

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 21310162

浙江大学

博士/硕士专业学位论文



中文论文题目: 汽车应用 HV-LV DC/DC 变换器的设计研究

英文论文题目: Design of automotive HV-LV DC/DC Converter

申请人姓名: 徐晨汀

指导教师: 吴新科 教授

合作导师: _____

专业学位类别: 工程硕士

专业学位领域: 电气工程

所在学院: 浙江大学

论文提交日期 2016 年 3 月 10 日

**A Dissertation submitted to Zhejiang University in partial fulfillment of the requirements
for the degree of Master of Engineering**

Design of automotive HV-LV DC/DC Converter

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

Candidate: Chenting Xu

Supervisor: Prof. Xinke Wu



Zhejiang University, Hang Zhou, P. R. China, 310027

March, 2016

汽车应用 HV-LV DC/DC 变换器的设计研究



论文作者签名: 徐晟汀

指导教师签名: 吴新科

论文评阅人 1: 张军明

评阅人 2: 杭丽君

评阅人 3: 董伯蓉

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: 谢小高

委员 1: 吴新科

委员 2: 盛况

委员 3: 张军明

委员 4: 陈敏

委员 5: _____

答辩日期: 2016.3.7

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：徐晨汀 签字日期：2016 年 3 月 9 日

PMIC会员单位内部使用，不得

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：徐晨汀

导师签名：吴利科

签字日期：2016 年 3 月 9 日

签字日期：2016 年 3 月 13 日

摘 要

随着国内汽车保有量的飞速增长,城市尾气污染日益加重,对石油的依赖度大幅增加。纯电动汽车(EVs)和插电混合动力汽车(HEV)使用电能作为能源,具备节能环保低噪音等优点,随着近年来电动汽车的制造技术发展成熟,电动汽车的成本快速下降,并逐渐拥有了自己的市场。

电动汽车的电气系统是全车的核心部分,它主要由高压动力电池,低压蓄电池,电动机,高压负载,低压负载,电池管理系统等构成,其中高低压电池分别给高低压负载供电。由于低压电池的储能有限,为保证低压负载的长期稳定供电,电动汽车的高低压电池间通过一级 HV-LV DC/DC 变换器相连,高压动力电池通过此变换器给低压负载提供电能,同时给低压蓄电池充电。本文针对电动汽车车载高压(High Voltage, HV)-低压(Low Voltage, LV) DC/DC 变换器的宽范围输入输出电压,低压大电流输出,高低压隔离等应用特点,选用结构简单,可实现开关管零电压开通的移相全桥拓扑设计了一款 2.2kW 车载 HV-LV DC/DC 变换器,并在原边增加了外加电感,箝位二极管,隔直电容以增大电路 ZVS 范围,箝位整流管上电压振荡和防止变压器偏磁。同时副边选用带同步整流的中心抽头整流结构,以提升变换器效率。在此基础上,为保证变换器的长期稳定运行,本文对变换器的保护功能,调压功能和通信功能等进行了设计,并给出了样机的测试实验结果。

关键词: 车载 HV-LV DC/DC 变换器, 移相全桥(PSFB), 同步整流

Abstract

With the rapid development of economy and people's living standard, the domestic car ownership, especially the family car ownership maintains a fast growth for many years, it has come to 1.69 billion by the end of oct.2015. The pollution of the automotive exhaust is getting worse and the Dependence on oil is increasing, as there are more and more cars in the city. In recent years, Manufacturing technology of electric vehicles(EVs) has achieved great development. which makes EVs became part of the automotive market.

As the EVs use electric as power source, the electrical system is the most central part in EVs. The EVs's electrical system is constituted by High-voltage power battery, low-voltage battery, motor, high-voltage loads, low-voltage loads and so on. The high-voltage power battery powers the motor and high-voltage loads while the low-voltage powers the low-voltage loads. Since the low-voltage Battery energy storage capacity is limited, the high-voltage battery and the low-voltage battery is connected by a HV-LV DC/DC converter, so that the high-voltage battery can power the low-voltage loads and charge the low-voltage battery in the same time. Aiming at the application of Wide range input and output voltage, low voltage high current output, High and low voltage isolation requirements in automotive HV-LV DC/DC converter. two switch forward, half-bridge and full-bridge are analyzed and compared, and Phase-shift Full-bridge converter with Center tapped rectifier structure is chosen for its simple structure and and soft switching characteristics, and Synchronous rectification is used to achieve high efficiency. This dissertation introducing a resonant inductance and two clamping diodes in the primary side to achieve wider ZVS range, eliminates the voltage oscillation and Avoid bias magnetic problem, Protection scheme is also designed to Ensure circuit stability. The simulation and experimental results are presented to verify the theoretical analysis.

Key words: automotive charger; DC-DC converter; Phase-shift Full-bridge

目录

摘 要	I
Abstract	II
第 1 章 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 电动汽车发展趋势	1
1.1.2 电动汽车的电气系统	2
1.2 车载 HV-LV DC/DC 产品的应用现状	4
1.3 车载 HV-LV DC/DC 变换器应用特点	5
1.4 本文的主要研究内容	5
第 2 章 主电路拓扑分析选择	6
2.1 隔离型 Buck 拓扑分析对比	6
2.2 移相全桥拓扑存在的问题及改进	10
2.3 副边整流结构对比	13
2.4 变换器工作模态分析	14
2.5 本章小结	18
第 3 章 参数计算及损耗分析	19
3.1 变压器设计	19
3.1.1 变压器匝比 n 设计	19
3.1.2 变压器绕组设计	22
3.1.3 绕组绕制方式	23
3.1.4 变压器损耗分析	24
3.2 外加辅助电感 L_r 设计	26
3.2.1 外加电感值设计	26
3.2.2 外加电感绕组设计	27
3.3 输出滤波器设计	28
3.3.1 输出滤波电感值设计	28
3.3.2 输出滤波电容设计	29
3.4 开关管选择及损耗分析	30

3.5 同步整流设计	33
3.5.1 同步整流管驱动逻辑选择	33
3.5.2 同步整流管选择及损耗分析	34
3.6 其他损耗及整体损耗分布情况	36
3.7 本章小结	37
第 4 章 控制方案设计及实验结果	38
4.1 总体控制方案	38
4.2 主电路控制芯片 UCC28950	38
4.3 死区时间设计	39
4.3.1 原边死区时间设计	39
4.3.2 原副边死区时间设计	41
4.4 数字控制方案	44
4.4.1 数字控制芯片选型	44
4.4.2 控制算法介绍	44
4.4.3 调压功能设计	45
4.4.4 通信功能设计	46
4.5 保护功能设计	46
4.6 辅助供电功能设计	47
4.7 实验结果	48
4.8 本章小结	54
第 5 章 总结与展望	55
参考文献	56
攻读硕士学位期间所发表的论文	59
致谢	60

第1章 绪论

1.1 研究背景

1.1.1 电动汽车发展趋势

随着我国经济的不断发展,越来越多家庭开始将汽车作为日常出行的必备交通工具。近年来我国的汽车保有量呈现了快速增长的趋势,截止 2015 年 10 月底,中国机动车保有量达到了 2.76 亿辆,其中汽车 1.69 亿辆,成为了继美国后全球第二大汽车拥有国^[1]。如此巨大的数量机动车保有量在给民众出行带来方便的同时,却也带来很多现实的问题亟待解决。

传统汽车依靠燃料的燃烧作为其的动力来源。机动车的燃料主要有汽油、柴油和液化石油气三种。由于汽车气缸中燃烧温度高(1000~2000℃)、燃烧空间不足以及时间短的原因,使得燃料得不到完全燃烧,燃料燃烧后中就会形成一氧化碳(CO)、碳氢化物、氮氧化物、二氧化碳(CO₂)、铅化物、硫化物等化学成分,也就是人们常说的汽车尾气^[2]。汽车尾气往往不经处理就被直接排入大气中,随着汽车数量的不断增多,汽车尾气对城市空气的污染也在不断的加重,近些年“雾霾”“PM2.5”深刻影响着人们的日常生活。根据国家环保部对全国几大大气污染防治重点城市的来源解析工作表明,北京、杭州、广州、深圳等城市的首要污染源就是机动车,文献[3]指出杭州的 PM2.5 来源占比大致为机动车尾气占近 40%,燃煤占 33%,扬尘占 8%,其他则占 19%。可以说,如何解决汽车尾气带来的空气污染已经成为中国必须面对的一个大难题。

石油是古代有机物通过漫长的压缩和加热后逐渐形成的,它的产生至少需要 200 万年的时间,因而石油属于不可再生能源。目前汽车发动机的热效率普遍只有 20%-40%左右,宝贵的石油资源以燃烧这一利用率极低的形式被大量消耗。2011 年全国汽车消耗成品油约为 1.5 亿吨,约占全国成品油总消费量的六成^[5],随着中国汽车保有量的不断增长,这一比例还会继续提高。特别是中国原油产量近年来保持平稳态势,使得我国石油短缺的矛盾日益严重。因此,推动汽车技术革新,发展清洁可持续能源成为了中国汽车工业发展的重中之重。

在能源危机及环境保护形势日益严峻的今天,人们开始寻找传统燃油汽车的替代方案,包括纯电动汽车(Electric vehicle)、增程式电动汽车、混合动力汽车(Hybrid cars)、燃料电池汽车(Fuel cell vehicles)等在内的新能源汽车在近些年陆续推广开来。近年来我国政府也出台一系列措施鼓励新能源汽车的发展,其中包括推进充电设施建设和免征新能源汽车购

置税等,近日国务院召开常务会议,会上部署加快城市停车场和新能源汽车充电设施建设,为新能源汽车的普及继续拓宽道路。在此影响下,中国新能源汽车发展迅速。图 1-1 为中国汽车工业协会统计的我国的新能源汽车销量,2015 年 1~8 月,我国新能源汽车的产销量分别达到了 11.80 万辆和 10.87 万辆,同比增长 2.6 倍和 2.7 倍,产销量皆已远超 2014 年全年总量,销量呈现井喷态势,而根据国务院的规划,中国新能源汽车销量有望在 2020 年达到 200 万辆,其中大部分为纯电动汽车和混合动力汽车^[6]。

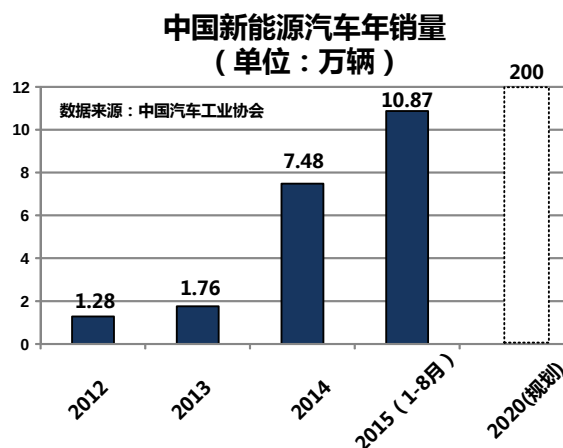


图 1-1 中国新能源汽车年销量图

纯电动汽车使用电池中储存的电能作为其唯一的能量来源,具有节能环保低噪声等特点,但是受限于电池技术发展,充电设施建设等因素的影响,直到近年来才开始逐渐进入市场。纯电动汽车技术是汽车技术,电机技术,驱动技术,电力电子技术,能源存储技术等有机结合,是其他电动汽车技术的基础,因此在我国目前的环境问题和能源问题突出的现实环境下,发展电动汽车,抢占技术高地的工作已刻不容缓。

1.1.2 电动汽车的电气系统

自德国人卡尔 弗里特立奇 本茨在 1886 年发明汽车以来,经过 100 多年的发展,汽车早已不仅仅是代步工具这么简单了。随着市场对汽车动力性,操作稳定性,安全性,经济性等要求的不断提高,现代汽车在包含原有的机械系统之外,往往还加入了各式各样的电气设备,如车灯,车内照明,车窗的电动升降器,雨刮器,智能仪表盘,车载影音,车载空调,倒车雷达,点烟器,电动天窗,安全气囊等。根据负载所需的供电电压等级不同,可将汽车负载分为高压负载和低压负载两种,传统汽车的电气系统主要由发电机,蓄电池进行供电,其中发电机作为主电源,它可以给高低压负载同时提供电能,而蓄电池作为辅助电源,当发电机不工作时由它给低压负载提供电能。随着越来越多的车载电气设备的使用,导致汽车发电机负荷的加大,从而影响了整个系统的稳定性^[7]。

纯电动汽车的电气系统结构如图 1-2 所示，在电动汽车的电气系统中，主要由高压动力电池，电动机，低压蓄电池，DC/DC 变换器，DC/AC 变换器，AC/DC 充电器，电池管理系统等构成。其中高压动力电池是电动汽车的首要储能设备，它通过一级 DC/AC 逆变器驱动电机，带动汽车行驶，同时还需要给高压负载，如空调系统等供电，因此为了保证电动汽车的行驶里程数，需要高压动力电池具备较高的储能量。目前高压动力电池主要以锂(Li)电池为主^[8]，通过多达上百节的锂电池并联成电池组，再将多组电池组串联，电池的电压可以达到 400V 电压等级，储存的电能根据串联电池组的多少从十几千瓦时到几十千瓦时不等，例如特斯拉 Model S 60kWh 版的电池板由 11 个电池方块串联而成，每个电池方块则包含 9 个电池组共 $69\times9=621$ 节锂电池。因此其包含的总电池量达到了 6831 节，它的总储能达到了 60kWh，大约是一个普通家庭一个月的用电量，使特斯拉 Model S60kWh 版的续航里程达到了 390 公里^[9]。

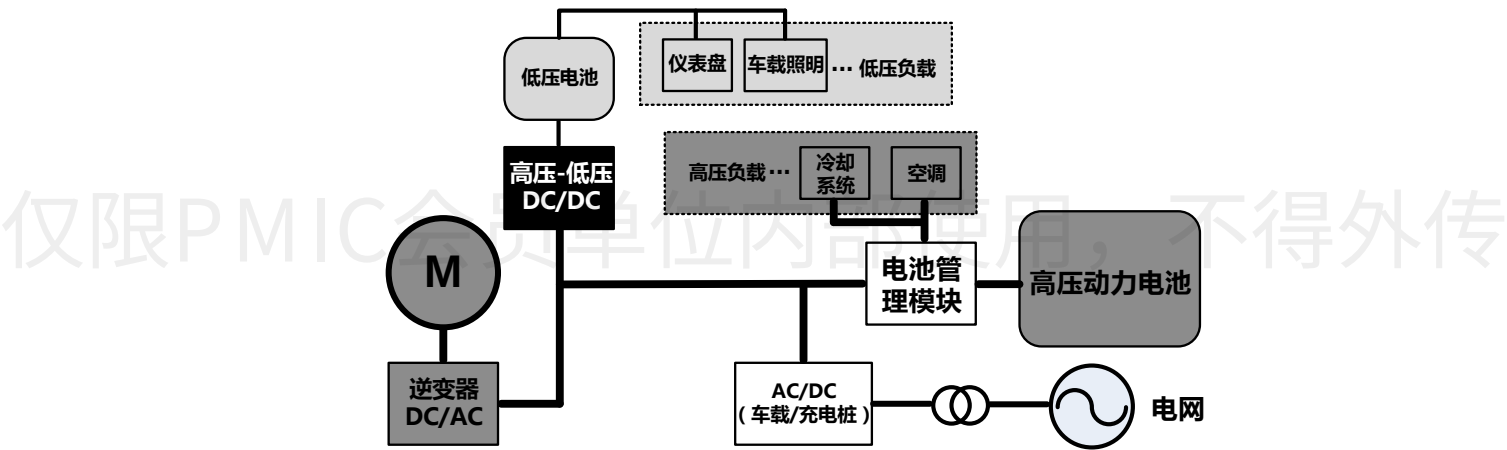


图 1-2 电动汽车电气结构框图

低压蓄电池是电动汽车中的次要储能设备，它的主要职责是给汽车低压负载提供电能。目前的汽车蓄电池主要以铅酸、镍基蓄电池等为主，这些蓄电池的储能往往十分有限，无法实现对低压负载的长时间供电，因而为了保证电动汽车长时间稳定运行，还需要一个更加持久的能源提供者。相比于低压蓄电池，高压动力电池储能充足，可以满足对低压负载的持续供电的要求。因此目前的电动汽车电气系统中高压动力电池和低压蓄电池之间还通过一级高压（High Voltage, HV）-低压（Low Voltage, LV）DC/DC 变换器(以下简称 HV-LV DC/DC 变换器)相连接,它将高压动力电池的 400V 电压等级的电能转化为低压电池的 12V 电压等级，使得电动汽车能够通过高压电池给低压负载供电，同时还可以给低压蓄电池进行充电，对于电动汽车长期可靠稳定的工作不可或缺。

1.2 车载 HV-LV DC/DC 产品的应用现状

随着电动汽车的市场越来越广阔，各大公司都加紧了针对电动汽车电气系统中的各零件设备的研发。例如在目前电动汽车 HV-LV DC/DC 变换器的市场上，Delta（台达），Valeo（法雷奥），LG，UAES（联合汽车电子）等国内外知名的电源公司和汽车零部件制造公司都推出了自己的产品。本文在对上述几家公司的多款产品的电气参数进行了调研后，得出了一个汽车 HV-LV DC/DC 变换器现有产品的电气特性参考值，参见表 1-1。

表 1-1 现有产品电气特性参数

电气规格	参数
额定功率	1.2-2.7kW
最大电流	116-200A
输入电压	240-500VDC
输出电压	9-16V
拓扑选择	隔离型 Buck
控制方式	模拟或数字
效率	宽负载范围下>90%

由于 DC/DC 变换器的输入侧和输出侧均为电池，而电池电压会根据储存的电能的多少而变化，且其电压的变化范围由选用的电池特性决定，因此 DC/DC 变换器的输入输出电压均为宽范围，从表 1-1 中可以看到，现有 DC/DC 变换器产品的输入电压范围大致为 240-500V，而输出电压范围大致为 9-16V。同时变换器涉及到高压到低压的转换，因此出于安全性能的考虑，所有的产品均采用了隔离型 Buck 拓扑。

根据不同车型用电量的不同，目前电动汽车 HV-LV DC/DC 变换器的额定功率主要有 1.2kW，1.8kW，2.2-2.5kW，3kW 等多个等级，本文中所调研的几款 HV-LV DC/DC 变换器产品额定功率在 1.6kW 到 2.7kW 间不等，因此在低压 12V 输出下其额定输出电流范围为 116A-200A，可见 DC/DC 变换器为低压大电流输出。在控制方式的选择上，模拟控制和数字控制均有被采用。另外 DC/DC 变换器的效率关系到变换器整体的发热情况和散热设计，也是 DC/DC 变换器的重要指标，本文中所调研的所有的产品都能够在一个较宽的

负载范围内达到 90%以上效率值。

由于车载零件严格的安全性能要求，因此车载 HV-LV DC/DC 变换器产品都具备包括温度，过压保护在内的各项保护功能，以保证产品的稳定性。同时汽车中通过电池管理模块对整个电气系统的工作状态进行监测和管理，因而要求 HV-LV DC/DC 变换器具备调压和通信等辅助功能。

1.3 车载 HV-LV DC/DC 变换器应用特点

通过上文对电动汽车电气结构的分析和对现有 HV-LV DC/DC 变换器产品的调研，可以总结出电动汽车 HV-LV DC/DC 变换器的特点：

- 1、400V 电压等级到 12V 电压等级降压电路
- 2、输入输出电压均为宽范围
- 3、低压大电流输出（12V/百安培）
- 3、具备高低压的电气隔离
- 4、具备完整的保护功能及调压，通信等辅助功能
- 5、宽负载范围下高效率

1.4 本文的主要研究内容

本文主要针对汽车应用 HV-LV DC/DC 变换器的设计方案进行了研究和探讨。论文结构安排如下：

第 1 章，绪论，介绍汽车应用 HV-LV DC/DC 变换器的应用背景，分析其应用现状，总结其应用特点。

第 2 章，根据 HV-LV DC/DC 变换器的应用特点进行拓扑的对比和选择。

第 3 章，详细介绍所设计变换器的主电路关键元器件参数的设计，并对变换器整体损耗情况进行了分析。

第 4 章，详细介绍变换器整体的控制方案和各辅助功能的设计方案，并通过实验测试变换器的工作性能。

第 5 章，对所设计的变换器进行总结和展望。

第2章 主电路拓扑分析选择

2.1 隔离型 Buck 拓扑分析对比

根据上文中对电动汽车 HV-LV DC/DC 变换器应用特点的总结, 可从隔离型 Buck 拓扑中选择适合这一应用的拓扑。目前应用较多的这类拓扑主要有双管正激变换器 (Two Switch Forward), 半桥变换器 (Half-Bridge) 和全桥变换器 (Full-Bridge) 等。下面就分别对上述拓扑的工作原理和特点进行简单分析^[10]。

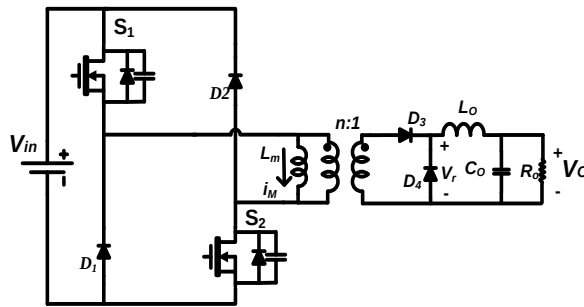


图 2-1 双管正激电路图

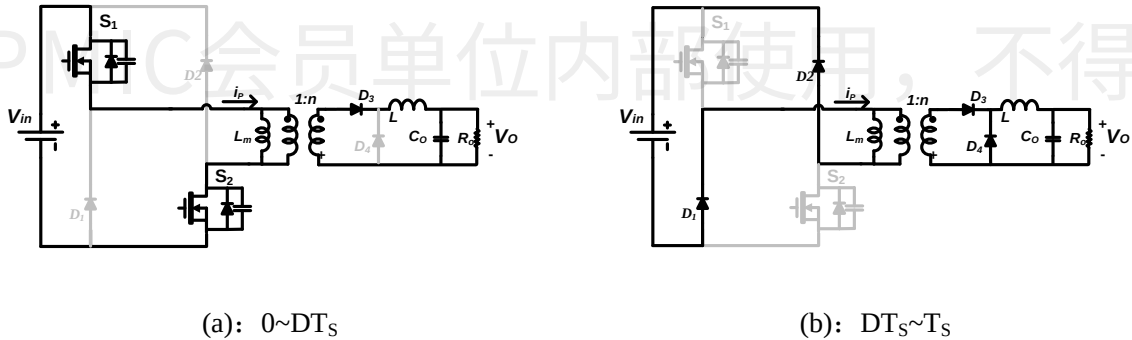


图 2-2 双管正激电路工作模态

图 2-1 为双管正激电路的拓扑结构, 图 2-2 为其工作模态图。双管正激电路原边由两个开关管 S_1, S_2 和两个二极管 D_1, D_2 组成, 原边的两个开关管占空比均为 D , 且同步开通关断。当两个开关管同时导通时, 励磁电流以 V_{in}/L_m 斜率上升, 当两个开关管 S_1, S_2 关断, 励磁电流以 $-V_{in}/L_m$ 斜率下降。因此为了保证每个开关周期励磁电流复位至 0, 以防止变压器磁偏, 导致变压器饱和, 原边开关管 S_1, S_2 的占空比须小于 0.5。正激变换器只使用了磁芯一半的 B-H 回路, 即正激变换器为单向励磁电路。双管正激变换器的电压增益为:

$$V_o = D \frac{V_{in}}{n} \quad (D \leq \frac{1}{2}) \quad (2-1)$$

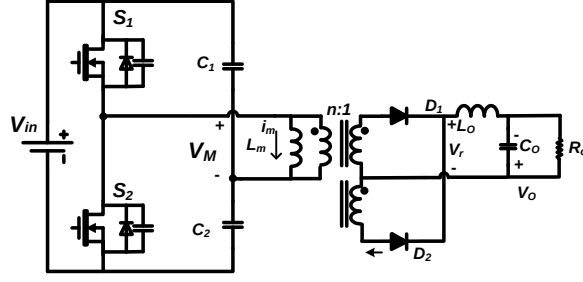


图 2-3 半桥拓扑结构图

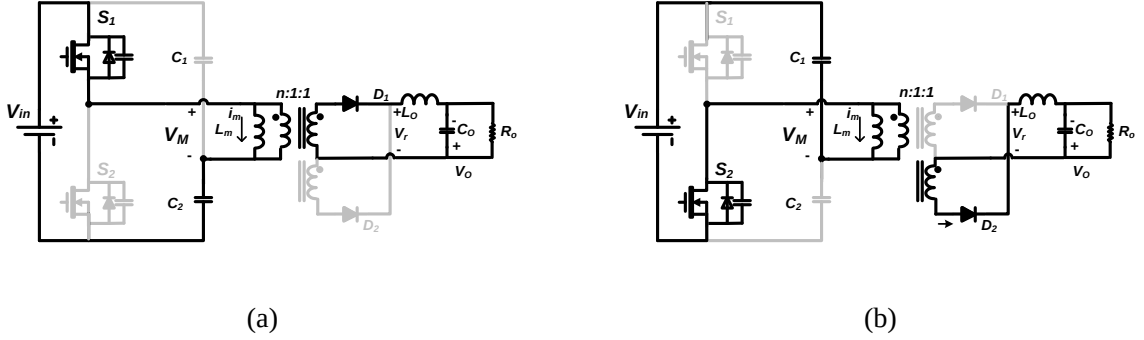


图 2-4 半桥拓扑典型工作模式图

图 2-3 为半桥拓扑结构图，图 2-4 为其工作模式图。半桥拓扑的原边由两个开关管 S_1, S_2 和两个电容 C_1, C_2 组成。根据半桥电路中两个开关管占空比是否一致，可将半桥电路分为对称控制和不对称控制两种。半桥电路在对称控制下，原边电容 C_1, C_2 上的直流电压等于输入电压 V_{in} 的一半，即 $0.5V_{in}$ ，因此变压器原边两端电压为 $\pm 0.5V_{in}$ ，副边整流后得到的方波电压电压幅值为 $0.5V_{in}/n$ ，因此对称半桥电路的电压增益为：

$$V_o = 0.5D \frac{V_{in}}{n} \quad (2-2)$$

半桥电路在不对称控制下能实现开关管的零电压开通(Zero Voltage Switch, ZVS),但是变压器励磁电感存在磁偏,且电容和副边整流元件的电压应力随着占空比变化范围增加而增大^{[11]~[13]}。

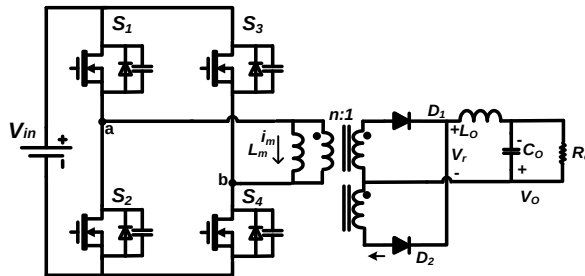
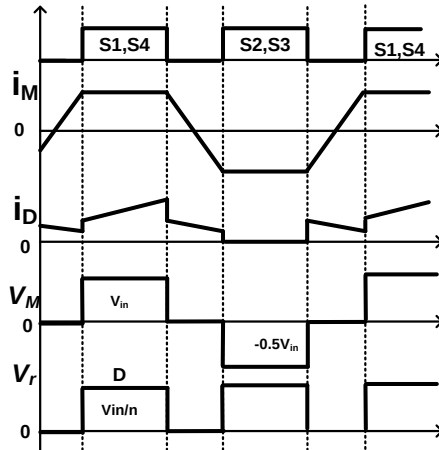
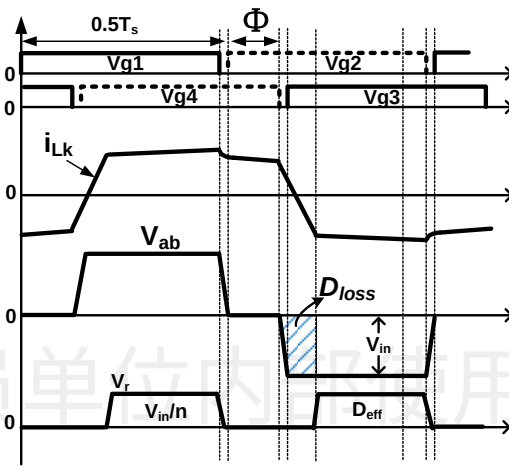


图 2-5 全桥拓扑电路图



(a)全桥 PWM 控制工作波形图



(b)全桥移相控制工作波形图

图 2-6 全桥拓扑两种控制方式工作波形图

图 2-5 为全桥电路的拓扑结构图，全桥电路的原边由四个开关管 S_1, S_2, S_3, S_4 构成。全桥拓扑有多种控制方式，最常见的就是 PWM 控制方式和移相控制方式，两种控制方式的工作波形图分别如图 2-6(a)和(b)所示。全桥的 PWM 控制即将四个开关管分成 S_1, S_4 和 S_2, S_3 两组，每组开关管同开同关，两组开关管的占空比一致，即 $D_{1,4}=D_{2,3}=D$ ，通过调节占空比 D 来实现电路增益的调节。全桥的移相控制方式则是将 4 个开关管分成两个桥臂，其中 S_1, S_2 为超前桥臂， S_3, S_4 为滞后桥臂，四个开关管的占空比均为 0.5，同一桥臂中的上下两个开关管交替导通，同时两个桥臂的开关管之间存在一个移相角 Φ ，电路通过调节移相角 Φ 来调节变压器原边电压的脉冲宽度，使得电路在变压器副边得到幅值为 V_{in}/n ，占空比 D 可调的方波电压，从而达到调节电路增益的目的。全桥电路的电压增益为：

$$V_o = D \frac{V_{in}}{n} \quad (2-3)$$

全桥的两种控制方式相比，PWM 控制方式下全桥的原边开关管工作于硬开关模式下，

由此带来了很大的开关损耗，而移相控制方式可以利用变压器漏感与开关管结电容的谐振，从而实现原边开关管的 ZVS^[14]，有利于提高效率和开关频率。

表 2-1 对上述 3 种拓扑结构在相同的输入电压 V_{in} ，输出电压 V_O 和输出功率 P_O 下的原边开关管电压电流应力，磁元件大小和电压增益等作了对比。

表 2-1 几种拓扑的电特性对比

拓扑	双管正激	半桥	全桥
电压增益	$V_O = D \frac{V_{in}}{n}$ ($0 \leq D < 0.5$)	$V_O = 0.5D \frac{V_{in}}{n}$ ($0 \leq D < 1$)	$V_O = D \frac{V_{in}}{n}$ ($0 \leq D < 1$)
电压应力	开关管 = V_{in}	开关管 = V_{in}	开关管 = V_{in}
电流应力	开关管 = $2I$ 整流管 = I_O	开关管 = $2I$ 整流管 = I_O	开关管 = I 整流管 = I_O
磁元件尺寸	大	小	小
励磁	单向	双向	双向

从表格中可以看到，在相同的输入电压 V_{in} ，输出电压 V_O ，相同的输出功率 P_O 下，三种拓扑的原边开关管电压应力均为输入电压 V_{in} 。半桥和全桥拓扑的副边输出为全波整流，而双管正激是半波整流，因此半桥和全桥拓扑的方波频率是正激拓扑的两倍，从而使半桥和全桥拓扑的输出滤波器在数值上小很多。双管正激拓扑由于其占空比 D 小于 0.5，因此在相同的输出功率下，其电流应力是全桥的两倍；全桥拓扑和半桥拓扑对比，全桥拓扑原边施加的是幅值为 $\pm V_{in}$ 的方波电压，而半桥拓扑仅为 $\pm 0.5V_{in}$ ，因此为了保证同样的输出电压，需要将半桥拓扑的变压器匝比加倍，但是随着变压器匝比的加倍，半桥拓扑的原边开关管电流应力也将加倍，因此半桥拓扑原边开关管的电流应力也是全桥拓扑的两倍。由于双管正激磁通量仅从在零磁通到正磁通量之间变化，其磁通量为半桥和全桥的一半，因此其磁元件的体积要大于半桥和全桥，而后两者的磁元件体积则是一致的。

综合上述分析，在电动汽车 HV-LV DC/DC 变换器这一应用场合上，相对于其他两种拓扑，全桥拓扑的开关管电压电流应力更低，磁芯利用率更高，能够输出更大的功率，控制方式上可以选择采用移相控制，从而实现原边开关管的 ZVS，降低变换器的开关损耗，有利于提高变换器的开关频率，效率和功率密度^{[15]~[20]}。

2.2 移相全桥拓扑存在的问题及改进

移相全桥电路拥有上述优点，但也存在以下问题^{[21]~[28]}：

1. 占空比丢失问题：移相全桥在工作时存在换流阶段，所谓换流即为变压器副边的两个二极管同时导通，输出电感电流从一个二极管换流至另一个二极管，在这一阶段中变压器副边电压被箝位在零，电路无法实现能量从原边到副边的传输，因而副边的占空比损失了一部分，这就是移相全桥电路的占空比丢失现象。变压器原边的占空比 D_p ，占空比丢失 D_{loss} 和副边的有效占空比 D_{eff} 的关系如式(2-4)：

$$D_{eff} = D_p - D_{loss} \quad (2-4)$$

占空比丢失的发生使得副边有效占空比 D_{eff} 的最大值受到了限制，从而限制了电路的最大输出电压，因此需要合理设计变压器匝比，保证电路的输出电压范围，变压器匝比设计将在第三章中详细说明。

2. 电压振荡问题：在实际工作的电路中，副边二极管存在寄生电容 C_D ，在换流阶段结束时， C_D 会与变压器漏感 L_k 发生谐振，因此副边整流二极管两端电压会产生振荡，同时流过变压器漏感的电流及变压器原边电流也会产生相应的震荡，其波形如图 2-7 所示。从图中看到，振荡会增大副边整流二极管的电压应力及原边开关管的电流应力。

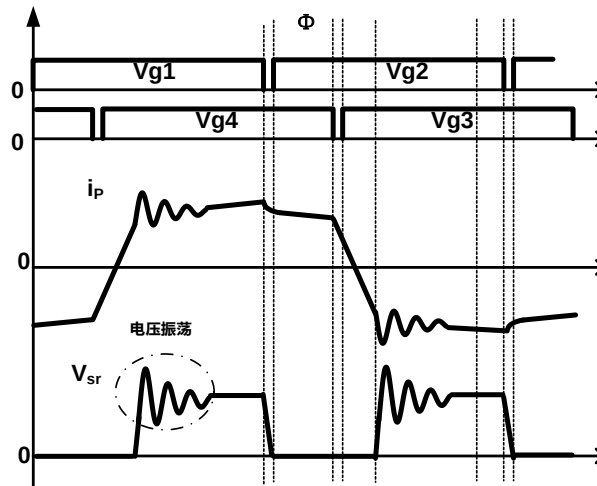


图 2-7 整流管寄生电容带来的电压震荡

3. 轻载软开关丢失和关断损耗问题：移相全桥电路是利用储存在漏感里的能量来给开关管结电容充放电来实现原边开关管的零电压开通，因此当负载较轻时，漏感的能量将不足以将结电容中的电荷耗尽，电路就会失去软开关特性。同时移相全桥电路仅是实现了原边开关管的 ZVS 开通，而开关管关断时的关断电流仍较大，因此存在较大的关断损耗。

并且副边的整流二极管存在反向恢复问题，给电路带来了额外的反向恢复损耗。

4. 环流阶段存在循环能量：当移相全桥的 S_1, S_3 (或 S_2, S_4) 同时导通时，变压器原副边不存在能量的交换，但电路中的仍有电流在环流，即存在循环能量，因而产生了额外的导通损耗，随着占空比的减小，这部分损耗的占比也将上升，影响移相全桥效率的提高。

针对移相全桥电路轻载时失去 ZVS 特性的问题，不少文献提出可通过增大参与 ZVS 过程的能量，从而扩大 ZVS 范围^{[29]~[35]}。其中最直接的方法是增大变压器漏感或者外加谐振电感，但是这样做会使占空比丢失增大，同时增大电压振荡，并且在极轻载时仍然无法实现 ZVS^[29]。因此有文献提出利用励磁电流或并联电感电流作为辅助电流来辅助滞后臂开关管实现 ZVS^{[30][31]}，但是这种方法中负载电流会抵消一部分辅助电流，因此若辅助电流不够大，电路仍会失去 ZVS 特性。虽然通过采用副边控制或是增加饱和电感可以避免上述问题^{[32]~[34]}，但又产生了饱和电感上的导通损耗问题。文献[35]中提出了通过串联耦合电感的方式使移相全桥电路实现全负载范围的 ZVS，如图 2-8 所示，该电路应用了两个变压器 T_x 和 T_y ，其副边电路分别为 X 和 Y，其中 Y 为电路的输出整流电路，而变压器 T_x 的励磁电感中存储的能量被用于实现原边开关管的 ZVS。

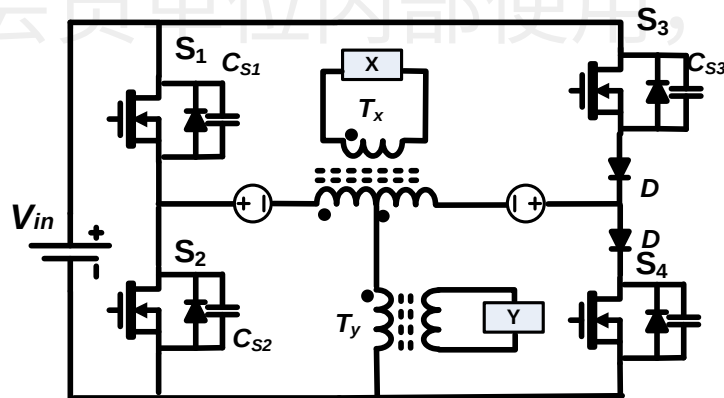


图 2-8 文献[35]中的改进方案

针对移相全桥电路存在环流能量的问题，不少学者提出减小移相全桥电路环流阶段损耗的优化方法。这些方法主要集中在两方面，一是改进拓扑结构^{[36]~[47]}，二是改进控制方案^{[48]~[50]}。其中拓扑结构的改变方法主要分为两类。第一类是在环流阶段构建反向电压源减小循环电流，实现原副边开关元件的 ZCS 关断，从而达到减小开关管开关损耗和减小环流阶段损耗的目的。其中最直接的方法是在原边串入隔直电容，通过环流过程电容上的电压来减小环流阶段电流^{[36][37]}。例如图 2-9(a)为文献[36]中提出的拓扑，该电路虽然实现了滞后臂的 ZCS，但是电路的导通损耗由于二极管的加入增加了，且隔直电容 C_b 上的

电压使得变压器原边电压小于输入电压，因此需要提高变压器匝比进行弥补。还有文献提出在原边加入耦合电感如图 2-9(b)所示，但是这种方法中辅助回路会产生较大的导通损耗^[38]。除此之外，通过在副边搭建多种箝位辅助电路也能帮助电路实现 ZCS^{[39]~[44]}，但是随着辅助回路的加入，电路的结构也将变得复杂化，图 2-10 为几种辅助电路的电路图。

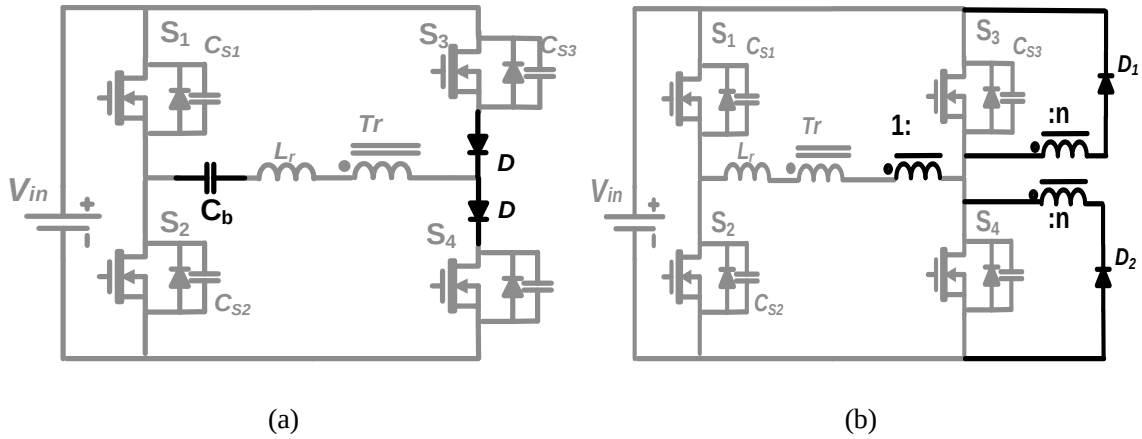


图 2-9 构建反向电压源改进移相全桥电路

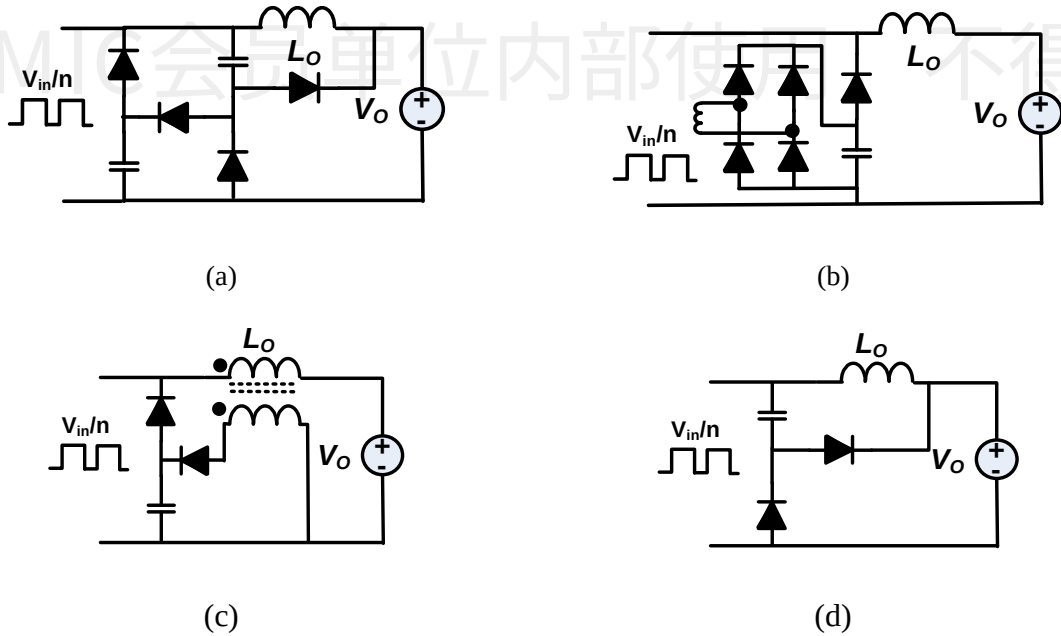


图 2-10 几种副边辅助电路

还有一类方法则是通过保持原边电路处于最大占空比工作点来减小环流损耗。例如文献[45]中改变副边整流结构，通过调节副边两相交叠时间来调节等效占空比，这种方法致使变压器副边结构复杂；文献[18]中提出的增加桥臂和变压器绕组，通过等效改变变压器匝比来保持原边电路的最大占空比工作点，其电路图如图 2-11 所示，该电路中通过控制

不同的桥臂参与工作，从而使变压器原边匝数在 n_1+n_2 和 n_1 之间变化，进而调整副边的方波电压幅值以代替占空比的调整。

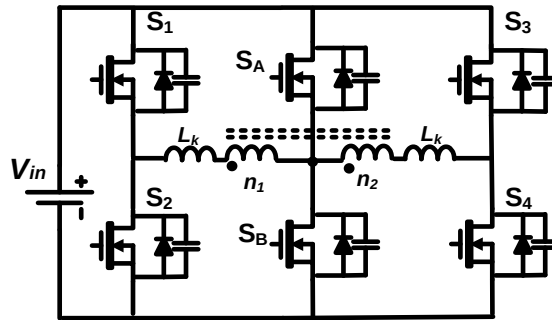


图 2-11 通过调整变压器匝比使电路工作与最大占空比工作点

从控制方法上也可以进行优化提高变换器效率。例如在轻载时通过引入对称调节 PWM 模式^[46]或者调频模式^[47]代替传统的移相控制，从而达到减小循环能量的目的；也可以将传统的超前臂和滞后臂之间的移相改为采用原副边移相控制来减小循环能量^[48]。

文献[49][50]则提出了一种简单有效的改进型拓扑，即通过在原边外加电感，增大了电路的 ZVS 范围；通过在原边的外加电感与变压器中间添加两个箝位二极管，来箝位由副边整流二极管寄生电容引起的电压振荡，减小电压尖峰，降低器件的电压应力。文献[51]在上述移相全桥的基础上改变了外加电感和变压器的位置，使得箝位二极管每个开关周期只导通一次，其电路图如图 2-12 所示。

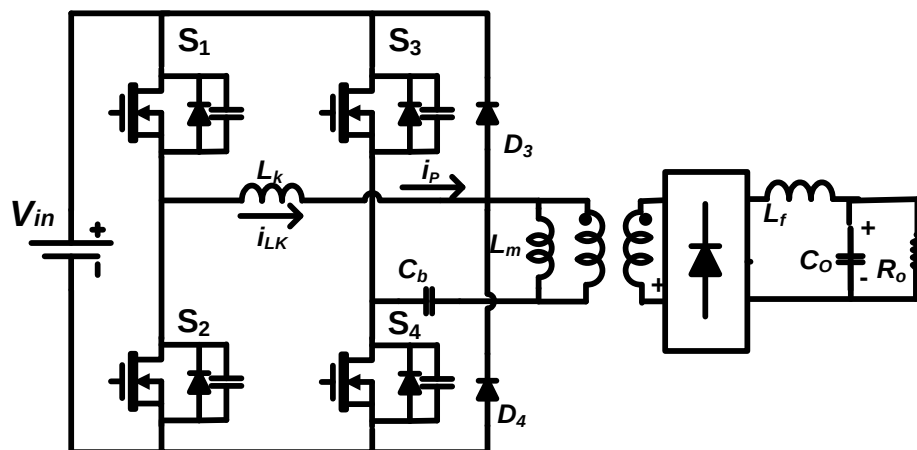


图 2-12 改进型移相全桥电路图

2.3 副边整流结构对比

图 2-13 为几种传统的整流拓扑结构图，包括全桥整流结构、中心抽头结构和倍流整流结构。不同的整流结构特点不同，适用场合也不尽相同。(a)为全桥整流结构，该结构

具有简单高效和电压应力低的特点，且变压器磁芯利用率高，但需要 4 个二极管，一般应用于高输出电压的场合；(b)为中心抽头整流结构，它具有器件数量少和易于实现同步整流（共地接法）的特点，但是由于副边增加了一个绕组，使得其变压器结构相对较复杂，且在相同的输出电流情况下，磁芯利用率低于全桥整流结构，因此中心抽头结构适用于输出电压较低的场合^[52]；(c)为倍流整流结构，它由两个二极管和两个输出滤波电感组成，同一时间只有一个二极管和一个电感有电流流过，且电流仅为输出电流的一半，但其电压增益只有全桥整流和中心抽头结构的一半，故多应用于低压大电流场合^[53]。

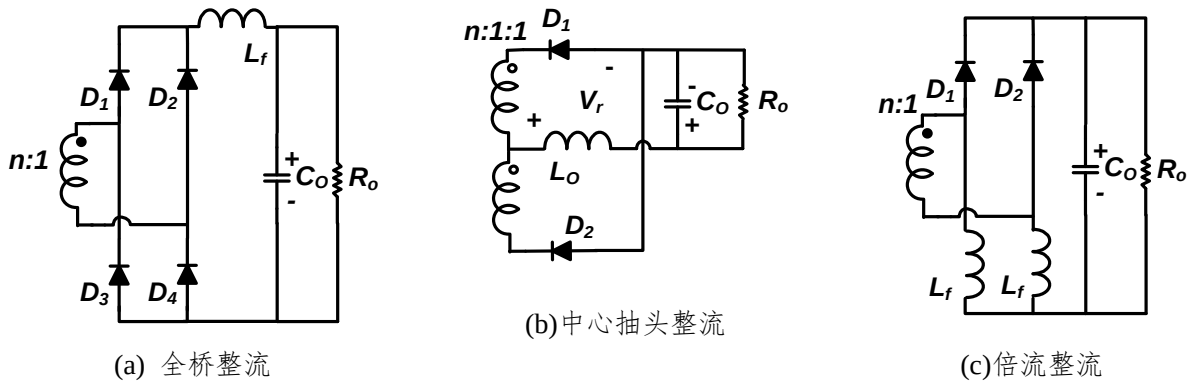


图 2-13 三种副边整流结构电路图

全桥整流由于其器件多损耗大的原因，并不适合于车载 HV-LV DC/DC 变换器的低压大电流应用场合。而倍流整流虽然从电路原理上更适合于大电流输出的场合，但是其与中心抽头结构相比多了一个滤波电感，将使副边结构和布线更为复杂，由于变换器副边的电流高达上百安培，副边整体结构的简化以及物理连接点的减少有利于减小副边损耗，提升变换器整体效率。相比之下，中心抽头整流结构虽然其变压器的绕制相对复杂，但我们可以减小变压器副边的匝数，例如取副边匝数为 1 匝或是半匝，从而简化变压器的结构，同时为实现较高的效率，减小整流部分器件的导通损耗，往往需要采用同步整流技术，因此中心抽头整流结构的方便同步整流实现的特点使其相比于其他两种整流结构更具优势。

2.4 变换器工作模态分析

通过本章 2.1-2.3 的分析可以得到，在针对车载 HV-LV DC/DC 变换器的应用场合下，移相全桥因为其软开关，电压电流应力低等特点，成为较为合适的拓扑选择，同时副边整流结构可选择中心抽头整流结构，并采用同步整流技术提高变换器的整体效率。

图 2-14 为本文中采用的移相全桥变换器主电路图。电路中开关管 S_1 - S_4 为全桥原边的 4 个开关管， L_r 为外加的谐振电感， T_r 为变压器， L_m 为变压器励磁电感， C_b 为隔直电容， SR_1, SR_2 为副边同步整流管， L_o 为输出滤波电感， C_o 为输出滤波电容。

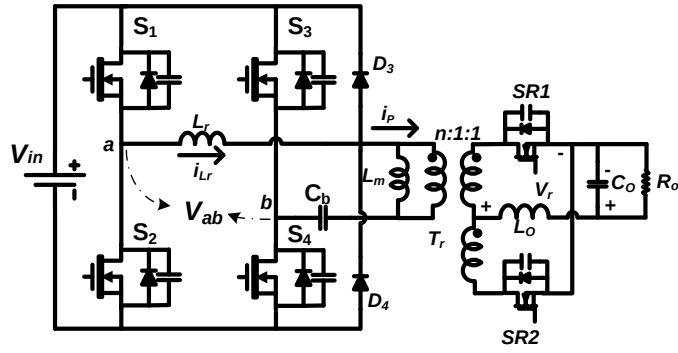


图 2-14 变换器采用的改进型移相全桥拓扑

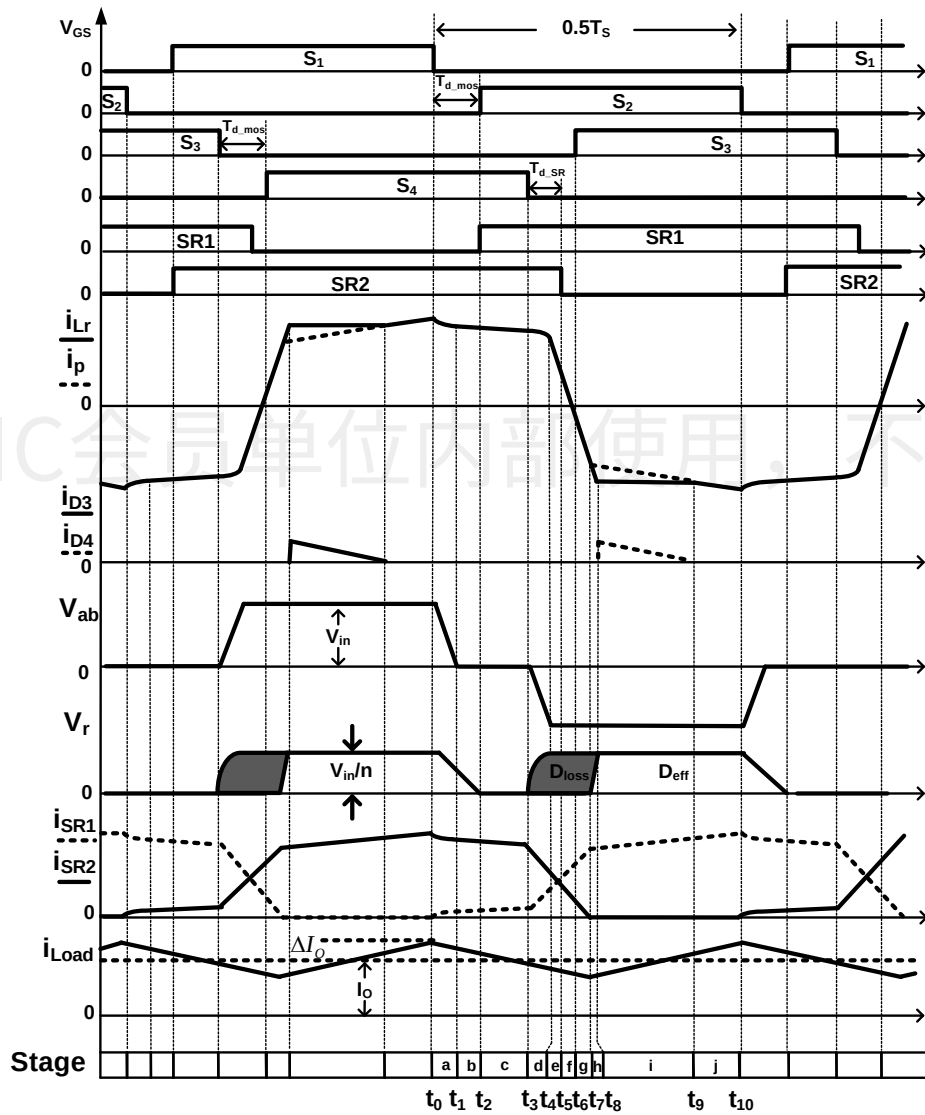


图 2-15 变换器工作波形图

图 2-15 为该改进型移相全桥电路的工作波形图，波形图中的波形依次为原边四个开关管的驱动波形，同步整流管的驱动波形，原边变压器电流 i_p ，外加电感电流 i_{Lr} ，箝位二极管 D_3, D_4 上流过的电流 i_{D3}, i_{D4} ，原边两个桥臂中点间的电压 V_{ab} ，副边整流后得到的方

波 V_r ，同步整流管 SR_1, SR_2 上流过的电流 i_{SR1}, i_{SR2} ，输出负载电流 i_{Load} 。为了简化分析，现对电路做如下假设：1) 变压器为理想变压器，其漏感值为 0；2) 除了原边开关管结电容以及副边整流管结电容外不考虑其他元件的寄生参数；3) 电路处于稳定工作状态。该电路的各个工作模态等效电路图如图 2-16 所示，其模态分析如下：

(a)模态(t_0, t_1): t_0 时刻之前，开关管 S_1, S_4 同时导通，副边同步管 SR_2 导通， SR_1 两端电压为 $2V_{in}/n$ ，变压器原边两端电压 V_{ab} 为 V_{in} ，外加电感 L_r 两端电压为 0，虽然箝位二极管 D_3 两端电压为 0，但是谐振电感电流 $i_{Lr}(t)$ 与变压器原边电流 $i_p(t)$ 相等，没有电流流过 D_3 ，此时电路将能量由原边传输到副边，因此定义电路处于输出能量阶段。

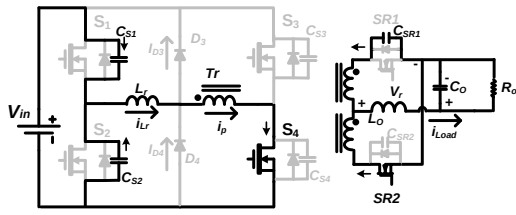
t_0 时刻，超前臂开关管 S_1 关断，外加电感 L_r 通过谐振给超前臂上管 S_1 结电容 C_{S1} 充电，给超前臂下管 S_2 结电容 C_{S2} 放电，钳位点电压和变压器原边电压由 V_{in} 开始下降，同时副边同步管 SR_1 的寄生电容 C_{SR1} 开始放电，其放电电流为 $i_{SR1}(t)$ ，负载电流 $i_{Load}(t)$ 可表示为 $i_{Load}(t) = i_{SR1}(t) + i_{SR2}(t)$ ，由于 $i_{SR1}(t)$ 的方向为流进变压器同名端，使得变压器副边电流减小，因此原边电流 i_p 和电感电流 i_{Lr} 也开始下降且 $i_p = i_{Lr}$ 。

(b)模态(t_1, t_2): t_1 时刻，超前臂上管 S_1 的结电容 C_{S1} 两端电压达到 V_{in} ，超前臂下管 S_2 的结电容 C_{S2} 两端电压到达 0，随后开关管 S_2 的体二极管自然导通，将开关管 S_2 两端的电压箝位在 0，因而开关管 S_2 可以实现零电压开通，这一模态中 C_{SR1} 继续放电， i_p 和 i_{Lr} 继续减小。

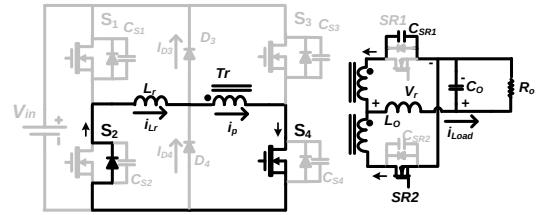
(c)模态(t_2, t_3): t_2 时刻，副边同步管 SR_1 结电容 C_{SR1} 放电到 0，同时 S_2 和 SR_1 的驱动信号开始产生， S_2 和 SR_1 导通。由于副边两个整流二极管同时导通，因而变压器副边两端电压被箝位在 0，两个桥臂中点及钳位点电位均为 0，电流将在外加电感 L_r ，变压器，开关管 S_2, S_4 组成的回路中环流， i_p, i_{Lr} 保持不变，因此将这一阶段定义为电路的环流阶段。

(d)模态(t_3, t_4): t_3 时刻，滞后臂 S_4 关断，外加电感 L_r 通过谐振开始给滞后臂下管 S_4 的结电容 C_{S4} 充电，给滞后臂上管 S_3 的结电容 C_{S3} 放电，此时副边两个同步管仍然同时导通，变压器原副边电压仍被箝位在 0，结电容 C_{S4} 两端的电压即为加在外加电感 L_r 上的电压，因此外加电感电流 i_{Lr} 和变压器原边电流 i_p 下降，下降的斜率为 $-\frac{V_{C_{S4}}}{L_r}$ 。此时，原边流过同

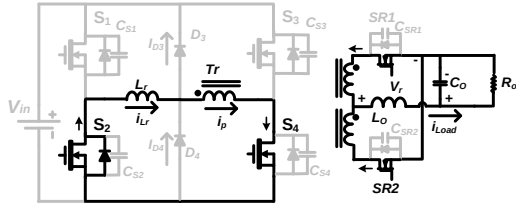
步管 SR_2 的电流开始转而流过同步管 SR_1 ，电路进入换流阶段。同时在这一阶段中，原副边的占空比开始产生了不一致，也即移相全桥的占空比丢失现象开始发生。



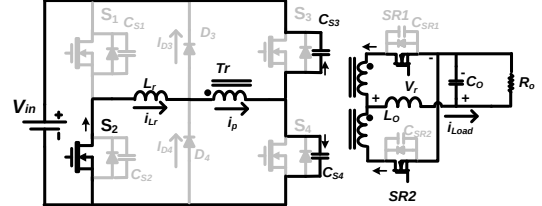
(a) 模式(t_0, t_1)



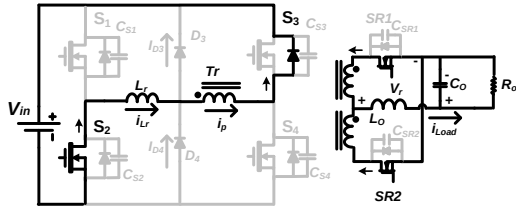
(b) 模式(t_1, t_2)



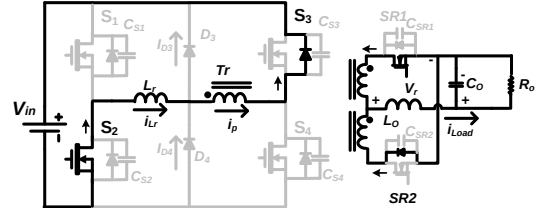
(c) 模式(t_2, t_3)



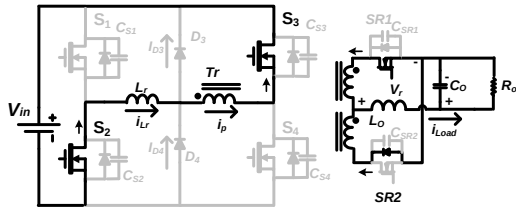
(d) 模式(t_3, t_4)



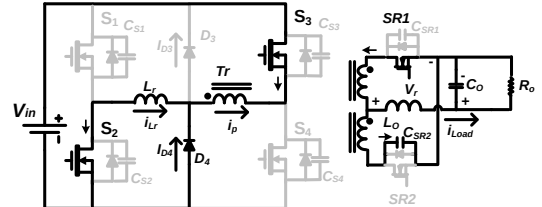
(e) 模式(t_4, t_5)



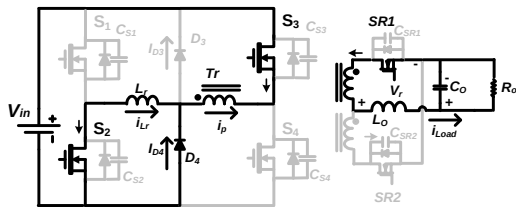
(f) 模式(t_5, t_6)



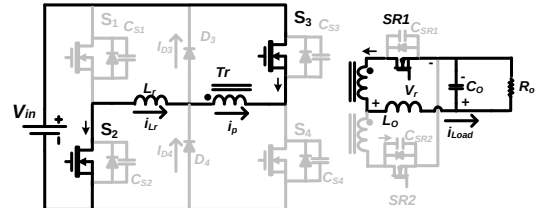
(g) 模式(t_6, t_7)



(h) 模式(t_7, t_8)



(i) 模式(t_8, t_9)



(j) 模式(t_9, t_{10})

图 2-16 变换器各模式等效电路图

(e)模式(t_4, t_5): t_4 时刻, 滞后臂下管 S_4 的结电容 C_{S4} 两端电压达到 V_{in} , 滞后臂上管 S_3 的结电容 C_{S3} 两端电压到达 0, 开关管 S_3 的体二极管自然导通, 开关管 S_3 可以实现零电压开通。此时, 输入电压 V_{in} 全部加在外加电感 L_r 上, i_p, i_{Lr} 下降的斜率为 $-V_{in} / L_r$ 。

(f)模态(t_5, t_6): t_5 时刻, 同步管 SR_2 关断, 电流转而流过 SR_2 的体二极管。

(g)模态(t_6, t_7): t_6 时刻, 开关管 S_3 零电压开通, 原边电流开始流过 S_3 沟道。同时副边换流还在进行。

(h)模态(t_7, t_8): t_7 时刻, 输出负载电流 i_{Load} 全部流过同步管 SR_1 , 而流过同步管 SR_2 的电流下降至 0, 其结电容 C_{SR2} 开始充电, 变压器原边电流 i_p 等于负载电流的原边等效电流 i_{Load} 。随着 C_{SR2} 的充电进行, 变压器原边两端的电压也随之上升, 变压器不再被箝位。同时由于同步管 SR_2 的反向恢复电流及其结电容 C_{SR2} 的反向充电电流的存在, 使得变压器副边电流大于 i_{Load} , 因而 i_p 和 i_{Lr} 在这一模态中仍会持续上升。

(i)模态(t_8, t_9): t_8 时刻, 同步管 SR_2 两端电压升至 $2V_{in}/n$, 变压器原边电压为 $-V_{in}$, 占空比丢失现象结束。由于 SR_2 结电容的反向充电电流和反向恢复电流消失, 此时 $i_p > i_{Load}$, 因此 i_p 迅速减小直至两者相等。而由于电感电流不能突变, 故而电感电流 i_{Lr} 保持不变, 于是 $i_{Lr} > i_p$, 此时钳位点电压为 0, 因此 D_4 两端电压也为 0, i_p 与 i_{Lr} 的电流差值将流过钳位二极管 D_4 。在这一模态中 i_p 始终与 i_{Load} 成比例, 因此 i_p 上升的斜率为 $(V_{in}/n - V_o)/nL_o$ 。

在这一阶段中, 能量可以通过变压器由原边传递到副边, 因此电路处于输出能量阶段。

(j)模态(t_9, t_{10}): t_9 时刻, $i_{Lr} = i_p$, 流过箝位二极管 D_4 的电流降为 0, D_4 自然关断, 随后 i_{Lr} , i_p 以相同的斜率上升, 上升的斜率仍为 $(V_{in}/n - V_o)/nL_o$ 。电路仍处于输出能量阶段。

t_0 - t_{10} 时刻为电路工作的半个周期, 电路在此过程中先后经历了谐振阶段, 环流阶段, 谐振阶段, 换流阶段, 输出能量阶段, 此后电路将循环上述模态过程。

2.5 本章小结

本章中根据汽车应用 HV-LV DC/DC 变换器的应用特点, 对比分析了几种隔离型 Buck 拓扑的特点, 并对其中移相全桥拓扑存在的问题以及改进方案进行了分析总结, 同时还对副边整流结构进行了对比分析。最终选用了一种简单有效的改进型移相全桥拓扑, 并对其工作模态进行了分析。

第3章 参数计算及损耗分析

在设计变换器参数时首先需要确定变换器的基本参数，即变换器的输入输出电压范围，额定功率和最大输出电流等参数。根据上文中对现有产品及实际应用的需要，确定变换器设计的基本参数如表 3-1 所示。

表 3-1 变换器设计基本参数

电气规格	参数
额定功率	2.2kW
最大电流	160A
输入电压	240-410VDC
输出电压	11.5-15.5V

3.1 变压器设计

3.1.1 变压器匝比 n 设计

移相全桥变换器的设计中，变压器匝比 n 的设计将对变换器的原边电流，副边整流管电压应力等产生影响，因而合理的变压器匝比设计是整个移相全桥变换器设计的第一步。

由于移相全桥拓扑存在占空比丢失的问题，限制了变换器的最大有效占空比 D_{eff_max} ，从而限制了变换器的最大输出电压，因此在设计变压器匝比 n 时，应当考虑在占空比丢失最大的情况下，电路的最大有效占空比 D_{eff_max} 是否能够使得电路在最小输入电压 V_{in_min} 时输出最大输出电压 V_{O_max} 。即所设计的变压器匝比需使式(3-1)成立：

$$V_{O_max} = D_{eff_max} \frac{V_{in_min}}{n} \quad (3-1)$$

由第二章式(2-4)中有效占空比 D_{eff} ，原边占空比 D_p ，占空比丢失 D_{loss} 的关系可知，在设计变压器匝比之前，我们首先需要估算占空比丢失 D_{loss} ，也就是副边换流的时间。图 3-1 中给出了占空比丢失发生时电路中原边的电流波形，占空比丢失开始于滞后桥臂开关管关断后，即 t_3 时刻，此时输出电流值为 I_1 ，则 $ni_p(t_1) = I_1$ ，在随后的整个占空比丢失过程中，原边桥臂中点的电压 V_{ab} 始终为输入电压 V_{in} ，变压器电压被箝位在 0，导致了 V_{ab} 的电压将全部加在外加电感 L_r 和漏感 L_k 上，因此原边的电流 i_p 将以 $V_{in} / (L_r + L_k)$ 的斜率下降，

直到原边电流 i_p 同输出电流 I_O 在原边的等效值相等时结束，即 $ni_p(t_2) = I_2$ ，若此处为了简化计算，用 $I_O - \Delta I$ 表示这段时间内的输出电流值，其中 ΔI 为输出电流纹波值，因此在占空比开始的 t_3 时刻和结束的 t_8 时刻，原边电流 i_p 均等于输出电流在原边的等效值 $(I_O - \Delta I)/n$ ，即整个占空比丢失过程可简化为原边电流 i_p 以 $V_{in}/(L_r + L_k)$ 的斜率变化了 $2(I_O - \Delta I)/n$ 。因此占空比丢失可根据式(3-2)计算：

$$D_{loss} = \frac{4(L_r + L_{lk})f_s(I_O - \Delta I_O)}{nV_{in}} \quad (3-2)$$

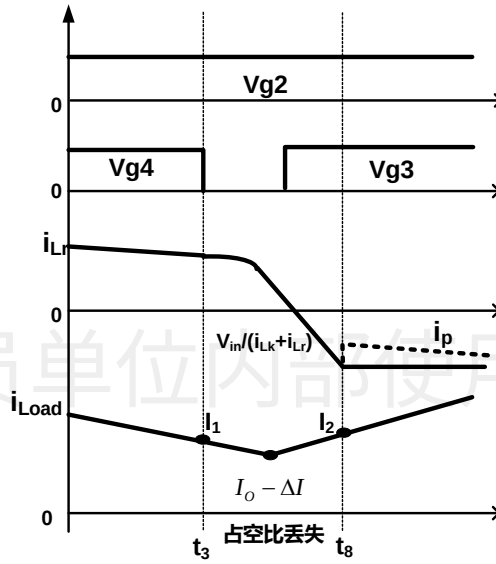


图 3-1 占空比丢失波形图

若进一步假设输出滤波电感很大，电感电流恒定为 I_O ，则上式可再次简化为式(3-3)：

$$D_{loss} \approx \frac{4(L_r + L_{lk})f_s I_O}{nV_{in}} \quad (3-3)$$

在实际的电路中，外加电感 L_r ，漏感 L_{lk} 和变压器匝比 n 是确定不变的值，占空比丢失 D_{loss} 仅会随着输入电压 V_{in} 的增大而减小，会随着负载电流 I_O 的增大而增大。因此当电路工作于最小输入电压 V_{in_min} ，并且输出最大电流 I_{O_max} 时，占空比丢失达到最大值 D_{loss_max} 。

$$D_{loss_max} \approx \frac{4(L_r + L_{lk})f_s I_{O_max}}{nV_{in_min}} \quad (3-4)$$

由式(3-4)可知占空比丢失 D_{loss} 是一个包含变压器匝比 n 的函数，因此可根据图 3-2 给出的变压器匝比设计流程图设计变压器匝比 n 。在设计变压器匝比 n 时首先需要选择

最大有效占空比 D_{eff_max1} ，然后将所选定的 D_{eff_max1} 代入式(3-5)中计算变压器匝比 n' ，随后对 n' 向上或向下取整得到一个变压器匝比 n_1 ，则 n_1 对应的最大有效占空比为 D_{eff_max2} ，将 n_1 代入公式(3.4)中计算其对应的最大占空比丢失 D_{loss_max} ，并验证 $D_{eff_max1} + D_{loss_max} \leq D_p$ 是否成立，如不能，则需要重新选择 D_{eff_max2} ($D_{eff_max2} < D_{eff_max1}$) 继续计算直到所取匝比值能够使上式成立为止。

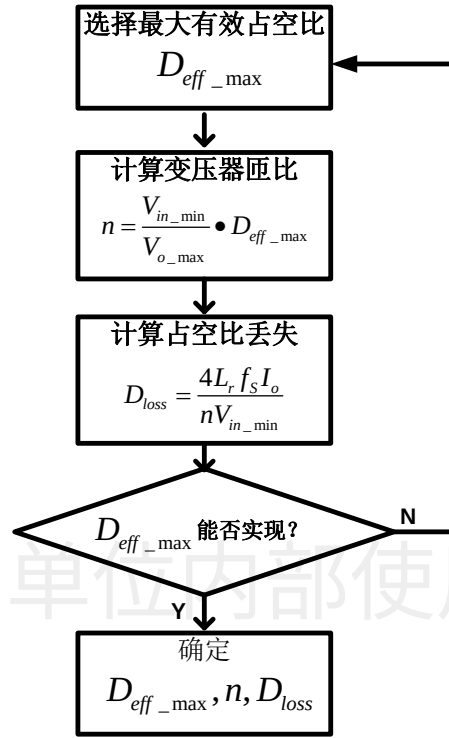


图 3-2 变压器匝比设计框图

$$n = D_{eff_max} \frac{V_{in_min}}{V_{O_max}} \quad (3-5)$$

在本文的实际设计中，考虑到控制芯片所能输出的最大占空比限制为 $D_p=0.95$ ，因此首先选择 $D_{eff_max1}=0.9$ ，根据式(3-5)计算变压器匝比 $n'=14.5$ ，向下取整选择 $n_1=14$ ，计算得到其对应最大占空比变为 $D_{eff_max2}=0.868$ 。在计算占空比丢失时电感值暂时用 $L_r+L_{lk}=5\mu H$ 代入计算，得到此时的最大占空比丢失 $D_{loss_max}=0.078$ 。计算得到 $D_{eff_max2}+D_{loss_max}=0.946 < D_p$ 成立，因此变压器匝比 $n=14$ 满足设计要求，能够保证最大占空比的实现，确定变压器匝比为 $n=14$ 。在 $n=14$ 的变压器匝比下，电路的有效占空比 D_{eff} 变化范围如图 3-3 所示，电路的有效占空比随输入电压的变化在 $0.424 \sim 0.868$ 之间变动。

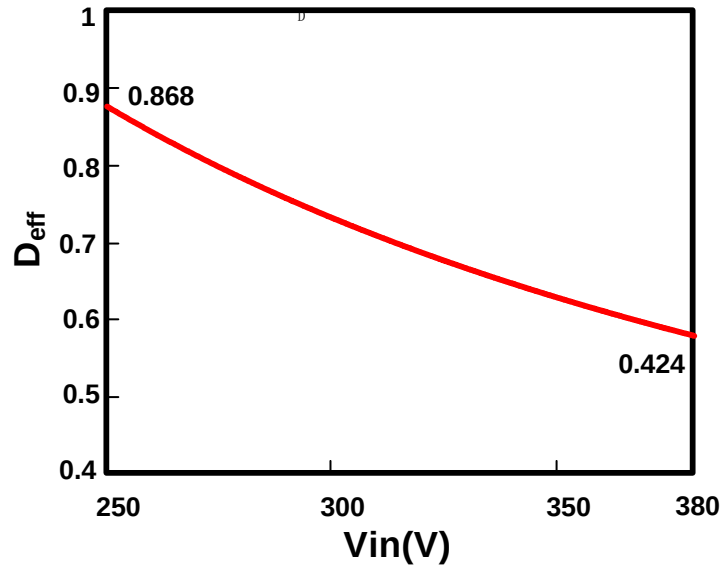


图 3-3 有效占空比随输入电压的变化

在确定了变压器匝比后,还需要设计变压器的匝数,考虑到变换器需要输出的电流为百安培级别,副边走线的长度将直接影响变换器的损耗,因此尽量少的副边匝数可以减小走线的损耗,最大程度的提升电路的效率,本文中取变压器副边匝数为 1,则根据变压器匝比 n ,变压器原边的匝数为 14。

3.1.2 变压器绕组设计

在对变压器的磁芯,绕组等进行设计之前首先需要计算变压器原副边电流的均方根值。为了简化计算,本文忽略了原边开关管关断后的谐振过程,将电路的模式简化为模式(c)输出能量阶段,模式(e-h)环流阶段,模式(i)换流阶段,三个阶段循环,从而求得变换器原边电流均方根值的最大值 $I_{p_rms_max}=11.2A$,变压器副边流过整流管的电流均方根值的最大值为 $I_{s_rms_max}=113A$,流过变压器中心抽头的电流即为最大输出电流 I_{O_max} 。

变压器原边绕组选用了 $0.2mm \times 25$ 的漆包线 3 股绕制,由此可以计算得到原边的电流密度为 $5.2A/mm^2$ 。

由于变压器副边电流很大,若选用漆包线作为副边的绕组,则为减小绕组上铜损,将需要的极多的股数,且绕制无法做到非常平整,使得变压器原副边的耦合效果变差,变压器漏感增大。另一种方案则是采用铜皮或是铜条作为副边绕组,这样做的好处是在相同的截面积下,铜皮或铜条能够使得变压器绕制更为平整,同时铜也是良好的导热介质并且拥有足够大表面积,因此由铜损产生的热量能够更快的散去,保证了变换器的稳定性。但是采用铜条将面临加工困难,接口难处理等问题,使得设计难度增加,因此结合实验室现有条件,本文中选择使用铜皮作为副边的绕组。

考虑到副边绕组中除了流过中心抽头的部分的电流为直流外，其余部分流过的均为交流电流，具有趋肤效应，因此所选铜皮的厚度须小于两倍的趋肤深度，趋肤深度可由式(3-6)计算：

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (3-6)$$

其中 μ 为磁导率， ρ 为电阻率， f 为频率。

对于铜导体来说，磁导率 $\mu \approx \mu_0$ ，100℃时 $\rho = \rho_{100} \approx 2.3 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ ，考虑到变换器的工作环境为汽车中，其工作的环境温度往往较高，因此我们将 100℃时铜的电阻率 ρ_{100} 代入式(3-7)中计算其趋肤深度：

$$\delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} \text{cm} \quad (3-7)$$

计算得到 100kHz 开关频率下，100℃时铜的趋肤深度为 0.0237cm，因此所选铜皮的厚度需小于 0.474mm。考虑到铜皮厚度过厚将使铜皮难以弯曲或翻折，因此本文在实验中选用的铜皮厚度为 0.15mm，同时为了尽量增大副边绕组截面积和使铜皮尽量铺满一层窗口，确定铜皮的宽度为 35mm。

变压器窗口系数为：

$$K_w = \frac{S_p + S_s + S_o}{A_w} = 0.397 \quad (3-8)$$

其中， S_p 和 S_s 分别是原副边绕组在实际中占用的窗口面积， S_o 则为层与层之间的空隙以及绝缘胶带所占用的窗口面积的估算值。从计算结果看，窗口系数处于合理范围内。

3.1.3 绕组绕制方式

为了减小变压器的漏感，变压器的原副边采用了“三明治”结构绕制，即如图 3-4(a) 中所示，将原边的 14 匝绕组分为两个 7 匝，分别绕在变压器的最内层和最外层，在两层原边绕组之间则是两层副边铜皮绕组，因此从图 3-4(b)变压器窗口示意图中可以看到变压器绕组从内层到外层分别是原边 7 匝，副边 1 匝，副边 1 匝，原边 7 匝。而在铜皮的出头部分设计如图 3-5 所示，在铜皮的三个出头处分别引出一个“耳朵”，如此一来就可以通过将“耳朵”翻折的方式将铜皮的出头水平引出，从而方便铜皮与电路中其他器件相连接。

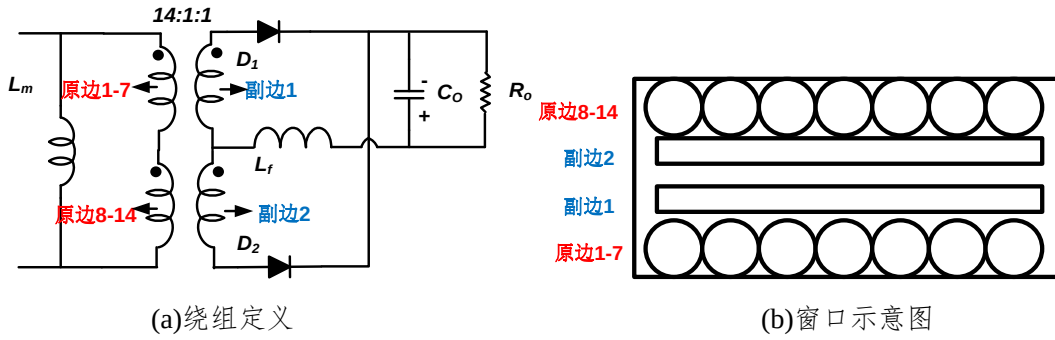


图 3-4 变压器结构图

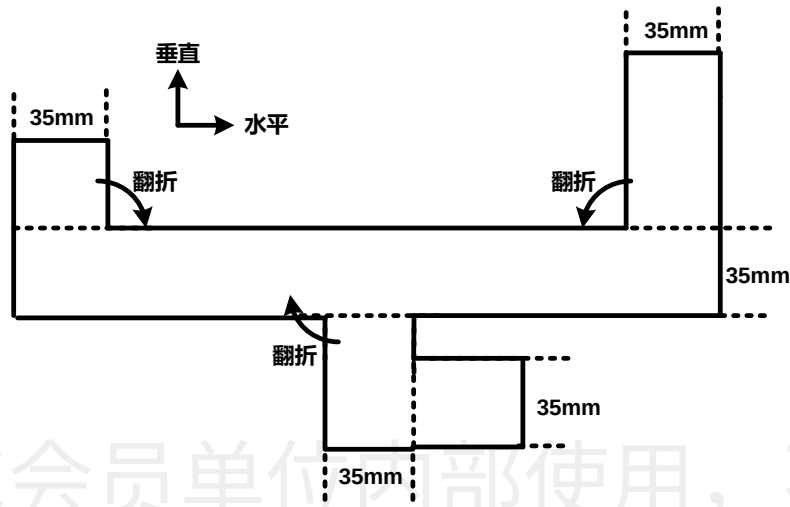


图 3-5 副边铜皮绕组结构设计

3.1.4 变压器损耗分析

主变压器在设计时选用了 EE65 的磁芯，磁芯材质为东磁公司的 DMR95，这种材料拥有更高的磁导率，更低的损耗，更高的饱和磁密。EE65 骨架参数如表 3-2 所示：

表 3-2 EE65 骨架参数

型号	磁芯截面积 A_e	窗口面积 A_w	磁路长度 l_e	磁芯体积 V_e
EE65	532.0 mm^2	432 mm^2	147.0 mm	78204 mm^3

变压器损耗主要由原副边绕组铜损和磁芯磁损两部分构成。

$$P_{tr} = P_{tr_copper} + P_{tr_core} \quad (3-9)$$

变压器总的铜损可由下式计算：

$$P_{tr_copper} = I_{p_rms}^2 R_{pac} + I_{s_rms}^2 R_{Sac} + I_O^2 R_{Sdc} \quad (3-10)$$

式中 R_{pac} 为原边的交流等效电阻， R_{Sac} 为副边流过交流电流部分的等效电阻， R_{Sdc} 为副边流过直流电流部分的等效电阻， I_{p_rms} ， I_{s_rms} 分别为原边和副边交流电流的均方根值， I_O 为副边直流部分电流，即为输出电流的平均值。上式中 3 个电流的最大值在本章 3.1.2

中已经计算得到,为求出变压器的铜损,还需计算变压器原副边绕组的等效电阻。原边绕组的交流等效电阻 R_{pac} 可由式(3-11)计算:

$$R_{pac} = k_{ac} \rho \frac{2n\pi r_p}{\pi \cdot 0.1^2 \cdot 25 \cdot 3} \quad (3-11)$$

其中 k_{ac} 为交流电阻比例系数,与开关频率、线径等有关,这里根据经验取 $k_{ac}=2.5$, 100°C 时铜的电阻率 $\rho = \rho_{100} \approx 2.3 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$, n 为原边匝数 $n=14$, r_p 为所有原边绕组绕制半径的平均值,即为两层原边绕组的半径的中间值,结合 EE65 骨架的半径,线径,铜皮的厚度等,计算得到原边绕组的平均绕制半径 $r_p=15.9\text{mm}$ 。式中分母部分则为原边单股绕线的截面积再乘以股数,即为原边绕线总的截面积。将上述数据代入式(3-11)中即可计算得到原边绕组的交流等效电阻 $R_{pac}=0.74\text{m}\Omega$ 。同样的,副边铜皮的等效电阻 R_{Sac} 可由下式计算得到:

$$R_{Sac} = k_{ac} \rho \frac{2n\pi r_s + l_{Sac}}{\pi \cdot 0.15 \cdot 35} \quad (3-12)$$

式中 r_s 为副边铜皮的绕制半径的平均值, l_{Sac} 副边出头部分铜皮的总长度,由于此处计算的是交流电阻,而流过中心抽头整流结构的中心抽头部分的电流为直流,因此 l_{Sac} 不包含中心抽头出头部分。分母部分为副边铜皮的截面积。计算得到铜皮的等效交流电阻 $R_{Sac}=1.8\text{m}\Omega$ 。

变压器副边流过直流电流部分,即变压器中心抽头出头部分等效电阻可由式(3-13)计算:

$$R_{Sdc} = \rho \frac{l_{Sdc}}{\pi \cdot 0.15 \cdot 35} \quad (3-13)$$

其中 l_{Sdc} 为副边中心抽头部分铜皮的长度,计算得到这部分的等效电阻 $R_{Sdc}=0.37\text{m}\Omega$,将式(3-11)(3-12)(3-13)的计算结果代入式(3-10)中即可计算得到变压器的全部铜损 $P_{tr_copper}=47.447\text{W}$ 。

变压器的磁损是磁芯材料的损耗,主要包含涡流损耗,磁滞损耗等,磁损的大小和磁芯的材料,体积,磁芯工作的磁感应强度幅值和磁芯的工作频率等参数有关,其可由式(3-14)计算:

$$P_{tr_core} = C_m \cdot f^\alpha \cdot B^\beta \cdot V_e \quad (3-14)$$

其中 C_m 为磁芯的损耗系数, f 为磁芯的工作频率, B 为磁芯工作磁感应强度的幅值,

α, β 分别为频率和磁感应损耗系数, V_e 为磁芯的体积。由于式(3-14)中各项系数的值受工作环境等因素的影响大, 因此对于磁芯磁损的计算都具有较大的误差, 只能通过计算得到一个近似值。通过拟合磁芯厂家提供的磁芯功率损耗 P_{coreloss} 与最大磁通密度 $B_m(\text{mT})$ 和频率 f 之间的关系曲线, 可以求出 C_m, α, β 的取值, 从而得到式(3-14)中前三项的乘积 C_{tr} , 进而估算变压器的磁损值为:

$$P_{tr_core} = C_{tr} \cdot V_e \quad (3-15)$$

由上文所述, 要计算变压器磁损首先需要计算变压器的最大磁通密度 B_{tr_m} , 因为移相全桥电路的磁通密度在 $+B_{tr_m}, -B_{tr_m}$ 之间来回变化, 是双向励磁电路, 因此最大磁通密度是磁通变化量的 $1/2$ 。

$$B_{tr_m} = \frac{1}{2} \Delta B_{tr} \quad (3-16)$$

$$\Delta B_{tr} = \frac{\frac{V_{in}}{n} \cdot D_{eff} \cdot T_s}{A_e} \quad (3-17)$$

根据式(3-16)(3-17)计算得到变压器的最大磁通密度为 80mT , 同样考虑到汽车应用中环境温度较高的问题, 本文根据 100°C 磁芯损耗曲线求得变压器的磁损 $P_{t_core}=3.683\text{W}$ 。

由此可以得到满载时变压器总的损耗为 51.13W 。

3.2 外加辅助电感 L_r 设计

3.2.1 外加电感值设计

移相全桥电路原边开关管 ZVS 的实现, 依赖于开关管结电容与外加电感的谐振。只有当开关管结电容上的电压通过谐振完全放电到零, 随后给出驱动信号, 开关管才能实现了 ZVS。从能量的角度来看, 原边开关管实现 ZVS 的过程依靠的是电感中的储能对一对桥臂的上下管结电容进行充放电, 因此要保证开关管结电容能够通过谐振完全的充放电, 则电感中的储能应大于谐振电容的储能。同时上下两管的驱动信号之间需要保证充足的死区时间, 以保证充放电过程完成。

移相全桥电路中, 由于超前桥臂开关管和滞后桥臂开关管的开关过程电路处于不同的工作模态, 因此两个桥臂间实现 ZVS 的条件也有相应的不同。超前臂开关管 S_1 或 S_2 关断时, 其谐振回路中谐振电感 L_f 为变压器漏感 L_{lk} , 外加电感 L_r , 输出滤波电感在变压器原

边的等效值 $n^2 L_o$ 三者的和, 由于输出滤波电感储能大, 因而有充足的能量使开关管结电容进行完全充放电, 因此超前桥臂开关管 S_1, S_2 容易达到 ZVS 条件。而当滞后桥臂 S_3 或 S_4 关断时, 由于此时变压器副边两个同步管 SR_1, SR_2 同时导通, 将变压器副边短路, 输出滤波电感无法参与滞后桥臂结电容的谐振过程, 谐振回路中的谐振电感 L_f 仅为变压器漏感 L_{lk} , 外加电感 L_r 两者之和, 谐振时仅依靠漏感和外加电感上的储能对开关管结电容进行充放电, 使得滞后桥臂实现 ZVS 条件相比于超前桥臂更为苛刻。当负载较重时, 电感 L_f 上的能量足够给滞后桥臂开关管的结电容完全充放电, 因而滞后臂能够实现 ZVS, 而当负载不断减小时, 电感 L_f 上的能量也相应减小, 当其储能不足以给滞后臂开关管结电容完全充放电, 滞后臂开关管就会失去 ZVS 特性。因而为了保证滞后臂实现 ZVS, 谐振电感上储存的能量须大于开关管充放电所需能量, 即谐振电感值需满足:

$$(L_r + L_{lk}) i_p^2 \geq (C_{S3} + C_{S4}) V_{in}^2 \quad (3-18)$$

式中 i_p 为滞后臂关断时的原边电流值, C_{S3}, C_{S4} 为原边滞后桥臂开关管 S_3, S_4 的结电容。

图 3-6 是根据式(3-18)画出的当 $V_{in}=V_{in_max}$ 时, 不同负载下实现滞后臂 ZVS 所需的最小谐振电感 L_f 值曲线。从图中可以看到, 若要求 25% 以上负载范围内 ($>40A$) 电路实现 ZVS, 则取谐振电感值 $L_f \geq 5\mu H$ 即能满足设计要求, 则所需的外加电感值为 $L_r = L_f - L_{lk}$, 本文根据实际变压器的漏感情况, 选择的外加电感值为 $L_r = 2\mu H$ 。

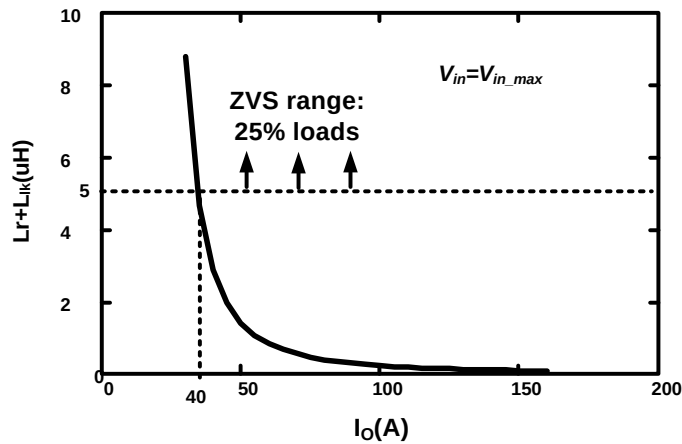


图 3-6 外加电感值与负载关系

3.2.2 外加电感绕组设计

外加电感骨架和磁芯选取 RM8, 磁芯材质选取东磁集团的 DMR95。RM8 磁芯的参数如表 3-3 所示。

首先确定外加电感匝数 N_{Lr} , 外加电感的匝数可由式(3-19)计算得到:

$$N_{Lr} = \frac{L_r \cdot i_{L_peak}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (3-19)$$

表 3-3 RM8 骨架参数

型号	磁芯截面积 A_e	窗口面积 A_w	磁路长度 l_e	磁芯体积 V_e
RM8	64 mm^2	50.3 mm^2	39 mm	2449 mm^3

其中, i_{L_peak} 为电感电流最大值, 即最低输入电压下满载输出时的电感电流峰值, 取 $i_{L_peak}=14\text{A}$, B_{max} 为外加电感最大磁通密度, 由于 DMR95 材料在 100°C 时的饱和磁通密度 $B_s=410\text{mT}$, 为保证外加电感不会饱和, 取 $B_{max}=2\text{mT}$ 。将上述数值代入式(3-19)中计算后取整得到外加电感的匝数 $N_{Lr}=2$ 。

外加电感的绕组采用和变压器原边一样的 $0.2\text{mm} \times 25$ 漆包线 3 股, 电流密度也和变压器原边一致为 $5.2\text{A}/\text{mm}^2$ 。其窗口系数为:

$$K_w = \frac{N_L \cdot 3S_L}{A_w} = 0.477 \quad (3-20)$$

其中 S_L 为单股漆包线所占用的正方形窗口面积。从式(3-20)的计算结果来看, 外加电感的窗口系数处于合理范围内。

3.3 输出滤波器设计

输出滤波器的设计主要依据变换器的输出电压电流纹波要求。

3.3.1 输出滤波电感值设计

图 3-7 为输出电流在一个周期内的变化情况, $0-D_{eff}T_s$ 时间段, 输出电流从最小值 I_1 开始, 以斜率 $(V_{in}/n - V_o)/L_o$ 上升, 并到达最大值 I_2 , $D_{eff}T_s-T_s$ 时间段, 输出电流从最大值 I_2 开始, 以斜率 V_o/L_o 下降, 并在达到 I_1 后结束, 因此输出电流的纹波可由式(3-21)计算:

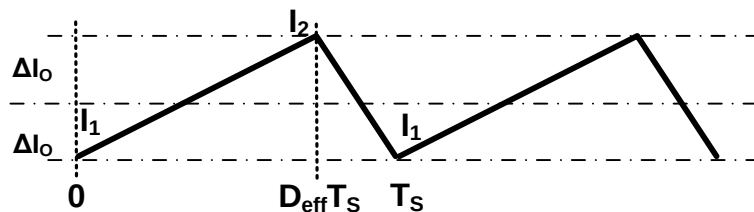


图 3-7 输出电流纹波波形

$$\Delta I_O = \frac{V_O}{2L_O} (1 - D_{\text{eff}} T_S) \quad (3-21)$$

由此可根据输出电流纹波要求计算输出滤波电感值为：

$$L_O = \frac{V_O T_S}{2\Delta I_{O_cmd}} \left(1 - \frac{nV_{O_min}}{V_{in_max}} \right) \quad (3-22)$$

式(3-22)中 ΔI_{O_cmd} 为变换器所要求的最大输出电流纹波值，取输出电流纹波峰-峰值为输出电流的 20%，即 $\Delta I_{O_cmd} = 15A$ ，由此计算得到输出电感值 $L_O = 2.1\mu H$ 。

3.3.2 输出滤波电容设计

实际中输出滤波电容并非理想电容，它可等效为寄生电阻 R_{CO} 和寄生电感 L_{CO} 与其理想纯电容的 C_O 的串联。由于本文中设计的变换器纹波电流频率仅为 200kHz，可以忽略输出滤波电容的等效串联电感 L_{CO} 对输出电压纹波的影响，因此输出电压纹波由两个分别由 C_O 和 R_{CO} 决定的纹波分量构成。

N 个输出滤波电容并联后总阻抗为：

$$Z_{CO_total} = \frac{R_{CO} - j \frac{1}{\omega C_O}}{N} = R_{CO_total} - j \frac{1}{\omega C_{O_total}} \quad (3-23)$$

根据式(3-23)可以得到多个输出滤波电容并联后总的等效电容 C_{O_total} 和总的等效电阻 R_{CO_total} 。

由于输出电流的纹波电流 ΔI_O 即为流过输出滤波电容的电流，因此我们可由式(3-24)计算出输出滤波电容一次充(放)电的电荷量 Q_O ：

$$Q_O = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_O}{2} \cdot \frac{T_S}{2} \right) \quad (3-24)$$

由此，则可以计算输出电流的纹波电流在 C_{O_total} 上产生的纹波电压 ΔV_{O1} 为：

$$\Delta V_{O1} = \frac{Q_O}{C_{O_total}} \quad (3-25)$$

同时等效电阻 R_{CO_total} 上产生的输出电压纹波量可由式(3-26)计算：

$$\Delta V_{O2} = R_{O_total} \cdot 2\Delta I_{O_cmd} \quad (3-26)$$

因此总的输出电压纹波为：

$$\Delta V_O = \Delta V_{O1} + \Delta V_{O2} \quad (3-27)$$

根据上述方法计算得到当输出滤波电容仅为电解电容时,由于电解电容的 ESR 较大,因此电容 ESR 上产生的输出电压纹波将会远大于电容充放电产生的纹波。因而在实际应用的电路中,常采用低 ESR 的瓷片电容和电解电容并联作为输出滤波电容,这样做的好处是两者并联后可以使得输出滤波电容的等效电阻显著减小,从而大大减小总的输出电压纹波量。本文根据实际采用的电解电容和瓷片电容数量计算得到输出电压纹波为 131mV。

3.4 开关管选择及损耗分析

在选择原边开关管时,主要考虑的是开关管的耐压和损耗情况。移相全桥的原边开关管电压应力为输入电压最大值 $V_{in_max}=410V$,因此考虑一定的裕量,一般为 50%左右,原边开关管可选择较为通用的 600V 或者 650V 耐压的 MOSFET。原边开关管的损耗主要由导通损耗,开关损耗和驱动损耗三部分组成,下面就对三部分损耗分别计算。

在本章 3.1.2 中计算了原边电流的均方根值 $I_{p_rms_max}=11.2A$,若不考虑开关管之间的死区时间,则电路的原边始终有两个开关管同时导通,因而开关管的导通损耗可由式(3-28)计算:

$$P_{mos_con} = I_{p_rms_max}^2 \cdot 2R_{dson} \quad (3-28)$$

其中 R_{dson} 为 MOSFET 的导通电阻,由式(3-28)得知在保证开关管耐压满足要求的情况下,尽量选择 R_{dson} 小的 MOSFET,有利于减小开关管的导通损耗。

本文中所采用的移相全桥电路虽然能够实现原边开关管的零电压开通,但是开关管的关断过程仍为硬开关,因此在计算开关管的开关损耗时仅考虑其关断损耗。影响 MOSFET 开关损耗和驱动损耗的大小的参数主要为 MOSFET 的门极电荷 Q_g 值, Q_g 值越小,则 MOSFET 的开关损耗越小,因此尽量选择 Q_g 小的 MOSFET,有利于减小开关管的开关损耗和驱动损耗。

但是根据现有 MOSFET 产品的特性, R_{dson} 越小,则往往其 Q_g 越大,反之 Q_g 越小,则往往其 R_{dson} 越大,因此我们常通过计算 MOSFET 的 $R_{dson} \cdot Q_g$ 来大致判断 MOSFET 的总体损耗情况, $R_{dson} \cdot Q_g$ 小,则损耗也会相应较小。

本文根据上述方法,选择了 Infineon 公司三款 TO-247 封装的汽车级 MOSFET 进行了损耗对比,它们的型号分别是: IPP60R099CPA, IPP65R048CFDA, IPP60R045CPA。其中前两者耐压为 650V,后者耐压为 600V 下,表 3-4 为三款 MOSFET 的参数对比:

表 3-4 所选三款 MOSFET 参数

参数	IPP60R099CPA	IPP65R048CFDA	IPP60R045CPA
$R_{ds(on)}@100^{\circ}\text{C}(m\Omega)$	175	78	80
Q_g (nC)	60	270	150
$R_{ds(on)} \cdot Q_g$	5.94	6.625	6.75

MOSFET 导通损耗的计算公式已由式(3-28)给出, 根据该式计算得到三款 MOSFET 在满载下的损耗分别为 22W, 9.8W, 10.09W。

要对比三款 MOSFET 的损耗情况, 还需计算 MOSFET 的关断损耗。图 3-8 为 MOSFET 的简单开关模型和关断过程波形图^[54], 为了简化分析, 本文在开关损耗的计算中忽略了 MOSFET 寄生电感的影响。

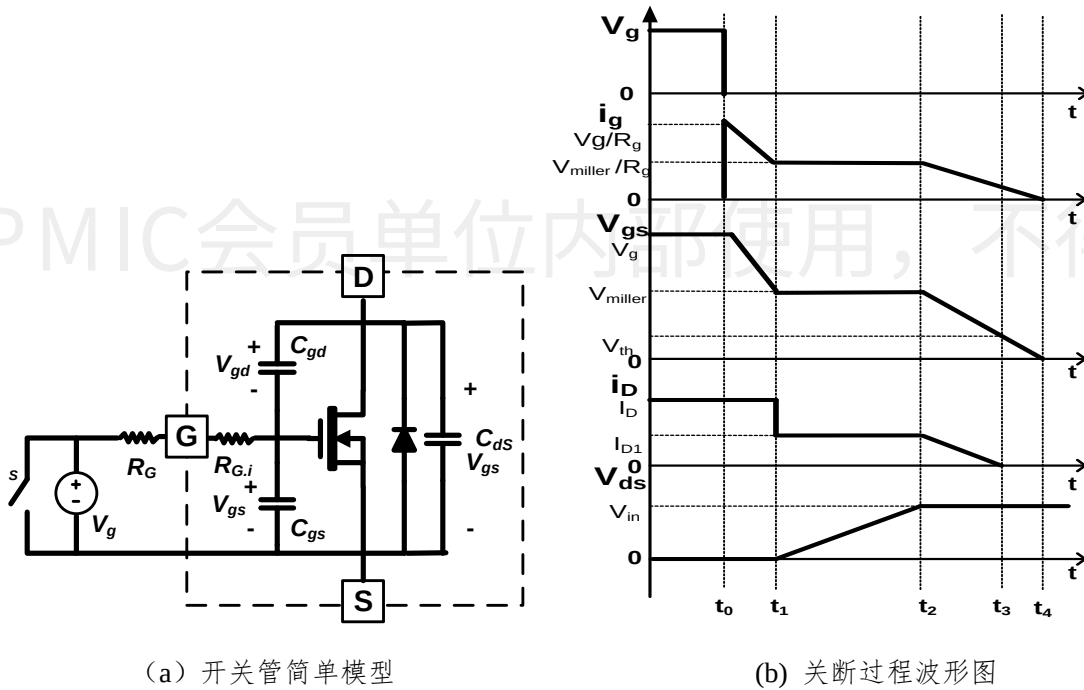


图 3-8 开关管关断模型及关断过程波形图

图 3-8 中, t_0 时刻驱动信号消失, 开关管驱动电压 V_{gs} 开始下降, 并在 t_1 时刻到达米勒平台电压, C_{gs} 两端电压 V_{gs} 保持在 V_{miller} , 由此可以算出驱动电流 i_g 为:

$$i_g = \frac{V_{miller}}{R_g} \quad (3-29)$$

其中 $R_g = R_G + R_{G,i}$, 由于电容 C_{gs} 上电压保持不变, 因此驱动电流 i_g 全部来自电容 C_{gd} , 即 i_g 为电容 C_{gd} 的充电电流, 因此可以根据式(3-30)计算得到 C_{gd} 两端电压 V_{gd} 的上升斜率

k_{Cgd} 为:

$$C_{gd}V_{gd} = i_g(t - t_1) \quad (3-30)$$

$$k_{Cgd} = \frac{i_g}{C_{gd}} \quad (3-31)$$

又因为 $V_{gs} + V_{gd} = V_{ds}$, 因此随着 V_{gd} 电压的上升, 原本流过 MOS 管沟道的一部分电流开始给结电容 C_{ds} 充电, 使得 MOS 管的 V_{ds} 从 0 开始以斜率 k_{Cgd} 上升:

$$v_{ds}(t) = k_{Cgd}t \quad (3-32)$$

由此可以算出给 C_{ds} 充电的电流大小 i_{d2} , 沟道电流 I_d 减去这部分充电电流即为剩下流过沟道的电流 i_{d1} , 则可算出 MOSFET 在 t_1 - t_2 时间段内的关断损耗。

$$i_{d2}(t) = k_{Cgd}C_{gd} \quad (3-33)$$

$$i_{d1}(t) = I_d - i_{d2}(t) \quad (3-34)$$

$$P_{switchoff1} = \int_{t_2}^{t_3} i_{d1}(t)v_{ds}(t)dt \quad (3-35)$$

t_2 时刻, 驱动电压 V_{gs} 开始在驱动电流 i_{g2} 的作用下由 V_{miller} 下降, 若假设驱动电压 V_{gs} 以直线下降, 则可得到 i_{g2} 的表达式为:

$$i_{g2} = \frac{0.5(V_{miller} - V_{th})}{R_g} \quad (3-36)$$

式(3-36)中 V_{th} 为开关管的阈值电压。因此我们可计算得到整个过程的时间, V_{gs} 下降的斜率以及其表达式:

$$t_3 - t_2 = \frac{C_{gs}(V_{miller} - V_{th})}{i_g} \quad (3-37)$$

$$k_{Cgs} = \frac{(V_{miller} - V_{th})}{t_4 - t_3} \quad (3-38)$$

$$V_{gs}(t) = V_{miller} - k_{Cgs} \cdot (t - t_2) \quad (3-39)$$

通过拟合厂家提供的沟道电流与 V_{gs} 的关系曲线, 可以得到在这一阶段中沟道电流的变化情况 $i_{d3}(t)$. 在这段时间内开关管两端电压 V_{ds} 始终保持在输入电压 V_{in} , 则这一阶段的损耗可由式(3-40)计算:

$$P_{\text{switchoff}2} = \int_{t_2}^{t_3} i_{d3}(t) V_{in} dt \quad (3-40)$$

将两部分损耗相加即可得到开关管总的关断损耗。

在本文的设计中采用了驱动变压器驱动一组桥臂，因此 MOS 管关断时其驱动电压为负压，开关管的驱动损耗可由式(3-41)计算得到：

$$P_{\text{mos_driver}} = 2V_g \cdot Q_g \cdot f_s \quad (3-41)$$

若假设原边四个开关管的损耗完全一致，则开关管的总的损耗为：

$$P_{\text{switch}} = 4(P_{\text{switchoff}1} + P_{\text{switchoff}2}) + P_{\text{mos_con}} + 4P_{\text{mos_driver}} \quad (3-42)$$

将表 3-4 中三款 MOSFET 的参数代入，计算得到三款开关管的总体损耗情况如表 3-5 所示：

表 3-5 开关管损耗汇总

损耗情况	IPP60R099CPA	IPP65R048CFDA	IPP60R045CPA
导通损耗 $P_{\text{mos_con}}$	22W	9.8W	10.09W
关断损耗 P_{switch}	3.32W	9.8W	6.6W
驱动损耗 P_{driver}	0.576W	2.529W	1.632W
总损耗 P_{totall}	25.896W	22.129W	18.332W

3.5 同步整流设计

在大电流输出的条件下，为了减小副边整流部分的损耗，提升变换器整体效率，本文采用了同步整流技术。为此中心抽头整流结构采用共地接法，使得两个同步整流管共地，使其驱动更易实现。

3.5.1 同步整流管驱动逻辑选择

同步整流管驱动逻辑的选择直接影响到同步管上的损耗大小。图 3-9 中给出了原边开关管驱动逻辑，三种可行的同步整流管驱动逻辑和同步管上的电流波形图。三种同步管的驱动逻辑分别是(a)同滞后臂逻辑：同步管驱动逻辑与滞后臂相同；(b)与逻辑：超前臂 $S_1(S_2)$ 和滞后臂 $S_4(S_3)$ 驱动逻辑取与逻辑；(c)或逻辑：超前臂 $S_1(S_2)$ 和滞后臂 $S_4(S_3)$ 驱动逻辑取或逻辑。同步管上流过的电流可以选择流经同步管沟道或是体二极管，但是相比之下，电流流经体二极管时，由于体二极管的导通压降大，除了会产生相应的导通损耗外，同时还会带来反向恢复损耗，因此总体损耗会大于电流流经沟道。通过图 3.9 中三种驱动逻辑

与同步管电流波形的对比可以发现,采用或逻辑驱动同步管,可使得同步管上的电流最大限度的通过沟道,从而减小同步管上的损耗。

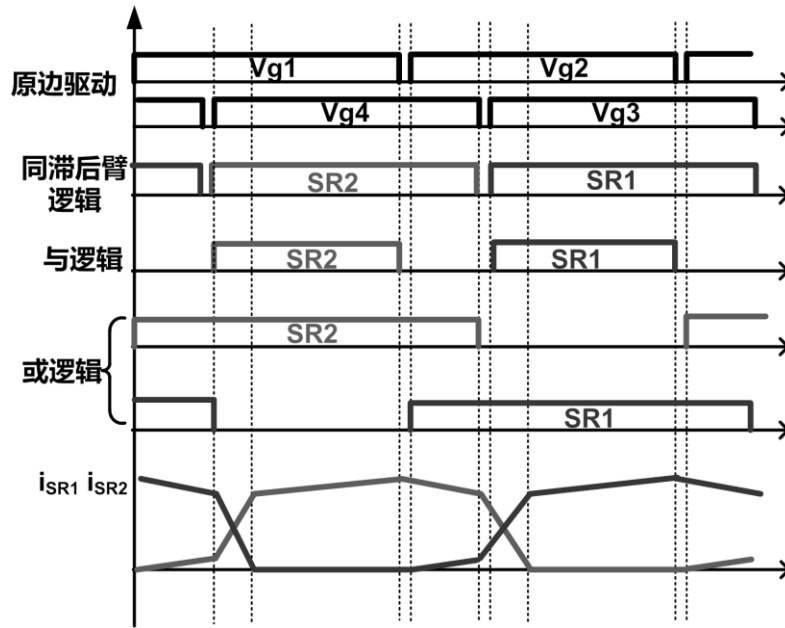


图 3-9 同步整流管驱动逻辑图

3.5.2 同步整流管选择及损耗分析

在同步整流管的选择上同样需要综合考虑其电压电流应力及其损耗情况。同时在上百安培的大电流输出的情况下,原本都被忽略的焊点电阻也开始变的重要起来了,实际中的焊点电阻阻值往往和大电流的同步整流管导通电阻处于同一数量级(1-2mΩ),而 2mΩ 的焊点电阻在 100A 电流下就能产生多达 20W 的损耗,这将严重影响了变换器的整体效率。

针对上述问题,本文采用 n 个同步管并联的方式,减小焊点电阻损耗。若单个同步管的焊点电阻为 R_{con} ,同步整流管的导通电阻为 R_{sron} ,则单个同步管的总电阻 $R_{sr1}=R_{con}+R_{sron}$,而 n 个同步管并联后的总电阻为 $R_{sr2}=(R_{con}+R_{sron})/n$,这样 n 个同步管并联后的总的导通损耗降为单个同步管时的 $1/n$ 。

移相全桥电路的副边整流管两端电压为 $2V_{in}/n$,当输入电压最大值时 $V_{in_max}=410V$,同步管两端的电压为 58.6V,再考虑到移相全桥电路存在的电压振荡问题以及留取一定的裕量,本文中选择了 3 款电压应力为 100V,导通损耗最小的汽车级同步整流管进行了对比计算,三款同步整流管的基本参数如根据第三章第一节中计算的副边电流均方根值,我们可以得到流过同步管电流的均方根值为 $I_{SR_rms_max}=I_{S_rms_max}=113A$,因而同步整流管的导通损耗可由式(3-43)计算:

$$P_{SR_con} = I_{SR_rms_max}^2 \cdot \frac{R_{srdson} + R_{con}}{n} \quad (3-43)$$

表 3-6 所示：

根据第三章第一节中计算的副边电流均方根值，我们可以得到流过同步管电流的均方根值为 $I_{SR_rms_max}=I_{S_rms_max}=113A$ ，因而同步整流管的导通损耗可由式(3-43)计算：

$$P_{SR_con} = I_{SR_rms_max}^2 \cdot \frac{R_{srdson} + R_{con}}{n} \quad (3-43)$$

表 3-6 同步整流管基本参数

基本参数	IPP120N1S4-05	IPP120N10S4-03	IPP100N10S3-05
$R_{srdson}@100^{\circ}C(m\Omega)$	5	3.5	4.8
$Q_g(Nc)$	70	108	135
$I_{D_max}(A)$	120	120	100
$Q_{rr}(nC)$	130	170	380

其中焊点电阻取 $R_{con}=1m\Omega$ 。同步管的反向恢复损耗为：

$$P_{SR_bdrv} = Q_{rr_SR} \cdot \frac{2V_{in_max}}{n} \cdot f_s \quad (3-44)$$

同步管驱动采用了推挽电路，可计算得到同步管的驱动损耗为：

$$P_{SR_driver} = n \cdot V_{g_SR} \cdot Q_{g_SR} \cdot f_s \quad (3-45)$$

则同步管的整体损耗为：

$$P_{SR} = P_{SR_con} + P_{SR_bdrv} + P_{SR_driver} \quad (3-46)$$

将上述三款同步管的参数代入式(3-43)(3-44)(3-45)和(3-46)中可计算得到同步管整体损耗并画出损耗随同步管数量变化的曲线图如图 3-10 所示。从图中看到，随着同步管数量的增加，同步管整体损耗先是快速下降，在同步管到达一定数量后，整体损耗又开始呈现上升趋势。这是因为 n 个同步管并联虽然降低了其导通损耗，但是也增大了同步管的驱动损耗和反向恢复损耗。以损耗最低的 IPP120N10S4-03 计算结果为例，当同步管数量由 1 个增加到 5 个时，同步管的损耗分别降低了 48.2%,29.9%,20.2%,14%，再由 5 个继续增加时，损耗减小已经小于 10%，从损耗降低的绝对值来看更是相差无几。因此结合效率，成本，变换器体积，副边结构等多重因素的考虑，本文中选用了损耗最低的 IPP120N10S4-03

型号同步整流管，并取 $n=5$ ，即 5 个同步管并联方案。

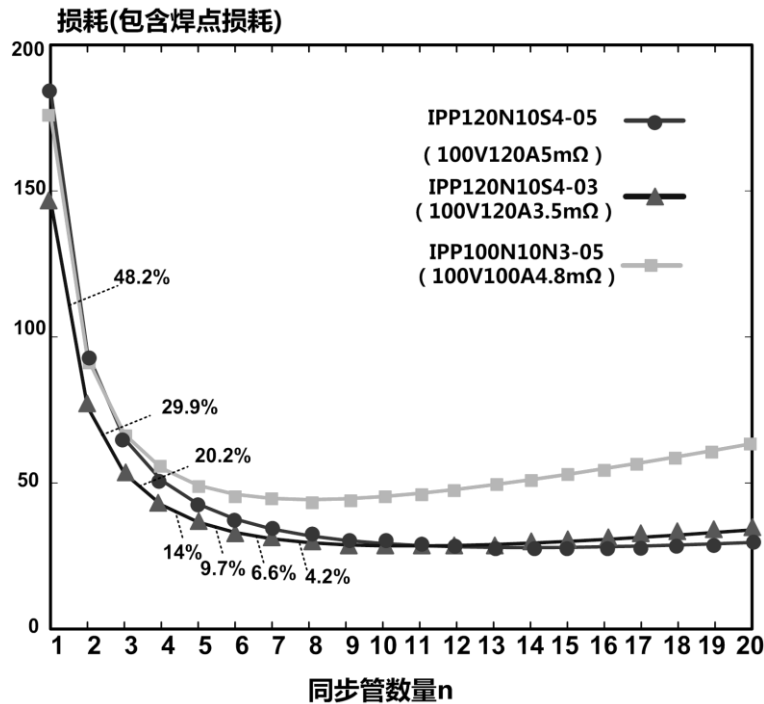


图 3-10 三款同步管总体损耗与同步管数量的关系

3.6 其他损耗及整体损耗分布情况

在本章之前的内容中，对变换器中的关键元件的参数及其损耗进行了计算，上述的计算仅对元器件上的损耗进行了计算，实际上像 SR 的接触电阻一样，在大电流的条件下，副边的任何走线以及元器件间的连接产生的接触电阻损耗都不能忽视，这部分的损耗甚至会超过了元器件上的损耗，成为变换器损耗的最大来源。

本文在设计 PCB 和设计副边结构的同时对可能存在的接触电阻进行了估算，并计算了其产生的损耗，包括变压器与输出滤波电感相连接的接触损耗，输出滤波电感和 PCB 的相连接的接触损耗，输出端口接线端子的损耗以及副边 PCB 走线的损耗。图 3-11 为计算得到的变换器总体损耗分布图，从图中看到计算结果显示副边大电流回路的各部分走线及接触点的损耗达到了 66.6W，成为了限制变换器整体效率提升的最大障碍。

通过上述分析可知，若要提升变换器的效率，可从以下几方面入手：首先是改进副边的结构，减小大电流回路的接触电阻以及减小缩短大电流回路，其次是改进变压器结构和绕组，然后是在合理范围内选择损耗更小的器件，最后则是从控制等多方面对电路的优化改进。

针对副边结构的改进一是减小副边大电流的回路长度，因此在优化走线路径的同时也

应尽量减小副边的器件数，这也是第二章中提到舍弃倍流整流结构而选择中心抽头整流结构的原因。二是保证大电流回路的走线截面积，由于 PCB 铜厚的限制，因此应避免大电流流经 PCB，若无法避免也应采用多层大面积铺铜的方式减小电流密度，实际上目前的产品为了应对如此大电流时普遍都采用了铜条作为副边的走线，这样做的好处是铜条有足够的截面积，可以最大程度减小走线上的损耗，同时变压器和输出滤波电感可以直接通过铜条相连，即将变压器和输出滤波电感做成一体结构，这样就避免了两者相连产生的接触电阻损耗，而且铜是良好的导热体，可将产生的热量快速导出到外壳等散热装置，降低了变换器的温升。总之对于副边结构的改良涉及诸多工程，机构方面的设计，本文受限于实验室条件，在副边结构的设计上不得已产生了一些不必要的接触点，限制了变换器在大电流下的效率。

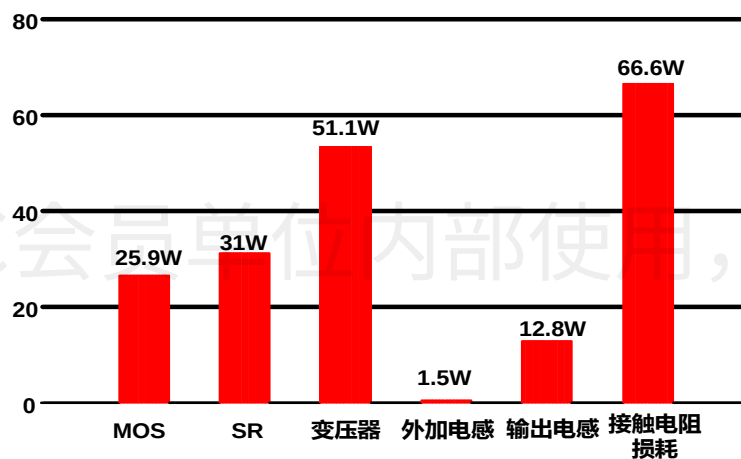


图 3-11 计算得到的损耗分布和效率曲线

3.7 本章小结

本章中针对所选择的改进型移相全桥拓扑方案，对主电路中的变压器匝比，变压器绕组及结构，外加电感值，输出滤波器等关键的参数进行了设计计算，并对开关管和同步整流管的选择给出了思路，同时还分析了多种同步整流管驱动逻辑的优劣。最后根据所设计的主电路参数对变换器的整体损耗分布和效率情况进行了分析。

第4章 控制方案设计及实验结果

4.1 总体控制方案

对于一款完整的汽车应用 HV-LV DC/DC 变换器产品来说，为了应对实际中复杂的应用环境，往往还需要对变换器的保护，调压，通信等功能进行设计。近年来随着数字控制的快速发展，模拟控制相比于数字控制的成本低等优势逐渐消失，而数字控制在电路复杂程度，调试难度，可靠性和适用性等方面有着明显的优势。

图 4-1 为变换器的总体控制框图，从图中可以看到，变换器的控制部分主要可分为三部分：变换器上层控制器，单片机 MCU，以及变换器主电路。其中变换器主电路包含变换器的主功率电路,辅助供电电路,由 UCC28950 及采样保护电路构成的模拟控制电路。单片机 MCU 则作为变换器上层控制器和变换器主电路之间的连接，其主要的功能为：1. 采样上层控制器提供的调压 PWM 信号，然后输出调压电平给主电路，以此调节变换器输出电压；2.获取变换器主电路的工作状态，并以 PWM 的形式反馈给上层控制器；3.根据采样电路的采样值判断电路是否需要保护，并输出保护信号，同时可将电路锁死在保护状态。

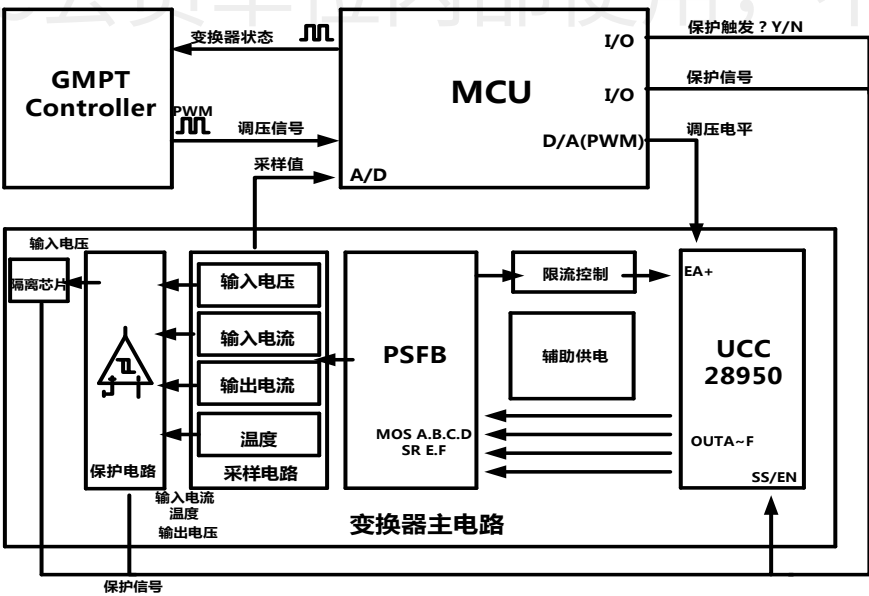


图 4-1 变换器总体控制框图

4.2 主电路控制芯片 UCC28950

对于电路控制方式的选择，模拟控制和数字控制有其各自的优势：模拟控制稳定可靠，但是需要额外的数字芯片以完成 DC-DC 变换器需要的调压，通信等需求，而数字控制则

更加灵活，但成本较高。在第一章对现有 DC-DC 变换器产品的调研中，发现现有产品对于选择数字还是模拟的控制方式也没有达成一个统一。考虑到目前市场上有成熟的移相全桥控制芯片，本文采用了模拟芯片负责主电路的控制，单片机负责调压等辅助功能的控制方式

UCC28950-q1 是一款德州仪器 (TI) 公司基于其工业标准 UCCx895 移相控制器系列产品基础上推出的汽车级增强型相移控制器。UCC28950-q1 能够在对全桥原边进行控制的同时对副边整流输出级进行有效控制。其主要具备以下功能：初级侧信号允许可编程延迟以确保宽负载电流和输入电压范围内的 ZVS 运行，而负载电流自然调整同步整流器的次级侧开关延迟，从而大大提升了整体系统效率；提供多重轻负载管理特性，包括进入和退出断续电流模式 (DCM)，运行时的突发模式和动态 SR 开/关控制，高达 1MHz 的可编程开关频率，以及包含逐周期电流限制，欠压闭锁和热关断的广泛保护特性集的支持。

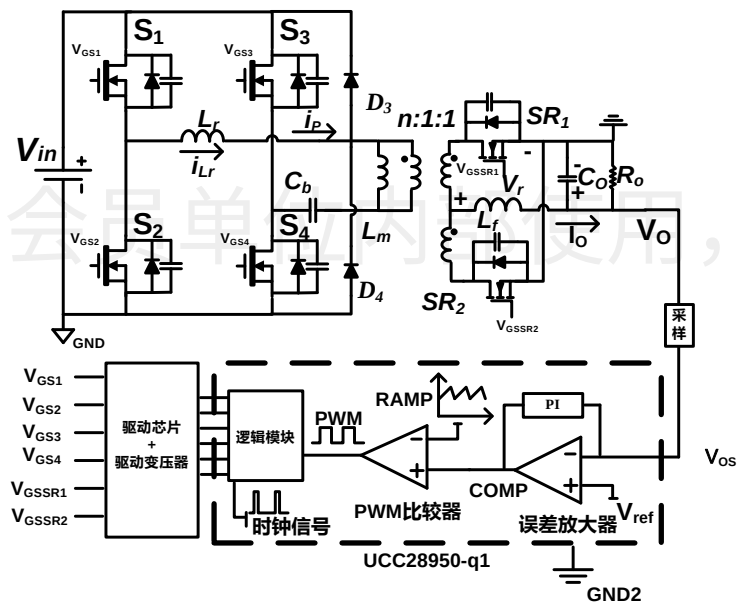


图 4-2 主电路控制框图

图 4-2 为变换器的主电路控制框图。图中输出电压 V_O 经采样得到 V_{Os} ，经过一级误差放大器，得到误差信号 COMP，COMP 作为 PWM 比较器第一个输入，与锯齿波比较产生 PWM 信号，PWM 信号再经逻辑模块产生原边四个开关管和副边 SR 的驱动信号。变换器采用副边控制即所有的控制电路均与副边共地，因而控制芯片产生的控制信号在经过驱动芯片后通过驱动变压器驱动原边开关管。

4.3 死区时间设计

4.3.1 原边死区时间设计

移相全桥的 ZVS 过程是通过谐振实现的, 因此开关管两端电压 V_{ds} 从 V_{in} 下降到 0 并不是瞬间完成的, 如果上下两管的驱动信号之间的死区时间 T_{d_mos} 小于 V_{ds} 谐振到 0 的时间, 则 V_{ds} 还未下降到零就开通, 开关管就会失去了软开关特性, 即发生了欠谐振现象, 其波形图如图 4-3(a)所示。而如果死区时间 T_{d_mos} 过长, 则会出现如图 4-3(b)中所示的过谐振现象, 即开关管两端电压 V_{ds} 下降到 0 后, 开关管未能及时开通, V_{ds} 通过谐振重新上升, 开关管同样会失去软开关特性。移相全桥的开关过程, 模态(t_0, t_1)的等效电路图如图 4-4 所示, 图中 C_{SRf} 为同步管结电容 C_{SR1} 在原边的等效电容, $\dot{i}_{Load}(t)$ 为负载电流在原边的等效电流。应用叠加定理可以求得这一过程中开关管结电容上电压 V_{Cs1} 为:

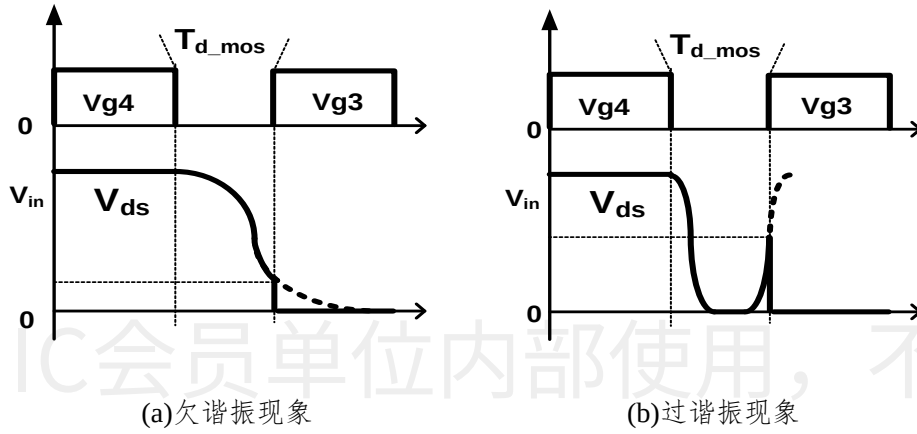
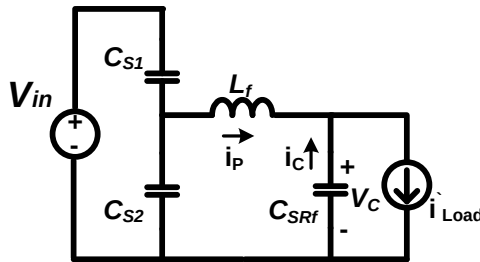


图 4-3 原边开关管死区时间异常情况

图 4-4 模态(t_0, t_1)等效电路

$$v_{Cs1}(t) = \frac{\dot{i}_{Load}(t)}{2C_{S1} + C_{SRf}} t + \frac{C_{SRf}}{2C_{S1}(2C_{S1} + C_{SRf})} \frac{\dot{i}_{Load}}{\omega_0} \sin \omega_0 t \quad (4-1)$$

$$\text{其中 } \omega_0 = \sqrt{\frac{2C_{S1} + C_{SRf}}{2C_{S1} \cdot C_{SRf} \cdot L_f}}。$$

谐振过程结束时, C_{s1} 上电压达到输入电压 V_{in} , 将 $V_{cs1}=V_{in}$ 代入式(4-1)中即可解得一个谐振过程的时间 t_{res} 。由式(4.1)可知 t_{res} 是一个关于 $\dot{i}_{Load}$ 的函数, 且 $\dot{i}_{Load}$ 越大, 则 t_{res} 越小。因此随着负载的上升, 谐振过程的时间将会缩短, 则死区时间也应相应缩短。

UCC28950-q1 提供了初级侧信号的可编程的延迟功能, 即可设置的原边桥臂上下管之间的初始死区时间 T_{d_mos} 在 250ns~1700ns 之间变化, 同时死区时间还可根据负载情况以一定比例 K_A 减小。因此在实际对电路进行调试时, 可根据电路空载或轻载时所需的谐振时间设置初始死区时间值, 然后调整比例值 K_A , 使电路在宽负载范围内保持最佳的 ZVS 条件。

4.3.2 原副边死区时间设计

在本文第3章中选择了或逻辑作为同步整流管的驱动逻辑, 即同步管与超前臂同时开通, 与滞后臂同时关断。由于滞后臂关断后, 电路即会进入换流阶段, 因此同步管上仍有较大的电流流过, 为了使这部分电流尽可能地流经同步管沟道, 需在同步管驱动逻辑与滞后臂驱动逻辑之间加入死区时间 T_{d_sr} , 如图 4-5 所示。

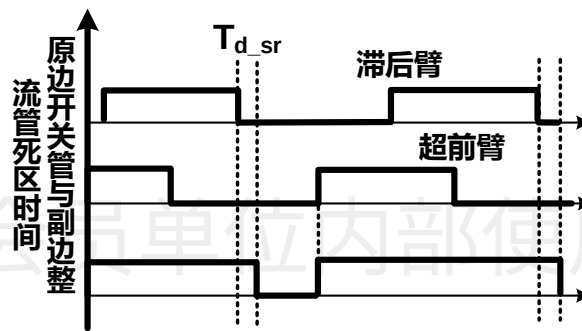


图 4-5 原边开关管与副边同步整流管之间的死区

实际电路中由于原副边驱动电路的驱动能力不同, 以及开关管与同步整流管 Q_g 等参数的不同, 导致了原边开关管和副边整流管的开通速度不一致, 使得整流管有可能先于超前臂开通, 电路工作模态因此会发生变化。而如果原副边死区时间 T_{d_sr} 设置过长, 又会使得换流阶段结束后同步管仍然导通, 同样会使电路工作模态发生变化。图 4-6 中为两种异常情况的工作模态图和波形图。

图 4-7 为实际电路中两种异常工作情况下的原边电流波形图, 图中给出了变压器原边电流 i_p , 外加电感电流 i_{Lr} 的变化情况。从图 4-7(e)和(f)中可以看到变压器原边电流和外加电感电流都出现了突然上升的现象, 使得原边电流的峰值增大, 从而使得原边器件的电流应力增大, 同时使得电路中的磁元件也面临饱和的风险。

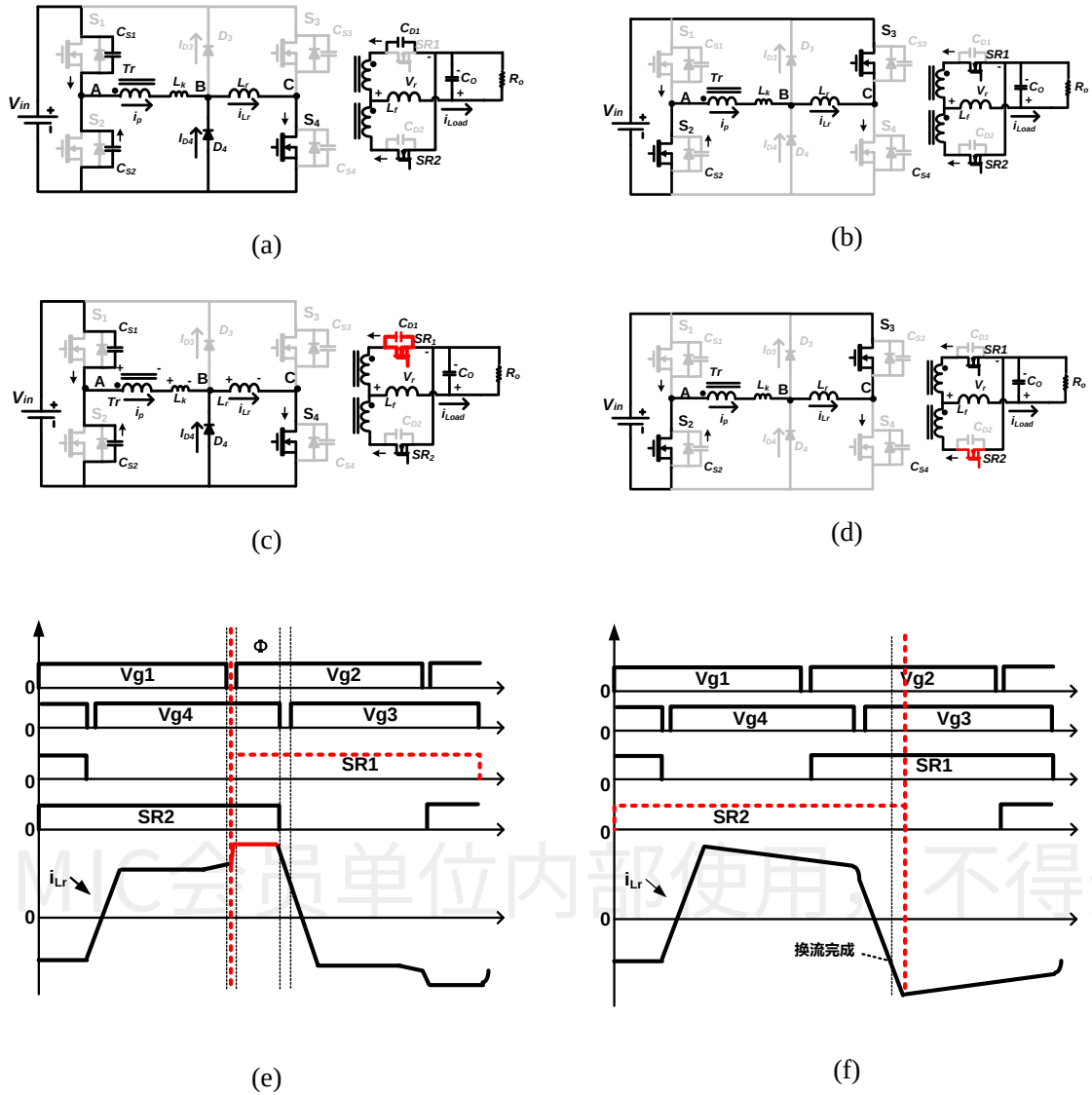
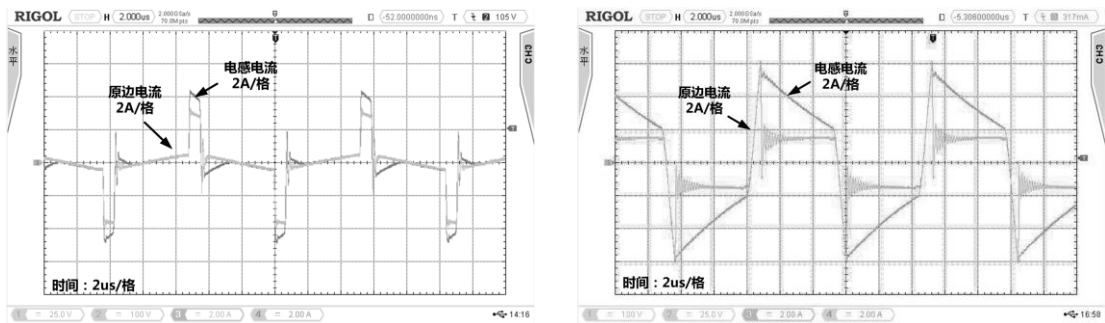


图 4-6 两种异常情况模式图及波形图



(a)同步管先于开关管开通

(b)原副边死区时间过长

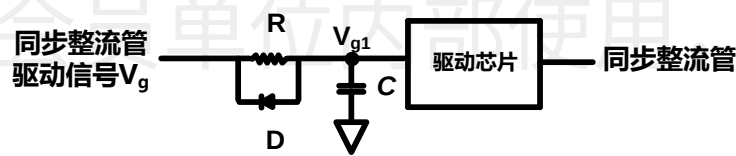
图 4-7 两种异常工作模式电流实验波形图

图 4-6(c)中, 副边整流管 SR_1 在 S_2 还未导通时就导通, 从而将变压器电压箝位在 0, 此时电路仍处于谐振阶段, 结电容 C_{S2} 上仍有电压 V_C , 因此 V_C 电压全部加在了外加电感

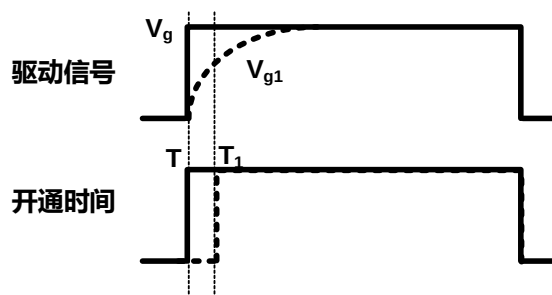
L_r 和变压器漏感 L_k 上,使得电流 i_p 和 i_{Lr} 开始以斜率 $V_C / (L_k + L_r)$ 上升直至开关管 S_2 开通。

图4-6(d)中由于原副边死区时间 T_{d_sr} 设置过长,副边整流管 SR_2 在换流阶段结束后仍然导通,变压器电压仍被箝位在0,此时A,C两点间的电压 $V_{ac}=-V_{in}$,因此 V_{ac} 的电压全部加在了外加电感 L_r 和变压器漏感 L_k 上,使得电流 i_p 和 i_{Lr} 继续以斜率 $V_{in} / (L_k + L_r)$ 上升直至整流管 SR_2 关断。

通过上述分析可以知道,为了避免上述两种异常情况的出现,一方面要合理设置原副边之间的死区时间 T_{d_sr} ,另一方面需要对同步整流管驱动信号做适当延迟处理。图4-8(a)为本文中针对同步整流管驱动信号的改进电路,即通过一个简单的RC电路,使同步管驱动信号 V_g 产生延迟,变为 V_{g1} ,从而延迟了同步管的开通,同时在RC电路的电阻上再反并一个二极管,这样RC电路将不会影响驱动信号的消失,因而SR的关断不会产生延迟,仅需合理设置原副边死区时间 T_{d_sr} ,改进前后的驱动信号变化波形如图4-8(b)所示,开通由时刻T延迟到了时刻 T_1 。实际电路中驱动信号如图4-9所示,图中已标出SR驱动波形和开关管驱动波形。



(a)同步管驱动改进方案



(b)改进方案效果图

图 4-8 副边同步管驱动信号的改进方案及效果

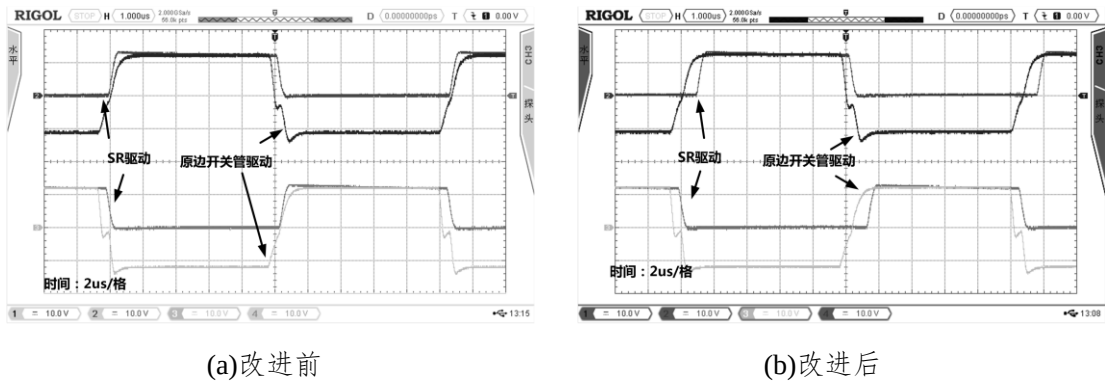


图 4-9 同步管驱动改进方案实验结果

4.4 数字控制方案

4.4.1 数字控制芯片选型

在本章中已经介绍了数字控制器的主要功能:调压,通信和保护。为了实现上述功能,数字控制器需要采样调压 PWM 信号和包括输入电压,输入电流,输出电压,输出电流,温度等在内的电路参数,同时数字控制器还需输出 PWM 信号,调压电平和保护信号。因此所选数字控制器需要包含足够的 DA 接口, PWM 接口, AD 接口。基于以上数字控制器功能的分析,本文中选用了微芯公司(Microchip)的型号为 PIC16F1786 的数字控制器,该数字控制器一共拥有 24 个 I/O 接口,其中包含 11 个 AD 接口, 3 个 PWM 输出与捕捉接口和 1 个 DA 输出接口,能够满足电路的需求。

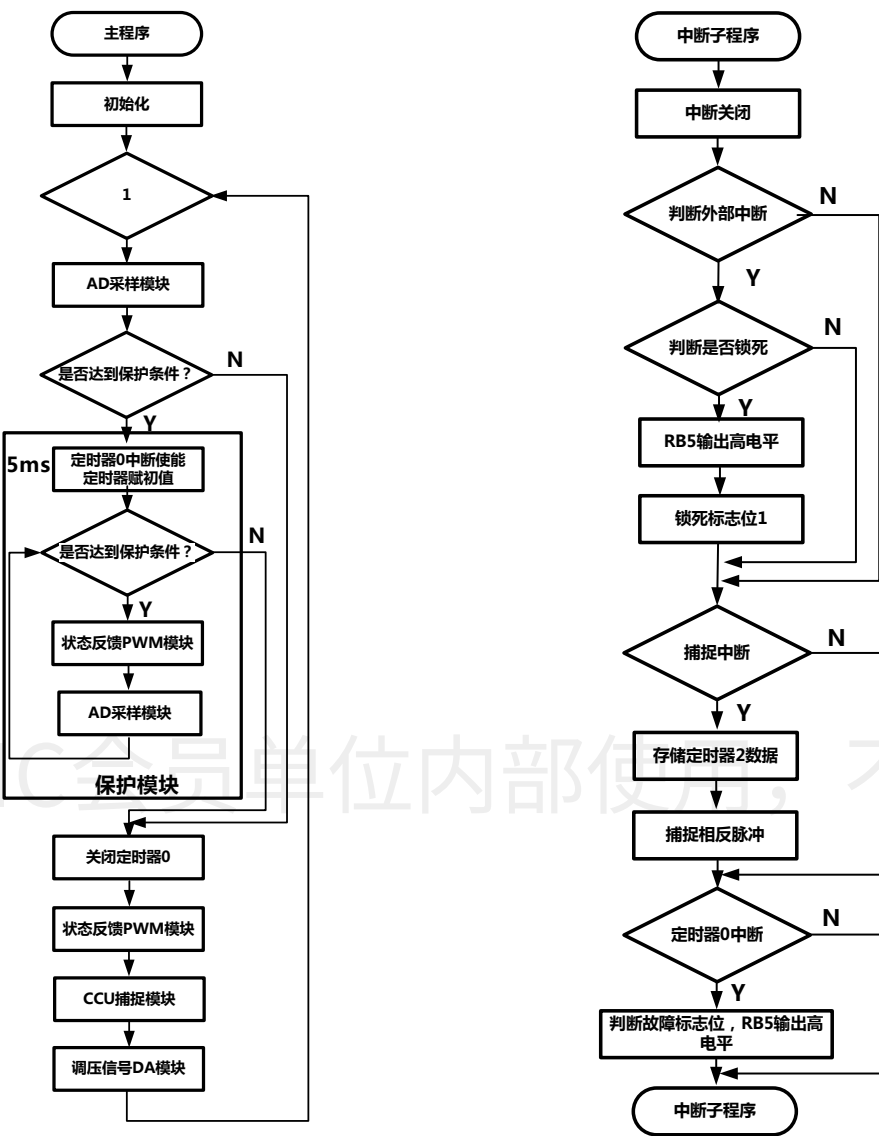
4.4.2 控制算法介绍

图 4-10 为系统主程序和中断程序的逻辑框图。

主程序中包含 AD 采样模块,保护模块,状态反馈 PWM 模块, CCU 捕捉模块,调压 DA 输出模块等。在主程序中,数字控制器通过 AD 采样模块不断采样电路的各项物理量并在保护模块中判断电路工作是否正常以及是否需要输出保护信号等,然后通过状态反馈 PWM 模块将电路状态以 PWM 波形式输出,同时还通过 CCU 捕捉模块采样调压 PWM 信号的占空比信息并处理得到要求的主电路输出电压值,然后通过 DA 输出模块输出相应调压电平。当电路达到设定的保护条件时,计时器 0 开始计时,同时电路将反复进行 AD 采样和保护条件的判断,如果计时器 0 时间 $\geq 5\text{ms}$,则进入中断子程序,并在中断子程序中输出保护信号。

除此之外,系统还有两种情况会进入中断子程序:检测到外部中断,检测到 CCU 捕捉中断。进入中断子程序后,将先对三种情况进行判断,若是由外部中断进入中断子程序,代表电路外部保护触发,此时程序将判断是否将电路锁死在保护状态;若是有 CCU 捕捉

中断进入中断子程序，则记录定时器 2 的数据，并设置 CCU 捕捉相反脉冲；若是由保护中断使能进入中断子程序，则单片机将输出保护信号。



(a) 主程序逻辑框图 (b) 中断程序逻辑框图

图 4-10 两种异常工作模式电流实验波形图

4.4.3 调压功能设计

调压功能的实现主要依靠调节电路电压环基准电压 V_{ref} 值实现，如图 4-11 所示。单片机首先采样调压 PWM 信号的占空比 D_{PWM} ，并计算 D_{PWM} 对应的基准电压 V_R ，再通过 DA 接口输出，经阻抗匹配电路后改变电压环误差放大器的基准值 V_{ref} 。PIC16F1784 的 DA 输出接口为 8 位，其输出的精度为 $REF/2^8$ ， REF 为单片机基准点电压，也是单片机能输出的最大值。若将主电路的最大输出电压 V_{o_max} 与 REF 值对应，则可求得这款单片机可

实现最小的输出电压调压精度：

$$V_{O-p} = \frac{REF}{2^8} \cdot \frac{V_{O-max}}{REF} \quad (4-2)$$

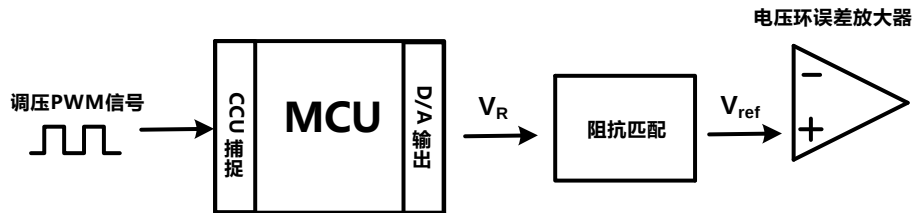


图 4-11 调压功能原理框图

4.4.4 通信功能设计

为了保证电动汽车的安全运行，需要对电动汽车中各零件的工作状态进行监控，因此变换器还需要包含通信功能。本文中首先通过采样电路采样变换器输出电压，输入电压，输入电流，温度等参数，采样信号经过一级阻抗匹配电路后被单片机 AD 口采样，然后由单片机对采样的数字进行处理，判断电路此时的工作状态，最后单片机根据电路工作的不同状态，输出占空比特点 PWM 波形，与电动汽车的电气系统控制器通信。

4.5 保护功能设计

变换器的保护功能涉及到输出电压的过欠压保护，输入电压的过欠压保护，输入电流的过流保护和温度保护。本文中利用数字控制器来实现变换器的保护功能，这种方式具有电路简单，调试方便的优点，但是同时也存在反应时间过长的致命问题，因此本文中还通过模拟电路的方式搭建保护电路，使得变换器可根据异常状态的严重程度，选择不同的保护方式。本节中以输出电压的保护为例对保护功能的实现进行详细的说明。

图 4-12 为输出电压的保护方案框图，输出电压通过模拟和数字两种方式实现其保护功能，两种方式的后半部分电路一致，均通过驱动信号驱动小信号 MOS，从而将 UCC28950 的使能引脚(SS/EN)电压拉低到 0.55V 以下，使 UCC28950 停止工作并不再产生驱动信号，进而关闭主电路功能，两种方式的区别在于保护信号的获得。模拟方式中，输出电压经采样电路后，利用带滞回的窗口比较器，与过压，欠压的参考值 1 进行比较，产生保护信号；而数字方式中，单片机采样输出电压值后，再由单片机将其与过压，欠压的参考值 2 进行比较，当满足保护条件时间 $\geq 5\text{ms}$ 时，单片机产生保护信号。综上所述，当输出电压过压或欠压情况不严重时，这时输出电压虽不在正常范围内，但是其偏差也不大，电路仍能正常工作一段时间，因此为了防止电路由于干扰导致的误保护，单片机将对上述

状态计时，只有计时达到 5ms 后电路才会进入保护状态。而当输出电压过压或欠压情况较严重时，这时电路随时可能产生损坏，因此通过模拟电路的方式使电路在输出电压大于或小于设定值后立刻进入保护状态。

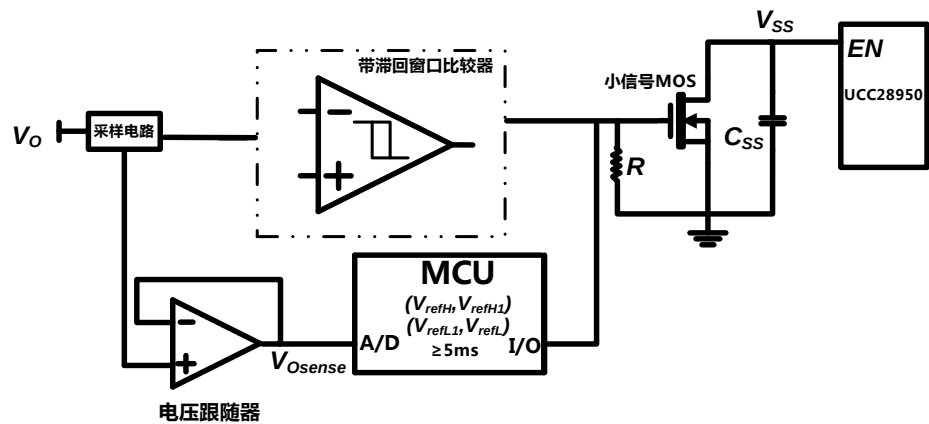


图 4-12 输出电压保护方案框图

4.6 辅助供电功能设计

完整的 DC/DC 变换器还应包含自主供电的功能，我们了解到电动汽车中的低压蓄电池电压的大致变化范围为 7-16V 之间，可以作为辅助供电的输入。本文中的控制芯片 UCC28950，部分保护电路，驱动芯片及单片机均与主电路原边共地，原边开关管的驱动信号则通过驱动变压器驱动开关管，同时输入保护电路部分与主电路副边共地。由于 UCC28950，驱动芯片等需要 12V 供电，而单片机，保护电路等只需要 5V 供电，因此要求辅助电源能够实现 3 路输出，其中一路为主电路高压侧的 5V 输出，另两路为主电路低压侧的 5V 和 12V 输出。

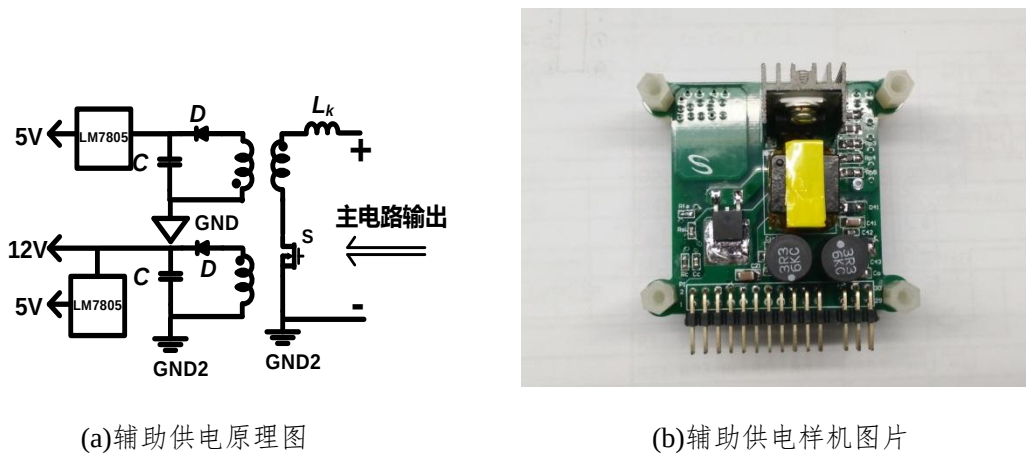


图 4-13 同步管驱动改进方案实验结果

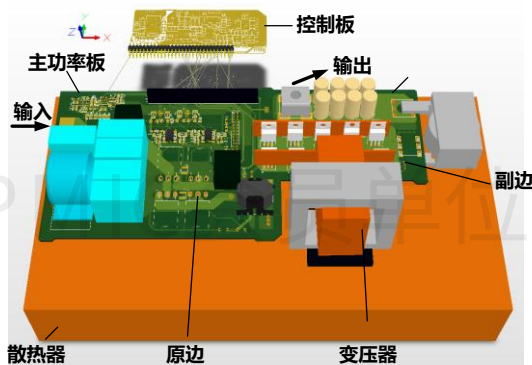
本文中采用了简单可靠，输入输出隔离，易于实现多路输出的 Flyback 拓扑作为变换

器的辅助电源设计, 辅助源的电路图如图 4-13 所示。电路通过控制芯片 LM3478-q1 实现 12V 输出的闭环控制, 其余两路则通过 LM7805 稳压得到 5V 输出, 同时通过设计励磁电感电感和变压器匝比可使辅助电源工作于 DCM 模式, 使得辅助源磁芯不易饱和。

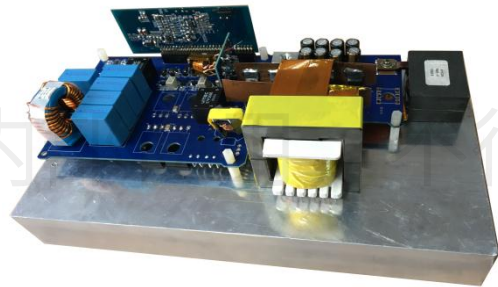
4.7 实验结果

按照上文中的分析和设计, 本文中设计制作了一台 2.2kW 汽车应用 HV-LV DC/DC 变换器实验样机, 并对样机的效率, 输出纹波等多项参数进行了测试。

由于变换器输出为低压大电流, 因此在绘制样机 PCB 时就需要考虑变压器及副边的整体结构设计, 以避免多余走线上的无谓损耗。本文在进行 PCB 布局和机构设计的同时, 利用 Solidwork 工程软件, 绘制了变换器的整体三维结构图, 帮助优化变换器整体布局和结构的设计, 并对变换器的散热器等本文中的样机整体三维结构图和样机实物如图 4-14 所示。



(a) 变换器三维效果图



(b) 变换器实物图

图 4-14 变换器三维效果图和实物图

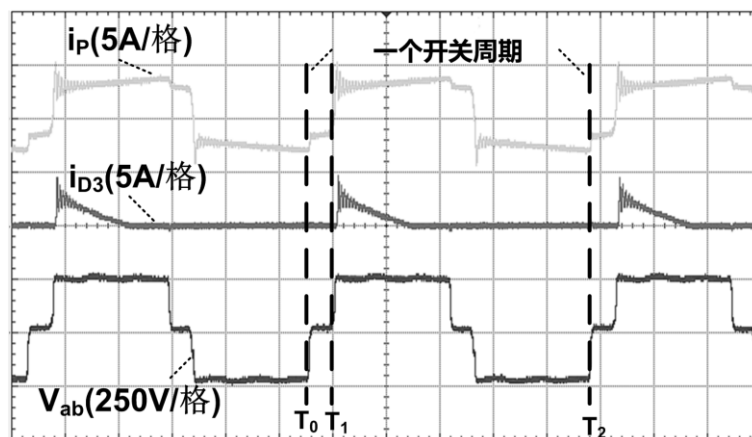


图 4-15 电路工作典型波形

图 4-15 为电路工作于 25% 负载情况下的关键波形, 其中 i_p 为变压器原边电流, i_{D3} 为流过箝位二极管 D_3 的电流, V_{ab} 为两个桥臂中点电压。图 6 中, T_0 刻到 T_2 时刻为一个

开关周期，在一个开关周期中，电路先后经过了环流，换流，输出能量，环流，换流，输出能量六个阶段，箝位二极管 D_3 只在正半周的输出能量阶段导通一次，而在其余阶段均不导通。

图 4-16 为滞后臂上管 S_3 的 ZVS 波形，对应于图 4.8 中的 T_1 时刻。 T_1 时刻滞后臂下管 S_4 关断，外加电感与滞后臂上下管的结电容发生谐振，使得 S_3 两端电压 V_{DS} 下降。由于采用了驱动变压器驱动，因而开关管的驱动波形 V_{GS} 在开关管关断时为负压，从图中看到，在 V_{GS} 还是负压时，也即 S_3 还未开通时， S_3 两端的 V_{DS} 波形就已下降到 0，因此开关管在开通时实现了 S_3 的零电压开通，降低了开关管的开关损耗。

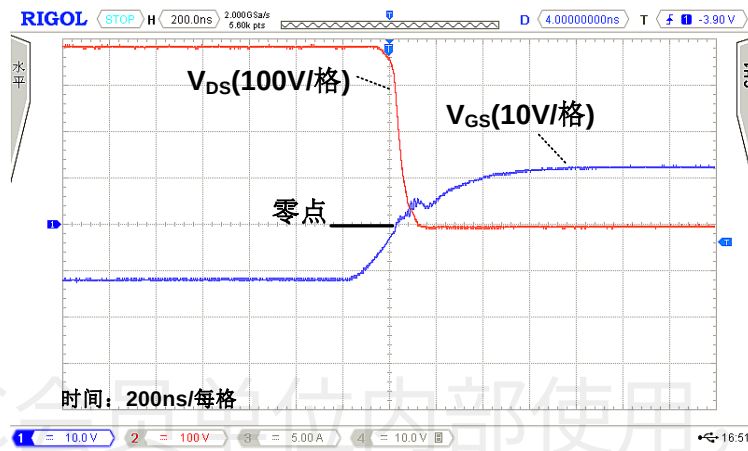


图 4-16 原边开关管 ZVS 波形

图 4-17 为电路工作于额定输出电压时的效率曲线。从效率曲线中看到，变换器在最大输入电压及额定输出电压的情况下峰值效率达到了 97.2%，且在输出最高 160A 大电流的情况下，仍然保持了 94.6% 以上的较高效率值。而当变换器工作于轻载时（0-50% 负载范围），变换器的效率保持在了 96% 左右。

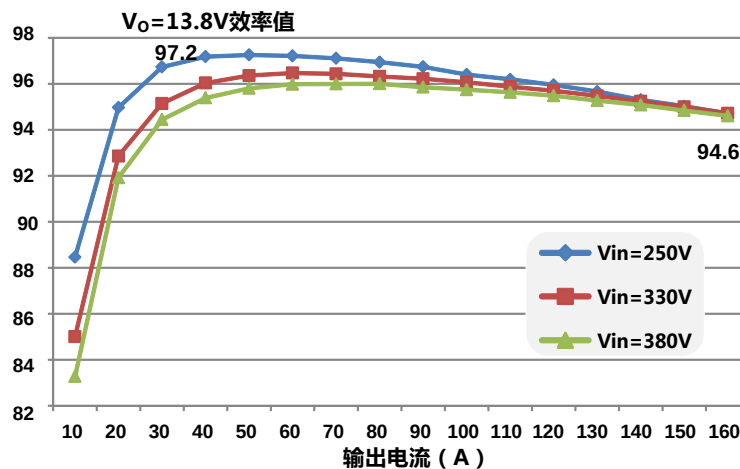
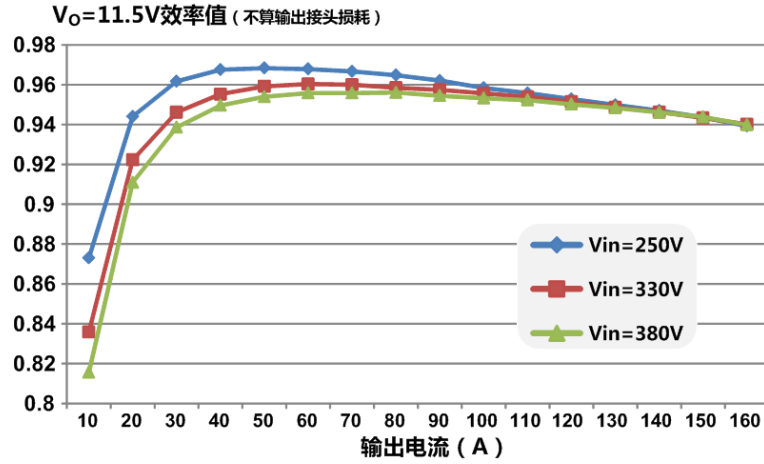
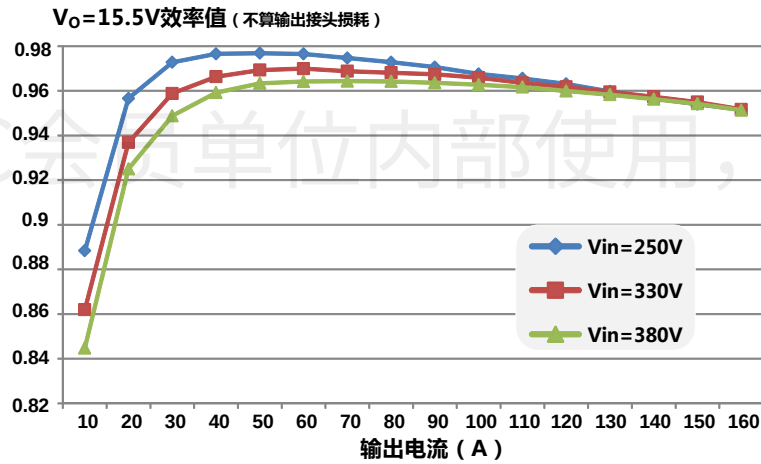


图 4-17 额定输出电压下样机效率曲线

图 4-18 为电路工作于最小和最大输出电压时样机的效率曲线，同样给出了不同输入电压的曲线。从图中可以看到，由于环流阶段导通损耗等的差别，在相同工况下，输出电压越高，其效率越高。



(a)最小输出电压下样机效率曲线



(a)最大输出电压下样机效率曲线

图 4-18 最大最小输出电压下样机效率曲线

图 4-19 为变换器的输出纹波测试结果。为了避免引入过多的谐波影响纹波的测试结果，在示波器探头处并联了一个 $10\mu F$ 的电解电容以及一个 $0.1\mu F$ 的瓷片电容，同时尽可能的减小了探头的回路。从图中看到输出电压的纹波峰-峰值大约为 $240mV$ ，因此变换器的纹波量为 $120mV$ ，考虑到计算时未考虑 PCB 走线的寄生参数，测试结果与计算的 $131mV$ 结果基本相符。

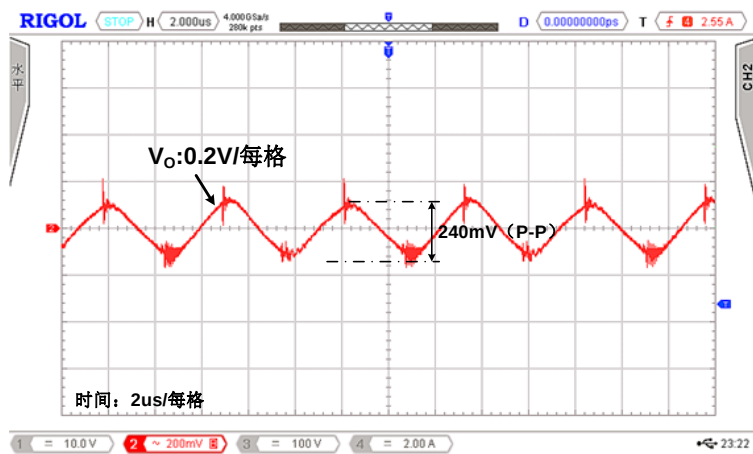
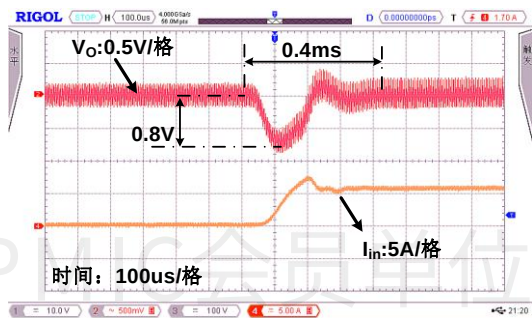
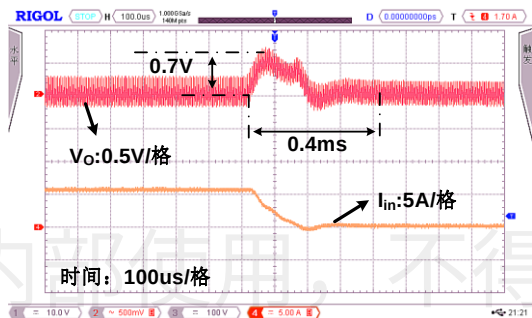


图 4-19 原边开关管 ZVS 波形

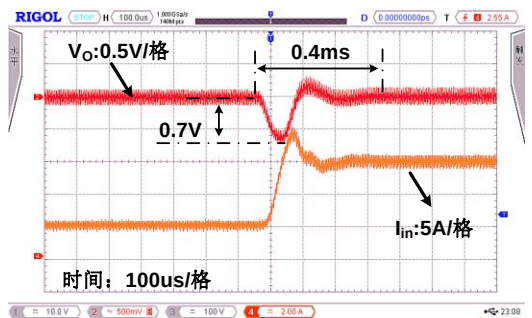
图 4-20 为变换器的动态测试结果，图中给出了负载在 0-100%以及 25%-75%之间来回变化时变换器的动态响应波形，图中标注了输出电压 V_O 和输入电流 I_{in} 。



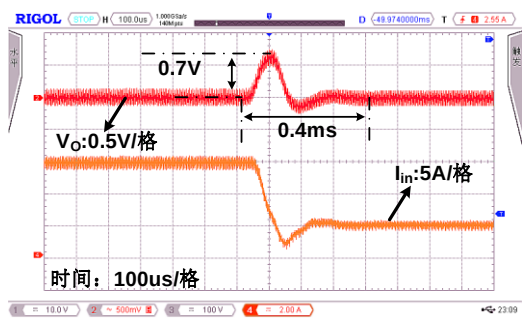
(a) 负载变化 0-100%



(b) 负载变化 100%-0



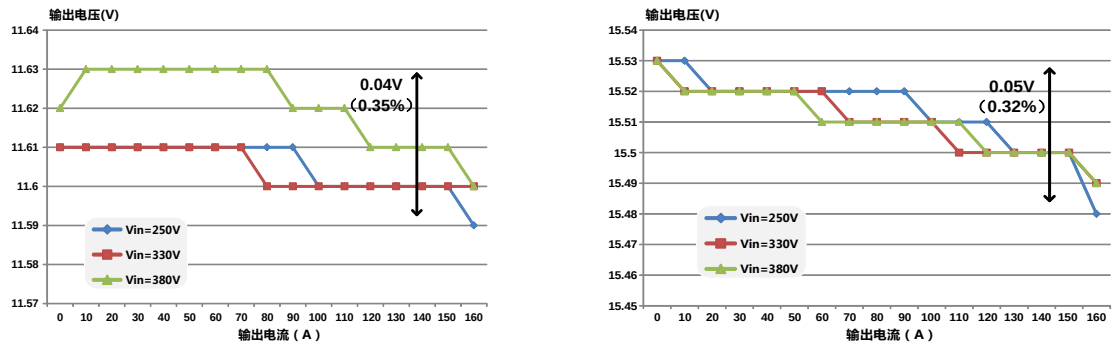
(c) 负载变化 25%-75%



(d) 负载变化 75%-25%

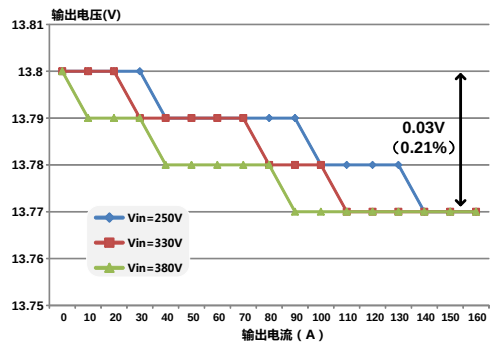
图 4-20 动态性能测试

图 4-21 为变换器的负载调整率测试结果，图 4-22 为变换器的电压调整率测试结果。



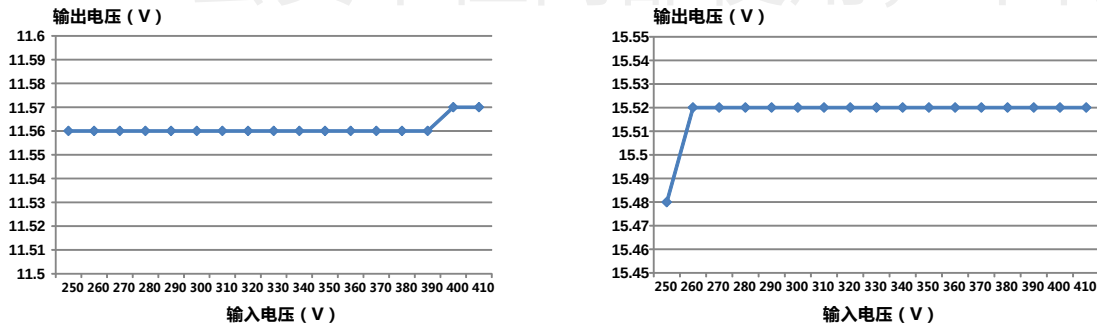
(a)11.5V 输出

(b)15.5V 输出



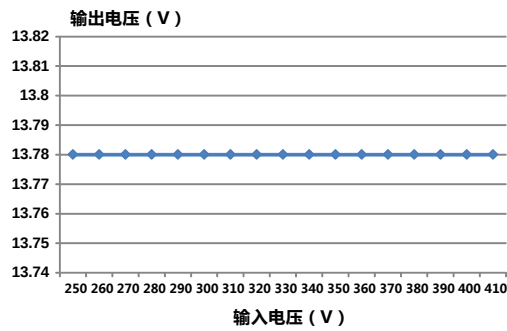
(c)13.8V 输出

图 4-21 负载调整率测试



(a)11.5V 输出

(b)15.5V 输出



(c)13.8V 输出

图 4-22 电压调整率测试

图 4-23 为变换器调压功能的实验结果，随着占空比在 0.2-0.8 的变化，实现了输出

电压在 11.5V~15.5V 之间的变化，且变化的幅度为 0.07V/每格。

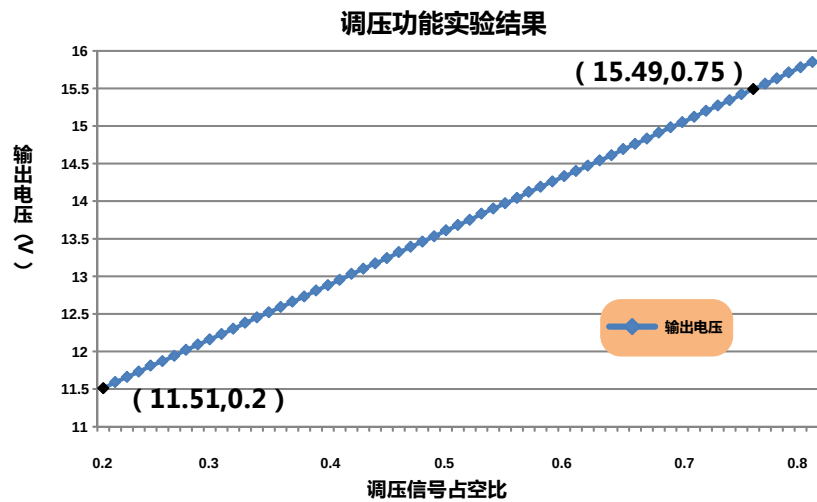


图 4-23 调压功能实验结果

图 4-24 为电路触发输出过压，输入过流，过温保护时的工作波形图。

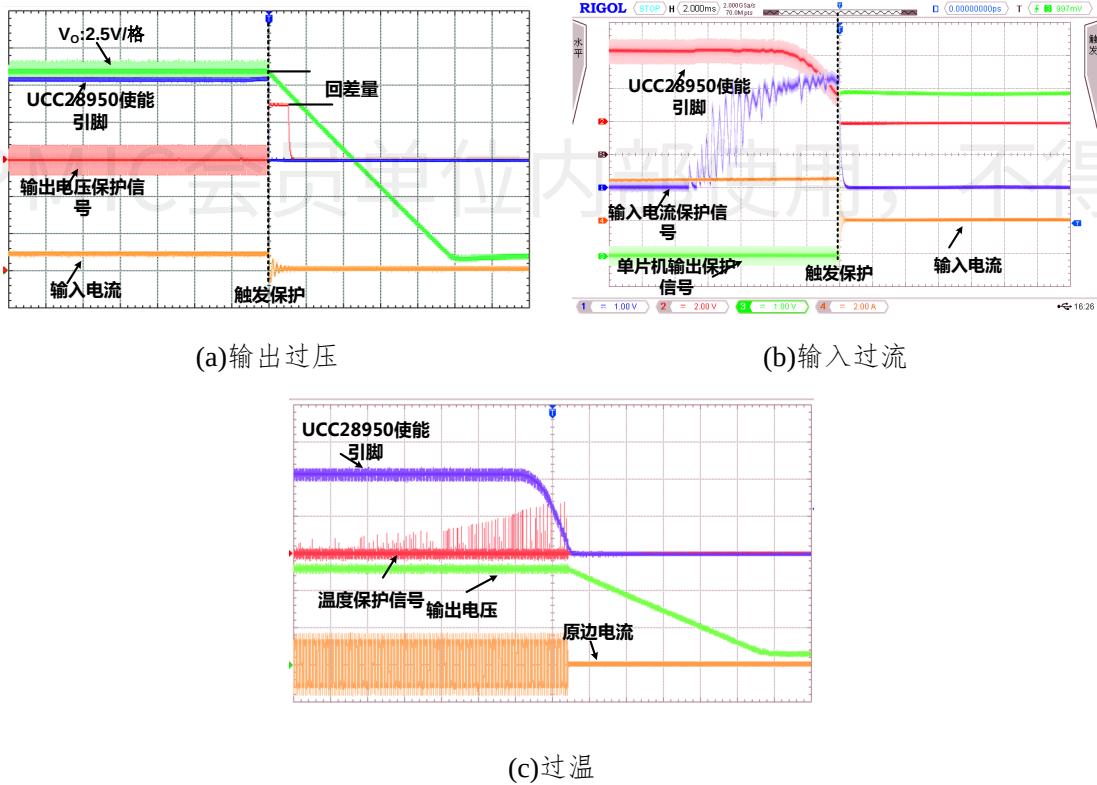


图 4-24 保护功能实验结果

图 4-25 为变换器输入保护工作时的的工作波形。(a)中，输入电压由过欠压状态进入正常状态，因此保护信号消失,UCC28950 的使能引脚在其内部电流源的充电下开始上升，伴随着的是变换器的软启动过程，输出电压在这一过程中逐渐上升，直至到达闭环电压。

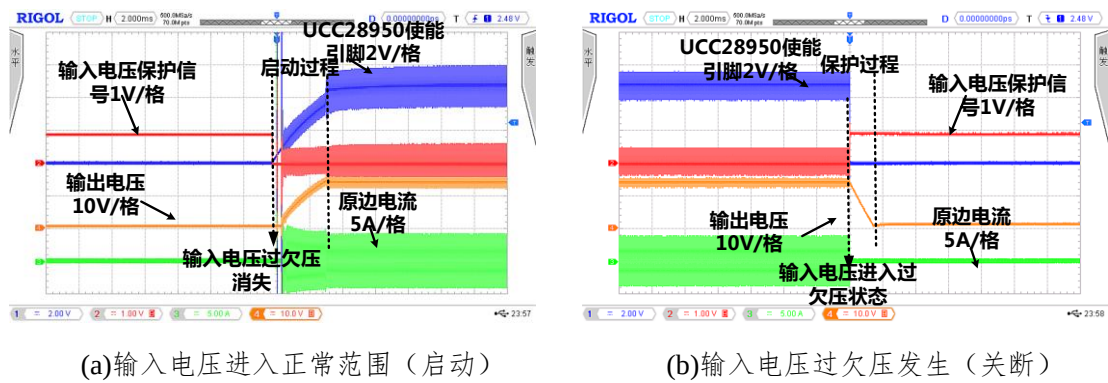


图 4 - 25 输入电压保护功能实验结果

4.8 本章小结

本章中对变换器的控制方案进行了设计研究，首先介绍了变换器的总体控制方案和主电路控制芯片的特点，随后对变换器原边开关管间死区时间和原边开关管与副边同步管间死区时间进行了设计，并介绍了包括调压，通信，保护在内的各辅助功能的设计方案。最后给出了样机的各项功能测试结果以及各辅助功能的工作情况。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第5章 总结与展望

本文中通过分析电动汽车电气系统结构，并调研现有产品的电气参数指标，从而总结得到车载 HV-LV DC/DC 变换器的应用特点，并据此对比分析了几种隔离型 Buck 拓扑的特点，最终选用了一种结构简单，效果明显的改进型移相全桥拓扑用做变换器的设计，同时副边采用了同步整流技术提升变换器效率。该拓扑在传统移相全桥的基础上增加了谐振电感，箝位二极管和隔直电容，从而拓宽了电路的 ZVS 范围，减小了副边整流管上的电压振荡，防止了变压器磁偏。本文中介绍了变换器中部分关键元器件的选型和参数计算，以及模拟+数字控制的实现方案，并根据上述设计搭建了一台 2.2kW，240-410V 输入，11.5-15.5V 输出的实验样机。对样机进行的效率，动态，负载调整率，电压调整率，保护功能，调压功能等性能的测试结果表明，样机达到了预定设计目标。

车载 HV-LV DC/DC 的变换器的设计涉及到汽车高低压电池等电动汽车电气结构的设计，因而根据不同的车辆需求，应对变换器的拓扑选择，控制方法，磁元件设计等多方面进行多方面的比较分析。针对本文中所设计的 2.2kW 功率等级的 DC/DC 变换器，仍有以下几个方面可进行优化和改进：

1.大电流输出时变压器结构和副边结构的优化设计，包括变压器磁芯结构设计，绕组设计，副边走线设计等。本文中的变压器和副边结构的设计受限于实验室条件，器件连接处的接触损耗和多余走线产生的导通损耗使得变换器效率随负载上升而下降明显，因此在提高变换器的制作工艺水平的基础上，如何优化变压器及副边设计成为了提升变换器效率的首要途径。

2.控制方案的选择。本文采用了半模拟半数字的控制方式，利用了市场上成熟的移相全桥控制芯片，虽然这种控制方式降低了调试难度，但另一方面也受限于控制芯片的性能，例如变换器无法实现更准确的死区时间控制。因此随着数字控制的发展普及，全数字控制的变换器将可使变换器的控制更为灵活准确。

3.开关频率和功率密度的提高。本文中所设计的变换器的开关频率仅为 100kHz，因此变换器仍存在尺寸大，功率密度小的问题，随着电力电子越来越朝着高频化的发展和新型宽禁带器件（如 GaN、SiC）的出现，提高车载 HV-LV DC/DC 变换器的开关频率和功率密度对于整车的结构设计具有十分积极的意义。

参考文献

- [1] 2.76亿机动车保有量的中国, 交通安全有多重要[N/OL]<http://auto.sohu.com/20160115/n434595534.shtml>
- [2] 吴辉, 孙艳丽, 李迎芳. 机动车尾气的产生及对人群健康的影响和防治对策[J]. 重庆环境科学, 1999, 21(4):61-64.
- [3] 洪盛茂, 焦荔, 徐昶,等. 杭州市大气灰霾成因及关键污染因子预防控制研究[J]. 中国科技成果, 2013(10):62-65.
- [4] 百度百科: 石油[N/OL] <http://baike.baidu.com>
- [5] 乘用车油耗新国标征求意见[N/OL]<http://auto.people.com.cn/n/2014/0123/c1005-24202518.html>
- [6] 中国汽车工业协会[N/OL]<http://www.caam.org.cn/>
- [7] 李文君, 高树新, 谢伯元,等. 汽车新型电气系统发展概述[J]. 汽车电器, 2005(3):1-3.
- [8] 宋永华, 阳岳希, 胡泽春. 电动汽车电池的现状与发展趋势[J]. 电网技术, 2011(04):1-7.
- [9] 唐安琪, 陈梦姣, 袁海泉. 纯电动汽车关键技术中的物理原理——以特斯拉Model S为例[J]. 物理教师, 2014, 35(12).
- [10] 徐德鸿, 马皓, 汪樵生. 电力电子技术[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [11] Eberle W, Liu Y. A zero voltage switching asymmetrical half-bridge DC/DC converter with unbalanced secondary windings for improved bandwidth [C]. Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2002: 1829-1834
- [12] Lee I, Moon G. A New Asymmetrical Half-Bridge Converter With Zero DC-Offset Current in Transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2297-2306
- [13] Xu X, Khambadkone A M, Leong T M, et al. A 1-MHz Zero-Voltage-Switching Asymmetrical Half-Bridge DC/DC Converter: Analysis and Design [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 105-113
- [14] Wang C, Tan Y, Xu J, et al. A novel zero-current technique for high power full bridge DC-DC converter[C] Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE. IEEE, 1998:1042-1045 vol.2.
- [15] Kim J, Kim D, Kim C, et al. A Simple Switching Control Technique for Improving Light Load Efficiency in a Phase-Shifted Full-Bridge Converter with a Server Power System [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 1562-1566
- [16] Chen Z, Liu S, Shi L. A Soft Switching Full Bridge Converter With Reduced Parasitic Oscillation in a Wide Load Range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 801-811
- [17] Pahlevaninezhad M, Das P, Drobnik J, et al. A Novel ZVZCS Full-Bridge DC/DC Converter Used for Electric Vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6): 2752-2769
- [18] Cho I, Cho K, Kim J, et al. A New Phase-Shifted Full-Bridge Converter With Maximum Duty Operation for Server Power System [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3491-3500
- [19] Lin B, Huang C, Wan J. Analysis, Design, and Implementation of a Parallel ZVS Converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(4): 1586-1594
- [20] Mweene L H, Wright C A, Schlecht M F. A 1 kW 500 kHz front-end converter for a distributed power supply system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991, 6(3):398-407.
- [21] Sabate J, Vlatkovic V, Ridley R, et al. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter[C] Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990. APEC '90, Conference Proceedings 1990., Fifth Annual. IEEE, 1990:275-284.
- [22] Ruan X, Yan Y. A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM full-bridge converter using two diodes in series with the lagging leg [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(4):

777-785

- [23] Zhang J, Zhang F, Xie X, et al. A novel ZVS DC/DC converter for high power applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(2): 420-429
- [24] Borage M, Tiwari S, Bhardwaj S, et al. A Full-Bridge DC/DC Converter With Zero-Voltage-Switching Over the Entire Conversion Range [J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2008, 23(4): 1743-1750.
- [25] Mason A J, Tschirhart D J, Jain P K. New ZVS Phase Shift Modulated Full-Bridge Converter Topologies With Adaptive Energy Storage for SOFC Application [J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2008, 23(1): 332-342
- [26] Xinke W, Xiaogao X, Chen Z, et al. Low Voltage and Current Stress ZVZCS Full Bridge DC-DC Converter Using Center Tapped Rectifier Reset [J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2008, 55(3): 1470-1477.
- [27] Huang D. Investigation of Topology and Integration for Multi-Element Resonant Converters [D]. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2013
- [28] Zeljkovic S, Reiter T, Gerling D. Analysis of rectifier topologies for automotive HV to LV phase shift ZVT DC/DC converter[C] Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International. IEEE, 2012:DS1b.4-1 - DS1b.4-7.
- [29] Wu X, Chen H, Zhang J, et al. An improved high efficiency full bridge ZVS DC-DC converter with overall load range soft switching[C] Power Electronics Specialists Conference. 2004:1605-1611 Vol.2.
- [30] Jain P K, Kang W, 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.
- [31] Mweene L H, Wright C A, Schlecht M F. A 1 kW, 500 kHz front-end converter for a distributed power supply system[C] Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1989. APEC' 89. Conference Proceedings 1989., Fourth Annual IEEE. IEEE, 1989:423-432.
- [32] Watson R, Lee F C. Analysis, design, and experimental results of a 1-kW ZVS-FB-PWM converter employing magamp secondary-side control[J]. Industrial Electronics IEEE Transactions on, 1998, 45(5):806-814.
- [33] Brkovic M, Pietkiewicz A, Cuk S. Novel soft-switching converter with magnetic amplifiers[C] Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON '93., International Conference on. IEEE, 1993:830-835 vol.2.
- [34] G Hua, F.C. Lee, M.M Javanovic. "An improved zero voltage switched PWM converter using a saturable inductor" .PESC.91 .pp.189-194
- [35] Jang Y, Jovanovic M M. A new family of full-bridge ZVS converters[J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 2003, 19(3):701-708.
- [36] Cho J G, Sabate J A, Hua G, et al. Zero-voltage and zero-current-switching full bridge PWM converter for high-power applications[J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 1996, 11(4):622-628.
- [37] Cho J G, Sabate J A, Hua G, et al. Zero-voltage and zero-current-switching full bridge PWM converter for high-power applications[J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 1996, 11(4):622-628.
- [38] W. Li, Y. Shen, Y. Deng, and X. He, A ZVZCS full-bridge DC/DC converter with a passive auxiliary circuit in the primary side[C] Power Electronics Specialist Conference, 2006, pp. 2305-2309
- [39] Cho J G, Baek J W, Jeong C Y, et al. Novel zero-voltage and zero-current-switching full-bridge PWM converter using a simple auxiliary circuit[J]. Industry Applications IEEE Transactions on, 1999, 35(1):15 - 20.
- [40] Kim E S, Joe K Y, Kye M H, et al. An improved soft-switching PWM FB DC/DC converter for reducing conduction losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(2):258-264.

- [41] Cho J G, Baek J W, Jeong C Y, et al. Novel zero-voltage and zero-current-switching full bridge PWM converter using transformer auxiliary winding[J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 2000, 15(2):250-257.
- [42] H. S. Choi, J. H. Lee, and B. H. Cho, Novel zero-voltage and zero current switching (ZVZCS) full-bridge PWM converter using coupled output inductor[C], Proc. IEEE APEC, 2001, pp. 967–973.
- [43] Kim E S, Kim Y H. A ZVZCS PWM FB DC/DC converter using a modified energy-recovery snubber[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(5):1120-1127.
- [44] Song T T, Huang N. A Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full-Bridge PWM Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(2):286-291.
- [45] Zhong Y. Dual-bridge DC/DC converter with wide-range ZVS and zero circulating current [C]. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, 2009: 1353-1361
- [46] Chen B Y, Lai Y S. Switching Control Technique of Phase-Shift-Controlled Full-Bridge Converter to Improve Efficiency Under Light-Load and Standby Conditions Without Additional Auxiliary Components[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 28(4):1001-1012.
- [47] Pahlevaninezhad M, Drobnik J, Jain P K, et al. A Load Adaptive Control Approach for a Zero-Voltage-Switching DC/DC Converter Used for Electric Vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2):920-933.
- [48] Mishima T, Nakaoka M. Practical Evaluations of a ZVS-PWM DC–DC Converter With Secondary-Side Phase-Shifting Active Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 26(12):3896-3907.
- [49] Redl R, Sokal N O, Balogh L. A novel soft-switching full-bridge DC/DC converter: analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kW, 100 kHz[J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 1991, 6:408-418
- [50] Redl R, Balogh L, Edwards D W. Optimum ZVS full-bridge DC/DC converter with PWM phase-shift control: analysis, design considerations, and experimental results[C] Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual. IEEE, 1994:159 - 165.
- [51] Ruan X, Liu F. An improved ZVS PWM full-bridge converter with clamping diodes[C] Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual. IEEE, 2004:1476-1481 Vol.2
- [52] Hu C, Wu X, Peng F Z. A hybrid ZVZCS phase-shift full-bridge converter with series/parallel auto-regulated transformer windings [C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012: 329-334
- [53] Jain R, Mohan N, Ayyanar R, et al. A Comprehensive Analysis of Hybrid Phase-Modulated Converter With Current-Doubler Rectifier and Comparison With Its Center-Tapped Counterpart [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(6): 1870-1880
- [54] Balogh L. Design and application guide for high speed MOSFET gate drive circuits[C]. Texas Instruments/Unitrode Corporation, Power Supply Design Seminar, SEM, 2001.

攻读硕士学位期间所发表的论文

第一作者

- 1.徐晨汀, 吴新科, 基于移相全桥的车载辅助充电 DC-DC 变换器设计[J], 机电工程,2016,33(3):347-351

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

致谢

在浙大的三年研究生生活行将结束，回首过去的三年时光，我收获了，也成长了。在论文的结尾，我首先想要对我的导师吴新科教授说一声谢谢！正是吴老师孜孜不倦的教诲，认真负责的态度，细致入微的分析指导，让我在这三年中从无到有，学习了如何做科研，如何做技术。不仅如此，吴老师还教会我不少做人做事的道理，为我未来人生路竖起了灯塔，在这里我真诚的祝福吴老师工作顺利，生活幸福！

我还要感谢博蓝实验室董伯藩老师在学习上给予我的无私指导和帮助，三年来董老师不辞辛劳，一次又一次的耐心认真给我讲解电力电子知识，为我的学习生活提供了莫大的帮助，在这里我要祝您健康长寿！另外感谢实验室周大姐辛勤的工作，为我们的科研生活提供了后勤保障，祝您万事如意！

感谢博蓝实验室的陈慧师姐、胡晨师兄、张元军师兄、戈现勉师兄，同级的秦伟同学，严阳同学，北京交通大学的俞靖一同学，以及吕海军、蓝桂星、刘邵凯，张乐，杨金旭，赵臣凯等师弟，感谢大功率实验室王朝辉师兄、江添洋师兄、同级的欧阳佳佳同学。祝大家前程似锦，工作顺利！

最后感谢我的爸爸妈妈，是他们让我能够安心在学校学习，而不用担心其他生活上的问题，是他们在他们失望，困惑，迷茫的时候给我温暖，有这样一个大后盾在身后，是我最大的幸福！