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11):3274-3284.
- [56] Liu J, Zhang J, Zheng T Q, et al. A Modified Gain Model and the Corresponding Design Method for an *LLC* Resonant Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, PP(99):1-1.
- [57] Lazar J F, Martinelli R. Steady-state analysis of the *LLC* series resonant converter[C]// IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition. IEEE,

2001.

- [58] Liu T, Zhou Z, Xiong A, et al. A novel precise design method for *LLC* series resonant converter[C]//INTELEC 06-Twenty-Eighth International Telecommunications Energy Conference. IEEE, 2006: 1-6.
- [59] Fang X. Analysis and design optimization of resonant DC-DC converters[D]. University of Central Florida, 2012.
- [60] 胡海兵, 王万宝, 孙文进, 等. *LLC* 谐振变换器效率优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18):9.
- [61] Fang X, Hu H, Chen F, et al. Efficiency-Oriented Optimal Design of the *LLC* Resonant Converter Based on Peak Gain Placement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5):2285-2296.
- [62] Infineon, IPZ60R017C7 datasheet[EB/OL].https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPZ60R017C7-DS-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d46253a864fe0153cc275c6b7da2
- [63] Wang K, Tian M, Li H, et al. An improved switching loss model for a 650V enhancement-mode GaN transistor[C]// Power Electronics Conference. IEEE, 2017.

作者简历及在学期间所取得的科研成果

作者简历

2016.9-2020.6 本科 浙江大学 电子信息工程

2020.9-2023.6 硕士 浙江大学 电气工程

攻读硕士学位期间学术成果

以第一作者身份发表 EI 收录会议论文 1 篇：

- [1] Chen Y, Yang D, Shao S, Zhang J. Optimal Design of *LLC*-based Isolated Single-Stage PFC Converter// 2022 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), Guangzhou,Guangdong, China, 2022, pp. 1649-1654.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传