

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级:

学 号: 21510215

浙江大学

硕士专业学位论文



中文论文题目: 一种基于半桥 LLC 的兆赫兹

RDCX 变换器研究

英文论文题目: Research on a MHz RDCX Converter

Based on Half Bridge LLC Topology

申请人姓名: 张乐

指导教师: 吴新科

合作导师:

专业学位类别: 工程硕士

专业学位领域: 电气工程

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2018 年 6 月 1 日

一种基于半桥 LLC 的兆赫兹

RDCX 变换器研究



论文作者签名: 张乐

指导教师签名: 吴新科

论文评阅人 1: 董伯藩\教授\浙江大学电气工程学院

评阅人 2: 姚文熙\副教授\浙江大学电气工程学院

评阅人 3: 陈 怡\教授\浙江工业大学

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: 杭丽君\教授\杭州电子科技大学

委员 1: 张军明\教授\浙江大学电气工程学院

委员 2: 吴新科\教授\浙江大学电气工程学院

委员 3: 吕征宇\教授\浙江大学电气工程学院

委员 4: 姚文熙\副教授\浙江大学电气工程学院

委员 5: _____

答辩日期: 2018 年 6 月 13 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：张乐 签字日期：2018 年 6 月 25 日

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

学位论文版权使用授权书

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

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：张乐 导师签名：朱新科

签字日期：2018 年 6 月 25 日 签字日期：2018 年 6 月 25 日

本论文研究工作受国家重点研发计划项目 **(2017YFB0402804)**资助。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

致谢

浙里的三年求学时光即将结束，但是自我的成长仍在继续。在论文的结尾，首先要对我的导师吴新科教授表示衷心的感谢，吴老师在科研工作上的认真负责让我深深佩服，老师对科研的态度指引着我一直前进。记得吴老师常说一个人的态度决定高度，永远不要让自己处在舒适区，当你感觉不到压力的时候正是你最危险的时候，要时刻寻求突破，敢于怀疑自己，质疑自己。这些警句时刻陪伴着我，无论身处何地，必将感谢吴老师作为导师作为长辈给予的谆谆教诲！

感谢董伯藩教授在科研过程中给予的指导和帮助，董老师深厚的电子学功底解决了我们太多的疑惑，在董老师的耐心解惑之后总能有茅塞顿开的感觉，祝您身体健康！感谢周大姐在日常生活和科研上对我们的帮助，您的忙碌让我们能够专注科研，无后顾之忧，祝您家庭幸福，万事如意！

感谢陈慧师姐的帮助，从我刚进实验开始不厌其烦地指导，在科研路上为我扫除了太多的障碍。感谢黄华高、秦伟、戈现勉、徐晨汀、严阳、董泽政、吕海军、蓝桂星、刘邵凯、李海燕、刘天骥等师兄师姐的帮助，祝大家前程似锦，早日实现各自理想！

感谢同级的杨金旭、赵臣凯，共同学习的三年时光短暂，但是同学之间的友谊长存！祝大家前程似锦，一帆风顺！

感谢韩阅、张思亮、邱凯、周宗杰、施鸿波、吴贤、虞乃鹏、张博诚、康培林、吴嘉文、李光灿等师弟师妹曾给予的帮助，祝各位科研顺利，多发文章，前程似锦！

最后感谢我的父母，免除了我在学期间的后顾之忧，让我能无忧无虑地去追求自己想要从事的事业。

张乐

2018年5月于浙大玉泉

摘要

随着现代化信息技术的高速发展，数据中心的规模和能耗迅速增加。采用高压直流供电架构并直接将服务器供电模块集成到主板上，可以显著提高服务器系统的供电效率和功率密度。为了实现供电模块的板上集成，DC-DC 模块需要满足高效率、高功率密度的要求，同时具有输出电压调节功能。LLC 谐振变换器因其原副边开关管的软开关特性，很容易实现 MHz 的开关频率，满足高功率密度和高效率的要求。但是高频 LLC 存在输出电压调节难题，并且随着负载增加，软开关特性可能会丢失。

在传统的零电压（ZVS）条件设计过程中，通常将开关桥臂死区时间内的电路，等效为励磁电流给原边开关管结电容充放电。但是通过对 LLC 工作模态的详细分析发现，在高频情况下，副边整流管提前导通导致励磁电流被输出电压源旁路，并且随着负载增加，励磁电流越早被旁路，从而严重影响原边开关管的 ZVS。因此，本文通过对 LLC 工作于谐振点的电路模态的分析，建立了高频 LLC 的 ZVS 功率和谐振参数边界模型，并通过实验验证了模型的准确性。基于该 ZVS 边界模型，高频 LLC 采用调频方式调节输出电压时，频率的变化范围太宽，导致了磁元件尺寸和效率优化的困难。

当 LLC 工作在直流变压器（DCX）时具有高效率、高功率密度的优势，为了实现输出电压调节，通常采用 DCX 级联可调 DC-DC 的两级方案。但是两级方案使得系统的效率和功率密度大打折扣，所以本文充分利用 LLC 工作在 DCX 的优势，通过在 DCX 中串联可控电压源来实现输出电压调节。该可调直流变压器（RDCX）方案中，绝大部分输入功率直接通过 DCX 处理，仅有小部分输入功率通过两级处理实现输出电压调节，保证了电路的高效率和高功率密度优势。文中详细设计了输入电压 360V-400V，输出电压 12V，满载功率 750W 的 RDCX 样机参数，通过实验验证了该 RDCX 方案。

关键词：LLC 谐振变换器，MHz 频率，ZVS 条件，RDCX

Abstract

With the fast development of modern information technology, the scale and energy consumption of data centers are increasing rapidly. Using high voltage DC power supply architecture and integrating server power modules directly onto the motherboard can significantly increase the power efficiency and power density of the server system. In order to realize the on-board integration of the power supply module, the DC-DC module needs to meet the requirements of high efficiency and high power density, and also meet the requirement of output voltage regulation. The LLC resonant converter can operate in MHz frequency due to the soft switching characteristics of primary and secondary switches, which can meet the requirements of high power density and high efficiency. However, there exist problems with output voltage regulation of high frequency LLC, and the soft switching characteristics may be lost as the load increases.

The traditional zero voltage (ZVS) analysis is based on the equivalent circuit during the dead time of the primary switches. The magnetic inductance acts as a constant current source to charge and discharge the junction capacitance of primary switches. However, the magnetic current will be bypassed by the output voltage source due to the forward conduction of the secondary rectifier. And as the load increases, the magnetic current is bypassed earlier. As a result, the ZVS of the primary switches is seriously affected. Therefore, this paper detailed analyzes the circuit modes when LLC operates at the resonant frequency in MHz condition. The ZVS power and resonance parameters boundary model is established and the accuracy of the model is verified by experimental results. Based on the ZVS boundary model, when the high frequency LLC adopts frequency modulation methods to adjust the output voltage, the frequency variation range is too wide. Therefore, there exists potential problem for the magnetic size and efficiency optimization.

When the LLC operates as a DC transformer (DCX), it has the advantages of high efficiency and high power density. In order to achieve output voltage regulation, a two-stage scheme of DCX cascaded regulated DC-DC is generally adopted. However, the two-stage scheme greatly reduces the efficiency and power density of the system. Therefore, this paper makes full use of the advantages of the DCX, and the output voltage regulation is achieved by a controllable voltage source in DCX. In the regulated DCX (RDCX) scheme, most of the input power is directly processed by DCX. Only a small part of the input power is processed by two-stage to achieve

output voltage regulation, and as a result, high efficiency and high power density of RDCX are ensured. A RDCX prototype with an input voltage of 360V-400V, output voltage of 12V and full load power of 750W is built in this paper, and the RDCX scheme is verified by experimental results.

Key words: LLC resonant converter, MHz frequency, ZVS condition, RDCX

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

插图清单

图 1-1 中国数据中心年市场规模和年耗电量统计.....	3
图 1-2 传统交流母线供电架构.....	4
图 1-3 高压直流母线供电架构.....	4
图 1-4 高压母线变流器集成到服务器板上结构图.....	4
图 1-5 电源模块集成到主板示意图.....	5
图 1-6 低压大电流输出场合的变压器原理图.....	6
图 1-7 两级级联结构.....	7
图 1-8 两级结构和单级结构效率曲线对比 ^[1]	7
图 2-1 半桥 LLC 电路拓扑.....	10
图 2-2 开关周期内波形图.....	11
图 2-3 开关周期内模态图.....	11
图 2-4 恒流源充放电等效电路图.....	12
图 2-5 谐振腔波形.....	13
图 2-6 死区时间内详细波形图.....	15
图 2-7 死区时间内模态图.....	15
图 2-8 死区时间内等效简化电路图.....	16
图 2-9 模态 1 中 u_{Lm} 和 u_{ds1} 波形.....	16
图 2-10 模态 2 等效叠加电路.....	18
图 2-11 模态 2 等效电路的波形.....	19
图 2-12 A 与 U 值大小与 C_r 之间的关系.....	20
图 2-13 u_{ds2} 的叠加情况.....	20
图 2-14 死区时间内关键参数波形.....	21
图 2-15 原边开关管 ZVS 的边界.....	22
图 2-16 实验和理论计算 ZVS 的边界对比.....	22
图 2-17 考虑副边寄生电容的半桥 LLC 拓扑.....	23
图 2-18 考虑副边寄生电容的死区时间波形.....	23
图 2-19 死区时间模态图.....	23
图 2-20 死区模态等效简化电路图.....	24
图 2-21 励磁电感电压 u_{Lm} 的叠加情况 ($C_{r3} < C_{r2} < C_{r1}$).....	27
图 2-22 模态 2 等效叠加电路.....	28
图 2-23 模态 2 等效电路的波形.....	29
图 2-24 A 、 U 值大小与 C_r 之间的关系.....	30
图 2-25 u_{ds2} 的叠加情况.....	30
图 2-26 死区时间内关键参数波形.....	31
图 2-27 原边开关管 ZVS 的边界.....	32
图 2-28 ZVS 指导设计曲线.....	33
图 2-29 实验样机图片.....	33
图 2-30 实验验证 ZVS 的实验点.....	34
图 2-31 ZVS 边界实验验证.....	34
图 2-32 ZVS 边界实验波形.....	35
图 3-1 LLC 仿真增益图.....	38
图 3-2 串联可控电压源实现输出调节的电路简化图.....	38

图 3-3 RDCX 电路简化图	39
图 3-4 输入电压突变时的电压和功率分布示意图	40
图 3-5 RDCX 电路原理图和工作波形	41
图 3-6 电路模态图	42
图 3-7 变压器结构	45
图 3-8 采用 UI 磁芯的变压器绕组结构	46
图 3-9 DMR51W 磁损密度曲线	46
图 3-10 绕组结构示意图	47
图 3-11 变压器单元图	48
图 3-12 变压器损耗随磁柱形状 R 和绕组宽度 a 的关系	49
图 3-13 变压器损耗与尺寸和磁柱形状之间的关系	50
图 3-14 变压器损耗随 R 的变化关系	50
图 3-15 变压器损耗和尺寸曲线	51
图 3-16 RDCX 变压器结构示意图	52
图 3-17 简化的电路原理图	52
图 3-18 RDCX 样机图片	53
图 3-19 360V 输入电压的实验波形图	53
图 3-20 380V 输入电压的实验波形图	54
图 3-21 400V 输入电压的实验波形图	54
图 3-22 输出电压在负载跳变时的动态波形图	55
图 3-23 输出电压在输入电压切换时的动态波形图	55
图 3-24 额定输入电压 380V 的样机效率与两级效率对比	56

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

附表清单

表 2-1 电路参数列表..... 22

表 2-2 考虑副边寄生电容的电路参数列表..... 32

表 2-3 样机详细参数..... 33

表 3-1 增益仿真详细参数..... 38

表 3-2 实验样机详细参数..... 53

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目次

致谢	I
摘要	II
Abstract	III
插图清单	V
附表清单	VII
目次	1
1 绪论	3
1.1 论文研究背景	3
1.2 高压直流母线变流器研究现状	5
1.2.1 LLC 谐振拓扑高效率功率密度优势	5
1.2.2 高功率密度高效率电源模块的输出电压调节问题	6
1.2.3 LLC 谐振变换器的 ZVS 问题	8
1.3 本论文主要研究内容	8
2 高频 LLC 的 ZVS 分析	10
2.1 传统 LLC 的 ZVS 分析	10
2.1.1 LLC 工作原理介绍	10
2.1.2 LLC 的 ZVS 分析	12
2.2 LLC 不考虑副边寄生电容的 ZVS 分析	13
2.2.1 死区工作模态分析	13
2.2.2 不考虑副边寄生电容的 ZVS 模型	16
2.3 LLC 考虑副边寄生电容的 ZVS 分析	23
2.3.1 考虑副边寄生电容的死区模态分析	23
2.3.2 考虑副边寄生电容的 ZVS 模型	24
2.4 实验结果验证	33
2.5 本章小结	36
3 高频 RDCX 变换器研究	37
3.1 高频 LLC 频率调节问题	37
3.2 高频 RDCX 变换器工作原理	38

3.2.1 RDCX 拓扑结构	38
3.2.2 RDCX 调压原理分析	39
3.2.3 RDCX 工作模态分析	40
3.2.4 RDCX 电路参数设计	42
3.3 RDCX 高频变压器设计	44
3.4 实验结果	52
3.5 本章小结	56
4 总结与展望	57
参考文献	58
作者简历及在学期间所取得的科研成果	60

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

1 绪论

1.1 论文研究背景

近年来,随着信息技术与计算机数据业务的高速发展,国内巨大的互联网客户对网络服务器的数据中心需求在飞速增长^[1]。数据中心规模的增加导致其耗电量在迅速增长^[2],其发展规模面临新的问题和挑战^[3]。据相关数据统计^[4,5,6],我国数据中心每年的电力消耗量在不断增长,如图 1-1 中曲线所示,年消耗量从 2011 年的 569 亿度增长到 2016 年超过 1200 亿度,这个数字已经超过三峡大坝 2016 年全年的总发电量(约 1000 亿度)。同时从图 1-1 中的柱状图看到,我国的数据中心的市场规模从 2011 年的 171 亿元增长到了 2016 年的 729 亿元。从增长的趋势来看,未来数据中心的年耗电量和市场规模将会以更飞速的比例增长^[7]。所以,在现代化信息时代的驱使下,各类数据中心的电能消耗已成为工业用电的一个不可忽视的部分。在可持续发展和绿色环保节能的大趋势下,解决大规模数据中心的能耗工作变得越发重要。

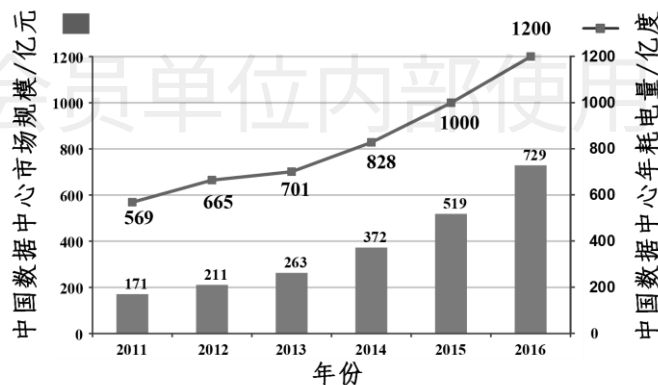


图 1-1 中国数据中心年市场规模和年耗电量统计

数据中心的供电架构与服务器系统的能耗、效率和可靠性密切相关。传统的数据中心采用如图 1-2 所示的交流供电架构,交流电网经过交流 UPS 通过整流(AC-DC)和逆变(DC-AC)两级变换得到交流母线电压,再经过 AC-DC 和 DC-DC 两级变换得到低压母线,给服务器主板供电。这种供电架构需要对电能进行多次交直流转换,因此其系统可靠性和效率均较低,电能转换效率一般在 85%左右^[8]。

为了提高数据中心供电架构的稳定性和传输效率,出现了高压直流供电系统(HVDC)概念^[9,10]。HVDC 供电架构的系统框架如图 1-3 所示。电网侧的交流母线电压经过直流 UPS,直接将交流母线电压通过 AC-DC 转换成高压直流母线(400V 左右)。高压直流母线电压经过功率分配模块(PSU)直接配电至直流服务器机架电源所需的低压母线。

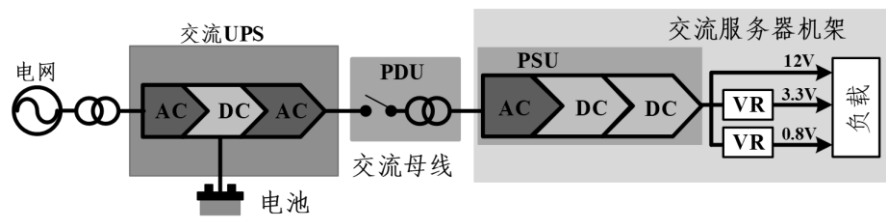


图 1-2 传统交流母线供电架构

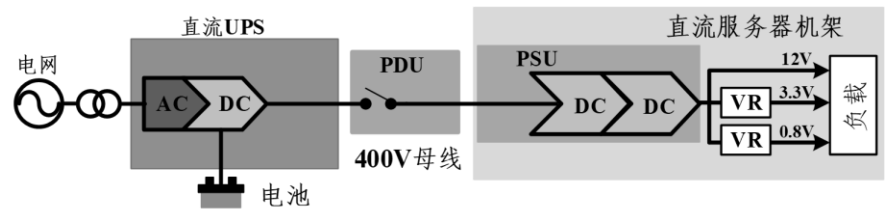


图 1-3 高压直流母线供电架构

HVDC 供电架构相对于传统交流母线供电架构，减少了 UPS 部分的 DC-AC 变换环节和服务器机架电源的 AC-DC 变换环节。所以 HVDC 的系统可靠性和系统传输效率显著提高，系统供电效率高达 90% 以上^[8]。因此本文的研究内容主要是针对采用高压直流母线供电的数据中心系统，进行母线变流器模块电源的设计。

在 HVDC 供电架构中由于母线电压是 400V 左右的高压，相比于传统的交流母线电压，直流服务器供电电源模块不需要对工频能量进行缓冲和存储，所以可以省去体积庞大的缓冲电容和电感，进而减小电源模块的尺寸。未来母线变流器的发展趋势是将 400V 高压母线直接接入直流服务器主板的供电端口，省却机柜内部的 12V 汇流母排，极大限度减小汇流母排上的线路损耗，提高服务器系统的供电效率。但是考虑到服务器主板的面积和高度的制约，在有限的空间内将电源模块嵌入到服务器主板，对电源模块功率密度和效率提出了巨大挑战。如图 1-4 是将高压直流母线变流器集成到服务器主板的结构框图，具体实现方式参照如图 1-5 所示效果，其中椭圆形框内即供电电源模块。

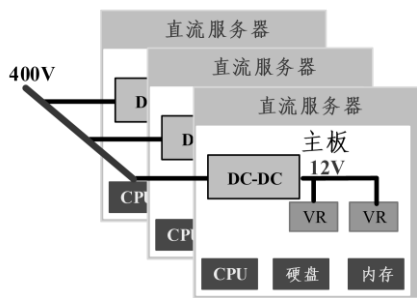


图 1-4 高压母线变流器集成到服务器板上结构图

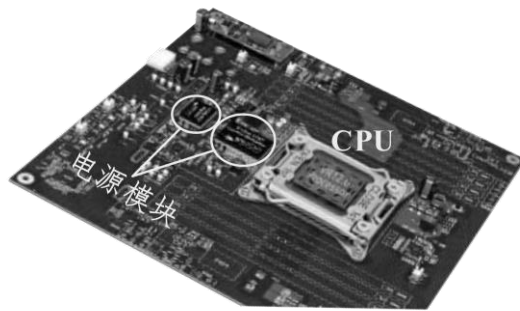


图 1-5 电源模块集成到主板示意图

1.2 高压直流母线变流器研究现状

1.2.1 LLC 谐振拓扑高效率、高功率密度优势

为了实现电源模块服务器板上集成，提高电源模块的功率密度是首要挑战。提高电源模块功率密度的一个有效的方法是提高电路的工作频率，提高频率可以显著减小无源器件例如电容、电感的尺寸。因此高频变换器的相关研究成为高功率密度模块电源的研究热点。

宽禁带器件氮化镓 (GaN) 的出现为电源的高频化提供了基础，因为 GaN 器件具有超快的开关速度和低导通电阻的优势。文献^[11,12,13]研究对比了 MHz 工作频率条件下基于传统 Si 器件和 GaN 器件的软开关损耗对比，研究发现基于 GaN 器件设计的器件相关损耗比 Si 器件小 40%-50%。因为 GaN 器件与传统 Si 器件相比，具有导通电阻低，门极电荷小，输出等效结电容小等优势，所以在高频工作时能发挥 GaN 器件的优势。

LLC 谐振变换器自 21 世纪初以来被广为使用^[14]。因为 LLC 的原边开关管在全负载范围内能实现零电压开通 (ZVS)，同时原边开关管在较小的励磁电流关断，关断损耗几乎可以忽略。因此 LLC 的开关损耗几乎不受频率影响且可以忽略，所以电路可以工作在较高的频率并保证较高的效率，为电源模块的高功率密度奠定了基础。同时 LLC 结合 GaN 器件的高速开关特性，可以进一步提高电路的工作频率来获得更高功率密度，同时具有较高的效率。因此 LLC 具备母线变流器所需的高效高功率密度的要求。

基于高频 LLC 研究的另一个重点是磁元件的优化设计。为了实现母线变流器的服务器板上集成，需要考虑高频条件下电源模块的损耗发热问题。在低压大电流输出应用场合，随着频率变高，变压器的损耗占据绝大部分。所以在高频 MHz 大电流输出的应用场合，需要对变压器进行优化设计来减小变压器部分的损耗。

文献^[15]提出了基于 GaN 器件的全桥 LLC 的一种变压器结构优化设计, 高频条件下平面变压器的绕组的等效交流系数与绕组排布结构密切相关, 通过文中提出的交错并联排布方式能有效减小绕组的交流等效电阻, 从而降低变压器的铜损。在低压大电流输出场合, 为了减小大电流造成的损耗, 可以通过并联变压器副边绕组和整流器件数量的方式来实现。最直接的并联方式如图 1-6(a)所示^[16], 先将变压器副边绕组和 SR 分别进行并联, 再将并联的绕组和并联的 SR 串联进行整流。此方式可以一定程度上减小变压器副边绕组和 SR 的等效电阻, 但是此结构存在着潜在的问题。由于变压器副边绕组并联的连接汇流端子是交流, 在此交流汇流端子处会产生极大的端子损耗; 同时 SR 在并联时存在严重的均流问题, 如果不做均流控制无法保证并联 SR 的分流效果。为了解决交流连接端子处的损耗问题, 将并联点从交流侧移至直流侧如图 1-6(b)所示, 即变压器副边绕组与 SR 先串联整流, 然后在直流侧进行并联^[17]。并联汇流端子为直流, 因此可以有效减小连接端子的损耗。但是该整流结构中副边绕组和 SR 的并联结构较为复杂, 通常采用多块 PCB 在直流侧并联。但是多块 PCB 之间并联时, 变压器的高度大大增大, 且置于 PCB 中间的器件散热存在问题。为了避免多块 PCB 叠板的缺点, 将变压器从纵向的叠板平铺到水平的并联, ^[18,19,20]提出了矩阵变压器的概念, 如图 1-6(c)所示。此变压器结构不仅解决了在交流侧并联的交流端子的损耗, 也避免了纵向叠板制约变换器高度的限制。文中提出的矩阵变压器结构针对低压大电流应用场合, 可以有效减小副边电流分配。同时该结构可以有效减小变压器绕组的交流等效电阻和变压器的漏感。对高频变压器的损耗和封装尺寸之间的制约关系建立了具有指导意义的数学模型, 本文的变压器设计在该指导设计的基础上进行。

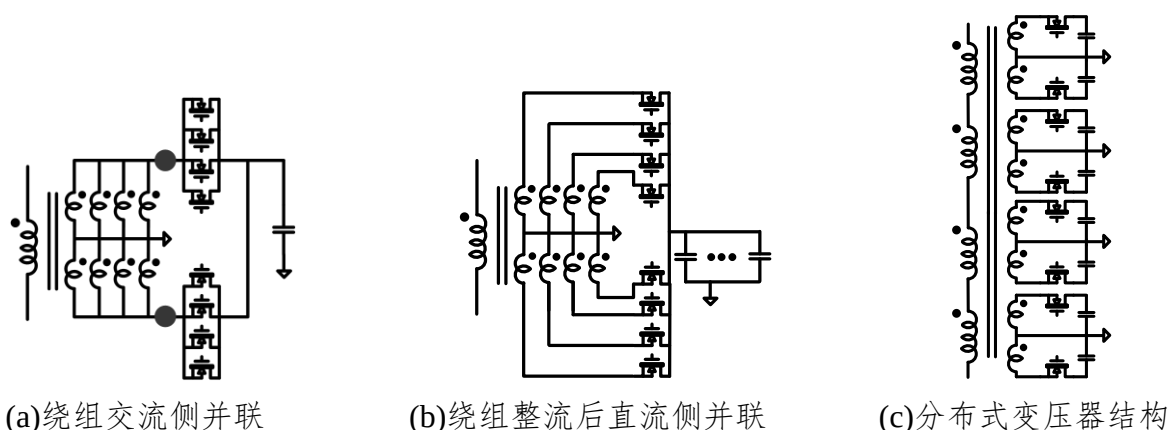


图 1-6 低压大电流输出场合的变压器原理图

1.2.2 高功率密度高效率电源模块的输出电压调节问题

在高压直流母线电压变化或者负载电流变化时,母线变流器需要具有输出电压调节能力。上述对 LLC 的研究工作主要集中在 LLC 工作在直流变压器(DCX)的变压器的优化设计,来获得最佳的功率密度和效率,但是输出电压不具有调节能力。为了解决上述的 DCX 模块电源的输出电压的调节能力,通常是采用两级级联的结构,即在 DCX 后接一级输出电压可反馈调节的模块电源^[21]。两级级联结构如图 1-7 所示,高压母线先经过隔离不调整的 DCX 得到中间母线电压,在后级级联通过脉冲宽度调制(PWM)的电压闭环反馈调节的 DC-DC 电路实现输出电压的稳定。但是采用两级结构方案,输入功率会被两级电路处理,所以该方案的功率密度和效率都会显著下降。图 1-8 是根据 vicor 公司的产品数据手册绘制得到的单级电源模块和两级级联的效率对比。虽然每个单级电源模块的效率很高达到 97%以上,但是输入功率经过两级变换后的效率只有 95%左右,而且两级结构也严重影响了模块电源的功率密度。

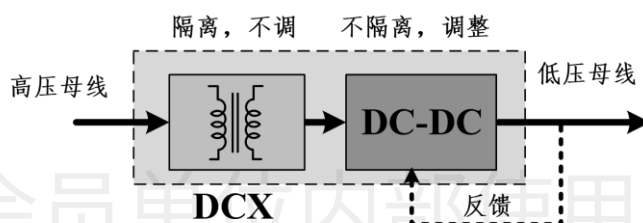
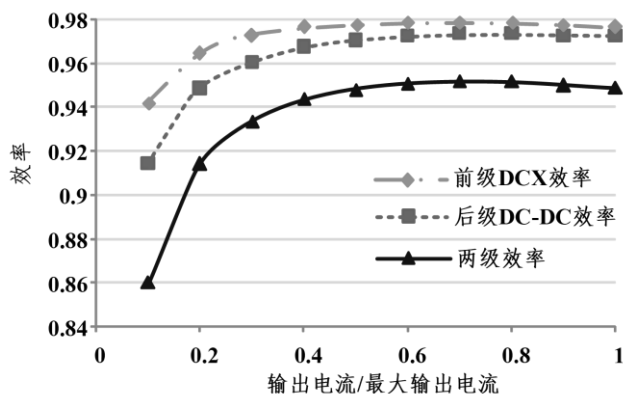


图 1-7 两级级联结构

图 1-8 两级结构和单级结构效率曲线对比^[22,23]

LLC 具有升降压的电压增益特性,在 MHz 以下频率范围内通常采用频率调节方案实现输出电压调节,但是在 MHz 开关频率几乎没有采用频率调节方式来调节输出电压。其中的原因多样化,首先没有现成的 MHz 模拟控制芯片可用,SR 的控制芯片也受频率限制。其次,采用数字控制可以解决模拟芯片和 SR 控制算法的缺点,但是 MHz 的 LLC 调频方

案依然不够成熟。因此，本文一部分工作旨在分析高频 LLC 调频控制方式存在的潜在问题。

1.2.3 LLC 谐振变换器的 ZVS 问题

关于 LLC 的 ZVS 问题，已有文献做了相关研究。其中^[24,25]是传统的 ZVS 设计方法，将死区时间内的励磁电感等效为恒流源给原边开关管的输出结电容进行充放电。根据电路的参数规格，调节励磁电感和死区时间之间的关系来实现开关器件的 ZVS。但是由于开关器件输出结电容的非线性，使得上述设计方法存在一定的误差，文献^[26]考虑了开关器件输出结电容的非线性特性，结合上述的 ZVS 分析方法对励磁电感和死区时间进行了调整。但是该设计方法没有考虑到副边整流器件的寄生电容对原边开关管的充放电电流的影响，文献^[27]分析了副边整流器件的寄生电容对电路工作模态的影响，并且对 LLC 工作在不同的工作模式下的 ZVS 问题进行了研究。从对 LLC 进行基波等效（FHA）分析的角度，文献^[28]提出了一种通过 FHA 对 LLC 的 ZVS 分析预测的方法，但是当电路在 MHz 高频条件下工作时，仅考虑开关频率的基波分量并不能准确表征谐振腔的电流。当 LLC 工作在宽电压变化范围时，需要考虑其最恶劣的 ZVS 工作点，文献^[29]指出，ZVS 的最恶劣的情况出现在最高输入电压和最低输出电压的空载条件。但是在满足了该点的 ZVS 条件下，当电路工作在额定工作条件时，ZVS 所需充放电能量过剩，谐振腔电流的均方根值将增大，影响电路的工作效率。针对高频工作时的 ZVS 问题，文献^[30]在 LLC 工作于谐振点时的工作模态进行了详细分析。在死区时间内，分析了因为死区时间过长，在原边开关管完成充放电之后，谐振腔谐振电感和谐振电容反谐振到电流反向时，开关管输出结电容将会被反向充电，从而失去 ZVS 的情况。

但是，上述对于 ZVS 的分析都是基于一个假设条件，即在死区时间内默认给开关管输出结电容充放电的电流不变。这一假设条件在 MHz 工作频率条件下不再具有指导意义，由于高频条件下死区时间内的电路工作模态更为复杂，考虑到副边整流器件的输出结电容的影响，需要对电路的工作模态进行更详细的分析才能更准确得到 MHz 工作频率的 ZVS 模型。

1.3 本论文主要研究内容

通过对高频模块电源的调研，发现 LLC 具有高效高功率密度潜质，可用于高压直流母线供电架构的电源模块集成。目前的高频 LLC 工作在 DCX 时具有最佳工作特性，但是

不具有输出电压调节能力。LLC 本身可以通过调频方式来实现输出电压的调节能力，但是在 MHz 频率，该方案并未被成熟采用，因此，本文将探索高频 LLC 采用调频控制方式存在的潜在问题。因此，为了实现输出电压的调节能力并保证 DCX 的最佳工作特性，本文将对高频可调直流变压器（RDCX）进行研究。

本论文的内容主要安排如下：

第一章，回顾了高频模块电源的研究背景和国内外研究现状，选择 LLC 作为高频母线变流器拓扑，以期达到高效高功率密度输出调节的要求。

第二章，详细分析了 LLC 在 MHz 频率工作时的死区模态，修正了高频 LLC 的 ZVS 模型，揭示了 ZVS 与电路工作参数之间的制约关系，并通过实验验证了模型的准确性。

第三章，在第二章的 ZVS 模型条件下，分析了高频 LLC 采用频率调节方式存在的不足。因此，为了实现输出电压的调节能力并保证 DCX 的最佳工作特性，对输出可调的 LLC 高频变换器即 RDCX 进行研究。并通过实验验证了 RDCX 工作原理。

第四章，对本论文工作进行总结，并对后续问题进行展望。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

2 高频 LLC 的 ZVS 分析

2.1 传统 LLC 的 ZVS 分析

2.1.1 LLC 工作原理介绍

半桥 LLC 的电路拓扑如图 2-1 所示，变压器原边是半桥逆变结构，变压器副边是中心抽头整流结构。LLC 电路有三个谐振元件，谐振电感 L_r ，谐振电容 C_r 和励磁电感 L_m ，电路工作存在两个谐振频率。当变压器副边整流器件导通时，励磁电感 L_m 被输出电压箝位，不参与谐振，所以谐振频率 f_r 由谐振电容 C_r 和谐振电感 L_r 决定如式(2-1)。当变压器副边整流器件处于关断状态时，励磁电感 L_m 不再被箝位，电路谐振频率 f_p 由 C_r 、 L_r 和 L_m 三元件决定如(2-2)^[14]。

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

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

根据电路的工作频率 f_s 的大小，电路会有三种工作状态。当开关频率小于谐振频率 f_r ($f_p < f_s < f_r$) 时，LLC 工作在断续模式，当副边整流器件导通时 L_r 和 C_r 谐振，谐振频率为 f_r ；当副边整流器件关断后，励磁电感 L_m 加入谐振，谐振频率为 f_p 。当开关频率大于谐振频率 ($f_s > f_r$) 时，LLC 工作在连续模式，整个谐振过程励磁电感 L_m 被输出电压箝位，不参与谐振，变压器副边电流连续。当开关频率等于谐振频率 ($f_s = f_r$) 时，LLC 工作在临界模式，变压器副边电流临界连续。

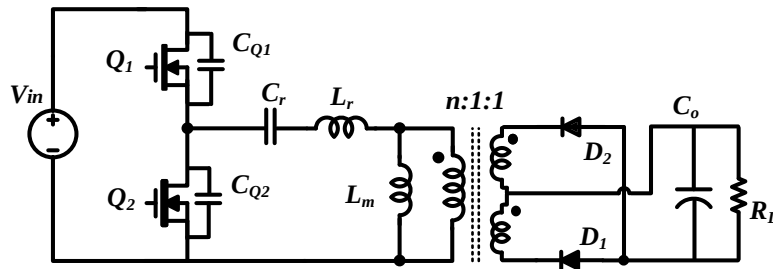


图 2-1 半桥 LLC 电路拓扑

以 LLC 电路工作在谐振频率为例进行模态分析。LLC 工作在谐振点的电路关键参数波形图如图 2-2 所示，其中， V_{gs_Q1} 和 V_{gs_Q2} 是原边桥臂上下管的驱动信号， V_{ds_Q2} 是原边

桥臂中点的电压波形, i_{Lr} 是谐振腔电流, i_{Lm} 是励磁电流, i_{D1} 和 i_{D2} 是副边整流器件电流, t_{dead} 是桥臂上下管的死区时间。一个开关周期内根据原边开关管的开通时序将电路分为四个模式, 因为正负半周期工作状态互补, 只对半个周期内的两个工作模式进行分析。

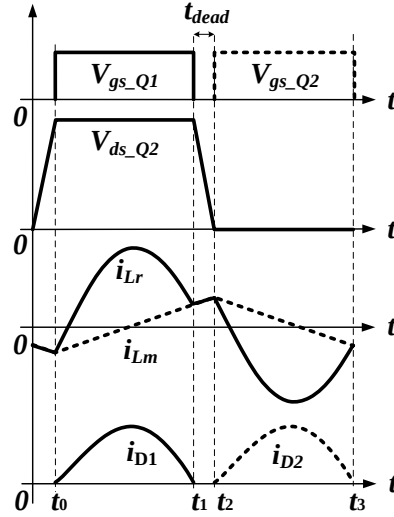


图 2-2 开关周期内波形图

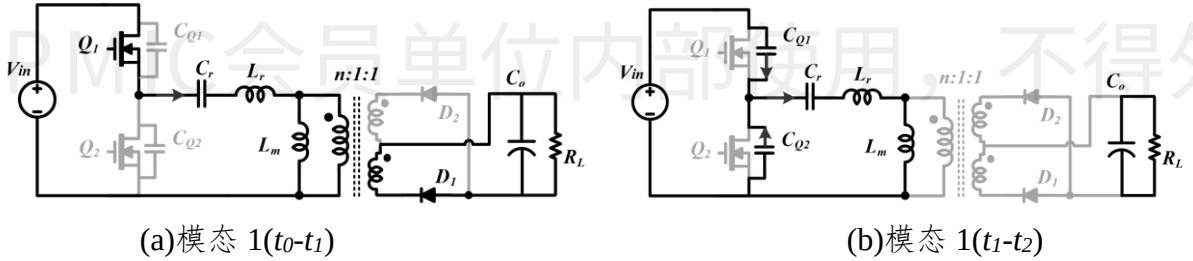


图 2-3 开关周期内模式图

模式 1(t_0-t_1): t_0 时刻, 原边开关管 Q_1 开通, 谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 谐振, 输入功率通过变压器传到负载。此模式过程中副边整流管 D_1 导通, 励磁电感 L_m 被输出电压箝位到 nV_o 。电路模式图如图 2-3(a) 所示。当 t_1 时刻谐振腔电流 i_{Lr} 与励磁电流 i_{Lm} 相等时, 副边整流管 D_1 关断, 此模式结束。

模式 2(t_1-t_2): 此模式是原边开关管 Q_1 和 Q_2 的换流模式。 t_1 时刻, 原边开关管 Q_1 关断。励磁电流 i_{Lm} 对原边开关管寄生电容 C_{Q1} 和 C_{Q2} 进行充放电。此模式过程中副边整流管均处于关断状态, 励磁电感 L_m 参与谐振, 在励磁电感 L_m 远大于谐振电感 L_r 的条件下, 将励磁电流 i_{Lm} 等效为恒流源对寄生电容进行线性充放电。电路模式图如图 2-3(b) 所示。在 t_2 时刻, 副边整流管 D_2 导通, 此模式在 t_2 时刻结束。

上述为半个周期内的电路工作模式分析, 另半个周期的工作模式与此互补, 不再赘述。

2.1.2 LLC 的 ZVS 分析

上述原边开关管的死区时间模态即模态 2，是为了实现原边管的 ZVS。此模态过程中励磁电感 L_m 参与谐振，当满足励磁电感 L_m 远大于谐振电感 L_r 条件时，三元件谐振的谐振频率 f_p 会远小于 f_r ，因此可以将励磁电流 i_{Lm} 等效为恒流源对寄生电容进行线性充放电^[24]。

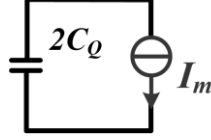


图 2-4 恒流源充放电等效电路图

该模态等效简化电路图如图 2-4 所示，传统的 ZVS 设计原则是根据电路参数规格选取开关器件并确定电路的工作频率，再根据死区时间内励磁电流对原边开关管寄生电容充放电来设计励磁电流 I_m 和死区时间 T_d ，如(2-3)所示。

$$Q_{mag} = I_m \cdot T_d \geq V_{in} \cdot 2C_Q \quad (2-3)$$

其中， Q_{mag} 是死区时间 T_d 内励磁电流 I_m 提供的充放电电荷， V_{in} 是输入电压， C_Q 是原边开关管的寄生电容。ZVS 条件为励磁电流提供的充放电电荷大于等于原边开关管寄生电容完成充放电所需的电荷。励磁电流 I_m 的表达式如式(2-4)。

$$I_m = \frac{n \cdot V_o}{4 \cdot f_r \cdot L_m} \quad (2-4)$$

其中， n 是变压器的匝比， V_o 是输出电压， L_m 是励磁电感。因为在谐振点工作时 LLC 的电压增益比近似为 1，即 $n \cdot V_o = 0.5V_{in}$ 。联立(2-3)，(2-4)两式可得满足 ZVS 条件的励磁电感 L_m 和死区时间 T_d 之间的关系式如式(2-5)。

$$L_m \leq \frac{T_d}{16 \cdot f_r \cdot C_Q} \quad (2-5)$$

由于副边整流器件的寄生电容在死区时间内也需要励磁电流 I_m 提供充放电所需的电荷，所以 Q_{mag} 需要调整为关系式(2-6)^[27]。

$$Q_{mag} \geq Q_{pri} + Q_{sec} \quad (2-6)$$

其中， $Q_{pri} = 2C_Q \cdot V_{in}$ ， $Q_{sec} = 2C_{eq} \cdot V_{in}$ ， C_{eq} 是副边结电容折算到变压器原边的电容，如式(2-7)。 C_{sec} 是副边整流器件的寄生电容。

$$C_{eq} = \frac{2C_{sec}}{n^2} \quad (2-7)$$

所以, 考虑到副边整流器件的寄生电容对 ZVS 的影响, 励磁电感 L_m 和死区时间 T_d 之间的关系式如式(2-8)。

$$L_m = \frac{V_{in} \cdot T_d}{16 \cdot f_r \cdot Q_{mag}} \quad (2-8)$$

上述 ZVS 分析的基本原则是, 原副边开关器件的寄生电容所需的充放电电荷在死区时间 T_d 内一直通过励磁电流 I_m 恒流源提供。在该假设条件下, 并未考虑到 LLC 的工作频率, 输出功率, 谐振参数等因素对死区时间 T_d 内的模态影响, 所以该设计方法只能大概估计 ZVS 实现条件, 在 MHz 高频条件下不再具有指导意义。文章接下来将详细分析死区模态建立更为准确的 ZVS 模型。

2.2 LLC 不考虑副边寄生电容的 ZVS 分析

2.2.1 死区工作模态分析

为了简化电路分析, 当谐振电容 C_r 远大于开关管结电容 C_{ds} 时, 假设谐振电容 C_r 上的电压 u_{Cr} 保持不变。死区时间内将谐振电容 C_r 作为恒压源 U_{Cr0} 处理。

如图 2-5 所示是谐振腔电流和电压波形图。其中 i_{Lr} 为原边谐振腔电流, i_{Lm} 为励磁电流, $i_{Lr}-i_{Lm}$ 为流经变压器原边绕组的电流, u_{Cr} 是谐振电容电压。

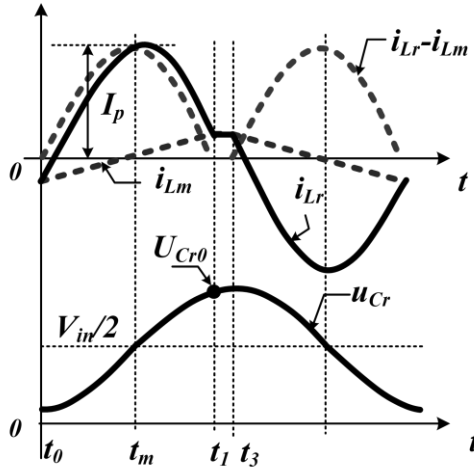


图 2-5 谐振腔波形

谐振腔电流在 t_0-t_1 期间谐振表达式如(2-9)式。

$$i_{Lr}(t) = I_p \cdot \sin(\omega_r \cdot t - \theta) \quad (2-9)$$

其中 I_p 是原边谐振腔电流峰值, $\omega_r = 2\pi \cdot f_r$, θ 是 i_{Lr} 的初始相位。

因为 t_0 - t_1 期间励磁电感 L_m 被输出电压箝位, 所以励磁电流 i_{Lm} 线性变化如(2-10)。其中, I_m 是励磁电流峰值如(2-4)式。

$$i_{Lm}(t) = -I_m + \frac{n \cdot V_o}{L_m} \cdot t \quad (2-10)$$

根据变压器原副边的电流关系可知, 变压器副边电流为 $i_s = n \cdot (i_{Lr} - i_{Lm})$ 。为了简化模型, 近似认为变压器副边的电流 i_s 为正弦如(2-11)。

$$i_s(t) = I_s \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \quad (2-11)$$

变压器副边电流峰值 I_s 与输出电流平均值 I_{s_avr} 关系如式(2-12)。

$$I_{s_avr} = 2f_s \cdot \int_0^{t_1} I_s \cdot \sin(\omega_r \cdot t) dt \quad (2-12)$$

其中 $I_{s_avr} = \frac{V_o}{R}$, R 是输出负载电阻。变压器副边电流峰值为 $I_s = \frac{\pi V_o}{2R}$ 。

所以变压器原边电流的幅值如(2-13)。

$$I_p = \frac{I_s}{n} = \frac{\pi V_o}{2nR} \quad (2-13)$$

电路在谐振点工作时, 根据能量守恒定律, 谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 上存储的能量之和不变。所以图 2-5 中 t_m 时刻储存在 L_r 和 C_r 上的能量之和等于 t_1 时刻储存在 L_r 和 C_r 上的能量之和。谐振电容的电压 U_{Cr0} 和谐振电感的电流之间关系如下式(2-14)。

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot I_p^2 = \frac{1}{2} \cdot C_r \cdot \left[U_{Cr0} - \frac{V_{in}}{2} \right]^2 + \frac{1}{2} \cdot L_r \cdot i_{Lr}(t_1)^2 \quad (2-14)$$

其中 $i_{Lr}(t_1) = I_m$, 输出功率 P 与负载 R 满足 $P = V_o^2 / R = V_{in}^2 / 4n^2 R$, 联立(2-1)和(2-13)可以得到谐振电容电压 U_{Cr0} 的近似表达式如(2-15)所示。

$$U_{Cr0} = \frac{1}{2f_r C_r} \sqrt{\frac{P^2}{V_{in}^2} - \frac{I_m^2}{\pi^2}} + 0.5V_{in} \quad (2-15)$$

在传统的 ZVS 分析过程中, 死区时间内电路工作模态如图 2-4 所示, 即励磁电感充

当恒流源给寄生电容充放电。但是死区时间内电路的真实工作模态并非如此简单，整个死区时间内不再是励磁电流一直提供充放电所需电荷。详细的模态分析如下，图 2-6 是死区时间内详细关键参数波形图。其中， i_{Lr} 是谐振腔电流， U_{Cr0} 是谐振电容电压，在死区时间内假设保持不变， u_{Lm} 是励磁电感电压， u_{ds} 是桥臂中点电压， T_d 是死区时间。

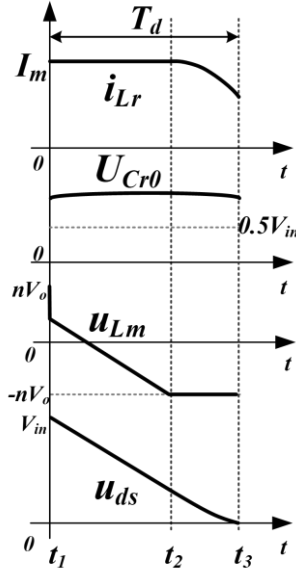


图 2-6 死区时间内详细波形图

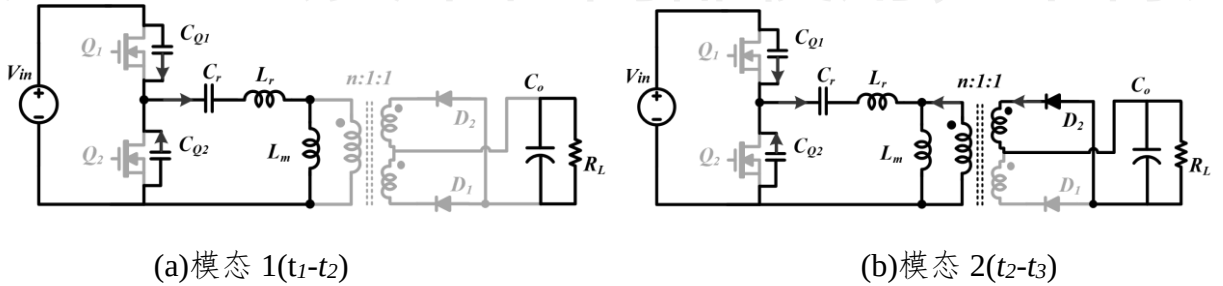


图 2-7 死区时间内模态图

模态 1(t_1 - t_2): 此模态中，副边整流器件均处于关断状态，励磁电感 L_m 不被箝位。当励磁电感 L_m 远大于谐振电感 L_r 时，该模态将励磁电感等效为恒流源 I_m 给原边开关管寄生电容进行充放电，电路模态图如图 2-7 (a)所示。在原边开关管换流过程中，当励磁电感电压 u_{Lm} 从 t_1 时刻的 nV_o 变化至 t_2 时刻的 $-nV_o$ 时，副边整流管 D_2 导通，此模态在 t_2 时刻结束。 t_2 时刻，原边开关管的换流并未完成。

模态 2(t_2 - t_3): 此模态在传统的 ZVS 分析中被忽略。 t_2 时刻，在副边整流管 D_2 导通之后，励磁电感 L_m 再次被输出电压箝位在 $-nV_o$ ，不再参与谐振。原边开关管的寄生电容靠谐振电感的电流提供剩余的 ZVS 所需的电荷。在 t_3 时刻，原边桥臂下管寄生电容电压 V_{ds} 放

电至零，并给下管驱动信号实现 ZVS。电路模态图如图 2-7 (b)所示。

2.2.2 不考虑副边寄生电容的 ZVS 模型

上述电路模态图的等效简化电路如图 2-8 所示。



图 2-8 死区时间内等效简化电路图

模态 1 电路工作的等效电路图如图 2-8 (a) 所示。该模态中，原边开关管等效寄生电容 C_{ds} 由励磁电流 I_m 放电，其电压变化关系如(2-16)式。

$$u_{ds1}(t) = V_{in} - \int_0^t \frac{I_m}{C_{ds}} dt = V_{in} - \frac{I_m}{C_{ds}} t \quad (2-16)$$

因为在死区时间内默认谐振电容 C_r 的电压 U_{Cr0} 保持不变，所以谐振电感 L_r 和励磁电感 L_m 的电压之和为 $u_{ds1}(t) - U_{Cr0}$ 。所以根据 L_r 和 L_m 串联分压的关系可知 u_{Lm} 如(2-17)。

$$u_{Lm}(t) = \frac{(u_{ds1}(t) - U_{Cr0}) \cdot L_m}{L_m + L_r} \quad (2-17)$$

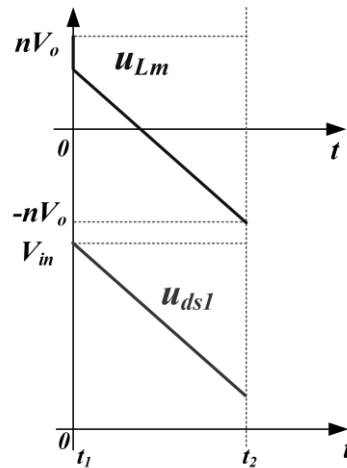


图 2-9 模态 1 中 u_{Lm} 和 u_{ds1} 波形

根据(2-16)和(2-17)，励磁电感两端的电压 u_{Lm} 和原边开关管等效电容的电压 u_{ds1} 波形如图 2-9 所示，当 t_2 时刻励磁电感两端的电压 u_{Lm} 变化至 $-nV_o$ 时，副边整流器件导通，励

磁电感 L_m 退出谐振, 该模态结束。 T_2 时刻原边开关管等效电容上的电压 $u_{ds1}(t_2)$ 通过(2-16)和(2-17)联立可得(2-18)式, 所以在副边整流器件开通时, 原边开关管换流并未完成。

$$u_{ds1}(t_2) = U_{Cr0} - \frac{nV_o(L_m + L_r)}{L_m} \quad (2-18)$$

如图 2-8 (b) 是 t_2 时刻副边整流器件导通之后即模态 2 的等效简化电路图, 此模态励磁电感 L_m 被输出电压箝位在 $-nV_o$, 谐振电感 L_r 与原边开关管等效电容 C_{ds} 谐振继续给 C_{ds} 放电。电流回路的 KVL 方程如(2-19)。

$$u_{ds2}(t) = U_{Cr0} + u_{Lr2}(t) - nV_o \quad (2-19)$$

其中, $u_{ds2}(t)$ 和 $u_{Lr2}(t)$ 分别表示模态 2 中 C_{ds} 和 L_r 上的电压的表达式如(2-20)。

$$\begin{cases} u_{ds2}(t) = u_{ds1}(t_2) - \int_{t_2}^{t_3} \frac{i_{Lr2}(t)}{C_{ds}} dt \\ u_{Lr2}(t) = L_r \cdot \frac{di_{Lr2}(t)}{dt} \end{cases} \quad (2-20)$$

联立(2-19), (2-20)两式可得谐振腔电流 $i_{Lr2}(t)$ 的方程如(2-21)式。

$$\frac{d^2 i_{Lr2}(t)}{dt^2} + \frac{i_{Lr2}(t)}{L_r C_{ds}} = 0 \quad (2-21)$$

为了求解上述二阶微分方程, 需要知道谐振电流 $i_{Lr2}(t)$ 初值以及其一阶导数的初始值。该初始值根据模态 1 的结束时刻可以得到, 如(2-22)式, 其中 $u_{Lr1}(t_2) = -U_{Cr0} + u_{ds1}(t_2) + nV_o$ 。

$$\begin{cases} i_{Lr2}(t)|_{t=t_2} = i_{Lr1}(t_2) = I_m \\ i'_{Lr2}(t)|_{t=t_2} = \frac{u_{Lr1}(t_2)}{L_r} \end{cases} \quad (2-22)$$

解出谐振腔电流 $i_{Lr2}(t)$ 的表达式如(2-23)。

$$i_{Lr2}(t) = \alpha \cos[\omega(t-t_2)] + \beta \sin[\omega(t-t_2)] \quad (2-23)$$

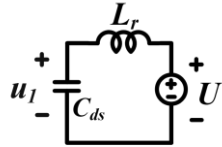
其中, α , β , ω 系数的表达式如(2-24)。

$$\begin{cases} \alpha = i_{Lr1}(t_2) = I_m \\ \beta = u_{Lr1}(t_2) \cdot \sqrt{\frac{C_{ds}}{L_r}} \\ \omega = \sqrt{\frac{1}{L_r C_{ds}}} \end{cases} \quad (2-24)$$

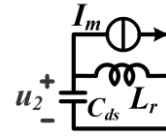
因此死区时间内谐振腔电流 i_{Lr} 和原边开关管等效电容电压 u_{ds} 以及励磁电感电压 u_{Lm} 的表达式为(2-25)。

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t) &= \begin{cases} I_m; t_1 \leq t \leq t_2 \\ i_{Lr2}(t); t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \\ u_{ds}(t) &= \begin{cases} u_{ds1}(t); t_1 \leq t \leq t_2 \\ u_{ds2}(t); t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \\ u_{Lm}(t) &= \begin{cases} u_{Lm}(t); t_1 \leq t \leq t_2 \\ -nV_o; t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \end{aligned} \quad (2-25)$$

通过模态 2 的等效电路分析可以清晰得到电路实现 ZVS 的条件。如图 2-8 (b) 所示的等效电路中, 谐振电感 L_r 和原边开关管等效电容 C_{ds} 的初始储能已知, 所以可以根据叠加定理将电路等效成如图 2-10 所示的两个电路叠加。



(a)电压源作用的等效电路



(b)电流源作用的等效电路

图 2-10 模态 2 等效叠加电路

其中, 图 2-10 (a) 是电压源作用的等效电路, 等效电压源 U 的表达式如(2-26)式, 即谐振电容 C_r 的纹波值。

$$U = U_{Cr0} - nV_o \quad (2-26)$$

原边开关管等效电容 C_{ds} 的电压初始值如(2-18)所示, 该初始值与电压源的关系为 $u_{ds1}(t_2) < U$, 所以 C_{ds} 的电压 u_1 变化趋势是在电压源激励 U 稳态值附近以 $u_{ds1}(t_2)$ 为初始值, 谐振幅值为 $U - u_{ds1}(t_2)$ 的谐振轨迹如图 2-11 (a) 所示。 u_1 谐振表达式为(2-27), 其中, 谐振

角频率 ω_1 的表达式如(2-28)。根据(2-18)和(2-26)两式可知， $u_{ds1}(t_2) - U = -\frac{L_r}{L_m} nV_o$ ，当 L_m 远大于 L_r 情况下， $u_{ds1}(t_2) - U \approx 0$ 。

$$u_1(t) = [u_{ds1}(t_2) - U] \cos(\omega_1 t) + U \quad (2-27)$$

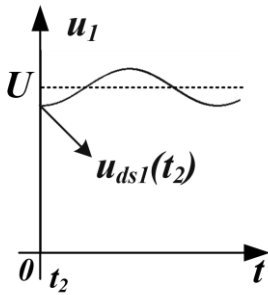
$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{ds}}} \quad (2-28)$$

图 2-10 (b) 是电流源作用的等效电路，等效电流源为谐振电感 L_r 的电流初值 I_m ，谐振幅值 A 如(2-29)式，谐振轨迹如图 2-11 (b) 所示。谐振表达式 u_2 如(2-30)，谐振角频率 ω_1 的表达式如(2-28)。

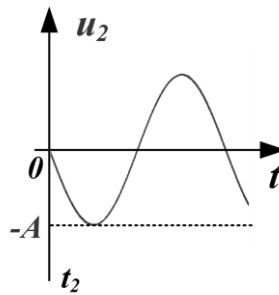
$$A = I_m \sqrt{\frac{L_r}{C_{ds}}} \quad (2-29)$$

$$u_2(t) = -A \sin(\omega_1 t) \quad (2-30)$$

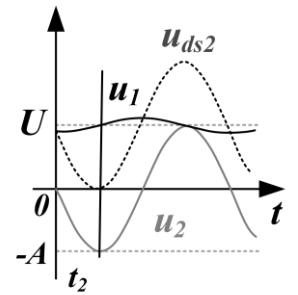
因此， u_1 和 u_2 的波形叠加如图 2-11 (c) 所示，其中，深色实线代表 u_1 ，浅色实线代表 u_2 ，虚线即两者叠加得到的 u_{ds2} ，即 C_{ds} 真的谐振轨迹。根据 u_1 和 u_2 的相加的波形是否与纵坐标等于 0 有交点，来判断原边开关管能否实现 ZVS。由于 $u_1(t) \approx U$ ，所以通过 u_1 谐振的直流偏置 U 和 u_2 谐振的幅值 A 可以判断 $u_{ds2} = u_1 + u_2$ 是否与纵坐标 0 相交，判断依据如(2-31)。当 A 大于等于 U 时， u_1 和 u_2 的叠加的波形一定能与纵坐标 0 相交，因此一定能实现原边开关管的 ZVS。当 A 小于 U 时，结合 u_1 的谐振波形如图 2-11 (a)，可知此时 u_1 和 u_2 的叠加的波形不会与纵坐标 0 相交，因此不能实现原边开关管的 ZVS。



(a) u_1 的谐振轨迹



(b) u_2 的谐振轨迹



(c) u_{ds2} 的谐振轨迹

图 2-11 模式 2 等效电路的波形

$$\begin{cases} A \geq U \Rightarrow \text{一定能实现 ZVS} \\ A < U \Rightarrow \text{不能实现 ZVS} \end{cases} \quad (2-31)$$

根据如(2-31)关系, 在假设输出功率 P 和谐振频率 f_r 不变的情况下, 可以得到 A - U 随谐振电容 C_r 变化的关系曲线如图 2-12 所示。因此 ZVS 的判断依据从 A 与 U 之间的大小关系转换成谐振电容 C_r 的关系如(2-32)。

$$\begin{cases} C_r \geq C_{rmin} \Rightarrow \text{一定能实现 ZVS} \\ C_r < C_{rmin} \Rightarrow \text{不能实现 ZVS} \end{cases} \quad (2-32)$$

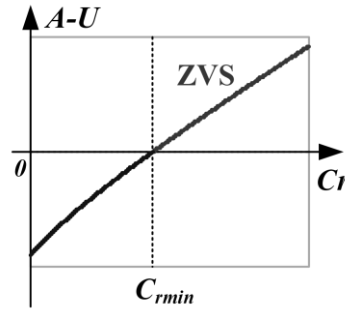


图 2-12 A 与 U 值大小与 C_r 之间的关系

如图 2-13 所示是在谐振频率 f_r 和输出功率 P 不变时, 不同的谐振电容值 C_r 对应的 u_{ds2} 叠加情况, 其中, 图 2-13 (a) 至 (c) 中的 C_r 值逐渐减小。如图 2-13 (a) 所示 C_r 值较大即 $C_r \gg C_{rmin}$ 时, $A \gg U$, u_{ds2} 叠加的波形与纵坐标为 0 相交, 因此可以保证原边开关管的 ZVS。当 C_r 值减小到如图 2-13 (b) 所示的情况 $C_r = C_{rmin}$ 时, $A = U$, u_{ds2} 与纵坐标为 0 相切于一个点, 只有这一个切点是满足 ZVS 条件的, 所以这种情况被定义为 ZVS 的边界点。如图 2-13 (c) 所示当 C_r 继续减小即 $C_r \ll C_{rmin}$ 时, $A \ll U$, 此时 u_{ds2} 不再与纵坐标为 0 相交, 即原边开关管不能实现 ZVS。

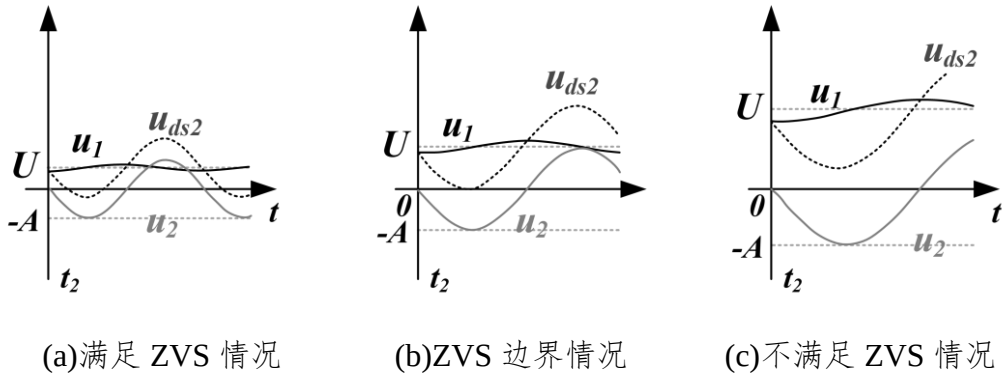


图 2-13 u_{ds2} 的叠加情况

通过对模式 2 等效电路的分解,根据 u_{ds2} 的波形叠加可以判断原边开关管实现 ZVS 的条件。在整个死区时间内的关键参数波形根据(2-25)式得到如图 2-14 所示,分别对应图 2-13 中的 (a), (b) (c) 三种情况。从图 2-14 中可知,死区时间内能否实现原边开关管的 ZVS 与谐振腔电流 i_{Lr} 提供的电荷量 Q_{charge} 密切相关, Q_{charge} 为谐振腔电流 i_{Lr} 与时间轴 t 包围的面积,如图 2-14 中的阴影区域。当谐振电容 C_r 较大时,副边整流器件导通较晚如图 2-14 (a) t_2 时刻所示,副边整流器件导通之前由励磁电流 I_m 提供 C_{ds} 充放电电荷,并且持续时间 t_2-t_1 很长, C_{ds} 的电荷被放掉绝大部分。此后谐振电感 L_r 与 C_{ds} 谐振至 t_3 时刻 C_{ds} 电压放电完成,此时对应的谐振腔电流 i_{Lr} 依然为正,可以实现原边开关管 ZVS。对应着上述的 $C_r > C_{rmin}$ 情况。当 C_r 逐渐减小时,副边整流器件导通时刻提前,励磁电流 I_m 充放电时间 t_2-t_1 减少,如图 2-14 (b) 所示,在 t_2 时刻之后的 L_r 与 C_{ds} 谐振过程中,当谐振腔电流为 0 时, C_{ds} 恰好放电至 0,实现原边开关管 ZVS。对应着上述的 $C_r = C_{rmin}$ 情况。当 C_r 继续减小时,如图 2-14 (c) 所示,在副边整流器件导通之后的 L_r 与 C_{ds} 谐振过程中,当谐振腔电流 i_{Lr} 谐振至 0 时, Q_{charge} 不足以完成 C_{ds} 完全放电所需电荷,失去了原边开关管的 ZVS。对应着上述的 $C_r < C_{rmin}$ 情况。

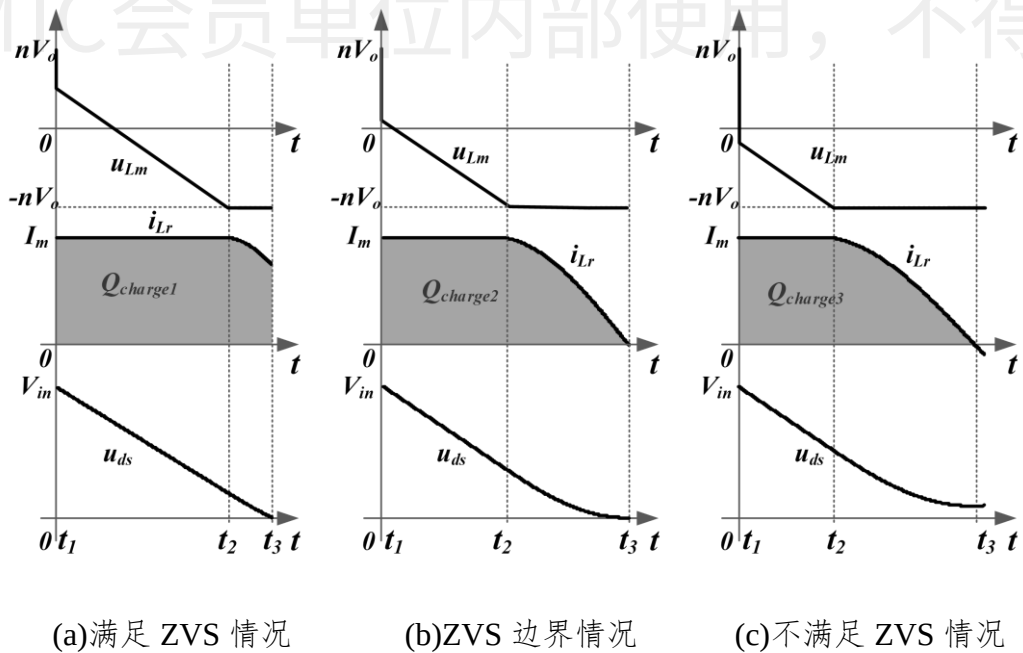


图 2-14 死区时间内关键参数波形

上述分析是假设在谐振频率 f_r 和输出功率 P 保持不变的情况下,讨论谐振电容 C_r 的边界值。同理,在固定某个谐振频率和谐振腔参数的条件下,输出功率 P 也存在一个最大值(边界值)实现原边开关管 ZVS。详细分析不再赘述。

经过以上的模态分析，原边开关管的 ZVS 条件受电路的谐振频率 f_r ，输出功率 P 和谐振参数的影响。与传统的 ZVS 分析最大的差别在于，电路实际工作过程中存在 ZVS 的边界，在某个功率等级条件下，谐振参数并非任意设计。同时，通过上述的分析可知，在特定的谐振频率 f_r 和输出功率 P 条件下，可以根据图 2-12 和(2-32)式来寻找原边开关管的 ZVS 边界。

根据上述的 ZVS 条件，以确定的某个谐振频率 f_r 和输出功率 P 为例。根据电路所需电压电流等级选择合适的开关器件，在选定开关器件条件下，寻找 ZVS 的谐振参数的边界。以表 2-1 的电路参数规格为例，采用上述的 ZVS 模型进行计算。其中励磁电流 I_m 按照传统 ZVS 设计，根据 $I_m \cdot T_d = V_{in} \cdot C_{ds}$ 确定 I_m 大小。

表 2-1 电路参数列表

V_{in}	330V	V_o	12V
f_r	1.1MHz	P_o	600W
C_{ds}	157pF*2		

根据上述 ZVS 模型，以表 2-1 参数为例，电路的谐振电容 C_r 值应该设计在如图 2-15 所示的 $C_r \geq C_{rmin}$ 即 $C_r \geq 5.5nF$ 区域，来保证原边开关管的 ZVS。

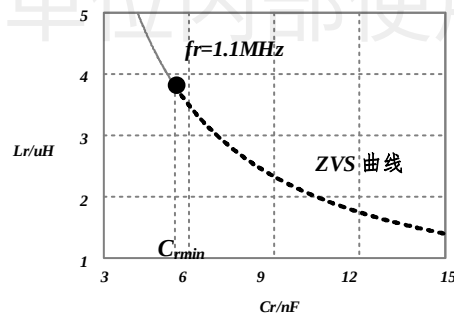


图 2-15 原边开关管 ZVS 的边界

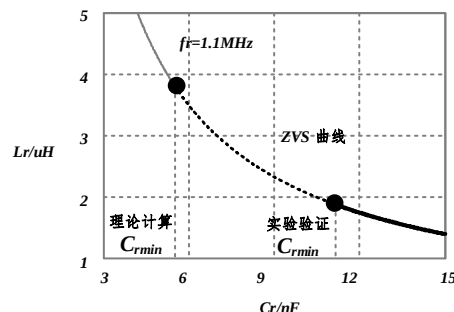


图 2-16 实验和理论计算 ZVS 的边界对比

为了验证数学模型的准确性，以表 2-1 中的条件参数搭建实验平台。实验过程中，固定电路工作的谐振频率 $f_r=1.1MHz$ ，最大输出功率 P 为 600W，通过调节谐振参数发现，

在满足原边开关管 ZVS 条件对应的最大的谐振电感 $L_{rmax}=1.77\mu H$ ，最小的谐振电容 $C_{rmin}=11.8nF$ 。如图 2-16 所示为实验验证的谐振参数与理论计算之间的误差。

该数学模型揭示了 LLC 高频工作时存在 ZVS 边界,但是由于数学模型的理想化处理,未考虑到副边整流器件的寄生电容对原边开关管 ZVS 的影响,所以数学模型准确性方面存在一定的偏差。下一部分内容将继续分析考虑副边寄生电容对 ZVS 的影响。

2.3 LLC 考虑副边寄生电容的 ZVS 分析

2.3.1 考虑副边寄生电容的死区模态分析

如图 2-17 是考虑副边寄生电容的 LLC 电路图,死区时间内的电路关键参数波形如图 2-18 所示。电路模态如图 2-19 所示。

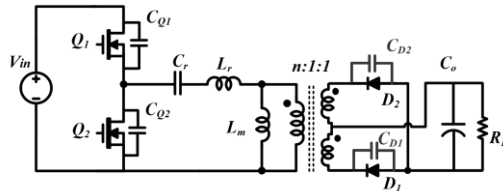


图 2-17 考虑副边寄生电容的半桥 LLC 拓扑

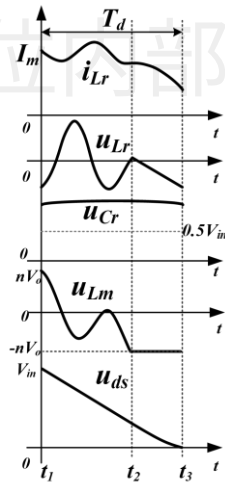


图 2-18 考虑副边寄生电容的死区时间波形

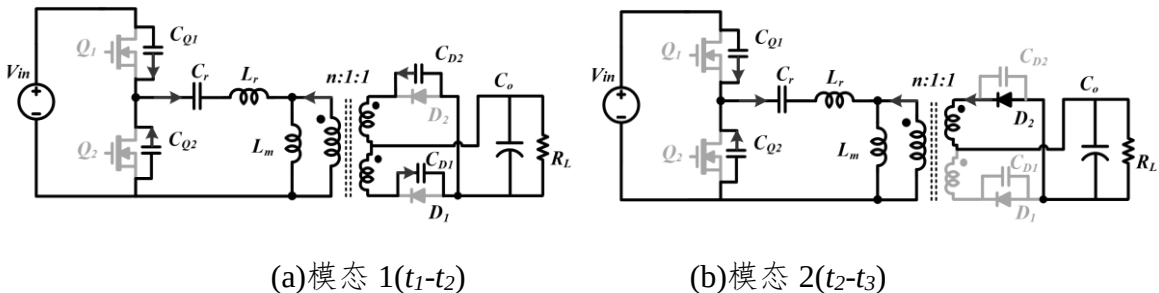


图 2-19 死区时间模态图

模态 1(t_1-t_2): 此模态中,励磁电感 L_m 被副边整流管的寄生电容电压箝位,谐振腔等

效为副边寄生电容折算到变压器原边的电容 C_{eq} 与 L_r 和 C_{ds} 共同谐振，电路模态图如图 2-19 (a)所示。在原边开关管换流过程中，当励磁电感电压 u_{Lm} 从 t_1 时刻的 nV_o 变化至 $-nV_o$ 时，副边整流管 D_2 导通，此模态结束。

模态 2(t_2 - t_3): t_2 时刻，在副边整流管 D_2 导通之后，励磁电感 L_m 被输出电压箝位在 $-nV_o$ 。原边开关管的寄生电容 C_{ds} 靠谐振电感的电流提供剩余的 ZVS 所需的电荷。在 t_3 时刻，原边桥臂下管寄生电容电压 V_{ds} 放电至零，并给下管驱动信号实现 ZVS。电路模态图如图 2-19 (b)所示。

2.3.2 考虑副边寄生电容的 ZVS 模型

电路模态简化为如图 2-20 所示等效电路。

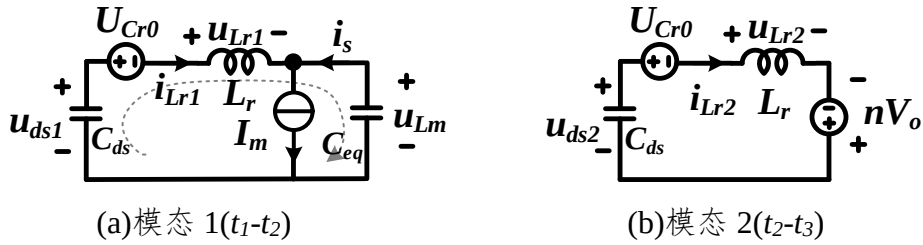


图 2-20 死区模态等效简化电路图

与理想情况下不考虑副边整流器件寄生电容相比，模态 1 中原边开关管等效电容 C_{ds} 的充放电电流不再是励磁电流 I_m ，而是 L_r 、 C_{ds} 和 C_{eq} 三元件谐振的电流。其中 C_{eq} 是副边整流器件寄生电容等效到变压器原边的电容，等效公式如(2-33)， C_{sec} 是副边整流器件寄生电容。

$$C_{eq} = \frac{2C_{sec}}{n^2} \quad (2-33)$$

模态 1 中的励磁电流 I_m 和谐振电容电压 U_{Cr0} 与不考虑副边寄生电容的理想情况一致。如图 2-20 (a) 电路的虚线回路的 KVL 方程如(2-34)式，节点的 KCL 方程如(2-35)。

$$u_{ds1}(t) = U_{Cr0} + u_{Lr1}(t) - u_{Lm}(t) \quad (2-34)$$

$$I_m = i_{Lr1}(t) + i_s(t) \quad (2-35)$$

其中， C_{ds} 电压 $u_{ds1}(t)$ ， L_r 电压 $u_{Lr1}(t)$ 和 L_m 电压 $u_{Lm}(t)$ 的表达式如(2-36)式。

$$\begin{cases} u_{ds1}(t) = V_{in} - \int_{t_1}^{t_2} \frac{i_{Lr1}(t)}{C_{ds}} dt \\ u_{Lr1}(t) = L_r \cdot \frac{di_{Lr1}(t)}{dt} \\ u_{Lm}(t) = nV_o - \int_{t_1}^{t_2} \frac{i_s(t)}{C_{eq}} dt \end{cases} \quad (2-36)$$

联立(2-34)-(2-36)三式可得谐振腔电流 $i_{Lr1}(t)$ 的方程如(2-37)式。

$$\frac{d^2 i_{Lr1}(t)}{dt^2} + \frac{C_{eq} + C_{ds}}{L_r C_{ds} C_{eq}} i_{Lr1}(t) = \frac{I_m}{L_r C_{eq}} \quad (2-37)$$

为了求解上述二阶微分程，需要知道谐振电流 $i_{Lr1}(t)$ 初值以及其一阶导数的初始值。该初始值根据模态 0 的结束时刻可以得到，如(2-38)。

$$\begin{cases} i_{Lr1}(t)|_{t=t_1} = I_m \\ i'_{Lr1}(t)|_{t=t_1} = \frac{u_{Lr1}(t_1)}{L_r} \end{cases} \quad (2-38)$$

其中， $u_{Lr1}(t_1) = V_{in} - U_{Cr0} - nV_o$ 。解出谐振腔电流 $i_{Lr1}(t)$ 的表达式如(2-39)。

$$i_{Lr1}(t) = \alpha_1 \cos(\omega_1 t) + \beta_1 \sin(\omega_1 t) + \gamma \quad (2-39)$$

其中， ω_1 ， α_1 ， β_1 ， γ 系数的表达式如(2-40)。

$$\begin{cases} \omega_1 = \sqrt{\frac{C_{eq} + C_{ds}}{L_r C_{ds} C_{eq}}} \\ \alpha_1 = \frac{C_{eq}}{C_{eq} + C_{ds}} I_m \\ \beta_1 = \frac{0.5V_{in} - U_{Cr0}}{\sqrt{\frac{L_r (C_{eq} + C_{ds})}{C_{ds} C_{eq}}}} = \frac{0.5V_{in} - U_{Cr0}}{L_r \omega_1} \\ \gamma = \frac{C_{ds}}{C_{eq} + C_{ds}} I_m \end{cases} \quad (2-40)$$

所以励磁电感 L_m 两端的电压 $u_{Lm}(t)$ 的表达式可以得到如(2-41)。

$$\begin{aligned}
u_{Lm}(t) &= nV_o - \int_{t_1}^{t_2} \frac{i_s(t)}{C_{eq}} dt = nV_o - \int_{t_1}^{t_2} \frac{I_m - i_{Lr1}(t)}{C_{eq}} dt \\
&= nV_o - \int_{t_1}^{t_2} \frac{I_m \cdot C_{eq}}{(C_{ds} + C_{eq})C_{eq}} dt + \int_{t_1}^{t_2} \frac{A \cos(\omega_1 t) + B \sin(\omega_1 t)}{C_{eq}} dt \\
&= u_{Lmdc}(t) + u_{Lmac}(t)
\end{aligned} \tag{2-41}$$

从(2-41)式中可以看出, $u_{Lm}(t)$ 可以拆分为直流分量部分 $u_{Lmdc}(t)$ 和交流分量部分 $u_{Lmac}(t)$ 的叠加如(2-42)。

$$\begin{cases} u_{Lmdc}(t) = nV_o - \int_{t_1}^{t_2} \frac{I_m \cdot C_{eq}}{(C_{ds} + C_{eq})C_{eq}} dt \\ u_{Lmac}(t) = \int_{t_1}^{t_2} \frac{A \cos(\omega_1 t) + B \sin(\omega_1 t)}{C_{eq}} dt \end{cases} \tag{2-42}$$

其中, A 和 B 的表达式如(2-43)。

$$\begin{cases} A = \frac{C_{eq}}{C_{eq} + C_{ds}} I_m \\ B = \frac{0.5V_{in} - U_{Cr0}}{\sqrt{\frac{L_r(C_{eq} + C_{ds})}{C_{ds}C_{eq}}}} = -\pi \sqrt{\frac{P^2}{V_{in}^2} - \frac{I_m^2}{\pi^2}} \sqrt{\frac{C_{ds}C_{eq}}{C_r(C_{eq} + C_{ds})}} \\ \omega_1 = \sqrt{\frac{C_{eq} + C_{ds}}{L_r C_{ds} C_{eq}}} = 2\pi f_r \sqrt{\frac{C_r(C_{eq} + C_{ds})}{C_{ds}C_{eq}}} \end{cases} \tag{2-43}$$

因此, 励磁电感 L_m 两端的电压 $u_{Lm}(t)$ 变化至 $-nV_o$ 的时间与谐振参数之间的关系, 可以通过上述直流分量部分 $u_{Lmdc}(t)$ 和交流分量部分 $u_{Lmac}(t)$ 叠加来判断。其中, 在谐振频率 f_r , 输出功率 P 和开关器件已知的情况下, 直流分量部分 $u_{Lmdc}(t)$ 只与励磁电流 I_m 有关, 所以由交流分量部分 $u_{Lmac}(t)$ 决定励磁电感的电压波形 $u_{Lm}(t)$ 。

在 f_r , P , C_{ds} , C_{eq} , I_m 一定情况下, 从公式(2-42)和(2-43)中可知, 励磁电感电压 $u_{Lm}(t)$ 的直流分量部分 $u_{Lmdc}(t)$ 与谐振参数无关。交流分量部分 $u_{Lmac}(t)$ 与谐振电容有关, 且谐振角频率 ω_1 随谐振电容 C_r 值减小而减小, 谐振幅值 $\sqrt{A^2 + B^2}$ 随谐振电容 C_r 值减小而增加。所以谐振电容 C_r 值越小, 励磁电感电压越快谐振到 $-nV_o$, 副边整流器件越提早导通, 即 $t_2 - t_1$ 时间越短, 如图 2-21 所示。

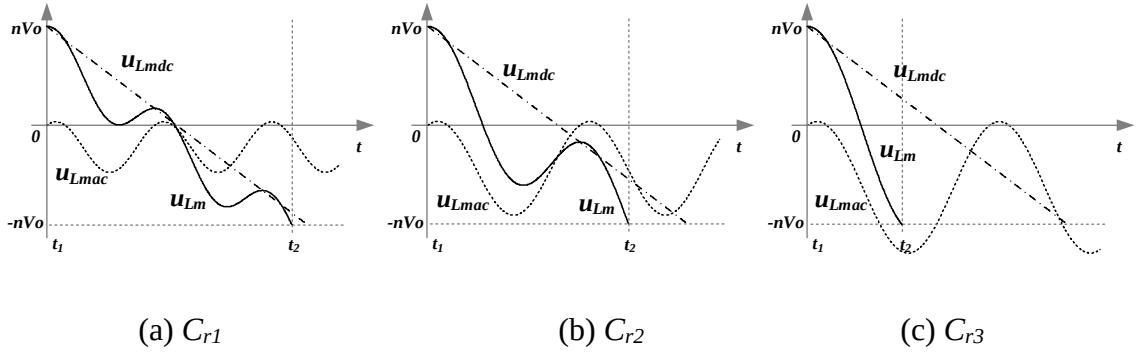


图 2-21 励磁电感电压 u_{Lm} 的叠加情况 ($C_{r3} < C_{r2} < C_{r1}$)

在励磁电感电压 $u_{Lm}(t)$ 谐振到 $-nV_o$ 之后，励磁电感 L_m 被输出电压箝位在 $-nV_o$ 。后续工作模态与不考虑副边寄生电容的理想情况相同，谐振电感 L_r 与原边开关管等效电容 C_{ds} 谐振继续给 C_{ds} 放电。模态 2 的分析和 2.2.2 小节相同。

由于电路等效模态和理想情况相同，所以模态 2 的谐振腔电流 $i_{Lr2}(t)$ 的表达式和(2-23)相似，如(2-44)。

$$i_{Lr2}(t) = \alpha_2 \cos[\omega_2(t-t_2)] + \beta_2 \sin[\omega_2(t-t_2)] \quad (2-44)$$

其中， α_2 ， β_2 ， ω_2 系数的表达式如(2-45)。

$$\begin{cases} \alpha_2 = i_{Lr1}(t_2) \\ \beta_2 = u_{Lr1}(t_2) \cdot \sqrt{\frac{C_{ds}}{L_r}} \\ \omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_r C_{ds}}} \end{cases} \quad (2-45)$$

模态 2 中 C_{ds} 的电压变化如(2-46)。

$$u_{ds2}(t) = u_{ds1}(t_2) - \int_{t_2}^t \frac{i_{Lr2}(t)}{C_{ds}} dt \quad (2-46)$$

因此死区时间内谐振腔电流 i_{Lr} 和原边开关管等效电容电压 u_{ds} 以及励磁电感电压 u_{Lm} 的表达式为(2-47)。

$$\begin{aligned}
i_{Lr}(t) &= \begin{cases} i_{Lr1}(t); t_1 \leq t \leq t_2 \\ i_{Lr2}(t); t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \\
u_{ds}(t) &= \begin{cases} u_{ds1}(t); t_1 \leq t \leq t_2 \\ u_{ds2}(t); t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \\
u_{Lm}(t) &= \begin{cases} u_{Lm}(t); t_1 \leq t \leq t_2 \\ -nV_o; t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases}
\end{aligned} \tag{2-47}$$

根据模态 2 的等效电路来判断 ZVS 的条件, 因此根据叠加定理将如图 2-20 (b) 所示的模态电路等效成如图 2-22 两个电路叠加。其中, 图 2-22 (a) 是电压源作用的等效电路, 等效电压源 U 的表达式如下式。

$$U = U_{Cr0} - nV_o \tag{2-48}$$

$$u_{ds1}(t_2) = U_{Cr0} - nV_o + u_{Lr1}(t_2) \tag{2-49}$$



图 2-22 模态 2 等效叠加电路

原边开关管等效电容 C_{ds} 的电压初始值如(2-49)所示, C_{ds} 的电压 u_1 变化趋势是在电压源激励 U 稳态值附近以 $u_{ds1}(t_2)$ 为初始值, 谐振幅值为 $|U - u_{ds1}(t_2)|$ 的谐振轨迹如图 2-23 (a) 所示。 u_1 谐振表达式为(2-50), 其中, 谐振角频率 ω_1 的表达式如(2-51)。和理想情况相比, 考虑 C_{eq} 之后 $u_{ds1}(t_2)$ 的大小受谐振电感电压 $u_{Lr}(t_2)$ 影响如(2-49), 因此 u_1 的谐振轨迹不确定。

$$u_1(t) = [u_{ds1}(t_2) - U] \cos(\omega_1 t) + U \tag{2-50}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{ds}}} \tag{2-51}$$

图 2-22 (b) 是电流源作用的等效电路, 等效电流源为谐振电感 L_r 的电流初值 $i_{Lr1}(t_2)$, 谐振幅值 A 如(2-52)式, 谐振轨迹如图 2-23 (b) 所示。谐振表达式 u_2 如(2-53), 谐振角频

率 ω_1 的表达式如(2-51)。

$$A = i_{Lr}(t_2) \sqrt{\frac{L_r}{C_{ds}}} \quad (2-52)$$

$$u_2(t) = -A \sin(\omega_1 t) \quad (2-53)$$

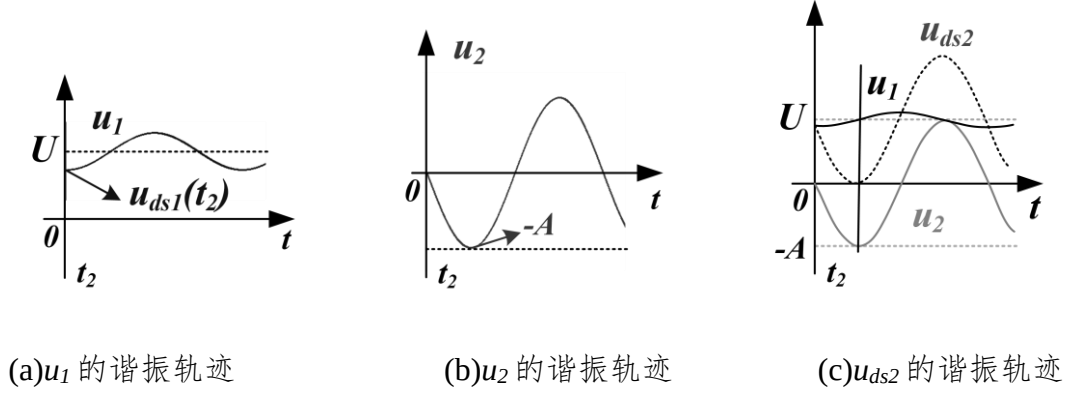


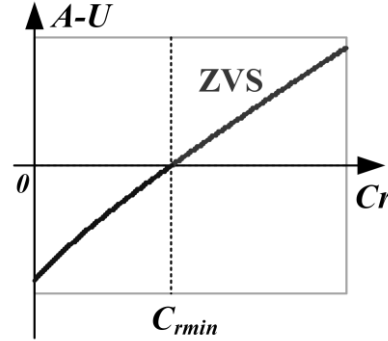
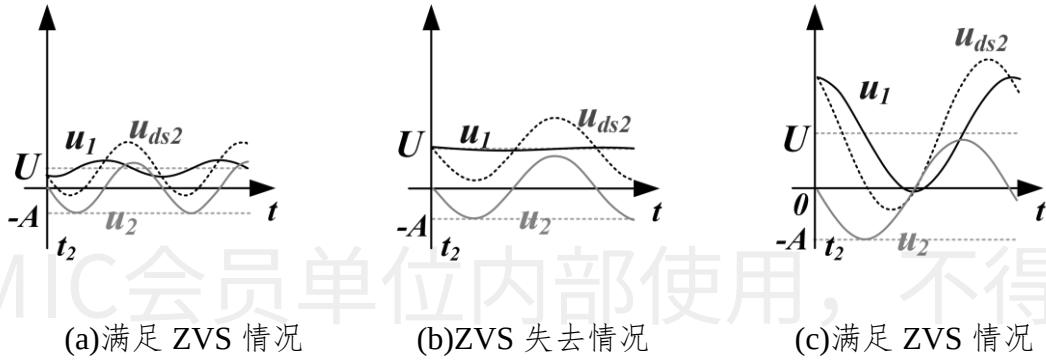
图 2-23 模式 2 等效电路的波形

因此, u_1 和 u_2 的波形叠加如图 2-23 (c) 所示, 其中, 深色实线代表 u_1 , 浅色实线代表 u_2 , 虚线即两者叠加得到的 u_{ds2} 。虽然 u_1 的谐振轨迹受 $u_{ds1}(t_2)$ 制约, 不能确定, 但是也可以通过 u_1 谐振的直流偏置 U 和 u_2 谐振的幅值 A 来判断 $u_{ds2}=u_1+u_2$ 是否与纵坐标 0 相交, 判断依据如(2-54)。当 A 大于等于 U 时, 不论 u_1 的谐振轨迹如何, 在 u_2 的谐振谷底 $-A$ 对应的 u_1 谐振点压为 U , u_1 和 u_2 的叠加的波形 u_{ds2} 一定能与纵坐标 0 相交, 因此一定能实现原边开关管的 ZVS。但是当 A 小于 U 时, 和之前不考虑副边寄生电容的理想情况相比, 由于谐振电感上的电压 $u_{Lr1}(t_2)$ 与谐振参数以及 t_2 时刻有关, 其大小和极性均不确定, 导致电压源 U 作用时 C_{ds} 的谐振点压初值如(2-49)不能确定, 所以 C_{ds} 的电压 u_2 的谐振轨迹不能确定。所以 u_1 和 u_2 的叠加的波形是否与纵坐标 0 相交取决于 u_2 的谐振初值 $u_{ds1}(t_2)$ 。

$$\begin{cases} A \geq U \Rightarrow \text{一定能实现ZVS} \\ A < U \Rightarrow \text{不一定不能实现ZVS} \end{cases} \quad (2-54)$$

根据如(2-54)关系, 在假设输出功率 P 和谐振频率 f_r 不变的情况下, 可以得到 A - U 随谐振电容 C_r 变化的关系曲线如图 2-24 所示。因此 ZVS 的判断依据从 A 与 U 之间的大小关系转换成谐振电容 C_r 的关系如(2-55)。

$$\begin{cases} C_r \geq C_{rmin} \Rightarrow \text{一定能实现ZVS} \\ C_r < C_{rmin} \Rightarrow \text{不一定不能实现ZVS} \end{cases} \quad (2-55)$$

图 2-24 A、U 值大小与 C_r 之间的关系图 2-25 u_{ds2} 的叠加情况

当谐振电容 C_r 的值在减小的过程中,如图 2-25 所示是在 C_r 不同条件下的 u_{ds2} 叠加情况,其中,图 2-25(a)至(c)中的 C_r 值逐渐减小。如图 2-13(a)所示 C_r 值较大即 $C_r \geq C_{rmin}$ 时, $A \geq U$, u_{ds2} 叠加的波形与纵坐标为 0 相交,因此可以保证原边开关管的 ZVS。当 C_r 值继续减小到 $C_r < C_{rmin}$ 时, $A < U$, 此时 u_{ds2} 是否能与纵坐标为 0 相交,取决于电压源 U 作用时 u_2 的谐振初值 $u_{ds1}(t_2)$ 。可以看到在图 2-25(b)所示的情况,电压源 U 作用时 u_1 的谐振初值 $u_{ds1}(t_2)$ 与直流偏置 U 很接近,在与电流源作用条件下 u_2 叠加过程中不会出现 $u_{ds2}=0$ 的时刻,即原边开关管不能实现 ZVS。但是在图 2-25(c)所示的情况实在谐振电容 C_r 更小的情况,此时副边整流器件导通提早,电压源 U 作用时 u_1 的谐振初值 $u_{ds1}(t_2)$ 大幅超过直流偏置 U ,在与电流源作用条件下 u_2 叠加过程中可能会出现 $u_{ds2}=0$ 的时刻。因为虽然在 u_1 的谐振谷底处 $A < U$,但是在 u_2 谐振谷底之后, u_2 的变化斜率最小接近 0, u_1 的电压变化斜率最大,所以两者叠加的结果可能会出现 $u_{ds2}=0$ 的时刻,即可以实现原边开关管的 ZVS。并且图 2-24 中 $A-U$ 与 C_r 值成单调关系,因此该特殊情况的存在一定

要跨过图 2-25 (b) 不能实现 ZVS 的情况。所以在谐振电容 C_r 更小的时候的特殊情况需要严格控制电路的谐振参数使电压源 U 作用时的 u_1 的谐振初值 $u_{ds1}(t_2)$ 远大于直流偏置 U ，为了找出此时的 ZVS 条件，需要从 $u_1 + u_2 = u_{ds2}$ 的表达式进行判定，在 $A < U$ 时，当 $u_{ds2} \leq 0$ 对应的区域为 ZVS 区域。

图 2-26 是整个死区时间内根据(2-47)关系得到的关键参数波形，分别对应图 2-25 中的(a), (b)(c)三种情况。图中阴影区域是谐振腔电流 i_{Lr} 提供的 C_{ds} 放电的电荷量 Q_{charge} 。当谐振电容 C_r 较大时，副边整流器件导通较晚如图 2-26 (a) 所示，此段时间由谐振腔电流 $i_{Lr1}(t)$ 提供 C_{ds} 放电电荷，此后谐振电感 L_r 与 C_{ds} 谐振至 t_3 时刻原边开关管等效电容 C_{ds} 电压放电完成，此时对应的谐振腔电流 i_{Lr} 依然为正，可以实现原边开关管 ZVS。对应着上述的 $C_r \geq C_{rmin}$ 情况。当 C_r 逐渐减小时，副边整流器件导通时刻提前，谐振腔电流 $i_{Lr1}(t)$ 给 C_{ds} 放电时间减少，如图 2-26 (b) 所示，在 t_2 时刻之后的 L_r 与 C_{ds} 谐振过程中，当谐振腔电流为 0 时， Q_{charge} 不足以完成 C_{ds} 完全放电所需电荷，不能实现原边开关管的 ZVS。当 C_r 继续减小时，如图 2-26 (c) 所示，在副边整流器件导通之后的 L_r 与 C_{ds} 谐振过程中，由于谐振初始能量的不同，使得谐振电感 L_r 上的电流 $i_{Lr2}(t)$ 的谐振轨迹发生变化，在此种情况下，在 t_3 时刻原边开关管等效电容 C_{ds} 电压放电至零时，对应的谐振腔电流 $i_{Lr2}(t_3)$ 依然为正，可以实现原边开关管 ZVS。第三种能实现 ZVS 的情况是在谐振电容 C_r 值比图 2-26 (b) 更小的时候，也就是说在 $C_r < C_{rmin}$ 条件下，图 2-26 (c) 中满足 ZVS 的情况必将跨过图 2-26 (b) 中 ZVS 失去的情况。

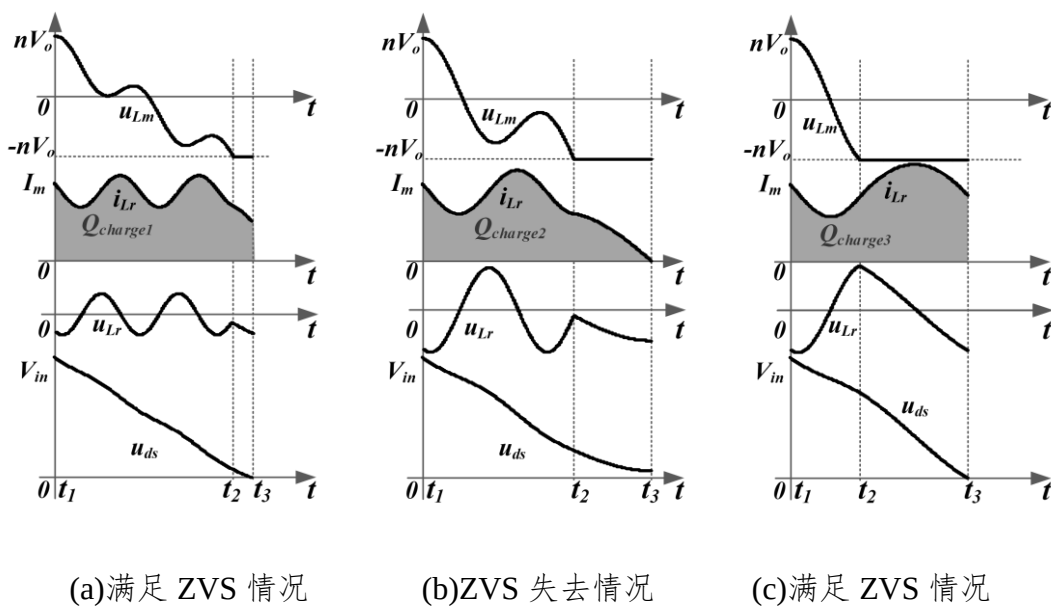


图 2-26 死区时间内关键参数波形

以表 2-2 的电路参数规格为例，采用上述的 ZVS 模型进行修正。

表 2-2 考虑副边寄生电容的电路参数列表

V_{in}	330V	V_o	12V
f_r	1.1MHz	P_o	600W
C_{ds}	157pF*2	C_{eq}	37pF

根据上述 ZVS 修正模型，得到原边开关管 ZVS 的边界如图 2-27 所示。

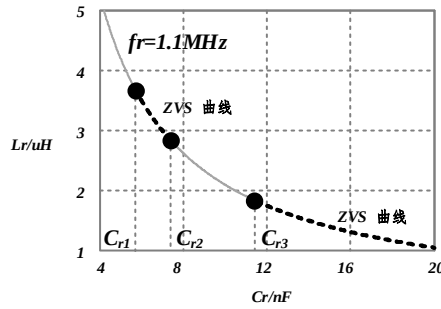


图 2-27 原边开关管 ZVS 的边界

从图 2-27 中可知，由于模式 2 中， L_r 与 C_{ds} 谐振过程的初始能量不同，使得谐振电感 L_r 上的电流 $i_{Lr2}(t)$ 的谐振轨迹不确定，因此原边开关管的 ZVS 条件随谐振电容 C_r 值不是单调关系。

图 2-27 中，三个电路 C_r 值的大小关系为 $C_{r1} < C_{r2} < C_{r3}$ ，在 $C_r \geq C_{r3}$ 和 $C_{r1} \leq C_r \leq C_{r2}$ 两个区间都是可以实现 ZVS 的区域，但是需要很精准地调节谐振参数的值才能使电路的 C_r 值在 $C_{r1} \leq C_r \leq C_{r2}$ 区间。所以在设计谐振腔参数时，尽量避开 $C_{r1} \leq C_r \leq C_{r2}$ 区间，在 $C_r \geq C_{r3}$ 区间里面只需要考虑电路的 ZVS 边界点 C_{r3} 即可。所以将图 2-27 (b) 中的 ZVS 曲线去除 $C_{r1} \leq C_r \leq C_{r2}$ 段，可得图 2-28 (a) 的 ZVS 曲线如虚线所示，因此电路的 ZVS 边界对应最小 C_r 值为 C_{r3} 。

在表 2-2 中给定的参数条件下，对应最大的谐振电感 $L_{rmax}=1.82\mu H$ ，最小的谐振电容 $C_{rmin}=11.5nF$ 。如图 2-28(b) 是不考虑副边寄生电容和考虑副边寄生电容的数学模型对比，考虑到副边寄生电容时，原边开关管的 ZVS 边界更小。满足 ZVS 的设计曲线从理想的虚线变成实线。

之前提到不考虑副边寄生电容的 ZVS 数学模型，即图 2-28 (b) 中虚线模型和实验结果相差较大，修正后的 ZVS 模型如图 2-28 (b) 中实线，通过实验对比误差较小，具体实验验证如下。

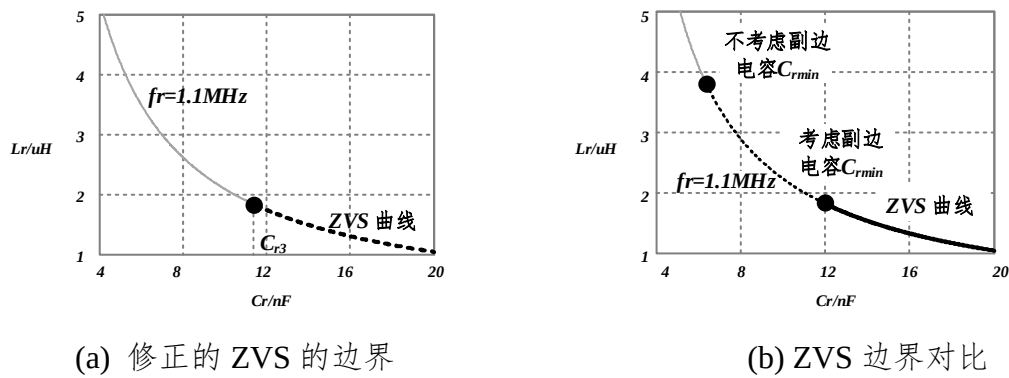


图 2-28 ZVS 指导设计曲线

2.4 实验结果验证

为了验证上述数学模型的正确性，搭建了实验样机，电路参数和上述数学模型一致。详细参数见表 2-3。实验样机图片见图 2-29。

表 2-3 样机详细参数

V_{in}	330V	V_o	12V
f_r	1.1MHz	P_o	600W
C_{ds}	157pF*2	T_d	80ns

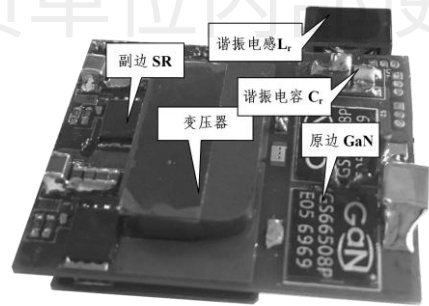


图 2-29 实验样机图片

在实验过程中，固定电路工作的谐振频率 f_r 为 1.1MHz，最大输出功率 P 为 600W，谐振参数的选择按照图 2-28 (b) 进行设计。在该实验参数条件下，不考虑副边寄生电容时对应的最大谐振电感 $L_{rmax}=3.8\mu H$ ，最小谐振电容 $C_{rmin}=5.5nF$ 。当考虑到副边寄生电容时对应的最大谐振电感 $L_{rmax}=1.82\mu H$ ，最小谐振电容 $C_{rmin}=11.5nF$ 。

通过调节谐振参数发现，ZVS 对应的最大的谐振电感 $L_{rmax}=1.77\mu H$ ，最小的谐振电容 $C_{rmin}=11.8nF$ 。所以实验结果和考虑到副边寄生电容之后的修正 ZVS 数学模型中的临界 $C_{rmin}=11.5nF$ 比较吻合。

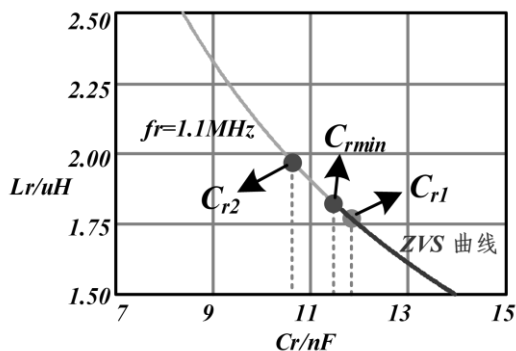


图 2-30 实验验证 ZVS 的实验点

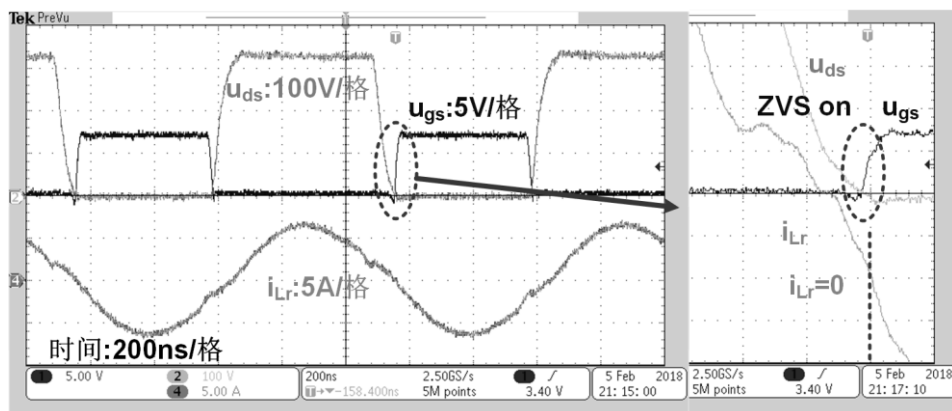
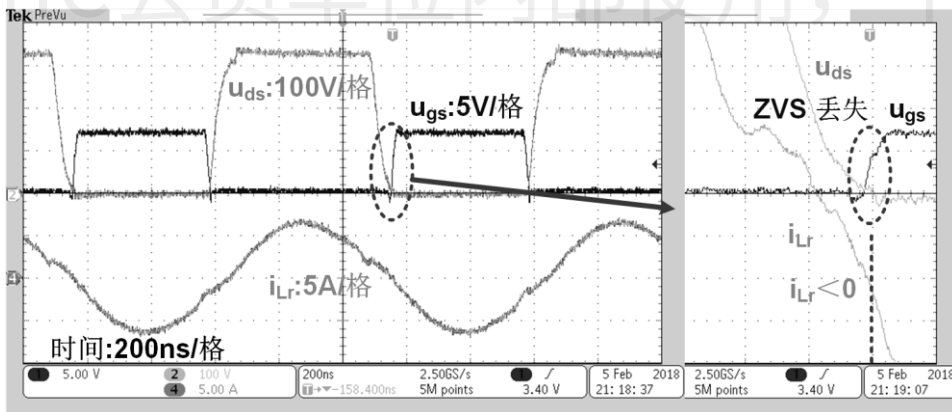
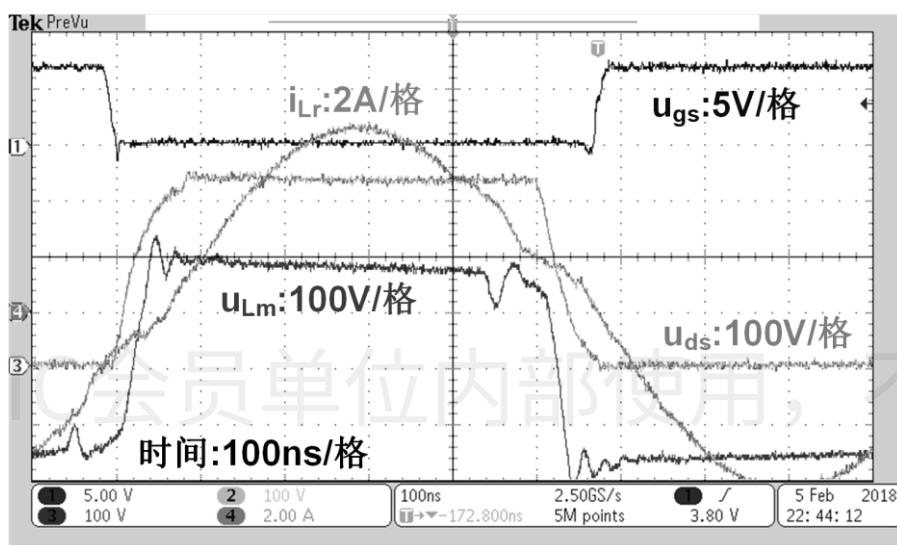
(a) $C_{r1}=11.8\text{nF}$ 的实验波形(b) $C_{r2}=10.5\text{nF}$ 的实验波形

图 2-31 ZVS 边界实验验证

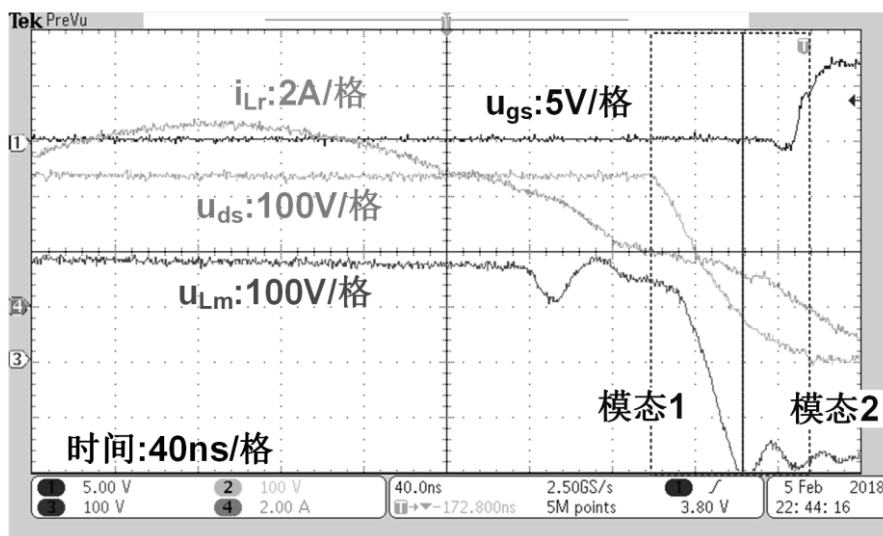
如图 2-31 所示是两种不同谐振参数条件下的实验波形，图中分别标注了原边下管的驱动波形 u_{gs} 和电容电压 u_{ds} ，谐振腔电流 i_{Lr} 。其中图 2-31 (a) 是谐振电感 $L_r=1.77\mu\text{H}$ ， $C_r=11.8\text{nF}$ 条件下，输出功率 $P=600\text{W}$ 的实验结果，从 u_{ds} 的波形可以看到原边开关管实现了 ZVS，且在死区时间结束时谐振电流 $i_{Lr}=0$ ，即该实验条件是实现原边开关管 ZVS 的边界情况。

当 C_r 值继续减小, 谐振参数调整为 $L_r=1.98\mu\text{H}$, $C_r=10.5\text{nF}$, 此时可以看到 u_{ds} 在死区时间结束时刻未完全放电至零, 且此时谐振电流 $i_{Lr}<0$, 原边开关管失去 ZVS。

如图 2-32 所示为 ZVS 边界实验波形, 其中, 图 2-32 (b) 是死区时间内的展开波形, 通过励磁电感电压 u_{Lm} 的波形可知, 在图中标注模态 1 的阴影区域是原副边开关管共同换流的模态, 和 2.3.1 小节中的模态 1 相对应。在励磁电感电压为 $-nV_o$ 时, 副边整流器件导通, 进入图中的模态 2 的阴影区域, 此模态和 2.3.1 小节中的模态 2 对应, 是谐振电感 L_r 和 C_{ds} 谐振继续给 C_{ds} 放电过程。在模态 2 结束时刻, 可以看到谐振腔电流值为零, 此时 C_{ds} 完成放电, 即实现了原边管 ZVS。



(a) 开关周期实验波形



(b) 死区时间内两个工作模态波形

图 2-32 ZVS 边界实验波形

2.5 本章小结

本章通过对 LLC 死区时间内的电路工作模态的详细分析，重新认识了 ZVS 与电路工作参数的关系。LLC 在高频工作时，死区时间内原边开关管寄生电容 C_{ds} 的充放电分为两个工作模态。并且电路的工作频率 f_r ，输出功率 P 和谐振参数对 C_{ds} 的充放电模态密切相关。因此通过文中给出的 ZVS 模型可知，LLC 在谐振点附近工作时存在 ZVS 边界，即存在最大的谐振电感 L_r ，最小的谐振电容 C_r 满足 ZVS 的边界。在 LLC 频率调节控制方式中，在输出功率 P 确定的条件下，是希望电路设计在更大的谐振电感，这样可以在满足电压增益条件下，使 LLC 调频范围尽量窄来优化其效率和尺寸。所以考虑到 ZVS 问题，LLC 在高频工作时采用频率调节将存在一定问题，文章下一部分将说明该问题，并对输出可调的 LLC 高频变换器进行研究。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

3 高频 RDCX 变换器研究

3.1 高频 LLC 频率调节问题

由于服务器上的电子设备譬如 CPU、存储器、控制芯片等采用 12V 母线进行供电。因此在高压直流母线供电架构中,如果将 380V 的高压母线直接转换至 12V 母线给服务器相关电子设备供电,并且将模块电源集成到服务器板上,可以显著减小由于 12V 母线的大电流输出产生的焦耳损耗。同时电源模块直接集成到服务器板上,供电模块距离用电设备的距离大幅减少,可以提高 CPU 等处理器动态切换时对电源模块动态响应的需求。当高压母线在 380V 小范围(360V 至 400V)内波动时,需要保证输出的 12V 低压母线的稳定。为了实现电源模块集成到板上的目的,电源模块在满足高功率密度的同时需要具有输出电压调节能力,怎样在高频工作条件实现输出电压调节能力,是本章的主要研究内容。

第 2 章讨论了 LLC 在高频工作时,原边开关管的 ZVS 与电路的谐振参数密切相关。在特定的输出功率和谐振频率下,ZVS 对应着最大的 L_r ,最小的 C_r 。

以 360V-400V 的输入电压变化范围,输出电压 12V 输出功率 750W 的应用场合为例。电路谐振点选定在 380V 输入电压,当谐振频率 $f_r=1\text{MHz}$ 时,结合第二章电路谐振参数对 ZVS 的影响,得到 ZVS 边界条件下 $C_{rmin}=13\text{nF}$,因此对应最大的谐振电感 $L_{rmax}=1.5\mu\text{H}$ 。

在上述边界写真参数条件下,通过仿真工具可以得到 LLC 的增益变化范围如图 3-1 所示,其中仿真参数如表 3-1。从图中看出,以输入电压 380V 为谐振点,其增益为 1,因此在输入电压 360-400V 变化范围内电路的增益范围是 0.94 至 1.05 之间。在满足 400V 输入电压满载条件下的增益 0.94 时,频率变化的范围在 830kHz-1.1MHz 之间,如图 3-1 中浅色实线。但是考虑到 400V 输入电压轻载时的增益问题,需要调整最大开关频率,以 400V 输入电压 5%负载为例,为了满足电压的增益需求,电路的最大工作频率为 1.3MHz,如图 3-1 中深色实线。

为了满足电路增益变化范围,频率变化范围太宽,在 830kHz-1.3MHz 之间。为了在全频率范围正常工作,磁元件的设计需要兼顾低频工作特性,所以磁元件的尺寸优化设计困难。在实现输出电压调节的条件下,兼顾 LLC 工作在 DCX 的高功率密度和高效率的优势。同时在电路工作在最高输入电压和轻载情况下的 ZVS 存在潜在问题^[29]。因此 LLC 在高频工作时,为了保证原边开关管 ZVS,采用频率调节方式来调节输出电压的方案并非最佳选择。因此文章下部分内容将基于 LLC 工作在 DCX 的高功率密度和高效率的优势,来实现

输出电压调节能力。

表 3-1 增益仿真详细参数

V_{in}	360-400V	V_o	12V
f_r	1MHz	P_o	750W
L_m	25uH	L_r	1.5uH

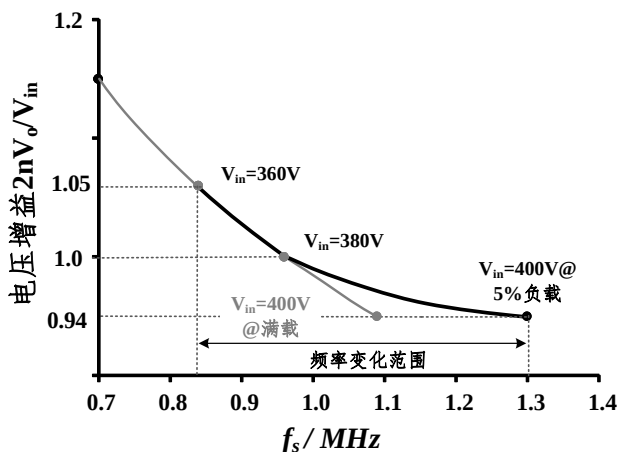


图 3-1 LLC 仿真增益图

3.2 高频 RDCX 变换器工作原理

3.2.1 RDCX 拓扑结构

由于 LLC 工作在 DCX 时，可以通过优化设计使其具有最佳的工作效率和功率密度，相关文献^[16-20]对此优化方案做了大量研究。本研究课题中，主电路选择半桥 LLC 谐振拓扑，工作在 DCX，变压器的漏感作为谐振电感，如图 3-2(a)所示。但是在输入电压和负载变化时，输出电压会随之变化，在需要输出电压稳定的应用场合不合要求。

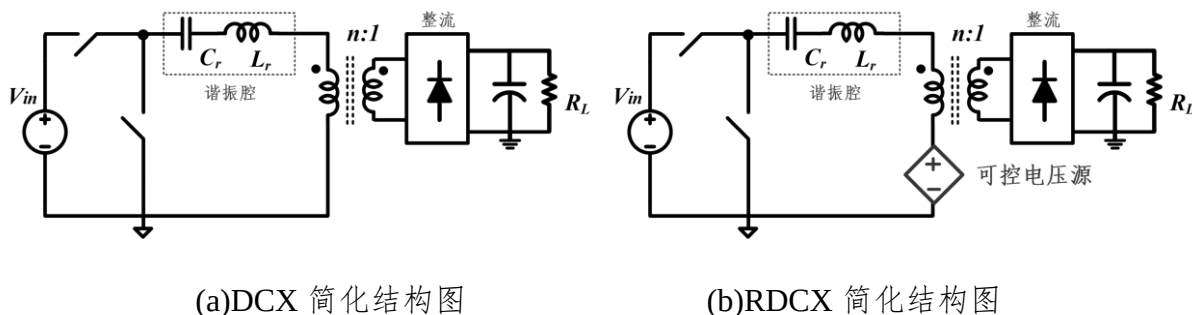


图 3-2 串联可控电压源实现输出调节的电路简化图

为了实现输出电压的调节能力，并保证 DCX 的优势，需要对电路拓扑进行补偿设计。在图 3-2(a)的 DCX 变压器原边交流侧串联可控电压源的方式，可以实现输出电压的调节

能力^[31,32,33]，如图 3-2(b)所示。

串联可控电压源，通过部分功率反馈调节输出电压的概念在^[33]文献中有详细的分析。本文以 DCX 级联不隔离的 DC-DC 变流器构成可控电压源为例简要分析其工作原理，并基于特定的应用场合对 RDCX 进行参数设计。

如图 3-3 所示是 RDCX 中可控电压源的实现方式，由 DCX 级联不隔离的 DC-DC 构成。其中两个变压器 T_1 、 T_2 的原边绕组串联，定义 T_1 是主变压器， T_2 是辅助变压器。主变压器 T_1 副边绕组经过整流得到输出电压，辅助变压器 T_2 在副边经过整流后级联 DC-DC 变流器，再并联到主电路的输出端。

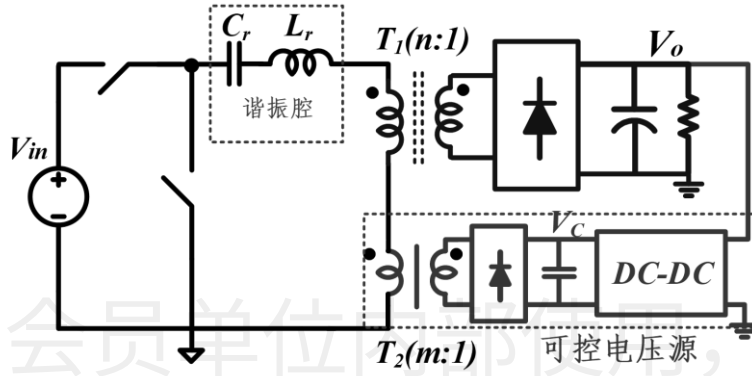


图 3-3 RDCX 电路简化图

3.2.2 RDCX 调压原理分析

在如图 3-3 所示的电路结构中，以输入电压变化为例分析电路的调压原理。当电路工作在 DCX 即谐振点附近时，谐振腔的阻抗近似为零，所以加在变压器 T_1 、 T_2 两端的电压之和近似为 $0.5V_{in}$ 。输出电压稳定在 V_o ，所以变压器 T_1 原边绕组电压为 nV_o 且保持不变，因此辅助变压器 T_2 原边绕组两端的电压为 $0.5V_{in}-nV_o$ 。

以输入电压从额定值跳变到最大值为例分析，如图 3-4(b)中 t_0 时刻。当输入电压从额定值跳变到最大值时，通过 DC-DC 级输出电压的闭环控制调节，保持总的输出电压 V_o 稳定不变，因此变压器 T_1 原边的电压为 nV_o ，输入电压变化的部分通过辅助变压器 T_2 来承担，即表征为 DC-DC 输入端 V_c 电压发生相应变化。当 V_c 变化时，DC-DC 通过输出电压闭环调节占空比实现输出电压调节。两部分处理的功率的变化如图 3-4 所示。

在该 RDCX 结构中，大部分输入功率通过 DCX 中的主变压器 T_1 直接处理，仅有小部分功率为了承担输入电压变化，经过辅助变压器 T_2 和 DC-DC 调整后流入负载。因此

RDCX 电路在满足输出电压调节的前提下,可以保证 DCX 电路的高效率和高功率密度优势。

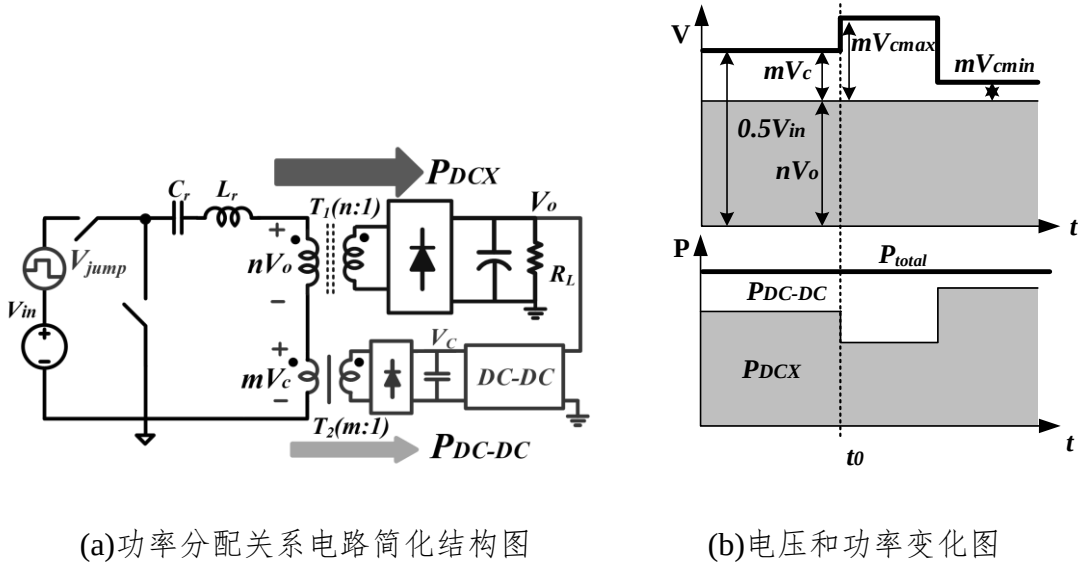


图 3-4 输入电压突变时的电压和功率分布示意图

3.2.3 RDCX 工作模态分析

图 3-5(a)是本文采用的 RDCX 的电路原理图,原边采用半桥型 LLC 谐振电路,副边采用中心抽头整流结构。其中 T_1 匝比为 $n:1:1$, T_2 匝比为 $m:1:1$ 。变压器 T_1 和 T_2 原边绕组串联,辅助变压器 T_2 的副边经过整流后与 DC-DC 变流器级联,最终并联到输出端。RDCX 中采用 Buck 电路作为 DC-DC 变流器,对输出电压进行采样,通过反馈调节其占空比的大小实现输出电压的稳定。

RDCX 的电路关键参数波形图如图 3-5(b)所示,将一个开关周期根据原边开关管 Q_1 和 Q_2 的开通时序分为六个模态,正负半周期工作状态互补,因此分析半个周期内的三个工作模态。模态分析过程中,由于 Buck 电路的输入电压可视为电压源,所以电路等效为两个 LLC 谐振电路在原边串联,副边并联处理。具体模态分析如下。

模态 1(t_0-t_1): t_0 时刻,原边开关管 Q_1 开通,谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 谐振,输入功率通过主变压器 T_1 和辅助变压器 T_2 传递到负载。此模态过程中副边整流管 SR_2 和 SR_4 导通,此时主变压器 T_1 原边两端电压被输出电压箝位在 nV_o ,加在辅助变压器 T_2 上的电压约为 $V_{in}/2-nV_o$ 。电路模态图如图 3-6(a)所示。当 t_1 时刻谐振腔电流 i_{Lr} 与励磁电流 i_{Lm} 相等时,副边整流管 SR_2 和 SR_4 关断,此模态结束。

模态 2(t_1-t_2): t_1 时刻,原边开关管 Q_1 关断,励磁电流 I_m 对原边开关管寄生电容 C_{Q1} 和

C_{Q2} 进行充放电。此模态过程中副边整流管均处于关断状态，励磁电感 L_m 参与谐振，因为励磁电感 L_m 远大于漏感充当的谐振电感 L_r ，因此可以将励磁电流 I_m 等效为一个恒流源对寄生电容进行线性充放电。电路模态图如图 3-6 (b) 所示。此阶段副边整流管关断，由输出电容 C_o 和 Buck 的前级电容 C_c 来提供负载所需能量。在原边开关管换流过程中当主变压器 T_1 原边两端的电压变化至 $-nV_o$ ，辅助变压器 T_2 两端的电压变化至 $-mV_c$ 时，即 t_2 时刻，副边整流管 SR_1 和 SR_3 导通，此模态在 t_2 时刻结束。

模态 3(t_2 - t_3): t_2 时刻，副边整流管 SR_1 和 SR_3 导通，励磁电感 L_m 再次被箝位，不再参与谐振。此模态中，谐振电感和原边开关管寄生电容谐振，寄生电容靠谐振腔的电流 i_{Lr} 继续充放电，在 t_3 时刻，原边桥臂下管寄生电容电压 V_{CQ2} 放电至零，同时给下管驱动信号实现 ZVS。电路模态图如图 3-6 (c) 所示。

负半周期的模态与上述模态对称，不再赘述。

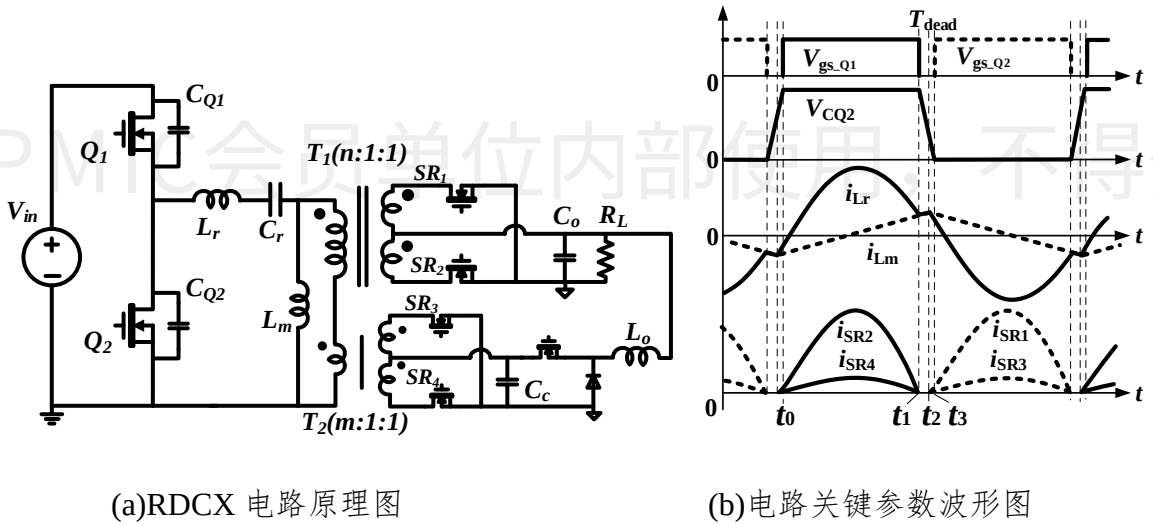
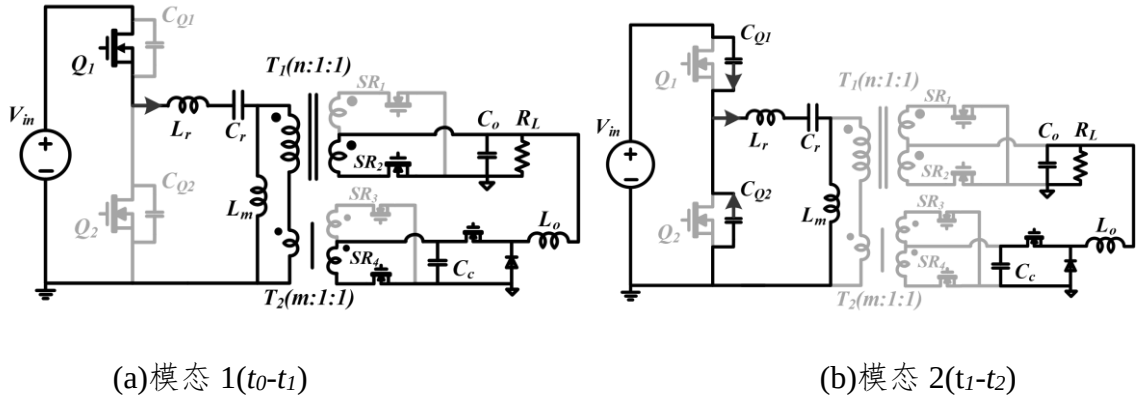


图 3-5 RDCX 电路原理图和工作波形



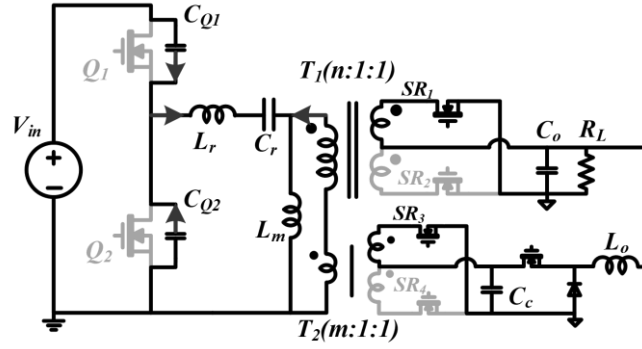
(c) 模态 3(t_2-t_3)

图 3-6 电路模态图

3.2.4 RDCX 电路参数设计

本部分内容旨在研究 380V 输入高压直流母线至 12V 输出母线的应用场合，在保证高效高功率密度的前提下，进行 RDCX 的参数设计。

在输入电压和负载变化时为了实现输出电压的调节能力，需要对变压器的匝比与 T_1 和 T_2 的功率分配比进行优化设计，在实现输出电压调节能力的前提条件下获得最佳工作特性。这里以输入电压变化为例对变压器匝比和两变压器的功率分配比进行分析。

由于两个变压器的原边绕组串联，所以流过两变压器 T_1 和 T_2 原边绕组的电流大小相等，两变压器处理的功率大小之比等于两变压器原边绕组的电压之比。定义辅助部分 Buck 处理的功率占变换器处理的总功率之比 k 为(3-1)式。

$$k = \frac{P_{buck}}{P_{total}} = \frac{mV_c}{mV_c + nV_o} \quad (3-1)$$

其中， m ， n 分别是辅助变压器 T_2 和主变压器 T_1 的匝比， V_o 是输出电压， V_c 是 Buck 输入电压。

输入电压 V_{in} 和输出电压 V_o 与 Buck 输入电压 V_c 之间满足(3-2)式。

$$mV_c + nV_o = 0.5 \cdot V_{in} \quad (3-2)$$

主变压器匝比 n 和功率分配比 k 之间的关系如(3-3)。

$$n = \frac{(1-k) \cdot 0.5V_{in}}{V_o} \quad (3-3)$$

在给定输入电压范围 360V 至 400V，额定输入电压 380V，12V 输出电压应用场合，通过式(3-3)可以确定主变压器匝比 n 和功率分配比 k 之间的关系。但是功率分配比 k 的选

取和变压器的匝比设计和 Buck 电路工作范围的设计之间需要进行折中考虑。

低压大电流输出的应用场合,当变压器副边采用中心抽头整流结构时,变压器副边绕组一般选取 1 匝来减小绕组损耗和方便 PCB 绕组绘制。因为输入电压的变化范围是 360V 至 400V,因此,变压器 T_1 和 T_2 两端的电压之和的变化范围是 180V 至 200V 之间。考虑到变压器 T_1 的匝比 n 是整数,且变压器 T_2 需要在全输入电压范围内承担一定比例的电压,所以变压器 T_1 的电压 nV_o 必须小于 180V。即匝比 n 需要满足(3-4)表达式。

$$nV_o < 0.5V_{in \min} \quad (3-4)$$

所以根据(3-4)可知 $n < 15$ 。从 RDCX 拓扑的部分功率调节实现输出电压稳定的电路工作原理可知,辅助变压器 T_2 原边承担的电压越小,经过两级处理的功率即 P_{buck} 越小,因此整个电路的效率会越高。所以基于辅助变压器两端的电压尽量小的原则,选取 $n=14$ 。

在最低输入电压 360V 条件下,加在变压器 T_1 上电压为 $nV_o=168V$,所以辅助变压器承担的电压为 $mV_{c \min} = 0.5V_{in \min} - nV_o = 12V$,所以在最小输入电压下功率分配比 $k_{\min}$ 如(3-5)。

$$k_{\min} = \frac{mV_{c \min}}{0.5V_{in}} = 6.7\% \quad (3-5)$$

在额定输入电压 380V 条件下加在变压器 T_1 上电压为 $nV_o=168V$,辅助变压器 T_2 承担的电压为 $mV_{cnom} = 0.5V_{innom} - nV_o = 22V$,所以额定输入电压下的功率分配比 k_{nom} 为式(3-6)。

$$k_{nom} = \frac{mV_{cnom}}{0.5V_{in}} = 11\% \quad (3-6)$$

在最高输入电压 400V 条件下,加在变压器 T_1 上电压为 $nV_o=168V$,所以辅助变压器承担的电压为 $mV_{c \max} = 0.5V_{in \max} - nV_o = 32V$,所以在最大输入电压下功率分配比 $k_{\max}$ 为式(3-7)。

$$k_{\max} = \frac{mV_{c \max}}{0.5V_{in}} = 16\% \quad (3-7)$$

因为采用了 Buck 电路,所以其输入输出电压之间的关系如(3-8)。

$$V_o = V_c \cdot D \quad (3-8)$$

当输入电压为最小值 360V 时,加在辅助变压器 T_2 两端的电压为 12V,因此在对变压器 T_2 的匝比 m 设计中需要考虑到 Buck 的增益为占空比 $D \leq 1$ 。根据 m 与功率分配比 k ,变压器 T_1 的匝比 n 的关系如(3-9)式,对辅助变压器的匝比 m 进行优化选取。

$$m = \frac{k \cdot n \cdot D}{1 - k} \quad (3-9)$$

由于 Buck 电路的理论占空比 D 最大值可以为 1，但是在实际的控制中占空比 D 会有一个最大值限制，一般商业化的控制芯片的占空比变化范围为 $D \leq 0.9$ 。所以为了实现输出电压 12V 的调节， m 的值必须小于 1，才能将最小输入电压 360V 条件下辅助变压器 T_2 上的 12V 电压进行升压得到 V_c ，通过 Buck 的闭环降压实现输出电压的调节。

同时 Buck 电路的工作效率和其工作占空比 D 密切相关，占空比 D 越大，效率越高。所以在选取辅助变压器 T_2 的匝比 m 的原则是在整个电压变化范围内 Buck 工作的占空比尽量大。经过以上的折中考虑，并结合变压器原副边绕组的结构，最后优选辅助变压器 T_2 的匝比 m 为 0.75，即辅助变压器的变比为 3:4。

所以在主变压器 T_1 和辅助变压器 T_2 的匝比选定之后，Buck 的输入电压范围如(3-10)。

$$\begin{cases} V_{c \min} = 0.5V_{in \min} - nV_o = 16V \\ V_{cnom} = 0.5V_{innom} - nV_o = 30V \\ V_{c \max} = 0.5V_{in \max} - nV_o = 43V \end{cases} \quad (3-10)$$

因此 Buck 工作的占空比 D 的范围如式(3-11)。

$$\begin{cases} D_{\min} = \frac{V_o}{V_{c \max}} = 27.9\% \\ D_{nom} = \frac{V_o}{V_{cnom}} = 40\% \\ D_{\max} = \frac{V_o}{V_{c \min}} = 75\% \end{cases} \quad (3-11)$$

根据以上分析，变压器副边整流结构采用中心抽头整流情况时，主变压器的匝比选取为 14:1:1，辅助变压器的匝比选取为 3:4:4。

3.3 RDCX 高频变压器设计

在高频低压大电流输出应用场合，变压器损耗在电路总损耗中所占的比例很重，因此需要对变压器进行优化设计，以期得到变压器尺寸和损耗之间的最佳组合。基于 1.3 部分的矩阵变压器的设计模型^[20]，对本文 RDCX 中的主变压器 T_1 进行优化设计。

通过 1.3 节内容的高频变压器的调研可知，在大电流场合，为了对变压器副边绕组的电流进行分流，同时避免交流侧并联端子的严重的交流损耗和绕组之间的不均流现象，采

用 UI 型磁芯将一个变压器平铺为两个变压器，即两个变压器共用一个 UI 磁芯的结构。这种变压器结构的好处是，原边绕组串联，因此两变压器的副边绕组上的电流自然均流。在相同磁芯截面积 A_e 和相同绕组线宽的条件下，采用 UI 磁芯能充分利用其两个磁柱上磁通一进一出的对称性，与采用 EI 型磁芯相比，可以有效减小变压器的尺寸，并且一副 UI 磁芯的体积也明显小于两副 EI 磁芯，在磁损方面也占优。因此，在该部分的变压器设计中，采用 UI 磁芯进行优化设计变压器的尺寸和损耗之间的关系。

由于变压器的匝比是 14:1:1，采用 UI 磁芯进行分配时两个磁柱上分别为 7:1:1 的变压器，原边绕组串联，副边绕组并联。但是每个变压器的原边匝数为 7 匝，并且副边绕组在该情况下的电流依然很大，所以希望进一步将变压器进行拆分。若沿用之前的分布式矩阵变压器的概念，将 7:1:1 的变压器分成 4:1:1 和 3:1:1 的两个变压器。但是如果只是简单的将 4:1:1 和 3:1:1 的变压器平铺到两个 UI 磁芯上会存在着以下问题。首先，两个变压器的原边匝数不相同，因此两个变压器处理的功率不同，磁芯和效率优化设计方面较为复杂；其次，两个变压器的原边绕组的伏秒不一致，励磁电感需要进行更为精确的调整来保证相同的励磁电流，否则两变压器不同的励磁电流会导致两者的工作状态不一致，控制变得复杂。鉴于上述平铺结构的设计困难和该结构的缺点，本文采用分布式矩阵变压器和 PCB 叠板并联相结合的方式设计 RDCX 的变压器结构。考虑到变压器副边绕组和整流 SR 上的电流比较大，因此将中心抽头的副边绕组 S_1 和 S_2 通过表层与相邻层通过盲孔相互并联与 SR 和整流电容一起构成整流回路，可以避免复杂的过孔连接导致的绕组避让问题和表层绕组的交流过孔损耗问题。变压器结构示意图如图 3-7 所示，绕组排布方式如图 3-8 所示。

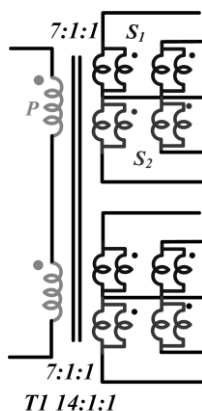


图 3-7 变压器结构

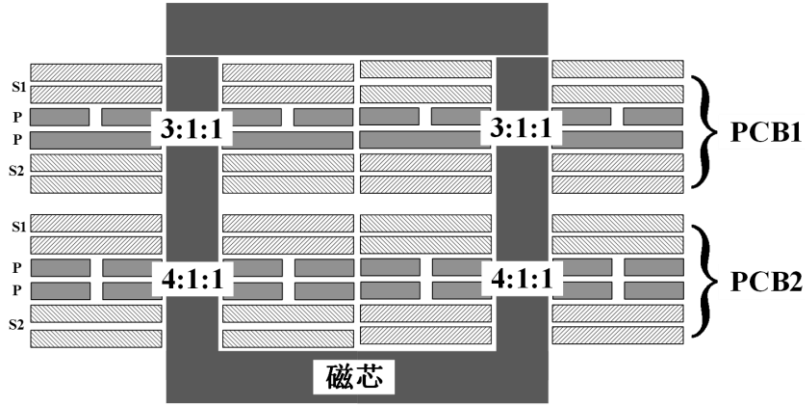


图 3-8 采用 UI 磁芯的变压器绕组结构

变压器的设计原则是在变压器的损耗和变压器的尺寸之间进行折中优化设计，其中变压器的损耗包括磁损 $PT_{\text{磁}}$ 和绕组损耗 $PT_{\text{铜}}$ ；变压器尺寸包括磁芯和绕组的尺寸。

变压器的磁损 $PT_{\text{磁}}$ 与工作频率和材料特性密切相关，在 MHz 级别工作时选用横店东磁公司的 DMR51W 材料的锰锌铁氧体作为变压器磁芯，其磁损密度曲线根据数据手册可以进行拟合得到如下表达式(3-12)，损耗密度曲线图如图 3-9 所示。磁损即根据该磁损密度公式和磁芯的尺寸来计算。

$$P_v(B, f) = 10^{-9.154} \cdot B^{2.914} \cdot f^{2.133} \quad (3-12)$$

其中， B 代表磁通密度，单位是 mT； f 是频率，单位是 kHz； P_v 是损耗密度，单位是 mW/cm^3 。

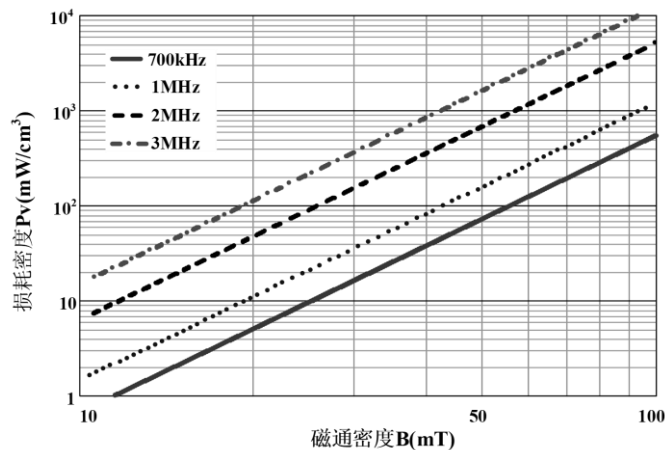


图 3-9 DMR51W 磁损密度曲线

在 MHz 工作频率，变压器采用 PCB 平面绕组结构，其绕组的交流电阻系数和绕组的交错并联结构，绕组线宽和 PCB 绕组的铜厚等因素密切相关。根据文献^[20]对 Dowell^[34]变

压器绕组交流模型的修正可知, PCB 平面绕组的交流等效系数表达式如式(3-13)。

$$FR = M' + \frac{m^2 - 1}{3} D' \quad (3-13)$$

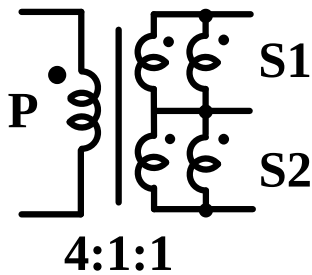
其中, 上述变量定义为式(3-14)。

$$\begin{cases} M = \alpha \cdot h \cdot \coth(\alpha \cdot h) \\ D = 2\alpha \cdot h \cdot \tanh(\alpha \cdot h) \\ \alpha = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0\eta}{\rho}} \\ \eta = N_l \cdot \frac{b}{a} \end{cases} \quad (3-14)$$

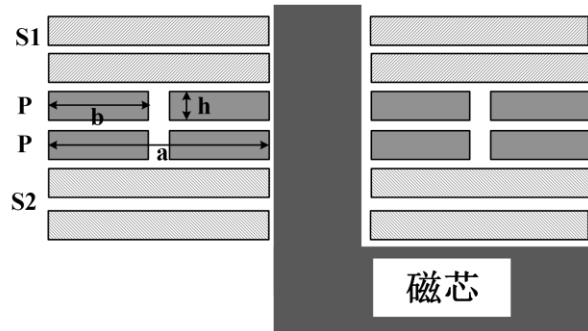
其中, M' 和 D' 是 M 和 D 的实部, m 是绕组所占用的 PCB 版层数, ω 是角频率, h 是绕组的厚度即 PCB 铜厚, N_l 是每层 PCB 上绕组匝数, a 是每层 PCB 绕组的总宽度, b 是每一匝绕组的宽度, ρ 是铜的电阻率。

这里可以看到在图 3-8 所示的结构中, 4:1:1 的变压器和 3:1:1 的变压器的原边绕组串联, 且均处于 UI 磁芯的同一个磁柱上, 构成一个 7:1:1 的变压器结构。因此这里考虑到 4:1:1 的变压器的原边绕组的对称排布, 将该分布式变压器简化为 4:1:1 的单元来考虑变压器的损耗和尺寸之间的关系。该单元与另外一个 3:1:1 的变压器相比, 只有原边绕组匝数的区别, 所以这里以 4:1:1 单元来设计最优解, 3:1:1 的单元按照 4:1:1 的最优解设计。因此 14:1:1 的变压器设计可以等效拆分为 4 个 4:1:1 的最优单元的组合。

以 4:1:1 中心抽头整流结构并以 6 层 PCB 板为例, 以上变量如图 3-10 所示。以原边绕组 P 为例, m 是绕组所占用的 PCB 层数为 2, N_l 是每层 PCB 上绕组的匝数为 2, 其他变量 a , b , h 定义如图 3-10(b)。



(a) 中心抽头整流结构



(b) 绕组结构变量定义

图 3-10 绕组结构示意图

基于上述的绕组的交流系数的模型,可以根据变压器的绕组结构来计算原副边绕组的交流等效电阻,从而计算在 MHz 工作频率下的铜损。图 3-10 (b) 所示的单元中,在对该变压器单元损耗与尺寸关系建模的过程中,设计 UI 磁芯形状如图 3-11(a),变压器副边绕组和整流结构如图 3-11(b)所示,图中标注了设计过程中所需变量。其中,磁芯截面积定义为 A_e , R 是磁柱跑道圆弧的半径, $l(R)$ 是磁柱跑道直线长度, a 是副边绕组的宽度, c 是磁芯里面磁柱之外的宽度, h_0 是磁芯窗口的高度可根据 PCB 板厚度和气隙大小选定, $h(I)$ 是磁芯 I 片的厚度。

另外有以下几个参数需要定义:设计变压器的工作频率 $f=1\text{MHz}$;平面绕组 PCB 采用 6 层板进行设计;选取绕组铜厚 3Oz 即 $h=0.105\text{mm}$;根据之前的磁芯密度损耗,在 MHz 工作频率下,设计磁芯工作时 $\Delta B \approx 60\text{mT}$,因此根据磁芯截面积与 ΔB 的关系 $\Delta B = \frac{V_o \cdot 0.5T_s}{2A_e}$ 可知 $A_e=50\text{mm}^2$ 。

根据上述的定义在已知磁芯截面积 A_e 的条件下, $l(R)$ 和 R 之间的关系如(3-15)。

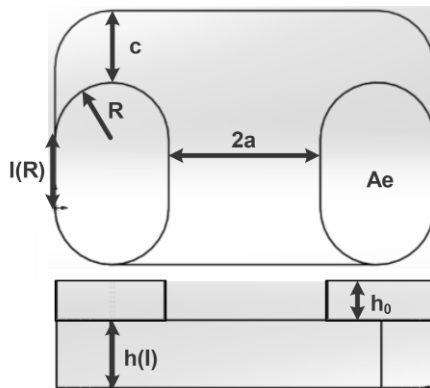
$$l(R) = \frac{A_e - \pi R^2}{2R} \quad (3-15)$$

磁芯 I 片厚度与磁柱弧线半径 R 和副边绕组线宽 a 之间的关系如(3-16)。

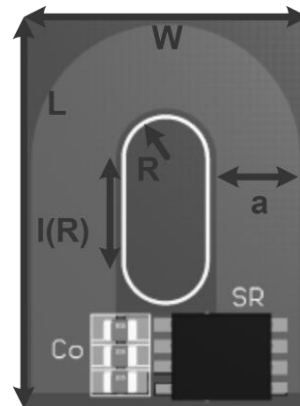
$$h(I) = \frac{A_e}{2R + a + l(R)} \quad (3-16)$$

该变压器单元的尺寸定义为 Ft 如(3-17)。

$$Ft = W \cdot L = (2a + 2R) \cdot (2a + l(R)) \quad (3-17)$$



(a) UI 磁芯形状和尺寸图



(b) 副边绕组和整流结构图

图 3-11 变压器单元图

值得注意的是，在磁芯截面积 A_e 确定的条件下，磁芯跑道磁柱的弧形半径 R 需要满足一下关系式(3-18)。

$$\pi R^2 \leq A_e \rightarrow R \leq 4mm \quad (3-18)$$

基于上述的变量定义，可以将变压器的磁损表达式求出如(3-19)。

$$PT_{\text{磁}} = \frac{1}{4} P_v(B, f) \times A_e \cdot L_e \quad (3-19)$$

其中， L_e 是磁通流经的磁路长度，其表达式为(3-20)。

$$L_e = h_0 + 2R + 2a + h(I) \quad (3-20)$$

变压器绕组的铜损根据上述的交流系数模型和绕组的直流电阻之间的关系可以得到。因此最后可以将该变压器单元的损耗包括磁损和铜损表示为 R 和 a 的关系如(3-21)。

$$\begin{aligned} PT &= PT_{\text{磁}} + PT_{\text{铜}} \\ &= \frac{1}{4} P_v(B, f) \times A_e \cdot L_e + i_{p_rms}^2 R_p \cdot FR_p + i_{s_rms}^2 R_s \cdot FR_s \\ &= f_1(R, a) \end{aligned} \quad (3-21)$$

其中， i_{p_rms} 和 i_{s_rms} 分别是原副边绕组电流有效值， R_p 和 R_s 分别是原副边绕组等效直流电阻， FR_p 和 FR_s 分别是原副边绕组的等效交流系数。根据(3-21)所示的变压器损耗关系并联立(3-15)至(3-20)可以得到图 3-12。

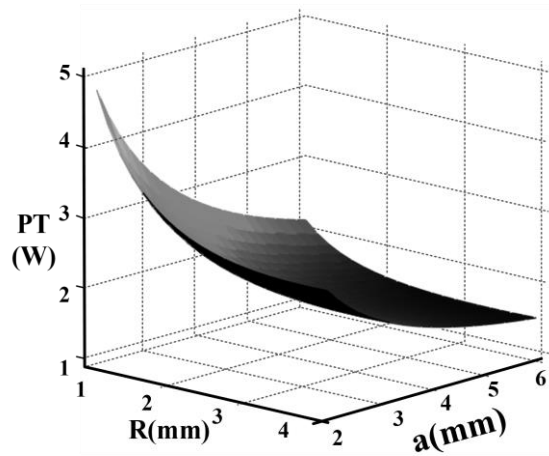


图 3-12 变压器损耗随磁柱形状 R 和绕组宽度 a 的关系

从图 3-12 中可以看到变压器的损耗 PT 包括磁损和铜损，是随着绕组宽度 a 的增加

逐渐减小的，因为绕组的宽度越宽，其直流电阻越小，等效的交流电阻也是越小的。但是该损耗随磁芯磁柱的形状 R 的变化并非单调，说明磁芯磁柱的形状同时影响着变压器的磁损和铜损，需要优化设计。

变压器损耗随封装尺寸连续变化的关系曲线采用变量替换的方法，将变压器副边绕组的宽度 a 表示为 R 和 Ft 的函数，变压器的损耗也表示为 R 和 Ft 的函数，如(3-22)。

$$\begin{cases} Ft = (2a + 2R)(2a + \frac{Ae - \pi R^2}{2R}) \Rightarrow a = f_2(R, Ft) \\ PT = \frac{1}{4} P_v(B, f) \times Ae \cdot Le + i_{p_rms}^2 R_p \cdot FR_p + i_{s_rms}^2 R_s \cdot FR_s \\ = f_3(R, Ft) \end{cases} \quad (3-22)$$

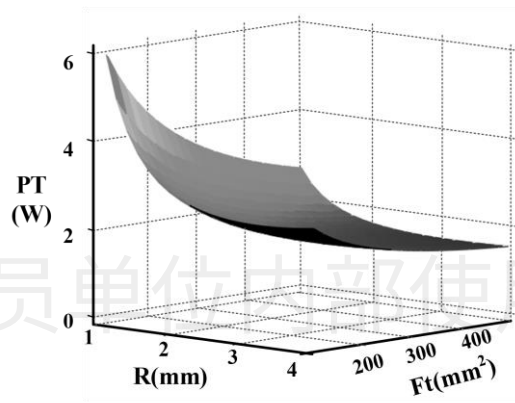


图 3-13 变压器损耗与尺寸和磁柱形状之间的关系

因此可以得到变压器的损耗和尺寸之间的关系如图 3-13。从图中可以看到，变压器的损耗随尺寸的变化关系是变压器的尺寸越大其损耗越小，这和普通性的认识一致，但是这里给出了具体的定量数学模型进行优化设计。

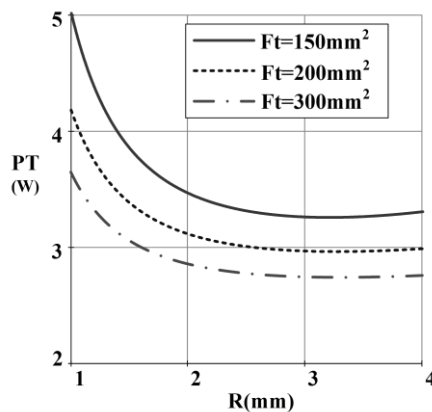
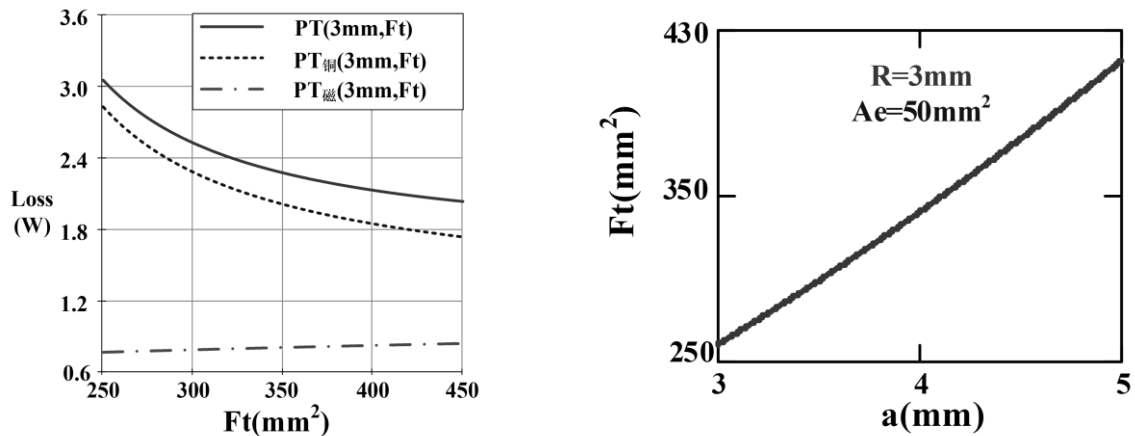


图 3-14 变压器损耗随 R 的变化关系

图 3-14 中是在图 3-13 的基础上给定不同的变压器封装尺寸 Ft 得到的损耗随磁芯磁柱形状 R 之间的变化关系。其中，实线表示变压器尺寸 $Ft=150\text{mm}^2$ 时，变压器损耗随 R 变化关系，虚线和点划线分别是变压器尺寸 $Ft=200\text{mm}^2$ 和 $Ft=300\text{mm}^2$ 时，变压器损耗随 R 变化关系。从图中可以看到在不同的变压器尺寸的条件下，变压器损耗随磁芯跑道磁柱圆弧半径 R 的变化关系都是在 $R=3\text{mm}$ 附近取得最小值，磁芯的形状 R 的最优设计值选取为 $R=3\text{mm}$ 。



(a) 变压器损耗随尺寸变化曲线

(b) 变压器尺寸随绕组线宽变化曲线

图 3-15 变压器损耗和尺寸曲线

在选定了变压器磁芯形状 R 之后，可以得到变压器损耗与尺寸之间的关系如图 3-15(a) 所示，变压器的损耗随变压器尺寸的增大而减小。同时变压器尺寸与变压器副边绕组线宽的关系曲线如图 3-15(b) 所示。因此结合图 3-15 的曲线关系，变压器的损耗和尺寸之间需要根据实际情况进行折中选取。本文经过上述考虑，通过变压器损耗和尺寸的这种考虑，优选变压器副边绕组宽度为 $a=4\text{mm}$ ，即变压器的尺寸 $Ft=330\text{mm}^2$ ，此时变压器的损耗为 2.31W。

所以基于上述的变压器模型的设计，可以得到高频变压器在损耗和尺寸之间的变化关系，对变压器的磁芯和绕组的宽度进行优化设计以期获得变压器尺寸和损耗之间的最优组合来指导变压器的设计。

因此在上述 4:1:1 的变压器单元的最优设计的基础上，可以得到该 RDCX 变压器的组合，即如图 3-16(a) 所示的变压器结构，变压器的 3D 模型结构如图 3-16(b) 所示。

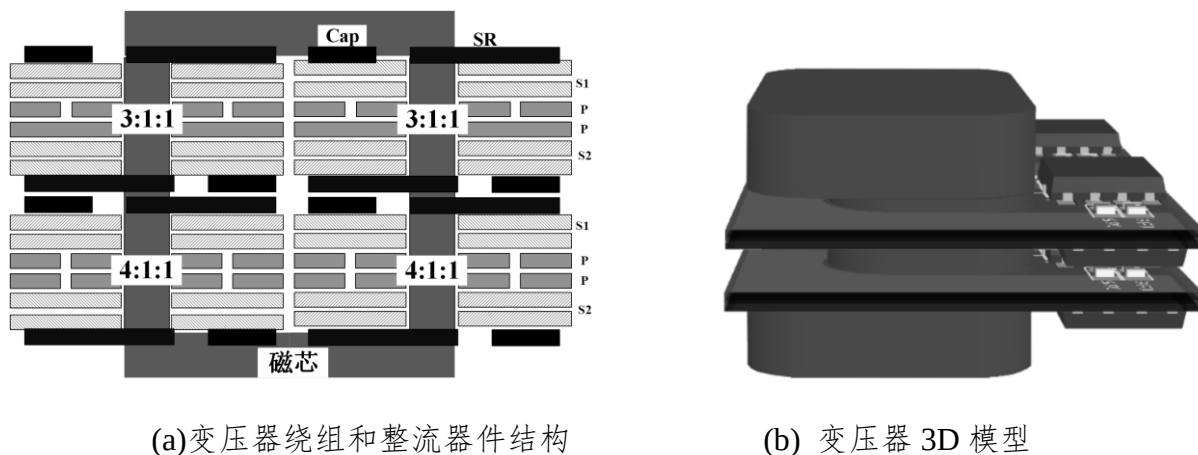


图 3-16 RDCX 变压器结构示意图

3.4 实验结果

根据上述的参数优化设计和变压器结构的设计, 实验搭建了 1MHz, 360-400V (额定 380V) 输入电压, 输出电压 12V, 输出电流 62.5A 的样机来验证 RDCX 方案的可行性。

简化的电路原理图如图 3-17 所示。原边信号是由 PWM 控制芯片产生的固定频率固定占空比的驱动信号, 副边 SR 的驱动逻辑和原边开关管同步。Buck 控制芯片采用商业化的控制芯片, Buck 的工作频率设置为 300kHz。表 3-2 详细列出了样机的关键参数。实验样机如图 3-18 所示, 该样机的功率密度为 720W/in³。

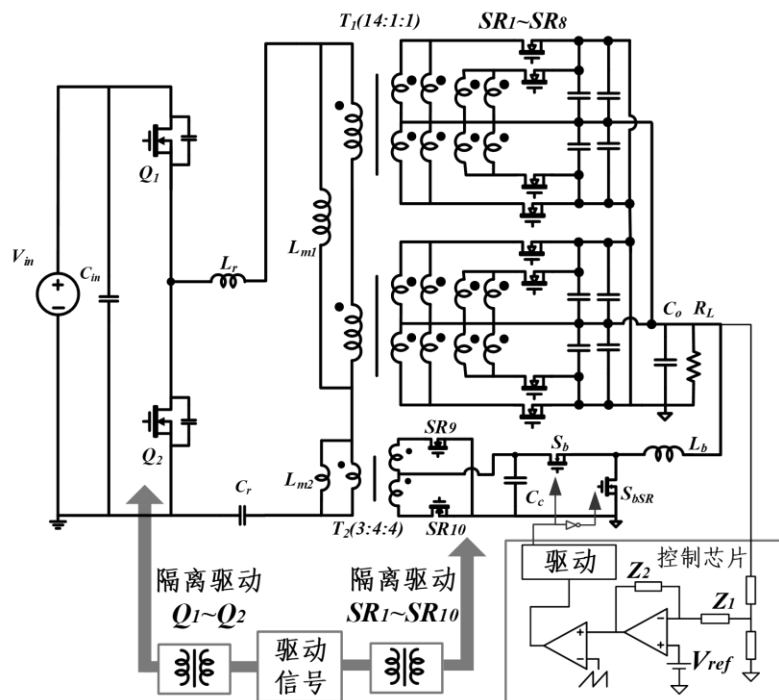


图 3-17 简化的电路原理图

表 3-2 实验样机详细参数

元器件	型号	元器件	型号
Q_1 & Q_2	GS66508P	T_2	EC12 & DMR51W
$SR_1 \sim SR_8$	BSC0501NSI	L_{m1}	20uH
SR_9 & SR_{10}	BSC098N10NS5	L_{m2}	3uH
S_b & S_{bSR}	BSC034N06NS	Cr	75nF
T_1	UI21 & DMR51W	L_b	4uH

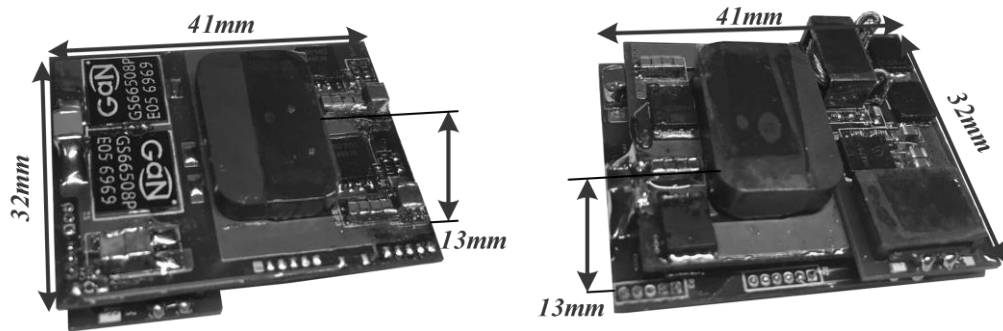
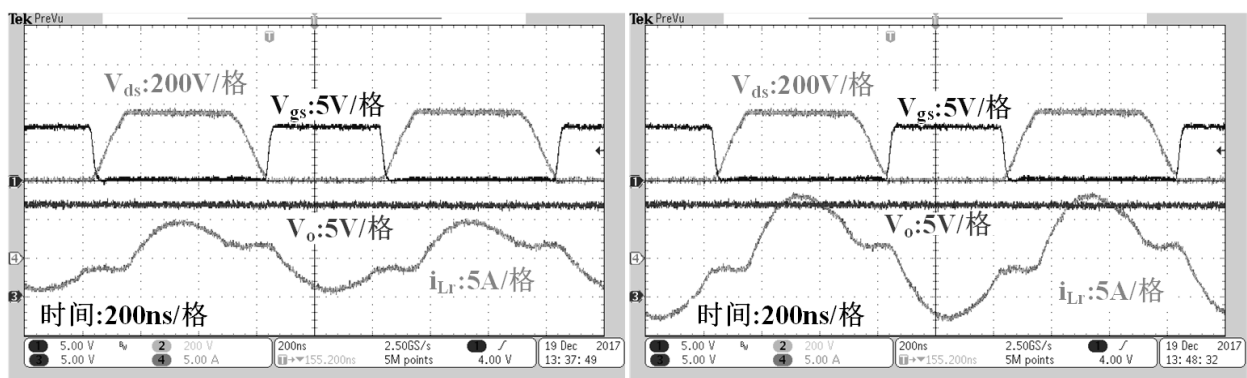


图 3-18 RDCX 样机图片

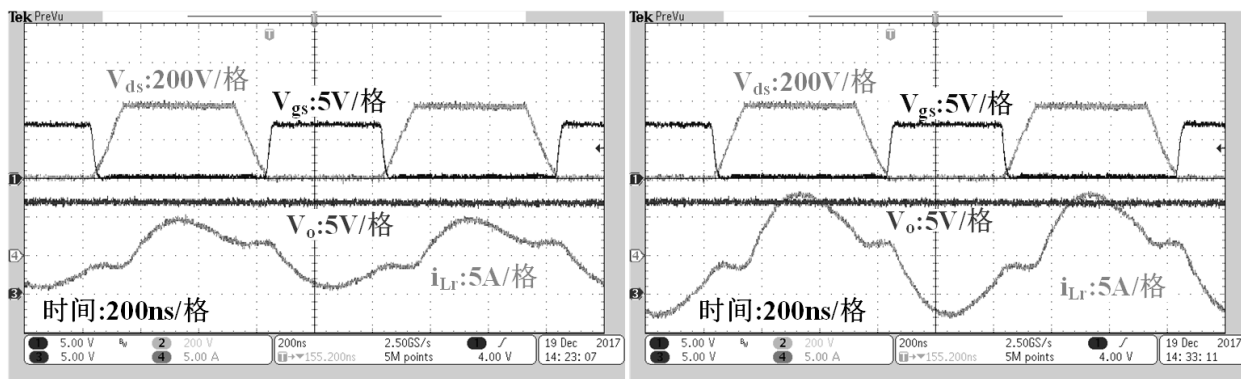
图 3-19 是在 360V 输入电压条件下的实验波形，其中， V_{ds} 是桥臂中点电压， V_{gs} 是桥臂下管驱动信号， V_o 是输出电压， i_{Lr} 是谐振腔电流。图 3-19 (a) 是输出负载为半载条件下的实验波形，桥臂下管 Q_2 的驱动信号 V_{gs} 在桥臂中点电压 V_{ds} 降至零之后变为高电平，实现了原边开关管的 ZVS。图 3-19 (b) 是输出负载为满载条件下的实验波形，从驱动信号 V_{gs} 和桥臂中点电压 V_{ds} 波形可以判断原边开关管的 ZVS。同时在半载和满载条件下，输出电压 V_o 稳定在 12V，实现了输出电压随负载变化的调节功能。



(a) 半载实验波形

(b) 满载实验波形

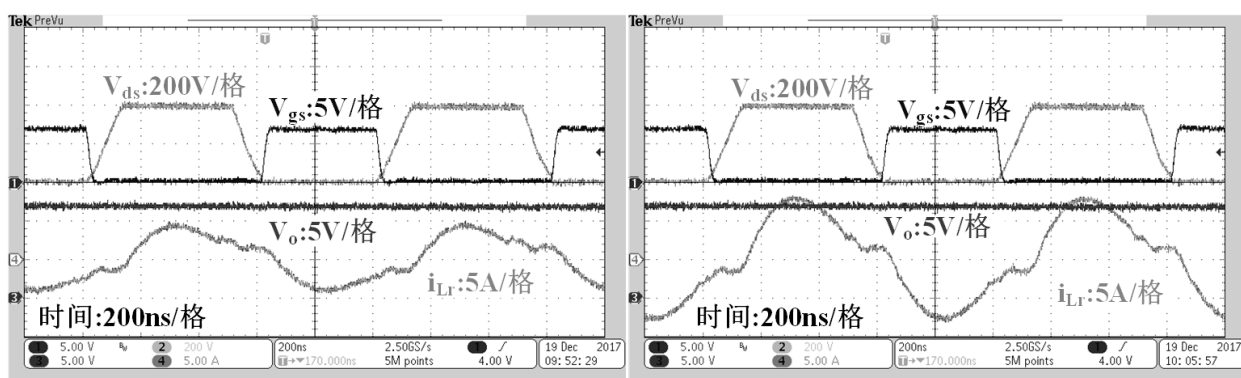
图 3-19 360V 输入电压的实验波形图



(a) 半载实验波形

(b) 满载实验波形

图 3-20 380V 输入电压的实验波形图



(a) 半载实验波形

(b) 满载实验波形

图 3-21 400V 输入电压的实验波形图

图 3-20 和图 3-21 分别是在输入电压为 380V 和 400V 的实验波形，根据图中的 V_{gs} 和 V_{ds} 波形可以判断在半载和满载条件下均实现了原边管的 ZVS。同时在半载和满载条件下，输出电压均稳定在 12V，实现了输出电压随输入电压变化的调节功能。

图 3-22 是在负载跳变条件下的输出电压动态波形（负载从 20A 跳变到 40A 和负载从 40A 跳变到 20A）。从图中可知，负载电流在 20A 和 40A 之间跳变时，输出电压稳定在 12V，在负载切换瞬间输出电压过冲很小约为 500mV。通过该实验结果，验证了 RDCX 拓扑在负载变化时，输出电压的调节功能。

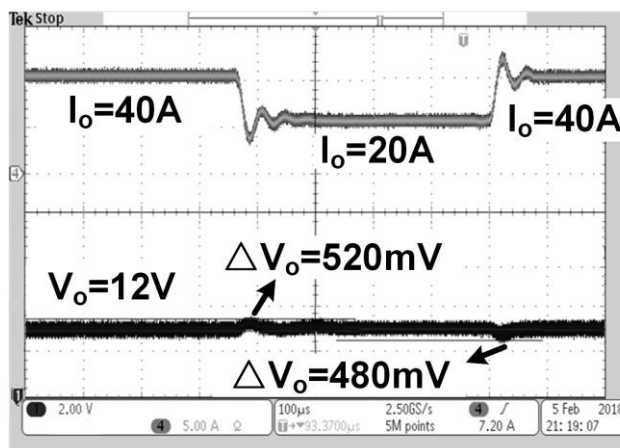


图 3-22 输出电压在负载跳变时的动态波形图

图 3-23 是在输入电压切换条件下的输出电压动态波形（输入电压从 360V 切换到 400V 和输入电压从 400V 切换到 360V）。从图中可知，输入电压在 360V 和 400V 之间切换时，输出电压稳定在 12V。通过该实验结果，验证了 RDCX 拓扑在输入电压变化时，输出电压的调节功能。

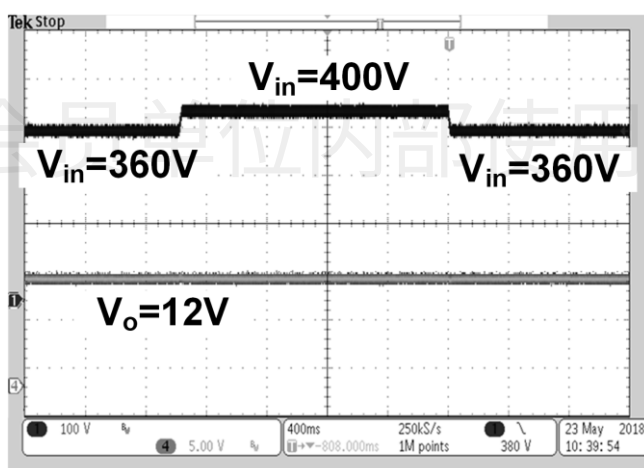


图 3-23 输出电压在输入电压切换时的动态波形图

图 3-24 是在输入电压为额定值 380V 条件下实验样机测量的效率和采用 Vicor 的产品进行两级级联的效率计算对比。从图中可以看到，RDCX 效率在全负载范围均明显高于两级方案，并在半载附近达到最高效率，峰值效率超过 96.5%，满载效率 95.5%。由于 RDCX 在 380V 输入电压工作时，89%的输入功率直流通过 DCX 部分处理，转换效率很高，仅有 11%的输入功率部分是经过 DCX 级联 Buck 的两级处理。所以在满足输出电压调节功能的条件下，该 RDCX 拓扑牺牲的效率微乎其微，能体现出 RDCX 在高频输出电压可调应用场合的高效率优势。

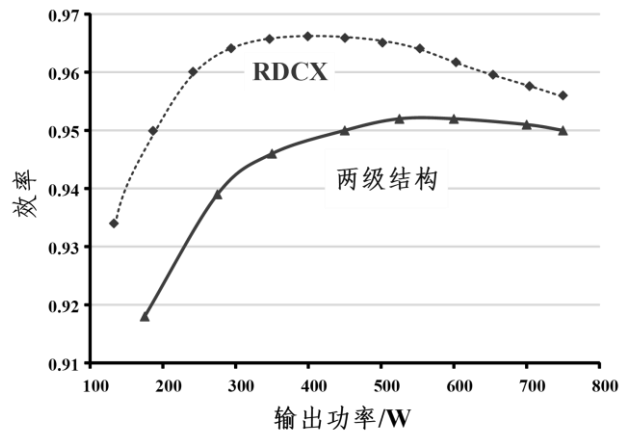


图 3-24 额定输入电压 380V 的样机效率与两级效率对比

3.5 本章小结

本章在第二章的高频 LLC 的 ZVS 边界模型基础上，探索发现 LLC 采用调频方案调节输出电压时，磁元件的效率和尺寸优化设计困难。因此本章充分利用 LLC 工作在 DCX 的优势对 RDCX 拓扑进行研究，分析了 RDCX 的工作原理，并对 RDCX 的参数进行了设计。通过实验验证了 RDCX 的工作原理，在实现高频 LLC 输出电压可调功能的同时，保证了电源模块的高功率密度和高效率优势。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

4 总结与展望

采用高压直流母线供电架构的服务器,供电电源模块的发展趋势是实现服务器板上集成,省却机柜内部的低压母线汇流母排,提升系统效率。考虑到服务器主板的空间有限,电源模块需要具有更高的功率密度和更高的效率,同时满足输出电压的调节能力。因此,本文旨在研究高效,高功率密度,输出可调的高压直流母线变流器。LLC 的 ZVS 特性可以使其工作在较高频率,并保证较高的效率。因此本文选择 LLC 谐振拓扑作为研究对象。

第二章分析了高频 LLC 在谐振点工作时的 ZVS 条件,通过对 LLC 死区时间内的电路工作模态的详细分析,发现原边开关管的 ZVS 条件受到电路的工作频率 f_r ,输出功率 P 和谐振参数的制约。文中修正了高频 LLC 的 ZVS 模型,界定了 ZVS 的边界条件,并通过实验验证了模型的准确性。基于该 ZVS 边界条件,高频 LLC 采用频率调节方式调节输出电压时,面临着满足电压增益变化范围所需频率变化范围太宽的潜在缺点,因此磁元件的效率和尺寸优化设计成为难题。

高频 LLC 工作在 DCX 时具有高功率密度和高效率的特性,因此第三章充分利用 DCX 的优势,对采用部分功率调节实现输出电压调整的 RDCX 拓扑进行研究。文中分析了 RDCX 的工作原理,优化设计 RDCX 的电路参数,并通过实验验证了 RDCX 的工作原理。该 RDCX 方案在实现高频 LLC 输出电压可调功能的同时,保证了电源模块的高功率密度和高效率优势。同时避免了高频 LLC 采用频率调节方式面临的巨大挑战。

本课题依然存在一些问题值得进一步研究。第一、准备探索 LLC 在更高工作频率更大功率等级条件下的 ZVS 边界问题,以期界定出高频 DCX 的谐振参数与功率和工作频率之间的制约条件。第二、文中的 RDCX 拓扑主要针对窄电压范围的输出调节应用场合,在更宽范围输入电压的应用场合应该采用怎样的拓扑结构需要进一步探索。

参考文献

- [1] 张紫. 第 33 次中国互联网络发展状况统计报告[J]. 计算机与网络, 2014
- [2] 中国 idc 圈. 能耗弥巨已成数据中心发展瓶颈[N/OL]. <http://dc.idcquan.com/jfjs/65392.shtml>
- [3] Ups 应用. 数据中心 UPS 供电系统的需求与挑战[N/OL]. <http://www.upsapp.com/newsdetail.asp?id=21828>
- [4] 中国 idc 圈. 2014-2015 年中国 IDC 产业发展研究报告[N/OL]. <http://news.idcquan.com/Special/2015baogao/>
- [5] 谷立静, 周伏秋, 孟 辉. 我国数据中心能耗及能效水平研究[J]. 能源研究所, 2010
- [6] 中国 idc 圈. 全国数据中心将达 8 万 1 年耗电超过三峡大坝发电量[N/OL].
<http://news.idcquan.com/news/131592.shtml>
- [7] Liu Shirley. 数据中心能耗和能效现状[N/OL]. <http://www.cloudgoing.com/news/sjzxnxxz.html>
- [8] Chuck Heller. High Efficiency Ups Operating Modes[R]. Emerson Network Power, 2015
- [9] Pratt A, Kumar P, Aldridge T V. Evaluation of 400V DC distribution in telco and data centers to improve energy efficiency [C]. Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2007: 32-39
- [10] Matsumoto A, Fukui A, Takeda T, et al. Development of 400 Vdc power distribution system and 400 Vdc output rectifier [C]. Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2009: 1-5
- [11] X. Huang, Z. Liu, Q. Li and F. C. Lee, "Evaluation and Application of 600 V GaN HEMT in Cascode Structure," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 5, pp. 2453-2461, May 2014.
- [12] D. Reusch and J. Strydom, "Evaluation of Gallium Nitride Transistors in High Frequency Resonant and Soft-Switching DC-DC Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 9, pp. 5151-5158, Sept. 2015.
- [13] W. Zhang, F. Wang, D. J. Costinett, L. M. Tolbert and B. J. Blalock, "Investigation of Gallium Nitride Devices in High-Frequency LLC Resonant Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 1, pp. 571-583, Jan. 2017.
- [14] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, G. Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion," in IEEE APEC 2002, pp.1108-1112.
- [15] Y. Ye and Jianhong Zeng, "High efficiency and high density rectifier with GaN HEMT," 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), Hefei, 2016, pp. 541-545.
- [16] D. Fu, F. C. Lee, and Shuo Wang, "Investigation on transformer design of high frequency high efficiency dc-dc converters," in Proc. IEEE APEC 2010, Feb. 21-25, pp. 940-947.
- [17] C. Yan, F. Li, J. Zeng, T. Liu, and J. Ying, "A novel transformer structure for high power, high frequency converter," in Proc. IEEE PESC 2007, pp. 940-947, Jun. 17-21.
- [18] M. Mu and F. C. Lee, "Design and Optimization of a 380-12 V High-Frequency, High-Current LLC Converter With GaN Devices and Planar Matrix Transformers," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 3, pp. 854-862, Sept. 2016.
- [19] D. Huang, S. Ji and F. C. Lee, "LLC Resonant Converter With Matrix Transformer," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 8, pp. 4339-4347, Aug. 2014.
- [20] C. Fei, F. C. Lee and Q. Li, "High-Efficiency High-Power-Density LLC Converter With an Integrated Planar Matrix Transformer for High-Output Current Applications," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 11, pp. 9072-9082, Nov. 2017.

- [21] Salato M. Datacenter power architecture: IBA versus FPA [C]. Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011: 1-4
- [22] PRM48BF480T500A00,
datasheet:http://cdn.vicorpower.com/documents/datasheets/PRM48BF480T500A00_ds.pdf
- [23] BCM380P475T1K2A30, datasheet:<http://www.vicorpower.com/documents/datasheets/ds-BCM380P475T1K2A30.pdf>
- [24] Bing Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, F. C. Lee and J. D. van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter," Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06., Dallas, TX, 2006, pp. 6 pp.-
- [25] D. Fu, B. Lu and F. C. Lee, "1MHz High Efficiency LLC Resonant Converters with Synchronous Rectifier," 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Orlando, FL, 2007, pp. 2404-2410.
- [26] R. Elferich, "General ZVS half bridge model regarding nonlinear capacitances and application to LLC design," 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, NC, 2012, pp. 4404-4410.
- [27] H. Chen and X. Wu, "Analysis on the influence of the secondary output capacitance to ZVS transient in LLC resonant converter," 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, 2014, pp. 4755-4760.
- [28] C. Oeder and T. Duerbaum, "ZVS investigation of llc converters based on FHA assumptions," 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, 2013, pp. 2643-2648.
- [29] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri and S. M. H. Alavi, "Optimizing the Normalized Dead-Time and Maximum Switching Frequency of a Wide-Adjustable-Range LLC Resonant Converter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 2, pp. 462-472, Feb. 2011.
- [30] R. Ren, B. Liu, E. A. Jones, F. Wang, Z. Zhang and D. Costinett, "Accurate ZVS boundary in high switching frequency LLC converter," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, 2016, pp. 1-6.
- [31] Chen H, Wu X. LLC resonant DC transformer (DCX) with parallel PWM output tight regulation [C]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014: 4742-4747
- [32] Le Zhang, X. Wu and H. Chen, "1MHz LLC resonant DC-DC converter with PWM output regulation capability," 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), Hefei, 2016, pp. 445-450.
- [33] X. Wu, H. Chen and Z. Qian, "1-MHz LLC Resonant DC Transformer (DCX) With Regulating Capability," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 5, pp. 2904-2912, May 2016.
- [34] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings," Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of, vol.113, no.8, pp.1387-1394, Aug. 1966.

作者简历及在学期间所取得的科研成果

第一作者

Le Zhang, X. Wu and H. Chen, "1MHz LLC resonant DC-DC converter with PWM output regulation capability," *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Hefei, 2016, pp. 445-450. (EI 收录)

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传