

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: 无

学 号: 21860365

# 浙江大学

## 硕士学位论文



中文论文题目: 应用于航天高压蓄电池组的高增益隔离高效充电技术

英文论文题目: High gain and efficient isolated charger for high voltage battery in space

申请人姓名: 孙家红

指导教师: 吴新科 教授

合作导师: 黄军 研究员

专业学位类别: 工程硕士

专业学位领域: 电气工程

所在学院: 工程师学院

论文提交日期 2020 年 11 月 30 日

应用于航天高压蓄电池组的高增益隔离高效充电技术



论文作者签名:\_\_\_\_\_

指导教师签名:\_\_\_\_\_

论文评阅人 1: \_\_\_\_\_

评阅人 2: \_\_\_\_\_

评阅人 3: \_\_\_\_\_

评阅人 4: \_\_\_\_\_

评阅人 5: \_\_\_\_\_

答辩委员会主席: \_\_\_\_\_ 谢小高\教授\杭州电子科大

委员 1: \_\_\_\_\_ 张军明\教授\浙江大学

委员 2: \_\_\_\_\_ 吴新科\教授\浙江大学

委员 3: \_\_\_\_\_ 邵 帅\教授\浙江大学

委员 4: \_\_\_\_\_ 陈 敏\教授\浙江大学

委员 5: \_\_\_\_\_

答辩日期: \_\_\_\_\_

# 浙江大学研究生学位论文独创性声明

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

学位论文作者签名：

签字日期：

年 月 日

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

## 学位论文版权使用授权书

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

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期： 年 月 日

签字日期： 年 月 日

## 致谢

转眼间三年的研究生时光已接近尾声，心中虽饱含对未来的期待，但却对学生生涯实在不舍。非常荣幸能在浙里求学，总算是不负努力圆了年少时的梦想。当然也非常感谢这三年的种种经历，给我历练，让我成长。

首先最要感谢的是我的导师吴新科教授，感谢您在科研上对我的指导和帮助，在做事方法上对我的点拨和启发。您严谨的科研态度和缜密的逻辑思维，让本不擅长思考的我受益匪浅；您化繁为简和举一反三的能力，也让我渐渐有所感悟。您作为导师，不仅自己勇于突破舒适区，给我们树立榜样；而且对学生因材施教，对我们理解和关照良多。感谢您多次为我提供宝贵的学习交流机会，不仅拓宽了我的视野，还锻炼了我做学术报告的能力。您牺牲了很多陪伴家人的时间，将心血倾注在我们身上，真的非常幸运能做您的学生，您教授的点点滴滴都将是陪伴我一生的财富。祝您事业一帆风顺，也希望实验室在您的带领下越来越好。

感谢董伯藩教授给予我的指导和帮助。每次向您请教问题，您总是能从本质上给予解答，让我茅塞顿开。祝您身体健康，幸福长寿。

感谢实验室周大姐对我的关心照顾，您作为实验室的大管家为我们提供了良好的后勤保障，是您的辛苦付出让我们可以专心科研，没有后顾之忧；也是您的贴心关照，让我感受到家人般的温暖。祝您身体健康，阖家幸福。

感谢温暖的实验室大家庭，让我学到了许多知识。感谢师兄杨金旭、吴嘉文、施鸿波、刘天骥、张思亮、董泽政、周宗杰、邱凯、秦伟，以及师姐韩阅和康培林对我的帮助，是你们带我走入电力电子的大门，是你们无数次的耐心指点才有了我今天的成果。感谢同窗齐雨、范高、李光灿、陈子健，回忆起那段互帮互助的时光仍感到非常开心。感谢师弟田霖、李力超、陈征、赵问鼎，同你们一起讨论让我收获颇丰，还有师弟赵韞玉，感谢你的帮助，和你一起做项目让我受益匪浅。

感谢室友李文鑫、周亮、王意尊，以及一起打桌游的小伙伴们，与你们朝夕相处让我倍感温暖，也是你们让我在疲惫时卸下压力。非常开心能够与你们相识，是你们让我在浙大有了归属感，也是你们的支持与鼓励给我力量，让我能从挫折中爬起，让我始终坚强，祝你们前程似锦，祝我们友谊长存。

## 摘要

随着航天载荷技术的进步,其储能系统的输出电压和功率达到数百伏/千瓦级。为实现高压蓄电池组充电管理系统的优化设计,需对满足航天要求的高效架构充电技术进行研究。针对航天应用中高压储能电池高效率高增益的隔离充电需求,需要对低压输入侧与高压输出侧之间完全电气隔离的高增益、高效率DC-DC变换器进行研究,并且实现恒流控制转恒压控制的充电功能。

航天蓄电池充电器的输入侧电压低、输出侧电压高,因此会面临低压大电流侧的导通损耗大,高压侧整流二极管的电压应力大、反向恢复损耗大的问题;另外,由于航天应用对于器件的要求十分苛刻,需要使用高可靠性的器件以抵抗太空辐射的影响,而高可靠性器件在效率特性上通常比同样规格的工业级器件差很多,且应力降额要求高等限制因素使得航天高压充电管理系统效率的提高变得十分困难。

针对上述应用难题,本文调研了现有的不同拓扑架构,从系统效率、系统复杂程度、可靠性等不同维度进行了对比分析,从可靠性和实用性角度出发,重点以零电压软开关(ZVS)移相全桥(PSFB)PWM拓扑为基础展开研究,并对其进行改进,将储能电感由直流侧移至交流侧,提升了系统效率。

在面对更高的电压增益和功率等级时,移相全桥PWM变换器的诸多缺点也暴露出来,主要是其应用于更高增益以及较宽增益范围的场合时,其效率特性急剧下降。因此,本文也探究了效率上具有更多优势的LLC谐振变换器。针对应用于LLC拓扑的航天级模拟控制芯片的缺失问题,本文通过选用航天级准谐振控制芯片并设计外部辅助电路,实现了LLC变换器的控制功能以及软起动和保护功能。

**关键词:** 航天电源, 移相全桥, 低电压应力, 反向恢复, LLC 变换器

## Abstract

With the advancement of space load technology, the output voltage and power of the energy storage system reach 1kV/100kW level. In order to realize the optimal design of the high voltage battery charging management system, it is necessary to study the multi-level high-efficiency architecture charging technology that meets the space requirements. Aiming at the high efficiency and high gain isolation charging demand of high voltage energy storage batteries in aerospace applications, it is necessary to realize complete electrical isolation of dc-dc converter at low voltage input side and high voltage output side, and to realize constant voltage and constant current charging function with high gain, high efficiency and high reliability.

Due to the low input side voltage and high output side voltage of the charger for space applications, it will face the problems of high conduction loss caused by high current on the low side, high voltage stress of rectifier diode on the high side, and high reverse recovery loss. In addition, due to the insufficient power and performance of other important devices that do not meet the space requirements, high limitations of stress reduction requirements make it difficult to improve the efficiency of space high voltage charging power supply.

In view of the above application problems, this paper analyzes and designs a zero voltage soft switch PWM topology with energy storage inductance on AC side, eliminates reverse recovery loss, fully utilizes transformer leakage inductance, reduces loss of leakage inductance energy, and improves efficiency. At the same time, the design of rectifier circuit and the selection of transformer are explored.

After comparing different DC-DC converter topologies, it is found that the LLC resonant converter has more advantages. However, due to the lack of aerospace-grade analog control chips for LLC topologies, the use of aerospace-grade quasi-resonant control chips and external circuit aids to achieve LLC converter soft start and protection functions.

**Key words:** space power supply, PSFB converter, low voltage stress, reverse recovery, LLC converter

目录

致谢 ..... I

摘要 ..... I

Abstract ..... II

第 1 章 绪论 ..... 1

    1.1 论文研究背景及意义 ..... 1

    1.2 航天器储能系统充电管理技术研究现状 ..... 1

    1.3 隔离拓扑研究现状 ..... 3

    1.4 航天器信号反馈隔离技术研究现状 ..... 6

    1.5 本论文主要研究内容 ..... 7

第 2 章 低电压应力无反向恢复的移相全桥 DC-DC 拓扑 ..... 10

    2.1 移相全桥（PSFB）变换器在中功率场合的应用 ..... 10

    2.2 交流侧储能电感移相全桥变换器 ..... 11

        2.2.1 交流侧电感移相全桥电路 ..... 11

        2.2.2 低电压应力副边整流结构设计 ..... 12

    2.3 基本工作原理分析 ..... 13

    2.4 主电路参数设计 ..... 15

        2.4.1 占空比和匝比设计 ..... 15

        2.4.2 变压器磁芯选型 ..... 17

        2.4.3 变压器绕组设计 ..... 18

        2.4.4 电感设计 ..... 19

第 3 章 磁隔离反馈回路设计及仿真分析 ..... 21

    3.1 移相控制器 UC3875 介绍 ..... 21

    3.2 磁隔离反馈回路设计 ..... 22

        3.2.1 隔离反馈发生器 UC3901 介绍 ..... 22

        3.2.2 UC3901 的磁隔离功能实现 ..... 23

    3.3 闭环仿真及环路分析 ..... 26

        3.3.1 闭环仿真 ..... 26

        3.3.2 环路仿真 ..... 27

第 4 章 效率分析及样机验证 ..... 30

|                              |    |
|------------------------------|----|
| 4.1 效率分析 .....               | 30 |
| 4.1.1 变压器损耗 .....            | 30 |
| 4.1.2 开关管损耗 .....            | 31 |
| 4.1.3 二极管损耗 .....            | 32 |
| 4.1.4 电感损耗 .....             | 33 |
| 4.1.5 输出滤波电容损耗 .....         | 34 |
| 4.1.6 损耗分布 .....             | 35 |
| 4.2 样机试验波形及效率 .....          | 36 |
| 4.2.1 软开关验证 .....            | 37 |
| 4.2.2 软启动及二极管电压应力验证 .....    | 37 |
| 4.2.3 效率测试 .....             | 38 |
| 第 5 章 LLC 拓扑探究 .....         | 39 |
| 5.1 LLC 高效充电器的设计 .....       | 39 |
| 5.1.1 LLC 谐振变换器的工作模态分析 ..... | 39 |
| 5.1.2 断续导通模式 .....           | 40 |
| 5.1.3 连续导通模式 .....           | 41 |
| 5.2 LLC 谐振腔参数选择 .....        | 41 |
| 5.2.1 设置额定工作点 .....          | 41 |
| 5.2.2 限定励磁电感 .....           | 42 |
| 5.2.3 确保增益范围 .....           | 42 |
| 5.2.4 基波等效法 .....            | 43 |
| 5.2.5 基于仿真的谐振腔设计方法 .....     | 43 |
| 5.3 控制部分 .....               | 48 |
| 5.4 LLC 高效充电器的实验结果 .....     | 49 |
| 5.4.1 实验样机 .....             | 49 |
| 5.4.2 启动时的动态过程 .....         | 50 |
| 5.4.3 效率测试与稳态工作波形 .....      | 50 |
| 第 6 章 总结与展望 .....            | 53 |

## 第1章 绪论

### 1.1 论文研究背景及意义

当今世界各国航天技术飞速发展，越来越多的国家不断地涌入到航天飞行器的设计与研发行列中来，而航天器的功能、性能，乃至整个飞行任务的成败都离不开电源系统的支持<sup>[1]</sup>。随着空间电推进、行波管放大器、空间站等技术<sup>[2]</sup>的发展，航天器储能系统的电压和功率等级愈发提高，因此，对应用于航天场合的高压大功率直流电源的需求日益提高。

电推进器用于改变或维持航天器的位置，以实现轨道转移或者姿态调整。国外成功研制出了20-30kW功率量级的大功率离子推进器，如美国研制的大型离子推进器NEXIS的功率能达到25kW<sup>[3]</sup>。霍尔推进器方面，GRC完成了50kW级霍尔推进器的设计和试验<sup>[4]</sup>。行波管放大器在1962年首次应用，目前国际上较为典型的行波管应用包括功率高达20kW的相控阵雷达和大功率卫星上行通信系统<sup>[5]</sup>。空间太阳能电站则是应对环境问题，解决能源危机的一个未来趋势。早在上世纪80年代，美国就提出了NASA/DOE模型，能提供5GW的功率到电网<sup>[6]</sup>。

随着航天器内部电子设备的数量越来越多，这些形形色色的新功能以及新技术使得航天器储能系统的供电电压和功率等级日益提高，与之而来的是对电源系统的稳定性、可靠性等提出了更为严格的标准和要求。航天应用中高压母线由高压蓄电池组支撑，蓄电池组的能量来源于光伏电池阵列<sup>[7]</sup>。而光伏电池的工作特性是输出侧电压低，输出电流大，无法直接将能量传输至储能系统<sup>[8]</sup>。因此需要针对满足航天应用要求的中大功率升压变换器展开研究，实现航天高压蓄电池组充电系统的高效率、高增益以及高可靠性<sup>[9]</sup>。

### 1.2 航天器储能系统充电管理技术研究现状

目前国内航天器储能系统的充电管理技术分为隔离型和非隔离型两种结构。其中，非隔离型的主要有 Buck 电路和 Superbuck<sup>[10-14]</sup>电路，如图 1-1 和图 1-2 所示，其优点是结构简单、控制回路易于设计，并且稳定性和可靠性较高；但缺点是

当应用于输入输出电压比较大的降增益场合时，电路损耗大、设备的应力高、稳定性和可靠性大大降低，且不能用于升压场合。

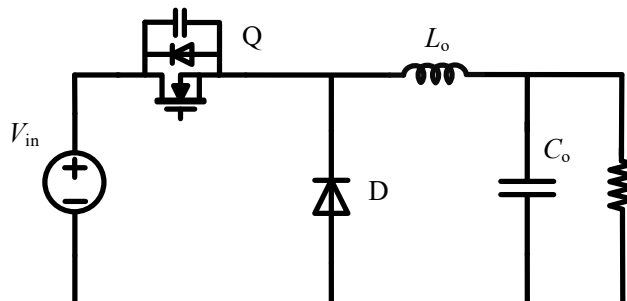


图 1-1 Buck 电路

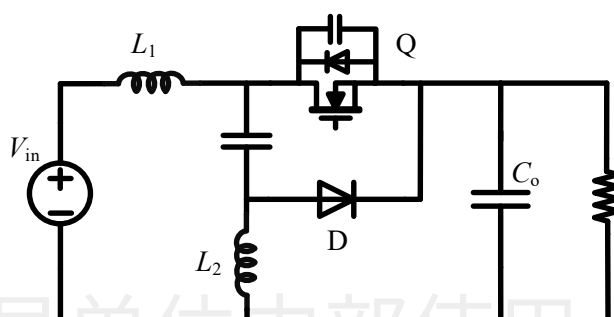


图 1-2 Super-buck 电路

隔离型的拓扑主要是移相全桥 (phase shift full bridge, PSFB) PWM 变换器 (如图 1-3 所示)，优点是可以应用于升压场合，且可以实现开关管的零电压软开通 (ZVS)，有利于高效率目标的实现。缺点是电路结构较非隔离拓扑复杂，需要更多的开关管及整流管，不仅提高了成本，更使得变换器的效率有所降低；同时由于需要变压器进行能量转换，在电能转换和传递的过程中会产生不可忽视的损耗。

由于两种非隔离型的拓扑无法实现升压功能，因此不能用于高压蓄电池组充电管理系统的设计，而目前常用的隔离拓扑，即 PSFB 变换器又因为存在占空比丢失、环流损耗大、整流管反向恢复严重等固有缺陷，使得效率难以达到要求。因此，需要针对航天应用中高压储能电池高效率高增益的隔离充电需求，研究更为合适的隔离型高效架构充电技术。

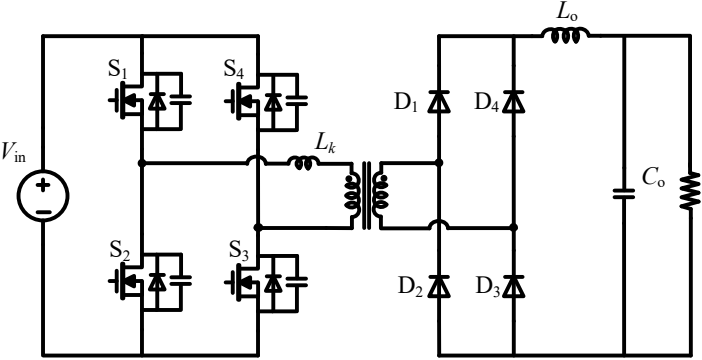


图 1-3 国内航天应用中的移相全桥变换器架构

1.3 隔离拓扑研究现状

航天器通过由高压蓄电池组及其管理系统组成的电源系统对多个用电设备进行供电，如果电源系统发生故障，无法继续给其他系统供电，那么整个航天器都将无法工作。因此，高效率、高可靠性一直是航天器电源管理系统的主要研究和发展方向，而采用隔离型拓扑，将显著提高电源管理系统的可靠性<sup>[15-17]</sup>。因此，应用于高压和中大功率输出场合的高功率密度、高效率的隔离型 DC/DC 变换器一直是国内外学者的研究对象。

表 1-1 几种隔离拓扑的比较

| 拓扑结构    | 单管正激           | 单管反激           | 双管正激     | 双管反激     |
|---------|----------------|----------------|----------|----------|
| 二极管电压应力 | $2V_{in}$      | $V_{in}/(1-D)$ | $V_{in}$ | $V_{in}$ |
| 优点      | 输出电压纹波小        | 器件少            | 变压器无磁复位  | 变压器无磁复位  |
| 缺点      | 器件多<br>变压器需磁复位 | 漏感大            | 器件数量多    | 器件数量多    |

隔离型 DC/DC 变换器种类繁多，工业界以及学术界较为常用的隔离型拓扑有：单管正激、单管反激、双管正激、双管反激以及全桥变换器等<sup>[18-20]</sup>，如表 1-1 所示。

单管反激变换器 (flyback) 结构如图 1-4 所示, 在小功率、低输入电压的应用场合, 该拓扑拥有较多的优点, 主要包括电路结构较为简单, 较少的电路元器件带来较低的生产成本, 而且控制方式较为灵活, 可以工作在峰值电流控制 CCM 工作模式以及变频控制 BCM 工作模式。但 flyback 变换器也有其缺点, 主要表现为相对较低的效率特性, 以及较大的散热设备需要更大的空间, 从而导致其电路元件数量较少所带来的体积优势被抵消。由于上述缺点, flyback 变换器通常只适合小功率的应用场景。

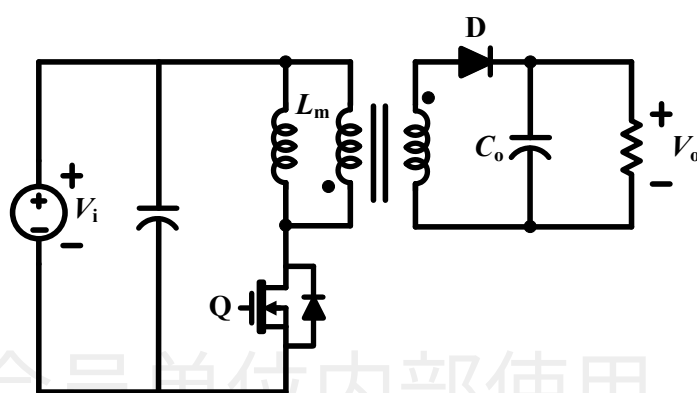


图 1-4 flyback 变换器

正激变换器电路结构简单因而广为工业界采用。但在每个开关周期内, 变压器都需要一定时间去进行磁复位, 而在这一过程中, 变换器并不进行能量传递, 因此变压器的利用率较低。虽然有一些方式可以有效地改善磁复位的效果, 比如采用有源箝位技术, 可以使主电路的最大占空比得到有效增大, 但由于有源器件的增加, 使得控制电路的抗干扰能力和可靠性有所下降。由于上述缺点, 正激变换器通常也只适合小功率的应用场合。

全桥变换器有多种拓扑可供选择, 其中, 传统移相全桥变换器 (FSFB) 能够利用储能电感的能量实现超前臂的 ZVS 软开通, 并且利用变压器漏感的能量实现滞后臂的 ZVS 软开通, 从而降低开关管的开关损耗<sup>[21,22]</sup>; 此外, 其高频变压器不会产生直流偏磁的现象, 大大提高了变压器的利用率, 使得变换器的设计和优化变得更加灵活。该电路结构如图 1-5 所示, 其中  $L_k$  是变压器的漏感,  $L_R$  是储能电感。

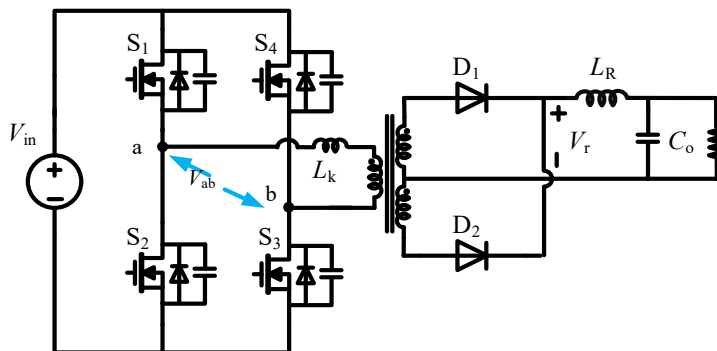


图 1-5 PSFB 全桥变换器

移相全桥变换器也有自身的缺陷，由于输入侧滞后臂 ZVS 软开关的实现范围与变压器漏感的大小直接相关，当变换器工作在轻载模式时，漏感储存的能量不足以实现滞后臂的 ZVS 软开通，使得开关损耗有所增加。通过做大漏感的方法虽然能改善这个缺陷，但同时使得占空比丢失的问题更加严重、输入侧的环流损耗增大<sup>[23,24]</sup>，并且输出侧整流管寄生结电容上的电压振荡也会变得严重。

虽然可以通过一些简单的方法将滞后臂的软开关范围扩大<sup>[25,26]</sup>，但同时会因为引入辅助电路而带来额外的损耗，并且使得变换器的体积增大，导致变换器的功率密度有所降低，这些问题的存在使得该类做法所带来的最终效果不尽人意。此外，在最近二十年来不断地有学者进行相关的研究和探索，对 PSFB 变换器提出了许多改进的方案<sup>[27-29]</sup>。但总的来说，移相全桥变换器在元件数量上以及输入侧开关管总损耗上的劣势一直是困扰研究者的巨大难题。

21 世纪伊始，随着 DC/DC 变换器向高频小型化的方向发展，一种三元件串并联谐振变换器（LLC，如图 1-6 所示）因其良好的软开关工作特性开始在工业界和学术界获得广泛的关注，该拓扑利用了变压器的励磁电感，得以在全负载范围内实现所有开关管的 ZVS 软开通，大大降低了开关管的总损耗，而且其开关管 ZVS 软开关范围较宽；且输入侧开关管的关断电流通常取决于变压器励磁电流的峰值，因此不会产生很大的关断损耗。上述种种优点使得 LLC 变换器十分适合中大功率的应用场合。但由于针对 LLC 变换器的航天级谐振模拟控制器的缺失问题，使得其至今仍未能应用于国内航天器储能系统的充电管理设计当中。

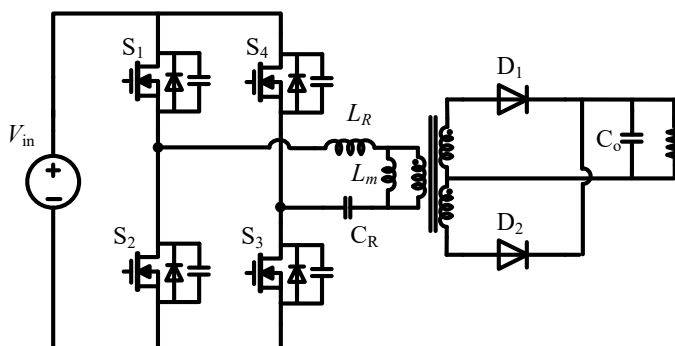


图 1-6 LLC 变换器

## 1.4 航天器信号反馈隔离技术研究现状

由于隔离型 DC/DC 变换器主电路通过变压器实现了输入侧与输出侧的电气隔离，那么相对应地，其反馈电路也需实现信号传输的隔离功能，以保证变换器整体能达到输入侧与输出侧之间电气隔离的目标。光电隔离、磁隔离是工业界应用较广泛的两种信号隔离方式。

光耦合器 (optical coupler, OC)，简称光耦。光耦内部设计有隔离层，其填充材料透明且绝缘，输入与输出间通过光传输信号，实现隔离功能。由于是将电信号转换为光信号进行信息传递，具有较强的隔离性能。光耦的工作方式为：不同强度的输入信号驱动发光二极管产生相应的光信号，当受光器接收到这些强弱不同的光信号时，其输出电压或电流的大小也随之不同，如图 1-7 所示。

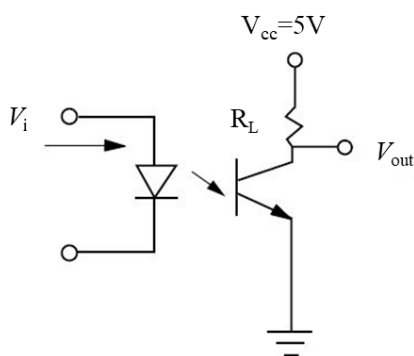


图 1-7 光耦的结构及工作方式

通过光耦进行信号的隔离传输也有其弊端，主要表现为：数据传输速率通常较

低，且信号非线性传输，同时由于半导体老化的问题，器件的可靠性会随着使用时间的增加而降低，主要是传输比率会随着使用时间的增加而发生偏移。

磁隔离反馈方式是在反馈回路中将采样电压或电流信号转换成交流量，然后通过变压器传递交流电信号，以达到信号隔离的目的。因为是通过变压器进行信号传递，因此需要先将反馈的直流信号调制为交流信号之后才能通过变压器进行传递，以完成“电-磁-电”的信号转换，实现输入输出间的隔离功能。

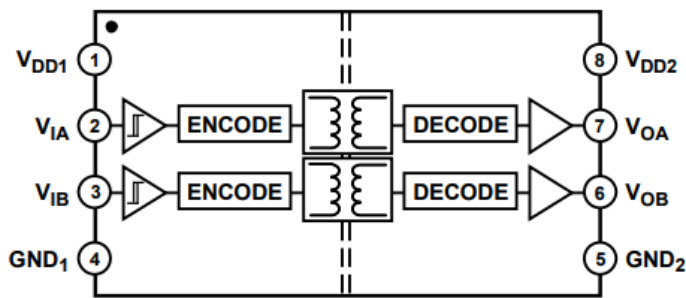


图 1-8 磁隔离耦合器 ADuM1200<sup>[30]</sup>

磁隔离比光耦隔离具有更高的可靠性，因为磁隔离的方式不存在信号非线性传输以及传输比率漂移等问题，因此更适用于航天应用。但是由于磁隔离的方式需要变压器和调制电路协同工作，因此电路结构比光耦隔离的方式更为复杂，尺寸也相对较大，虽然目前已经有众多的磁隔离耦合器已经集成了变压器，如 ADI 公司磁耦 ADuM1200 系列，从数据手册<sup>[30]</sup>中得到其结构图（如图 1-8 所示）。但是目前并没有可用于航天场合的磁集成隔离耦合器，因此仍然需要采用调制电路搭配变压器共同工作的方式实现磁隔离反馈的功能。

## 1.5 本论文主要研究内容

航天应用的充电器输入侧电压低，输出侧电压高，因此会面临由低压侧大电流引发的导通损耗大，高压侧整流二极管的电压应力（指二极管承受的最大反向电压）大、反向恢复损耗大等问题；另外，由于航天应用对于器件的要求十分苛刻，需要使用高可靠性的器件，这就导致了可选器件的性能较差，且应力降额要求高等限制因素使得航天高压充电电源效率的提高变得十分困难。

针对上述应用难题,本文研究了储能电感置于交流侧的零电压软开关移相全桥 PWM 拓扑。该拓扑可以降低整流管的电压应力、消除反向恢复损耗,并且充分利用变压器漏感,降低漏感能量的损耗,提高效率,同时对整流电路与变压器的设计进行研究。

当航天器充电管理系统工作在更高的电压增益和功率等级下时,移相全桥 PWM 变换器的诸多缺点也暴露出来,主要是在大功率的应用场合下,为了满足宽增益范围的要求所设计的电路,当输入电压升高时,占空比会降低,导致功率回路产生较大的电流有效值和峰值,大大恶化了原边侧,即低压大电流侧开关管的导通以及关断损耗。

因此,本文也对在效率特性上具有更多优势的 LLC 谐振变换器进行探究。由于航天级针对 LLC 拓扑的模拟控制芯片缺失,本文通过选用航天级准谐振控制芯片和外部电路辅助,实现 LLC 变换器的控制功能以及软起动和保护功能。

由于该项目是由课题组和国内某航天研究所合作的基金项目,出于保密原则,不能展示相关的指标和参数,只给出额定输入输出电压点为输入 100V 转输出 200V 和输入 30V 转输出 400V 两种规格,分别采用 PSFB 和 LLC 两种方案。

本文的主要内容包括:

第一章,绪论,介绍论文研究的相关背景,包括航天器储能电池的发展、国内航天电源充电技术的研究现状、隔离拓扑的对比。

第二章,针对航天高压蓄电池组充电时的输入输出特性,对传统的 PSFB 变换器进行分析,并在此基础上研究设计了储能电感移至交流侧的移相全桥拓扑,并进行了原理验证和仿真以及损耗分析。

第三章,通过对航天高压蓄电池组的电池特性进行分析,设计了磁隔离反馈电路、控制电路及驱动电路,并进行了小信号仿真。

第四章,通过以上的设计和分析,搭出实物样机进行验证。

第五章,针对更高功率等级的蓄电池充电应用场合,探索了效率方面更为突出的 LLC 拓扑及其合适的控制方案。

第六章，总结与展望，对本文针对的问题、研究目标、解决方案等做了总结，并对现有工作提出了进一步的展望。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

## 第2章 低电压应力无反向恢复的移相全桥 DC-DC 拓扑

### 2.1 移相全桥（PSFB）变换器在中功率场合的应用

长期以来，传统的定频 PSFB 变换器一直受到学术界以及工业界的青睐，该变换器能通过储能电感的续流作用将输入侧开关管结电容储存的电荷释放掉，从而实现开关管的 ZVS，但在轻载时易发生滞后臂 ZVS 丢失的问题。[23-33]从不同的方向着手对传统移相全桥变换器提出了多角度的改进措施，力求克服其原生的缺陷。但是当这些问题得到改善时，往往又会带来其他问题，比如效率降低、可靠性降低等，而这些又都是航天蓄电池组充电管理系统中非常敏感电源特性指标，是保障航天器可靠运行的主要技术资本。因此，若能在不降低电路可靠性，维持电路原有结构简单性的前提下，对传统 PSFB 变换器进行改进和优化，以可接受的代价克服原有缺陷并提高变换器效率，将会为我国的航天事业做出重要的贡献。

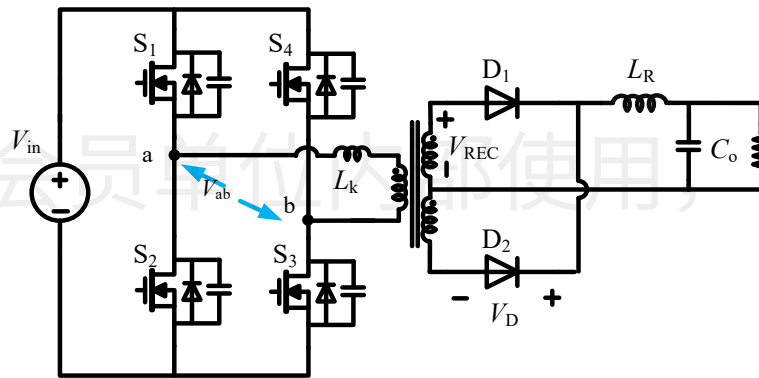


图 2-1 传统移相全桥变换器

如图 2-1 所示，为了有效地降低输出电流纹波并且抑制输出电压纹波，传统全桥变换器的输出侧通常采用感性整流滤波电路（工作原理如图 2-2 所示）。这就导致了输出侧二极管强迫换流，产生较大的反向恢复损耗；且输出侧整流管的电压应力要高于输出电压，以至于在选型时要选择更高耐压等级的整流管，导致损耗增加；同时占空比丢失这一问题也会加大变压器优化设计的难度，使得效率的提高变得更为困难。

由于传统移相全桥变换器输出侧整流管的电压应力通常与输入电压有关，如式 (2-1) 所示，这个值高于输出电压，若再考虑整流管寄生电容与滤波电感振荡所导致的电压尖刺，以及 I 级降额的裕量要求，输出侧通常需要选择耐压等级远高于输出电压的整流管，其导通损耗必然高于低耐压等级的整流管。此外，变压器漏感的能量无法充分利用，也会导致效率的降低。

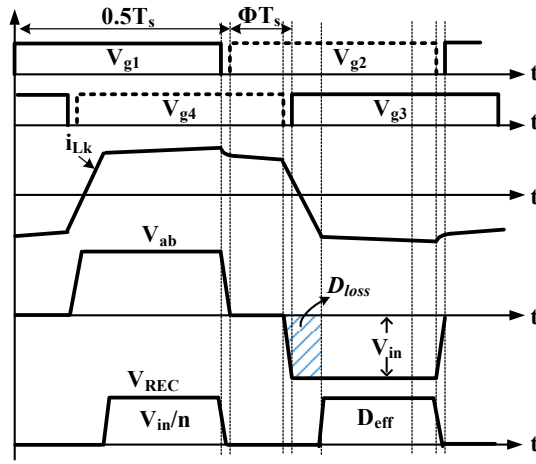


图 2-2 移相全桥工作波形图

$$V_D = 2 \cdot V_{REC} = \frac{2 \cdot V_{in}}{n} \quad (2-1)$$

其中， $V_{in}$  为输入电压， $n$  为变压器的匝比， $V_{REC}$  为变压器副边的电压。

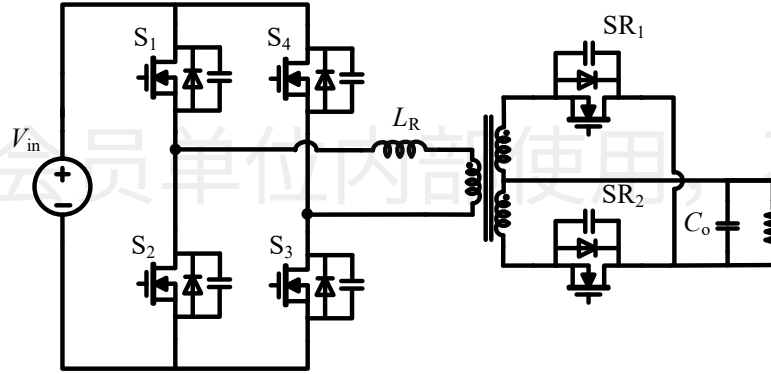


图 2-3 新型的软开关移相全桥变换器

在[32-35]的基础上，有相关文献根据此类全桥变换器的拓扑结构提出了一种储能电感置于交流侧的移相全桥变换器<sup>[31-34]</sup>，如图 2-3 所示。

## 2.2 交流侧储能电感移相全桥变换器

### 2.2.1 交流侧电感移相全桥电路

由于航天器储能系统的充电系统工作在低输入电压、高输出电压的工况下，传统的 PWM 移相全桥拓扑存在副边整流管的电压应力大、反向恢复损耗严重、轻载易丢失 ZVS 等问题。因此，需要对传统的移相全桥变换器拓扑进行改进和优化。

因此，本文研究了[36-40]中将储能电感从直流侧移至交流侧的方案(如图 2-3 所示)，在此基础上，选择将储能电感  $L$  放置于高压小电流侧以减小电感铜损。这主要有以下几个优点：

- 1. 储能电感移至交流侧，从而将整流二极管的反向电压箝位到输出电压，降低了整流管的电压应力，便于选择特性更好的低压整流器件，进而减小损耗、提升效率；
- 2. 传统移相全桥变换器的直流侧电感方案虽然能够有效地抑制输出电流纹波并减小输出电压纹波，但二极管强迫换流，导致较大的反向恢复损耗，当电感移至交流侧时，无论电路处于 DCM 还是 CCM 工作模式，其电流下降斜率都较为缓慢，大大缓解了二极管的反向恢复，提高效率；
- 3. 电感移至交流侧的改动使得滞后臂软开关在轻载时易丢失的问题得到改善；
- 4. 同时变压器的漏感得以有效利用，使得电感体积得以减小，有利于效率和功率密度的提高；
- 5. 不存在占空比丢失的问题，便于变压器和电感的优化设计。

2.2.2 低电压应力副边整流结构设计

表 2-1 副边整流结构比较

|      | 开关管个数 | 电压应力   | 电流应力   |
|------|-------|--------|--------|
| 倍压整流 | 2     | $V_o$  | $2I_o$ |
| 中心抽头 | 2     | $2V_o$ | $I_o$  |
| 全桥整流 | 4     | $V_o$  | $I_o$  |

在副边整流结构中，比较常用的有中心抽头整流、全桥整流和倍压整流三种结构，这三种结构各有合适的应用场合。表 2-1 对比了三种拓扑的开关管电压及电流应力。图 2-4 是中心抽头整流电路的原理图。

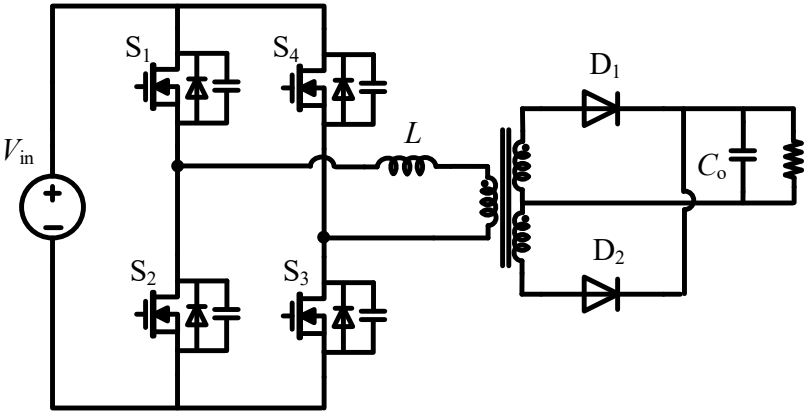


图 2-4 中心抽头整流电路

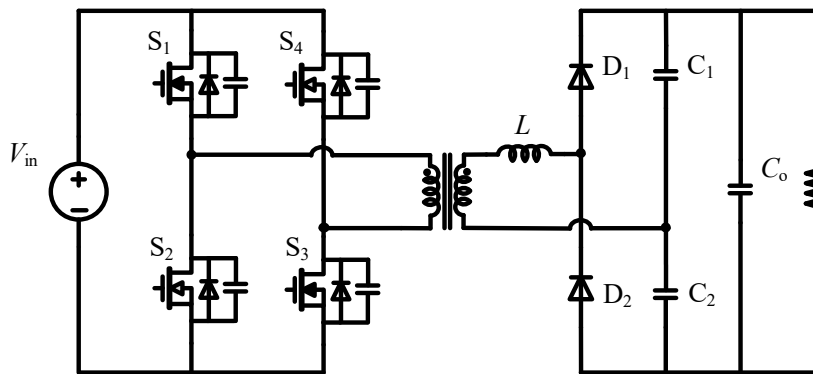


图 2-5 倍压整流电路

由于该电路是升压电路，使用中心抽头变压器整流会加倍整流管的电压应力，所以需要设计适合高压场合的整流电路。为了减小整流管的损耗，在输出电压较高的应用场合常采用倍压整流的方式，如图 2-5 所示。但在倍压整流电路中输出侧电容串联，因串联电容的漏电阻以及其他寄生参数的不匹配所导致的均压问题会降低电路的可靠性，因此变换器副边的整流结构初步考虑采用全桥整流的方式，如图 2-6 所示，其中  $C_B$  为隔直电容，用来隔绝因开关管参数不同导致变压器正负半周伏秒不平衡所产生的直流电压分量。

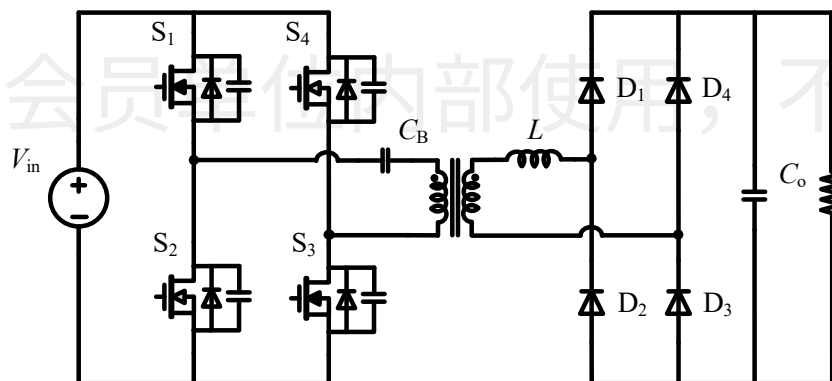


图 2-6 全桥整流电路

## 2.3 基本工作原理分析

交流侧储能电感移相全桥变换器的基本电路结构如图 2-6 所示，其中， $S_1-S_4$  为一次侧的主功率开关管， $L$  是二次侧的串联交流储能电感， $C_B$  是一次侧的串联隔直电容。二次侧采用全桥整流结构，并且由于高压场合下，二极管比 MOSFET 具有更小的导通损耗，因此选择二极管作为整流管。 $C_o$  为输出滤波电容，构成容性整流滤波电路。

该电路的工作模式主要分为 DCM 和 CCM 两种工作模式，BCM 模式可以看做一种特殊的 DCM 模式。CCM 下虽然可以有效降低一次侧的电流有效值，从而降低开关管的导通损耗，但缺陷是其增益范围有限，随着占空比的降低必然会进入 DCM 工作模式，因此在设计电路时应尽可能地将最大增益点设置在 CCM 或者 BCM 工作模式下。又因为 CCM 模

式的参数设计比另外两种模式更为复杂，因此这里先将最大增益点设置在 BCM 模式下，进而进行电路参数设计，然后再进行参数微调使其最大增益点工作在 CCM 模式下。

图 2-7 是该软开关移相全桥变换器在断续导通模式下的主要工作波形以及不同时刻的等效电路图。

电路工作于断续模式，电感电流波形为三角波。移相全桥变换器有两个桥臂，分别由  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$ 、 $S_4$  两组开关管构成。 $S_1$ 、 $S_2$  为超前臂， $S_3$ 、 $S_4$  为滞后臂，通过控制超前臂与滞后臂导通信号之间的相位差来实现对占空比的控制。

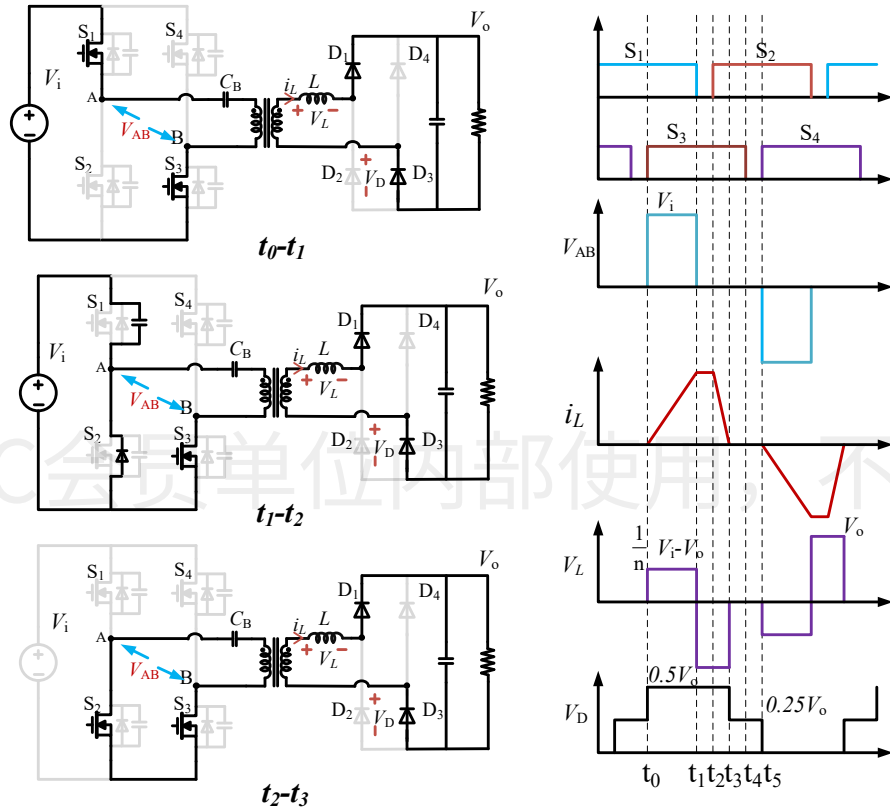


图 2-7 移相全桥变换器主要工作波形及其对应的等效电路图

模态 1 ( $t_0$ - $t_1$  阶段):  $t_0$  时刻  $S_1$ 、 $S_3$  以及  $D_1$ 、 $D_3$  导通，电感  $L$  承受正向压降，电感电流由 0 开始缓慢上升，其电流上升斜率为式 (2-2) 所示。此时整流管  $D_2$  和  $D_4$  的电压被箝位在输出电压  $V_o$ 。 $t_1$  时刻  $S_1$  关断，本模态结束。

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{\frac{1}{n}V_i - V_o}{L} \quad (2-2)$$

模态 2 ( $t_1$ - $t_2$  阶段):  $t_1$  时刻  $S_1$  关断，进入死区时间。此时电感  $L$  给  $S_1$  结电容充电的同时给  $S_2$  结电容放电。 $S_2$  结电容放电完成后，其漏源电压降为零， $S_2$  的体二极管自然导通，实现一次侧的续流，此时给  $S_2$  开通信号，即可实现 MOS 管的 ZVS 软开通， $S_2$  在

$t_2$  时刻开通，本模态结束。

在  $t_2$ - $t_3$  阶段， $S_2$  在  $t_2$  时刻实现 ZVS 软开通，与  $S_3$  组成续流回路。由于交流储能电感  $L$  放电，使得二次侧的电流依然正向流动，副边整流管  $D_1$  和  $D_3$  导通续流，一次侧及二次侧的电流均缓慢下降。 $t_3$  时刻电感电流下降为零，本模态结束。

在  $t_3$ - $t_4$  阶段，电感电流为 0，每个整流管的应力降为输出电压的一半，为  $S_3$  的 ZCS 关断做准备。

在  $t_4$ - $t_5$  阶段，电路进入死区时间，之后电路进入负半周期，模态和正半周类似，只是电感电流等变为负值，为  $S_4$  的 ZCS 开通做准备。

为了便于设计，之后的设计中将半个周期中施加在变压器原边的激励时间（即  $t_0$ - $t_1$  部分）所占半个周期（即  $t_0$ - $t_5$  部分）的比重定义为占空比  $D$ ，正半周的时长  $T_r$  为开关周期  $T_s$  的一半。

## 2.4 主电路参数设计

由于本项目是由课题组和国内某航天研究所合作的基金项目，出于保密原则，该变换器的输入输出电压范围、输出功率等具体的变换器指标不便给出。因此，本章节只讨论电路元件参数的设计方法，不涉及电压电流等电气参数。

### 2.4.1 占空比和匝比设计

将最大增益点确定在 BCM 模式下后，便可以进行电路参数设计。首先需要设计的是最大占空比  $D_m$  与变压器匝比  $n$ ，可以通过电感电流以及电感的伏秒平衡进行设计，BCM 模式下的电感电流波形如图 2-8 所示。

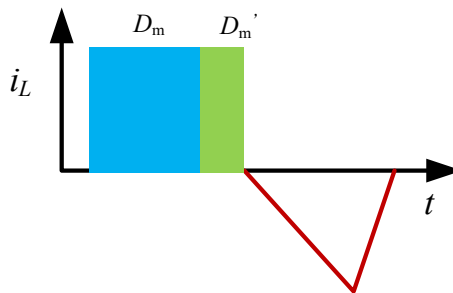


图 2-8 最大增益点电感电流波形

为了留有一定裕量以及死区时间，本方案将电感电流的最大连续时间设置为  $0.95T_r$ ，如式 (2-3) 所示。

$$D_m + D'_m = 0.95 \quad (2-3)$$

根据储能电感  $L_R$  上的伏秒平衡可以得到  $D'_m$  与  $D_m$  的关系式为

$$D'_m = \frac{\frac{1}{n}V_i - V_o}{V_o} D_m \quad (2-4)$$

代入式 (2-3) 可得

$$D_m + \frac{\frac{1}{n}V_i - V_o}{V_o} \cdot D_m = 0.95 \quad (2-5)$$

得到  $n$  与  $D_m$  之间的关系，其关系曲线如图 2-9 所示。

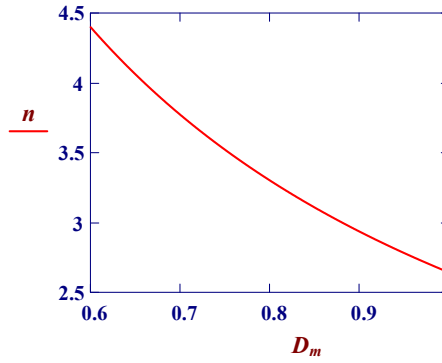


图 2-9  $n$  与  $D_m$  的关系曲线

取  $n=3$ ，得  $D_m=0.88$ 。

电路工作于 BCM 模式，则储能电感的大小可由临界点的电感伏秒平衡得到，由之前的分析可知最大增益点处  $D_m=0.88$ ， $n=3$ ，此时根据输出电流与电感电流的等面积公式 (2-6)，电感的峰值电流公式 (2-7)，电感的伏秒平衡公式 (2-8)，三个公式联立可得出电感的设计公式。

$$I_L \cdot T_r = \frac{1}{2} I_{peak} \cdot (D_m + D'_m) \cdot T_r \quad (2-6)$$

$$I_{peak} = \frac{\frac{1}{n}V_{i\max} - V_{o\max}}{L} D_m \cdot T_r \quad (2-7)$$

$$D'_m = \frac{\frac{1}{n}V_{i\max} - V_{o\max}}{V_{o\max}} D_m \quad (2-8)$$

联立上述三个公式可得

$$I_o = I_L = \frac{\frac{1}{n}V_{i\max} - V_{o\max}}{2L} \cdot D_m \cdot T_r \cdot \left( D_m + \frac{\frac{1}{n}V_{i\max} - V_{o\max}}{V_{o\max}} \cdot D_m \right) \quad (2-9)$$

根据上述公式可得储能电感大小为  $L=33.45\mu\text{H}$ 。

#### 2.4.2 变压器磁芯选型

暂定开关频率为 100kHz，在额定点处，对变压器的磁通密度和匝数进行设计。低压大电流输入的应用场合中，输入侧的电流有效值较大，更少的变压器一次侧绕组匝数带来更低的导通损耗。但是较少的绕组匝数使得磁芯的磁通密度变化量增大，导致磁芯损耗增大，因此磁通密度和匝数之间通常需要折衷设计。两者存在函数关系，如式（2-10）所示，

$$\Delta B_T = \frac{V_i \cdot D \cdot T_r}{N_p \cdot Ae_T} \quad (2-10)$$

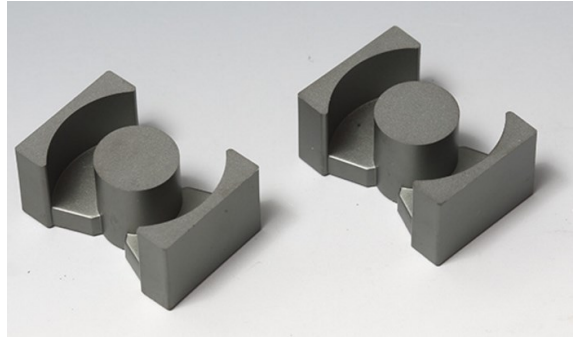
其中  $N_p$  是变压器一次侧绕组匝数， $Ae_T$  是变压器磁芯的有效截面积， $\Delta B_T$  为峰峰值。对于这三个参数的优化，可以先预设一个  $\Delta B_T$  作为初始值，并通过推导得出另外的参数值，然后经过迭代优化，得出一组较为合理的参数。



图 2-10 东磁功率铁氧体 RM 磁芯<sup>[35]</sup>

目前市面上磁芯的种类很多，主流磁芯型号为 EC 型、RM 型、PQ 型、EP 型等。例如图 2-10 所示的东磁功率铁氧体 RM 磁芯。RM 型磁芯体积小，节约了安装空间，安装过程也较为简单，但是不适用于大功率变压器。PQ 型磁芯的磁芯面积与其提供的绕制面积之间的比值较为适合变压器的设计，因此，PQ 型磁芯在开关电源的变压器设计中应用较为广泛。经过横向对比，最终选择 PQ 型磁芯进行变压器设计。

先预设  $\Delta B_T=0.3\text{T}$ ，在额定点处，可得原边匝数  $N_p=2$  时， $Ae=248.9\text{mm}^2$ ，则成品磁芯中符合  $Ae$  要求的型号，其体积、窗口面积以及 footprint 过大， $N_p=4$  时， $Ae=124.5\text{mm}^2$ ，此时符合  $Ae$  要求的成品磁芯其体积和窗口面积较为合适。

图 2-11 PQ 型磁芯<sup>[36]</sup>

因此初步选取  $N_p=4$ ，选取磁芯为 PQ26/20，如图 2-11 所示，其磁芯体积及窗口面积等参数如表 2-2 所示，其中  $V_e$  为磁芯体积， $A_e$  为磁芯截面积， $A_w$  为磁芯窗口面积。

表 2-2 PQ26/20 磁芯体积及窗口面积

|       |        |               |
|-------|--------|---------------|
| $V_e$ | 5509.7 | $\text{mm}^3$ |
| $A_e$ | 119    | $\text{mm}^2$ |
| $A_w$ | 37.4   | $\text{mm}^2$ |

### 2.4.3 变压器绕组设计

绕组设计通常有两种方案：利兹线和 PCB。

使用 PCB 绕组虽然能有效降低大电流侧绕组铜损，但由于原边匝数较多，且需要多匝并联增加 PCB 的层数，加大了设计复杂度，且更多的层数需要更多的通孔进行层与层之间的连接，这大大降低了可靠性，且通孔带来的损耗也不容忽视，因此变压器的原副边绕组均采用利兹线绕制的方式。

变压器结构如图 2-12 所示，其 3D 结构图如图 2-13 所示。变压器绕组采用“三明治”的绕制方式，磁芯中柱最内层为副边，中间层为原边，最外层为副边。

电感电流的有效值计算公式如式 2-11 所示。

$$I_{L-RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_r} \left\{ \int_0^{D_1 \cdot T_r} \left( \frac{I_{peak}}{D_1 \cdot T_r} \cdot t \right)^2 dt + \int_{D_1 \cdot T_r}^{(D_1+D_2) \cdot T_r} \left[ I_{peak} - \frac{I_{peak}}{D_2 \cdot T_r} \cdot (t - D_1 \cdot T_r) \right]^2 dt \right\}} \quad (2-11)$$

$$D_2 = \frac{\frac{1}{n} V_i - V_o}{V_o} D_1 \quad (2-12)$$

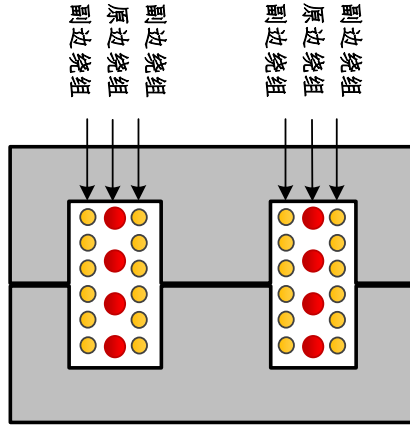


图 2-12 变压器绕组结构

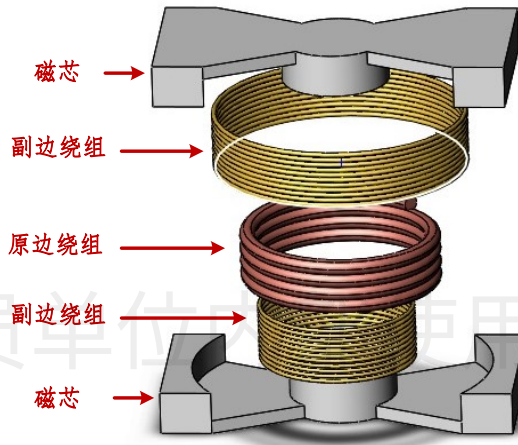


图 2-13 变压器 3D 结构图

$$I_{peak} = \frac{\frac{1}{n} V_i - V_o}{L_r} D_1 \cdot Tr \quad (2-13)$$

原边电流有效值的计算公式为

$$I_{T-P} = \frac{1}{n} \cdot I_{L-RMS} \quad (2-14)$$

根据电流有效值的计算公式可得，电路工作在额定输出功率点时原边有效值约为 5.2A，原边选取利兹线线径为 0.2mm·20，电流密度  $J=8.236\text{A}/\text{mm}^2$ ，副边选取利兹线线径为 0.1mm·25，电流密度  $J'=8.8\text{A}/\text{mm}^2$ 。

#### 2.4.4 电感设计

储能电感的大小可根据临界点的电感伏秒平衡计算得到，临界点即为增益最大点，在之前 2.1 章节的分析已经得知储能电感大小为  $L=33.45\mu\text{H}$ 。

在优化设计高压交流侧储能电感  $L$  时，需要和变压器做同样的折中考虑。磁芯的磁通密度变化量同样可以表示为占空比  $D$  的函数形式，如式 (2-15) 所示，其中  $N_L$  是电感线圈匝数， $Ae_L$  是电感磁芯的有效截面积， $\Delta B_L$  为峰值。

$$\Delta B_L = \frac{\left(\frac{1}{n} \cdot V_i - V_o\right) \cdot D \cdot T_r}{N_L \cdot Ae_L} \quad (2-15)$$

电感的参数设计同样需要经过多次的循环优化，从而得出一组较为合理的参数。

本方案中磁芯选择 RM8，材料为 DMR95， $Ae=64\text{mm}^2$ ， $le=38\text{mm}$ 。取  $N_L=14$ ，额定点处， $\Delta B_T=0.167\text{T}$ ，绕组线径为  $0.1\text{mm} \cdot 25$ ，电流密度为  $J=8.8\text{A/mm}^2$ 。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

### 第3章 磁隔离反馈回路设计及仿真分析

为了满足磁隔离以及恒流和恒压充电的要求，需设计合理的反馈回路。电压电流反馈信号先通过 PI 环节进行补偿后，由隔离反馈芯片 UC3901（航天级为 UC1901）处理得到隔离后的反馈信号，再送入移相控制器 UC3875（航天级为 UC1875），最后由控制器对信号处理后产生 PWM 信号经驱动芯片驱动开关管的开关，原理框图如图 3-1 所示。

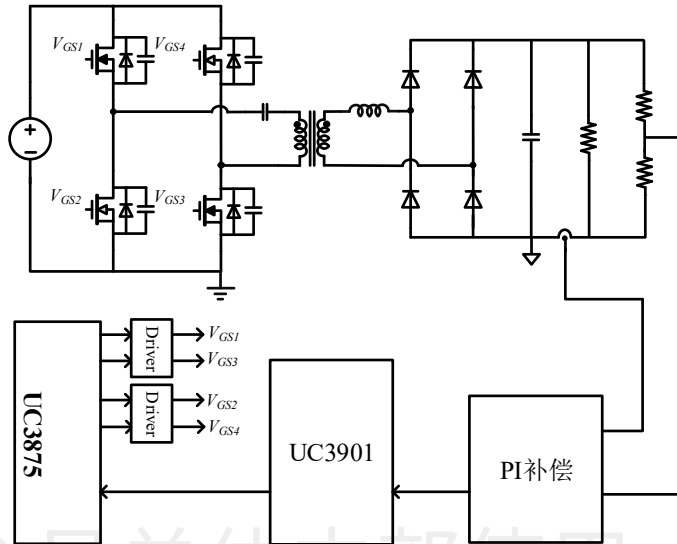


图 3-1 反馈回路原理框图

#### 3.1 移相控制器 UC3875 介绍

控制芯片采用 UC3875，UC3875 是一款自带误差放大器的 PWM 控制芯片，对反馈信号进行处理后，控制 PWM 输出信号，进而控制开关管的占空比。UC3875 同时具有过电流保护的能力，通过检测输入电流的大小，并将检测值与 UC3875 内置的基准进行比较，当检测值大于基准电压时关断 UC3875 的输出信号，实现过电流保护的功能。

UC3875 通过控制两个桥臂之间的相位差，即两个桥臂间的移相角来实现对输入侧占空比的控制，将恒频脉冲宽度调制与零电压开关相结合，以在高频下获得高效率。该控制器可工作在电流控制模式和电压控制模式两种工作方式，并能通过单独的保护引脚提供故障保护功能。该器件提供可调的输出延迟，以在每个桥臂的导通信号间插入死区，且每个桥臂的死区时间（A-B，C-D）是独立可控的。由于振荡器能够在超过 2MHz 的频率下工作，因此可以输出频率为 1MHz 的 PWM 信号。此外，UC3875 可以使用时钟同步管脚接受外部时钟同步信号，将最多 5 个单元锁定在一起。保护功能主要为在故障发生的 70ns 内将输出关闭，并对当前故障电路执行重启操作。

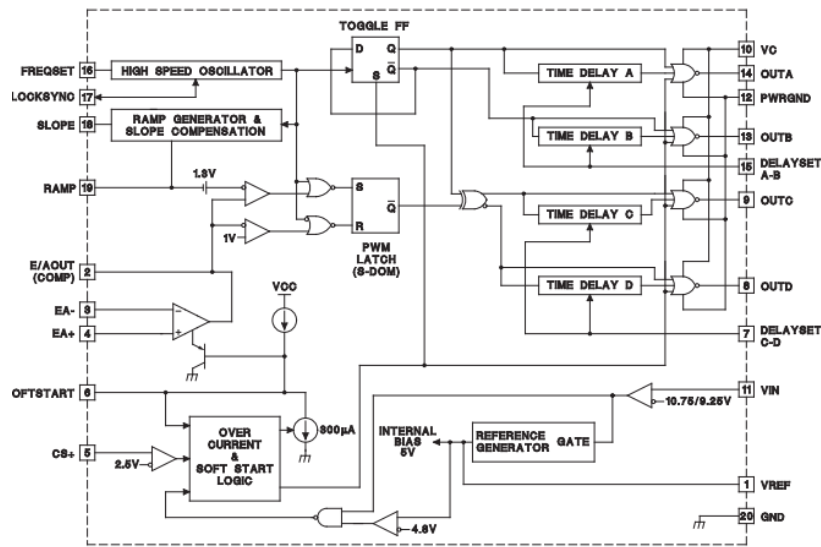


图 3-2 UC3875 芯片简化原理图[37]

3.2 磁隔离反馈回路设计

磁隔离技术有着诸多优点，如表 3-1 所示。

表 3-1 磁隔离技术的优点

|      |                                                                                   |
|------|-----------------------------------------------------------------------------------|
| 小型封装 | 磁隔离技术采用晶片级工艺，能够做到将不同特性和功能集成在一个封装内并且互不影响。                                          |
| 可靠性  | 非线性传输特性、不确定电流传输比、时间漂移和温度漂移这些在使用光耦合器件中遇到的问题被解决                                     |
| 使用方便 | 小体积和多沟道布置是使磁耦合电路设计更简洁，应用更灵活的前提。与此同时，高集成度的接口发生器也大大减少了线路连接。                         |
| 功耗低  | 在相同的速度下，功耗仅为光耦合的 1/10 到 1/6。                                                      |
| 高性能  | 磁耦合可以在低功耗下实现高速数据隔离。磁耦合芯片内部包含差分放大器能够对输入输出信号进行共模抑制，因此能够与 DSP、ARM、PLC 等各种高速控制芯片直接连接。 |

3.2.1 隔离反馈发生器 UC3901 介绍

UC3901 是一款自带误差放大器的隔离反馈芯片，如图 3-3 所示。电路补偿信号输入到 UC3901 中，先经内部自带放大器进行跟随或者补偿后，其内部的差分放大电路会对信号进行差分放大得到幅值调制波，再由内部的驱动器进行输出。UC3901 的输出信号再经变压器隔离、二极管整流、电容滤波后得到解调的反馈信号，最后送入 UC3875 中。图 3-4 是 UC3901 的简化工作原理图。

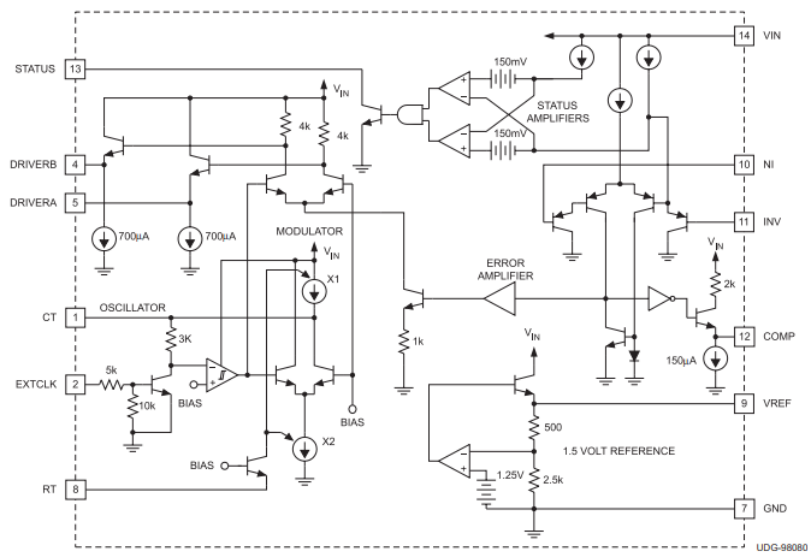


图 3-3 UC3901 芯片简化原理图[38]

3.2.2 UC3901 的磁隔离功能

UC3901 隔离反馈功能的实现具体如下，如图 3-4 所示，当图中右侧所示的反馈信号被送入到 UC3901 时，会先经过一次减法运算得到信号  $V_{SUB}$ （如图 3-5 所示），然后其内部的乘法器会将  $V_{SUB}$  和其内部产生的高频载波信号相乘，并经过差分放大得到如图 3-6 所示的调制信号  $V_1$  并输出，再经变压器隔离、二极管整流、低通滤波器滤波得到与原本的反馈信号互补的一个信号（如图 3-7 所示），这样就实现了反馈信号的磁隔离。

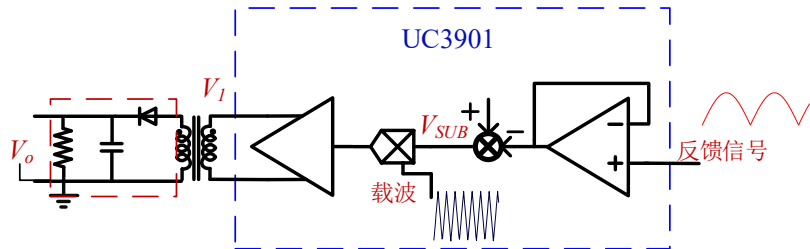


图 3-4 UC3901 工作示意图

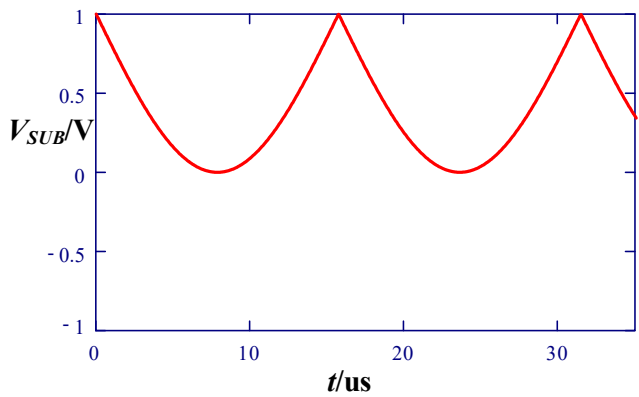
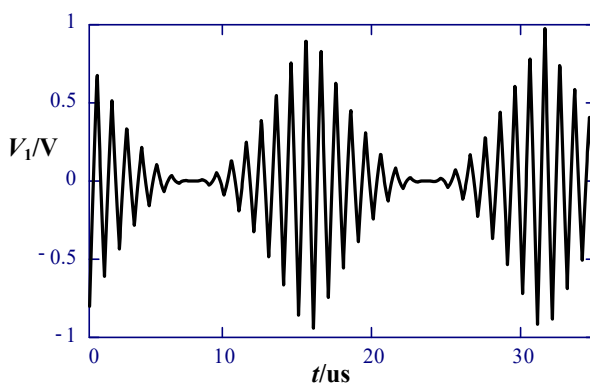
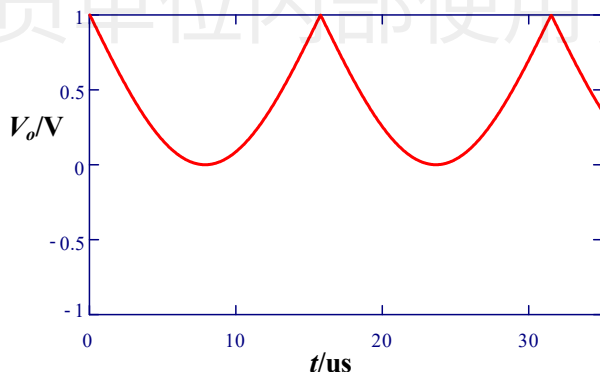


图 3-5  $V_{SUB}$  波形

图 3-6 UC3901 输出信号  $V_1$ 

其中，图 3-4 左侧方框圈起来的部分为幅值解调器，由变压器输出侧的串联二极管和并联电阻及保持电容构成，电阻的作用是为了释放保持电容的电荷，根据手册选取电阻值为  $10k\Omega$ 。保持电容的作用是将高频的脉冲信号滤波为低频的信号，电容值取太小，则最终的输出信号  $V_o$  的高频纹波分量幅值较大，易导致占空比不稳定，且易受到噪声的干扰；电容值取太大，则电容的充放电时间过长，影响环路的响应速度，经测试可得电容选取  $10nF$  最为合适。

图 3-7 整流滤波后的输出信号  $V_o$ 

虽然 UC3901 实现了反馈信号的磁隔离，但因其内部减法运算的存在，与补偿电路级联后将整体的反馈逻辑变为了正反馈。因此，本方案将反馈信号的补偿电路改为正反馈，这样经过 UC3901 的减法运算后，整体的反馈回路仍为负反馈，如图 3-8 所示：

此外，充电模式的恒流转恒压控制可由两个放大器组成的补偿环节实现。如图 3-9 所示， $I_{of}$  为电流反馈信号， $I_{ref}$  为电流环的参考电压， $V_{iloop}$  为电流环的输出信号； $V_{of}$  为电压反馈信号， $V_{ref}$  为电压环的参考电压， $V_{vloop}$  为电压环的输出信号， $V_{or}$  信号送入 UC3901 中。

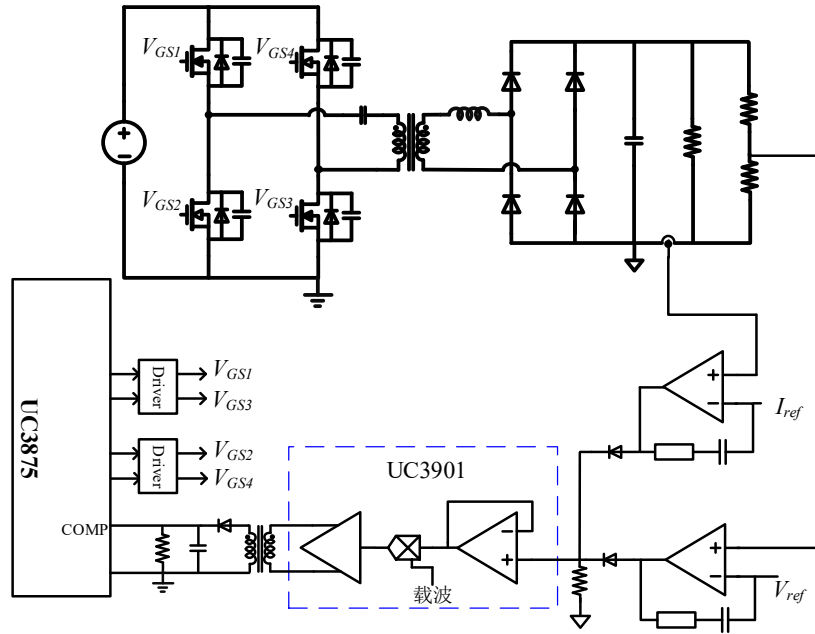


图 3-8 反馈及控制回路原理图

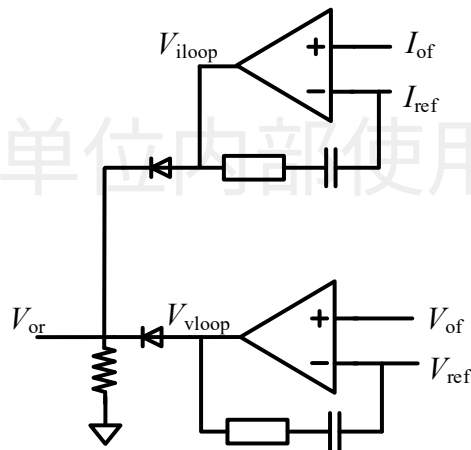


图 3-9 补偿环节

由图 3-10 的各节点电压波形得知（其中  $V_o$  是功率主电路输出电压， $I_o$  是输出电流），充电时，负载电压  $V_o$  从 150V 开始上升；

$t_0$  时刻，输出电流  $I_o$  达到额定值，此时  $V_o$  远未达到额定值， $V_{of}$  低于  $V_{ref}$ ，电压补偿的输出低于电流补偿， $V_{or}=V_{iloop}$ ，此时电流环作用，实现恒流充电；

$t_1$  时刻， $V_o$  升至 200V 时，在恒流环的作用下， $V_{of}$  会逐渐高于  $V_{ref}$ ，直至  $t_2$  时刻，电压补偿的输出高于电流补偿，电压环接管控制电路；

$t_3$  时刻，电压环输出趋于稳定，开始恒压充电。

可见，该补偿环节实现了恒流转恒压控制的功能。

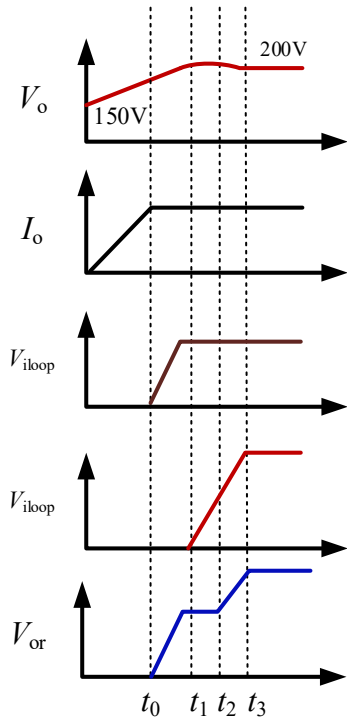


图 3-10 补偿环节个节点电压波形

3.3 闭环仿真及环路分析

3.3.1 闭环仿真

PSIM 的仿真电路如图 3-11 所示，由于电路既有电流环又有电压环，故使用电阻负载进行启动过程以及负载变动时的动态仿真。

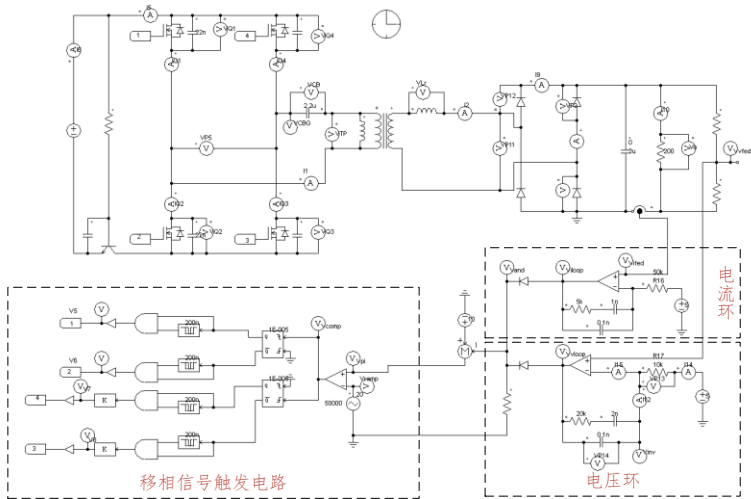


图 3-11 仿真电路图

对电路启动过程的仿真结果如图 3-12 所示， $V_o$ 为输出电压， $I_o$ 为输出电流， $V_{iloop}$ 为电流环输出信号， $V_{vloop}$ 为电压环输出信号， $V_{pi}$ 为移相控制器接收的信号。

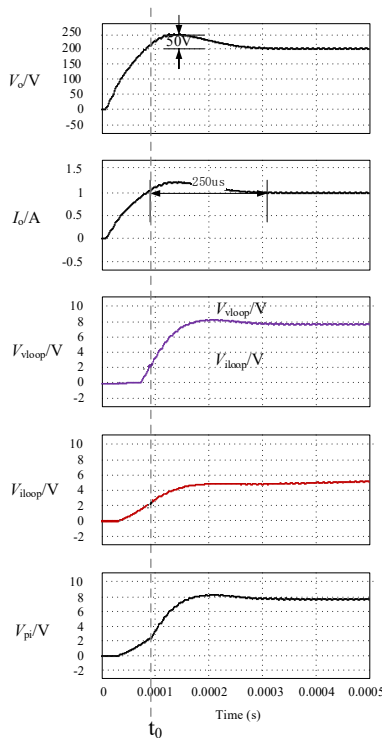


图 3-12 仿真波形

从图中可以看出，在仿真时间达到  $t_0$  之前，电流环起主导，当电压上升至 200V 时，电压环输出电压开始上升，直至  $t_0$  时刻电压环输出电压大于电流环输出电压，此时控制回路被电压环接管，说明该电路实现了恒流转恒压的控制方式。由于仿真电路中没有加入软启动电路，所以启动过程中电流和电压的过冲比较大，电压超调量约为 2.5%，超调时间约为 250us。

### 3.3.2 环路仿真

仍然使用 PSIM 对电压环和电流环分别进行环路仿真，电压环的环路仿真电路如图 3-13 所示，在电压环的反馈回路加入一个扰动的小信号，然后对环路进行频率响应分析。

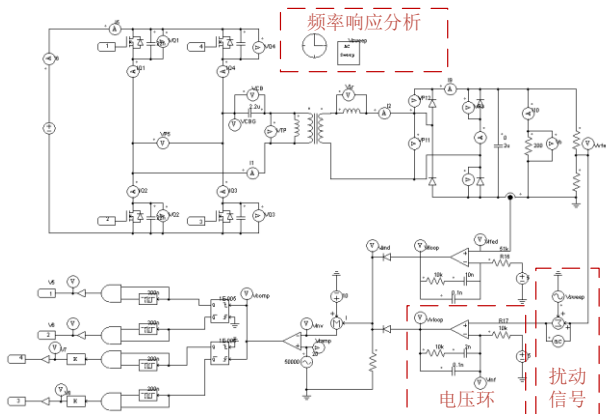


图 3-13 电压环频率响应分析电路

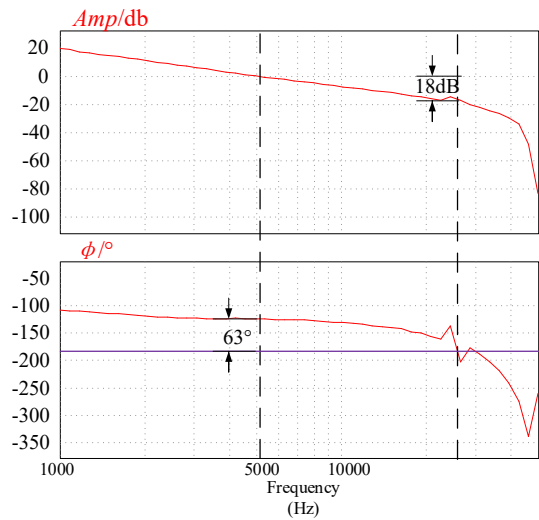


图 3-14 电压环频率响应

频率响应分析的结果如图 3-14 所示，其中上图是增益曲线，下图是相位曲线，可以看出相位裕度在  $63^\circ$  左右，增益裕度在 18dB 左右，表明系统是稳定的。

电流环的环路仿真电路如图 3-15 所示，在电流环的反馈回路加入一个扰动的小信号，然后对环路进行频率分析。

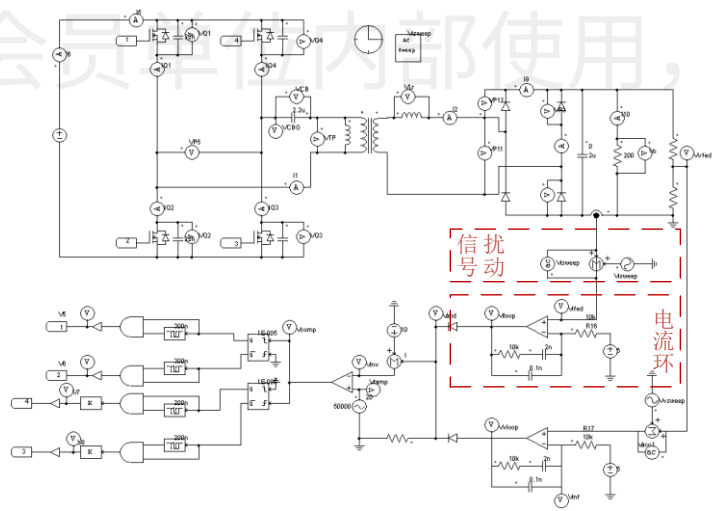


图 3-15 电流环频率响应分析电路

频率响应分析的结果如图 3-16 所示，其中上图是增益曲线，下图是相位曲线，可以看出相位裕度在  $65^\circ$  左右，增益裕度在 22dB 左右，表明系统是稳定的。

经过对电压环和电流环的频率响应分析后可知，将补偿环节由反向放大修改为正向放大后，电路的稳定性仍然可以达到相位裕度大于  $60^\circ$ 、增益裕度大于 15dB 的要求。

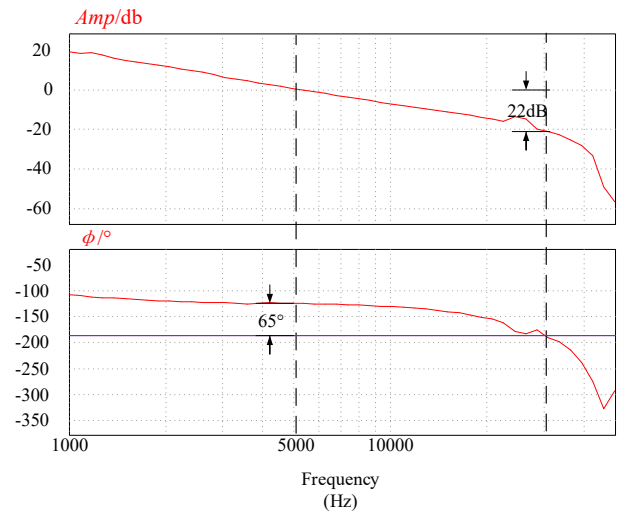


图 3-16 电流环频率响应

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

## 第4章 效率分析及样机验证

由于该项目是由课题组和国内某航天研究所合作的基金项目，出于保密原则，该变换器的输入输出电压、输出功率等具体的变换器指标不便给出。因此，本章只讨论元件损耗及效率分析，不涉及电压电流等电气参数。

### 4.1 效率分析

#### 4.1.1 变压器损耗

变压器的损耗主要包括磁损和铜损，首先计算铜损。

在 2.4.2 变压器磁芯章节中，已经初步选择磁芯为 PQ26/20, DMR95 材质，查阅 DMR95 的数据手册，可得不同条件下单位体积的磁芯损耗  $P_V$  的曲线，如图 4-1 所示。

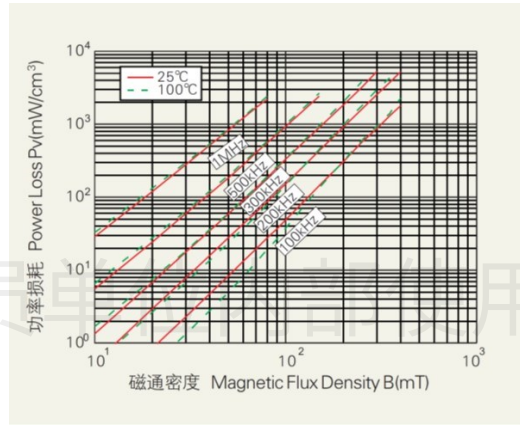


图 4-1 DMR95 磁损曲线<sup>[39]</sup>

由此得到 100kHz 时的拟合曲线，公式如下

$$P_V = 18405.21 \cdot B_L^{2.565} \text{ mW} / \text{cm}^3 \quad (4-1)$$

磁芯损耗的公式如下，其中  $P_V$  是单位体积的磁芯损耗， $V_e$  是磁芯的体积。

$$P_{coreT} = P_V \cdot V_e \cdot 10^{-6} \text{ W} \quad (4-2)$$

在频率 100 kHz，磁感应强度 0.2 T，磁芯温度 25°C 时，得变压器磁芯损耗为：

$$P_{coreT} = 1.6 \text{ W} \quad (4-3)$$

接下来计算变压器铜损，包括原边铜损和副边铜损，原副边线圈均为利兹线绕制，原边线径为 0.2mm·20，匝数  $N_P=4$ ，副边线径为 0.1mm·25，匝数  $N_S=12$ 。

原边绕组铜损计算公式如下，其中  $I_{prms}$  为原边电流有效值， $R_{DC}$  为原边利兹线直流等效电阻，考虑集肤效应和邻近效应以及温升的影响，选取交流系数为 2.1。

$$P_{TpCu} = I_{prms}^2 \cdot 2.4R_{DC} \quad (4-4)$$

原边铜损为：  $P_{TpCu} = 0.4W$ 。

副边绕组铜损计算公式如下，其中  $I_{srms}$  为原边电流有效值， $R_{DC}$  为副边利兹线直流等效电阻，考虑集肤效应和邻近效应以及温升的影响，选取交流系数为 1.5。

$$P_{TsCu} = I_{prms}^2 \cdot 1.5R_{DC} \quad (4-5)$$

副边铜损为：  $P_{TsCu} = 0.3W$ 。

变压器的总损耗公式为

$$P_T = P_{coreT} + P_{TpCu} + P_{TsCu} \quad (4-6)$$

则变压器的总损耗为：  $P_T = 2.3W$ 。

#### 4.1.2 开关管损耗

开关管选型要满足一级降额的耐压要求，在航天级 MOS 管中可选择为 IRHMS67264（实验室暂由工业级的 IRFP260MPbF 代替）， $R_{ds}(80^\circ C) = 62m\Omega$  封装为 TO-254AA，如图 4-2 所示。

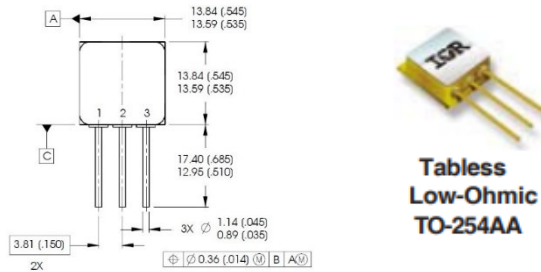


图 4-2 开关管封装<sup>[40]</sup>

在额定点处，变压器原边电流的有效值为 5.2A，而每个开关管导通时间只有半个周期，其电流有效值为 3.66A，考虑到开关管的温度系数，导通电阻取  $R_{ds}(80^\circ C) = 62m\Omega$ ，可得单个管子的导通损耗为

$$P_{con} = I_{Qrms}^2 \cdot R_{ds} \quad (4-7)$$

$$P_{con} = 0.6W \quad (4-8)$$

则全桥共 4 个管子，总导通损耗为

$$P_{con-total} = 2.4W \quad (4-9)$$

作为超前臂，S1、S2 能实现 ZVS 开通，但关断是硬关断的方式，其关断损耗与关断时刻的电流峰值有关，在额定点，开关管的峰值电流为 29.41A，其关断损耗为

$$P_{loss-off} = \frac{V_{in} I_L R_G}{2} \left( \frac{Q_{gs2}}{\left( \frac{V_{pl} + V_{th}}{2} \right)} + \frac{Q_{GD}}{V_{pl}} \right) \cdot f \quad (4-10)$$

$$P_{loss-off} = 0.65W \quad (4-11)$$

两个超前臂的总关断损耗为：  $P_{loss-off-total} = 1.3W$ 。

作为滞后臂，S3、S4 能实现 ZCS 关断，但开通是硬开通的方式，其开通损耗是结电容的能量在沟道释放产生的损耗，开通损耗为

$$P_{loss-on} = \frac{1}{2} C_{gd} \cdot V_i^2 \cdot f \quad (4-12)$$

$$P_{loss-on} = 0.1W \quad (4-13)$$

两个滞后臂的总开通损耗为：  $P_{loss-on-total} = 0.2W$ 。

#### 4.1.3 二极管损耗

副边整流结构采用全桥整流拓扑，每个二极管承受的最大反压为输出电压，根据一级降额的耐压要求，可选的航天级整流二极管为 OM5006ST，器件特性较差， $V_{TH}$  以及导通压降比大多数工业级二极管大很多，这里选择和 OM5006ST 参数较为接近的工业级二极管，型号为 Infineon-IDP45E60，两者具体参数如图 4-3 所示。

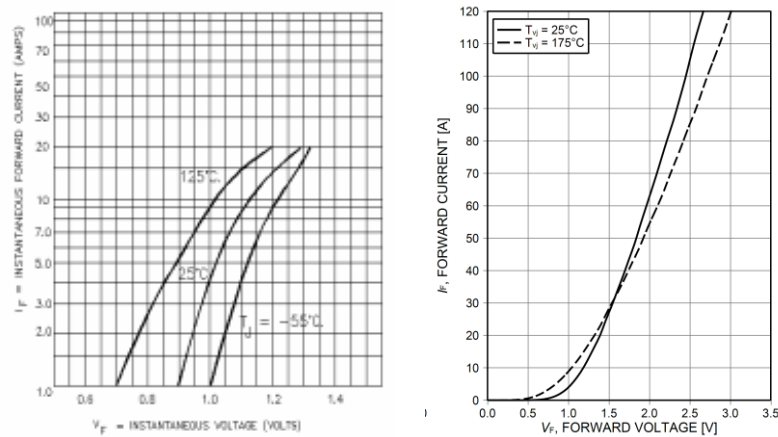


图 4-3 左侧为 OM5006ST<sup>[41]</sup>，右侧为工业级 IDFW40E65D1E<sup>[42]</sup>

二极管的导通损耗可通过积分得到：

$$P_{Dcon} = \int_0^{T_s} i_D \cdot v_D dt \quad (4-14)$$

使用工业级二极管 IDFW40E65D1E 时的导通损耗为：  $P_{Dcon}=0.6W$ 。

DCM 模式下二极管的反向恢复损耗可以忽略。

全桥整流使用航天级器件时，四个二极管的总损耗为：  $P_{Dcon-total}=2.4W$ 。

#### 4.1.4 电感损耗

电感的磁芯型号选择 RM8，材质为 DMR95。磁损曲线如图 4-4 所示，可得不同条件下单位体积的磁芯损耗  $P_V$  的曲线，其尺寸如表 4-1 所示，其中  $V_e$  为磁芯体积， $A_e$  为磁芯截面积， $A_w$  为磁芯窗口面积。

表 4-1 RM8 磁芯参数

|       |      |               |
|-------|------|---------------|
| $V_e$ | 2432 | $\text{mm}^3$ |
| $A_e$ | 64   | $\text{mm}^2$ |
| $A_w$ | 2432 | $\text{mm}^2$ |

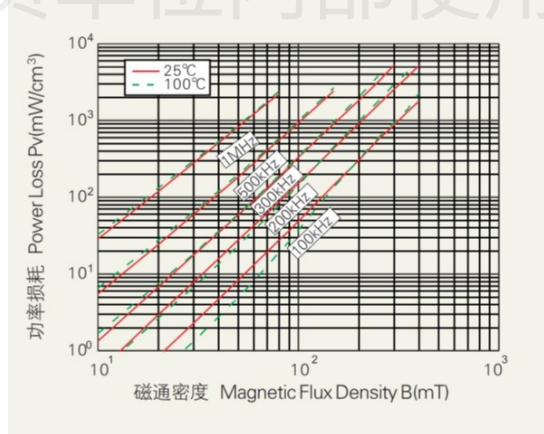


图 4-4 DMR95 磁损曲线<sup>[39]</sup>

由图 4-4 得到 100kHz 时的拟合曲线，公式如下

$$P_V = 18405.21 \cdot B_L^{2.565} \text{ mW} / \text{cm}^3 \quad (4-15)$$

$$P_{coreL} = P_V \cdot V_e \cdot 10^{-6} W \quad (4-16)$$

可得电感的磁损为：  $P_{coreL} = 0.3W$ 。

电感线圈采用利兹线绕制，线径为  $0.1\text{mm} \cdot 25$ ，匝数为  $N_L=14$ ，直流电阻  $R_{DC}=28 \text{ m}\Omega$ ，

考虑集肤效应和邻近效应以及温升的影响，取交流系数为 1.5，则电感铜损为

$$P_{LCu} = I_{Lrms}^2 \cdot 1.5 R_{DC} \quad (4-17)$$

$$P_{LCu} = 0.6W \quad (4-18)$$

电感的总损耗为

$$P_L = P_{coreL} + P_{LCu} = 0.9W \quad (4-19)$$

#### 4.1.5 输出滤波电容损耗

输出侧滤波电容采用成都宏明电子的军用薄膜电容，型号为 J-C499-800V-12uF-±5%-Q/RQ23128-2017。

考虑电容电压纹波率为 0.6%，计算所得容值大小为 2.6uF，该系列符合所需容值的型号有两种可选，一种引线间距为 27.5mm，另一种为引线间距为 37.5mm。电容需要尽可能地工作在容性区，即电容的工作频率要远小于自谐振点的频率。由于 37.5mm 引线间距的电容其自谐振点在 150kHz 左右，不符合频率要求，而 27.5mm 引线间距的电容其自谐振点大于 200kHz，因此选择 27.5mm 引线间距的电容，尺寸如图 4-5 所示。

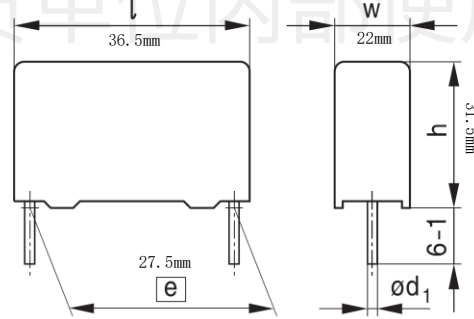


图 4-5 27.5mm 引线间距电容尺寸图<sup>[43]</sup>

其阻抗随频率变化的曲线如图 4-6 所示，主电路的工作频率为 100 kHz，为了保证电容自谐振点远大于工作点，可选择 5uF 和 3uF 的，又根据其 ESR 曲线，如图 4-7 所示，选取 ESR 较小的 5uF 系列，其 ESR 在 100kHz 时为 15mΩ。

其损耗为

$$P_C = I_{L-RMS}^2 \cdot esr \quad (4-20)$$

计算可得输出滤波电容损耗为

$$P_C = 0.1W \quad (4-21)$$

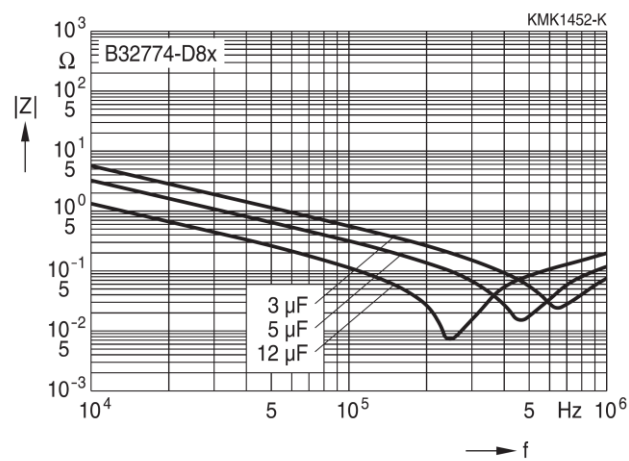


图 4-6 阻抗随频率变化曲线<sup>[43]</sup>

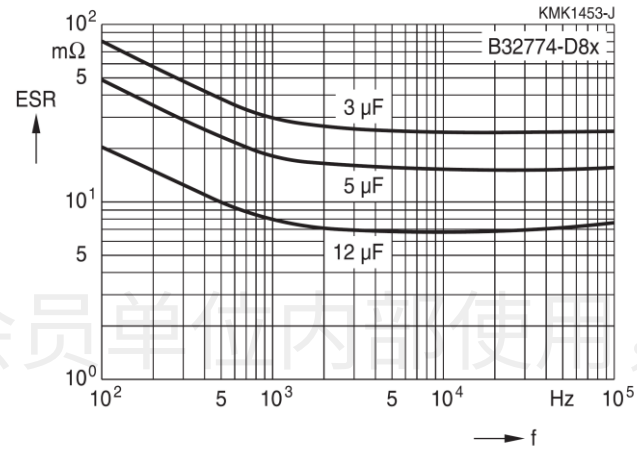


图 4-7 ESR 随频率变化曲线<sup>[43]</sup>

4.1.6 损耗分布

电路如图 4-8 所示，损耗分布如图 4-9 和图 4-10 所示，效率为 95.2%。

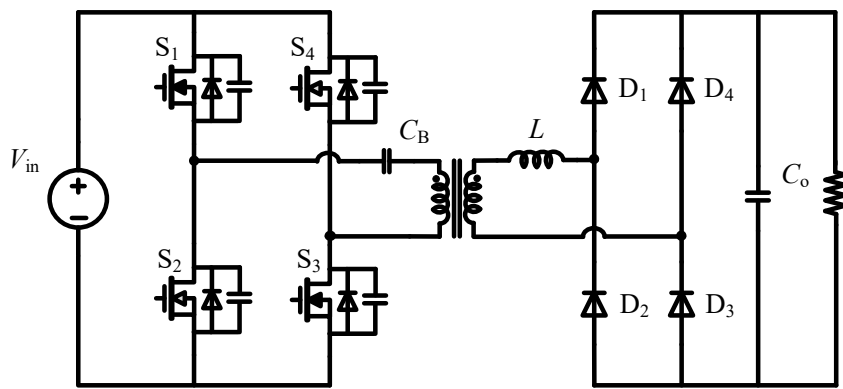


图 4-8 主电路

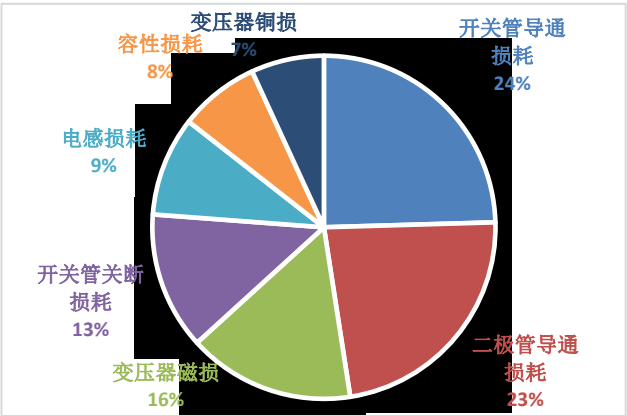


图 4-9 损耗分布

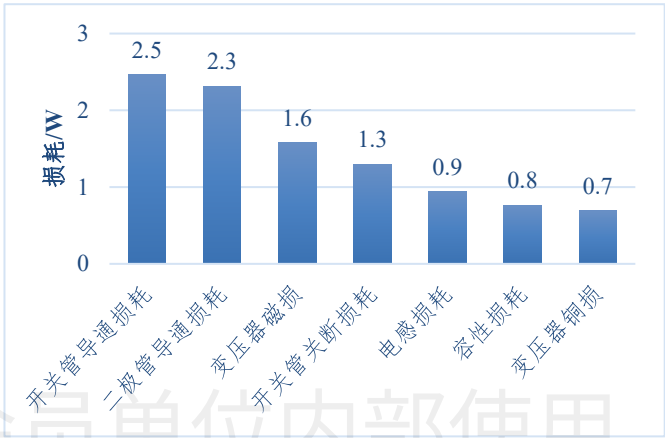


图 4-10 损耗分布柱状图

4.2 样机试验波形及效率

由前文的原理分析及参数设计搭出原理样机，如图 4-11 所示，主要包括变压器、交流侧储能电感、滤波电容、输入侧开关管和输出侧整流管。

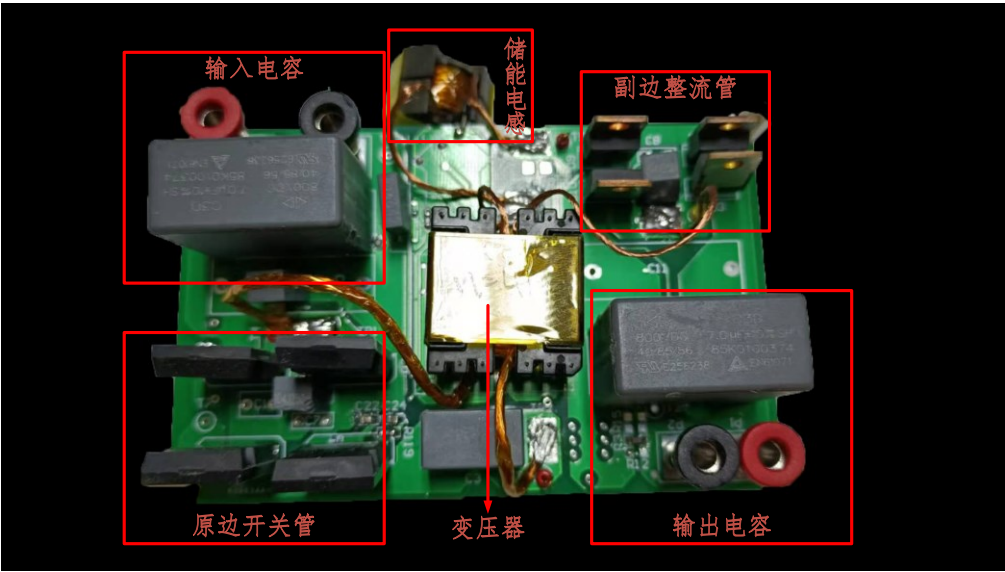


图 4-11 实验样机图

### 4.2.1 软开关验证

图 4-12 为额定输入输出时，桥臂上下管的电压波形及其驱动波形。

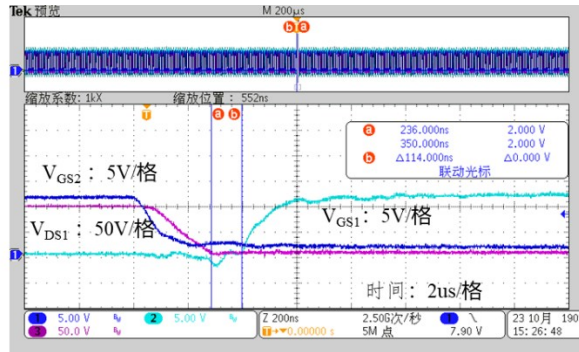


图 4-12 桥臂上下管电压及驱动波形

桥臂下管的电压  $V_{DS1}$  在其驱动信号  $V_{GS1}$  转变为高电平之前已经降为 0，即开关管漏源电压在降到 0 以后，开关管才开通，说明实现了开关管的 ZVS 软开通。

### 4.2.2 软启动及二极管电压应力验证

图 4-13 为电路启动时刻的电感电流及输出电压的波形。

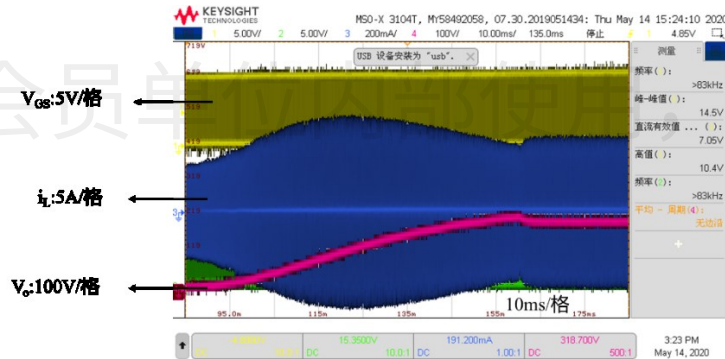


图 4-13 软启动波形

由图 4-13 可得，输出电压在电流刚启动时刻缓慢上升，并没有发生输出电压过冲的情况，证明电路实现了软启动的功能。

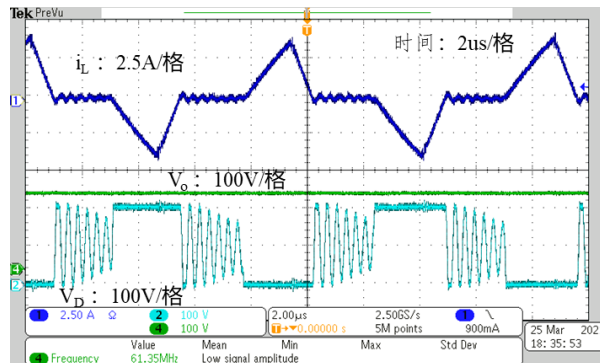


图 4-14 二极管电压波形

图 4-14 给出了额定负载下电路的电感电流、输出电压以及二极管电压波形，浅蓝色

为二极管电压波形，绿色为输出电压波形，可以看出，二极管电压被箝位在输出电压。

4.2.3 效率测试

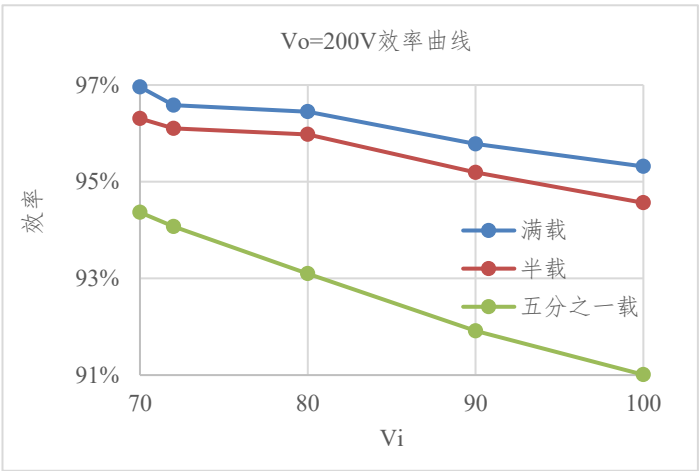


图 4-15 不同输入电压下的效率曲线

变换器工作在额定输入输出下时，测得其效率为 95.3%，达到项目的指标要求，但是由于项目的保密要求，不能给出具体的参数，仅展示不同输出功率下的效率曲线，如图 4-15 所示。其中满载是指输出电压为额定电压，输出电流达到额定电流；半载是指输出电流为额定电流的一半，五分之一载是指输出电流为额定电流的五分之一。

## 第5章 LLC 拓扑探究

### 5.1 LLC 高效充电器的设计

当航天充电管理系统工作在更高的电压和功率等级下时，移相全桥 PWM 变换器的诸多缺点也暴露出来，主要是在大功率的应用场合下，为了满足宽增益范围的要求所设计的电路，在额定点工作时，会进入较低占空比的工作模式，导致功率回路产生较大的电流有效值和峰值，大大恶化了原边侧开关管的导通损耗以及关断损耗。此时为了满足效率的要求，需探究效率特性更为优良的 LLC 变换器。

相较于移相全桥变换器，LLC 谐振变换器拥有诸多的优点<sup>[44-46]</sup>。该拓扑可以在全负载范围内实现原边开关管的 ZVS 软开通，同时具有较小的关断电流；并且能通过很窄的频率变化实现较宽的增益范围。而该拓扑的缺点在于：缺少航天级的模拟控制芯片，需要设计较为复杂的辅助电路。

#### 5.1.1 LLC 谐振变换器的工作模态分析

LLC 谐振变换器的谐振腔由三个元器件组成，分别为谐振电感  $L_r$ 、谐振电容  $C_r$  和励磁电感  $L_m$ 。该拓扑多被应用于降压场合，因此常见的拓扑采用半桥输入，副边采用中心抽头结构。当该变换器应用于升压场合时，半桥输入的结构其原边开关管的电流应力较大，因此，该变换器采用原边全桥输入、副边全桥整流的方式，其拓扑如图 5-1 所示。

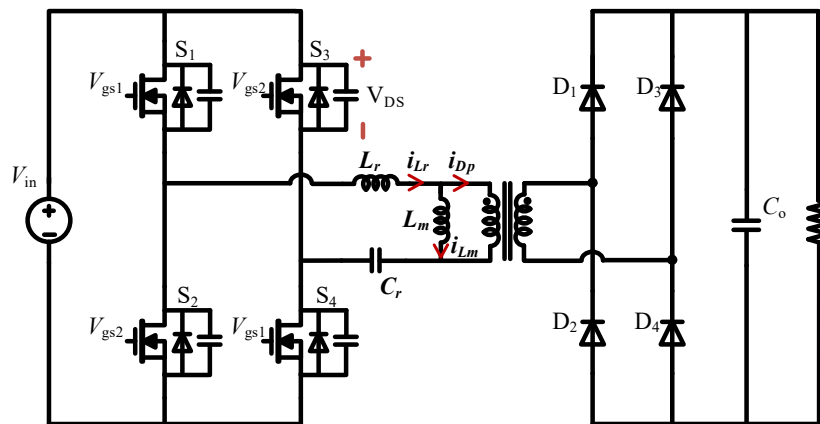


图 5-1 LLC 谐振变换器

通过对电路的工作模态进行分析，可知 LLC 谐振变换器具有两个谐振频率：当励磁电感  $L_m$  被副边箝位时，谐振电感  $L_r$  和谐振电容  $C_r$  发生谐振，此时电路的谐振频率  $f_r$  可以表示为：

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (5-1)$$

当副边整流二极管截止时，励磁电感  $L_m$  和谐振电感  $L_r$  串联，两者共同和谐振电容  $C_r$  产生谐振，此时谐振频率为：

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (5-2)$$

基于上述分析，依据不同的电路工作频率  $f_s$ ，将电路的工作模态分为以下四种：1)  $f_s < f_m$ ；2)  $f_m < f_s < f_r$ ；3)  $f_s = f_r$ ；4)  $f_s > f_r$ 。

其中，当  $f_s < f_m$  时，电路工作在容性区，开关管无法实现零电压开通，在实际应用中，应避免该模态；当  $f_s = f_r$  时，可看作一种特殊的  $f_m < f_s < f_r$ ，因此只对剩余两种模态进行分析。

### 5.1.2 断续导通模式

$f_m < f_s < f_r$  时，工作过程如图 5-2 所示，此时电路工作在断续模式。通过该模式，可以实现较高的增益。

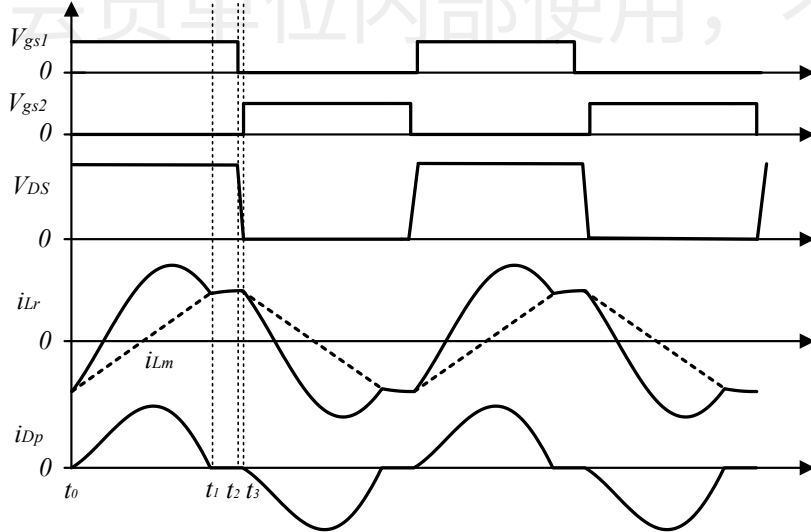


图 5-2 断续导通模式

$t_0$  时刻， $V_{gs1}$  跳变为高电平时， $S_1$  和  $S_4$  导通，谐振电感  $L_r$  的电流和励磁电感  $L_m$  的电流上升。由于励磁电感  $L_m$  的电压被输出箝位而不参与谐振，谐振仅发生在  $L_r$  和  $C_r$  之间，输出电流  $I_{Dp}$  为谐振电感与外加电感电流之差；

由于开关频率小于谐振频率  $f_r$ ，在  $t_1$  时刻谐振电感  $L_r$  的电流在此刻等于励磁电感  $L_m$  的电流，从而使得输出电流  $I_{Dp}$  降为零，输出侧整流二极管零电流关断。由于此时励磁电

感  $L_m$  不再被输出箝位，它和谐振电感  $L_r$  一起与谐振电容  $C_r$  发生谐振。由于  $L_m$  的电感量比  $L_r$  大得多，因此谐振周期变长，电流缓慢变化。

$t_2$  时刻， $V_{gs1}=0$ ，进入死区时间。此时的谐振腔电流可看作恒定不变。在死区时间内，谐振电流给  $S_2$  和  $S_3$  的结电容放电，为零电压开通做准备；

$t_3$  时刻， $V_{gs2}$  为高电平， $S_2$  和  $S_3$  零电压开通，进入负半周，重复上述模态。

### 5.1.3 连续导通模式

$f_s > f_r$  时，工作过程如图 5-3 所示，此时电路工作在连续导通模式。当 LLC 谐振变换器工作在连续模式时候，谐振腔的输出电压小于输入电压。

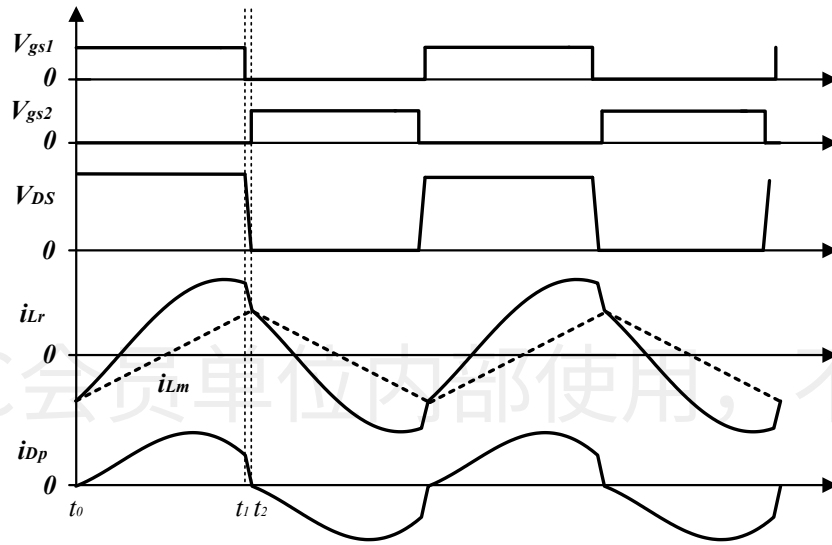


图 5-3 连续导通模式

$t_0$  时刻，和前两个模式相同， $V_{gs1}$  跳变为高电平时， $S_1$  和  $S_4$  导通，谐振电感  $L_r$  的电流和励磁电感  $L_m$  电流上升。由于励磁电感  $L_m$  的电压被输出箝位而不参与谐振，谐振仅发生在  $L_r$  和  $C_r$  之间，输出电流  $I_{Dp}$  为谐振电感与外加电感电流之差。

$t_1$  时刻，在  $V_{gs1}$  由高电平转为低电平时，由于  $f_s > f_r$ ，此时谐振电感电流仍然大于外加电感电流。和前两个模式相比，该模式下 MOSFET 开关管需要承受更大的关断电流。进入死区时间后，由于激励变为 0，谐振电感的电流快速下降。当谐振电感  $L_r$  的电流下降到与励磁电感  $L_m$  的电流相等时，输出电流  $I_{Dp}$  降为零。在死区时间内，谐振电流给  $S_2$ 、 $S_3$  的结电容放电，为负半周的零电压开通做准备。

$t_2$  时刻， $V_{gs2}$  跳变为高电平， $S_2$  和  $S_3$  零电压开通，进入负半周，重复上述模态。

## 5.2 LLC 谐振腔参数选择

### 5.2.1 设置额定工作点

对上述两种工作模式分析可知，在传输相同电流的情况下，断续模式下变换器原边的电流有效值更大。这意味着在传输相同功率时会产生更大的导通损耗，不利于效率的提高。但是在连续导通模式下，虽然在传输相同功率的情况下原边电流的有效值更小，但是在该模式下，关断时刻的谐振电流远大于前两个模式，加大了开关管的关断损耗，恶化了整体效率。

为了避免原边电流有效值过大和关断电流过大的情况，需要将电路的额定工作点设置在临界导通模式，这样在额定点处既有连续模式中原边电流有效值低的优点，又具有断续模式中关断电流小的优点。

当 LLC 变换器工作在临界导通模式时，励磁电感  $L_m$  不参与谐振，此时变换器的增益恒定为 1。首先根据指标要求的额定工作点确定变压器变比为  $n=1/12$ 。

### 5.2.2 限定励磁电感

在 LLC 变换器中，励磁电感的能量不会传递到副边，但是励磁电流的增大会导致原边电流有效值的增大，从而产生额外的导通损耗。从减小导通损耗的角度来看，需要尽可能地减小励磁电流，即选取感值大的励磁电感，但是过大的励磁电感会使得原边开关管丢失零电压开通，还有可能影响变换器的增益范围。因此在励磁电感参数选取时，需要在满足开关管软开关需求的基础上尽可能地增大励磁电感的取值。

谐振腔的励磁电流应满足如下关系：

$$I_{peak} = \frac{n_T V_o \frac{T_s}{4}}{L_m} \geq C_{oss} \frac{2V_i}{t_d} \quad (5-3)$$

其中， $n_T$  为变压器变比， $V_o$  为输出电压， $T_s$  为开关周期， $C_{oss}$  为原边开关管结电容， $t_d$  为设定死区时间。开关频率为 120kHz，原边开关管选用英飞凌的 IRFP4110PbF， $C_{oss}=3000\text{pF}$ ，死区时间  $t_d=100\text{ns}$ ，可得励磁电感的最大取值：

$$L_m \leq \frac{T_s \cdot V_o}{8C_{oss}} \quad \mu H \quad (5-4)$$

### 5.2.3 确保增益范围

由于需要实现宽范围输入和宽范围输出，LLC 需要在工作频率范围内实现较宽的增益范围。由于变压器变比已经确定为  $n=1/12$ ，可得出谐振腔的最高增益和最低增益要求：

$$M_{\max} = \frac{n_l V_{o\max}}{V_{i\min}} = 1.39 \quad (5-5)$$

$$M_{\min} = \frac{n_l V_{o\min}}{V_{i\max}} = 0.78 \quad (5-6)$$

#### 5.2.4 基波等效法

虽然 LLC 谐振电路的电路特性保证了宽输出范围的实现，但是由于电路中有三个元件参与谐振，每个器件的改变均会影响电路的工作状态，使得 LLC 谐振电路的设计变得较为复杂。

通过基波等效法，可以在数学上方便地求得 LLC 变换器在不同频率下的增益公式<sup>[47-50]</sup>。通过该方法，可以将输出侧的整流桥等效为一个纯电阻负载，从而将 LLC 谐振变换器在不同工作频率下的电压增益表示为：

$$M_{FHA} = \frac{1}{n \sqrt{\left[1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + \left[Q \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)\right]^2}} \quad (5-7)$$

其中将励磁电感与谐振电感之比定义为  $L_n = L_m / L_r$ ；开关频率  $f_s$  与谐振频率  $f_r$  之比定义为： $f_n = f_s / f_r$ ；品质因数定义为  $Q = \sqrt{L_r / C_r} / n^2 R_e$ ，等效电阻  $R_e = 8R_L / \pi^2$ 。

该方法主要基于两个假设的建立：第一，谐振腔的选频特性使得开关频率中的高次谐波得以忽略，从而假定谐振腔中的电流为基波频率的正弦波；第二：由于谐振腔中的电流被看作是基波频率的正弦电流，从而从原边传递到副边的有功功率仅由基波电压与电流共同传递。但是由于只考虑了基波分量，通过该方法计算获得的电路增益明显小于实际工作状态下的电路增益，但考虑到裕量要求，可以将这部分误差作为裕量设计。

为精确计算并求得 LLC 谐振变换器的增益公式，有学者提出了更为精确的模型<sup>[50-52]</sup>。但是该模型极为复杂，为了确定变换器的运行状态，需要求解非线性方程，难以应用在实际的设计。此外，在实际电路中，寄生参数也会对变换器的运行状态产生影响，从而使得计算结果更加偏离实际值<sup>[53]</sup>。因此，仍然采用基波等效法对电路参数进行设计。

#### 5.2.5 基于仿真的谐振腔设计方法

虽然使用基波等效法不能精确地获得 LLC 谐振变换器的精确增益，但是其抽象出的三个参数： $L_n$ 、 $f_n$  和  $Q$  能完全确定 LLC 谐振变换器的工作状态。换言之，即使 LLC 谐振腔中三个元件的参数不相同，只要保证励磁电感与谐振电感之比  $L_n = L_m / L_r$ 、品质因数

$Q = \sqrt{L_r/C_r}/n^2 R_e$  相同, 且工作在相同的归一化频率  $f_n = f_s/f_r$  上, 就能保证谐振腔拥有相同的增益。

为了让 LLC 谐振变换器的设计更为系统, 有学者提出了 LLC 谐振腔的设计方法<sup>[54]</sup>。通过该设计方法, 能在满足增益范围和损耗最低的情况下实现对谐振腔参数的设计。

参考该方法, 首先在满载输出的情况下使用仿真工具 PLECS 获得 LLC 谐振变换器中, 在某一峰值增益下谐振腔参数  $Q$  与  $L_n$  的关系曲线, 如图 5-4 所示。图中标注为“Gain\_max=1.39”的曲线表示在该线的点  $(L_n, Q)$  对应的参数组合恰好能满足变换器峰值增益为 1.39 的要求; 而图中标注为“Gain\_max=1.7”的曲线表示在该线的点  $(L_n, Q)$  对应的参数组合恰好能满足变换器峰值增益为 1.7 的要求。对比图中两条曲线可以发现, 参数点越接近左下角, 其能达到的峰值增益越大。所以可以将图中的等增益线看作是增益边界, 在设计变换器时, 只要保证选定的  $(L_n, Q)$  在曲线的左下方, 即可满足最高增益要求。

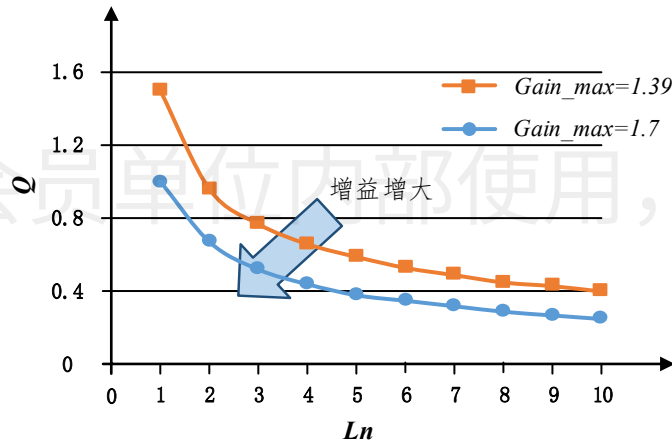


图 5-4 LLC 变换器的增益边界

变换器的谐振频率与谐振腔中的元件  $L_r$ 、 $C_r$  有如下关系:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (5-8)$$

而谐振腔参数  $L_n$ 、 $Q$  被下式定义:

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (5-9)$$

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{n^2 R_L} \quad (5-10)$$

整理后可得, 品质因素  $Q$  和电感比  $L_n$  满足如下关系:

$$Q = \frac{2\pi f_r L_m}{n^2 R_L} \times \frac{1}{L_n} \quad (5-11)$$

谐振频率  $f_r$  和最高增益时的负载  $R_L$  既定，当励磁电感  $L_m$  的感量确定， $Q$  和  $L_n$  的关系便得到确定。换言之，当  $L_n$  值确定，便能得知对应的  $Q$  值。

为了尽可能地提高变换器的效率，首先尝试将励磁电感  $L_m$  的感量确定为其上限值：34.5 $\mu$ H。随后获得  $Q$  与  $L_n$  的关系曲线，和增益边界同时绘制在图 5-5 中。

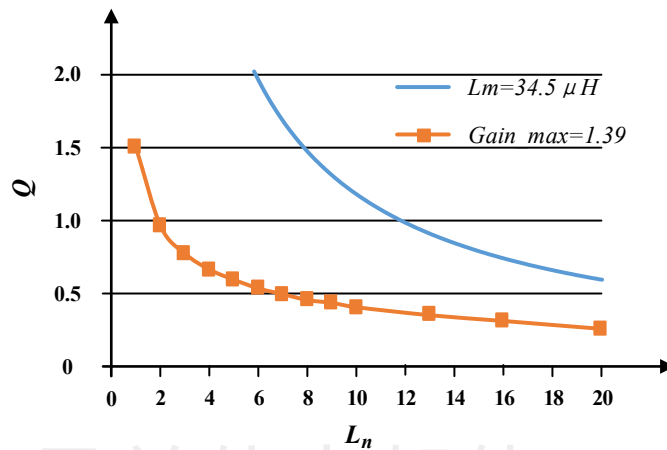


图 5-5 增益边界与  $L_m=34.5 \mu H$  时的  $Q$ 、 $L_n$  关系曲线

由图 5-5 可得，当励磁电感  $L_m$  取其上限值时， $Q$  与  $L_n$  关系曲线始终在峰值增益的右上方。这说明，如果仅以原边开关管零电压开通为条件取励磁电感  $L_m$  为最大值，变换器难以实现所需的最高增益。

观察公式 (5-10)，可以发现通过减小励磁电感  $L_m$ ，可以将变换器固有的  $Q$  与  $L_n$  的关系曲线下移，因此为了变换器能达到设计预期的增益，需要减小励磁电感的感量，将励磁电感  $L_m$  减小到 15 $\mu$ H 重新进行尝试，获得该情况下  $Q$  与  $L_n$  的关系曲线，和增益边界同时绘制在图 5-6 中。

从图 5-6 可以得知，在励磁电感  $L_m$  取 15 $\mu$ H 的情况下，当电感比  $L_n$  大于 15 时，变换器便能满足最高增益的要求。

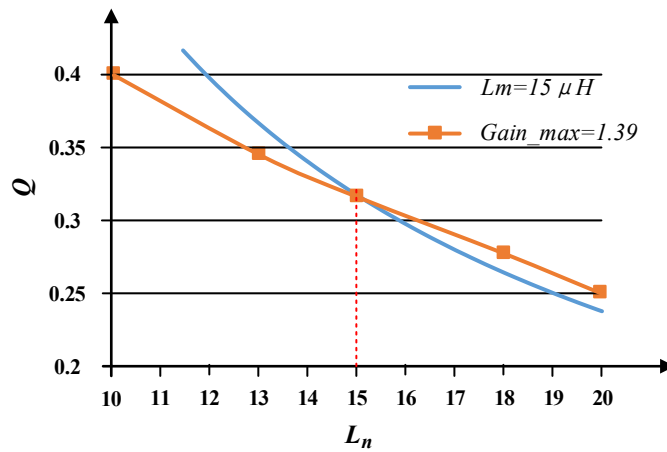
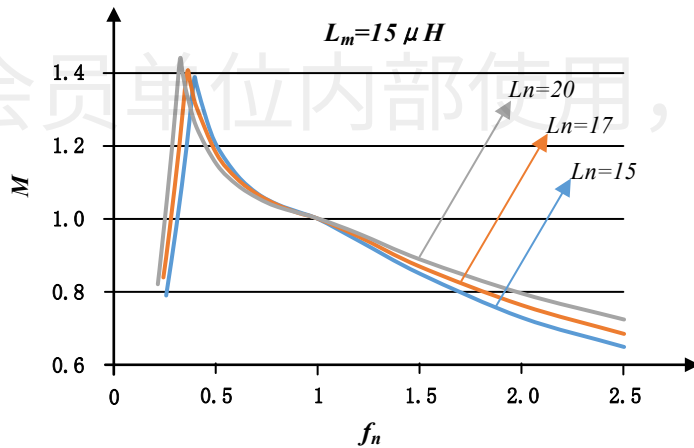
图 5-6 增益边界与  $L_m=15\mu\text{H}$  时的  $Q$ 、 $L_n$  关系曲线

图 5-7 为在  $L_m=15\mu\text{H}$  的情况下，选用不同满足要求的  $L_n$ ，通过仿真得到的电路增益与频率关系曲线。可得  $L_n$  值越大，电路的最高增益越高。但是由于在实际工作时需要将变换器的频率变化范围限定在在增益曲线的负斜率区，通过观察曲线可以看到，若要满足本设计的最高增益， $L_n$  越大则要求要拥有越低的下限频率。

图 5-7  $L_m=15\mu\text{H}$  时，不同电感比下的增益曲线

过低的下限频率会对变换器的损耗造成影响，甚至影响正常工作，主要体现在几方面：其一、由于开关周期的增大，磁材料的磁通密度变化量会变大，导致产生严重的磁芯损耗；其二、由于励磁电感充能时间变长，励磁电流有效值将会变大，从而导致谐振腔电流有效值增大，导致导通损耗增加；其三、当磁材料的磁通密度增大到其饱和值，会导致电路中电感的感量迅速降低，改变电路参数，最终导致电路无法正常工作。由于需要尽可能地增大变换器的下限频率，所以对于某个特定的励磁电感  $L_m$  的值，对于该设计的最优参数即为  $Q$ 、 $L_n$  关系曲线与增益边界的交点。

变换器的工作频率范围为 60-300kHz，即  $0.5f_n-2.5f_n$ ，对照图 5-7，发现还需进一步减

小励磁电感  $L_m$  的感量以提高变换器的下限频率。依次将励磁电感  $L_m$  的值调整为  $12\mu\text{H}$ 、 $10\mu\text{H}$ 、 $8\mu\text{H}$ ，得到在这些情况下谐振腔参数  $Q$  和  $L_n$  的关系，如图 5-8 所示。

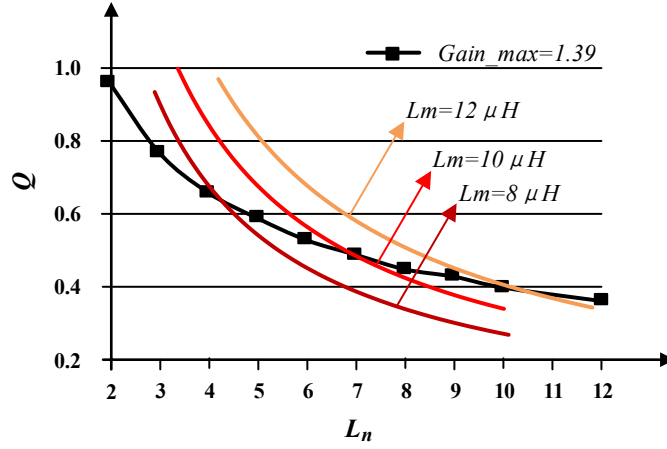


图 5-8 调整  $L_m$  后谐振腔参数与增益曲线的关系

通过读取关系曲线和增益边界的交点，得到在上述情况下的最优参数。最后利用得到的最优参数，通过仿真工具获得电路增益与频率关系曲线，如图 5-9 所示。

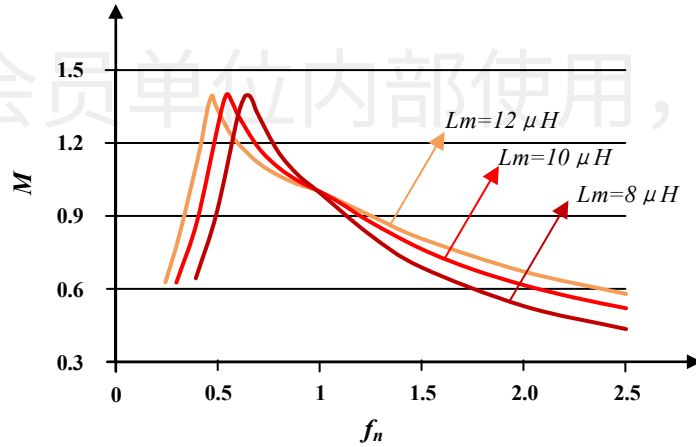


图 5-9 最优电路参数下的增益曲线

观察曲线可以看出，通过减小励磁电感  $L_m$  的取值，可以使得变换器拥有更窄的增益范围。该变换器限定最小频率为 0.5 倍的谐振频率，因此可以得到谐振腔中的励磁电感  $L_m$  应小于  $10\mu\text{H}$ 。结合谐振腔电流有效值尽可能小的要求，最优的参数为  $L_m$  选取其允许的最大值  $10\mu\text{H}$ 。依据  $Q$  和  $L_n$  的关系曲线与增益边界的交点，可以得到此时的  $L_n=7$ ，可以计算得：

$$L_r = \frac{L_m}{L_n} = 1.43\mu\text{H} \quad (5-12)$$

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L_r} = 1.23\mu F \quad (5-13)$$

由于实际能获得的电容取值有限，且在实际制作时，需要考虑留有一定的增益余量。

### 5.3 控制部分

针对市场上航天级 LLC 模拟控制芯片缺失的问题，本文选用准谐振芯片 UC1864（其工业级芯片为 UC2864）配合外部辅助电路实现 LLC 控制器的基础功能。

UC1864 这款芯片可以依据外部输入电压的变化输出对应频率的 PWM 波形，输出频率范围能达到 1MHz。但是由于该芯片是针对准谐振变换器设计的，它的输出信号并不是 50% 的方波，而是高电平时间一定的 PWM 信号，不能直接用于 LLC 变换器的控制，需要通过辅助电路对芯片输出的 PWM 信号进行处理，使其满足变换器的要求。

本文采用 D 触发器对输出信号进行整形，将控制芯片输出的 PWM 波作为触发器的时钟信号。当控制芯片的输出频率恒定时，D 触发器将输出两路互补的方波信号，可分别作为上下桥臂的驱动信号。但是由于 D 触发器的两个输出端始终互补输出，即在初始上电时始终有一路输出维持在高电平，若不对驱动芯片的使能信号加以控制，在开机过程中会出现主电路中原边开关管持续导通的情况，该过程会对谐振腔中的原件持续单向充电，破坏 LLC 变换器的正常运行。

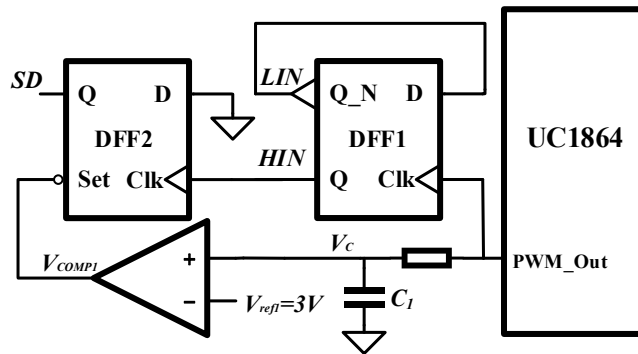


图 5-10 控制芯片辅助电路原理图

为了解决驱动芯片使能信号缺失的问题，在使用 D 触发器整形的基础上对辅助电路进行了优化，其原理图如图 5-10 所示。其中，SD 为驱动芯片的关断信号，当其为高电平时，驱动芯片停止工作，所有开关管均关断；HIN 和 LIN 分别为单个桥臂的上下管驱动信号。

在启动时，控制电路的运行模态如图 5-11 所示。在  $t_0$  时刻，UC1864 产生 PWM 信号，该信号用于  $DFF1$  的时钟输入， $DFF1$  输出开始翻转，同时电容  $C_1$  开始充电。由于启动时电容电压低于参考电压，比较器输出低电平，将  $DFF2$  的输出强制置高，驱动芯片处于关断状态。 $t_1$  时刻，电容  $C_1$  的电压超过参考电压，比较器输出低电平。此时由于没有时钟信号输入， $DFF2$  的输出信号保持不变，驱动芯片保持关断。 $t_2$  时刻， $DFF1$  的输出信号  $HIN$  由低跳变到高，随后  $DFF2$  的输出  $SD$  被置为低电平，驱动器在此刻开始工作。

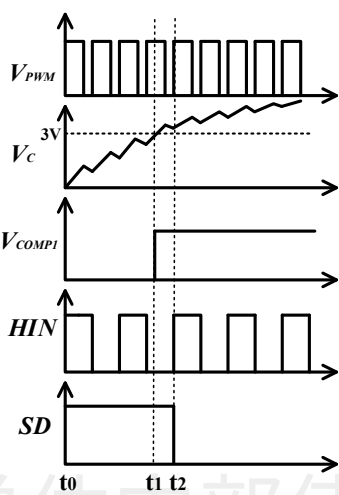


图 5-11 启动时辅助电路的运行模态

5.4 LLC 高效充电器的实验结果

5.4.1 实验样机

实验样机如图 5-12 所示。依据该样机，对在额定输入情况下的效率、不同情况下谐振腔电流波形和启动时的动态过程依次进行了测试。

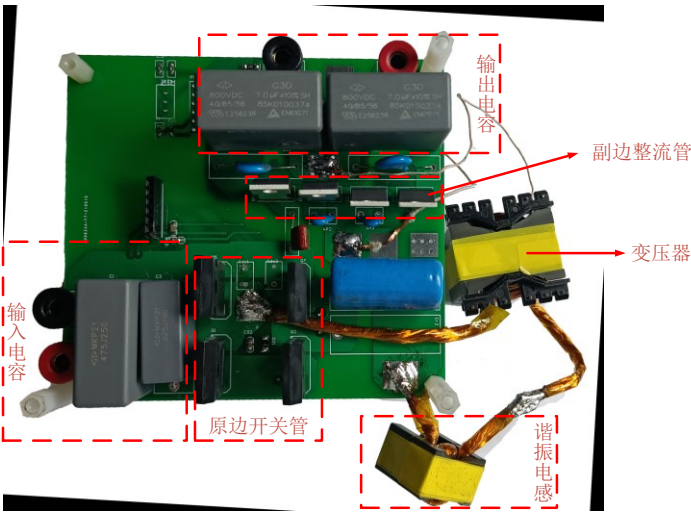


图 5-12 LLC 高效充电器实物样机图

### 5.4.2 启动时的动态过程

在额定输入、额定输出的条件下对启动时的动态过程进行记录，如图 5-13 所示，蓝色为输出电压波形，红色为电感电流波形。

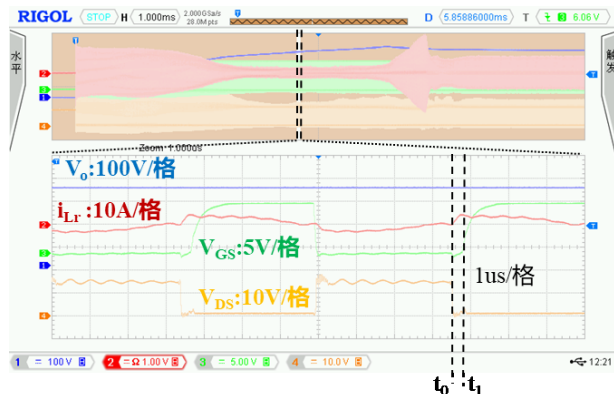


图 5-13 原边电流波形

$t_0$ 时刻  $V_{DS}$  下降为 0V, 而  $V_{GS}$  直到  $t_1$  时刻才跳转为高电平, 即开关管漏源电压在降到 0 以后, 开关管才开通, 说明软启动过程中依然能实现开关管的 ZVS 软开通。

### 5.4.3 效率测试与稳态工作波形

在额定电压（30V）输入的情况下，对充电器在不同输出电压下的效率进行了测试，效率曲线如图 5-14 所示。

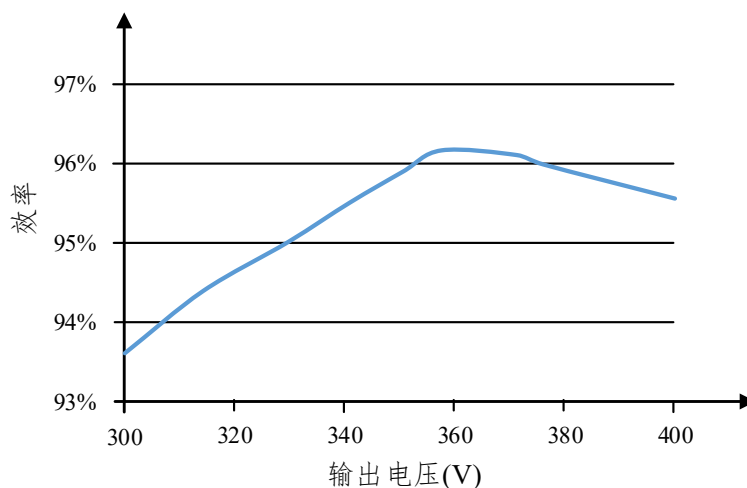


图 5-14 额定输入下的效率曲线

由于变压器的变比为 1:12，当开关频率为谐振频率，输出电压为 360V。电路工作在临界导通模式。此时变换器拥有最高的效率，达到 96.17%，其原边电流波形如图 5-15 所示。

当开关频率低于谐振频率,充电器输出电压大于 360V,电路工作在断续模式。随着

输出电压升高，开关周期变长，励磁电感上储存的循环能量增加。和临界导通模式相比，传输相同的能量将产生更多的损耗。在 400V 输出时，效率为 95.56%，其原边电流波形如图 5-16 所示。

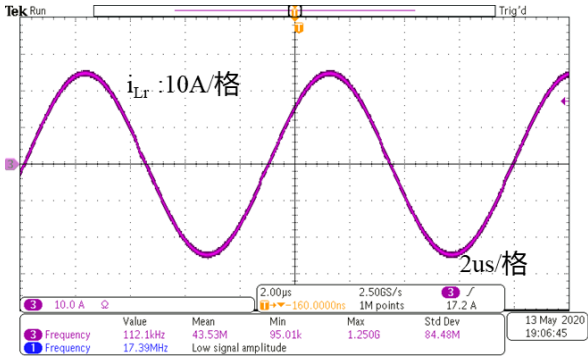


图 5-15 30V 输入、360V 输出时原边电流波形

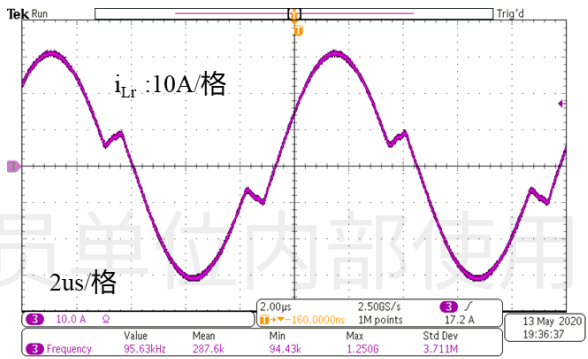


图 5-16 30V 输入、400V 输出时原边电流波形

当开关频率高于谐振频率，充电器输出电压小于 360V，电路工作在连续模式。在该模式下，随着输出电压的降低，原边 MOSFET 开关管的关断电流迅速升高，从而使得关断损耗显著增加。从效率曲线上看，当 30V 输入，300V 输出时，充电器效率仅为 93.60%，其原边电流波形如图 5-17 所示。

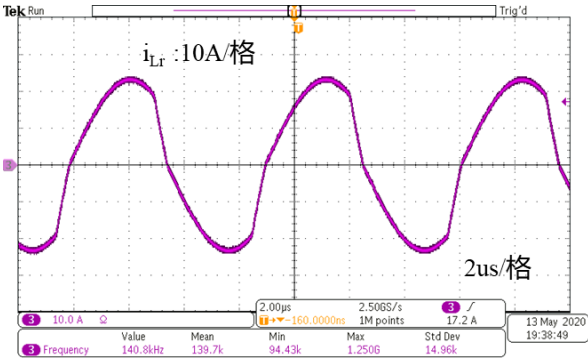
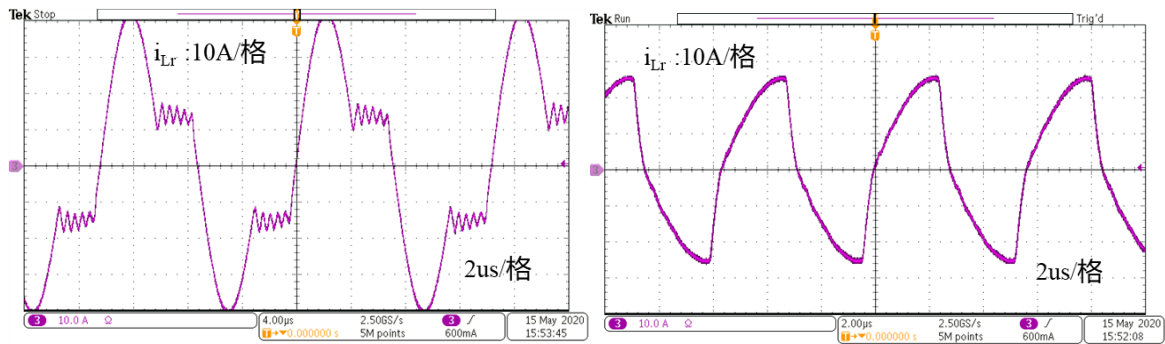


图 5-17 30V 输入、300V 输出时原边电流波形



(a) 24V 输入，400V 输出

(b) 32V 输入，300V 输出

图 5-22 极端工况下原边电流波形

此外，还对充电器在极端工况下的效率进行了测试。当 24V 输入，400V 输出时，效率为 93.89%；当 32V 输入，300V 输出时，效率仅为 90.71%。这两种工况下原边电流波形见图 5-22。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

## 第6章 总结与展望

本文针对航天高压蓄电池组充电管理系统中低压大电流输入、高压输出的应用场合，研究开发无反向恢复损耗、低电压应力的高效率软开关高增益 DC/DC 拓扑及其控制策略，并能够充分利用变压器的漏感能量，提高航天高压隔离型充电器的效率。

本文首先对航天器储能系统充电管理技术现状进行了研究分析，重点比较了几种不同的隔离拓扑，最终从众多拓扑里选择了较为合适的移相全桥变换器和 LLC 谐振变换器。由于传统的 PWM 移相全桥拓扑存在副边整流管的电压应力大、反向恢复损耗严重、轻载易丢失 ZVS 软开关、占空比丢失、变压器设计困难等问题，本文研究了将储能电感从直流侧移至交流侧的方案。

针对由于航天等级的功率器件开关损耗大，反向恢复严重等问题所导致的高增益隔离型 DC/DC 拓扑的开关和导通损耗增加、整流二极管的损耗严重、变压器优化困难、效率远低于应用需求等难题，提出了以下解决方案：

1. 采用了储能电感置于交流侧的 PWM 软开关移相全桥变换器。通过将储能电感移至交流侧，从而将整流二极管的反向电压箝位到输出电压，降低了整流管的电压应力，并且大大缓解了二极管的反向恢复，提高效率；交流侧电感的存在可以极大地弥补传统移相全桥电路中轻载滞后臂软开关丢失的问题。

2. 探究了在大功率应用场合具有更多优势的 LLC 谐振变换器。针对应用于 LLC 拓扑的航天级模拟控制芯片的缺失问题，通过选用航天级准谐振控制芯片和外部电路辅助，实现 LLC 变换器的控制功能以及充电器的高频软起动和保护功能。

对于本文的研究目标来说，仍然有许多可以进行优化和研究的方向，包括：针对 LLC 谐振腔中的磁元件进行损耗分析和优化；针对高输出电压的应用场合，副边的整流拓扑可以探索倍压整流的方案。

## 参考文献

- [1] 陈强. 新型MPPT空间电源控制技术研究[D]. 武汉理工大学, 2018.
- [2] 赵文杰, 万成安, 郑岩, 等. 基于倍压整流电路的空间高压电源设计[J]. 电子设计工程, 2019, 27(20): 64-69.
- [3] 杭观荣, 梁伟, 张岩, 等. 大功率等离子体电推进研究进展[J]. 载人航天, 2016, 22(02): 175-185.
- [4] 张媛媛. 基于碳化硅二极管的行波管高压电源研制[D]. 电子科技大学, 2019.
- [5] 张浩琨. 应用于行波管的高压隔离谐振DC-DC变换器的研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2018.
- [6] 仲元昌, 魏莹莹, 姚博文, 等. 空间太阳能电站的发展及关键技术综述[J]. 电源技术, 2019, 43(06): 1063-1066.
- [7] 范斌, 紫晓. 中国科学家提出空间太阳能电站发展技术“路线图”(上)——写在空间太阳能电站发展技术研讨会上[J]. 中国航天, 2010, (12): 20-23.
- [8] 陈启忠, 马季军, 王娜, 等. 天宫一号目标飞行器电源分系统设计[J]. 上海航天, 2011, 28(06): 7-11.
- [9] 马卉, 赵海峰. 航天器用蓄电池充电控制技术的研究与探索[J]. 电源技术, 2009, 33(06): 519-522.
- [10] 贾鹏宇, 郑琼林, 李艳, 等. 航天用蓄电池充电调节器的控制系统设计[J]. 北京交通大学学报, 2012, 36(05): 43-50.
- [11] 梁坤磊, 穆秀枕, 王宏. 基于Zeta和SuperBuck的航天用非隔离三端口变换器[J]. 电工技术学报, 2017, 32(S2): 139-147.
- [12] 张国帅, 雷卫军, 郑岩, 等. 基于Superbuck拓扑的高效蓄电池充电调节器研究[J]. 电源技术, 2015, 39(09): 1937-1940.
- [13] 高金艳. 航天电源系统优化设计与可靠性研究[D]. 天津大学, 2014.
- [14] 况飞飞, 沈昂, 岳继光, 等. 空间电源Superbuck转换器的小信号建模与研究[J]. 机电一体化, 2012, 18(12): 39-43.
- [15] V-K Sysoev, Pichkhadze K-M, Feldman L-I, et al. Concept development for a space solar power station[J]. Solar system research, 2012, 46(7): 548-554.
- [16] 赵秋山, 王凯, 徐伟, 等. 航天器用新型隔离充电器拓扑分析及研究[J]. 电源技术, 2018, 42(11): 1733-1735.
- [17] 张亚春. 高功率密度空间电源隔离型DC/DC变换器的研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2013.
- [18] 徐德鸿等. 电力电子技术[M]. 科学出版社, 2006.
- [19] 徐德鸿. 现代电力电子器件原理与应用技术[M]. 机械工业出版社, 2008.
- [20] 王磊. 航天用小功率多路输出电源的研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2013.
- [21] L-H Mweene, Wright C-A. A 1 kW 500 kHz front-end converter for a distributed power supply system[J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 1991, 6(3): 398-407.
- [22] Redl, R., Sokal, et al. A novel soft-switching full-bridge DC/DC converter: analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kW, 100 kHz. 1991: 408-418.
- [23] B-H Kwon, Kim J-H, Jeong G-Y. Full-bridge soft switching PWM converter with saturable inductors at the secondary side[J]. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 2002, 146(1): 117-122.
- [24] R Watson, Lee F-C. Analysis, design, and experimental results of a 1-kW ZVS-FB-PWM converter employing magamp secondary-side control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5): 806-814.
- [25] Oliver-D Patterson, Divan Deepakraj-M. Pseudo-resonant full bridge DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1987, 6(4): 671-678.
- [26] P-K Jain, Kang Wen, Soin H, et al. Analysis and design considerations of a load and line independent zero voltage switching full bridge DC/DC converter topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 649-657.

- [27] Yungtack Jang, Jovanovic M-M, Chang Yu-Ming. A new ZVS-PWM full-bridge converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(5): 1122-1129.
- [28] Y Jang, Jovanovic M-M. A new family of full-bridge ZVS converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(3): 701-708.
- [29] X Wu, Zhang J, Xie X, et al. Analysis and Optimal Design Considerations for an Improved Full Bridge ZVS DC - DC Converter With High Efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21: 1225-1234.
- [30] Analog Devices. Isolation Transformers For Analog Devices ADuM347x[OL]. <https://bj.bcebos.com/b2b-web-pdf/04d9885fdaf16b7bb1d72168f725710f>
- [31] Chen Zhao, Wu Xinke, Yao Wei, et al. Synchronous rectified Soft-Switched Phase-Shift Full-Bridge converter with primary energy storage inductor[A]//IEEE, 2008: 581-586.
- [32] Chen Zhao, Wu Xinke, Qian Zhaoming. Optimum design considerations for Soft-switched Phase-shift Full-bridge converter with primary-side energy storage inductor[A]//IEEE, 2008: 366-371.
- [33] Chen Zhao, Wu Xinke, Qian Zhaoming. The analysis and evaluation for the leakage inductance effects of two front-end Dc/Dc converters with capacitive output filter[A]//IEEE, 2008: 1-5.
- [34] C Zhao, Wu X, Meng P, et al. Optimum Design Consideration and Implementation of a Novel Synchronous Rectified Soft-Switched Phase-Shift Full-Bridge Converter for Low-Output-Voltage High-Output-Current Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(2): 388-397.
- [35] DMEGC. PQ26-20[OL]. <http://www.chinadmegc.com/upload/201306/9c086a82ab5a64d7cc7ddd2f29d.pdf>
- [36] DMEGC. RM8[OL]. <http://www.chinadmegc.com/upload/201307/6f5d0c3ea389b70d9006de5813f19649.pdf>
- [37] Texas Instruments. UC3875:相移全桥控制器[OL]. <https://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/uc3875.pdf>
- [38] Texas Instruments. UC3901:隔离式反馈生成器[OL]. [www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/uc3901.pdf](http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/uc3901.pdf)
- [39] DMEGC. DMR95材料特性:DMR95material characteristics[OL]. <http://www.chinadmegc.com/material14>
- [40] Infineon Technologies. IRFP4227PbF: RADIATION HARDENED POWER MOSFET THRU-HOLE (Low-Ohmic TO-254AA)[OL]. [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFP4227-DataSheet-v01\\_01-EN.pdf](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFP4227-DataSheet-v01_01-EN.pdf)
- [41] Infineon Technologies. OM5006ST [OL]. [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-OM5006ST-DataSheet-v01\\_01-EN.pdf](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-OM5006ST-DataSheet-v01_01-EN.pdf)
- [42] Infineon Technologies. IDV08E65D2\_2\_2[OL]. [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDV08E65D2-DataSheet-v01\\_01-EN.pdf](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDV08E65D2-DataSheet-v01_01-EN.pdf)
- [43] 成都宏明电子. 2020版宏明有机云母瓷介电容器[OL]. <http://www.chinahongming.com/book/05/#p=1>
- [44] Chen Zhao, Wu Xinke, Qian Zhaoming. Design and Comparison of Two Front-end Dc/Dc Converters: LLC Resonant Converter and Soft-switched Phase-shifted Full-bridge Converter with Primary-side Energy Storage Inductor[A]//IEEE, 2009: 1073-1077.
- [45] Bo Yang, Lee F-C, Zhang A-J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion[A]//IEEE, 2002: 1108-1112.
- [46] 杨德刚, 赵良炳. 软开关技术回顾与展望[J]. 电力电子技术, 1998, 98-103.
- [47] Xiang Fang, Hu Haibing, Chen Frank, 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.
- [48] 陈申, 吕征宇, 姚玮. LLC谐振型软开关直流变压器的研究与实现[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 163-169.
- [49] 马皓, 祁丰. 一种改进的LLC变换器谐振网络参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, (33): 6-11.
- [50] 方宇, 徐德鸿, 张艳军. 高功率密度LLC谐振变换器的研究[J]. 电力电子技术, 2007, (08): 16-18.
- [51] Junjun Deng, Li Siqi, Hu Sideng, et al. Design Methodology of LLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers[J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2014, 63(4): 1581-1592.
- [52] 王镇道, 张一鸣, 李炳璋, 等. 全桥软开关LLC变换器模型与设计[J]. 电源技术, 2017, 41(11): 1633-1636.
- [53] Xiaogao Xie, Zhang Junming, Zhao Chen, et al. Analysis and Optimization of LLC Resonant Converter With a

- Novel Over-Current Protection Circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 435-443.
- [54] Bing Lu, Liu Wenduo, Liang Yan, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[A]//IEEE, 2006: 6.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传