

中图分类号: TM464
学科分类号: 080804

论文编号: 1028703 12-S178

硕士学位论文

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变 流器的研制

研究生姓名	薛 飞
学科、专业	电力电子与电力传动
研究 方 向	功率电子变换技术
指 导 教 师	龚春英 教授

南京航空航天大学
研究生院 自动化学院

二〇一二年二月

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics
The Graduate School
College of Automation Engineering

**Research on 270VDC Input
500VA Three-phase Aeronautic Static
Inverter**

A Thesis in

Electrical Engineering

by

Fei Xue

Advised by

Professor Gong Chunying

Submitted in Partial Fulfillment

of the Requirements

for the Degree of

Master of Engineering

February, 2012

承诺书

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人享有著作权的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。

本人授权南京航空航天大学可以有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅，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，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。

(保密的学位论文在解密后适用本承诺书)

作者签名：_____

日 期：_____

摘 要

本文以功率 500VA 输入电压为 270VDC 的三相静止变流器为主要研究对象,针对中小功率航空静止变流器宽输入、高效率、高功率密度等要求,在深入研究多种拓扑结构的优缺点的基础上,选择不对称半桥 LLC 谐振变换器作为前级直直变换拓扑;以三相双 Buck 逆变器作为后级直交逆变拓扑,其中本文重点介绍和深入研究的是前级不对称半桥 LLC 谐振变换器。

首先介绍了本文研究的变换器的研究背景和应用场合,分析了低压直流供电(LVDC)系统存在的不足以及高压直流供电(HVDC)的优势。然后对几种常见的隔离型的直直变换器拓扑进行了比较分析,确定了不对称半桥 LLC 谐振变换器拓扑作为前级 DC-DC 变换电路,其自身具有主开关管的零电压开通和整流二极管的零电流关断特性,易于实现高效率、高功率密度、可以高压宽范围输入、适合于中小功率、结构简单等特点。其次,通过分析三种谐振电路(SRC, PRC 和 SPRC)的工作原理和电路特性,得出了它们作为前级直直变换器的优缺点,为下面 LLC 谐振的引出和分析工作原理做了铺垫。本文分 $f_s > f_r$ 和 $f_m < f_s < f_r$ 两种情况,分析了变换器的工作模式,通过把 LLC 谐振变换器等效为二端口网络,分别用频域和时域分析的方法,给出电路中的主要参数的设计方法。

给出了本变换器为实现高效率、高功率密度和安全可靠运行所采用的几种关键技术,通过把变压器等效为二端口网络并利用电磁场仿真软件 Ansoft Maxwell,详细分析磁集成技术的应用,其次分析了过流保护技术。详细给出了这两种技术的设计和使用原则和方法。

然后设计并制作了一台额定 270V 直流输入,主路 $\pm 180V$ 直流输出,多路辅助输出,额定功率为 550W 的不对称半桥 LLC 谐振变换器,给出了详细的电路设计步骤和实验波形,给出了效率随输出功率变化的曲线。实验结果表明本变换器在全范围内实现了零电压开关,具有较高的效率。

最后,在后级双 Buck 逆变器设计和制作完成的基础上,同前级进行了两级联调,实验结果证明本文介绍的两级式航空逆变器的设计方案正确可行,完全达到了厂家的性能要求。

关键词: 不对称半桥、LLC 谐振变换器、磁集成、过流保护、双 Buck 逆变

Abstract

A two-stage three-phase Aeronautical Static Inverter (ASI) is being researched in this thesis. Based on the comprehensive investigation of the advantages and disadvantages of different strategies, and in order to meet the demand of wide input voltage range, high efficiency and high power density of middle and low power ASI, the front end employs half-bridge LLC resonant converter; the second stage selects three-phase dual buck topology as the DC-AC stage. The front end LLC resonant converter is highlighted in this thesis

Firstly, the disadvantages of low voltage DC power supply are analysed so that the high voltage DC power supply is obviously better. Then, by comparing some common insulated DC-DC converters, the asymmetric half-bridge LLC resonant converter is chosen for the front end. Owing to the resonant characteristics of itself, the converter can synchronously realize soft voltage switching of the power switches on primary and soft current switching of the diodes on secondary side without additional buffer circuit. Therefore, it can realize high efficiency and high power density. Moreover, it is also applicable for wide input voltage range, low and middle power grade application and simple in structure. Secondly, by introducing three kind of resonant converters (SRC, PRC and SPRC) operation principles and analyzing the merits and demerits, the thesis makes preparation for inducing the LLC resonant converter. Then the operation modes of the converter are presented by locating the switching frequency in two conditions: $f_s > f_r$ and $f_m < f_s < f_r$. On that basis of equate the converter as a two-port network, a completely improved precise parameter design strategy comes out in terms of frequency domain and time domain analysis.

Besides, several ways to achieve high efficiency and high power density and stability are presented. The integrated magnetics technique is analyzed by simulation on electro-magnetic field simulation software. Also, over current protection technique is analyzed.

Then, a 550W LLC half-bridge resonant converter prototype is built, which involves detailed parameter design. Variable wavegraphs under different load verify the feasibility of the theoretical strategy. Finally, the two-stage debugging and efficiency test experiments are carried out. The experimental results verify the validity of analysis and design.

Key Words: asymmetric half bridge, LLC resonant converter, integrated magnetics, over current protection, dual buck inverter

目 录

摘 要	I
第一章 绪论	1
1.1 航空供电系统发展现状.....	1
1.1.1 28V 低压直流 (Low Voltage DC, LVDC) 供电系统.....	1
1.1.2 270V 高压直流 (High Voltage DC, HVDC) 供电系统	2
1.2 电源技术指标及有关要求.....	3
1.3 拓扑的选择	4
1.3.1 前级直直变换器的拓扑选择.....	4
1.3.2 后级逆变器的拓扑选择.....	6
1.4 本文选题意义与研究内容.....	8
1.4.1 本文研究的意义.....	8
1.4.2 本文研究的内容.....	8
第二章 LLC 谐振变换器的工作原理和参数设计	10
2.1 谐振变换器	10
2.1.1 串联谐振变换器.....	10
2.1.2 并联谐振变换器.....	11
2.1.3 串并联谐振变换器.....	12
2.2 LLC 谐振变换器	14
2.2.1 LLC 谐振变换器的引出	14
2.2.2 半桥 LLC 谐振变换器的工作原理	15
2.2.3 $f_m < f_s < f_r$ 下的工作模态分析	17
2.2.4 $f_s > f_r$ 时的工作过程	20
2.2.5 两种频率范围变换器性能的比较.....	21
2.3 半桥 LLC 谐振变换器的参数设计方法	22
2.3.1 谐振网络的参数.....	22
2.3.2 半桥 LLC 谐振变换器的参数设计	23
2.4 本章小节	26
第三章 半桥 LLC 谐振变换器几种关键技术研究	27
3.1 引言	27

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

3.2 磁集成技术	27
3.2.1 磁集成技术概念.....	27
3.2.2 副边漏感的变压器等效模型.....	27
3.2.3 磁集成变压器的设计与仿真.....	30
3.3 过流保护技术.....	34
3.3.1 辅助变压器保护法.....	34
3.3.2 带箝位二极管限流法.....	36
3.3.3 间歇开关法.....	39
3.4 本章小结	41
第四章 LLC 半桥谐振变换器的设计及实验结果	43
4.1 设计要求	43
4.2 LLC 半桥谐振 DC-DC 变换器详细设计.....	43
4.2.1 主电路参数设计.....	43
4.2.2 控制电路设计.....	49
4.3 LLC 谐振变换器实验结果	51
4.3.1 LLC 半桥谐振变换器磁分离样机实验结果	53
4.3.2 LLC 半桥谐振变换器磁集成样机实验结果	54
4.4 损耗分析	55
4.4.1 变压器损耗分析.....	55
4.4.2 谐振电感损耗分析.....	57
4.4.3 开关管的导通损耗.....	57
4.4.4 开关管的开关损耗.....	58
4.4.5 开关管的驱动损耗.....	58
4.4.6 总损耗与效率.....	58
4.5 小结	59
第五章 500VA 三相航空逆变器两级联调实验结果.....	61
5.1 引言	61
5.2 后级逆变器实验参数.....	61
5.2.1 主电路参数.....	61
5.2.2 控制电路框图.....	62
5.3 两级联调实验数据及波形.....	62
5.3.1 实验数据.....	62

南京航空航天大学硕士学位论文

5.3.2 实验波形.....	66
5.4 小结	68
第六章 总结	69
6.1 本文主要完成的工作.....	69
6.2 下一步工作展望.....	69
参考文献	70
致谢	74
在学期间发表的论文及参与完成的项目	75

图表清单

图 1.1 270VHVDC 供电系统框图	3
图 1.3 对称半桥变换器.....	6
图 1.4 不对称半桥变换器.....	6
图 1.5 不对称半桥 LLC 谐振变换器	6
图 1.6 单相双 Buck 逆变器拓扑	7
图 1.7 三相双 Buck 逆变器拓扑	8
图 2.1 半桥型 SRC 电路图	10
图 2.2 SRC 直流增益曲线 ($U_{i1} < U_{i2}$)	10
图 2.3 半桥型 PRC 电路图.....	12
图 2.4 PRC 直流增益曲线 ($U_{i1} < U_{i2}$)	12
图 2.5 半桥型 SPRC 电路.....	13
图 2.6 SPRC 直流增益曲线 ($U_{i1} < U_{i2}$)	13
图 2.7 半桥 LLC 谐振变换器拓扑	14
图 2.8 LLC 谐振电路的直流增益曲线	15
图 2.9 半桥 LLC 谐振变换器等效电路	15
图 2.10 阻抗为容性时的电压电流波形图.....	16
图 2.11 LLC 谐振电路的三个工作区	17
图 2.12 $f_m < f_s < f_r$ 时变换器主要波形图	18
图 2.13 $f_m < f_s < f_r$ 时的工作模态	19
图 2.14 $f_s > f_r$ 时的工作模态	21
图 2.15 $f_s > f_r$ 时的主要波形	21
图 2.16 副边整流二极管波形.....	22
图 2.17 直流增益随谐振电感系数的变化曲线 ($K_1 < K_2 < K_3 < K_4 < K_5$)	24
图 2.18 直流增益随品质因数的变化曲线.....	25
图 3.1 副边存在漏感的直直变压器等效电路图.....	28
图 3.2 磁集成变压器几种绕制方法.....	30
图 3.3 Ansoft 中的变压器仿真模型 (中柱上绕组分层绕制)	31
图 3.4 网格的剖分	31

图 3.5 磁感应强度分布图.....	32
图 3.6 磁通部分图	32
图 3.7 磁场储能分布图.....	33
图 3.8 绕法 3.2(c)激磁电感和漏感随绕组间距变化的曲线	33
图 3.9 绕法 3.2(c)激磁电感和漏感随气隙变化的曲线	33
图 3.10 带辅助变压器的 LLC 半桥谐振变换器	34
图 3.11 带辅助变压器的 LLC 半桥谐振变换器等效电路图	35
图 3.12 带有过流保护电路的控制环路.....	36
图 3.13 带箝位二极管限流保护的对称半桥 LLC 谐振变换器	37
图 3.14 具有限流保护功能的半桥 LLC 谐振变换器主要波形原理图	37
图 3.15 具有 OCP 功能的 LLC 半桥谐振变换器工作模式图.....	38
图 3.16 使用检测电阻的电流检测方法.....	39
图 3.17 软启动电路	39
图 3.18 LLC 谐振变换器无损过载保护电路	40
图 3.19 保护电路中各节点电压仿真波形.....	40
图 4.1 LLC 谐振变换器主电路原理图	43
图 4.2 卧式磁集成变压器绕制方法.....	48
图 4.3 激磁电感测量值随偏置电流变化的曲线.....	49
图 4.4 漏感测量值随偏置电流变化的曲线.....	49
图 4.5 L6599 外围控制电路设计图	50
图 4.6 满载和空载时开关管漏源电压, 谐振电感电流波形.....	52
图 4.7 开关管驱动和漏源电压波形, 开通瞬间波形.....	52
图 4.8 磁分离样机效率曲线.....	54
图 4.9 同输入电压下变换器效率曲线.....	55
图 4.10 满载时电路损耗分布图.....	59
图 5.1 全系统主电路拓扑.....	61
图 5.2 三相双 Buck 逆变器主电路图	61
图 5.3 双 Buck 逆变器控制框图	62
图 5.4 后级双 Buck 三相逆变器效率曲线	63
图 5.5 500VA 两级式三相逆变器效率曲线	65
图 5.6 三相基准电压波形.....	66
图 5.7 空载时三相输出电压波形.....	66

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

图 5.8 三相阻性满载实验波形.....	66
图 5.9 三相感性满载实验波形.....	67
图 5.10 a 相短路时三相输出电压波形.....	67
图 5.11 采样电阻反映短路电流波形.....	67
表 3.1 磁集成变压器 Ansoft 仿真参数.....	30
表 4.1 不同直流偏置下的激磁电感（前）/漏感值（后）（单位： μH ）.....	48
表 4.2 磁分离样机不同输入电压时效率实验数据.....	53
表 4.3 磁集成样机不同不同输入电压下实验数据.....	54
表 4.4 变换器变压器参数.....	55
表 5.1 双 Buck 三相逆变器的效率测试数据.....	62
表 5.2 两级式三相逆变器样机的效率实验数据.....	63

注释表

英文缩写	英文全称	中文全称
LVDC	Low Voltage Direct Current	低压直流
HVDC	High Voltage Direct Current	高压直流
CFAC	Constant Frequency Alternating Current	恒频交流
VFAC	Variable Frequency Alternating Current	变频交流
CSCF	Constant Speed Constant Frequency	恒速恒频
DC-DC	Direct Current to Direct Current	直直变换
DC-AC	Direct Current to Alternating Current	直交变换
SRC	Series Resonant Converter	串联谐振
PRC	Parallel Resonant Converter	并联谐振
SPRC	Series and Parallel Resonant Converter	串并联谐振
ASI	Aeronautic Static Inverter	航空静止变流器
PWM	Pulse Width Modulator	脉宽调制
PFM	Pulse Frequency Modulator	脉频调制
OCP	Over Current Protection	过流保护

第一章 绪论

1.1 航空供电系统发展现状

飞机上的各种电源与其传动、调节、控制、传输及保护装置一起组成供电系统，向飞行中的飞机上的各种用电设备供电。目前飞机上主要采用的供电系统分为四大类：低压直流供电系统（LVDC），高压直流供电系统（HVDC），恒频交流（CFAC）供电系统和变频交流（VFAC）供电系统。这些供电系统在飞机发展的不同时期都发挥了它们的作用，同时在使用中也暴露出了它们各自的缺点。因此，随着飞机本身以及电力电子技术的发展，各国都在改进和研制性能更加优异的供电系统^[1-4]。

1.1.1 28V 低压直流（Low Voltage DC, LVDC）供电系统^[5]

自从第一架飞机发明后，半个世纪的时间里，绝大多数的飞机采用的是低压直流供电系统，因为它有以下突出的优点：

- 1、容易实现发电机与蓄电池的并联，易于实现不间断供电，供电安全可靠。
- 2、直流电动机的起动、调速性能好。因此，直流供电系统实现电力的控制和操纵都比较方便。
- 3、直流发电机可以作为电力起动电动机使用，一机两用可以减轻设备总重量。
- 4、由于电压低，各种有触头转换的电路设备制造容易，体积小，比较安全可靠。
- 5、低压直流供电系统理论和技术不太复杂。整体维护性好。全周期维护费用也不高。

在飞机没有发展到高空、空速的中小型飞机上，每台发电机的功率不超过（9~12）kW 的情况下，低压直流供电系统得到了最广泛的使用。在这种条件下低压直流供电系统还是具有相当的优势。

然而，随着现代飞机向多任务和高自动化的发展，使得机载设备增多，这对飞机供电系统提出了更高的要求。高空、高速条件下的飞行使供电系统工作条件发生变化，机载设备的增多使供电系统容量增大、电源种类增多。这些对供电系统提出了更高的要求，LVDC 系统遇到了前所未有的挑战^[6]：

1、直流电机的可靠性下降

随着飞行高度的增加，空气变得稀薄，温、湿度降低，直流电机电刷磨损将变严重，换向火花也将增大。若飞机用电量大幅增加，如果靠增加单机功率（单机功率在 30kW 以上）来实现，直流发电机的可靠性将大大降低。

2、发电机冷却变困难

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

在高空、高速飞行时，飞机上的直流发电机的冷却很难解决。在高空中，空气稀薄、发电机的冷却效率下降。例如，在 15 千米高空时，进入发电机的冷却空气量减少到正常值的 40%。在高速飞行时，这种情况下就无法使用迎面气流来冷却发电机。例如，当马赫数 $M=2$ 时，入口冷却空气温度达到 100 摄氏度；当马赫数 $M=2.5$ 时，入口冷却空气温度高达 200 摄氏度，这时已经不能用迎面气流来冷却发电机。同时油冷也很难实现，原因是直流发电机损耗的 75% 在转子上，所以转子是主要发热的设备，若是油冷须把冷却油通到转子上来冷却，但是由于打火，换向器和电刷是不允许接触油液的，因此需要解决冷却油液的动密封问题，这在技术上很难实现。

3、电机功率密度减小，供电系统重量大

随着现代飞行器机载用电设备的不断增加，电源的安装容量也大幅地增加。如果仍然采用低压直流供电系统的话，系统的总重量将会变得很大。仅发电机一项，由于有刷直流发电机换向条件的限制，发电机电压不能太高，单机容量也不能太大，因此其重量较大，功率密度较低。例如，功率为 18kW 的 ZF-18 型直流发电机的重量为 41.5kg，而 60kVA 的 200/115V 的交流发电机的重量仅 17kg 左右。低压直流供电系统的电网重量也很大。例如国产某型轰炸机电网重量达 630kg，占全机重量的 1.75%，若将直流母线电压从 28V 提高到 270V，约可减少 150kg。

综上所述，低压直流供电系统已经不再适用高空、高速和用电量且用电种类多的现代飞机了。

1.1.2 270V 高压直流 (High Voltage DC, HVDC) 供电系统^[7]

为了克服低压直流的缺陷，人们转而投向研究和交流供电系统，但是不应忘记直流供电系统的优点，当时机成熟，高压直流供电系统的优越性就显现出来。

上世纪七十年代以来，半导体功率器件、大规模集成电路和新型磁性材料的发展，为在飞机上应用高压直流电源提供了技术和物质基础。目前国外正在研究高压直流供电系统，例如美国在最新的战斗机 F-22 上已采用高压直流供电系统向航空电子设备供电。我国也已开始着手这方面的研究。

图 1.1 为高压直流供电系统的简化结构框图。高压直流供电系统的母线电压为 270V，因为采用 270V 电压，可以和 200/115V、400Hz 的恒频交流电源兼容，原因是 200/115V 三相交流电经桥式整流后的直流电压正是 270V。

采用高压直流供电的主要优点有：

1、结构简单，工作可靠。与恒速恒频 (CSCF) 交流供电系统相比，高压直流发电部分仅发电机上有两个轴承，无其他机械设备，并且电子线路简单，工作可靠。

2、重量轻。高压直流电网比低压直流电网轻，也比交流电网轻。即使对于未来采用双线制直流电网的飞机，仍然比 200/115V 三相交流电网轻，可见，高压直流电网的质量是所有电网中最轻的。

3、易于实现不间断供电。和低压直流电源一样，直流发电机易于实现并联供电，电源工作可靠，还可以构成互为备用的电路，能够确保向飞机电子设备和计算机不间断供电。

4、效率高，节省电能。飞机电子设备都有内部电源，在用恒频交流电源供电时，电子设备的内部电源需要降压、整流、滤波和稳压电路等多种变换，工作效率低。而采用高压直流电源后，可以直接用开关电源作为电子设备的供电电源，效率约可以提高 40%。另外，高电压输电的线路损耗小。

5、安全。同样电压下，直流电比 50Hz 或 400Hz 交流电更安全，因为人体对工频交流电要比直流电敏感得多。交流电中 28~300 赫的电流对人体损害最大，极易引起心室纤维性颤动从而危害人体^[8]。

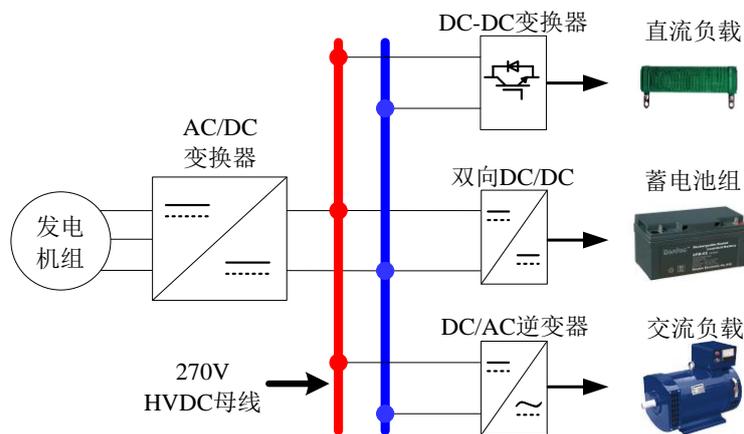


图 1.1 270VHVDC 供电系统框图

目前，世界各航空大国都在积极研制先进飞机的电气系统，高压直流电源系统因为结构简单、可靠性高、维护性好，容易实现不间断供电，能以最低的全周期费用提供高质量的电能，适应机电做功系统和全电飞机的发展，因而它将成为先进飞机电源系统优先选用的方案。

1.2 电源技术指标及有关要求

本课题研究的重点是航空高压直流供电系统中的 270VDC 转换成 115V/400Hz 的两级式三相静止变流器，前级 DC/DC 变换部分实现电气隔离和输出稳压功能，后级 DC/AC 逆变部分实现直交变换和输出电压稳压稳频控制。

下面列出了厂家对整个变流器的性能指标的要求：

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

1. 变换功能：将 270V 直流电变换成 115V，400Hz 的三相交流电。
2. 输入电压：270V \pm 10% (DC)，其它符合 GJB181A-2003 的要求。
3. 输出电压：115V \pm 1.5V。
4. 输出频率：(400 \pm 1) Hz。
5. 输出电压波形：畸变系数：0.04；
波峰系数：1.14 \pm 0.10；
直流分量： \pm 0.1V。
6. 额定输出功率：500VA。
7. 电压不平衡（三相）：

平衡负载、空载	\pm 0.5V，	120 $^{\circ}$ \pm 0.5 $^{\circ}$
1/3 不平衡负载	\pm 1.0V，	120 $^{\circ}$ \pm 1.0 $^{\circ}$
2/3 不平衡负载	\pm 1.5V，	120 $^{\circ}$ \pm 1.5 $^{\circ}$
8. 频率调制幅度： $<$ 4Hz。
9. 过载：110%（2 小时），150%（5 分钟）。
10. 短路：300%额定电流（不少于 5 秒）。
11. 变换效率： \leq 85%（500VA）。
12. 保护功能：各种必要的（过压、欠压、过流、过频、欠频、短路、过热等）保护功能。
13. 体积：23.5cm \times 18.5cm \times 9.5cm

1.3 拓扑的选择

1.3.1 前级直直变换器的拓扑选择

前级直直变换器的功能是实现高频隔离输出稳压变换,给后级逆变器提供需要的稳定电压值和功率。

在设计前,首先要考虑的是选用何种拓扑,每种拓扑都有其适用的场合,同样在一种应用场合下一般有多种拓扑可供选择,我们需要选取一种在此种应用场合下、合理的成本范围内性能最优的变换器拓扑。由于 ASI 的输入输出应具有电气隔离功能,因此这里只对隔离变换器进行分析。目前在中小功率场合,常用的隔离型直直基本变换拓扑有反激、正激、推挽、全桥、半桥等^[9-16]。下面就对这几种变换器进行比较,从中选出最适合本文的拓扑。

1) 反激变换器^[9,10,11]

反激变换器 (Flyback Converter) 分为单端反激变换器和双管反激等变型拓扑。此电路工作的特点是: 能量间接传输和变压器单向磁化,因而决定了其较适用于 (100~150) W 以下的小

功率场合。反激电路的优势为成本低、成熟可靠及容易得到多路输出。反激式拓扑对于 100W 以内的系统是具有优势的。

2) 正激变换器^[12,13,14]

正激电路 (Forward Converter) 分为单端正激变换器和双管正激等变型拓扑。正激变换器的特点是: 当主开关管关断时, 必须给变压器磁复位, 即供磁化能量释放的回路。正激电路变压器也是单向磁化, 磁芯利用率同样不高。

3) 推挽变换器^[15]

推挽电路 (Push-Pull Converter) 可以看成由两个完全对称的单端正激变换器组合而成。原边主开关管承受两倍输入电压, 所以推挽电路不太适用于高压输入场合。

4) 全桥变换器^[17]

全桥变换器 (Full-Bridge Converter) 铁芯可以双向磁化, 变压器利用率高, 同样, 开关管的驱动信号脉冲不一致或传输延时不同、开关管的开关速度或导通压降不同等因素会使变压器存在偏磁现象。变换器中主功率管承受的电压与半桥一样, 为输入电压。全桥变换器有四个开关管, 更适用于中大功率场合。移相全桥电路可以实现开关管软开关, 但是存在副边整流二极管反向恢复。

5) 半桥变换器^[16,19]

半桥变换器 (Half-Bridge Converter) 又可分为对称半桥和不对称半桥两种。图 1.2 所示为对称半桥变换器。开关管电压应力为一倍输入电压 U_{in} , 且磁芯双向磁化, 利用率高倍; 跟全桥变换器相比, 开关器件减少了一半, 所以驱动电路减少了一半, 故非常适合高压输入中功率场合。其缺点主要是: 输入电容 C_1 、 C_2 电压不等可能会导致变压器偏磁, 为了抑制偏磁, 可以给变压器原边串联一个隔直电容, 但这个电容会使系统的稳定性变差。

图 1.3 给出了普通不对称半桥变换器 (Asymmetrical Half-Bridge Converter) 的结构。它是一种适用于中小功率场合的 DC-DC 零电压开关(ZVS)变换器, 与传统的半桥变换器相比, 首先, 不对称半桥变换器采用互补控制技术, 它的原边的两个功率管都可以用变压器的漏感的能量来实现软开关, 以降低电路的损耗; 其次, 它在输入端不需要两个分压电容, 可以减小变换器的体积和重量; 最后, 由于两个开关是完全互补的, 所以不存在硬开关半桥电路中开关器件上的电压振荡问题。不对称半桥的缺点是: 由于上下管两端电压的不对称, 使得上下管的软开关条件也不一致, 副边整流管的电压应力不对称等

不对称半桥还可以很好地跟谐振网络结合, 形成多种谐振变换器 (这将在第二章中详细分析), 其中就包括不对称半桥 LLC 谐振变换器, 电路如图 1.4 所示。该电路可以在全负载范围内实现主开关管的 ZVS, 同时实现二极管零电流开通和关断, 无反向恢复问题, 使开关损耗和

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

EMI 大大降低，因此，该变换器可以实现高频和高效率。当然，该电路也存在一些不足：需要 PFM 来稳压。

针对本文所要研究的是 550W 等级的直直变换，为了提高功率密度以及提高变换效率，拟采用有软开关功能的不对称半桥 LLC 谐振变换器电路。

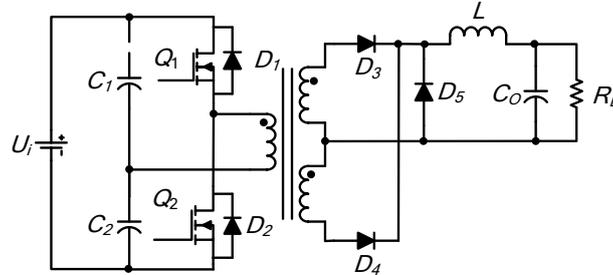


图 1.2 对称半桥变换器

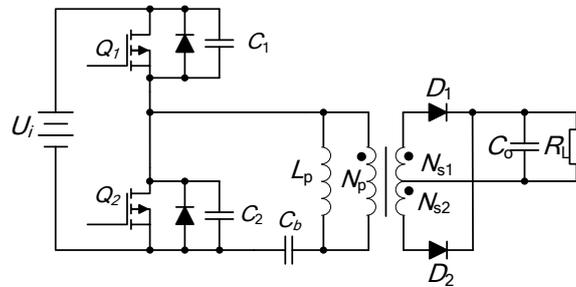


图 1.3 不对称半桥变换器

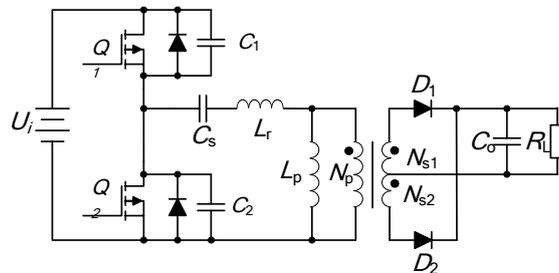


图 1.4 不对称半桥 LLC 谐振变换器

1.3.2 后级逆变器的拓扑选择

目前三相四线输出逆变器的主电路拓扑主要有三相桥式，三相半桥和三相四桥臂^[18-20]等几种逆变器结构。

1) 三相桥式逆变器^[18]

三相桥式逆变器的电路结构简单，采用的器件少，功率管承受母线电压，直流母线电压利用率高，但中点形成变压器体积重量较大。

2) 三相半桥逆变器^[19]

三相半桥逆变器最大的特点是输入端由两个串联的电容分压，并从两电容的中点引出作为输出的中线，构成三相四线制的输出。串联电容的容值必须很大以防止中点电位的偏移，因而不利于减小逆变器的体积和重量。又因为半桥电路只是利用直流母线电压的一半，直流电压利用率低，所以三相半桥逆变器更适合于中小功率场合。

3) 三相四桥臂逆变器^[20,21]

该逆变器是在三相桥式逆变器的电路拓扑中增加一个桥臂，该桥臂的作用是形成输出中点；通过控制第四桥臂，还可以减小不平衡负载时三相输出的不对称度。该逆变器的缺点是：控制比较复杂。该逆变电路是目前研究的热点之一，适合于中大功率场合。

4) 三相组合式逆变器

三相组合式逆变器由三个单相模块组合而成。每一相逆变器之间相互独立，只要控制三相正弦波基准相差 120° ，再将三台输出的零线连在一起作为中线，就能较容易地实现三相四线制的输出。

三相组合式逆变器所需功率器件较多，成本也较高，但其有以下几个优点：

- 1、既可以三相工作又可以一相单独工作，因此使用场合灵活；
- 2、很强的带不平衡负载的能力，因为控制系统是各相相互独立的；
- 3、维护简便。有一相发生故障时只需将故障的模块换掉。

不论三相桥式、三相半桥，还是三相四桥臂逆变拓扑，都存在两个共同的问题，一个是桥臂可能直通，另一个是开关管的体二极管反向恢复造成较大损耗。文献[21]研究了一种双降压式（双 Buck）逆变电路，如图 1.6 所示。该电路两个 Buck 电路分别导通工作，不存在桥臂直通，体二极管不参与工作，不存在体二极管反向恢复的问题，可靠性很高。图 1.7 为三个单相双 Buck 逆变器组合成的组合式三相逆变器^[22,23]。

综上所述，本课题的后级 DC-AC 变换器电路拓扑选用由三个单相双 Buck 逆变器组合而成的逆变电路。

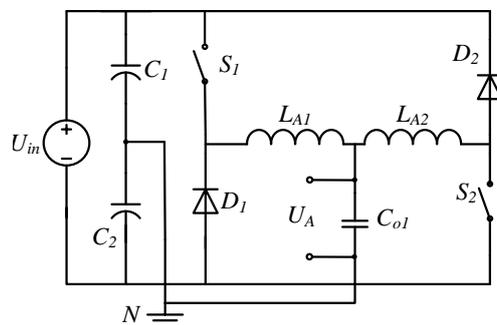


图 1.5 单相双 Buck 逆变器拓扑

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

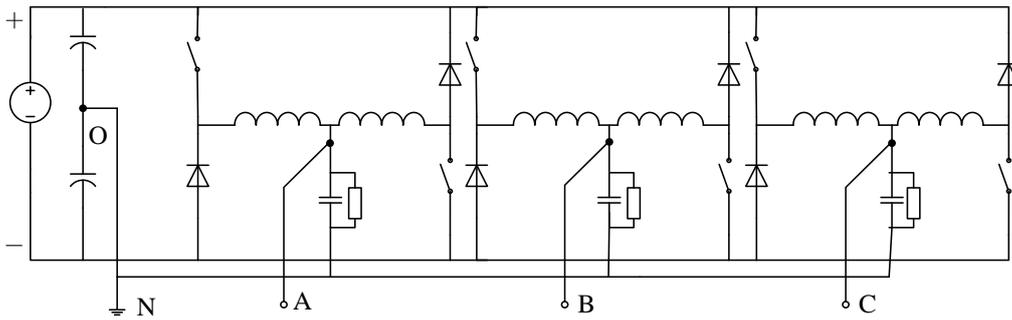


图 1.6 三相双 Buck 逆变器拓扑

1.4 本文选题意义与研究内容

1.4.1 本文研究的意义

航空静止变流器是飞机上不可或缺的设备。270V 高压直流供电体制将是飞机主电源的发展趋势，但目前国内航空二次电源中静止变流器多数都集中在低压 28V 的产品，高压 270V 直流输入的 ASI 产品研究则刚刚开始起步^[24]。因此，研制适用于 HVDC 系统的高效率、高功率密度三相航空静止变流器就成为当前我国国防建设的一项紧迫课题，这对推动我国国防事业和提高我国航空技术水平都具有现实而深远的意义。

1.4.2 本文研究的内容

本课题的目的是研制高效率、高功率密度 500VA，270V 输入三相航空静止变流器，主要介绍前级 DC-DC 的设计和研制过程，以及简要介绍后级 DC-AC 部分的实验数据，本文主要分以下几章：

第一章绪论回顾了航空供电体制的现状与发展前景，对 28V 低压和 270V 高压直流的优缺点作了分析比较；对几种常用的隔离式直直变换器拓扑进行了分析和比较，最终选取不对称半桥拓扑作为本文所研究的中功率直直变换器的主电路拓扑；对几种常用的三相逆变拓扑进行了分析和比较，最终选取三相双降压式逆变器拓扑作为本文所研究的后级逆变器主电路拓扑。

第二章研究了谐振变换器的发展，分析了包括串联谐振，并联谐振，串并联谐振在内的基本谐振电路，分析了实现软开关的方式和各自优缺点，引出 LLC 谐振电路拓扑；其次，分析了 LLC 谐振变换器在不同频带下的工作模态，分析了两种模态下电路性能的差异；通过频域（基波分析法）与时域分析法相结合的方法对变换器进行建模，列写出主要元件的电流、电压表达式，推导各参数之间的关系，建立了不对称半桥 LLC 谐振变换器参数设计的方法。

第三章研究了半桥 LLC 谐振变换器的两种关键技术。（1）详细阐述了半桥 LLC 谐振电路中的磁集成技术，并进行了仿真分析，提出了 LLC 变换器中磁集成变压器的绕制方法和原则；

(2) 对比分析了多种过流保护电路的工作原理，总结了其优缺点，详细介绍了本文选用的间歇开关法的工作原理和实现方法。

第四章在第三章理论分析的基础上设计并研制了两台额定功率为 550W 的不对称半桥 LLC 谐振变换器样机，一台为谐振电感和变压器磁分离的样机，另一台为磁集成的样机，详细阐述了变压器和电感的设计步骤，以及控制电路的工作原理和外围电路设计参数。最后电路主要节点的波形和效率测试数据验证了理论分析和设计参数的正确性和可行性。

第五章简要介绍了双 Buck 逆变器样机的参数设计方法。最后分别进行了后级的调试和两级联调，给出了关键点波形，进行了效率测试，结果证明按照本文提出的设计方法设计的变换器符合厂家对变换器性能的要求。

第六章对本文所做的工作进行总结并对下一阶段工作提出建议。

第二章 LLC 谐振变换器的工作原理和参数设计

2.1 谐振变换器

上世纪 80 年代, 由于具有易于实现软开关等优点, 谐振变换成为电力电子领域研究的热点之一。对于谐振变换, 串联谐振 (SRC), 并联谐振 (PRC), 以及串并联谐振 (SPRC, 也叫 LCC 谐振) 是三种主要的拓扑结构^[25]。这三种拓扑的分析和设计已经非常成熟。下面将简要介绍一下这三种拓扑的原理及特点。

2.1.1 串联谐振变换器

不对称半桥型串联谐振变换器 (SRC) 的电路拓扑如图 2.1 所示, 谐振变换器采用的是固定占空比 (驱动 Q1, Q2 的信号占空比固定为 0.5), 改变开关频率大小来调节输出电压的。串联谐振电路的直流增益特性如图 2.2 所示。

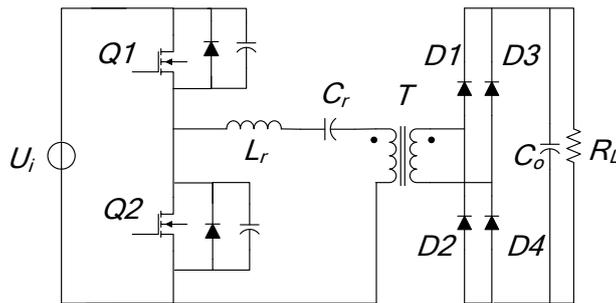


图 2.1 半桥型 SRC 电路图

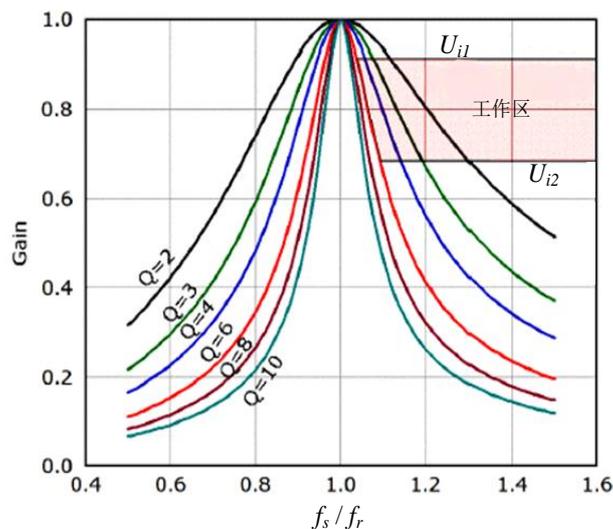


图 2.2 SRC 直流增益曲线 ($U_{i1} < U_{i2}$)

图 2.1 中，谐振电感和谐振电容为串联联接，变压器的激磁电感不考虑在内，电感和电容串联组成一个谐振支路，将负载折算到原边，可以发现谐振支路和负载是串联的关系。

图 2.2 中， f_s 为开关频率， f_r 为谐振频率， Q 为谐振网络的品质因数， Q 的定义为：

$$Q = \sqrt{L_r / C_r} / R_e \quad (2.1)$$

R_e 为由副边折算到原边的等效电阻，品质因数 Q 体现串联谐振元件和负载的相互关系。从图 2.2 中可以看出，谐振支路和负载为分压的关系。通过改变谐振支路两端输入电压的频率可以改变谐振支路的阻抗，该阻抗将和负载一起分摊输入电压。由于是串联分压，SRC 电路的直流增益总是小于等于 1 的。在谐振频率点处，谐振支路的阻抗为零，因而此时所有的输入电压都加在负载上。对于串联谐振变换来讲，在谐振频率处有最大增益 1。

电路工作区处于谐振点 f_r 的右半部分，这是由于这种变换对零电压开关有好处。当开关工作频率低于谐振频率时，将会工作在零电流开关工作状态。实际上软开关遵循这样一个规律：当工作在直流增益曲线斜率为负的区域时，变换处于零电压开关工作状态；当工作在直流增益曲线斜率为正的区域时，变换处于零电流工作状态。以上两种工作模式（ZVS 和 ZCS），对于功率场效应管而言，工作在零电压开关状态的开关损耗更小。

从图 2.2 还可以看出，在轻载（ Q 较小）情况下，为了稳定输出电压，开关频率需要升高到较高的频率，这是串联谐振一个很大的问题。为了轻载时输出电压稳定，还有一些其他的控制方法。当输入电压为最小值时，为了获得高的直流增益，系统工作在谐振点附近。于是，随着输入电压的升高，系统工作频率将会越来越高于谐振频率。随着谐振频率的增加，谐振支路的阻抗也会随之增加。这就意味着越来越多的能量在谐振支路中循环，而不是传递到副边供给负载输出。

对于每个开关周期，这些谐振能量在谐振支路中流动，最终回送到输入端。这些回送回去的能量越多，半导体器件承受的电压和电流应力就会越大，在环路中损失的能量也就越多，而且关断损耗也会很大。

从上面的分析可以看出，串联谐振并不适合作为前级 DC-DC 变换器。其主要缺点有：轻载调整率差，谐振能量较高，电路中的损耗也会随之增大。

2.1.2 并联谐振变换器

图 2.3 所示为不对称半桥型并联谐振变换（PRC）的原理图。图 2.4 所示为它的直流增益特性。对于并联谐振变换，其谐振元件仍然是串联的。被称为并联谐振变换的原因是负载与谐振电容为并联联结。更准确地称呼这种变换是负载并联的串联谐振变换。

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

与 SRC 相似，为了获得主开关管的 ZVS，其工作区同样设置在谐振点的右边。与 SRC 相比不同的是，它的工作区范围非常窄。这一特点使得 PRC 在轻载时，开关频率并不需要变化很大来稳定输出电压。因此，并联谐振并不存在轻载调整率的问题。这是它的优点。

由图 2.4 增益曲线可知，PRC 在输入电压较低时，工作区更加靠近谐振频率点。

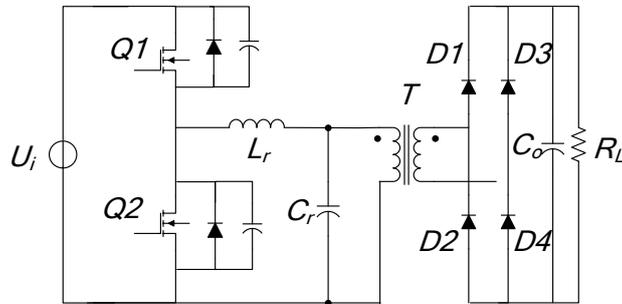


图 2.3 半桥型 PRC 电路图

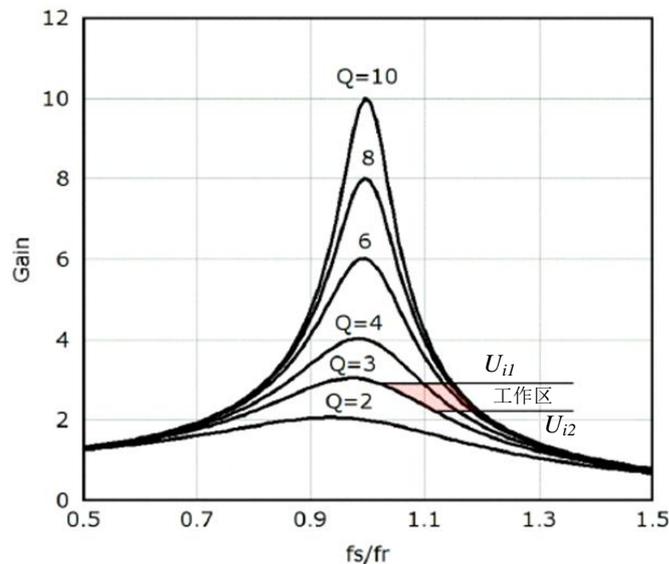


图 2.4 PRC 直流增益曲线 ($U_{i1} < U_{i2}$)

并联谐振存在的一个很大的缺点是：即使在轻载时谐振网络中的循环能量也非常大。其原因为，从输入端口看进来，由于负载与谐振电容并联，即使在没有负载条件下，也会存在一个非常小的串联谐振阻抗。因此，即使负载为零时，在谐振回路内也会有较高的谐振循环能量的流动，造成较大的损耗。

从上面的分析我们可以得出：并联谐振并不是很适合作为前级 DC-DC 变换器，它的主要问题是较高的谐振循环能量。

2.1.3 串并联谐振变换器

串并联谐振变换器（SPRC）的原理图如图 2.5 所示。串并联变换的直流增益特性如图 2.6。它的谐振支路由三个元器件组成： L_r 、 C_{sr} 和 C_{pr} 。串并联谐振支路可以看作是串联谐振和并联谐振的组合。对于串并联谐振来讲，它集合了串联谐振和并联谐振的优点。与并联谐振相比，负载与由 L_r 、 C_{sr} 组成的串联谐振支路相串联，因此，循环能量会小很多。由于并联电容 C_{pr} ，串并联谐振能够在轻载时稳定输出电压。

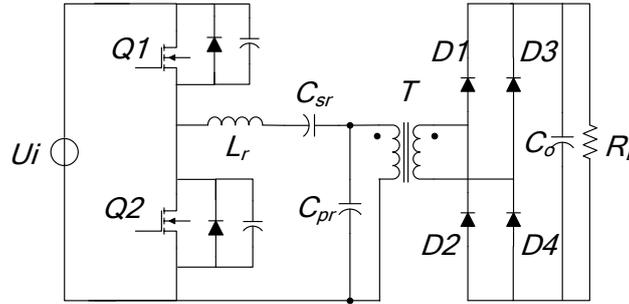


图 2.5 半桥型 SPRC 电路

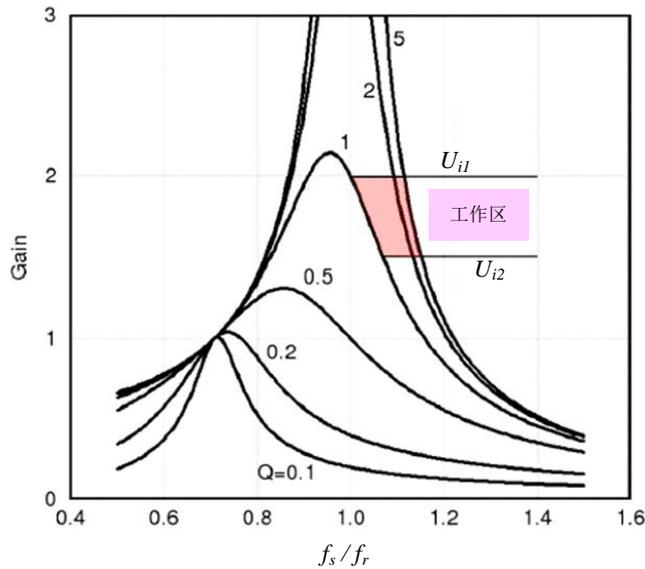


图 2.6 SPRC 直流增益曲线 ($U_{i1} < U_{i2}$)

由图 2.6 我们可以得出以下结论：

与前面相似，工作点也选择在谐振点的右边以获得 ZVS。从增益曲线可知，直流增益曲线较陡，这说明在负载变化时，串并联谐振频率的变化较大幅度就可以实现稳压。另外，串并联谐振的谐振循环能量比 PRC 的小。与 SRC 和 PRC 相同，谐振点附近增益高；当输入电压升高时，变换器将会工作在更高的频率。

对于以上的分析，我们可以看出串并联谐振综合了 SRC 和 PRC 的优点。具有较小的循环能量以及对负载变换的不敏感性（频率变化范围小）。但是，串并联谐振仍然不适合于输入电压

变化比较大的场合。如果应用于宽输入电压条件下，那么在高压输入时，导通损耗和开关损耗都会增加。

通过对 SRC, PRC 及 SPRC 这三种电路的分析，可以看出这三种变换都存在高频工作时谐振能量大的问题^[27]。为了获得好的开关频率和高效率，我们必须寻找其他的拓扑形式。

2.2 LLC 谐振变换器

2.2.1 LLC 谐振变换器的引出

通过把 SPRC 谐振电路中的电感 L 和电容 C 互换，就得到如图 2.7 的 LLC 谐振电路。图中， U_i 为输入电压， Q_1 、 Q_2 为开关管， D_{s1} 、 D_{s2} 为分别为 Q_1 、 Q_2 的体二极管， C_3 、 C_4 分别为 Q_1 、 Q_2 的寄生电容， L_r 为谐振电感、 C_r 为谐振电容， L_m 为变压器的激磁电感， D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 为副边整流二极管， C_{o1} 、 C_{o2} 为输出滤波电容。

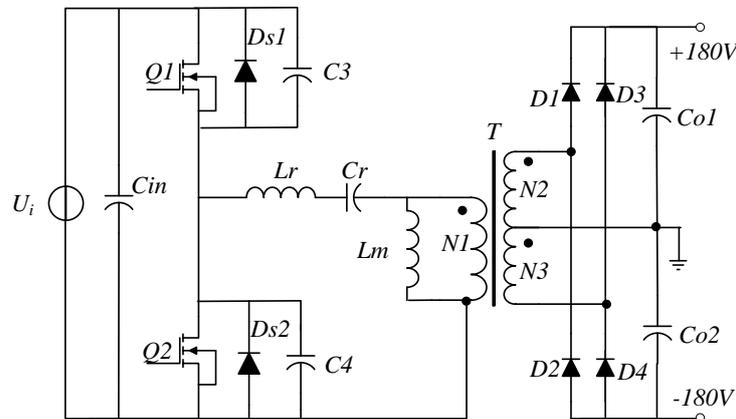


图 2.7 半桥 LLC 谐振变换器拓扑

LLC 谐振的直流特性如图 2.8 所示。从图上可看出，LLC 谐振的直流特性图有点像 SPRC 直流特性图的翻转。它们仍然有两个谐振点， L_r 、 C_r 谐振是高频谐振点。低频谐振点是 C_r ，与 L_m 和 L_r 电感串联的谐振点。高频谐振点在 ZVS 工作区，这就意味着这种变换可以工作在这个频率点附近。

LLC 谐振变换已经存在了很长时间。但是由于过去缺乏对这种变换特性的理解，设计的开关频率远高于 L_r 、 C_r 串联谐振的频率。当工作在这个区域时，LLC 谐振与串联谐振非常相似。LLC 谐振变换的开关频率在轻载时变化很小，而且，即使在空载它也具备零电压开关能力。

本文将会对 LLC 谐振变换过去没有公开讨论过的一些工作区进行研究。在这些工作区内工作，LLC 谐振变换将会具有一些特殊的性能。而且这些性能使得它非常适合应用于前级 DC-DC 变换中。

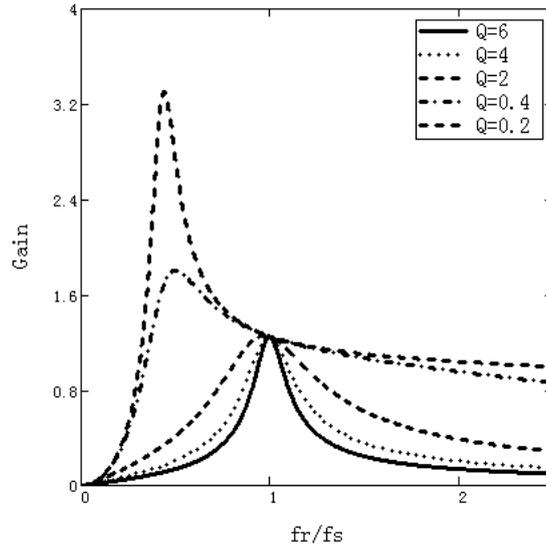


图 2.8 LLC 谐振电路的直流增益曲线

与传统的 PWM 相比，变频调制（PFM）更适用于输入电压范围较宽场合^[28]。当系统进入闭环时随着输入电压的加大，频率增大，回路电流减小，可以减少开关管的通态损耗^[26]。PFM 的变换器的工作频率范围是一个值得研究的问题，不同频率下变换器的工作特性不同。在 LLC 谐振变换器中，由于该谐振网络由多个 LC 元件构成，故存在不止一个的特征谐振频率。当输入通过变压器向副边传递能量时，其原边电压被输出电压箝位，谐振回路中只有电感 L_r 和电容 C_r 发生谐振，其谐振频率为第一（串联）谐振频率 f_r ：

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2.2)$$

当变压器不传递能量，原边和副边脱开时， L_r 、 C_r 和 L_m 共同谐振，其谐振频率为第二（串并联）谐振频率为 f_m ：

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} \quad (2.3)$$

根据 f_r 和 f_m ，将 LLC 谐振变换器的工作频率 f_s 划分为三个区段。

2.2.2 半桥 LLC 谐振变换器的工作原理

为了方便研究，可将 LLC 半桥谐振变换器电路做一个等效变换，如图 2.9 所示。

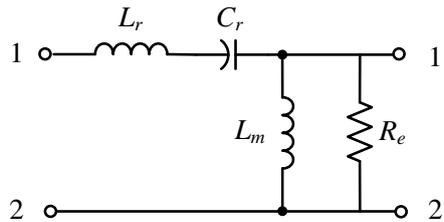


图 2.9 半桥 LLC 谐振变换器等效电路

图 2.9 中 1、2 两端分别连接到图 2.7 中原边桥臂中点和输入电源的负端。由于开关管 Q_1 、 Q_2 交替导通，故 1、2 端的输入电压为幅值为 U_i 的只有正的部分方波。 R_e 为负载通过变压器折算到原边的等效阻值。采用频率为输入方波的基波分析，得到从 1、2 端的输入阻抗为：

$$X_{1,2} = \frac{R_e - R_e C_r (L_m + L_r) \omega_s^2 + j \omega_s (L_m - L_r C_r L_m \omega_s^2)}{-C_r L_m \omega_s^2 + j \omega_s R_e C_r} \quad (2.4)$$

ω_s 为开关角频率， $\omega_s = 2\pi f_s$ 。

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.5)$$

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L_m) C_r}} \quad (2.6)$$

由式 (2.4) 可知，当 $\omega_s < \omega_m$ 时，变换器的等效阻抗为容性；当 $\omega_s > \omega_m$ 时，等效阻抗为感性。对于谐振变换器，通常希望等效负载为感性，而将开关频率设定为大于第二谐振频率 f_m ；若开关频率小于 f_m 时，则等效负载为容性，电压滞后于电流，如图 2.12 所示，此时开关管不能实现零电压开通。

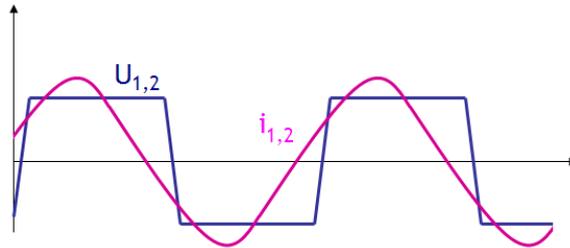


图 2.10 阻抗为容性时的电压电流波形图

图 2.10 中 $U_{1,2}$ 为等效二端口网络入端的电压波形， $i_{1,2}$ 为谐振支路电流波形。此时电流的相位超前电压，上管 Q_1 导通后，二端口网络的输入端电压为 U_i ，此时电流方向已经为正，即主开关管的体二极管无法开通。而功率场效应管实现零电压开通的前提正是在其导通前电流先流过其反并联体二极管，所以在谐振网络的输入阻抗呈现容性时，无法实现主开关管的 ZVS。

图 2.11 为 LLC 谐振变换的直流增益曲线图，其分为 ZVS 区和 ZCS 区。当输入电压为 300V 最大值时，电路的工作频率可以放在谐振频率 f_r 处。其中， f_r 为 C_r 、 L_r 串联谐振的谐振频率。当输入电压下降时，可以通过降低开关频率获得较大的增益。通过合理的选择谐振参数，就能让 LLC 谐振变换器一直工作在 ZVS 区，无论是负载变化还是输入电压变化。

LLC 的直流增益特性有一些特点。在 f_r 的右面，LLC 谐振变换与串联谐振类似；在 f_r 的左面，重载时接近于串联谐振，而随着负载的减轻，逐渐接近并联谐振。因为这些特点，我们可以让系统额定输入输出情况下工作在第一谐振频率点附近以获得高的效率。

根据上面的分析，LLC 谐振变换的直流增益特性可以根据不同的工作模式分为三个工作区，如图 2.11。其中，1、2 区为 ZVS 工作区。3 区为 ZCS 工作区。

在 1 区内, LLC 谐振变换器类似于 SRC。这种工作模式下, 输出电压将变压器激磁电感两端电压钳位, 因此, 激磁电感不参与谐振过程。由于该激磁电感 L_m 的存在, LLC 谐振变换器轻载稳压可以不再需要很高频率, 而且可以保证在从轻载到重载整个范围内都能工作在零电压开关状态。

若 LLC 谐振变换器在 2 区, 情况会复杂一些。它的波形可以很清楚的分成两个阶段。第一阶段, L_r 和 C_r 谐振, L_m 两端电压被输出电压钳位。当流过 L_r 的电流谐振到与 L_m 的激磁电流相等时, L_r 与 C_r 的谐振将停止, 此时 L_m 将参加谐振。这样, LLC 谐振变换器开始进入了它的第二阶段。在这段的谐振为 C_r 与串联的 L_m 和 L_r 一起谐振。波形如图 2.12 的平台区。从这个角度来看, 由于 LLC 谐振变换器在不同的时段的谐振频率不一样, 所以它是一个多谐振变换器。而且在第二谐振频率附近将会出现另一个增益的峰值。后面将对 LLC 谐振变换器工作在 2 区的情况进行详细分析。

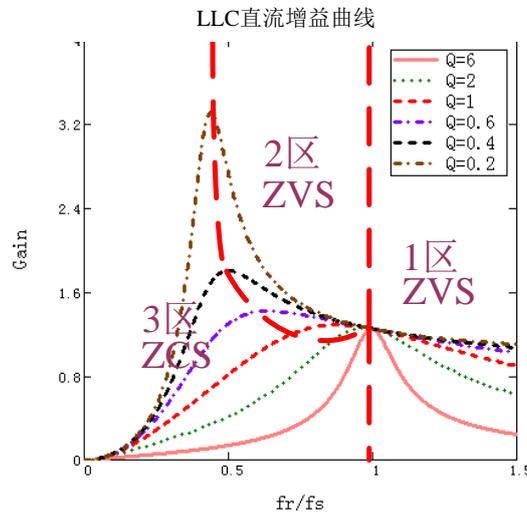


图 2.11 LLC 谐振电路的三个工作区

2.2.3 $f_m < f_s < f_r$ 下的工作模态分析

图 2.12 为开关频率介于串并联谐振频率与第一谐振频率之间时 LLC 谐振变换器的主要波形。 U_{gs1} 、 U_{gs2} 分别为开关管 Q_1 、 Q_2 的驱动电压波形, i_{Lr} 为谐振电感电流波形, i_{Lm} 为激磁电感电流波形, i_{D1} 、 i_{D2} 分别为整流二极管 D_1 、 D_2 的电流波形。图 2.13 为电路工作各模态的等效电路。

(1) 模态一 $[t_0 \sim t_1]$

如图 2.13(a)所示, 假设下管 Q_2 在 t_0 时刻关断, 流过 L_r 的谐振电流为负值 (图 2.13(a)中, 方向从右到左为负), 由于在 Q_2 导通期间, Q_1 的寄生电容 C_3 两端的电压始终被箝位在输入电压, 故从 t_0 时刻开始, C_3 通过谐振槽路中的电流 i_{Lr} 开始放电, 在这一时刻, 由于谐振电感电流的变化快于激磁电感电流的变化, 故变压器能量传递建立, 原边电压上正下负, 感应到副边使

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

得整流二极管 D_1 导通, 流经变压器副边绕组的电流为 n 倍的谐振电感电流与激磁电感电流值之差(n 为变压器匝比), 在 $t_0 \sim t_1$ 这段时间内, 谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 以第一谐振频率 f_r 共同振荡, 由于原边向副边传递能量, 故激磁电感电压被箝位于 n 倍的输出电压, 流经激磁感的电流波形为斜率恒定的直线。当 C_3 放电到使得 Q_1 的反并二极管 D_{s1} 导通, 谐振电感电流由 C_3 换流到 D_{s1} , D_{s1} 的导通为 Q_1 的零电压开通创造条件。

(2) 模态二 [$t_1 \sim t_2$]

如图 2.13(b)所示, 在 t_1 时刻, 上管 Q_1 的驱动信号已经建立, D_{s1} 导通将 Q_1 的漏源电压箝位为零, Q_1 实现零电压开通, 此后由于副边整流二极管 D_1 导通, 原边激磁电感仍旧被输出电压箝位, 此时谐振网络里依然是谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 共同以 f_r 频率振荡。在此阶段内, 负载电流与谐振电感电流跟激磁电感电流之差仍然满足变压器匝比的关系。

(3) 模态三 [$t_2 \sim t_3$]

如图 2.13(c)所示, 在 t_2 时刻, 流过谐振电感的电流谐振到与激磁电感电流相同, 原副边脱离, 副边整流二极管 D_1, D_4 实现 ZCS。 t_2 时刻以后, 谐振电感 L_r , 谐振电容 C_r 和变压器激磁电感 L_m 共同谐振, 此振荡频率 f_m 较小, 所以振荡周期较大, 在 $t_2 \sim t_3$ 这段时间内谐振电流近似为恒定。由于激磁电感参与谐振, 变压器不再向副边传递能量, 四个副边整流二极管均不导通, 负载由输出电容 C_o 供电。三个元件的共同谐振一直持续到开关管 Q_1 关断为止。

(3) 模态四 [$t_3 \sim t_4$]

如图 2.13(d)所示, t_3 时刻, Q_1 关断, 下管 Q_2 的寄生电容放电, 变压器原边电压下正上负, 变压器原边再次向副边传递能量, 输出电压将激磁电感电压箝位, 谐振网络中再次只有 L_r 与 C_r 谐振, 此后电路模态与 $t_0 \sim t_1$ 阶段对称, 就不再赘述。

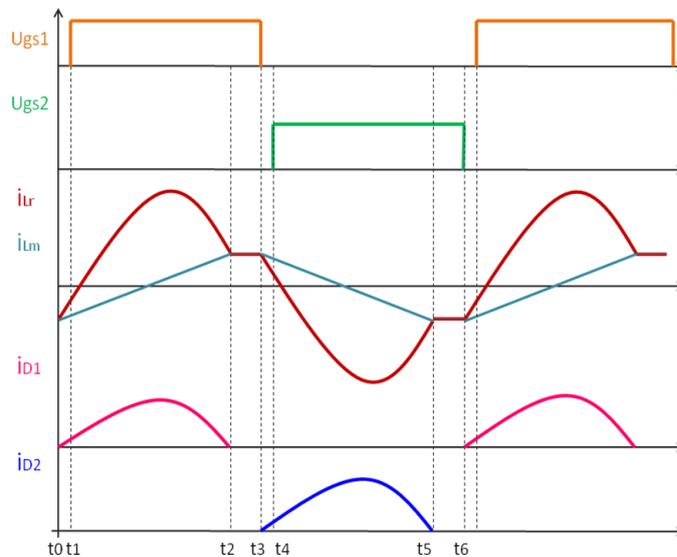
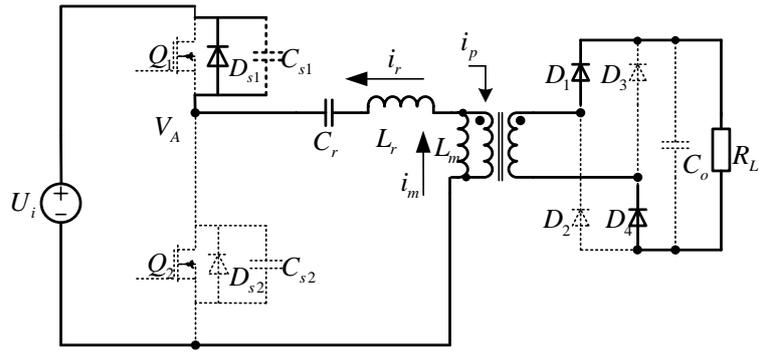
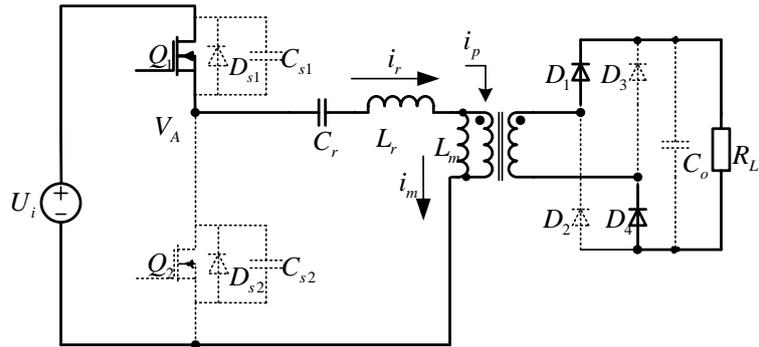


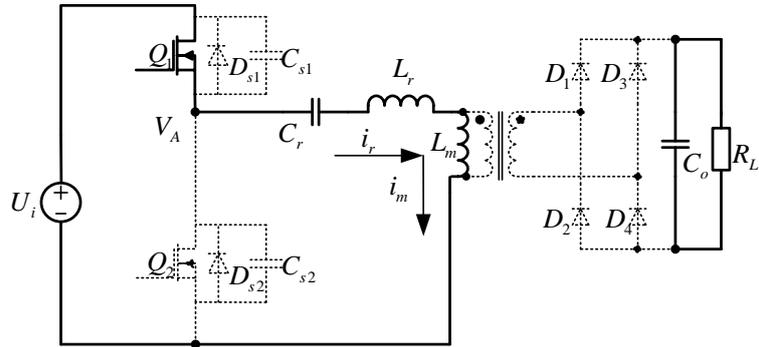
图 2.12 $f_m < f_s < f_r$ 时变换器主要波形图



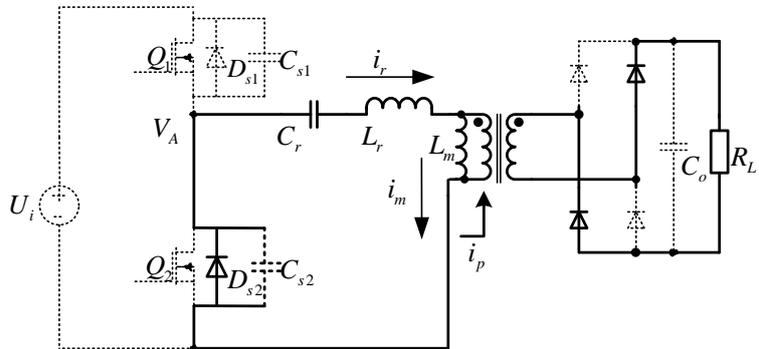
(a) 模式一



(b) 模式二



(c) 模式三



(d) 模式四

图 2.13 $f_m < f_s < f_r$ 时的工作模式

2.2.4 $f_s > f_r$ 时的工作过程

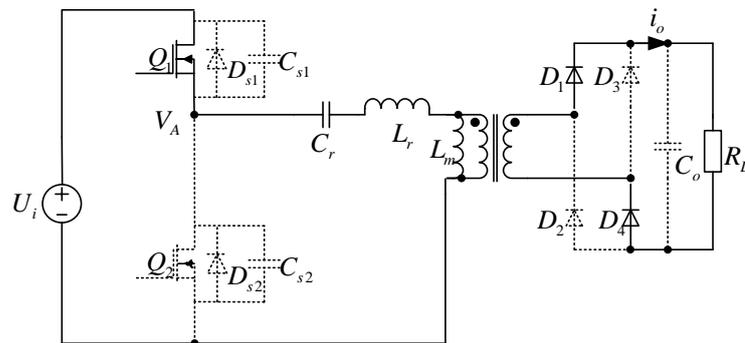
图 2.14 为 LLC 谐振变换器在各个工作模式下的等效电路图，图 2.15 为 $f_s > f_r$ 时的主要波形图。

模态一[$t_0 \sim t_1$]: $t_0 \sim t_1$ 期间 Q_1 导通，整流二极管 D_1 、 D_4 导通，输入向输出传递能量。此时变压器激磁电感两端电压被输出电压箝位，不参与谐振，激磁电感电流由负向正线性变化，谐振电流则按正弦增大，此过程中谐振电流 i_r 总是大于激磁电流，二者之差通过变压器传输到负载端。

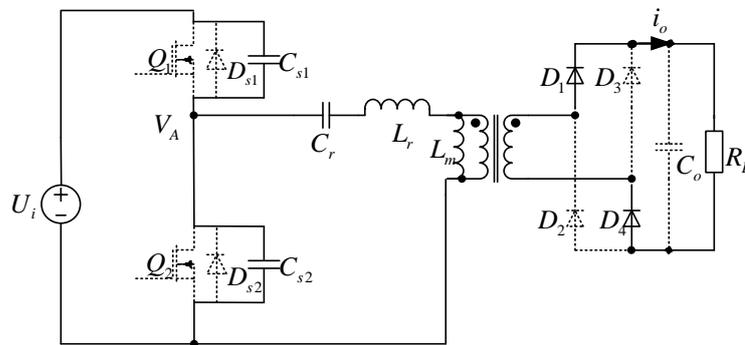
模态二[$t_1 \sim t_2$]: t_1 时刻上管 Q_1 关断，原边谐振电流分别给主功率管 Q_1 的寄生电容 C_{s1} 充电，给 Q_2 的寄生电容 C_{s2} 放电， Q_1 两端电压上升， Q_2 两端电压下降。由于开关频率大于第一谐振频率（即开关周期小于谐振周期），故 Q_1 关断时谐振仍未结束，流过谐振电感的电流大于激磁电感内的电流，仍有能量传递到负载端，整流二极管 D_1 、 D_4 导通。

模态三[$t_2 \sim t_3$]: t_2 时刻 C_{s2} 上的电压降为零， Q_2 体二极管 D_{s2} 自然导通，当等到 Q_2 的驱动信号到来时，下管 Q_2 实现 ZVS，谐振电流迅速减小。

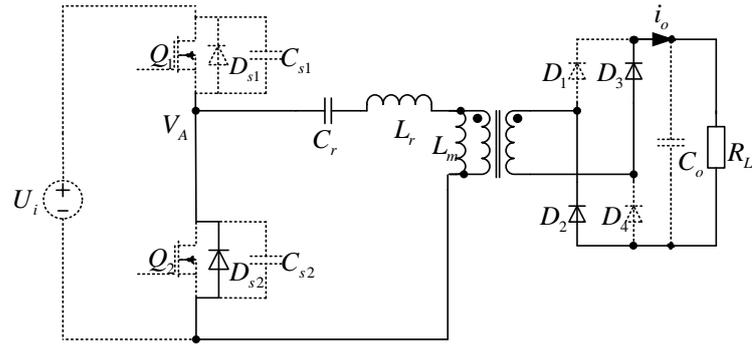
模态四[$t_3 \sim t_4$]: t_3 时刻，谐振电流下降到与激磁电流相等，整流二极管 D_1 、 D_4 关断，换流成 D_2 、 D_3 开通，再次向负载传递能量，工作过程在负半周与模态一对称。



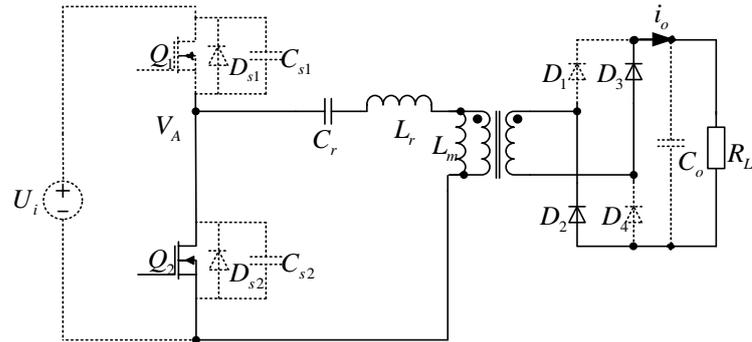
(a) 模态一



(b) 模态二



(c) 模式三



(d) 模式四

图 2.14 $f_s > f_r$ 时的工作模式

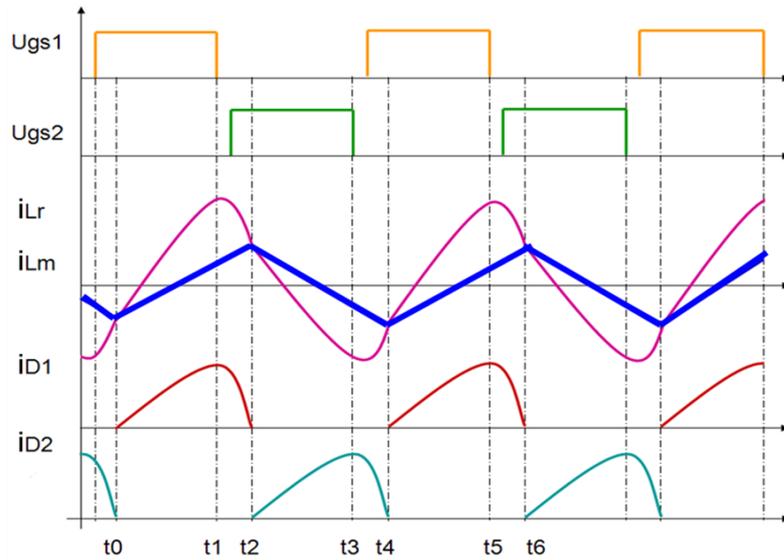


图 2.15 $f_s > f_r$ 时的主要波形

2.2.5 两种频率范围变换器性能的比较

由前面的模式的分析可知，LLC 谐振变换器在 $f_s > f_r$ 时和 $f_m < f_s < f_r$ 时均可实现主开关管的 ZVS。图 2.16 为两种频率范围内流过整流二极管的电流以及两端的电压波形。

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

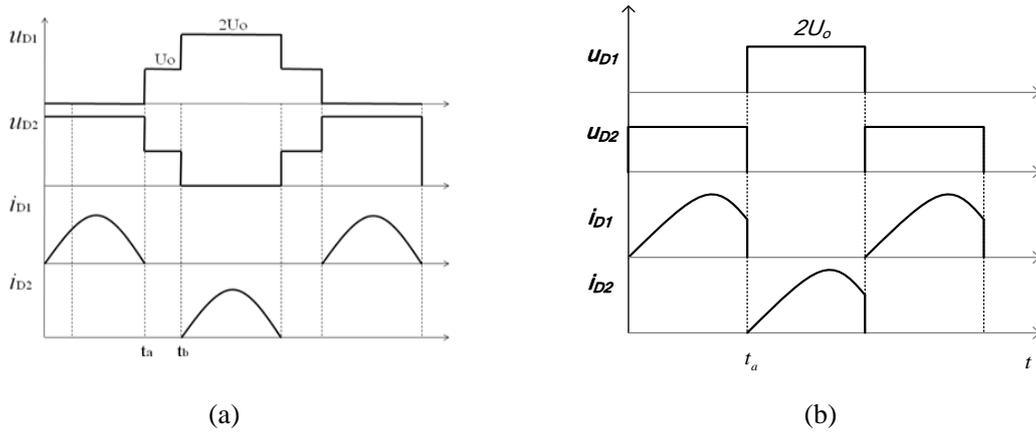


图 2.16 副边整流二极管波形

图 2.16(a)所示为 $f_m < f_s < f_r$ 时的波形，图 2.16(b)为 $f_s > f_r$ 时的波形。虽然两种频率范围内副边整流二极管均可实现 ZCS，但是在 $f_s > f_r$ 时， $D_{1,4}$ 关断后 $D_{2,3}$ 立即导通；而当 $f_m < f_s < f_r$ 时， $D_{1,4}$ 关断后，所有整流二极管均处于关断状态，在这段时间内， $D_{1,4}$ 有充分时间完成反向恢复，不存在反向恢复损耗，且这时两只二极管的电压应力均为 $1/2U_o$ ，而 $f_m < f_s < f_r$ 时二极管在关断后电压应力为 U_o ，相对于 $f_s > f_r$ 时变换器的效率升高。此外，当 $f_s > f_r$ 时，变压器的原边一直在向副边传递能量，激磁电感不参与谐振，工作原理与 LC 串联谐振相似，而 LC 串联谐振变换循环能量高，输入电压较大时开关管关断电流大。所以将 LLC 谐振变换器的工作频率设计在 $f_m < f_s < f_r$ 内较好。

2.3 半桥 LLC 谐振变换器的参数设计方法

本节针对该变换器的输入输出特性进行频域和时域分析，在此基础上给出变换器的参数设计方法。

2.3.1 谐振网络的参数

LLC 半桥谐振变换器的几个重要参数为直流增益 G_{dc} ，品质因数 Q 和谐振电感系数 K 。

(1) 直流增益 G_{dc}

直流增益 $G_{dc} = U_o / U_i$ 。 G_{dc} 是与开关频率 f_s ，谐振电感系数 K 和品质因数 Q 有关的函数，它直接决定了谐振网络其它元件的计算，直流增益的表达式将在下面给出，见式 (2.10)。

(2) 品质因数 Q

品质因数 Q 在前面已经定义过，见式 (2.1) 体现了谐振元件和负载的相互关系。

(3) 谐振电感系数 K

谐振电感系数 K 的定义为： $K = L_m / L_r$ ，即激磁电感 L_m 和谐振电感 L_r 的比值，它表征了电路中电感参数的性质。

将 LLC 谐振变换器等效为图 2.9 所示的电路。假设变换器中所有的开关管、二极管、电感、电容和变压器等均为理想器件；其次假设输出滤波电容足够大，输出电压纹波为零。在此假设下，用基波分析法（FHA）来研究 LLC 半桥谐振变换器的输入输出特性^[27]。

由于变压器副边采用全波整流结构，从副边折算到原边的等效电阻表达式为 $R_e = 8n^2 R_L / \pi$ ^[28]，其中 n 为原边副边匝比。

图 2.9 中，对二端口网络输入端口的方波信号进行傅立叶分解，可以得到该方波的基波有效值 $E_{1,2}$ 为：

$$E_{1,2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_i \quad (2.7)$$

同样对输出端口 1', 2' 的无直流分量，且峰值为 nU_o 的方波信号进行傅立叶分解，得到该方波电压的基波有效值 $E_{1',2'}$ 为：

$$E_{1',2'} = 2n \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_o \quad (2.8)$$

基波电压增益为：

$$G_{ac} = \frac{E_{1',2'}}{E_{1,2}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K} \left(1 - \frac{f_r^2}{f_s^2}\right) + j \cdot \left(\frac{f_s^2}{f_r^2} - 1\right) \cdot \frac{\pi^2}{8n^2} \cdot \frac{1}{2\pi f_s R_L C_r}} \quad (2.9)$$

由式(2.9)得直流增益为：

$$G_{dc} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{2n} \cdot \frac{E_{1',2'}}{E_{1,2}} = \frac{1}{2n} \cdot |G_{ac}| = \frac{1}{2n} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{K} - \frac{f_r^2}{Kf_s^2}\right)^2 + \left(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s}\right)^2 \cdot Q^2}} \quad (2.10)$$

由式(2.10)可以看出，LLC 谐振变换器的直流增益 G_{dc} 是一个关于开关频率，谐振电感系数和品质因数的函数，当这些变量改变时，直流增益会发生变化，如何选择最优的参数以确保直流增益达到变换器性能指标，下面将详细分析。

2.3.2 半桥 LLC 谐振变换器的参数设计

由上面可知，频域分析的核心是直流增益表达式，由公式(2.10)，该表达式中共有五个独立的变量：变压器匝比 n ，谐振电感系数 K ，品质因数 Q ，第一谐振频率 f_r 和开关频率 f_s 。其中前四个参数随着电路的确定而确定，与工作状态无关，可通过计算确定，推导过程如下：

(1) 变压器原副边匝比 n

与普通半桥谐振变换器相似，由于 LLC 半桥谐振变换器主开关管在一个周期内互补导通，而理想情况下，谐振元件均不消耗能量，故 LLC 半桥谐振变换器的匝比与普通半桥谐振变换器的相同。

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{2n} \quad (2.11)$$

这里， $n=N_1:N_2$ ，变压器匝比的取值应保证在最低输入电压时能够稳定在输出电压，则：

$$n = \frac{U_{i\min}}{2U_o} \quad (2.12)$$

(2) 谐振电感系数 K

K 是激磁电感 L_m 和谐振电感 L_r 的比值，由于两电感值均未知，无法确定 K 的大小。但可以根据直流增益关于 K 的曲线来分析。

假设已知变压器匝比 n ，第一谐振频率 f_r 和品质因数 Q ，则 L_r 和 C_r 就确定了，用 MathCAD 绘制直流增益关于系数 K 的曲线，如图 2.17 所示。

图 2.17 中的曲线代表了不同谐振电感系数下直流增益随着开关频率变化的趋势，其中 $K_1 < K_2 < K_3 < K_4 < K_5$ 。

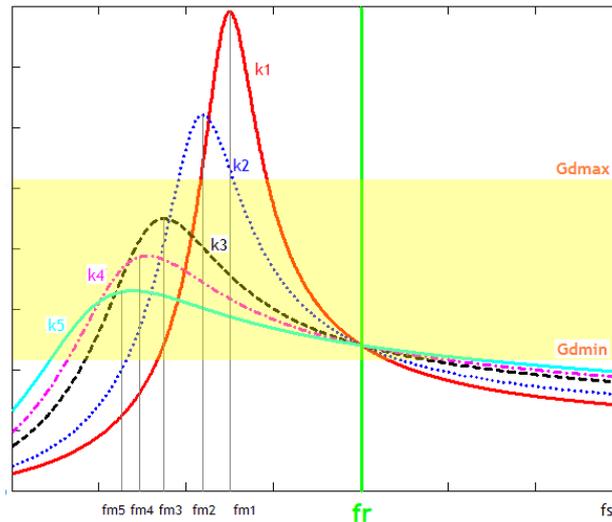


图 2.17 直流增益随谐振电感系数的变化曲线 ($K_1 < K_2 < K_3 < K_4 < K_5$)

由图 2.17 可知：随着 K 的增大，增益曲线的拐点峰值，假设第一谐振频率固定，即 f_r 固定，则 f_m 减小，且前移。将直流增益对开关频率求导，可以得到拐点对应的频率即等于第二谐振频率 f_m ，而第一谐振频率 f_r 在图中体现在各个曲线交叠的点，如图中绿色线标记。当 K 增大时， f_m 减小，因为 K 增大， L_m 增大，使得并联谐振频率降低。图中阴影区域为变换器直流增益的变化范围，当 K 过大时，曲线增益的最大值可能达不到最大直流增益要求，使输出电压无法调节，故 K 不能过大。在满足直流增益范围的前提下，当 K 增大时，变换器的工作频率变化范围增大，这对变压器的性能和变换器的效率有负面影响。而如果 K 较小，意味着 L_m 较小，那么在原边被输出电压箝位的相同的时间内，电感电流将增大，会使电感的铜损增大，降低变换效率。由此可见， K 的选取需要折中考虑。

由以上的分析可知， K 的选取涉及到两点：第一：需保证直流增益 G_{dc} 在全输入电压范围内可调；第二：需保证变换器的开关频率变化范围适中。

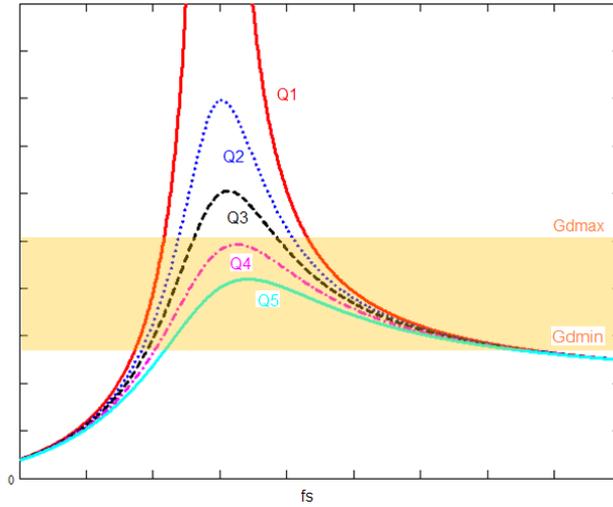


图 2.18 直流增益随品质因数的变化曲线

设计过程中需要注意：当负载变化时，品质因数 Q 会随着负载的变化而变化，由 Q 的表达式可知，当负载增大时， Q 增大，图 2.18 所示为直流增益关于品质因数 Q 的曲线。

图中 $Q_1 < Q_2 < Q_3 < Q_4 < Q_5$ ，由图可知，品质因数的增大时，增益最大值减小，当输入电压保持恒定时，轻载时的开关频率比重载时开关频率大，可以推知，空载时的开关频率将急剧升高，故通常需将最大开关频率设为 1.5 倍的第一谐振频率，空载时品质因数 Q 为零，则根据直流增益表达式，式(2.10)此时变为：

$$G_{dc(Q=0)} = \frac{1}{2n} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{K} - \frac{f_r^2}{Kf_s^2}} \quad (2.13)$$

由式(2.13)可知，谐振电感系数 K 的表达式：

$$K = \frac{2nG_{dc\min}}{1 - 2nG_{dc\min}} \cdot \left(1 - \frac{1}{\frac{f_{\max}^2}{f_r^2}}\right) \quad (2.14)$$

其中， $f_{s\max} = 1.5f_r$, $G_{dc\min} = U_o/U_{imax}$ ，这里求出的谐振电感系数 K 仍然不够精确，原因是对于最大开关频率的选取，采用 1.5 倍的第一谐振频率这是由工程经验得来的，在实验中还需要进行修正。

基于基频分析方法求得的上述参数，由于等效二端口网络的输入电压为方波，波形中还存在着其它次谐波和直流分量，所以这种方法存在一定的近似性，不能很准确地计算出谐振网络的参数。本文在求解时引入了时域和频域相结合的设计方法，下面将详细介绍激磁电感 L_m 的时域求解过程^[30]。

(3) 激磁电感 L_m 的计算

由文献^[30]，根据谐振网络的电流和电压波形，可以推导得出变压器激磁电感 L_m 的表达式：

$$L_m = \frac{n^2}{2f_r} \cdot \frac{KU_o}{4nKI_{in} + (\pi^2 nG_{dmax} - 2K)I_o} \quad (2.15)$$

以上就是由时域分析法得出的激磁电感 L_m 的表达式，由于时域分析法是基于期望性能而设计的工作模式，进行的数学近似较少，因此比基频分析法所设计的参数更接近真实工作情况。在得到激磁电感 L_m 后，品质因数 Q 就迎刃而解了。当然，该方法也有一定的局限性，式(2.15)中，输入电流值并不知道，是通过估算变换器工作效率而得到的，实际变换器工作时效率的大小并不能预知，但可以保证一定的设计精度，这里只有靠经验预选一个效率。在下一步的研究中可以继续探讨这一问题。

在第四章将列出不对称半桥 LLC 谐振变换器的参数设计步骤，根据该方法，本文对研究的 LLC 变换器进行了详细设计。

2.4 本章小节

本章首先分析了包括串联谐振，并联谐振，串并联谐振在内的电路，分析了其优缺点和实现软开关的方式，然后由 SPRC 谐振电路引出 LLC 谐振电路拓扑；其次，分析了 LLC 谐振变换器在不同频带下的工作模式，分析了两种模式下电路性能的差异；然后，通过频域（基波分析法）与时域法相结合的方法对变换器进行建模，列写主要元件的电流、电压表达式，推导各参数之间的关系，从而为建立一套不对称半桥 LLC 谐振变换器参数设计方法奠定了基础。

第三章 半桥 LLC 谐振变换器几种关键技术研究

3.1 引言

为实现变换器的高功率密度、高效率、及多路输出的高电压精度，本变换器使用了以下几种关键技术，并对这几种技术在多路输出半桥 LLC 谐振变换器中的应用进行了研究。

1、磁集成技术：磁集成可以大大减小变换器磁性元件的体积和重量，从而减小整个变换器的体积，提高功率密度；

2、过流保护技术：对应于作为前级的 DC-DC 变换器，需要具有一定的过流保护能力；

3.2 磁集成技术

3.2.1 磁集成技术概念

磁集成技术是将变换器中的多个分离的磁性元件，例如电感、变压器等的线圈，绕制在同一副磁芯上，从结构上看，变成一个整体的磁性元件来实现。

采用磁集成技术的主要目的有如下几点^[24]：

1、能够有效减小磁性元件的数量、体积和重量；

2、减小磁性元件的磁通脉动量，减小铁损，提高功率密度和电源效率；

从上一章的分析来看，由于 LLC 谐振变换器能够很好的实现主开关管的 ZVS 和整流二极管的 ZCS，故电路中主要的损耗源于变压器，在多种减小磁性元件的方法中，在开关频率选定的情况下，磁集成技术是一种有效地减小变压器体积，提高功率密度的最为直接有效的方法。使用磁集成技术，可以将 LLC 谐振变换器中的谐振电感和变压器集中到一副磁芯上，共用一个磁路，从而设计出高效、高功率密度的变换器。

3.2.2 副边漏感的变压器等效模型

LLC 谐振变换器的磁集成的基本思路是：利用变压器原边漏感来代替串联谐振电感 L_r ，利用变压器原边的激磁电感作为电路中的并联谐振电感 L_m ，图 3.1 所示为直直变压器的等效模型，除了本文研究的 LLC 谐振变换器，本磁集成方法还可以用于其它存在电感和变压器激磁电感串联的场合，故本方法在工程实践中具有较广泛的应用价值。

图 3.1 中左面， L_p 为变压器原边激磁电感， L_l 为变压器原边的漏感，实际电路中，分别用 L_l 和 L_p 作为 LLC 谐振变换器中的串联谐振电感 L_r 和并联谐振电感 L_m 。在高频应用场合下，变压器的寄生参数不容易定量控制，因此很难将其对变换器的不利影响减小到最低，这是变换器设计中的难点。而运用如图 3.1 所示的电路来对 LLC 谐振变换器进行集成，最大的优点是利用

了高频直直变压器的寄生参数—漏感来作为谐振电感，可以说是变废为宝，巧妙地化不利条件为有利条件，同时又省去了一个单独的谐振电感的设计和制作过程，变换器的体积最终得到了大大的缩减。

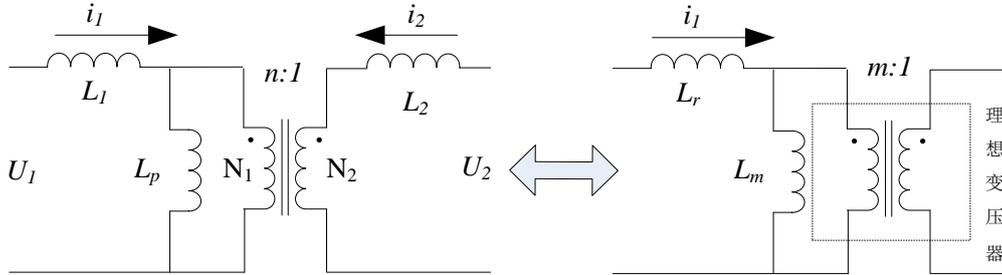


图 3.1 副边存在漏感的直直变压器等效电路图

为了获得较小的 L_m ，变压器的气隙较大，导致漏感相对于 L_m 并非很小，合理设计时就可完全代替谐振电感 L_r 。对于 LLC 谐振变换器磁集成变压器副边存在的漏感，目前较少有文献对其进行分析。为了利用漏感，必须将副边漏感等效至原边。下面阐述将副边漏感向原边转化的过程^[47]。

如果将两绕组变压器看作一个二端口网络，如果不考虑磁性元件的非线性，则该网络为互易网络，只需 3 个独立参数就可以描述其外特性。对图 3.1 的两个二端口网络分别列写方程，可得：

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L_1 + L_p & L_p/n \\ L_1/n & L_1/n^2 + L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L_m + L_r & L_m/n \\ L_m/n & L_m/n^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

可得两个二端口网络的参数关系：

$$L_1 = (nL_r + nL_m - mL_m)/n, \quad L_2 = n^2L_m - nmL_m, \quad L_p = mL_m/n \quad (3.3)$$

实际测量变压器参数时，将副边短路时测得的原边感值作为变压器的漏感，可以记为 A 。将副边开路后测得的初级感值作为变压器的激磁电感，记为 B ，变压器匝比为 n 。当副边短路时，有：

$$L_1 + L_p // L_2 = A, \quad L_1 + L_p = B, \quad L_1 = L_2' = n^2 L_2 \quad (3.4)$$

由上式解得：

$$\begin{cases} L_p = \sqrt{B(B-A)} \\ L_1 = B - \sqrt{B(B-A)} \\ L_2 = [B - \sqrt{B(B-A)}]/n^2 \end{cases} \quad (3.5)$$

将式 (3.5) 代入式 (3.3) 得到变压器模型各参数与测量值 A ， B 关系：

$$L_r = A, \quad m = n[(B-A)/B]^{1/2}, \quad L_m = B - A \quad (3.6)$$

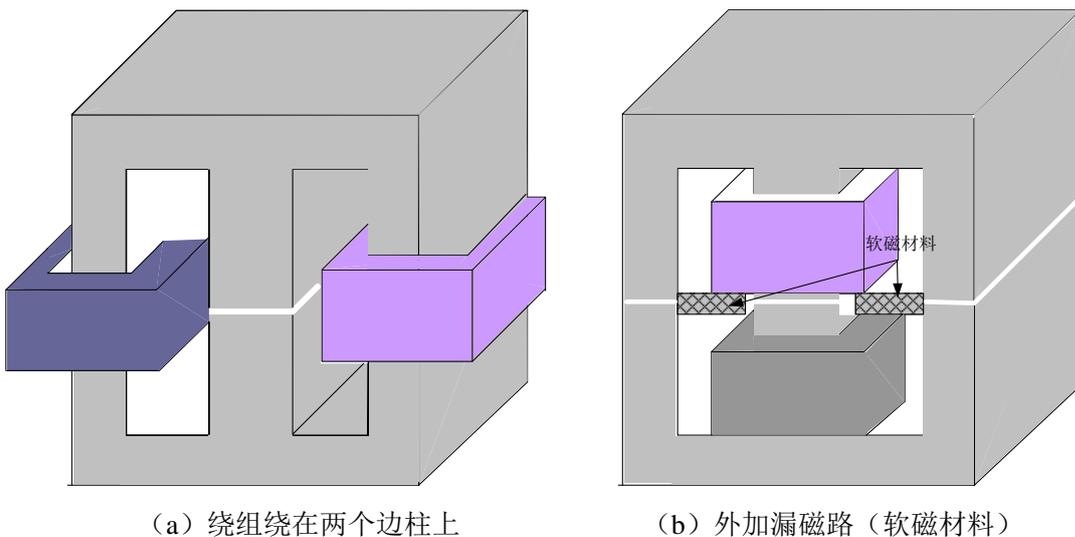
由式 (3.6) 可知, 制作磁集成变压器后测量, 等效漏感值为 A , 等效激磁电感为 $B-A$, 比实测原边激磁电感值 B 要小; 等效匝比变为 m , 通常也比 n 小。对于三绕组变压器模型, 将副边漏感向原边等效时, 副边两个绕组在一个周期里若交替工作, 则三绕组变压器可等效为两个双绕组变压器的组合, 从而计算过程与上述双绕组变压器类似^[47]。

根据实际变压器绕制过程中的经验, 一般来说, 变压器漏感远小于激磁电感, L_s 约等于 1%~10% 的激磁电感值, 而本文设计的 LLC 谐振变换器中的需要串联谐振电感和并联谐振电感数值上大致处于一个数量级, 这就需要选用不同以往的变压器的绕制方法。我们在绕制磁集成变压器的时候, 要选择能使原副边耦合程度较小的方法, 这样才能得到我们想要的变压器漏感。

如图 3.2 有三种候选的变压器绕制方法。其中, 图 3.2 (a) 所示结构为原副边绕组分别绕制在 E 型磁芯的两个侧柱上, 这样同样起到了尽量分离原副边绕组, 降低耦合程度, 增大漏感的目的。但是, 这种结构会造成部分的漏磁通从变换器的其他器件上面通过, 造成电磁干扰, 而且在多路输出的应用场合, 这样的变压器绕线过程较为复杂, 磁芯的空间利用率不高, 所以在使用中较为少见。

图 3.2 (b) 所示的结构是在两个 E 型磁芯的中柱两侧的窗口间加入软磁材料, 根据软磁材料磁导率大于空气的磁导率的性质, 原本从气隙漏走的磁通现在改由软磁材料中漏走, 从而减少从主磁路流过的磁通, 进而增大变压器的漏感值。

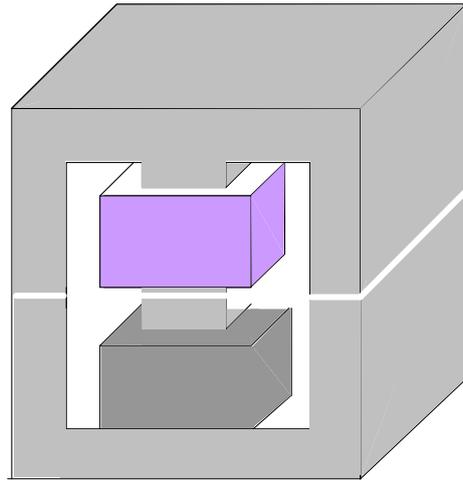
图 3.2 (c) 所示的结构为不外加软磁材料的方法。这种方法是通过简单的将原副边绕组上下分层绕制, 来制造较大的漏感, 它的好处是原副边分开绕制, 很少或者没有交叠, 原副边绕组的耦合程度差, 可以较为简便地实现增大漏感的目的。缺点是本方法需要订制能将原副边绕组分隔开的专用骨架, 以便控制漏感大小, 由于结构简单, 所以本方法在实际中还是得到了广泛应用。



(a) 绕组绕在两个边柱上

(b) 外加漏磁路 (软磁材料)

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制



(c) 不加漏磁路分层绕制

图 3.2 磁集成变压器几种绕制方法

3.2.3 磁集成变压器的设计与仿真

磁集成变压器的设计参数跟磁分离式变压器一样，只是绕制方法不同，因为需要特定值的漏感，具体绕法如图 3.3 所示。

在绕制过程中，由于变压器漏感与绕制方法有很大关系，且不易计算，变压器原边漏感需要边绕制边测试边调整，以期达到需要的漏感值。具体方法是：由于匝数较多的绕组对漏感的影响最大，故首先分上下两段绕制变压器的原边和主要副边绕组（如图 3.3 所示），测量一次原边漏感，使其接近想要的漏感值：若测量值偏小，则加大原副边之间的距离，减少它们的交叠面积；若测量值偏大，则减小原副边之间的距离，适当增加它们的交叠面积。在接下来绕制其它匝数较少的辅路绕组的过程中，同理，若测量值偏小，则将绕组绕在辅助绕组一段；若测量值偏大，则将绕组绕在原边绕组一段。

图 3.3 所示为变压器的仿真模型，为 EE 型磁芯的横截面的右半部分横截面，采用的是如图 3.2 (c) 所示的绕制结构，即不加软磁材料的上下分层绕制的方法；

仿真参数如表 3.1 所示，其中磁芯尺寸参数、绕组的匝数和层数如图 3.3 所示。因为电感电流接近为正弦波，故仿真中激励可以使用频率为开关频率的正弦波代替。本仿真中，选用静磁场求解模型，激励源为电流源，原边电流有效值取满载时的电流有效值 4.8A，副边电流有效值为 1.2A。

表 3.1 磁集成变压器 Ansoft 仿真参数

磁心规格	EE42/21/15	骨架截面周长 l_b	48mm
磁芯有效长度 l_e	97.7mm	效截面积 A_e	176mm^2
原边导线直径	0.8mm	副边导线直径	0.4mm

原边匝数 N1		42	副边匝数 N2	106
磁芯尺寸	A	21.1mm	B	14.75mm
	C	6.0mm	E	15.1mm
	F	21.2mm	δ	0.99mm

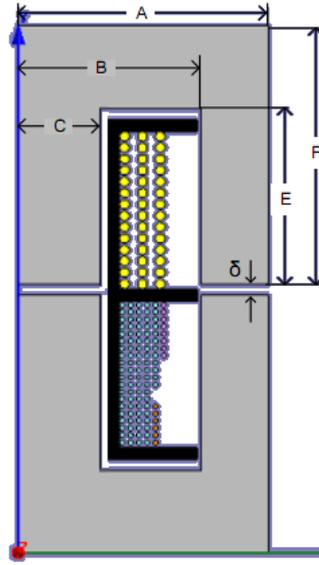


图 3.3 Ansoft 中的变压器仿真模型（中柱上绕组分层绕制）

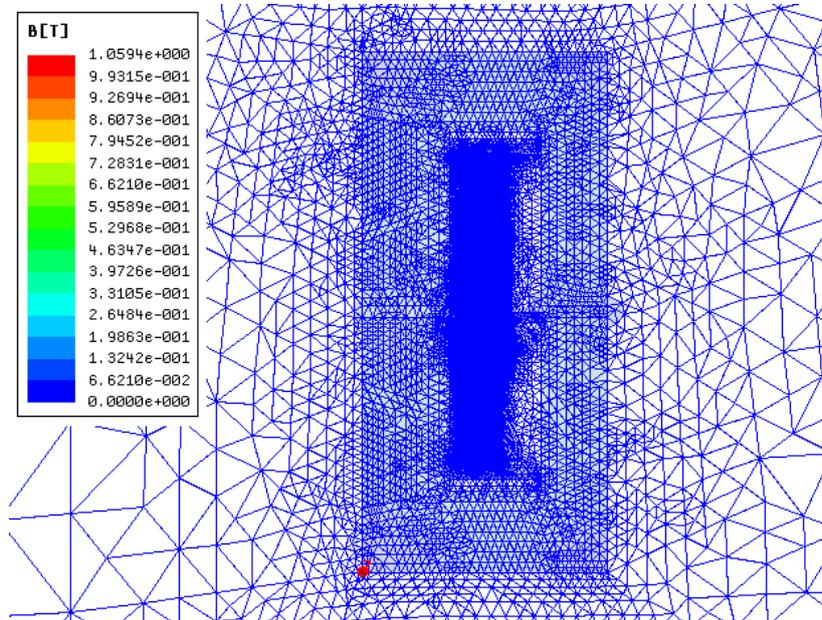


图 3.4 网格的剖分

图 3.4 为 Ansoft Maxwell 有限元分析软件中网格的剖分情况，可见在变压器内部和拐角的地方，网格分布较密，网格的剖分符合要求。

图 3.5~3.7 分别为磁场的磁通密度（磁感应强度）、磁通和磁场储能分布图，从图 3.5 中

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

可知，在磁芯的内部拐角处磁通密度最大，而磁芯大部分区域的磁通密度为 260mT~330mT 之间，满足磁芯不饱和的要求（25℃时饱和磁通密度 $B_s=0.51\text{mT}$ ，100℃时 $B_s=0.39\text{mT}$ ），满载工作时变压器不会出现饱和。

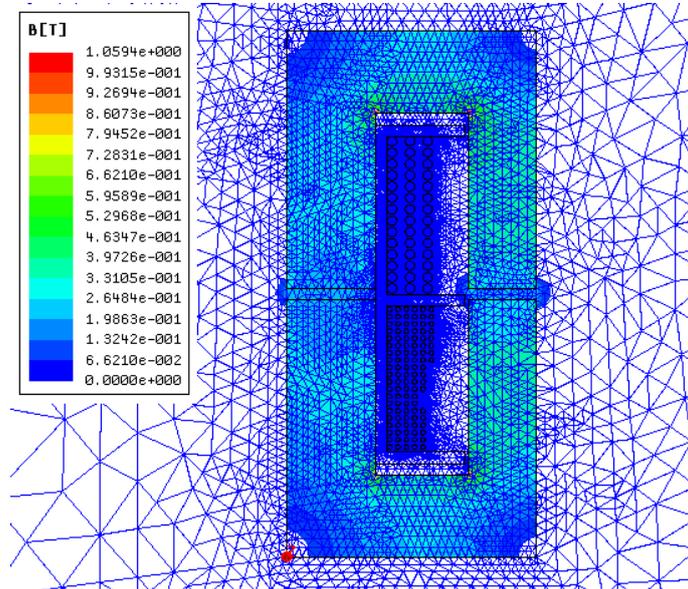


图 3.5 磁感应强度分布图

由图 3.6 可知，大部分磁通从磁芯内部流过，还有少量从空气和绕组中间穿过，是为漏磁通。

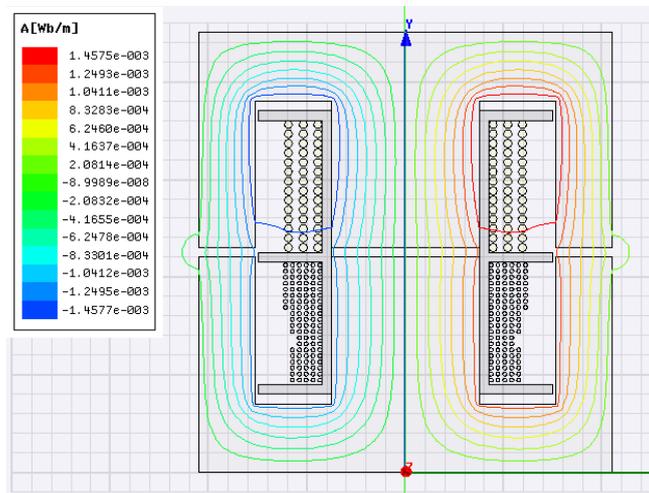


图 3.6 磁通部分图

图 3.7 所示为变压器的储能，可见磁场的能量主要储存在气隙中。综合看来，磁场的各个主要参数的分布都与理论分析吻合。

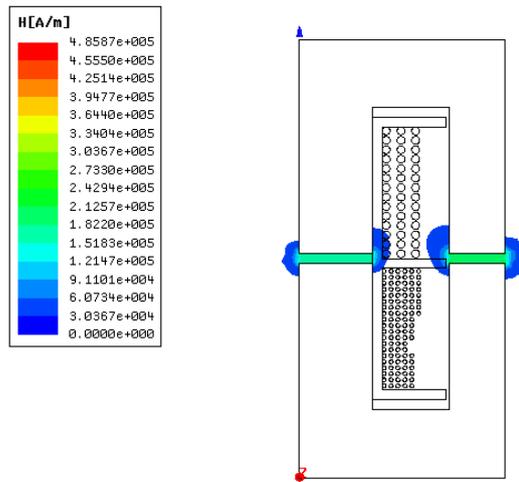


图 3.7 磁场储能分布图

图 3.8 和 3.9 为对如图 3.2(c)的绕法进行仿真得到的激磁电感和漏感值分别随绕组间距和气隙大小变化的曲线，由图 3.8 可以看出，激磁电感和漏感值都随着绕组间距的增大而增大，并且与间距基本呈线性关系。由图 3.9 可以看出，随着气隙的增大，激磁电感和漏感值都有减小的趋势，减小的速度都是先快后慢，逐渐趋于平缓。

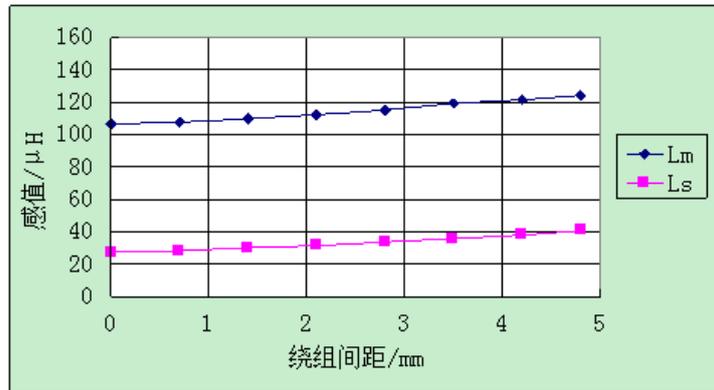


图 3.8 绕法 3.2(c)激磁电感和漏感随绕组间距变化的曲线

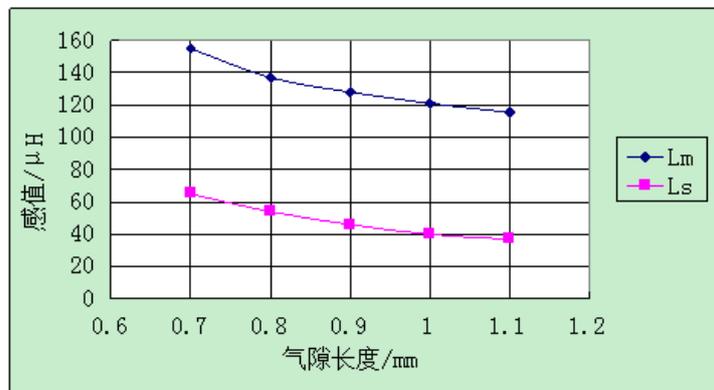


图 3.9 绕法 3.2(c)激磁电感和漏感随气隙变化的曲线

3.3 过流保护技术

为提高变换器的可靠性，一般都需要设置过载及输出短路保护。本章主要研究三种 LLC 谐振变换器的过载保护方法，分别是：

- 1、辅助变压器法；
- 2、箝位二极管限流法；
- 3、间歇开关法。

下面将分析各过载保护方法的原理并比较优缺点，然后详述本课题采用的过载保护法。

3.3.1 辅助变压器保护法

文献[27]提出了一种带辅助变压器的半桥 LLC 谐振变换器过载保护方法。它能在不改变半桥 LLC 谐振变换器结构的基础上，通过施加一个辅助变压器来实现对谐振电容两端的电压进行限制，从而实现过载保护的目的。

图 3.10 为带辅助变压器的过载保护的半桥 LLC 谐振变换器拓扑。图中虚线框内的变压器即为变换器的保护电路单元。T₂ 为 LLC 谐振变换器的辅助变压器，原副边匝比为 n_a。D_{a1}、D_{a2} 为整流二极管，变压器 T₂ 的副边中心抽头与 T₁ 的副边中心抽头共地。图 3.11 为等效电路图。辅助变压器实现过载保护的工作原理如下：

t₁~t₂ 时刻，由于谐振腔的电流对谐振电容 C_r 充电，C_r 两端电压逐渐上升，在 t₁ 时刻，当 C_r 两端电压上升到 n_aU_o(n_a 为 T₂ 原副边匝比)时，即输出电压 U_o 反射至 T₂ 原边的电压时，整流二极管 D_{a1} 正向导通，谐振电容 C_r 的电压就被始终箝位在 n_aU_o。此时谐振电感 L_r 两端电压为：

$$U_{Lr[t_1,t_2]} = U_{in} - nU_o - n_a U_o \quad (3.7)$$

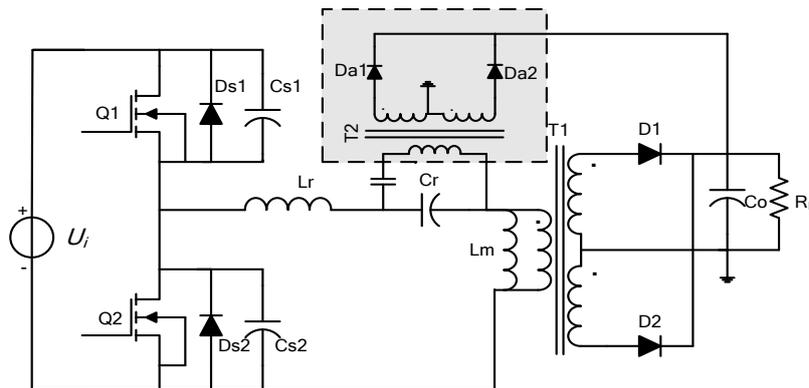
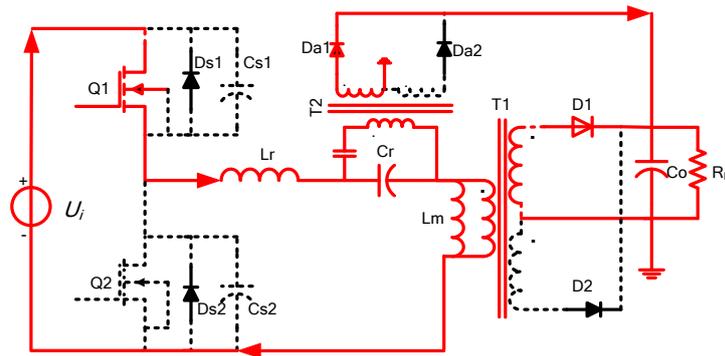
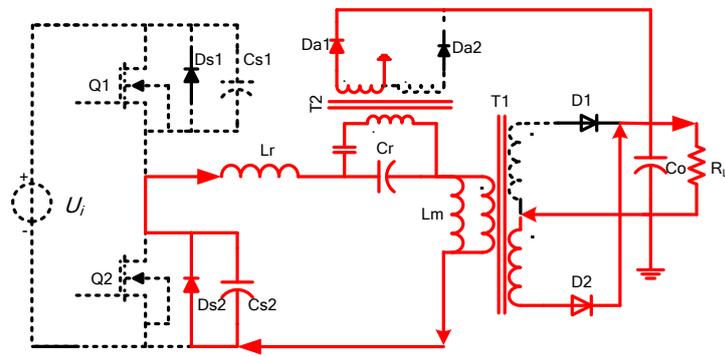


图 3.10 带辅助变压器的 LLC 半桥谐振变换器



(a) $t_1 \sim t_2$ 时刻工作模式



(b) $t_2 \sim t_3$ 时刻工作模式

图 3.11 带辅助变压器的 LLC 半桥谐振变换器等效电路图

由上式可见，在 $t_1 \sim t_2$ 时间， L_r 的电压恒定，故谐振电流以恒定速率降低。在此时间内，不仅谐振电容电压得到抑制，谐振腔中的电流同样得到抑制，辅助变压器起到了限流限压的作用。

其后， t_2 时刻开关管 Q_1 关断，变压器两端承受反压，副边整流二极管 D_2 导通，下管 Q_2 的寄生电容 C_{s2} 开始放电，当 C_{s2} 放电至零时， Q_2 的体二极管 D_{s2} 导通，可见在过载时变换器仍然没有失去开关管 ZVS 的特性。这段时间内，谐振电容电压依旧被输出电压箝位，整流二极管 D_{a1} 导通，此时 L_r 两端电压变为：

$$U_{Lr[t_2,t_3]} = U_{Cs2}(t) + nU_o - n_a U_o \quad (3.8)$$

U_{Cs2} 为开关管 Q_2 寄生电容 C_{s2} 两端的电压，由于 C_{s2} 容值并不大，所以放电时间很短，由于 $t_2 \sim t_3$ 时间很少，所以期间 L_r 的电压可以近似认为一恒定值， i_{Lr} 遂以另一恒定的斜率减小。

由以上分析可知，由于增加了辅助变压器，将谐振电容两端的电压箝位在 $n_a U_o$ ，谐振电容上的电压固定后，等效为一个极性与输入电压相反的电压源，从而削弱了输入电压的影响，相当于减小了谐振电感两端的输入电压，因此谐振腔的电流得到有效抑制，实现了变换器的过电流保护。当然，该过载保护方法也存在一定的缺点，例如这种方法虽然保护了谐振电路，但是相当于把谐振电容上的能量转移到副边，对输出电流有进一步增大的作用，相当于一个正反馈，

控制难度增大，需要加入电流环才能使输出电流得到有效限制；另外附加了辅助变压器后，变换器的体积和重量都相应增大。

由前面的分析可知，半桥 LLC 谐振变换器在添加了变压器过载保护电路后需要引入输出过流控制电路以实现限流。图 3.12 所示为具体的控制环路的设计。

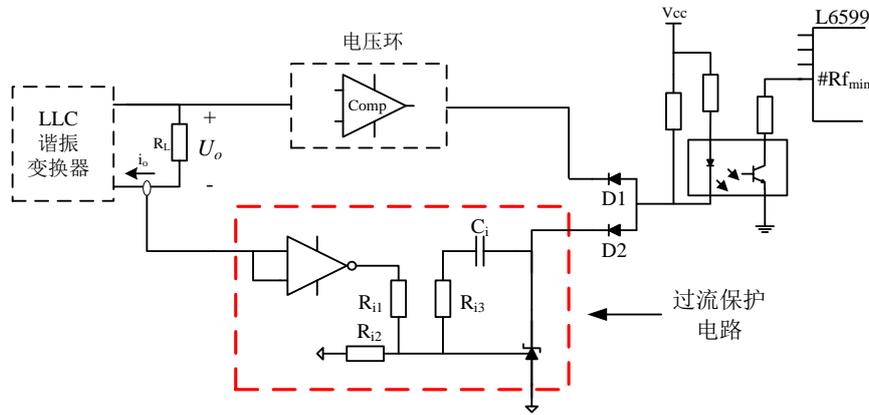


图 3.12 带有过流保护电路的控制环路

图 3.12 中，上面的框图为过压保护电路，下面的框图中为过流保护电路。过压保护电路的工作与常规负载时相同。过流保护电路的工作原理如下： R_s 为检测电阻，将检测到的输出电流信号转换为电压，该电压信号经过反相输出后再经过 R_{i1} 、 R_{i2} 分压接至 TL431 的基准端，该信号与内部基准 2.5V 进行比较，在阴极得到连续的误差放大信号。二极管 D1 和 D2 起到检波作用，分别控制过压保护电路与过流保护电路的动作，当正常工作时，光耦通过这个 L6599 的四脚和电阻 R_{fmax} 调整电流来调整振荡频率，从而调节输出电压变化。电路过流时控制环路分为两个阶段工作：当过流时，第一阶段，电流检测电阻检测到大电流信号，通过过流保护电路调节，光电晶体管饱和，电阻 R_{fmax} 的值决定半桥振荡的最大频率，以较大开关频率运行，限制能量传递；第二阶段当辅助变压器开始工作后，电压工作，调节输出电压。

3.3.2 带箝位二极管限流法

这是文献[27]中，最初由 Bo.Yang 在其博士学位论文里提出的一种 LLC 谐振变换器过载保护法^[28]。这种保护电路是由普通的对称半桥 LLC 谐振变换器演变而来，拓扑如图 3.13 所示。

将图 3.13 与上一章的 LLC 变换器电路图比较，这种电路是将普通的 LLC 谐振对称半桥变换器的输入端的两个电容，换成相同参数的谐振电容 C_{r1} 与 C_{r2} ，在两谐振电容两端分别反并上一个二极管 D_{c1} 和 D_{c2} ，并且将谐振腔里的谐振电容短接，就构成了半桥 LLC 谐振变换器的限流保护电路。

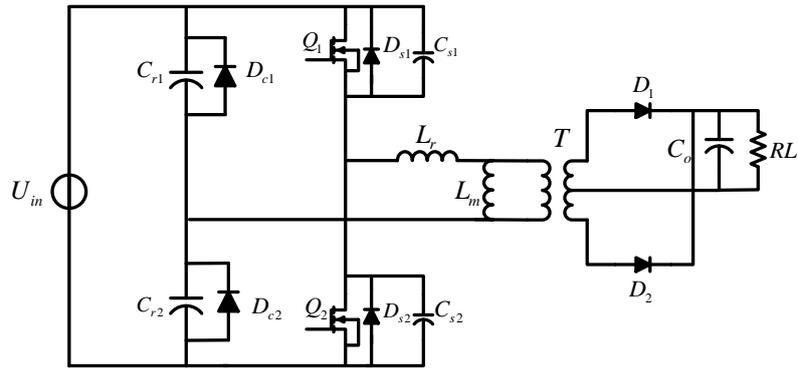


图 3.13 带箝位二极管限流保护的对称半桥 LLC 谐振变换器

带箝位二极管限流保护的对称半桥 LLC 谐振变换器的主要波形如图 3.14 所示，各模式所对应的等效电路图如图 3.15 所示。

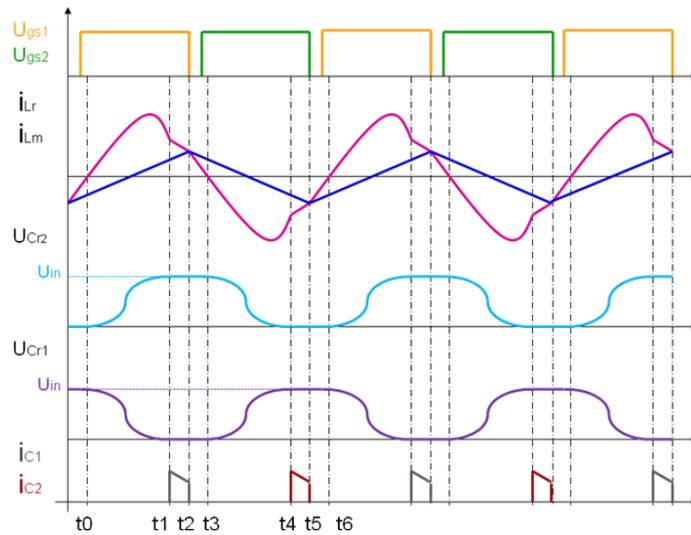
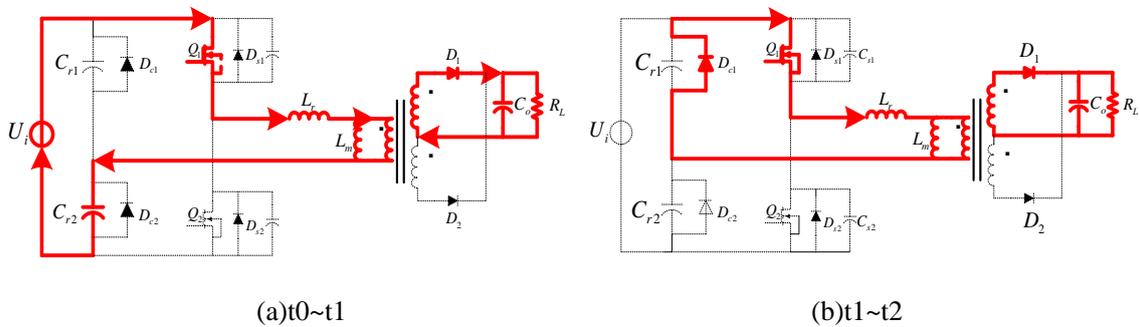


图 3.14 具有限流保护功能的半桥 LLC 谐振变换器主要波形原理图



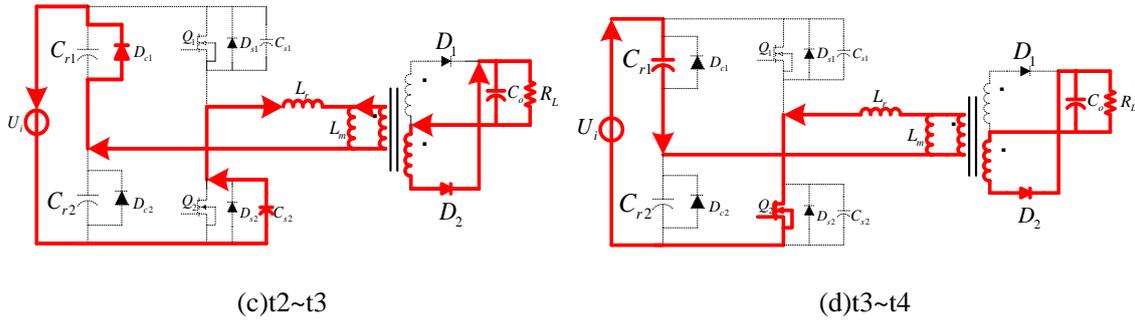


图 3.15 具有 OCP 功能的 LLC 半桥谐振变换器工作模式图

$t_0 \sim t_1$ 阶段，假设在 t_0 时刻开关管 Q_1 零电压导通，此时电路的工作状态与传统的 LLC 半桥谐振变换器相同。在这段时间副边整流二极管 D_1 导通，通过变压器原边向副边传递能量。

$t_1 \sim t_2$ 时刻，由于过载时上一阶段 C_{r2} 两端积累的电荷比正常值多，电压偏高，在 t_1 时刻，假设 C_{r2} 的电压恰好等于输入电压 U_i ，那么 t_1 时刻后，电流继续对 C_{r2} 充电，并联在 C_{r1} 两端的二极管 D_{c1} 则正偏导通，因此这时 C_{r2} 两端电压被箝位在输入电压。本阶段内，谐振电感两端电压等于激磁电感两端电压，为 nU_o ，所以流过谐振电感的电流以恒定速率减小，而激磁电感电流以恒定斜率增大，副边整流二极管 D_1 仍然导通。

$t_2 \sim t_3$ 时刻，在 t_2 时刻，开关管 Q_1 关断， Q_2 两端的寄生电容 C_{s2} 放电，变压器原边电感电压反向，箝位二极管 D_{c1} 保持导通状态，且将谐振能量回馈至输入端， C_{r2} 两端电压仍旧被箝位在输入电压。当 C_{s2} 放电到零时， Q_2 的体二极管 D_{s2} 导通，为 Q_2 的 ZVS 创造条件。由此分析可知，该 LLC 谐振变换电路在过流时仍然能实现开关管的 ZVS。

在 t_3 时刻， Q_2 零电压导通，此后的工作模式与 $t_0 \sim t_1$ 完全对应，在这半个周期内，首先是上谐振电容 C_{r2} 充电，此后箝位二极管 D_{c2} 导通，具体模式这里不再赘述。

带箝位二极管的 OCP 电路的优点是：无需改变 LLC 半桥谐振变换器的主电路参数，仅需在变换谐振电容的两端反向并联二极管，即可实现变换器的 OCP。在不满载的情况下，该变换器的工作情况与正常的 LLC 半桥谐振变换器一样；只有当电路发生过载或者短路时，箝位二极管才发挥作用。该电路除了具有限流的功能，还能将谐振电容 C_r 两端的电压箝位在输入电压，确保 C_r 不会因为过压击穿，箝住谐振电容电压的能对整个谐振腔起到限流作用。同时，由于主开关管的工作状态不变，故控制电路参数不需改变，通用性很强。

该保护电路缺点是：在变换器过载工作时，如果过载的量不够大，则负载电流折算至变压器原边的电流可能对谐振电容的充电电荷不够，可能导致谐振电容的最大电压无法达到输入电压值，在此情况下，反并联二极管就不会导通，无法实现电压箝位与限流功能。

3.3.3 间歇开关法

通常在 PWM 调制的变换器中，当过载时，通过减小或者取消驱动信号的占空比来控制输入功率从而达到限流的目的。而对于变频控制的 LLC 谐振变换器，占空比恒定为 0.5，当过载时，通过改变开关频率可以实现对输入能量的限制^[29]。除了增加开关频率，还可以使电路工作在 Burst 模式，即间歇输出驱动信号，从而控制输出的功率。

图 3.16 所示电路为简单的开关管电流检测电路，将流过开关管的电流信号转化为电压信号，整流后送入到 L6599 的 ISEN 脚，当电流峰值增大到一定程度时，触动 L6599 芯片内部的比较器，使得电路工作在间歇模式。这种方法实现简单，但测量电阻 R_s 上的功耗不可以忽略，对效率的提升有害。

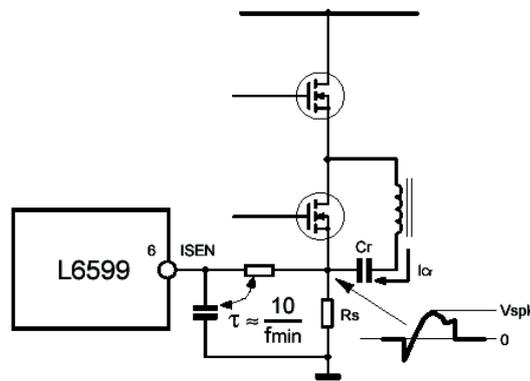


图 3.16 使用检测电阻的电流检测方法

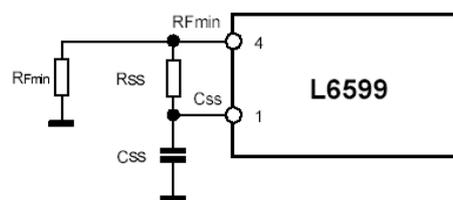


图 3.17 软启动电路

电流检测通过 L6599 的 6 脚（ISEN）输入，这是一个成熟的过电流控制系统。ISEN 引脚内部连接到两个比较器的输入端，一个参考电压为 0.8V 的，另一个参考电压为 1.5V。在图 3.16 中，如果检测信号的电压峰值达到 0.8V，则引起内部开关启动使得启动电容器 C_{ss} 放电，电阻 R_{Fmin} 和 R_{Fmax} 并联，共同决定开关频率，所以导致振荡器的工作频率迅速增加，因此能限制能量的传输。 C_{ss} 继续放电，直到 ISEN 脚的电压下降 50mV；设置一个时间为 $10/f_{min}$ 附近的时间常数，确保频率的有效上升。这样做的效果，可以使得在输出短路时，初级电流的峰值基本保持在一个恒定值。

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

在图 3.16 所示的电路中，电阻 R_s 接在下管的源极与地之间，注意其与谐振电容的连接方式。这样，在下管关断之后，切换时间更长，除了在谐振电流方向反向阶段， R_s 上的压降与流经上管的电流有关。假设 RC 滤波器的时间常数是最低开关频率 f_{min} 的 10 倍，则 R_s 的值可近似用如下经验公式来计算：

$$R_s = \frac{V_{s_{pkx}}}{I_{Crpkx}} \approx \frac{5 \times 0.8}{I_{Crpkx}} = \frac{4}{I_{Crpkx}} \quad (3.9)$$

上式中， I_{Crpkx} 是流经谐振电容和变压器原边绕组的最大峰值电流，在最大负载和最低输入电压时出现。图 3.16 中给出了无损检测电流的方法。相比较有损电流检测电路，图 3.16 的电路较为复杂，但功耗小，可以提高变换器的效率。

图 3.18 所示电路为半桥 LLC 谐振变换器的无损电流检测过载保护电路。

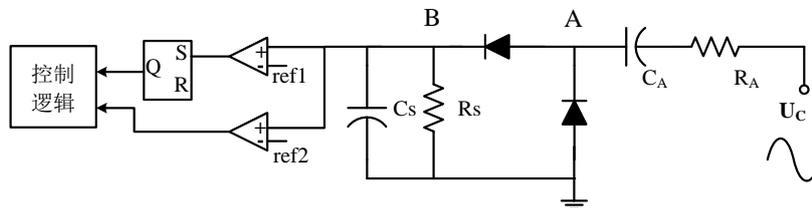


图 3.18 LLC 谐振变换器无损过载保护电路

U_C 为谐振电容 C_r 两端的电压。当过载时，变压器原边电流增大，意味着流过谐振电容 C_r 的电流增大，这将导致 C_r 的电压值升高。因此，通过检测谐振电容 C_r 的电压就可以间接获得过载电流的信息。 R_A 、 C_A 的作用是对检测得的谐振电容电压纹波进行分压和滤波。两只二极管起到整流作用。电容 C_s 对整流后的波形进行滤波。该保护电路中 A 点、B 点和输入电压仿真波形如图 3.19 所示。

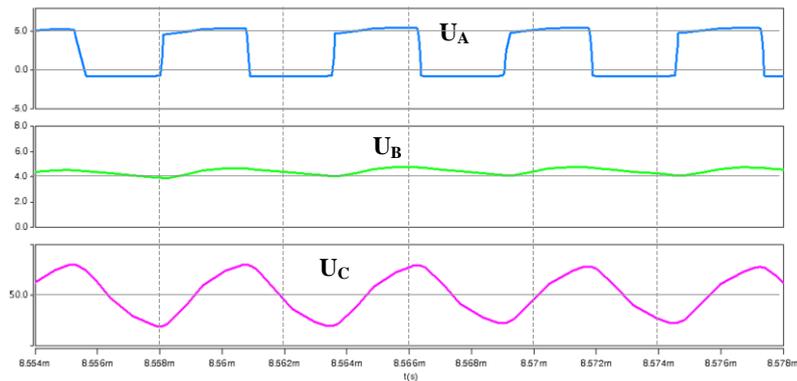


图 3.19 保护电路中各节点电压仿真波形

由上图可知，经过保护电路后从 B 点波形为一平滑且缓慢变化的直流低电压，该电压送入控制芯片的逻辑控制单元，通过比较判断后，控制芯片的脉冲频率调制从而达到控制输出功率的目的。

当发生短路情况时， U_C 端检测的电压会急剧增大，经过整流滤波后到达 B 点的电压一旦高

于第二级比较器设定的阈值 R_{cr2} 时，第二个比较器被触发，直接关闭控制芯片，L6599 将停止工作，并且闭锁输出的驱动信号，完全终止能量传送，同时下拉前级 PFC（如果存在的话）的拉手信号引脚电平为低，用来关闭前级的 PFC 控制芯片（如果有的话），从而关闭整个单元。在这种情况下，还必须下拉芯片 L6599 的供电电压到欠压锁定门限之下，才能够重新启动。此过程一直持续到当输出电压跌落到控制芯片内部起动单元设置的阈值时，芯片才会重新启动，能量传递再次建立。如果软启动电容 C_{ss} 太大，导致其放电速度不够快，或者变压器磁芯饱和，或者副边整流电路短路，这样的情况就会发生。

在图 3.18 所示的电路中，可以有两种不同的设计方法。如果与电容 C_A 串联的电阻 R_A 很小（不能超过几百欧姆，仅是用来限制电流峰值），电路工作类似一个容性的分流器； C_A 的典型值的选择小于等于 $C_r/100$ ，这是一个低损耗电流检测型电路。检测电阻 R_B 由下式决定：

$$R_B = \frac{0.8\pi}{I_{Crpkx}} \left(1 + \frac{C_r}{C_A}\right) \quad (3.10)$$

并且 C_B 由 $R_B C_B = 10/f_{min}$ 来确定。

如果选择与电容 C_A 串联的电阻 R_A 较大（几十千欧），电路工作状态就如同谐振电容 C_r 上的纹波分压电路，这跟流过 C_r 的电抗的电流有关。另外， C_A 选择小于等于 $C_r/100$ ，这种情况下就不是一个低损耗型电路， R_B ($R_B \ll R_A$) 的计算通过下式得到：

$$R_B = \frac{0.8\pi}{I_{Crpkx}} \cdot \frac{\sqrt{R_A^2 + X_{C_A}^2}}{X_{C_r}} \quad (3.11)$$

这里， X_{C_A} 为 C_A 的电抗值， X_{C_r} 为 C_r 的电抗。需要注意的是，以上的计算推导经过了多次近似，所以无论使用以上哪一种电路， R_B 的取值都要经过实验进行修正^[31]。

由以上的分析可见，该过载保护法较为简洁，不需在主电路中增加功率器件，实现较容易。但是该保护法需要基于特定的控制芯片引脚才能实现，如 ST 公司的 L6599 的 ISEN 管脚，具有特殊性，不同的芯片，保护电路的结构可能各不相同，故可移植性较差。同时，该方法的响应速度较慢，由于检测信号经判断后至少要到下一个时钟周期才开始起动保护。

综上所述，针对 LLC 谐振变换器的过载和短路保护的方法都能够从不同的角度实现变换器的限流保护，但各有利弊，有必要从研究主电路拓扑和控制方法入手，将多种保护方法综合应用，或者探究更加有效的方法。

3.4 本章小结

本章对半桥 LLC 谐振变换器的三种关键技术进行了分析。（1）详细分析了半桥 LLC 谐振电路中的磁集成技术，并进行了仿真分析，得出变压器的绕制方法和原则；（2）对比分析了多种过流保护电路的工作原理，总结了其优缺点，详细介绍了本文使用的间歇开关法的工作原理

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

和实现方法；(3) 介绍了多路输出的多种实现方法，分析多路输出变压器的感值和输出精度有关的参数。

第四章 LLC 半桥谐振变换器的设计及实验结果

4.1 设计要求

应国内某航空企业的要求，需要研制一台 500VA 两级式三相航空逆变器，其中，LLC 半桥谐振变换器作为前级 DC-DC 变换器，其主要技术参数如下：

输入电压：(240~300) VDC

输出电压：主路：±180VDC

辅路：±15V 一路，+15V 四路

额定功率：550W

过载能力：800W

变换效率： $\eta \geq 90\%$

4.2 LLC 半桥谐振 DC-DC 变换器详细设计

4.2.1 主电路参数设计

采用不对称 LLC 半桥谐振变换器，主电路拓扑原理图如图 4.1 所示。

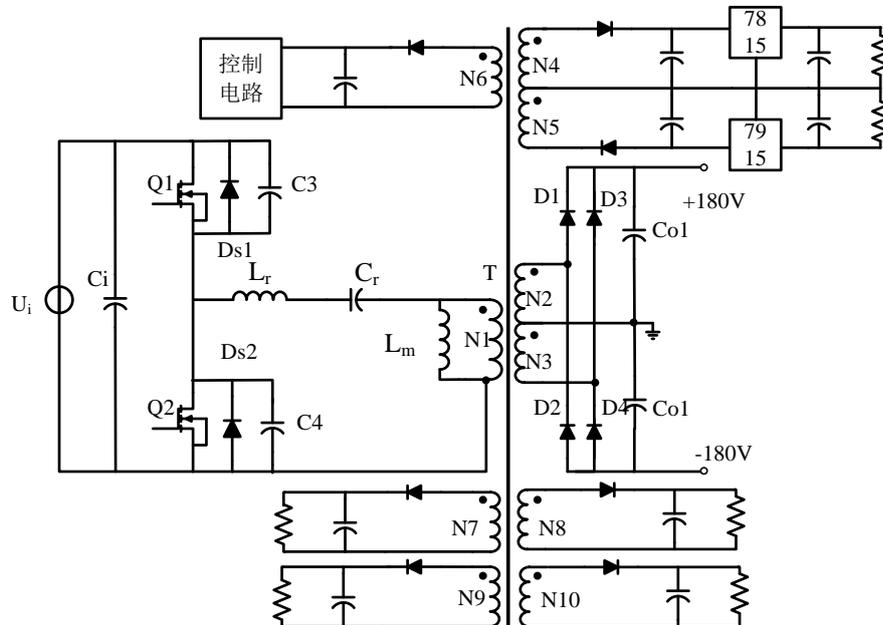


图 4.1 LLC 谐振变换器主电路原理图

4.2.1.1 变压器设计

主变压器具体设计步骤如下:

- (1) 取第一谐振频率 f_r 为 80kHz, 最大工作频率 $f_{max}=1.5f_r=120\text{kHz}$
- (2) 计算变压器匝比 n :

$$n = \frac{U_{i\min}}{2U_o} = \frac{240V}{2 \cdot 360V} \approx 0.33 \quad (4.1)$$

- (3) 计算谐振电感系数 K :

第一谐振频率 f_r 设定为 80kHz, 可将最大输入电压时的开关频率设定在第一谐振频率附近, 以使电路开关管工作在所希望的 $f_m < f_s < f_r$ 频率范围内。

$$K = \frac{2nG_{dc\min}}{1-2nG_{dc\min}} \cdot \left(1 - \frac{1}{f_{\max}^2 / f_r^2}\right) = \frac{2 \times 0.33 \times (360/300)}{1 - 2 \times 0.33 \times (360/300)} \cdot \left(1 - \frac{1}{1.5^2}\right) \approx 4.4 \quad (4.2)$$

- (4) 计算变压器激磁电感 L_m :

$$\begin{aligned} L_m &= \frac{n^2}{2f_{r1}} \cdot \frac{KU_o}{4nKI_{in} + (\pi^2 nG_{d\max} - 2K)I_o} \\ &= \frac{0.33^2}{2 \times 80 \times 10^3} \cdot \frac{4.4 \times 360}{4 \times 0.33 \times 4.4 \times \frac{500}{0.9 \times 270} + (\pi^2 \times 0.33 \times \frac{360}{240} - 2 \times 4.4) \times \frac{500}{360}} \\ &\approx 130\mu H \end{aligned} \quad (4.3)$$

- (5) 计算谐振电感 L_r :

$$L_r = \frac{L_m}{K} = \frac{130\mu H}{4.4} \approx 30\mu H \quad (4.4)$$

- (6) 谐振电容 C_r :

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L_r} \approx 133nF \quad (4.5)$$

- (7) 磁芯材料的选取

选取金宁公司的 Mn-Zn 铁氧体材料 JP4A, 该材料 25 摄氏度时饱和磁密 $B_s=510\text{mT}$, 100 摄氏度时 $B_s=390\text{mT}$ 。预先取最大工作磁密 $B_m=240\text{mT}$, 则 $\Delta B=2B_m=480\text{mT}$ 。预取变换器的变换效率 $\eta=0.9$, 线圈电流密度 j 取 $400\text{A}/\text{cm}^2$, 占空比 D 约为 0.45, 窗口填充系数 $K_u=0.3$, 对于铁氧体材料可取 $K_c=1$ 。

故根据 AP 法, 将参数代入公式可得到:

$$SQ = \frac{2 \cdot D \cdot P_o \cdot 10^8}{\Delta B \cdot \eta \cdot K_c \cdot K_u \cdot f_r \cdot j} = 1.70\text{cm}^4 \quad (4.6)$$

选用 EC42 型磁心，磁心的窗口面积 $Q_T=240.24\text{mm}^2$ ，磁心有效截面积 $S_T=183\text{mm}^2$ ，窗口面积与截面积乘积为：

$$S_T Q_T = 4.40\text{cm}^4 > 1.40\text{cm}^4 \quad (4.7)$$

可以满足要求。

(8) 绕组的选取

选取磁心型号后，需要确定绕组的匝数和股数。因为原边绕组的电压波形为确定的方波，故根据电磁感应定律，利用最低开关频率时的伏秒关系可以求得原边匝数，然后，利用已知变压器激磁电感 L_m 值，根据电感的表达式即可求出变压器气隙的大小：

$$N_1 = \frac{U_{\min} \cdot T_{s\max} \cdot D}{S_T \cdot \Delta B} = 22 \quad (4.8)$$

$$\delta = \frac{A_e \cdot N_1^2 \cdot \mu_0}{L_m} \cdot \left(1 + \frac{\delta}{D_{cp}}\right)^2 \quad (4.9)$$

这里磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ 。可以求得气隙 δ 的大小为 0.99mm。

根据匝比 $n=0.33$ ，得到副边绕组的匝数为 $N_2=66$ 。在确定了变压器的匝数后，需要对实际工作中的最高磁密进行校验，校验公式为：

$$B_m = \frac{\mu_0 N_1 I_{lm}}{\delta} \quad (4.10)$$

这里， $I_{m\max}$ 为流过变压器原边激磁电感电流最大值。需要注意的是， $I_{m\max}$ 与流过原边绕组的电流最大值 I_{lm} 不同， I_{lm} 中还包含了副边折算回原边的电流，故实际流过变压器原边的电流 I_{lm} 要大于流过激磁电感的电流，但校验时需使用 I_{lm} ，计算方法如下：

(a) 首先求出谐振电感与激磁电感共同谐振时的电流值 I_s ：^[29]

$$I_s = \frac{n \cdot U_o + U_D}{4 \cdot L_m \cdot f_r} \quad (4.11)$$

上式中， U_D 为二极管的导通压降，查得二极管 60CTQ045 在 125°C 电流为 1.5A 时的导通压降约为 0.2V，故可求得 $I_s=3.63\text{A}$ ，而 $I_{m\max}=I_s$ 。

(b) 其次可以求得谐振电感电流过零点时的角度 θ_1 ：

$$\tan \theta_1 = \frac{2}{\pi} \left(1 - n \frac{2I_{in} - I_s}{I_o}\right) \quad (4.12)$$

I_{in} 为输入平均电流，为 $500/240=2.08\text{A}$ ， θ_1 为 32.2° 。

(c) 变压器原边电流最大值 I_{lm} 为：

$$I_{lm} = \frac{I_s}{\sin \theta_1} \quad (4.13)$$

带入数据得 $I_{lm}=6.81\text{A}$ 。

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

再返回校验最大工作磁密，将参数代入式（4.10）得 $B_m=0.237\text{T}$ ，故气隙和匝数的选取合格。

(9) 线径选取

导线线径选择时需要考虑导线的集肤效应，已知铜线的电导率 $\gamma=58\times 10^6/\Omega\cdot\text{m}$ ，磁导率 $\mu=\mu_0=4\pi\times 10^{-7}\text{H/m}$ ，当开关频率为 80kHz 时，穿透深度为：

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi f_r \mu \gamma}} = 0.23\text{mm} \quad (4.14)$$

故所有绕组都应该选取直径小于 $2\Delta=0.468\text{mm}$ 的铜导线。

根据变压器原副边电流有效值计算并绕股数。流过原边绕组的电流波形近似为正弦波，所以在计算时可简化为：

$$I_{1rms} = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} = 4.82\text{A} \quad (4.15)$$

副边电路采用全波整流，流过副边绕组的电流可以近似为正弦半波以简化计算，因此流过变压器副边绕组的电流平均值为负载电流平均值的一半，变压器副边电流有效值为：

$$I_{2rms} = \frac{\pi}{4} I_o = 1.18\text{A} \quad (4.16)$$

可分别得到原副边绕组截面积为：

$$S_1 = \frac{I_{1rms}}{j} = 1.20\text{mm}^2 \quad (4.17)$$

$$S_2 = \frac{I_{2rms}}{j} = 0.295\text{mm}^2 \quad (4.18)$$

因此，原边绕组选用线径 $d_1=0.4\text{mm}$ 的漆包线 10 股并绕，实际导线截面积为：

$$S_1 = 10 \cdot \left(\frac{d_1}{2}\right)^2 \cdot \pi = 1.256\text{mm}^2 > 1.20\text{mm}^2 \quad (4.19)$$

副边采用 $d_2=0.4\text{mm}$ 的高强度漆包线 4 股并绕，其截面积为 $S_2=0.502\text{mm}^2$ ，可行。

(10) 校核窗口面积

在确定了磁心，匝数，导线后需要进行磁心窗口面积的校核，校验公式为：

$$K_c = \frac{N_1 \cdot S_1 + N_2 \cdot S_2 + S_{aux}}{Q_T} = 0.214 < 0.3 \quad (4.20)$$

故综上所述：变压器选用 EC42 型磁芯， $N_1=22$ 匝， $N_2=N_3=33$ 匝， $N_4=N_5=3$ 匝，其余辅路都为 2 匝，即 $N_6=N_7=N_8=N_9=N_{10}=2$ 匝。

原边绕组 N_1 采用 0.4mm 铜线，10 股并绕；副边 N_2 ， N_3 采用 0.4mm 铜线 4 股并绕；其它辅路采用 0.4mm 铜线单股绕制。变压器绕制时应使原副边交替绕制，以尽量减少漏感。

磁分离（DM）变压器参数实测值：激磁电感 $L_m=129\mu\text{H}$ ，原边漏感 $L_\sigma=1.12\mu\text{H}$ 。

4.2.1.2 谐振电感的设计

(1) 磁心型号选取

根据前面的参数设计已得谐振电感 L_r 为 30uH。选取金宁磁业公司的 Mn-Zn 铁氧体材料 JP4A，窗口填充系数 $K_u=0.3$ ，铁氧体 $K_c=1$ ，工作最大磁密 $B_m=160\text{mT}$ ，电流密度 j 取 $400\text{A}/\text{cm}^2$ 。

从上面的计算结果可知：流过谐振电感的电流最大值为 $I_{rm}=6.81\text{A}$ ，有效值 $I_{rms}=4.82\text{A}$ 。然后根据 AP 法可得：

$$SQ = \frac{L_r \cdot I_{rms} \cdot I_{rms}}{B_m K_c K_u j} = 5642\text{mm}^4 \quad (4.21)$$

选择金宁公司的 EI40 型磁芯，有效截面积 $S_L=140\text{mm}^2$ ，窗口面积 $Q_L=160.75\text{mm}^2$ ，可得 $S_L Q_L=2.25 \times 10^4 \text{mm}^4 > SQ$ ，磁心可用。

(2) 电感匝数计算

计算谐振电感的绕组匝数和气隙大小：

$$N_r = \frac{L_r \cdot \Delta I_{max}}{\Delta B \cdot S_T} = 7.68 \quad (4.22)$$

$$\delta = \frac{\mu_0 \cdot N_r^2 \cdot S_L}{L_r} = 0.41\text{mm} \quad (4.23)$$

匝数 $N_r=8$ ，则 $\Delta B < 0.16\text{T}$ ，满足要求。重新计算气隙可得： $\delta=0.45\text{mm}$ 。

(3) 绕组导线选择

计算得到导线截面积 $S_r = I_{rms}/j = 1.20\text{mm}^2$ ，根据所计算的穿透深度限定电感绕组线径同样要小于 $2\Delta=0.46\text{mm}$ ，本文选用线径 $d_r=0.4\text{mm}$ 的漆包线 10 股并绕。

(4) 校核窗口面积

$$K_c = \frac{N_r S_r}{Q_L} = 0.25 < 0.3 \quad (4.24)$$

实测值：谐振感感值 $L_r=29.4\mu\text{H}$

4.2.1.3 磁集成变压器的设计

磁集成变压器的设计过程和参数跟磁分离式变压器一样，只是在绕制方法不同，从而得到特定值的漏感。选用 EC42 卧式磁芯，具体绕法如图 4.2 所示：

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

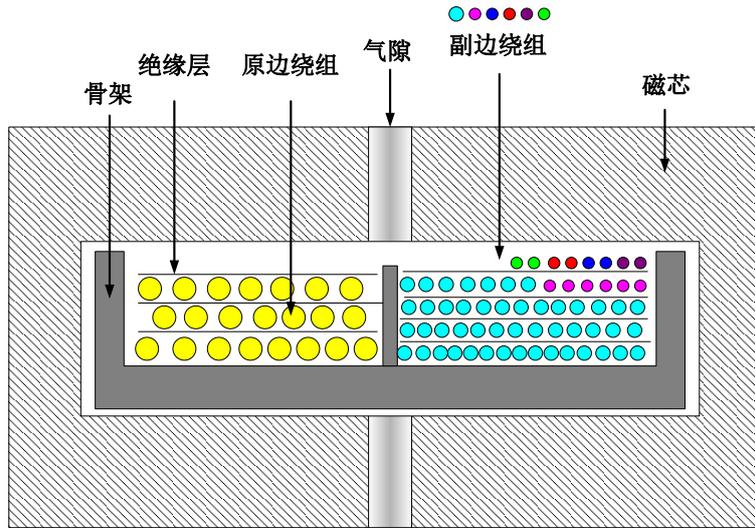


图 4.2 卧式磁集成变压器绕制方法

在绕制过程中，由于变压器漏感与绕制方法有很大关系，且不易计算，变压器原边漏感需要边绕制边测试边调整，以期达到需要的漏感值。具体方法是：由于匝数较多的绕组对漏感的影响最大，故首先分上下两段绕制变压器的原边和主要副边绕组（如图 2 所示），测量一次原边漏感，使其接近想要的漏感值：若测量值偏小，则加大原副边之间的距离，减少它们的交叠面积；若测量值偏大，则减小原副边之间的距离，适当增加它们的交叠面积。在接下来绕制其它匝数较少的辅路绕组的过程中，同理，若测量值偏小，则将绕组绕在副边绕组一段；若测量值偏大，则将绕组绕在原边绕组一段。表 4.1 所示为变压器的激磁电感和漏感值在不同频率，不同直流偏置下的测试值。图 4.3 为其变化趋势。

表 4.1 不同直流偏置下的激磁电感（前）/漏感值（后）（单位： μH ）

频率(kHZ) 电流偏置(A)	40	66	100
3	133.2/29.6	130.5/27.8	128.2/24.8
5	131/29.6	129.7/27.8	128/24.8
7	129.9/29.6	128.3/27.7	126.7/24.7
10	122/29.4	121/27.4	118/24.4
12	100/28.3	99/26	95/23.3
13	68/25	67/24	63/20
15	30/19.4	29/17.7	27/14.4

由图 4.3 可知，总体趋势激磁电感随着偏置电流的增大而减小，当偏置超过 10A 后，感值迅速减小，说明磁芯接近饱和，而频率对激磁感的影响不大。由图 4.4 可知，变压器漏感大小

受频率影响较大，频率越高，感值越小，并且与激磁感类似的，偏置电流超过一定值时，漏感也会迅速减小。这也就便于解释为什么过载实验中变换器效率降低很多了。

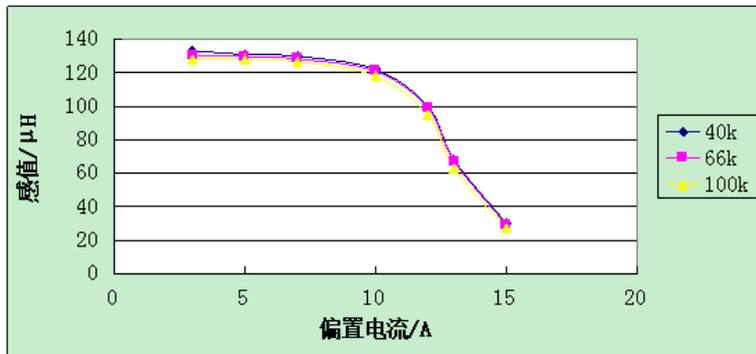


图 4.3 激磁电感测量值随偏置电流变化的曲线

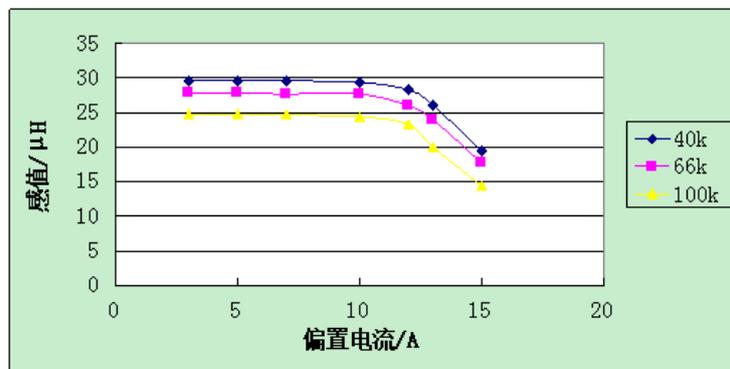


图 4.4 漏感测量值随偏置电流变化的曲线

4.2.1.4 功率器件选取

对于 LLC 半桥谐振变换器，原边开关管承受的最大电压为输入电压 300V，电流流过最大值由前面计算可知为 6.81A，考虑 1.5 倍过载，选用 IR 公司的场效应管 IRF460 (500V/21A, $R_{ds(on)}=0.27\Omega$)；副边整流二极管选用的是 BYT86-800。

辅路副边整流二极管由于功率不大，选用肖特基整流器二极管 1N5817 (20V/1A)。

4.2.1.5 其它参数的确定

输入滤波电容 C_{in} 选用规格为 200 μ F/450V 电解电容，主路输出滤波电容 C_{o1} 、 C_{o2} 选用规格为 100 μ F/450V 电解电容，其余辅路输出的滤波电容均选用 47 μ F/25V 的钽电容。

4.2.2 控制电路设计

LLC 半桥谐振变换器采用由意法半导体公司(ST)的 L6599 高压谐振控制芯片，图 4.5 为 L6599 及其外围电路设计图。其各种功能及实现方法介绍如下：

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

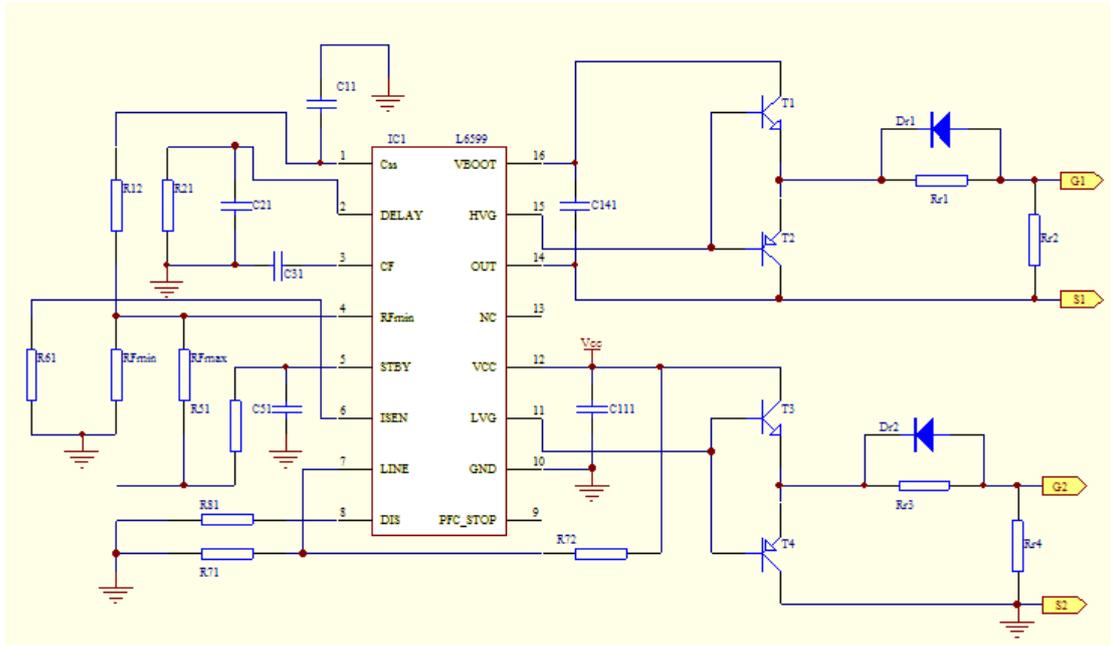


图 4.5 L6599 外围控制电路设计图

4.2.2.1 软启动

芯片 1 脚 C_{ss} 为软启动端，通过一软启动电容接地，在 1 脚和 4 脚间间接一电阻，用以设置芯片启动的频率以及使芯片再次软启动工作所需的时间。变换器的起机频率由 R_{ss} 和 RF_{min} 确定：

$$f_{start} = \frac{1}{3CF(RF_{min} // R_{ss})} \quad (4.25)$$

当 C_{ss} 充电到参考电压(2V)时，流过 R_{ss} 的电流变为零， R_{ss} 和 RF_{min} 并联，芯片此时输出的驱动信号具有最大频率。待电路实际输出电压接近额定输出电压值时，反馈电路开始工作，其中 R_{ss} 和 C_{ss} 值的选取方法为：

$$R_{ss} = \frac{RF_{min}}{f_{start} / f_{min} - 1} \quad (4.26)$$

$$C_{ss} = 3 \cdot 10^{-3} / R_{ss} \quad (4.27)$$

根据 L6599 datasheet 当中的建议： $f_{start} \geq 4f_{min}$ ，最小开关频率 f_{min} 应稍大于第二谐振频率 f_m ，故 $f_{start} = 120\text{kHz}$ 。

4.2.2.2 开关频率范围设置

LLC 半桥谐振变换器的最大开关频率由 RF_{max} 决定，通过 4 脚与光耦中三极管的集电极端相连；谐振变换器的最低开关频率则由 RF_{min} 确定，通过 4 脚与地相连。电路软启动过后，若输出电压仍小于额定电压时，光耦未工作，则反馈回路不工作，因此由 RF_{min} 控制芯片输出驱

动信号为最低频率 f_{min} ，变换器直流增益最大，输入电压升高。当输出电压逐渐升高时，输出端反馈信号通过光耦对 RF_{max} 上电流进行调节， RF_{max} 上有电流通过，4 脚的电压发生变化，并且改变了电容 C_F 的充放电频率，从而实现了变频控制的目的。电阻 RF_{min} 和 RF_{max} 的选取依据以下公式：

$$RF_{min} = \frac{1}{3 \cdot CF \cdot f_{min}} \quad (4.28)$$

$$RF_{max} = \frac{RF_{min}}{f_{max}/f_{min} - 1} \quad (4.29)$$

这里 f_{min} 取 45kHz，略大于 f_m ，以防止变换器工作在容性区域。 C_F 取 3nF，故 $RF_{min} = 16K\Omega$ 。 $RF_{max} = 5.1K\Omega$ 。确定了 RF_{min} 之后，即可确定 R_{ss} ， $R_{ss} = 5K\Omega$ 。进而求得 C_{ss} 取为 470nF。

4.2.2.3 轻空载突发模式

L6599 的间歇性工作或者突发运行模式，是指一部分开关周期信号被较长时间的低电平信号隔开，此时开关管均关断，平均开关频率会有所下降，平均激磁电流也相应减小，损耗也将减小。5 脚(STBY)的电压与一芯片内部基准电压 1.25V 比较，当电压低于基准值时，芯片进入休眠状态，当电压超过基准电压 50mV(即为 1.3V)时芯片重新启动。4 脚通过电阻与光耦的三极管集电极相连，该阻值大小决定了芯片进入突发模式后电路的工作频率。其原理与 4 脚类似，故可采用计算 RF_{max} 的方法计算该电阻值， $R_5 = 47 \Omega$ 。

4.2.2.4 过流和短路保护

谐振半桥本质上是电压模式控制，因此输入电流的检测只是为了过电流保护 (OCP)。

前一章里，已经重点介绍过过流保护的原理，由前面的分析可得， $R_B = 180\Omega$ ， C_B 由 $R_B C_B = 10/f_{min}$ 来确定，这里 f_{min} 取 45kHz，由此可得 C_B 为 1 μ F。

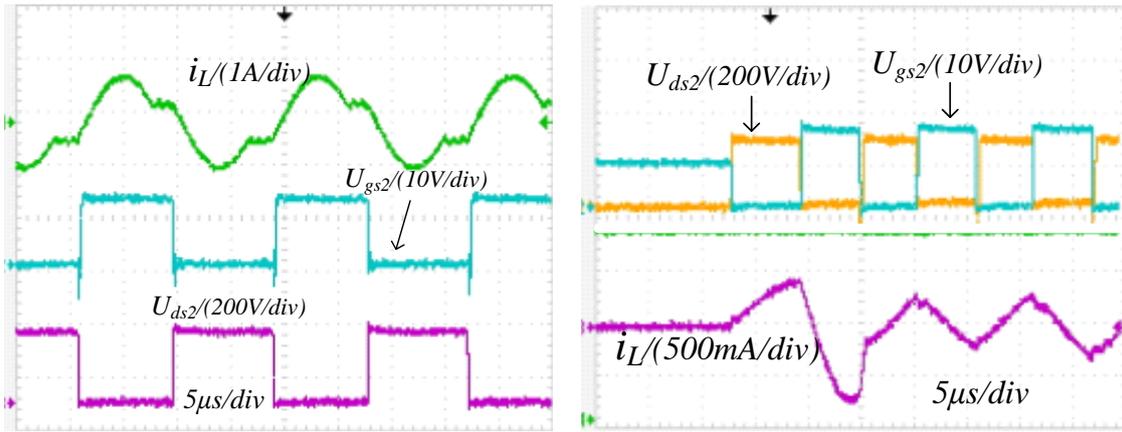
需要注意的是， R_B 的取值要经过实验进行修正。本实验中，经过修正， R_B 取值为 170 Ω ，设定在功率 1.5kW 时可以实现保护功能。

4.3 LLC 谐振变换器实验结果

正常工作时实验样机在额定输入满载和空载时谐振电感电流波形，开关管零电压开通波形等如图 4.6、图 4.7 示。

由图可知，本变换器上下两个主开关管可以在全部负载范围内实现零电压开通，并且流过电感的电流波形跟理论分析波形相符。

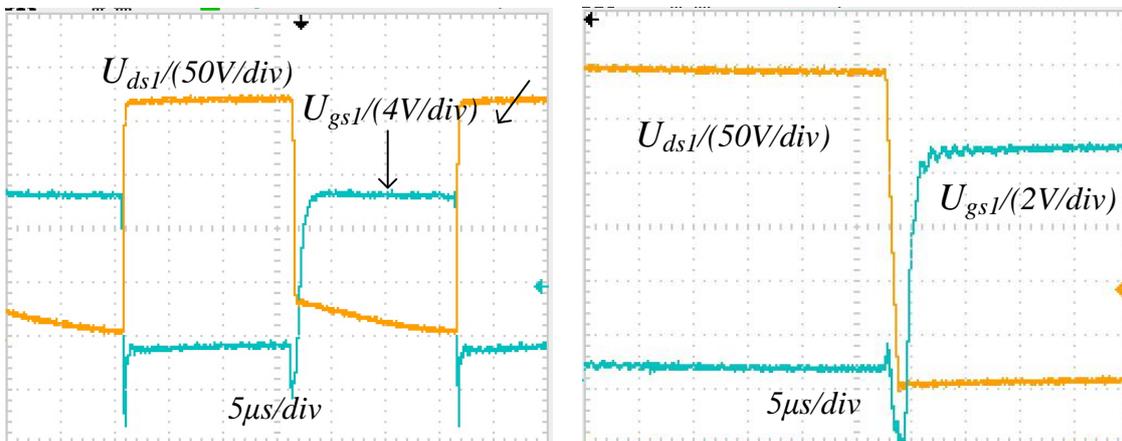
270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制



(a) 满载时开关管电压电流波形

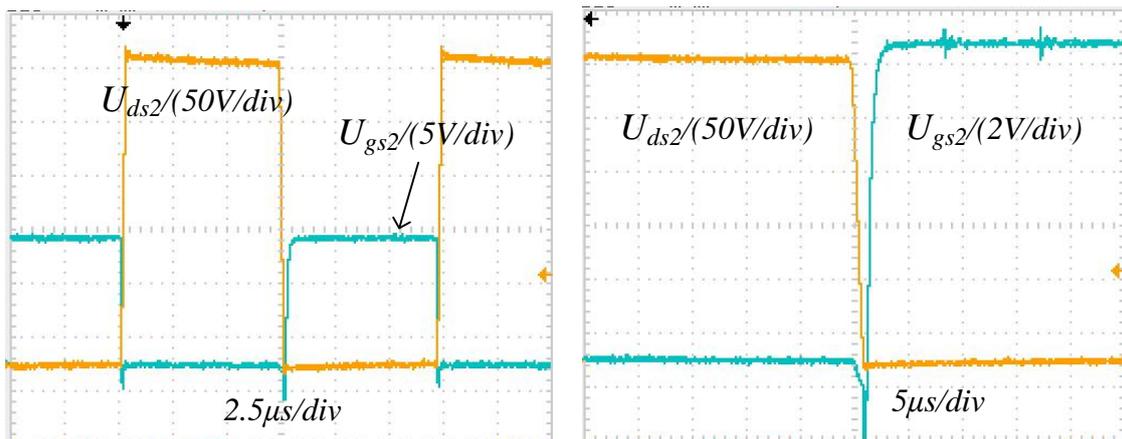
(b) 空载进入 Burst-Mode 后电压电流波形

图 4.6 满载和空载时开关管漏源电压，谐振电感电流波形



(a) 上管驱动和漏源电压波形

(b) 上管开通波形



(c) 下管驱动和漏源电压波形

(d) 下管开通波形

图 4.7 开关管驱动和漏源电压波形，开通瞬间波形

4.3.1 LLC 半桥谐振变换器磁分离样机实验结果

表 4.2 为磁分离样机在不同输入电压下, 不同输出功率时的效率测试数据, 其最高效率可达 93.9%, 在 400W 左右时达到。由于磁分离样机只作原理验证, 故磁分离样机的过载实验没有进行。只在后面的磁集成样机中进行了 800W 的过载实验。

表 4.2 磁分离样机不同输入电压时效率实验数据

Ui/V	Ii/A	Uo/V	Io/A	Po/W	效率	f _g /kHz
270.3	0.3675	360.1	0.234	84.3	84.8%	63.7
270.5	0.665	360	0.455	163.8	91.1%	63.0
270.5	0.978	360	0.682	245.5	92.8%	62.5
270.5	1.285	360	0.905	325.8	93.7%	62.1
270.5	1.624	360	1.142	411.1	93.6%	61.5
269.3	1.942	360.2	1.358	489.2	93.5%	60.5
301.1	0.324	360.3	0.233	83.9	86.1%	72.6
299.1	0.603	360	0.455	163.8	90.8%	71.5
299.3	0.877	360.1	0.676	243.4	92.7%	71.0
300.5	1.17	360	0.91	327.6	93.2%	70.5
300.3	1.448	359.9	1.134	408.1	93.9%	69.5
300.6	1.734	359.8	1.358	488.6	93.7%	68.7
240	0.419	360.2	0.233	83.9	83.5%	57.5
240	0.773	360.1	0.465	167.4	90.3%	56.5
240	1.095	360.2	0.675	243.1	92.5%	55.5
241	1.458	360.3	0.907	326.8	93.0%	54
240	1.816	360.4	1.135	409.1	93.9%	54.5
241	2.19	360.5	1.362	491.0	93.0%	53.2

图 4.8 磁分离样机的效率曲线。可见其在额定输入电压下具有较高的效率。由图可知, 变换器的最高效率约为 93.9%, 满足要求。图中不同输入电压下的效率曲线有几处交叉, 一般来说这是不太可能的, 原因除了认为读数误差外, 还有可能是电路本身的特点, 这将在本章的损耗分析一节中详细分析。

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

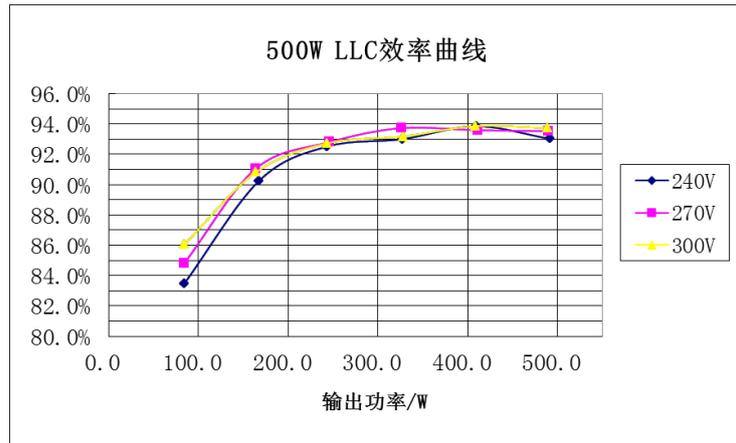


图 4.8 磁分离样机效率曲线

4.3.2 LLC 半桥谐振变换器磁集成样机实验结果

将 LLC 半桥谐振变换器的谐振感和变压器集成在一起，利用变压器的漏感全部作为 LLC 谐振变换器的谐振感，其设计方法在前一章中已经给出，磁集成后样机效率测试的数据如表 4.3 所示：

表 4.3 磁集成样机不同不同输入电压下实验数据

Ui/V	Ii/A	Uo/V	Io/A	Po/W	效率	f _s /kHz
240	0.4045	359.6	0.232	83.4	85.9%	67
240.5	0.749	360.3	0.457	164.7	91.4%	66
240.5	1.097	360.1	0.676	243.4	92.3%	65.1
240.4	1.488	360.2	0.905	326.0	91.1%	64
240	1.886	360.8	1.142	412.0	91.0%	63.2
241.9	2.286	361	1.37	494.6	89.4%	62
240.8	3.095	359.9	1.718	618.3	82.9%	56
240.5	4.31	359.9	2.276	819.1	79.0%	52
270.4	0.373	359.6	0.2324	83.6	82.9%	71
270.5	0.69	359.7	0.462	166.2	89.0%	68.5
271.1	0.994	359.8	0.682	245.4	91.1%	67.5
271.1	1.31	359.8	0.894	321.8	91.2%	66
269.9	1.65	359.8	1.132	407.3	91.5%	65
270	2.024	360	1.372	493.9	90.4%	63.5
271	2.695	359.9	1.718	618.3	84.7%	57.5
270.8	3.775	359.9	2.276	819.1	80.4%	54.5

299.6	0.3325	358.9	0.2345	84.2	84.5%	79
300.7	0.61	358.9	0.461	165.5	90.2%	78
300.3	0.895	358.9	0.683	245.1	91.2%	77
299.6	1.175	358.9	0.895	321.2	91.2%	75
299.7	1.478	358.9	1.13	405.6	91.6%	74
301.2	1.8	358.9	1.368	491.0	90.6%	72.5
301.1	2.34	359.9	1.718	618.3	87.8%	65.5
300	3.275	359.9	2.27	819.5	83.4%	62

图 4.9 为磁集成后样机的效率曲线。最高效率为 92.3%，在半载时达到；样机在 800W 过载时的效率在额定输入电压 270V 下为 80.4%，并且经过了 5 分钟的拷机测试。

从图中我们看到，变换器在过载时的效率较低，原因是变换器的变压器在设计时没有考虑过载时的效率，当变换器过载时，流过变压器原边的电流峰值大于额定值，导致变压器激磁电感接近饱和，激磁电感和谐振电感的感值将减小（在前面的表 4.1 中有所记述），导致谐振网络的工作参数发生了变化，无法工作在效率最优状态，故此时代效率大大降低。

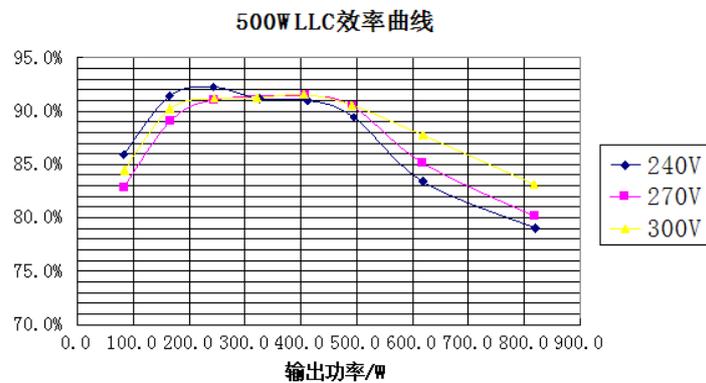


图 4.9 同输入电压下变换器效率曲线

4.4 损耗分析

前面给出了 LLC 半桥变换器的实验结果，本节对工作在额定输入，满载时的变换器进行了损耗分析。具体分析如下：

4.4.1 变压器损耗分析

表 4.4 变换器变压器参数

磁芯规格	EC42	磁芯损耗系数 K_{Fe}	$500kW/m^2$
磁芯有效长度 l_e	98.8mm	效截面积 A_e	$183mm^2$

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

铜电阻率 ρ	0.021 $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$	骨架截面周长 l_b	48mm
-------------	------------------------------------	--------------	------

LLC 谐振变换器中变压器的参数见表 4.4。变压器损耗主要包括铁损和铜损。铁损是频率、交流磁通幅值以及温度的函数，其主要由磁滞损耗、涡流损耗及剩余损耗组成，铜损则包括各绕组的铜损。为了计算铁损，先求变压器交流磁通幅值 ΔB ：

$$\Delta B = \frac{n \cdot U_o}{4 \cdot f_s \cdot N_1 \cdot A_e \cdot 10^{-6}} \quad (4.30)$$

实验测得额定输入输出时变压器的工作频率 f_s 约为 65kHz，故 $\Delta B = 0.48\text{T}$ 。故可计算铁损 P_{core_T} ：

$$P_{\text{core}_T} = K_{Fe} \cdot 10^3 \cdot (\Delta B)^\beta A_e l_e \cdot 10^{-9} \quad (4.31)$$

得到铁损 $P_{\text{core}_T} = 6.12\text{W}$ 。

流过变压器的电流不存在直流分量，故变压器的铜损为交流电流产生的损耗。故应计算绕组的交流电阻值，为计算交流电阻，首先需求得各绕组的直流电阻。在实际的绕制过程中，由于绕组厚度不能忽略不记，故绕组每匝的有效长度要大于骨架的有效长度。14 股导线绞合后的厚度 $t_1 = 1.4\text{mm}$ ，原边绕组分三层绕制，原边直流电阻为：

$$R_{dc1} = \frac{\rho \cdot N_1 \cdot (l_b + 3t_1) \cdot 10^{-3}}{S_1 \cdot n_{litz}} \quad (4.32)$$

计算得到 $R_{dc1} = 0.052\Omega$ 。

副边 4 股导线绞合后的厚度 $t_2 = 0.8\text{mm}$ ，副边绕组为四层绕制，故副边绕组的直流电阻为：

$$R_{dc2} = \frac{2 \cdot \rho \cdot N_2 \cdot (l_b + 4t_2) \cdot 10^{-3}}{S_2 \cdot n_{para}} \quad (4.33)$$

带入数据可得 $R_{dc2} = 5.89 \times 10^{-4}\Omega$ 。

绕组的交流阻抗与直流阻抗具有以下关系：

$$R_{ac} = F_r \cdot R_{dc} \quad (4.34)$$

因为变压器的原边采用多股导线并绕，集肤效应可以忽略，且流过原边绕组的电流近似为正弦波，故可计算出每层绕组的厚度与穿透深度的比值 X ，查表可知交流电阻系数。对于原边绕组，

$$X = t / \Delta \quad (4.35)$$

带入求得穿透深度为 0.23mm。故查表可知三层原边绕组的交流电阻系数 F_{r1} 为 17.5，故原边绕组的交流电阻 $R_{ac1} = 0.908\Omega$ 。

副边绕组 $X = 0.2 / 0.1378 = 1.451$ 。计算得到： $F_{r2} = 2.592$ ，故副边绕组的交流电阻 $R_{ac2} = 1.006 \times 10^{-3}\Omega$ 。

求出了原副边绕组的交流电阻，就可以计算变压器的铜损。通过仿真和实验得到原边绕组

电流有效值 $I_{1rms}=4.82A$ ，副边绕组电流有效值 $I_{2rms}=1.18A$ 。故绕组铜损 P_{copper_T} 为：

$$P_{copper_T} = I_{1rms}^2 \cdot R_{ac1} + I_{2rms}^2 \cdot R_{ac2} \quad (4.36)$$

代入数据得铜损 $P_{copper_T}=20.91W$ 。

故该变压器的总损耗 P_{total_T} 为：

$$P_{total_T} = P_{core_T} + P_{copper_T} \quad (4.37)$$

代入数据得变压器总损耗 $P_{total_T}=27.03W$ 。

4.4.2 谐振电感损耗分析

谐振电感损耗分析与变压器的损耗分析类似，因为同是磁性元件，且流过的电流波形相似。磁极成的变换器样机中电感的具体参数如表 3.1 所示。

谐振电感电流波形也近似为正弦波，交流磁通幅值可以在最高工作磁密时计算，故 $\Delta B=0.48T$ 。

根据(4.31)，电感的铁损为：

$$P_{core_Lr} = K_{Fe} \cdot 10^3 \cdot (\Delta B)^\beta A_e I_e \cdot 10^{-9} = 7.59 \times 10^{-4} W \quad (4.38)$$

然后根据公式(4.32)计算电感的直流电阻：

$$R_{r_dc} = \frac{\rho \cdot N_r \cdot l_b \cdot 10^{-3}}{S_r \cdot n_{rlitz}} = 0.017\Omega \quad (4.39)$$

电感采用多股导线多层并绕，流过谐振电感绕组的电流近似为正弦波，单层绕组的厚度 $t=0.8mm$ ，单层绕组厚度与穿透深度 Δ 的比值为：

$$X = \frac{t}{\Delta} = \frac{0.79}{0.1378} = 5.73 \quad (4.40)$$

通过查表^[53]得到交流电阻系数，绕组的交流电阻系数 F_r 为 5.6，故电感交流电阻为：

$$R_{r_ac} = F_r \cdot R_{r_dc} = 0.0952\Omega \quad (4.41)$$

计算完电感的交流电阻，然后计算电感的铜损，电感电流有效值 $I_{rms}=4.82A$ ：

$$P_{copper_Lr} = I_{rms}^2 \cdot R_{r_ac} = 2.21W \quad (4.42)$$

最后计算电感的总损耗：

$$P_{total_Lr} = P_{copper_Lr} + P_{core_Lr} \approx 2.11W \quad (4.43)$$

4.4.3 开关管的导通损耗

在 LLC 半桥谐振变换器中，导通损耗包括原边主开关管以及副边整流二极管的导通损耗。

(1) 主开关管的导通损耗

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

为了导通损耗，需要知道流过开关管的电流有效值 I_{Qrms} 。通过仿真与实验可知，流过开关管的电流有效值为 $I_{Qrms}=2.4A$ ，IRFP460 的导通电阻 $R_{ds(on)}=0.27\Omega$ 。故主开关管的导通损耗 P_{cont_Q} 为：

$$P_{cont_Q} = 2 \cdot I_{Qrms}^2 \cdot R_{ds(on)} = 3.11W \quad (4.44)$$

(2) 整流二极管的导通损耗

整流二极管 60CTQ045 的导通压降 $U_{D(on)}$ 为 0.53V，流过整流二极管的电流的有效值为 $I_{Drms}=0.6A$ ，故四只整流二极管的导通损耗 P_{cont_D} 为：

$$P_{cont_D} = 4 \cdot I_{Dav} \cdot U_{D(on)} = 1.272W \quad (4.45)$$

4.4.4 开关管的开关损耗

LLC 半桥谐振变换器的主开关管能够零电压开通，整流二极管零电流关断，故可认为主开关管与整流二极管的开关损耗忽略不计，开关损耗近似为 0。

4.4.5 开关管的驱动损耗

主开关管的驱动损耗与栅极电荷和开关频率有关，在频率固定的情况下应尽量选取栅极电荷较小的开关管，但一般导通阻抗低的开关管的栅极电容一般比较大。开关管驱动损耗的计算方法如下：

$$P_{drive_Q} = 2 \left(\frac{1}{2} C_{iss} U_{gs}^2 f_s \right) \quad (4.46)$$

IRFP460 的 $C_{iss}=3100pF$ ， $U_{gs}=15V$ ，故两路驱动损耗 $P_{drive_Q}=0.140W$ 。

4.4.6 总损耗与效率

图 4.10 为变换器满载时的损耗比例分布图，由图可见，变压器的损耗占据了总损耗的大部分，故要提高变换器效率需要对变压器进行进一步优化设计，而变压器损耗又分为铜损和铁损，铜损主要跟导线的阻抗和流过的电流有关：要减小绕组抗较为困难，主要是在设计中采用更少的绕组，同时为了减少穿透深度，适当降低开关频率；若减小流过绕组的电流，可以通过重新设计谐振网络参数，减小谐振电流峰值来减小损耗。

铁损主要与磁通变化量和铁磁材料的特性有关，通过选用体积更大、磁滞损耗更小的磁芯，可以减小磁通的变化量和损耗系数，从而减小铁损，但这需要跟变压器的体积综合考虑。

损耗中所占比例第二多的谐振电感的损耗与变压器损耗类似，减小损耗的方法也与变压器类似。

在实际的电路中，还会有输出滤波电容等效串联阻抗造成的损耗，控制电路的损耗等其它细微损耗。故损耗分析结果与效率测试实验结果有一定差距。

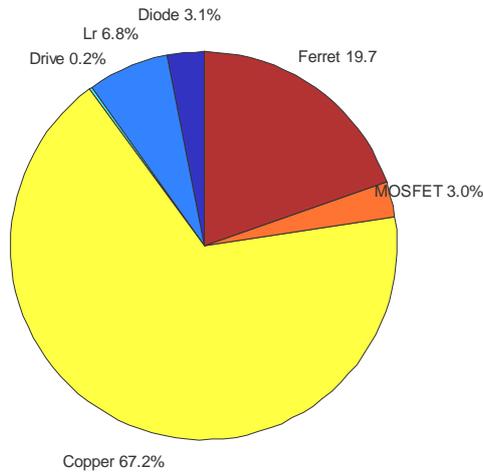


图 4.10 满载时电路损耗分布图

综上，可以得到当变换器在额定电压输入，额定负载时的总损耗为 P_{loss} ：

$$P_{loss} = P_{total_T} + P_{total_Lr} + P_{total_T} + P_{cont_Q} + P_{cont_D} + P_{drive_Q} = 31.09W \quad (4.47)$$

满载时的效率为：

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} \cdot 100\% = 93.8\% \quad (4.48)$$

图 4.11 所示为磁分离变换器在输入电压分别为 240V，270V，300V 时按照上述损耗分析方法计算得到的效率曲线，从图上可以看出，效率曲线趋势跟实验测得的结果基本一致，并且在输出功率较小时，效率曲线有交叠，原因是此时占损耗绝大部分变换器的变压器和谐振电感的铜损相同，而铜损相同的原因是原边电流和谐振电流有效值几乎相等，而其他部分相差亦不大，这就解释了为什么前面实验的效率曲线有个别点重叠的问题。

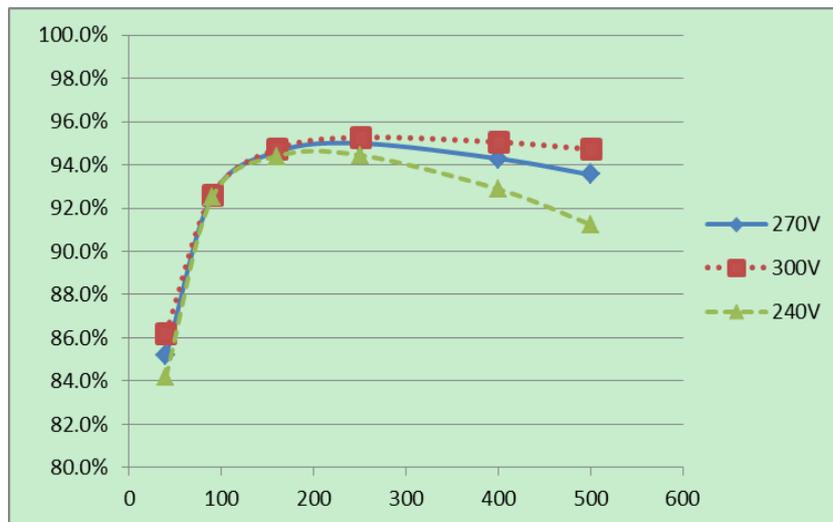


图 4.11 损耗分析得到的效率曲线

4.5 小结

本章在上一章的理论分析的基础上研制了两台额定功率为 550W 的 LLC 半桥谐振变换器样机，一台为谐振电感和变压器磁分离的样机，另一台为磁集成的样机，本章详细叙述了变压器和电感的设计步骤，以及控制电路的工作原理和外围电路的设计。最后通过测试电路主要节点的波形和效率测试数据验证了理论分析和设计参数的正确性和可行性。

第五章 500VA 三相航空逆变器两级联调实验结果

5.1 引言

本课题研究的是航空高压直流供电系统中的 270VDC-115V/400Hz 的两级式三相静止变流器，整个系统的主电路框图如图 5.1 所示。为了最终可以完整地工作运行，验证该两级式逆变器的设计正确性，本章首先进行了后级即双 Buck 逆变器的参数设计和调试，然后完成了两级联调实验。

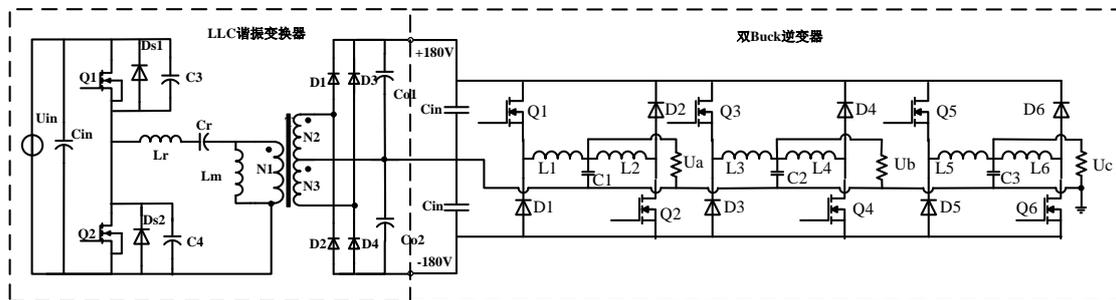


图 5.1 全系统主电路拓扑

5.2 后级逆变器实验参数

5.2.1 主电路参数：

后级逆变器的主电路为三相双 Buck 逆变器，其主电路如图 5.2 所示：

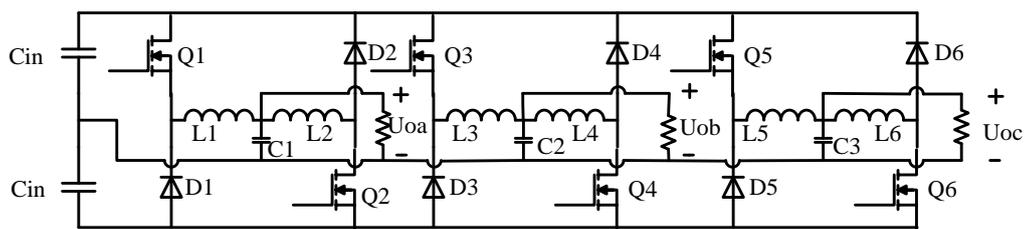


图 5.2 三相双 Buck 逆变器主电路图

(1) 功率管选取

根据性能参数要求，考虑三倍短路的要求开关管选取场效应管 SPA15N60C3(600V/15A)，二极管选择碳化硅二极管 CSD10060(600V/10A)。

根据设计要求，输入电压为 $\pm 180\text{V}$ ，取输入滤波电容为两个 250V/22 μF 串联，6 组并联。

(2) 电感设计

为减小磁芯的尺寸，考虑使用相对磁导率为 75 的磁芯，电感按 0.9mH 大小设计。

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

初选北京七星飞行电子有限公司的 Kool Mu 的磁芯 A75-269。根据该磁芯的大小可设定当感值为 0.9mH 时的匝数，设计电流的有效值为 3A 左右，根据 magnetics 公司的磁芯资料，可得到，感值为 1mH 时，需要绕制 110 匝。

(3) 滤波电容设计

滤波电容的作用是和滤波电感滤除输出电压的谐波分量，从减小输出电压的 THD，提高波形质量来说，滤波电容越大越好，可是滤波电容的增大，增大了系统的体积重量，无功电流加大，效率降低。选取输出滤波电容为 2 μ F，实验中用两个 1 μ F 的电容器并联，可以减小 ESR。

5.2.2 控制电路框图

控制系统框图如图 5.3 所示：

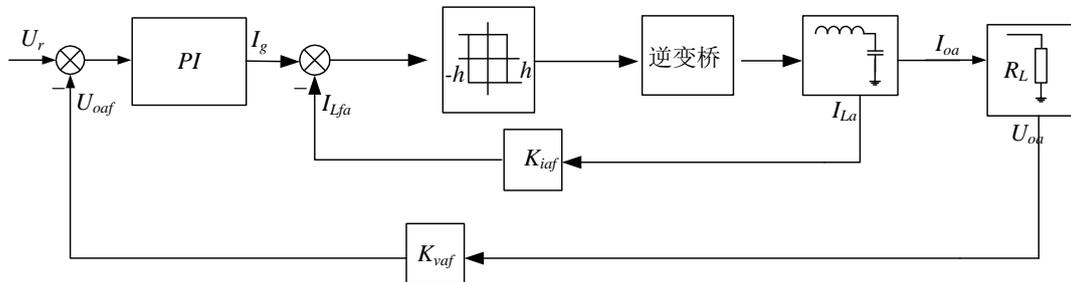


图 5.3 双 Buck 逆变器控制框图

控制电路采用滞环控制方案，通过输出电压和基准电压比较产生电流基准信号，基准电流与反馈电流经过滞环比较器可得到逆变器上下桥臂两开关管的控制信号。

5.3 两级联调实验数据及波形

5.3.1 实验数据

5.3.1.1 后级实验数据

表 5.1 为后级双 Buck 三相逆变器样机在不同输出功率时的效率测试实验数据。图 5.4 所示为后级双 Buck 三相逆变器的效率曲线。

表 5.1 双 Buck 三相逆变器的效率测试数据

U_i (V)	I_i (A)	$U_{a,b,c}$ (V)	$I_{a,b,c}$ (A)	$P_{a,b,c}$ (W)	P_o (W)	THD/(%)	效率
361	0.041	116.96	0	0	0	1.11	0
		115.55	0	0		1.53	
		115.15	0	0		1.03	
361	0.141	116.78	0.267	30.8	92.7	1.26	91.12%
		115.53	0.267	31.2		1.184	

		115.12	0.267	30.7		1.282	
361	0.216	116.63	0.423	49.3	146.7	1.267	94.11%
		115.32	0.423	48.8		1.101	
	0.216	115.01	0.423	48.6		1.198	
361	0.442	116.31	0.887	103.2	306.9	1.0431	96.18%
		115.06	0.887	102.1		1.0532	
	0.442	114.66	0.887	101.7		1.0514	
361	0.636	116.04	1.29	149.7	445.0	1.01	96.92%
		114.65	1.291	148.0		0.967	
	0.636	114.21	1.29	147.3		1.032	
361	0.843	115.6	1.721	198.9	591.9	1.121	97.26%
		114.15	1.725	196.4		0.932	
	0.843	113.87	1.722	196.6		1.02	
361	1.042	115.12	2.132	245.4	729.35	1.12	96.44%
		113.71	2.134	242.6		0.922	
	1.042	113.31	2.13	241.3		1.03	

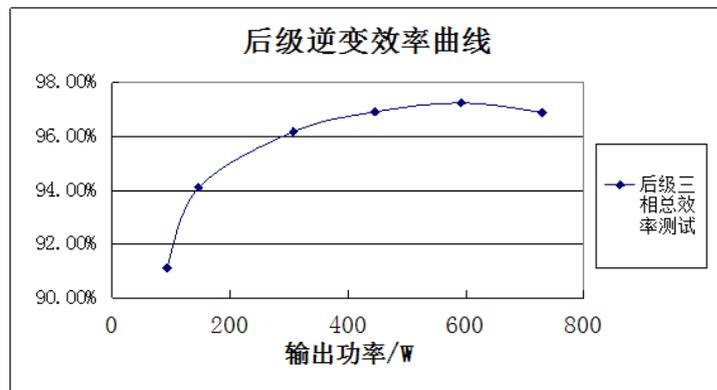


图 5.4 后级双 Buck 三相逆变器效率曲线

5.3.1.2 两级联调实验数据

表 5.2 为 500VA 两级式三相逆变器样机在不同输入电压下不同输出功率的效率实验数据。实验测定了从轻载到 750W 过载时的效率，并成功通过了 1.5 倍过载 5 分钟的试验。

图 5.5 所示为 500VA 两级式三相逆变器总的效率曲线，由图可知，变换器效率最高为 86.3%，额定输入下满载时效率可以达到 85%，满足设计要求。

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

表 5.2 两级式三相逆变器样机的效率实验数据

U_{in}/V	I_{in}/A	$U_{a/b/c}(V)$	$P_{a/b/c}(V)$	P_o/W	THD/%	效率
241	0.499	115.15	29.13	88.22	0.897	73.4%
		115.65	29.33		1.144	
		116.97	29.76		1.84	
241.8	0.762	115.05	48.3	146.9	1.322	79.7%
		115.51	48.47		1.012	
		116.88	50.13		1.146	
241.9	1.45	114.65	97.93	297.9	1.152	84.9%
		115.09	98.87		1.196	
		116.44	101.06		1.683	
240.1	2.146	114.24	144.62	440.0	1.487	85.4%
		114.69	145.77		1.132	
		116.02	149.58		0.946	
240.5	3	113.76	192.78	589.4	0.929	81.7%
		114.17	198.34		1.091	
		115.46	198.31		1.7	
241	3.98	113.12	245.4	737.8	0.919	76.9%
		113.78	245.6		1.4	
		115.14	246.8		1.16	
270.6	0.451	115.21	29.28	88.95	1.353	72.9%
		115.67	29.27		1.158	
		116.95	30.4		1.012	
271.1	0.68	115.13	48.32	146.83	0.911	79.6%
		115.56	48.46		1.138	
		116.85	50.05		1.23	
270.6	1.296	114.73	98.16	298.23	1.597	85.0%
		115.15	99		1.2	
		116.45	101.07		1.356	
270.3	1.89	114.33	144.82	440.27	1.128	86.2%
		114.74	145.81		1.189	
		116.07	149.64		1.484	

272	2.625	113.86	193.04	590.27	1.593	82.7%
		114.23	198.42		1.31	
		115.59	198.81		1.236	
271	3.46	113.32	245.2	737.2	1.32	78.6%
		113.8	245.2		0.912	
		115.12	246.8		1.18	
299.4	0.4055	115.13	29.25	88.93	1.092	73.2%
		115.61	29.26		1.28	
		116.94	30.42		1.117	
300.8	0.609	115.05	48.27	146.79	1.153	80.1%
		115.5	48.43		0.956	
		116.89	50.09		1.4	
299.6	1.153	114.67	97.92	297.85	1.403	86.2%
		115.08	98.83		1.093	
		116.45	101.1		1.427	
300.3	1.698	114.26	144.68	439.82	1.253	86.3%
		114.66	145.68		1.121	
		115.98	149.46		1.284	
300.6	2.3	113.81	192.89	589.52	1.42	85.3%
		114.14	198.2		1.148	
		115.46	198.43		1.006	
300.3	3.02	113.30	245.2	737.2	1.22	80.5%
		113.81	245.2		0.952	
		115.09	246.8		1.013	

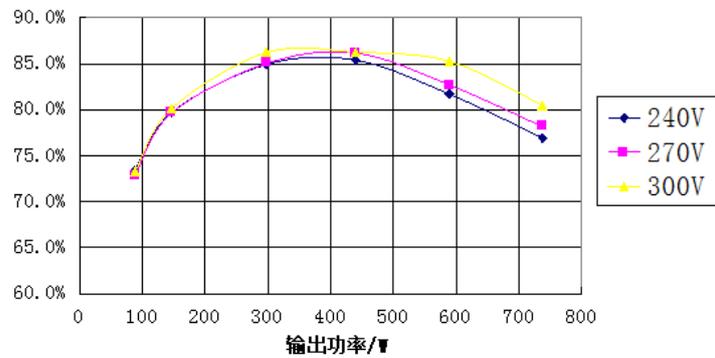


图 5.5 500VA 两级式三相逆变器效率曲线

5.3.2 实验波形

5.3.2.1 稳态波形

图 5.6 为三相基准实验波形，图 5.7 所示逆变器空载时的输出电压波形，图 5.8 为三相阻性满载时三相输出电压和一相电流波形，图 5.9 所示为感性满载时的三相输出电压和一相的电流波形。

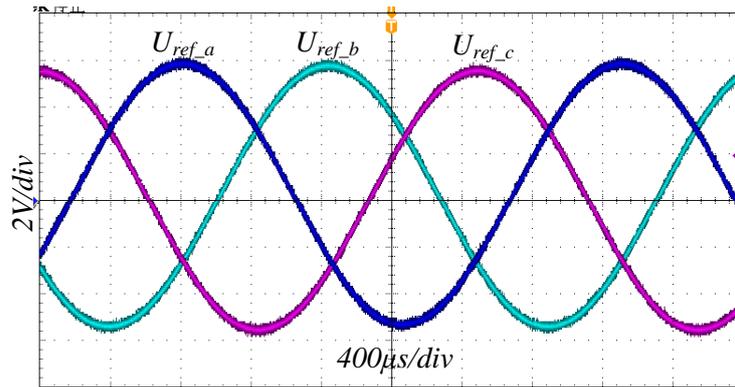


图 5.6 三相基准电压波形

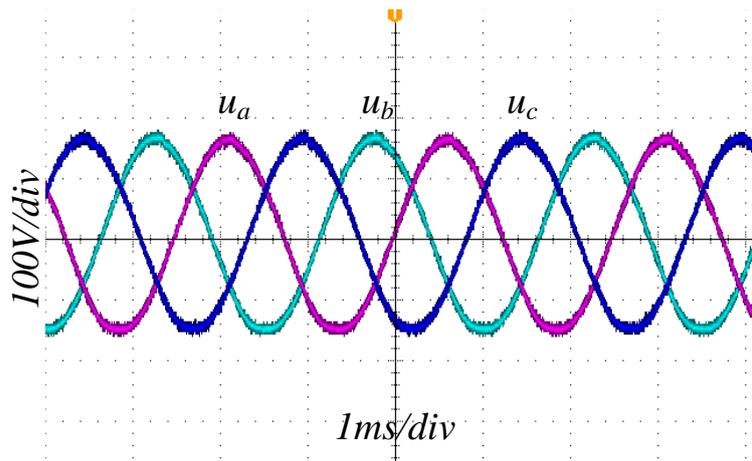


图 5.7 空载时三相输出电压波形

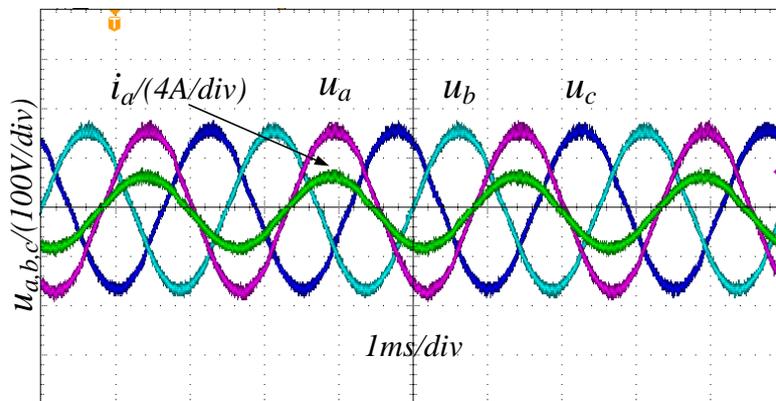


图 5.8 三相阻性满载实验波形

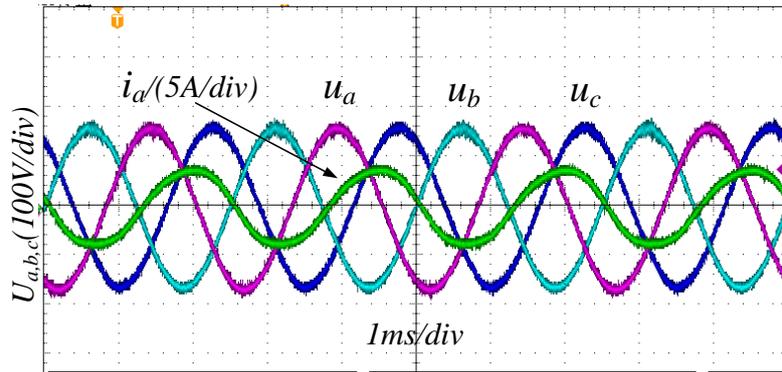


图 5.9 三相感性满载实验波形

5.3.2.2 联调短路实验

对任意相进行短路实验，短路方法：在空载时直接用空气开关将输出短路，输出短路电流为 4.5A，前级输入电压为 273V，电流 0.314A，损耗 85.6W。

图 5.10 所示为其中一相短路时三相输出电压波形。

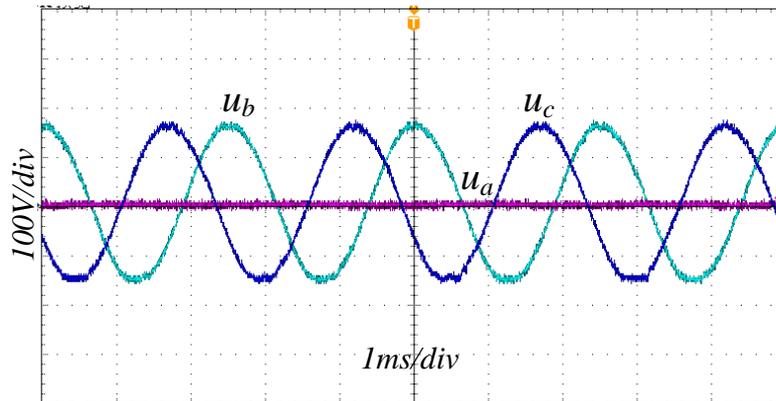


图 5.10 a 相短路时三相输出电压波形

图 5.11 为单相三倍短路时电流采样电阻两端电压波形：

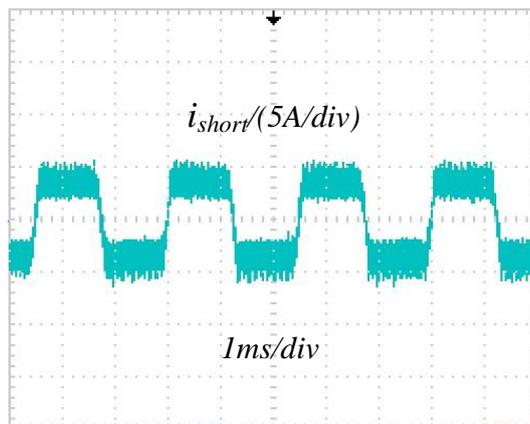


图 5.11 采样电阻反映短路电流波形

5.4 小结

本章给出了 500VA 两级式三相航空静止变流器的性能要求，给出了完整的主电路拓扑：即前级为 LLC 半桥谐振 DC-DC 变换器，后级为三相双 Buck 逆变器。然后简要介绍了双 Buck 逆变器样机的参数设计方法。最后分别进行了后级的单独调试和两级联调，给出了关键点波形，进行了效率测试实验，画出效率随功率变化的曲线，结果证明按照本文给出的设计方法设计的变换器符合厂家对变换器性能的要求。

第六章 总结

6.1 本文主要完成的工作

本文针对未来 270V 高压直流航空供电系统中的二次电源，研制了一台两级式三相逆变器，主要介绍了其中的前级 DC/DC 级并简要介绍了后级 DC/AC 级，完成的主要工作如下：

1、分析了三种谐振电路（SRC，PRC 和 SPRC）的工作原理和电路特性，把 LLC 谐振变换器等效为二端口网络，分析了变换器的 Q ， K 等参数对直流增益特性的影响。最后还用时域分析的方法，给出电路中的主要参数的设计方法。

2、研究了本变换器为实现高效率、高功率密度、安全运行所使用到的几种关键技术，包括磁集成技术和过流保护技术。详细给出了这几种技术的设计和使用原则和方法。

3、设计并制作了一台额定 270V 直流输入，主路 $\pm 180V$ 直流输出，额定功率为 550W 的半桥 LLC 谐振变换器，给出了详细的电路设计步骤和测试结果。结果表明本变换器具有较高的效率。

4、同后级进行了两级联调，实验结果证明本文阐述的两级式航空逆变器的设计方案正确可行，达到了厂家的性能要求。

6.2 下一步工作展望

1、可以进一步提高变换器的开关频率，同时综合考虑变换器的效率，优化电路参数，以达到减小体积，提高功率密度的目标。

2、由于传统的小信号模型是根据占空比建立起来的，对于变频调节来实现对输出电压控制的谐振变换器而言并不适合，如何建立 LLC 谐振变换器的小信号模型是下一步值得研究的方向。

3、平面变压器技术也是可以提高功率密度的有效手段，这在今后的研究中还可以进行深入探讨。

参考文献

- [1] 沈颂华. 航空航天器供电系统[M].北京: 北京航空航天大学出版社, 2005: 1~2
- [2] 严东超. 飞机供电系统[M].北京: 国防工业出版社, 2010.1
- [3] 蒋志扬, 李颂伦. 飞机供电系统[M].北京: 国防工业出版社, 1990: 3
- [4] 严仰光. 航空航天器供电系统[M].北京: 航空工业出版社, 1995:
- [5] 守门员. 飞机供电系统概论[EB/OL].超级大本营论坛, 2007-7-31
- [6] 陈卫华, 铁诚, 代振东等.飞机 270V 电源系统结构及仿真技术研究[J]. 飞机设计, 2010.1
- [7] J. A. Rosero,J.A.Ortega,E.Aldabas,et al. Moving towards a more electric aircraft .Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2007,22, 22 (3) :3-9
- [8] 陈卫华.飞机 270V 高压直流供电系统结构及仿真技术研究[D].南京航空航天大学, 2010: 14~15
- [9] H.Terashi, I.Cohen, T.Ninomiya. Novel Flyback DC-DCconverter with improved Stability and Dynamic Response[A].ICPE01[C]. Seoul. :pp208-211 .
- [10] 金建华. DC-DC 反激拓扑二次侧同步整流控制芯片的实现[D]. 电子科技大学, 2008(4): 14-24
- [11] 宋辉淇, 林维明. 反激同步整流变换器的损耗模型分析[J]. 中国电工技术学会电力电子学会第十届学术年会论文集, 2007
- [12] 薛飞, 丁泳鑫等. 峰值电流控制 FAC 变换器小信号建模与分析[J], 电力电子技术, 2011,06: 32~34
- [13] 薛飞. 高变比直直变换器研究[D]. 南京航空航天大学, 2009: 7~10
- [14] Bor-Ren Lin; Huann-Keng Chiang; Chien-En Huang. Analysis, Design and Implementation of an Active Clamp Forward Converter with Synchronous Rectifier. TENCON 2005 IEEE Region 10 pp.:1-6
- [15] 刘大刚.500VA 航空静止变流器的研制.[D],南京,南京航空航天大学.2009,1: 10~24.
- [16] Yilei Gu, Zhengyou Lu, Zhaoming Qian, Three level LLC series resonant DC/DC converter, Proc IEEE, APEC, Vol.3, 2004, pp:1647~1650
- [17] 丁道宏, 电力电子技术, 北京: 航空工业出版社, 1999: 194~200
- [18] 陈凯.6KVA 三相四桥臂逆变器的研究[D].南京航空航天大学, 2011: 3~4
- [19] M. Matsui, M. Nagai, M. Mochizuki, et al, High-frequency link DC/AC converter with suppressed voltage clamp circuits-naturally commutated phase angle control with self turn-off

- device, IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(2): 293~300
- [20] Minchao Huang, Weixun Lin, Jianpin Ying, Novel current mode bi-directional high-frequency link DC/AC converter for UPS, IEEE PESC, Fukuoka, Japan, 1998,2: 1867~1871
- [21] 陈威,吕征宇.第四类 LLC 谐振变流器模块功能准同构拓扑探求及变形研究[J].中国电机工程学报,2009,29(9):35~41.
- [22] Liu,R.Lee,C.Q.The LLC-type series resonant converter-variable switching frequency control. Proceedings of the 32nd Midwest Symposium on Circuits and Systems,1989,1:509~512.
- [23] J. A. Sabat \acute{e} M. M. Jovanovic, F. C. Lee, R. T. Gean, Analysis and design-optimization of LCC resonant inverter for high-frequency AC distributed power system, IEEE Transactions on Industry Electronics. Vol.42, No.1, February 1995: 63~70
- [24] Tobias Tolle, Thomas Duerbaum, Modelling of ZVS transitions in asymmetrical Half-bridge PWM converters, IEEE PESC, Vancouver, BC, 2001,1: 308~313
- [25] 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,2008,28(33): 6~11.
- [26] JANG. Y, MILAN. J. Soft-switched full-bridge converter. US Patent, No.:6392902, 2002
- [27] Yang Bo, Ren Yuancheng, Lee Fred C, Integrated magnetic for LLC resonant converter, IEEE APEC, Dalas, Texas, USA, 2002,2: 346~351
- [28] 朱立泓. LLC 谐振变换器的设计[D]. 浙江, 杭州: 浙江大学. 2006.5:57-61
- [29] Yang Bo, Lee Fred C, Zhang Alpha J., et al, LLC resonant converter for front end DC/DC conversion, IEEE APEC, Dallas, TC, 2002,2: 1108~1112
- [30] 江雪. 半桥 LLC-4 谐振变换器的研究[D]. 江苏, 南京: 南京航空航天大学. 2010.1:41-49
- [31] 冯阳. 适用于 DC-DC 模块电源的 IM-FAC 变换器[D]. 南京: 南京航空航天大学. 2006.1
- [32] 顾亦磊, 杭丽君, 吕征宇等, 非对称结构多路输出 LLC 谐振型变换器, 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 82~87
- [33] 钱海于, 锁平, 陈乾宏. 准谐振和同步整流技术在反激变换器中的应用[J]. 中国电工技术学会电力电子学会第十一届学术年会, 2008,:2-4
- [34] 彭政, 阮新波. 120W 电源适配器的研制[J]. 电力电子技术. Oct, 2005, 39(5):122-125
- [35] Makoto Takashima, Yoshimichi Hirokawa, Synchronous rectification switching power supply[P]. US Patent, No.:7116562, Oct, 2006:2-12
- [36] Patrizio Vinciarelli. Buck-boost DC-DC switching power conversion[P]. US Patent, No.:6788033, Sep, 2004:1-41
- [37] Ning Dai, LEE F C. Design of a high density low-profile transformer. IEEE Applied Power

270VDC 输入 500VA 三相航空静止变流器的研制

Electronics Conference and Exposition, March, 1996, 17(1):434-400

- [38] Sakai E, Harada K. Synchronous rectifier for low voltage switching converter. IEEE Telecommunications Energy Conference, Nov, 1995:471-475
- [39] 沈萍.航空静止变流器 DC/DC 级的研制[D],南京: 南京航空航天大学.2008,1:49~51.
- [40] Qiong Li, Fred C.Lee. Design consideration of the active-clamp forward converter with current mode control during large-signal transient. IEEE Power electronics, July, 2003, 18(4):958-965
- [41] Patrizio Vinciarelli. Factorized power architecture with point of load sine amplitude converters[P]. US Patent, No.:6975098, Dec, 2005:1-64
- [42] 赵修科.磁性元器件分册[M], 辽宁科学技术出版社, 2002.
- [43] Young-Goo Kang, Anand K. Upadhyay, Dennis L. Stephens, Analysis and Design of a half-bridge parallel resonant converter operating above resonance, IEEE Transactions on Industry Applications. Vol.27, No.2, March/April 1991: 386~395
- [44] Lazar, J. F., Martinelli. R, Steady-state analysis of the LLC series resonant converter, Applied Power Electronics Conference and Exposition.Vol.2, March 2001: 728~735
- [45] Yan Liang, Wenduo Liu, Bing Lu, J. D van Wyk, Design of integrated passive component for a 1 MHz 1 kW half-bridge LLC resonant converter, Industry Applications Conference.Vol.2, Oct. 2005: 2223~2228
- [46] L6599 High-voltage resonant controller datasheet. ST Microelectronics, 2006:23~26.
- [47] 张超, 管松敏, 陈乾宏. 适于航空高压直流供电的 1kW LLC 全桥变换器[J]. 电力电子技术, Vol.45, No.6, 2011.6: 29~31
- [48] 洪峰, 刘军. 滞环电流控制型双 Buck 逆变器[J]. 电工技术学报, 2004, 19 (8) :73~77
- [49] Bo Yang.Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System[D].Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003
- [50] 李正兴.6kVA 单相中频逆变器的研制[D].南京: 南京航空航天大学, 2007
- [51] 杨益平.谐振 DC/DC 变换器的研究[D].浙江: 浙江大学, 2005.
- [52] Adragna, C.; De Simone, S.; Spini, C. A design methodology for LLC resonant converters based on inspection of resonant tank currents[A], Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 23rd Annual IEEE[C],FEB 2008.
- [53] J. Lopera, M. Prieto, A. Pernia, M. de Graaf, W. Waanders, L. Alvarez, Design of Integrated Magnetic Elements Using Thick-Film Technology[A], IEEE-APEC[C], 1998, pp.407-413.
- [54] 金宁软磁铁氧体磁芯手册.南京:金宁三环高科技磁业有限公司,2003.
- [55] Conor Quinn, Karl Rinne, Terence O Donnell, et al. A review of planar magnetic techniques and

technologies[C]. IEEE-APEC, 2001, 14 (3): 1175-1183.

[56] 陈乾宏, 开关电源中磁集成技术的应用研究[D], 南京: 南京航空航天大学, 2001

[57] 洪峰, 单任仲, 王慧贞, 严仰光, 一种新型的磁集成双 Buck 逆变器[J], 电工技术学报, 2007.

致谢

在我的硕士毕业论文完成也可以说是硕士阶段的学习即将结束之际，我百感交集。对于某些同学而言，他们在校的学习生涯永远地结束了，永远告别了校园，也许以后再也不会踏进教室，也许再也不会聆听老师的教诲，也许再也不会跟同学热烈的讨论……但是，学习是永无止尽，无处不在的。硕士对于我而言则是一块里程碑，标识出我在人生的路上走了多远以及下一步在哪里，离目标还有多远。可以肯定的是，无论在什么地方，处于何种境地，我永远不会放弃学习，放弃学习就意味着放弃对理想的追求。

谈到感谢，首先要向我的导师龚春英教授表示崇高的敬意与衷心的感谢。龚老师一直以来在学术上的悉心指导我，在生活上的关怀我。至今我还记得大四那年夏天，初识龚老师时的点点滴滴。在熟悉了龚老师之后，我认为龚老师最大的特点就是对人和蔼可亲、平易近人而同时对事确是一丝不苟、治学严谨。除此之外，她广博的学识、强烈的责任感、淡薄名利的心态，都是我学习的楷模，跟随龚老师两年多的求学历程是我一生宝贵的财富！

在学习和研究的过程中，还得到了王慧贞、张方华、陈新、邓翔、秦海鸿等老师的指导，在此同样向他们致以诚挚的谢意！

感谢博士生师兄：陈杰、陈家伟、陈轶涵、韦徵、胡雪峰、张先进、马海啸等在学业上的指导。还要感谢已经毕业的师兄师姐：丁泳鑫、江雪、朱铭炼、朱晓亮、陈以明、陈凯等给予我的帮助。感谢同届的李臣松和王璐，他们跟我一样同是龚老师的弟子，多年来一起奋斗的日子将是我人生中难忘的回忆。还有同届的室友孟乐轩、李二飞以及本科就认识的好友刘少威、石拓、陆凯成、管松敏、陈哲、刘硕、朱琦、仇斌等给我在各方面的帮助。感谢师弟师妹：王雪钰、王峰、赵国庆、房玲、王颖、王赟程、张俊文、何凯益等给予的帮助和支持，在相互交流和探讨的过程中，学到了很多东西。

感谢我的父母和所有亲属，是他们一直在背后默默地关心我、支持我、鼓励我！还有我的女友孟伟娟，谢谢你夏夜里陪我做实验到很晚的日子，谢谢你对我的理解、支持和帮助，愿我们有美好的未来！

最后，感谢审阅本文的专家和教授，向你们致敬！

薛飞

2011年12月

在学期间发表的论文及参与完成的项目

一、发表的论文

- [1] 薛飞, 丁泳鑫, 龚春英. 峰值电流控制 FAC 变换器小信号建模与分析. 电力电子技术, 2011 年 6 月.
- [2] 邓翔, 薛飞, 龚春英. 用于高压直流供电的三相航空静止变流器的研制. 电力电子技术, 已录用.

二、参与的项目

- [1] 完成 50W DC-DC 模块电源的研制;
- [2] 完成 500VA 两级式三相航空静止变流器的研制。