



Y1781181

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解北京交通大学有关保留、使用学位论文的规定。特授权北京交通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，并采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编以供查阅和借阅。同意学校向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘。

(保密的学位论文在解密后适用本授权说明)

学位论文作者签名:

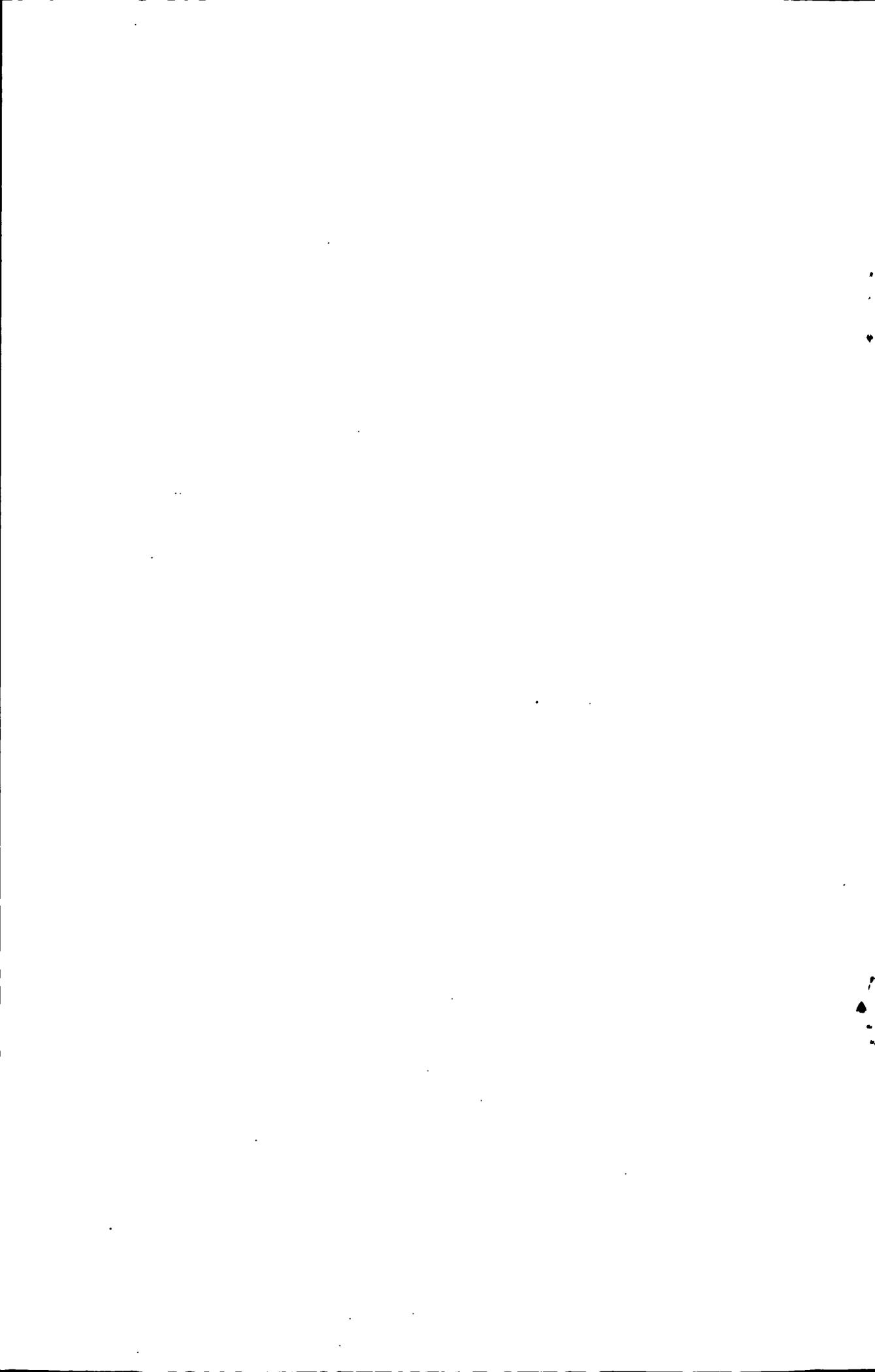
李康

导师签名:

陈和志

签字日期: 2010年6月21日

签字日期: 2010年6月21日



中图分类号: TM461.5
UDC: 621.3

学校代码: 10004
密级: 公开

北京交通大学

硕士学位论文

HXD₂ 机车充电机的研究

Research of Recharger for HXD₂ Locomotive

作者姓名: 李 康

学 号: 08122073

导师姓名: 游小杰

职 称: 教 授

学位类别: 工 学

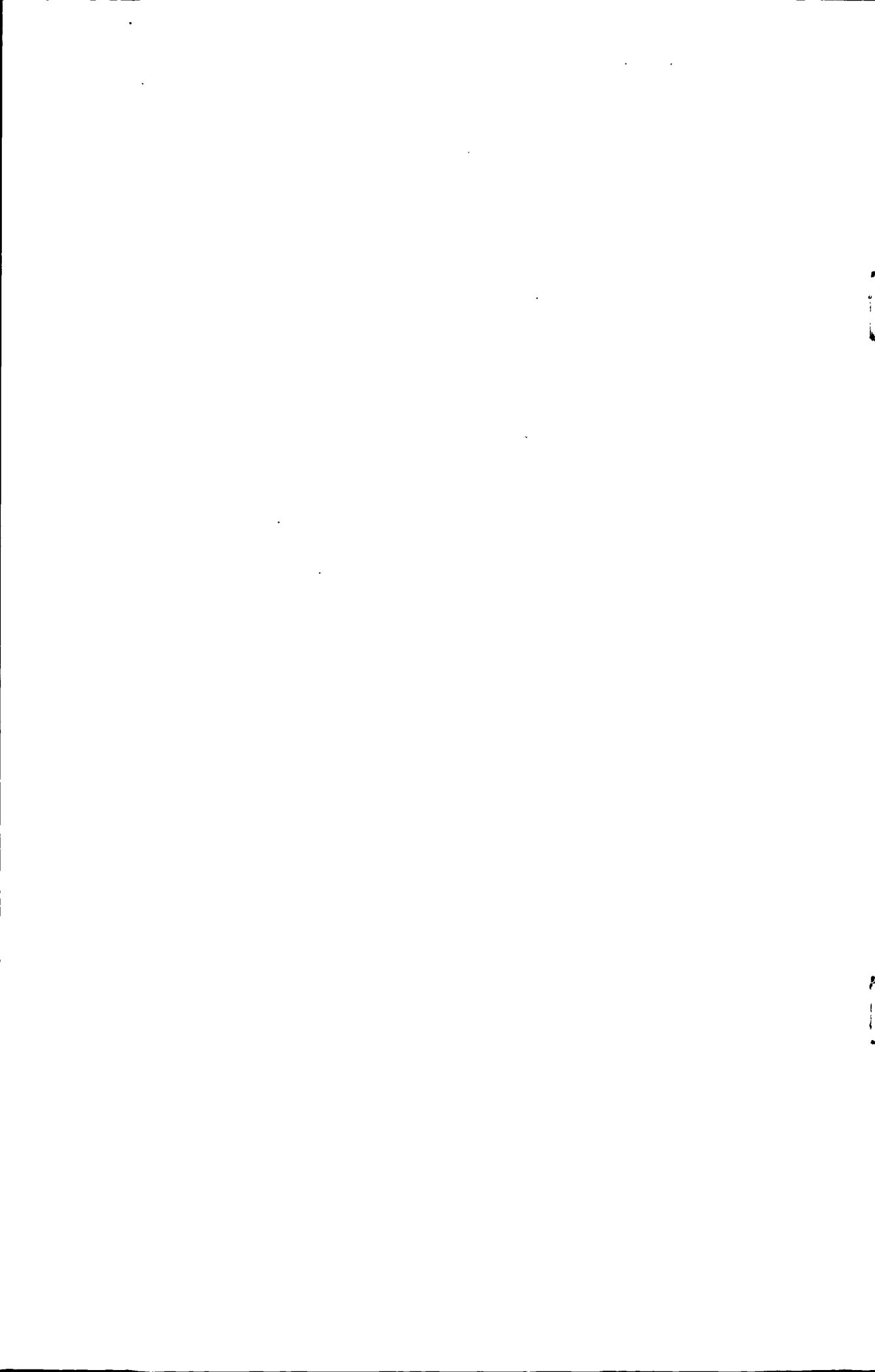
学位级别: 硕 士

学科专业: 电气工程

研究方向: 电力电子变换技术

北京交通大学

2010年6月



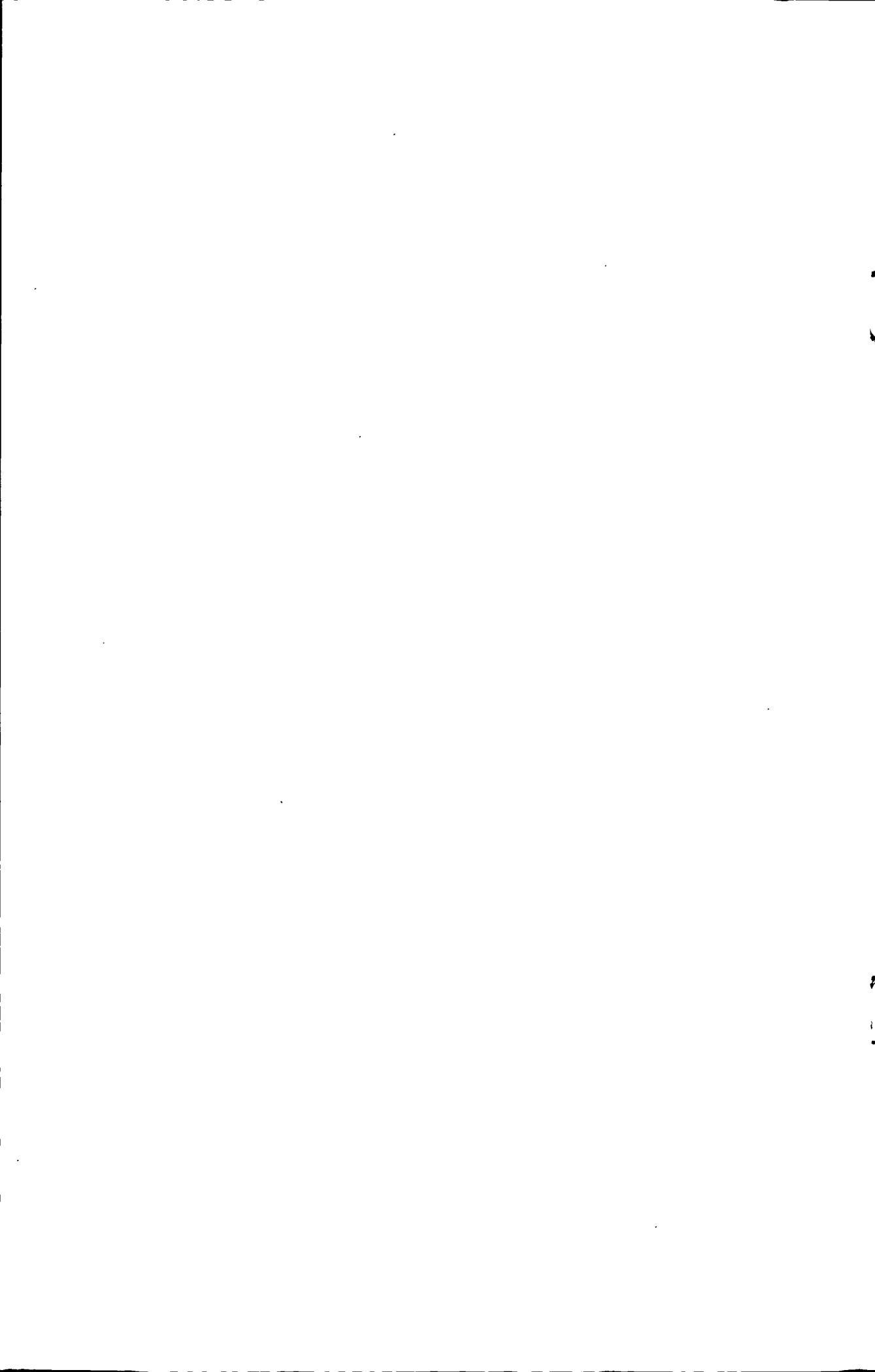
致谢

本论文的工作是在我的导师游小杰教授和黄先进老师的悉心指导下完成的。游老师渊博的知识、正直的人品、严谨的科学态度为我今后的学习和工作树立了良好的榜样。在此由衷感谢两年来游老师对我的关心和指导。黄老师指导我完成了实验室的科研工作，在学习上和生活中都给予了我很大的关心和帮助，尤其在现场调试中，黄老师教会了我很多宝贵的现场经验。从论文的选题、系统方案的设计、实验问题的解决等方面都凝聚着游老师和黄老师的心血，在此向两位老师表示最衷心的感谢。

在实验室工作及撰写论文期间，得到了郑琼林教授，郝瑞祥副教授、张立伟副教授、孙湖老师、李虹老师、贺明智老师、王琛琛老师的指导及热情帮助，为论文的完成提供了很多宝贵的意见，在此向他们表示诚挚的谢意。

同时我还曾得到了高吉磊博士、赵佳博士、郭超勇博士、贾鹏宇博士、戴隽文、胡庚、郭宗志、刘玉洁、李志军等同学在生活学习工作方面的鼎力相助，在此向他们表达谢意。

最后也感谢我的父母和家人，他们的理解和支持使我能够在学校专心完成我的学业。



中文摘要

摘要: HXD₂ 电力机车充电机模块是机车辅助变流系统中一个重要的组成模块单元。它除了给机车上的蓄电池充电之外,还给机车提供稳定的 110V 辅助电源,为控制系统以及信号发生电路供电。HXD₂ 机车在实际运行中,充电机出现了不少问题,这对出了保修期后的维修工作是个很大的考验。为解决这一隐患,掌握充电机的关键技术并在此基础上实现国产化,是最有效的解决方法。因此,研制一个结构合理、工作稳定、输出性能良好的充电机对 HXD₂ 电力机车良好运行以及将来充电机技术改进具有重要意义。

本文设计了充电机的主电路,并设计了不同充电方式下的控制方法,同时针对不同控制方式进行了试验分析。基于充电机安全性能,功率等级以及应用场合的考虑,主电路拓扑选用的是带隔离的半桥逆变电路。同时完成了对主电路中的功率开关管 IGBT 的选型工作,并对隔离变压器进行了设计研究,此外还对输出滤波电感和电容进行了设计。

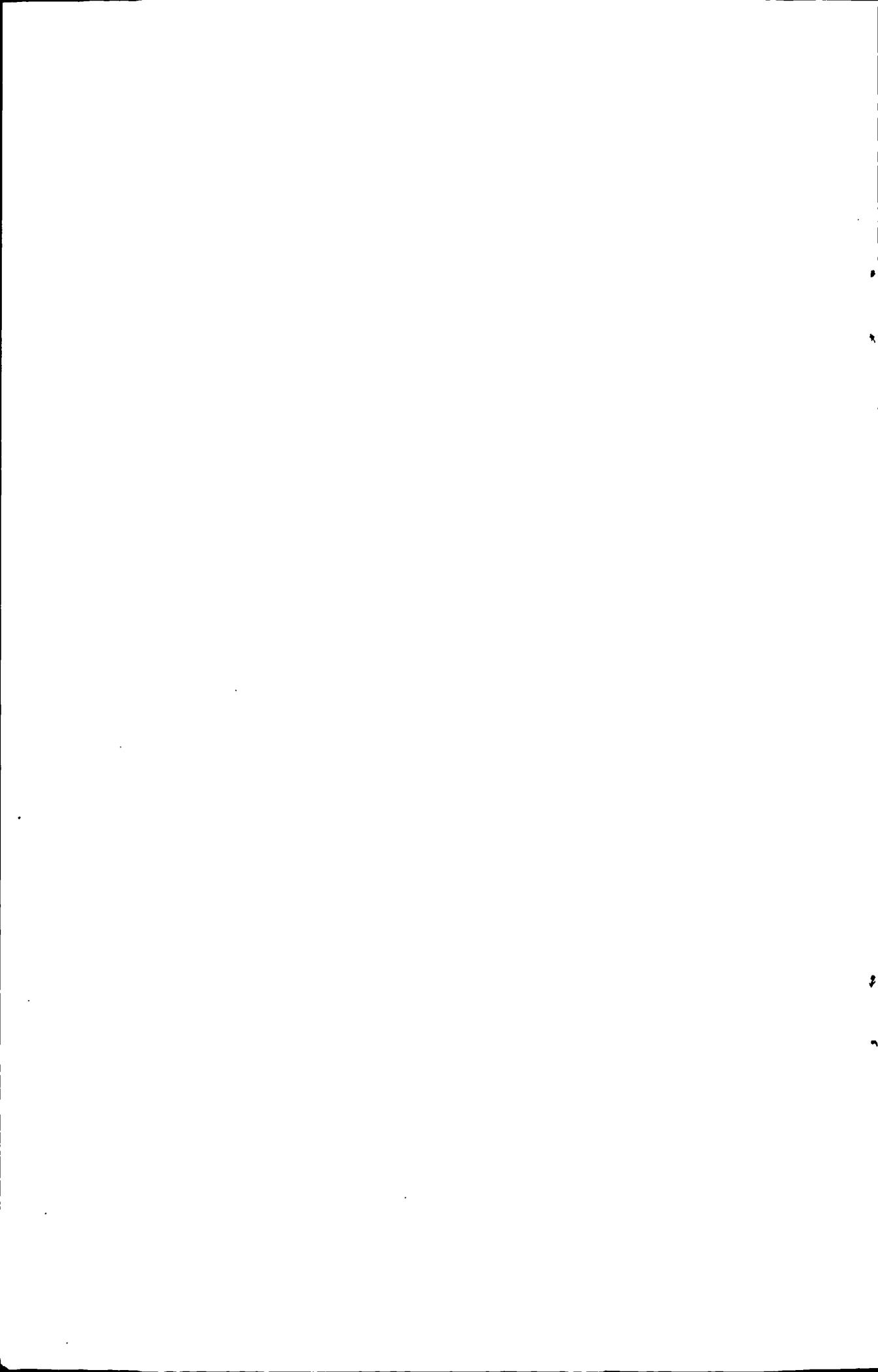
分析了恒压充电、恒流-恒压充电、变电流间歇充电,变电压间歇充电等充电方法原理,考虑到充电机在机车上的运行环境以及运行稳定性问题,不宜采用太复杂的充电控制方法。因此主要针对常用的恒压充电和恒流-恒压充电方式进行了控制方法设计。本文基于定频 PWM 控制器 SG3525,设计了恒压充电控制电路。通过电压闭环调节,实现了输出恒定 110V 直流电压的功能。由于蓄电池随着充电的进行,内阻是不断增加的。恒压充电前期,充电电流比较大,蓄电池会有发热的问题。因此为使机车蓄电池得到更好的充电效果,节约充电电能,并延长蓄电池使用寿命,本文在恒压充电的基础上,研究了恒流-恒压充电方式,设计了恒流-恒压自动转换电路,采用电压和电流双闭环调节方式,实现恒流充电自动转换到恒压充电功能。

本文还对充电机上使用的功率开关管的热损耗进行了分析,并使用 ICEPAK 热分析软件对其散热器进行了建模分析,优化了散热器结构。

最后,研制了一台充电机样机,通过实验,实现了充电机功能,即:在恒压控制方式下,输出 110V 恒定电压,最大脉动电压在要求范围内;在恒流-恒压控制方式下,电路实现从恒流工作自动转换到恒压工作的功能,从而验证了充电机主电路设计和控制电路设计的正确性。

关键词: 充电机; 恒压充电; 恒流-恒压充电; SG3525

分类号: TM461.5



ABSTRACT

ABSTRACT: Recharger is an important component unit in the auxiliary system of the locomotive HXD₂. Besides the storage battery charging, it works as a stable 110V auxiliary power supply which provides electric energy to the control system and signal produced circuit. During the actual operation of HXD₂ locomotive, many problems appeared on the recharger. This will be a great test for the maintenance beyond the warranty period. In order to solve the hidden trouble, it is the most effective method that realizes localization based on grasping the key technology of recharger. It will have important significance that developing a recharger with reasonable structure, stable working and good performance of output for good operation of HXD₂ electric locomotive and improvement of Recharger technology in the future.

This paper designs the main circuit of the recharger, control methods under different charging ways, and does experimental analysis for different control modes. In consideration of safety performance, power rating and applications of the recharger, the isolated half-bridge converter circuit is adopted in the main circuit topology. Meanwhile, the power transistor IGBT is carefully selected and isolated transformer is designed and studied. Moreover, the output filter inductor and capacitance are also designed.

In this paper, the principles of the constant voltage charging, constant current - constant voltage charging, variable current intermittent charging, variable voltage intermittent charging, etc are analyzed. Considering the operation environment and stability problem of the recharger in the locomotive, too complex controlling methods for charging are not suitable. Therefore, this paper mainly aims at the controlling method design of usual constant voltage charging and constant current-constant voltage charging. Based on the fixed frequency PWM controller SG3525, the controlling circuit for constant voltage charging is designed. By adjusting under voltage regulation loop, it achieves the function of providing stable 110V DC output. As the battery is charging, the internal resistance is increasing. Before constant voltage charging, as the charging electric current is larger, the battery will have an overheating problem. Considering the charging quality, energy saving and battery longevity, the constant current - constant voltage control method is researched and the constant current-constant voltage automatic conversion circuit is designed in this paper. By adjusting under voltage and current regulation loop, the function of the auto switch from constant current mode to

the constant voltage mode is realized.

Further more, the heat loss of the power transistor in the recharger is also analyzed in this paper. With the heat sink modeling and its analysis in icepak, the structure of heat sink is optimized.

Finally, a recharger machine is designed and built. By doing the experiments, the function of the recharger, including 110V stable DC output within the maximum fluctuate under the constant voltage control and the auto switch from constant current mode to constant voltage mode are achieved. The results of experiments demonstrate the validity of design including the main circuit and the control circuit.

KEYWORDS: Recharger; Constant Voltage Control; Constant Current - Constant Voltage Control; SG3525

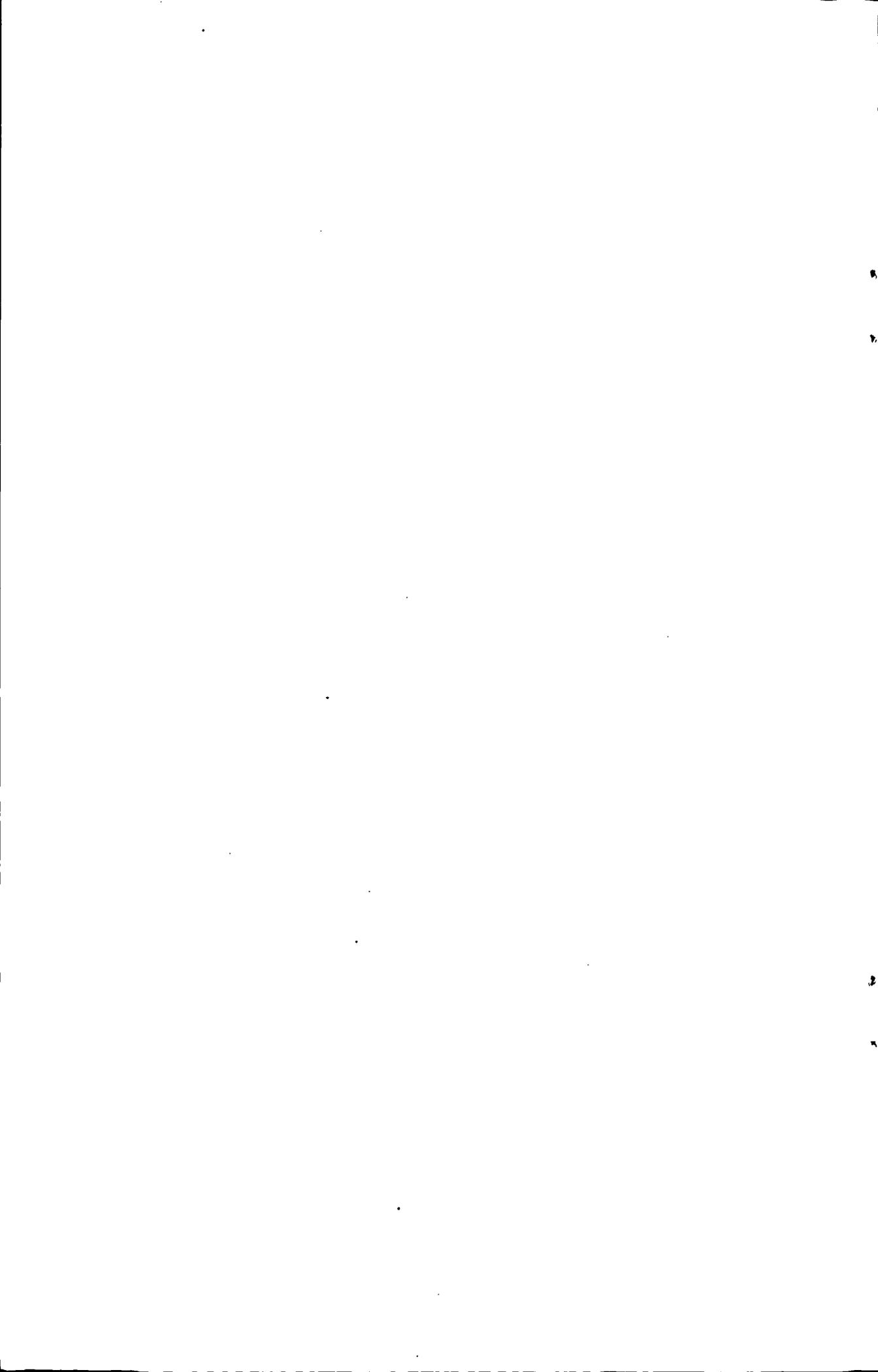
CLASSNO: TM461.5

目 录

中文摘要	iii
ABSTRACT	v
1 绪论	1
1.1 选题背景及意义	1
1.2 开关电源研究现状	1
1.3 论文的主要工作	2
2 充电机主电路设计	5
2.1 主电路拓扑选择	5
2.1.1 非隔离式的 DC-DC 拓扑结构特点分析	5
2.1.2 隔离式的 DC-DC 拓扑结构特点分析	6
2.1.3 变换器对比分析与选择	7
2.1.4 主电路原理分析	8
2.2 高频变压器的设计	11
2.2.1 变压器设计要求	11
2.2.2 变压器设计应注意的问题	11
2.2.3 变压器参数计算	12
2.3 功率开关管的选择	13
2.3.1 全控型开关管比较选择	13
2.3.2 开关管参数选型	14
2.4 输出电感设计	14
2.5 输出稳压电容设计	15
2.6 副边整流二极管的选择	16
2.7 隔直电容的设计	17
2.8 主电路仿真分析	17
2.9 本章小结	19
3 充电机充电控制系统设计	21
3.1 DC-DC 变换器一般控制策略	21
3.2 脉宽调制芯片 SG3525 介绍	21
3.3 蓄电池充电方法研究	24
3.3.1 充电基础	24
3.3.2 常规充电方法	24

3.3.3	快速充电方法.....	26
3.4	恒压充电控制系统设计.....	29
3.4.1	工作原理框图.....	29
3.4.2	脉冲发生电路.....	30
3.4.3	补偿电路设计.....	30
3.4.4	过流保护电路设计.....	31
3.4.5	恒压闭环控制系统仿真.....	32
3.5	恒流-恒压充电控制系统设计.....	35
3.5.1	工作原理分析.....	35
3.5.2	恒流-恒压自动切换电路设计.....	37
3.5.3	脉冲发生电路.....	38
3.5.4	限幅电路.....	39
3.5.5	采样电路设计.....	40
3.5.6	恒流-恒压控制系统仿真.....	41
3.6	驱动板的设计.....	43
3.6.1	驱动电路设计要求.....	43
3.6.2	驱动电路原理.....	44
3.6.3	驱动板过流保护功能测试.....	47
3.7	本章小结.....	48
4	充电机散热分析.....	49
4.1	功率开关管热分析.....	49
4.1.1	功率开关管损耗分析.....	49
4.1.2	IGBT 模块温升计算.....	51
4.2	散热器的设计.....	52
4.2.1	散热器建模分析.....	52
4.2.2	散热器优化设计.....	53
4.2.3	散热器最大散热量计算.....	56
4.3	本章小结.....	57
5	实验.....	59
5.1	恒压控制方式下充电机试验.....	59
5.1.1	试验参数要求.....	59
5.1.2	试验结果分析.....	59
5.1.3	满功率下不同 IGBT 工作散热对比分析.....	61
5.2	恒流-恒压控制方式下充电机试验.....	62

5.2.1 试验参数要求	62
5.2.2 试验结果分析	63
5.3 本章小结	65
6 结论与展望	67
6.1 结论	67
6.2 有待完善的工作	67
参考文献	69
作者简介	71
独创性声明	73
学位论文数据集	75



1 绪论

1.1 选题背景及意义

随着中国经济的快速发展,中国的铁路事业也迎来了快速发展的机遇。铁路是国家的重要基础设施,国家的大动脉,大众化交通工具,在综合交通体系中处于骨干地位,而且中国人口众多,资源分布及工业布局不平衡,铁路运输在各种运输方式中占有更明显的优势,在我国经济建设中具有重要的地位与作用。

但在一段时间里,我国铁路的运输能力不足,主要技术装备总体水平不高,运能与运量不相适应的矛盾十分突出,中国铁路为了提高技术装备水平,提高运输能力,瞄准世界铁路科技发展前沿,学习和借鉴国外经验,根据中国铁路运营特点与实际需要,在货物运输方面以发展重载运输作为主攻方向,以研究和采取开行不同类型的重载列车运输方式作为铁路扩大运输能力,提高运输效率的重要手段^[1]。

2003年以来,中国铁路全面推进装备现代化,通过技术引进消化吸收再创新,最终达到国产化的方式引进了很多国外先进的技术。HXD₂型电力机车也是按这种思路引进的。HXD₂型电力机车是中国北车集团大同电力机车有限责任公司与法国阿尔斯通共同研发中的交流传动干线货运电力机车。它是为中国大秦铁路牵引2万吨重载货运列车而设计的一种新型重载货运交流传动机车。该车设计遵循模块化,系列化,标准化和信息化的原则^[2]。其中,充电机模块是机车辅助变流系统中一个非常重要的组成模块单元。它除了给机车上的蓄电池充电之外,还给机车提供稳定的110V辅助电源,主要用作为控制系统,信号发生电路供电。但HXD₂型电力机车在适应运行中,充电机出现了不少问题,这对出了保修期后的维修工作是个很大的考验,而且维修成本较高。因此研制结构合理、安全可靠、性能优良的国产化充电机,对机车良好运行,节约维修成本,以及为以后充电机技术改进具有重要的应用价值。

1.2 开关电源研究现状

本充电机采用的是开关电源技术,通常将高频整流器称为一次电源而将直流(DC/DC)变换器称为二次电源,目前开关电源技术在充电电源中已得到了广泛应

用。自1957年第一只可控硅诞生以来,可控硅取代了体积笨重而且效率低下的硒或氧化亚铜整流器件,在随后的20年内,由于半导体工艺的进步,可控硅的电压、电流额定值以及其它特性参数得到了不断提高和改进,虽然可控硅整流器工作稳定,但它是相控电源,工作于工频,有庞大笨重的电源变压器、电感线圈、滤波电容,噪声大,效率低,功率因数低,稳压精度也较低^[3,4]。因此,自1947年肖克莱发明晶体管以来,并在随后几年对晶体管性能不断完善提高后,人们就着力研究利用晶体管进行高频变换的方案。1964年,美国科学家提出了取消工频变压器的串联开关电源的设想,并在NEC杂志上发表了“脉宽调制应用于电源小型化”等文章,为实现电源体积小型化和重量变轻的目标奠定了良好的基础。随着大功率硅晶体管的耐压提高和二极管反向恢复时间的缩短等元器件性能的改善,1969年终于做成了25KHz的开关电源。电源界把开关电源的频率提高到20KHz以上称为电源技术的“20KHz革命”^[5,6]。经过几年的发展,开关电源的电路拓扑型式和元器件的性能都取得了较大的研究进展。在电路拓扑型式上开发出了单端正激式电路、单端反激电路、双正激电路、双反激电路、推挽电路、半桥电路、全桥电路,以适应不同应用场合、不同功率档次的需要;在元器件方面,功率晶体管和整流二极管的性能也有了较大的提高。在随后的几年中,大功率晶体管(GTR)和功率场效应管(MOSFET)相继被研制出来^[7],其电压、电流额定值大为提高,工作频率也提高较多,可靠性也显著增加。随着微电子学的发展和元器件生产技术的提高,相继开发出了耐压高(400-500v)的功率场效应管(VMOS)和高电压、大电流的绝缘栅双极性晶体管(IGBT),具有软恢复特性的大功率高频整流管,各种用途的集成脉宽调制控制器和高性能的铁氧体磁芯,高频用的电解电容器,低功耗的聚丙烯电容等。主要元器件技术性能的提高,为高频开关电源向大功率、高效率、高可靠性方向发展奠定了良好基础。

1.3 论文的主要工作

本文在开关电源技术的基础上,为了使HXD₂电力机车充电机能在机车上稳定运行,对充电机的主电路拓扑的选取、参数设计、控制方式以及试验进行了深入研究。论文的主要工作及内容如下:

第一章介绍了提出研究HXD₂电力机车充电机的背景以及研制该充电机的意义,阐述了开关电源的研究现状。

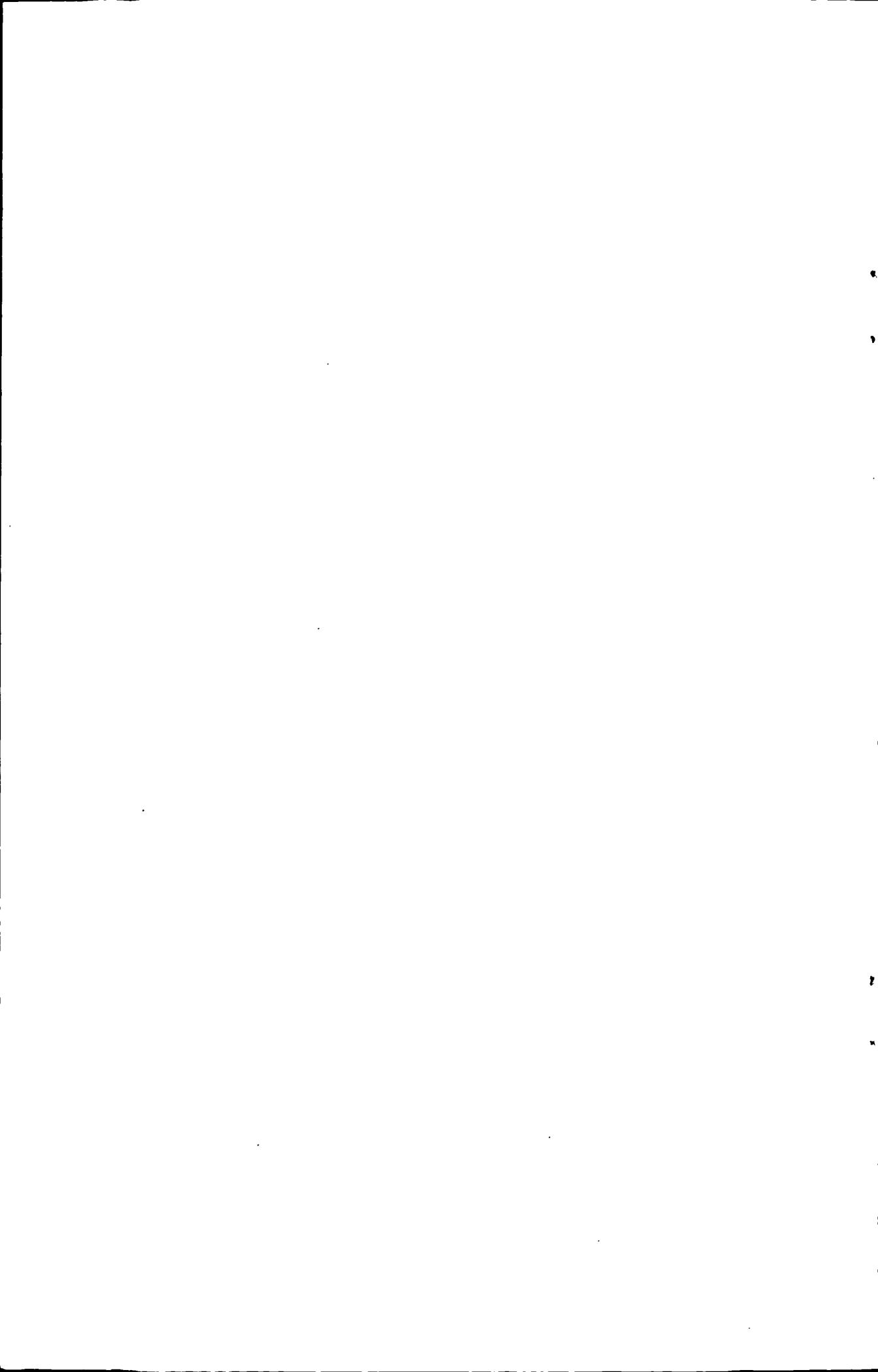
第二章介绍了充电机主电路的设计,包括主电路拓扑选择,高频变压器的设计,功率开关管的选型,输出电容,电感的设计等,同时对设计的主电路进行了

MATLAB 仿真。

第三章分析对比了常规充电方式和快速充电方式特点。考虑到充电机在机车上的运行环境和稳定性，针对恒压充电和恒流-恒压充电方法，基于集成 PWM 脉冲芯片 SG3525 强大功能，设计了恒压充电控制方式和恒流-恒压充电控制方式。恒压充电控制方式采用电压闭环控制。恒流-恒压采用的电压，电流双闭环控制，通过设计取最小值电路，使电压和电流闭环自动切换工作，以实现电路从恒流工作阶段自动切换到恒压工作阶段。此外，还对 IGBT 驱动板进行了设计。

第四章主要分析了开关管 IGBT 的损耗，计算了 IGBT 温升大小，同时使用热分析软件对 IGBT 的散热器进行了建模分析，优化了散热器的结构，分析了 IGBT 工作时在散热器上的温度分布情况，最后计算了散热器的最大散热量，验证了散热器可散出 IGBT 的损耗量。

第五章是实验部分，研制了一台充电机样机，针对恒压控制方式和恒流-恒压控制方式分别进行了试验，恒压方式下输出电压波形良好，最大电压波动在要求范围内，工作性能稳定。恒流-恒压方式下，实现了电路先恒流工作，后自动切换到恒压工作的性能，充电机运行稳定。



2 充电机主电路设计

充电机主要由主电路和控制电路两部分组成。主电路部分实现功率的转换和隔离。控制电路则是对主电路能量的传递进行控制，以得到需要的输出结果。主电路的拓扑和特性直接影响到充电机整体性能，同时也决定了控制电路的复杂程度。

2.1 主电路拓扑选择

充电机要求输入直流电压 545V，输出 110V 直流电压，额定功率 14kW，开关频率 10kHz。充电机实现的是一个 DC-DC 变换过程。目前常用的 DC-DC 变换电路包括两大类，一类是非隔离式的，一类是隔离式的。

2.1.1 非隔离式的 DC-DC 拓扑结构特点分析

常用的非隔离式的 DC-DC 变换电路主要有升压变换电路，降压变换电路，升降压变换电路和丘克变换电路四种^[8]，其电路原理图如图 2-1 所示。

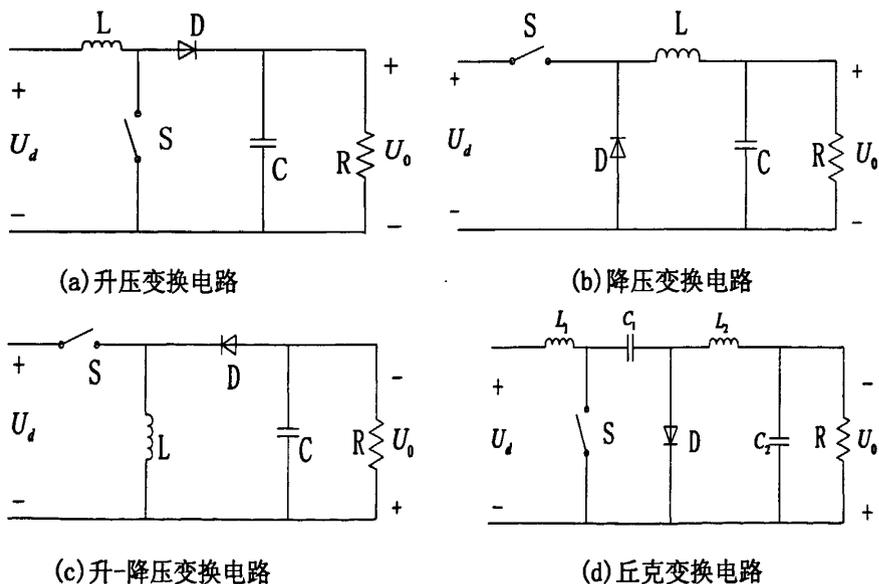


图 2-1 非隔离式 DC-DC 变换电路

Fig. 2-1 Non-isolated DC-DC converter

升压型(boost)电路输入和输出为同极性，当开关 S 导通时，电感储存能量，当开关关断时，输入电压和电感上储存的能量一起传递到输出电压，使输出电压

高于输入电压，从而实现升压效果。输出电压的大小与电感上储存的能量大小有关，所以可以控制开关的导通时间也即控制脉冲的占空比来对输出电压实现控制。Boost 电路输入电流脉动比较小，输出电流脉动比较大。

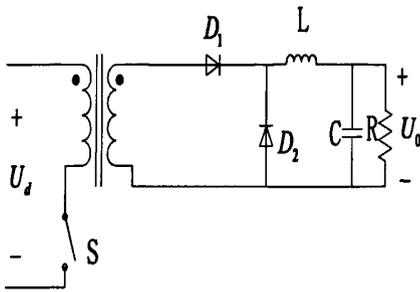
降压型(buck)电路输入和输出为同极性，当开关 S 导通，输入电压通过电感向输出传递能量，同时电感上也会储存一定能量，当开关断开时，电感向负载提供能量，通过控制开关的导通时间来控制输出电压大小。buck 电路输出电流脉动比较小，输入电流脉动比较大。

升降压型(buck-boost)电路输入和输出极性相反，其输出大小完全由储存在电感上的能量决定，输出电压可以大于输入电压，也可以小于输入电压。该电路输入输出电流脉动都很大。

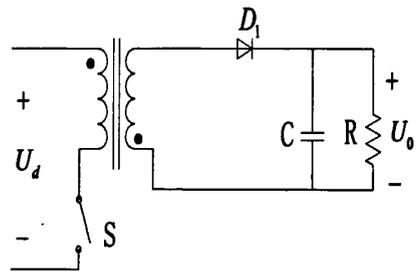
丘克变换电路(Cuk)输出与输入极性相反，该电路能降压也能升压，输入输出电流脉动都比较小，但不能空载运行，而且电路结构较复杂。Cuk 电路一般用于对输入输出纹波要求较高的反相型开关稳压器。

2.1.2 隔离式的 DC-DC 拓扑结构特点分析

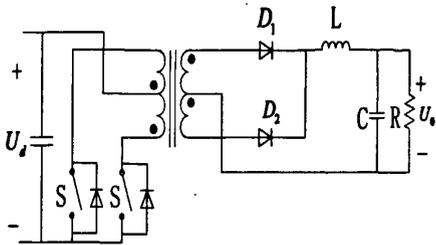
隔离式变换器是在非隔离式变换电路拓扑结构的基础上加入变压器。隔离变压器有两个重要作用，一是起电气隔离作用，它将输出与输入隔离开来。另一个就是改变输入与输出电压比，调节输出电压的大小。常用的隔离式拓扑结构包括：正激式、反激式、推挽式、半桥式、全桥式等^[9]，其电路如图 2-2 所示。



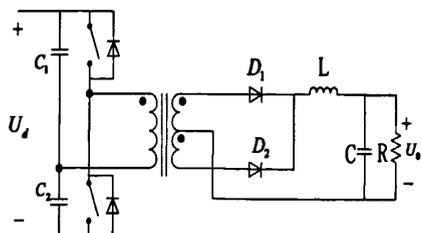
(a) 正激变换电路



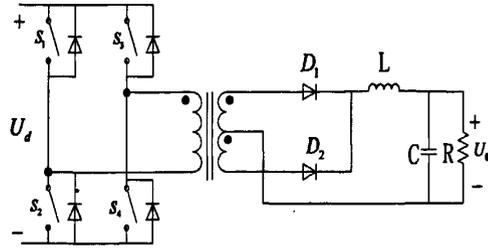
(b) 反激变换电路



(c) 推挽式变换电路



(d) 半桥变换电路



(e) 全桥变换电路

图 2-2 隔离式 DC-DC 变换电路

Fig.2-2 Isolated DC-DC converter

以上各种电路特点为：

(a)正激式电路简单可靠，常用于数百瓦至数千瓦的中小功率开关电源中。但正激电路变压器的工作点仅处于磁化曲线平面的第一象限，变压器的利用率不高，而且在同样的功率条件下，其变压器体积、重量和损耗比较大。因此，在应用环境比较恶劣，比如干扰很强的环境下而且对电源的体积和效率要求不高的场合，采用正激电路比较适合。

(b)反激式电路使用元器件比较少，成本较低，使用在数瓦至数十瓦的小功率开关电源中较多。由于该电路变压器的工作点与正激电路类似，也仅处于磁化曲线平面的第一象限，变压器利用率不高，而且开关器件承受的电流峰值很大，所以不适合用于较大功率的场合。

(c)推挽式电路的变压器为双向激磁，开关通态损耗较小，电路驱动比较简单，适用于低电压，大电流的场合。

(d)半桥式电路中变压器也为双向激磁，利用率比较高，且没有偏磁问题，在数百瓦至数千瓦的开关电源中应用很多。与全桥型电路相比，半桥型电路开关器件数量少，电流等级要大一些，开关关断承受电压为输入电压，在相同功率条件下成本比全桥的低。

(e)全桥式电路中变压器也是双向激磁，适合于中大功率场合，相同电压和电流容量的开关器件时，全桥电路输出功率最大，但其使用开关管较多，电路结构复杂，成本比较高，可靠性相对较低。

2.1.3 变换器对比分析与选择

综合上述对各种变换器拓扑结构的分析，结合本次设计的实际需要，选择适用于本次设计的主电路拓扑结构。

本次设计的充电机满功率时，输出电流比较大，出于安全的考虑，需将输入

输出电气隔离开来，非隔离式电路拓扑结构因其不能将输入与输出隔离，在本次设计中是不可取的。

在上一节所介绍的各个隔离式拓扑结构中，正激式和反激式均属于单端输入式变换器。其输出功率较小，适用小功率场合，而且变压器磁芯磁通密度曲线仅工作于第一象限，磁芯容易饱和，导致变压器激磁电流激增，开关管容易被损坏。

推挽式变换器输出功率较大，但电路中每个开关管关断时都要承受两倍输入电压，从而使得其对开关管要有较高的耐压能力，而且，变压器绕组利用率比较低，容易出现偏磁现象。所以推挽适合运用在输入电压低的开关电源中。

半桥电路输入由两个串联的电容并上两个串联的开关管组成，两个电容容量和耐压都相同，起到均压的作用，通过控制两个开关管交替开通和关断，在变压器原边产生电压大小为输入电压一半的高压开关脉冲，再经过变压器转换，实现功率输出。与全桥电路相比，半桥电路开关器件数量少一半，实现同等功率的成本相对较低，而且它有良好的抗不平衡能力，能有效防止偏磁现象。

全桥电路与半桥原理相似，主电路采用了四个开关管，结构比较复杂，成本高，可靠性比半桥型电路要低一些。

经过上述分析，结合充电机设计需要及其实际应用场合，拓扑结构主要在半桥和全桥电路中间选择。两者都具有输出功率大，且每个开关管最大只承受输入电压等优点。对于半桥式变换器，高频变压器输入端电压幅度只有输入电压的一半，而且半桥电路只有两个开关管，控制复杂程度比全桥的低，尤其在机车上，半桥电路更可靠。而且半桥电路的两个开关管较全桥的四个开关管成本更低。

此外，与全桥电路相比，半桥电路还具有良好的抗不平衡能力，能有效防止偏磁现象。因此，结合本次设计的功率要求，同时考虑成本、可靠性等因素，在此采用半桥电路作为充电机的主电路拓扑。

2.1.4 主电路原理分析

经以上内容分析，主电路选择了隔离式的半桥逆变电路，如图 2-3 所示。图 2-4 为半桥逆变器半个周期内 S_1 导通和截止开关状态的等效电路，另外半周期 S_2 导通与截止状态与 S_1 的相同，下面只分析 S_1 导通和截止状态情况^[10]。

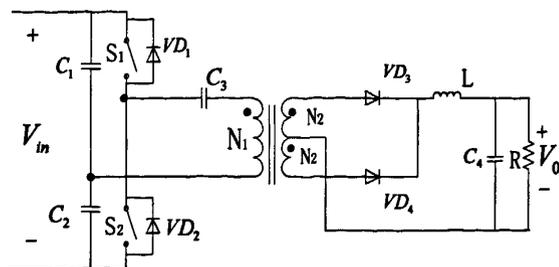
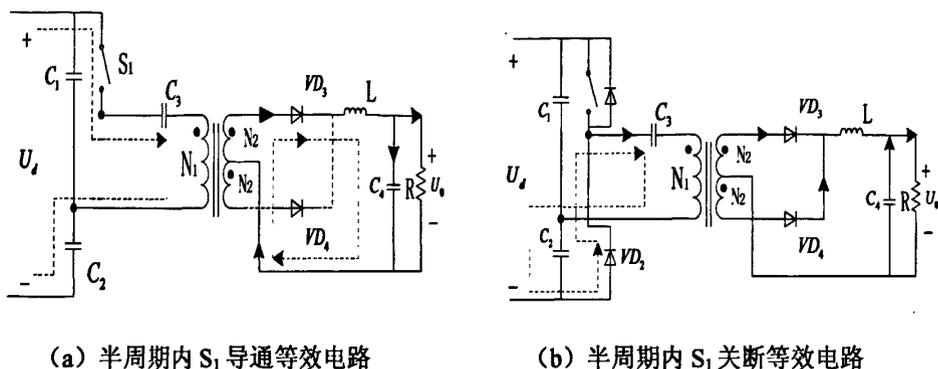


图 2-3 充电机主电路

Fig.2-3 main circuit of the Recharger



(a) 半周期内 S1 导通等效电路

(b) 半周期内 S1 关断等效电路

图 2-4 半周期内开关 S1 导通和截止状态等效电路

Fig.2-4 equivalent circuit when S1 on or off during a half period

具体工作过程如下：

(1) $t=t_0$ 时， S_1 上加正触发脉冲导通，变压器原边绕组 N_1 上加上 $1/2V_{in}$ 电源电压， VD_3 正偏导通， VD_4 反偏截止，副边电流流过电感 L 储能，并对输出电容 C_4 充电，同时为负载 R 提供电流。电感 L 中电流在方波电压作用下线性增长，在 $t=T_{on}$ 时，电感 L 中的电流达到最大值 i_{Lmax} ，因此在 $t-T_{on}$ 这段时间内电感电流的增长量 $\Delta i_{L(+)}$ 为：

$$\Delta i_{L(+)} = \frac{\frac{1}{2} V_{in} \frac{N_2}{N_1} - V_0}{L} T_{ON} \quad (2-1)$$

(2) 当 $t=T_{on}$ 时， S_1 关断，起工作等效电路如图 2-4 (b) 图所示。电感 L 中的电流不能突变继续按原方向流动，原边电流通过 VD_2 续流，A、B 两点电压由正变负，变压器副边二极管 VD_4 也导通，将副边电压钳位为零。因此，在 $T_{on}-1/2T_s$ 期间，二极管 VD_3 ， VD_4 各流过一半负载电流，电感 L 中的电流逐渐减小， $i_L = -V_0 t/L$ 。在这段期间，电感电流的减少量 $\Delta i_{L(-)}$ 为：

$$\Delta i_{L(-)} = \frac{V_0}{L} \left(\frac{T_s}{2} - T_{ON} \right) \quad (2-2)$$

半个周期内，电感电流的增加量与减少量相同，即 $\Delta i_{L(+)} = \Delta i_{L(-)}$ ，可得：

$$\frac{V_0}{L} \left(\frac{T_s}{2} - T_{ON} \right) = \frac{\frac{1}{2} V_m \frac{N_2}{N_1} - V_0}{L} T_{ON} \quad (2-3)$$

由此可算出电流连续条件下的输出电压 V_0 为:

$$V_0 = \frac{1}{2} \frac{N_2}{N_1} V_m D \quad (2-4)$$

(3) 在 $t = \frac{1}{2} T_s$ 时, 开关管 S_2 导通, 以下过程与 $t = t_0, t = T_{on}$ 相似, 只是变压器原边电流, 原边电压副边电压跟前半周期的反相, 数值关系不变。

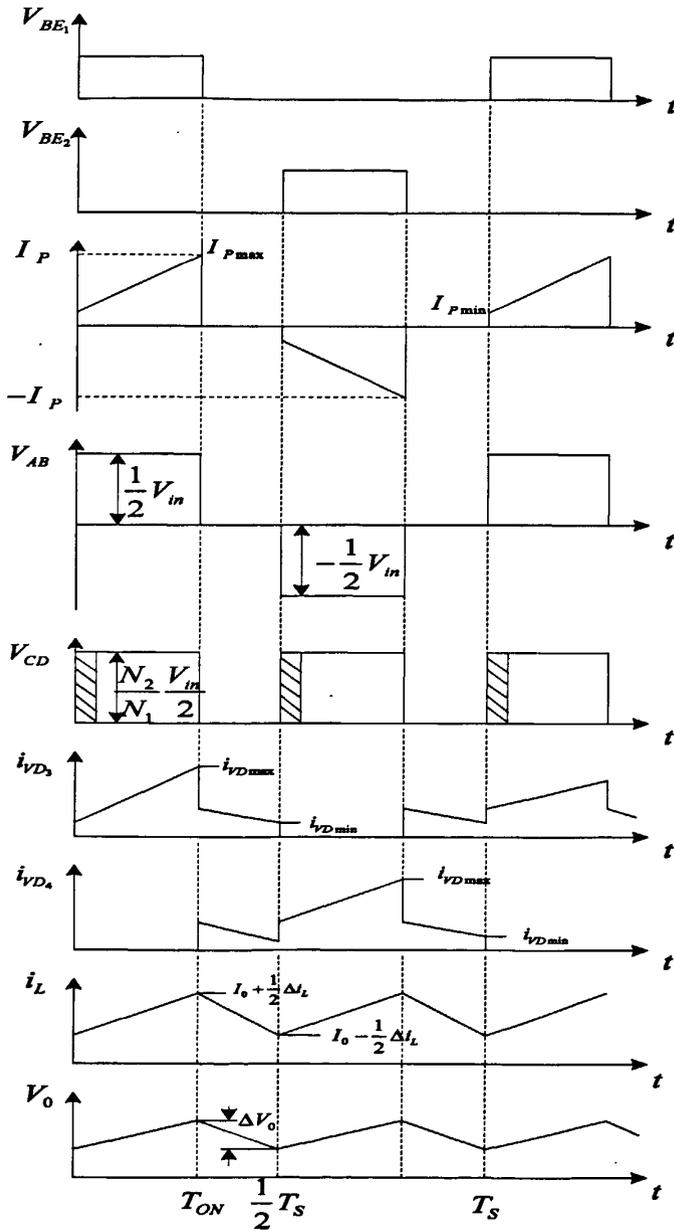


图 2-5 半桥电路主要波形

Fig.2-5 Main waveforms of half-bridge circuit

2.2 高频变压器的设计

2.2.1 变压器设计要求

在选择高频变压器时，应满足以下要求：

(1) 当输入电压最高，占空比又最大时，磁芯不会饱和。

这是由于当磁芯进入饱和区工作时会使传递波形失真，变压器的饱和程度与磁芯的最大工作磁通密度有关。所以要使磁芯不饱和，就必须使磁芯最大工作磁通密度 B_m 小于 B_{sat} (B_{sat} 为磁芯由线性区进入饱和区的临界磁感应强度)。确定了 B_m 后，就可以决定原边线圈的匝数，对于多开关电路有：

$$N_p = \frac{V_{in\max} T_{on\max}}{2 B_m S} \quad (2-5)$$

式中 S 为磁芯截面面积， $V_{in\max}$ 为最大输入电压值， $T_{on\max}$ 为最大导通时间，设计时应使实际原边匝数大于 N_p 。

(2) 使原、副边线圈之间的漏电感尽量小。漏电感越小，波形传递的失真度就越小。为了达到这一要求，可以采用原边线圈和副边线圈分层交替绕制法，使副边线圈绕的位置平均一些。

(3) 当变压器在额定功率下运行时，温升不应很大，应在允许的范围內。

(4) 尽量使变压器原边和副边的损耗相同，确保铜耗和铁耗相同，铜耗代表可变损耗，铁耗代表不变损耗，当可变损耗和不变损耗相同时，可使变压器的效率达到最高^[11,12]。

2.2.2 变压器设计应注意的问题

变压器设计时应注意瞬间饱和的问题，变压器饱和将意味着变压器的励磁电流急剧增加，这将有可能导致与之连接的功率开关管将承受极大的电流和电压，严重时将直接损坏。尤其在变压器接通电源时，变压器要经历一个合闸过程才会进入稳态，合闸第一个周期磁通密度的幅值将随合闸瞬间的相位以及剩磁密度 B_r 的方向不同而异，其最大值将是工作磁通密度幅值 B_M 的2倍与剩磁密度 B_r 之和，即： $B_{max}=2B_M + B_r$ 。工作磁通密度太大将有可能导致变压器瞬间饱和。欲解该问题，可以有以下两种思路^[13]：

a) 降低启动时的工作磁通密度。具体可以通过选择较低的工作磁通密度，使 $B \leq 1/3B_s$ 。或者通过降压启动，即在合闸瞬间设法降低输入电压。还可以通过窄脉冲启动，在同样的输入电压条件下，磁芯的磁通与施加方波电压半周期持续的时

间成正比，合闸时设法减小功率开关管的导通宽度，亦能防止变压器饱和。

b) 增大最大工作磁通密度大小，即增大使变压器饱和电流的极限值。该方法可以通过增加铁芯的气隙来实现。由图 2-6 可以看出，由于增加了气隙，空气导磁率小于硅钢片导磁率，同样磁路长度下，磁阻大为增加，磁化曲线发生改变，达到最大磁通密度而发生饱和的电流值加大，气隙越大，磁饱和和所需要的电流越大。根据电流大小即可以确定气隙长度。

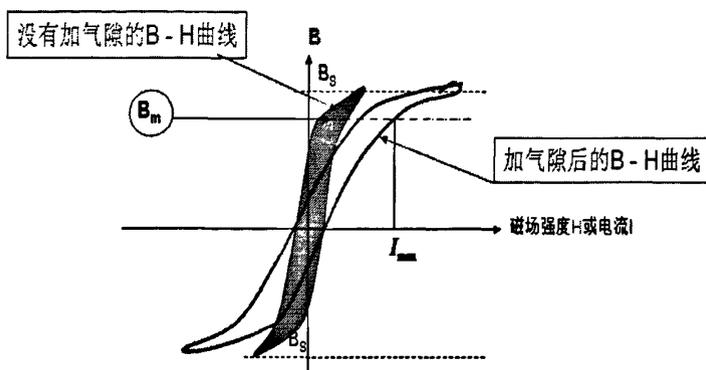


图 2-6 B-H 曲线图

Fig. 2-6 B-H Curves

2.2.3 变压器参数计算

(1) 磁芯的选择

变压器的输出功率为 P_0 为 14000W。视在功率为：

$$P_T = P_0 \left(\frac{1}{\eta} + \sqrt{2} \right) = 14000 \left(\frac{1}{0.95} + \sqrt{2} \right) = 34532 \text{ W} \quad (2-6)$$

可以算出功率容量 A_p 的大小。

$$A_p = \left(\frac{P_T \times 10^4}{K_0 K_f K_j f_s B_w} \right)^{\frac{1}{1+X}} = \left(\frac{34532 \times 10^4}{0.4 \times 4 \times 500 \times 10 \times 10^3 \times 0.25} \right)^{1.136} = 348 \text{ cm}^4 \quad (2-7)$$

式中： K_0 为窗口利用系数； K_f 、 X 为磁芯结构系数； K_j 电流密度系数； B_w 为工作磁感应强度。

根据公式：

$$A_p = A_e \times A_{cw} \quad (2-8)$$

(A_e 为磁芯有效截面积； A_{cw} 为磁芯窗口面积)可计算得 A_p 大小。

现选用 L_{p2} 材料 EE118 磁芯 A_e 12.4cm²， A_{cw} 为 32.43cm²，算得 A_p 为 402 cm⁴。选用的磁芯 A_p 大于计算值，可以满足功率传输要求。

(2) 变压器匝数比计算

半周期内开关管的最大占空比:

$$D_{\max} = T_{\text{on}} / \frac{T}{2} = 0.8 \quad (2-9)$$

T_{onmax} 为40 μs , 输入至变压器的最高直流电压为 $V_{\text{inmax}}=1/2 \times 545(1+5\%)=572\text{V}$, 则一次匝数:

$$N_p = \frac{V_{\text{inmax}} T_{\text{ONmax}}}{2 B_m A_e} \times 10^{-2} = 18.45T \quad (2-10)$$

取一次侧匝数 N_1 为19匝。变压器副边输出最大值为 $V_{\text{OUTMAX}}=V_0/D_{\max}=137.5\text{V}$ 变压器原边最小值 V_{inmin} 为 259V, 所以变压器原副边匝数比 $K=259/137.5=1.9$ 。副边的匝数 $N_2 = N_1 / K = 10$ 匝。

2.3 功率开关管的选择

2.3.1 全控型开关管比较选择

全控型器件的开通和关断是由栅极控制, 具有导通电阻小、正向压降低、开关速度快、开关损耗低、 di/dt 及 dv/dt 耐量大的优点。常用的全控型功率器件有 IGBT, MOSFET, GTR 和 GTO。GTR 和 GTO 都是电流驱动方式, 驱动电流较大, 而且 GTR 还要持续的电流维持其导通, 开关速度比较低, 对 di/dt 有较大影响, 还存在二次击穿问题。MOSFET 和 IGBT 都是电压驱动方式, MOSFET 是单极性器件, 具有较好的开关性能, 开关速度快, 需要驱动功率小, 但是其容量较小, 通态压降较大, 难以实现大电流, 一般应用在小功率场合。IGBT 是 MOSFET 和双极性晶体管的复合器件, 它兼有两者的优点, 既有 MOSFET 驱动功率小, 快关速度快等优势, 又具有双极性器件耐压高, 电流密度大, 通态压降小的优势^[14]。所以本文选用 IGBT 作为充电机主电路的开关功率器件。几种全控型功率器件基本性能对比如表 2-1 所示^[15]。

表 2-1 几种全控型功率器件基本性能比较

Table2-1 Comparison of several full-controlled power device basic performance

功率器件名称	IGBT	MOSFET	GTR	GTO
控制方式	电压	电压	电流	电流
门极驱动功耗	小	小	大	中等
开关速度	快	很快	一般	一般
安全工作区	大	大	小	较小

续表 2-1

功率器件名称	IGBT	MOSFET	GTR	GTO
额定电流密度 (A/cm ²)	50-100	5-10	20-30	30-50
高压化	简单	较难	简单	简单
大电流化	简单	较难	简单	简单
通态压降	低	高	低	低
并联使用	易	易	较易	较易

2.3.2 开关管参数选型

由于充电机输入电压为 545V，主电路选用的是半桥电路，所以 IGBT 在关断时，CE 两端的压降即为输入电压 545V，在开关管导通和关断的过程中因为漏感的存在，还将引起电压尖峰，应考虑一定的裕量，因此实际使用中选择耐压值为输入电压的 2 倍以上，在此选择 1200V 耐压值的 IGBT。变压器原边副边电流 I_s 最大为 130A，根据变压器匝数比关系，可算得变压器原边电流最大值为：

$$I_p = I_s \cdot \frac{N_s}{N_p} = 130 \times \frac{1}{1.9} = 68A \quad (2-11)$$

考虑两倍的裕量，IGBT 耐流值定为 150A。根据所计算的耐压和耐流值，本充电机选用英飞凌 FF150R12KS4 型号的 IGBT。

2.4 输出电感设计

输出滤波电感可以减小输出电流纹波，使输出电流更平滑，同时也可降低输出滤波电容 C_f 中流过的高频纹波电流。图 2-7(a)为输出滤波电路，(b)为流经电感的纹波电流波形。

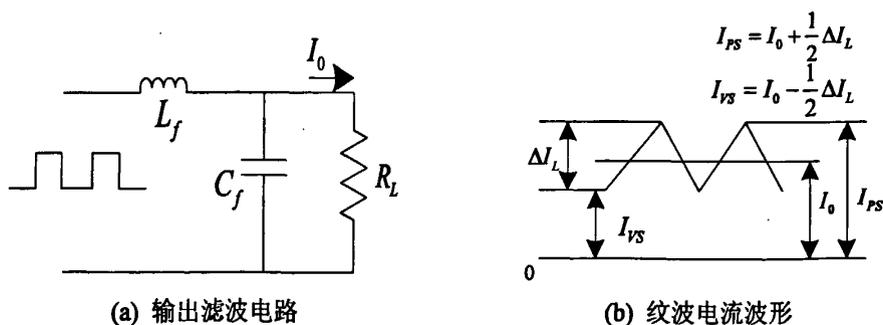


图 2-7 输出滤波电路及纹波电流波形

Fig.2-7 Output filter circuit and the ripple current waveform

如图 2-7(b)所示。设纹波电流的最小值 I_{VS} 和最大值 I_{PS} 的比值为 K 。

$$K = \frac{I_{VS}}{I_{PS}} = \frac{I_0 - \frac{1}{2L} \left(\frac{N_S}{N_P} V_m - V_0 - V_{DF} \right) T_{ON}}{I_0 + \frac{1}{2L} \left(\frac{N_S}{N_P} V_m - V_0 - V_{DF} \right) T_{ON}} \quad (2-12)$$

式中 I_0 为输出电流, N_P 为变压器原边匝数, N_S 为变压器副边匝数, V_m 为输入电压, V_0 为输出电压, V_{DF} 为输出整流二极管的压降, T_{ON} 为最大导通时间。

半桥电路中, 高频变压器原边输入端的电压为变换器输入电压的一半, 其输出电压为:

$$V_0 = \frac{N_S}{N_P} V_m D - V_{DF} \quad (2-13)$$

半桥电路纹波电流公式为:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \left(\frac{N_S}{2N_P} V_m - V_0 - V_{DF} \right) T_{ON} \quad (2-14)$$

$$T_{ON} = \frac{D}{2f_s} \quad (2-15)$$

将式(2-13)、(2-14)带入式(2-15)中得到半桥输出滤波电感 L 的表达式为:

$$L = \frac{D(1-D)(1+K)}{8f_s(1-K)I_0} \frac{N_S}{N_P} V_m \quad (2-16)$$

式中 K 值与电感电流有效值 I_{LRms} 与平均值 I_{LAVG} 之比的关系为:

$$\frac{I_{LRms}}{I_{LAVG}} = \frac{2}{1+K} \sqrt{\frac{K^2 + K + 1}{3}} \quad (2-17)$$

当 K 取值在 0.5~1 之间时, 电流有效值的变化数值不到 2%, 因此, 当 K 值在 0.5 以上时, 对电感器的计算误差也不大。当 $K=0$ 时, 可以求得对于临界连续条件下的临界电感 L , 即保证电感电流连续的最小电感量。由式(2-16)可以求得输出滤波电感临界最小值 L_{min} 为:

$$L_{min} = \frac{D(1-D)(1+K)}{8f_s(1-K)I_0} \frac{N_S}{N_P} V_m = \frac{0.8 \times 0.2 \times 545}{8 \times 10^4 \times 130 \times 1.9} = 4.4 \times 10^{-6} H$$

实际应用中, 为了电流连续性更好, 更平滑, 脉动更小, 电感取大一些, 取为 2mH。

2.5 输出稳压电容设计

输出电容与输出纹波电压相关, 输出纹波电压 ΔU_0 等于流过电容器的纹波电流 ΔI_L 与电容器等效阻抗的乘积, 即 $\Delta U_0 = \Delta I_L \cdot Z_c$ 。纹波电流 ΔI_L 越小, 电容器的阻抗 Z_c 越小, 纹波电压 ΔU_0 就越小。设计充电机输出电压纹波系数为 2% 以下, 所以最大输出纹波电压为 $\Delta U_0 = 2\% \times U_0 = 2\% \times 110V = 2.2V$ 。

输出纹波电流按最大值:

$$\Delta I_{\max} = 130 \times 20\% = 26\text{A}$$

最大纹波电流有效值为:

$$\Delta I_{\max(Rms)} = 26 / 2\sqrt{3} = 7.5\text{A}$$

则可算得滤波电容的阻抗为:

$$Z_C \leq \frac{2\sqrt{2}\Delta U_0}{\Delta I_{\max(Rms)}} = \frac{6.22}{7.5} = 0.829 \quad (2-18)$$

根据电容技术参数,最后采用了3个耐压450V,容量470uF电解电容并联。

2.6 副边整流二极管的选择

(1) 二极管电压参数设计

由于变压器原边最大电压为 $U_{\text{原边}} = 1/2 U_{\text{inmax}} = 287\text{V}$, 根据变压器变比可以算得变压器副边最大电压也为 287V, 整流二极管在关断状态时, 两端承受的电压即为变压器副边的电压, 而且考虑在启动时最大的谐振电压为两倍的副边电压 594V。再取两倍的余量, 所以选择 1200V 耐压的整流二极管。

(2) 二极管电流参数设计

半桥电路中, 当二极管有电压时, 只有一只二极管导通, 当二次侧电压为零时, 也即死区续流时, 两只整流管都导通, 每只管子流经的电流相同, 都为输出电流的一半。其波形图如图 2-8 所示。

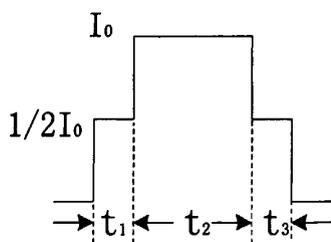


图 2-8 输出整流管电流波形

Fig.2-8 Current waveform of the output rectifier

流经二极管的最大电流 $I_{D\max}$ 和电流有效值 I_{DRms} 分别为:

$$I_{D\max} = I_0 \quad (2-19)$$

$$I_{DRms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{t_1} \left(\frac{1}{2} I_0\right)^2 dt + \int_0^{t_2} I_0^2 dt + \int_0^{t_3} \left(\frac{1}{2} I_0\right)^2 dt \right)} \quad (2-20)$$

将 $t_2 = \frac{1}{2} DT_s$, $t_1 = t_3 = \frac{1}{2} (1-D)T_s$ 带入式子 (2-20), 得到流经二极管的电流有效值为:

$$I_{DRms} = \sqrt{\frac{I_0^2 D + (\frac{1}{2} I_0)^2 (1-D) \times 2}{2}} = \frac{1}{2} \sqrt{1+D} I_0 \quad (2-21)$$

当充电机满载时，可算得 I_{DRms} 最大为 87A，所以我们选择了 IXYS 公司生产的 MEK75-12DA 型快恢复二极管模块。它在一个模块中封装了两个二极管。每个二极管耐压值为 1200V，正向导通有效值最大达到 107A，反向恢复时间 250ns。满足设计要求。

2.7 隔直电容的设计

隔直电容的作用是防止变压器因各种原因存在直流成分导致磁通不平衡，从而引起变压器饱和，导致对 DC-DC 变换器输出功率产生影响。磁通不平衡是由于变压器初级的伏秒数在两个 1/2 周期内不平衡造成的，当磁芯的磁通逐步远离磁化曲线原点时，变压器会进入饱和状态，使之无法承受电压，造成开关管损坏。加入隔直电容后可以防止变压器直流偏磁，使其工作在磁滞回线原点附近。

隔直电容的取值大小比较重要，如果取值过小，当流过大电流时，电压上升快，电容上的压降也会很大，导致输出功率减小。但是电容值也不宜过大，太大后体积和安装也是问题，而且成本也比较高。再者，还要一个要注意的问题就是频率的问题，隔直电容与滤波电感 L 折算到一次侧的等效电感 $(N_1/N_2)^2 L$ 构成串联谐振的频率应远小于开关频率 f_s ，通常谐振频率定为开关频率的十分之一左右，隔直电容的大小如下式所示：

$$C = \frac{10^6}{4\pi^2 (0.1f_s)^2 (N_1/N_2)^2 L} (\mu F) \quad (2-22)$$

将 $f_s=10\text{kHz}$ ， $N_1/N_2=1.9$ ， $L=2\text{mH}$ 带入上式，可算得隔直电容 $C=14.04\mu\text{F}$ 。实际用 $47\mu\text{F}/1200\text{V}$ 。

同时隔直电容的容量还应满足电容上的压降不超过 20% 的输入电压。半桥电路中，由于加在变压器原边上的电压为 $1/2V_{in}$ ，所以电容器上的压降 $V_c < 20\% \times 1/2V_{in} = 10\% V_{in}$ 。 V_c 计算公式为：

$$V_c = \frac{I_p}{C} T_{ON} = \frac{I_p}{2C} DT_s = \frac{30}{2 \times 47 \times 10^{-6}} \times 0.4 \times 10^{-4} = 12.7V < 54V \quad (2-23)$$

设计电容满足谐振频率和压降要求。

2.8 主电路仿真分析

根据上述内容的设计参数，使用 MATLAB 仿真软件搭建了主电路模型，并进

行了开环仿真。主电路仿真模型如图 2-9 所示。仿真波形如图 2-10, 图 2-11, 图 2-12, 图 2-13 所示。

仿真参数为:

输入电压: DC545V

输出电压: DC110V

开关频率: 10kHz

输出滤波电感: 2mH

输出滤波电容: 1410 μ F

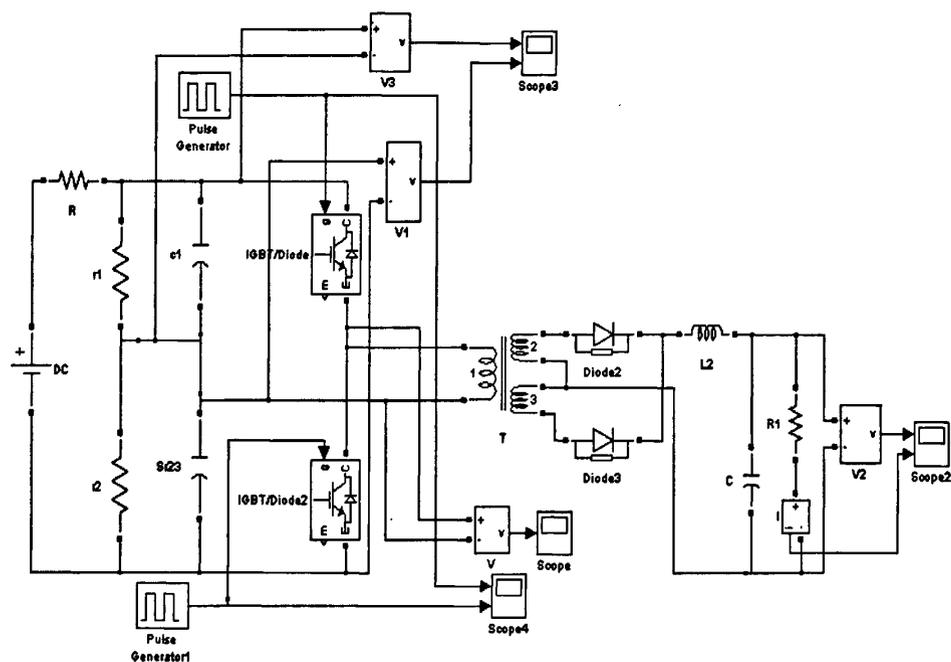


图 2-9 主电路仿真模型

Fig.2-9 Main circuit simulation model

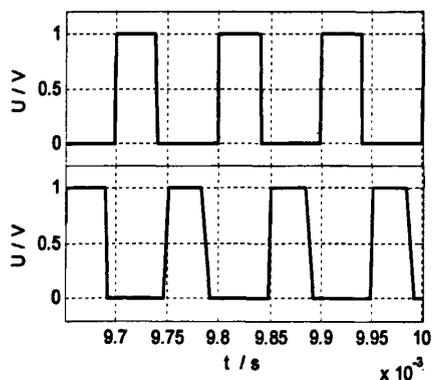


图 2-10 脉冲波形

Fig.2-10 Pulse Waveforms

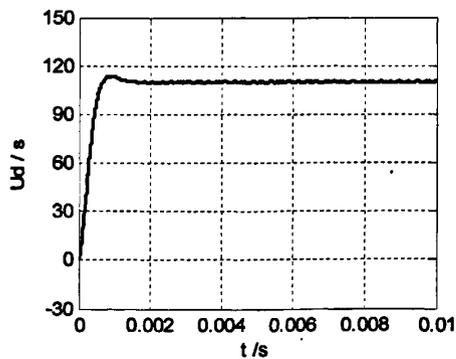


图 2-11 输出电压 110V

Fig.2-11 Output Voltage 110V

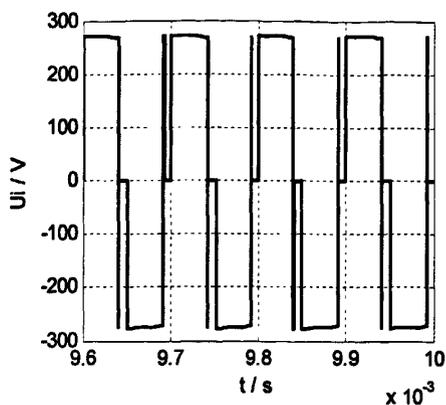


图 2-12 变压器原边波形

Fig.2-12 Waveform of Transformer primary side

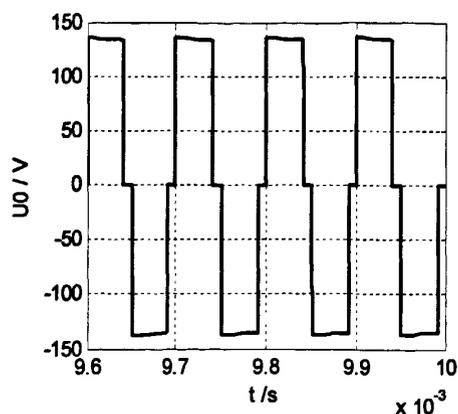


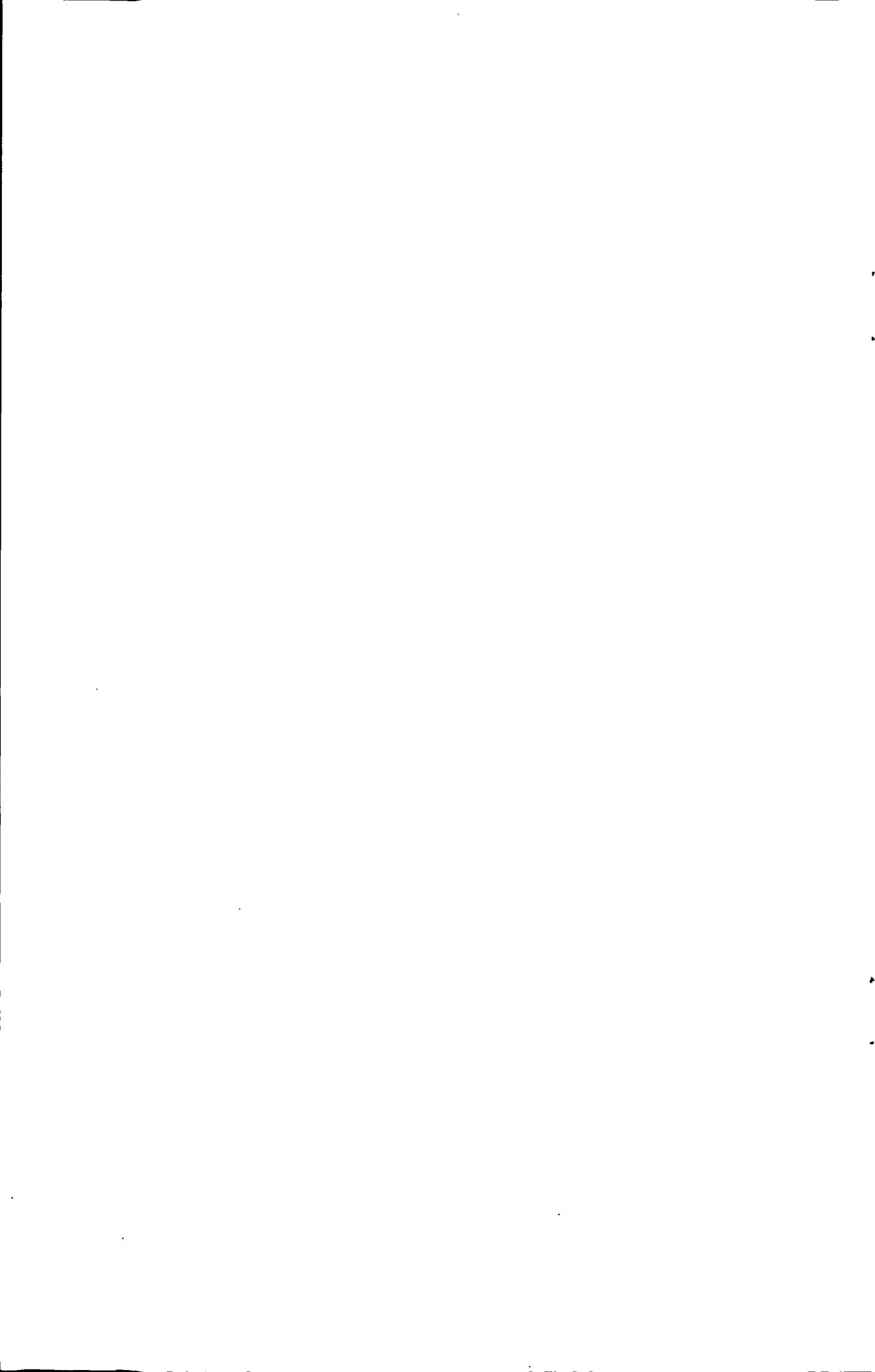
图 2-13 变压器副边波形

Fig.2-13 Waveform of Transformer secondary side

上述仿真波形中，图 2-10 为给定的脉冲波形，图 2-11 为输出 110V 电压，图 2-12 为变压器原边波形，波形最大幅值为输入电压的一半，图 2-13 为变压器副边波形，波形幅值为变压器原边波形的一半。从仿真波形可以看出，设计的主电路可以达到输出电压要求。经过仿真，验证了主电路的设计参数的可行性。

2.9 本章小结

本章对比分析了隔离式和非隔离式各种 DC-DC 拓扑的特点，基于充电机安全性能，功率等级以及应用场合的考虑，主电路拓扑结构选择了隔离式半桥逆变电路。基于充电机参数要求，对电路中应用功率开关管和输出整流二极管进行了参数选型，对输出滤波电感和输出滤波电容进行了参数设计，并完成了高频隔离变压器的设计。最后，利用 MATLAB 仿真软件对主电路进行了建模仿真，验证了主电路参数设计的正确性。



3 充电机充电控制系统设计

3.1 DC-DC 变换器一般控制策略

DC-DC变换器的控制方式基本上都采用时间比率控制方式，这种方式又可分为三大类^[16]：

- (1) 脉冲宽度调制方式(PWM, Pulse Width Modulation)，是保持开关频率固定不变，而改变开关功率管的导通时间的控制方式。
- (2) 脉冲频率调制方式(PFM, Pulse Frequency Modulation)，是保持功率开关管的导通时间固定不变，而改变开关频率的控制方式。
- (3) 混合调制方式，既改变脉冲宽度，又改变脉冲频率来对开关导通与关断进行控制的一种方式。

目前开关电源大多采用 PWM 方式。一般控制原理框图如 3-1 所示。

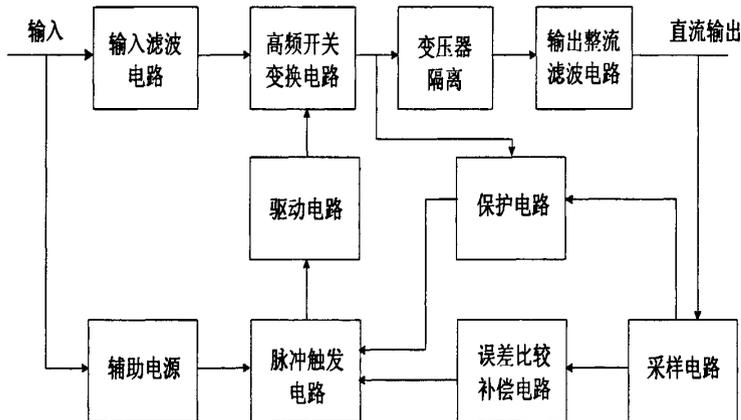


图 3-1 开关电源原理框图

Fig.3-1 Block diagram of Switching Power Supply Principle

3.2 脉宽调制芯片 SG3525 介绍

SG3525 是一种性能优良、功能齐全和通用性强的单片集成 PWM 控制芯片，它简单可靠及使用方便灵活，输出驱动为推拉输出形式，增加了驱动能力；内部含有欠压锁定电路、软启动控制电路、PWM 锁存器、有过流保护功能、频率可调，同时能限制最大占空比^[17,18]。芯片的内部结构原理图如图 3-2 所示。

在实际电路中，基准电压通常是接在误差放大器的同相输入端(SG3525 的 2

脚)上, 而输出电压的采样电压则加在误差放大器的反相输入端(SG3525 的 1 脚)上。当输出电压因输入电压的升高或负载的变化而升高时, 误差放大器的输出将减小, 这将导致 PWM 比较器输出为正的时间变长, PWM 锁存器输出高电平的时间也变长, 因此输出晶体管的导通时间将最终变短, PWM 信号的脉宽变窄, 从而使输出电压降低, 实现了稳压。反之亦然。

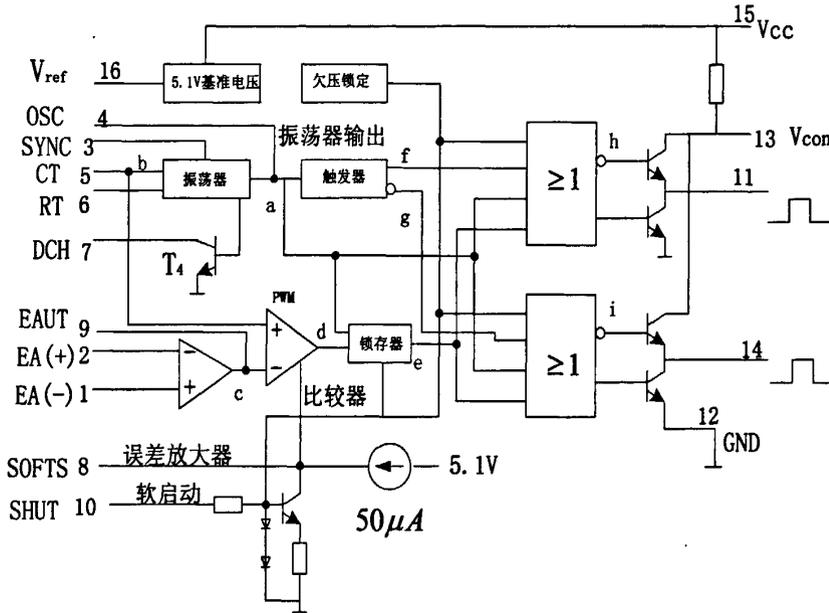


图 3-2 芯片内部原理图

Fig.3-2 Chip schematic

SG3525 芯片具有以下功能^[19,20]:

- (1) 软启动功能, 在软启动接入端(引脚 8)上通常接一个的软启动电容。上电过程中, 由于电容两端的电压不能突变, 因此与软启动电容接入端相连的 PWM 比较器反向输入端处于低电平, PWM 比较器输出高电平。
- (2) 关断保护功能。通过芯片 10 脚上的电平大小来实现关断保护。当 10 端上的电压大于 1.4V 后, 芯片内部 PWM 锁存器将立即动作, 封锁 SG3525 的输出脉冲, 实现保护功能。同时, 软启动电容将开始放电。如果该信号持续, 软启动电容将充分放电, 直到关断信号结束, 才重新进入软启动过程。为了防止外界干扰信号对 10 脚的影响, 该脚不能悬空, 通常接一电阻接地。
- (3) 死区时间调节功能。在芯片 5 脚和 7 脚间串一电阻, 通过调节该电阻阻值, 即可调节输出两路脉冲的死区时间。
- (4) 输出基准电压 $5.1V \pm 1\%$ 。该电压由芯片 16 脚输出。当 PI 调节时, 一般使用该电压作为参考值。
- (5) 同步功能。通过 3 脚与外电路连接, 可实现芯片与外部时钟信号同步。

(6) 输出脉冲频率可调。一般通过改变 5 脚 CT 和 6 脚 RT 的值来调节 PWM 波的输出频率，其计算公式为：

$$f_s = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_D)} \quad (3-1)$$

R_D 为 5 脚和 7 脚相连的死区调节电阻。

芯片内部一些重要参考点的波形图如图 3-3 所示。

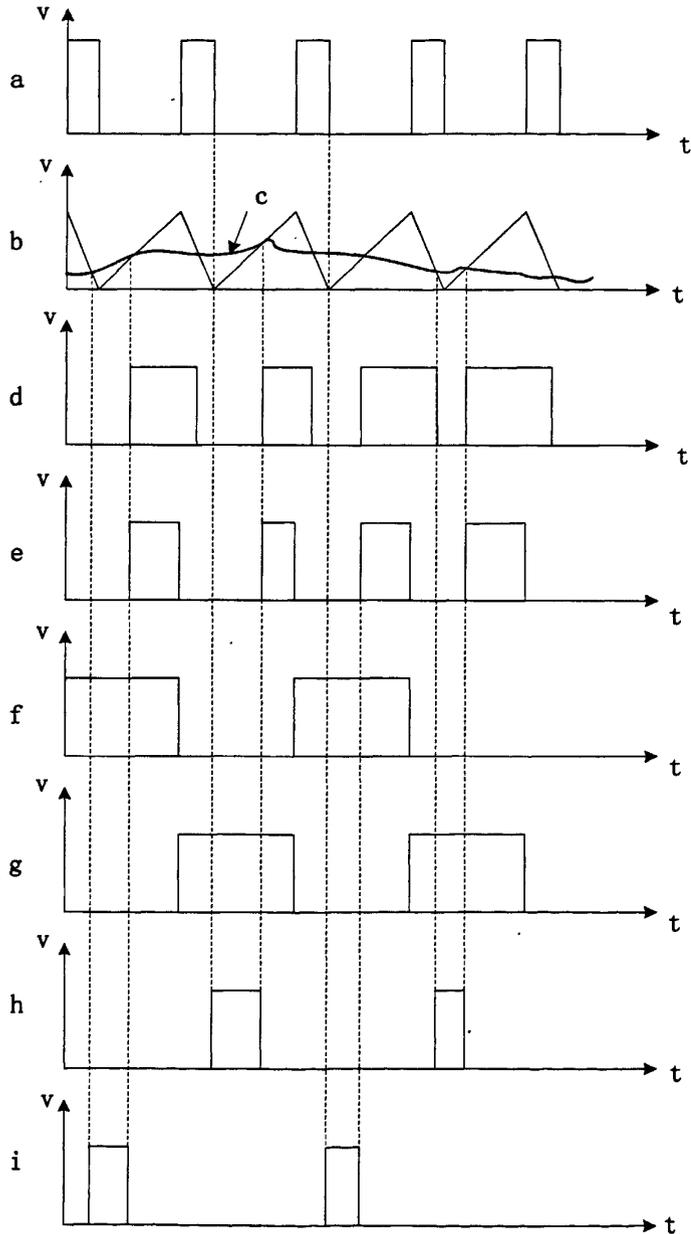


图 3-3 芯片内部参考点波形图

Fig.3-3 Waveform of Chip reference point

3.3 蓄电池充电方法研究

3.3.1 充电基础

机车上使用的蓄电池为铅酸蓄电池。上世纪 60 年代, 美国科学家马斯就对铅酸蓄电池做过大量试验, 发现铅酸蓄电池充电时, 在很小出气的前提下, 符合蓄电池特性的最佳电流充电曲线为一条按指数规律变化的曲线^[21]。其曲线图如图 3-4 所示:

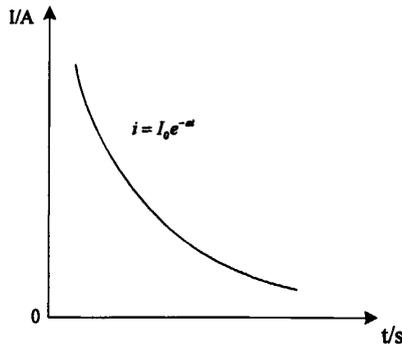


图 3-4 蓄电池最佳充电曲线

Fig.3-4 The best charging curve of battery

该曲线的方程式为: $i = I_0 e^{-at}$ (3-2)

式中, i 为充电电流, I_0 为初始最大充电电流, a 为最大接受力比, 即电流和充电速率的比值 ($a=i/c$)。

这条曲线最符合蓄电池的充电特性, 被称为最佳充电电流曲线, 实际充电时, 如果能控制充电电流按这条曲线变化, 将可以大大缩短充电时间, 提高充电效率, 有利于维持蓄电池的容量大小, 提高蓄电池寿命。

3.3.2 常规充电方法

常规的充电方法主要有以下三种: 恒流充电方式, 恒压充电方式, 恒流-恒压充电方式^[22]。

(1) 恒流充电方式

其充电曲线如图3-5所示。该充电方式主要保持充电电流的大小不变来对蓄电池不断充电。主要可以通过改变蓄电池端电压或者是将蓄电池串联电阻, 通过改变阻值来保持电流大小不变。实际应用中通过调整蓄电池端电压来保持恒流效果比较多。充电过程中, 随着蓄电池的内阻不断的变化, 端电压不断的增大, 从而

保持电流恒定不变。此充电方法充电速度快，控制简单，但是由于电池的可接受电流能力是随着充电过程的进行而逐渐下降的，到充电后期，沸腾现象强烈，会使电解水产生气体，使出气过多，既消耗电能，又损坏极板，所以，该充电方法常用于阶段充电。

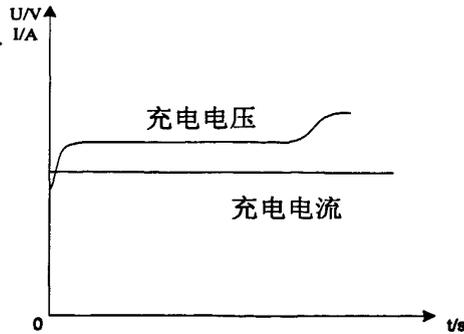


图3-5 恒流充电曲线

Fig.3-5 Constant current charging curve

(2) 恒压充电方式

恒压充电方式原理为：充电时，充电电压保持为一恒定值，随着充电的进行，蓄电池的内阻不断增大，充电电流不断减小，该充电方式优势在于由于电压恒定，故可避免过充电，而且与恒流充电方式比较，电流的充电曲线更接近最佳充电曲线^[23]。但是恒压有个缺点就是刚开始充电时，充电电流很大，蓄电池容易发热，对蓄电池的使用寿命有影响。其充电曲线如图3-6所示。

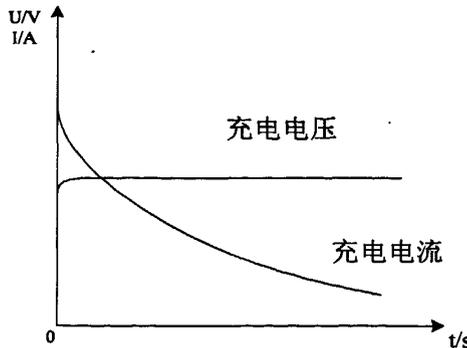


图3-6 恒压充电曲线

Fig.3-6 Constant voltage charging curve

(3) 恒流-恒压充电方式

恒流-恒压充电方式结合了恒压和恒流充电的特点。充电初期，用一恒定电流充电，随着蓄电池内阻不断增大，蓄电池端电压不断升高，当电压达到某一设定值时，转换成恒压方式充电，随着充电的进行，蓄电池内阻继续增大，充电电流逐渐减少。其充电曲线如图 3-7 所示。

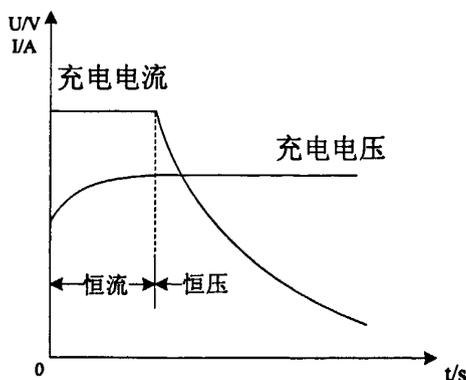


图3-7 恒流-恒压充电曲线

Fig.3-7 Constant current - constant voltage charging curve

3.3.3 快速充电方法

为了能够最大限度加快蓄电池的化学反应速度，缩短蓄电池达到满充状态的时间，同时，保证蓄电池正负极板的极化现象尽可能减轻，提高蓄电池使用效率，因此，蓄电池快速充电方法近年发展很快^[24-27]。蓄电池快速充电方法主要有以下几种：

(1) 脉冲充电法

脉冲充电法能够提高蓄电池充电接受率，打破了蓄电池充电接受率按指数曲线变化的限制，该充电方法刚开始先用脉冲电流给蓄电池充电，然后让蓄电池停止充电一段时间，再接着用脉冲电流充电，如此循环，充电曲线如图 3-8 所示，脉冲电流充电时，蓄电池增加能量，停止充电时，蓄电池经化学反应所产生的氧气和氢气重新化合并被吸收掉，这样就可以减小蓄电池内部的压力，使下一轮的恒流充电能更顺利进行，间歇脉冲充电使蓄电池有充分的时间反应，从而减少了析气量，提高了蓄电池的充电电流接受率。

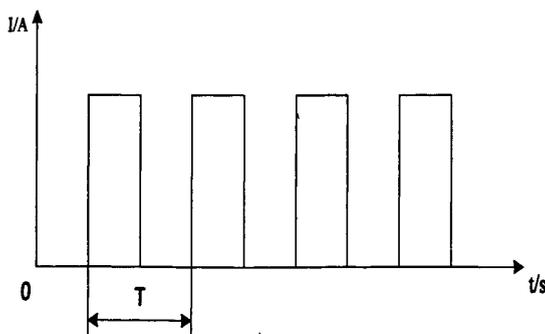


图 3-8 脉冲充电曲线

Fig.3-8 Pulse charging curve

(2) 变电流间歇充电法

变电流间歇充电法是在恒流-恒压的基础上发展而来，它的充电原理为：在充电前期，将恒流充电阶段改变成变电流间歇充电的方式对蓄电池充电，此时充电电流很大，能快速的充完蓄电池的大部分能量，在充电后期时，采用恒压充电，减小充电电流，使蓄电池达到满充状态。电流间歇充电主要是为了让蓄电池中产生的氢气和氧气有时间重新化合而被吸收掉，使溶度极化和欧姆极化消失掉，从而减小蓄电池的内压，使蓄电池能吸收更多的能量。其充电图形如图3-9所示。

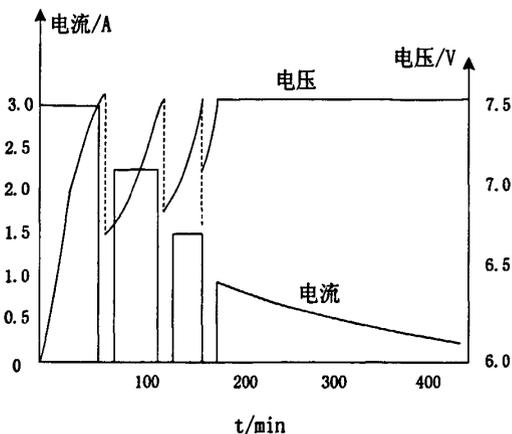


图3-9 变电流间歇充电曲线

Fig.3-9 Variable intermittent current charging curves

(3) 变电压间歇充电法

变电压间歇充电法采用的是间歇恒压充电方式，即蓄电池以某一个恒定电压充电一段时间后，再以另外一恒定电压充电。在每个恒电压充电阶段，电流都是以指数规律变化，这样可以使电流充电曲线接近最佳充电曲线充电。其充电曲线如图3-10所示。

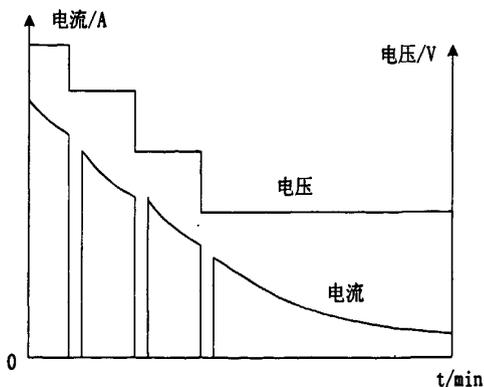


图 3-10 变电压间歇充电曲线

Fig.3-10 Variable intermittent voltage charging curve

(4) 变电压变电流波浪式间歇正负零脉冲快速充电法

变电压变电流波浪式间歇正负零脉冲快速充电法在变电流间歇充电，变电间歇充电和脉冲充电的基础上发展而来。脉冲充电方法的充电控制一般有两种：一种是固定脉冲电流幅值不变，改变 PWM 信号的频率。另一种是固定 PWM 信号频率，改变脉冲电流幅值来控制。而变电压变电流波浪式间歇正负零脉冲快速充电法采用的控制策略是脉冲电流幅值和 PWM 信号的频率都固定不变。调节 PWM 占空比，在此基础上加入间歇停充阶段，故可以使蓄电池充入更多的能量，从而提高蓄电池的充电接受能力。其充电曲线如图 3-11 所示。

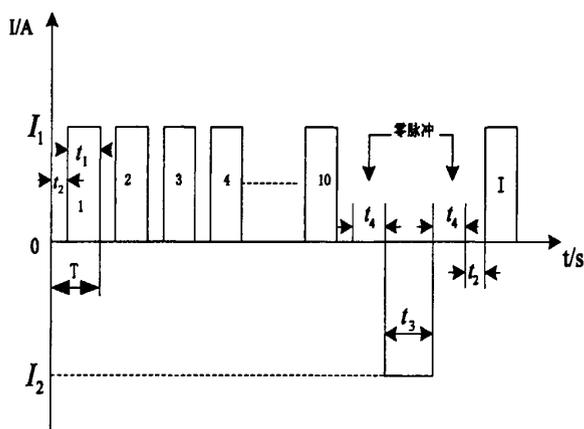


图 3-11 波浪式间歇正负零脉冲快速充电

Fig.3-11 Fast charging under wavy interval pluse-minus-zero pulse

(5) Reflex TM 快速充电法

Reflex TM 快速充电法使用范围比较小，主要针对镍镉蓄电池，该充电方法在一个充电周期内由三个阶段组成，包括正向充电阶段，反相瞬间放电阶段，停充维持阶段。充电曲线如图 3-12 所示。Reflex TM 快速充电法可以解决镍镉蓄电池的记忆效应问题，大大缩短了蓄电池的充电时间。

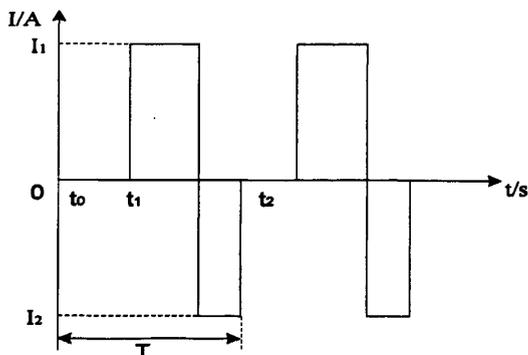


图 3-12 Reflex TM 快速充电曲线

Fig.3-12 Reflex TM fast charging curve

常规充电方法中恒压充电方式与恒流-恒压充电方式的充电电流曲线比较接近蓄电池的最佳充电曲线。但恒压充电方式下，初期充电电流比较大，会导致蓄电池发热。恒流-恒压充电方式可以克服此问题。快速充电方法中一个很大的特点是充电过程中，会有充电间歇期，目的是为了蓄电池在充电过程中产生的气体复合吸收掉，从而使蓄电池能吸收更多的能量。基于本节对蓄电池各种充电方法的分析研究，为后面充电机的充电方式的设计奠定了一定的理论基础。

3.4 恒压充电控制系统设计

3.4.1 工作原理框图

控制系统原理图如图3-13所示。本电源采用SG3525集成PWM控制器作为控制芯片，采用恒频脉宽调制方式，输出两路相差180度互补脉冲，可以很好的根据反馈电压大小来调整脉冲宽度，从而达到输出稳压的目的。如图所示，采集输出电压后经过分压电路分到5V，然后经过电压跟随器，再经过反馈补偿电路，传到SG3525芯片的1端，与芯片2端参考电压比较，改变脉冲宽度，调整输出电压的大小，实现输出稳压的作用。

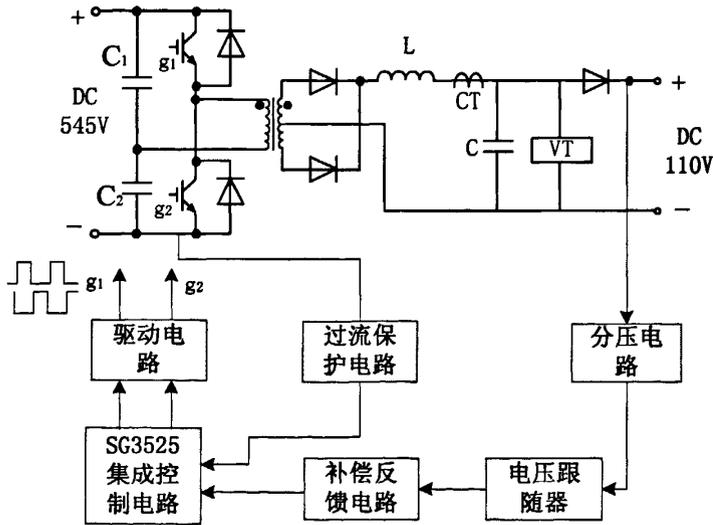


图 3-13 恒压控制方式框图

Fig.3-13 Constant Control Diagram

3.4.2 脉冲发生电路

脉冲发生电路图如图3-14所示。

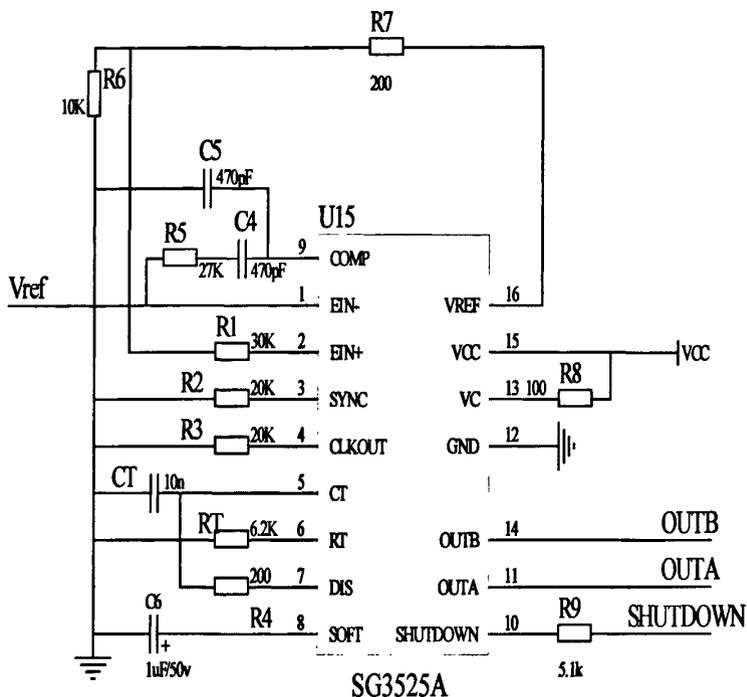


图 3-14 脉冲发生电路

Fig.3-14 Pulse circuit

芯片外围电路设计中,5端RT和6端CT两端参数的设定是比较重要的。电路中的锯齿波生成电路由RT,CT和内电路组成,如果参数没设定好,电路振荡过低,则会使滤波回路纹波分量很高、噪声大,振荡频率过高则功率管难以承受,而且芯片产生的脉冲的频率大小也与这两端参数有关。脉冲频率由芯片5端RT 和6端CT 和7端R₄三端参数决定,本文电源开关频率定为10kHz。根据频率公式(3-1)得:

$$f_s = \frac{1}{C_T(0.67R_T + 1.3R_4)} = 10\text{kHz}$$

可设计芯片 R_T=6.2kΩ, C_T=10nF, R₄=200Ω。SG3525 的 1, 2, 9 端及和他们外围电路构成了 PI 调节器, PI 调节器输出与 5 脚锯齿波和软启动电容一起控制 PWM 控制器以产生方波脉冲。

3.4.3 补偿电路设计

反馈补偿电路图如图 3-15 所示。

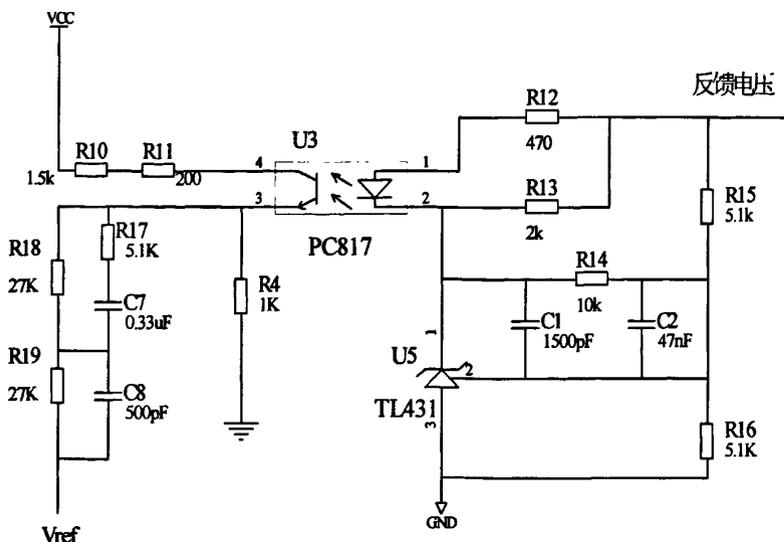


图 3-15 反馈补偿电路

Fig.3-15 Feedback compensation circuit

反馈补偿电路主要由光耦 PC817 和高精度稳压器件 TL431 组成。TL431 输出电压可用两个电阻任意设置 $V_{ref}(2.5V-36V)$ 。该器件的典型动态阻抗为 0.2Ω 。用它来构成外部误差放大器，再与光耦 PC817 组成隔离式反馈电路。

PC817 不仅可以起到反馈作用，还可以起到隔离作用，当 PC817 二极管正向电流在 $3mA$ 左右变化时，三极管的集射电流在 $4mA$ 左右变化，而集射极电压在很宽的范围内线性变化。

当输出电压升高时，经 R15、R16 分压后得到的取样电压，与 TL431 中的 $2.5V$ 带隙基准电压进行比较，并在阴极上形成误差电压，使光耦二极管的工作电流发生变化。光耦的输出端发射极电流 I_e 呈线性增大，使发射极电压 V_e 增大，通过 C7、C8、R17、R18、R19 的滤波稳压后输入到芯片引脚 1，此时 1 端上的电压也随之增大。当 1 端电压增大时，经误差放大 9 端电压下降，比较器输出的脉冲宽度变宽，11 和 14 脚输出的 PWM 脉冲宽度反而变窄，从而使输出电压降低；反之，当输出电压下降时，使 1 脚电压减小，9 脚电压升高，11 和 14 脚输出的 PWM 脉冲宽度变宽。从而实现输出自动稳压调节^[28, 29]。

3.4.4 过流保护电路设计

过流保护电路如图 3-16 所示。

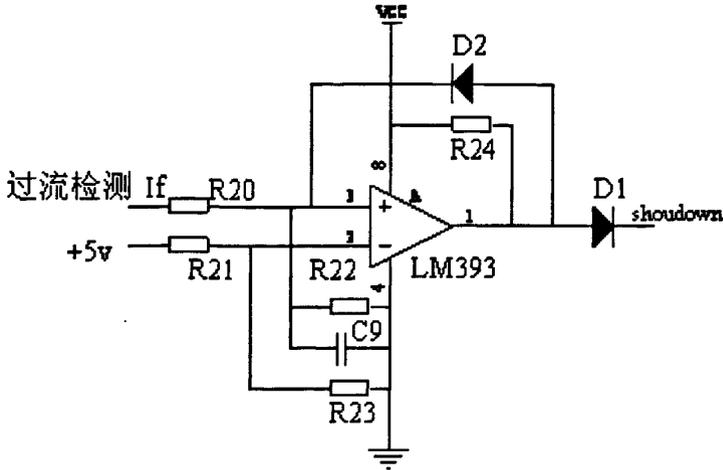


图3-16 过流保护电路

Fig.3-16 Over-current protection circuit

该过流保护电路工作原理是：通过电流传感器采集到主电路的电流信号后，经过分压和滤波电路后传送到电压比较器的同相输入端，当同相输入端过电流检测信号比反相输入端参考电平高时，比较器就输出高电平，使D2从反相偏置状态转变为正向导通，并使同相端的电位拉为高电平，使得电压比较器一直输出高电平，这样就一直给SG3525芯片保护端10端一个高电平，当10端输入一个高电平后，就会封锁脉冲，从而达到过流保护的作用^[30, 31]。

3.4.5 恒压闭环控制系统仿真

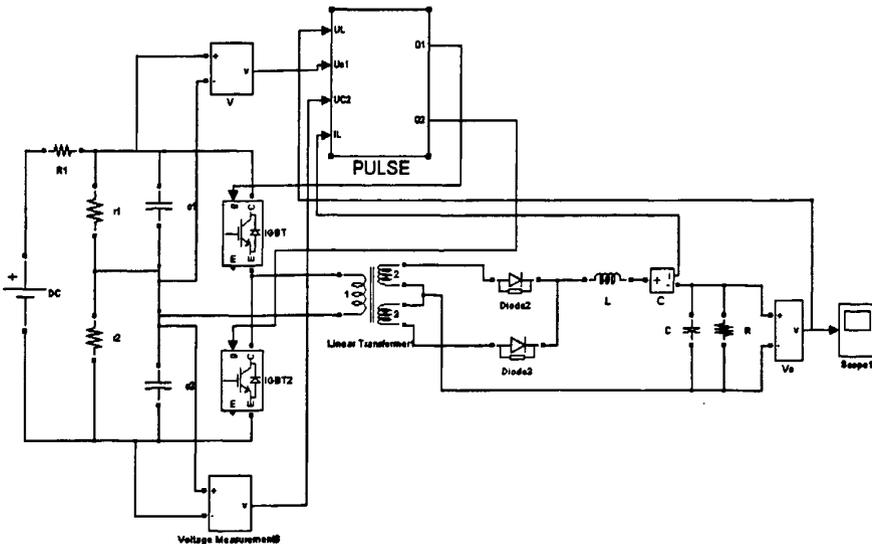


图 3-17 恒压闭环仿真模型

Fig.3-17 Constant voltage closed loop simulation model

恒压闭环仿真模型如图 3-17 所示，其中模仿 SG3525 功能设计了一个恒压闭环控制系统，封装为 PULSE 模块，该模块具体原理如图 3-18 所示。仿真波形如图 3-19，图 3-20，图 3-21 所示。

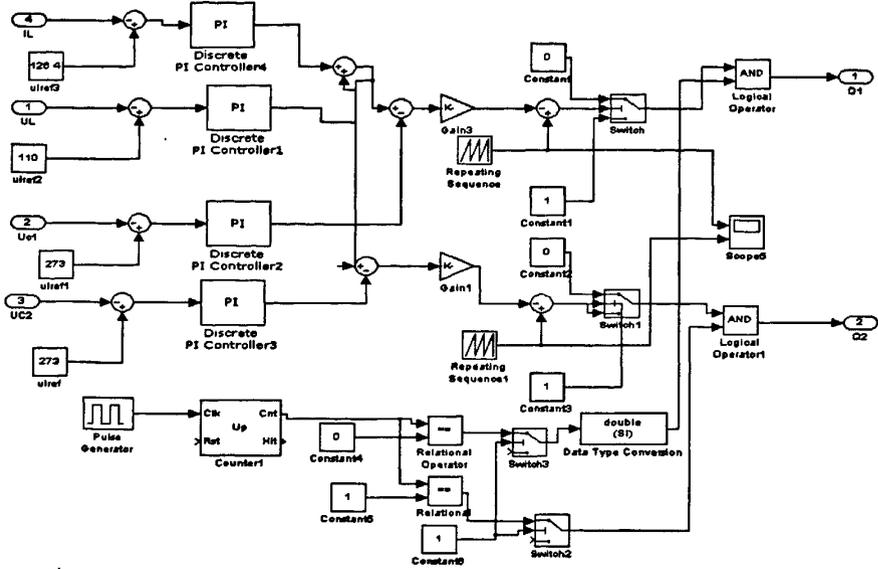


图 3-18 闭环控制模块原理图

Fig.3-18 Closed-loop control module schematic

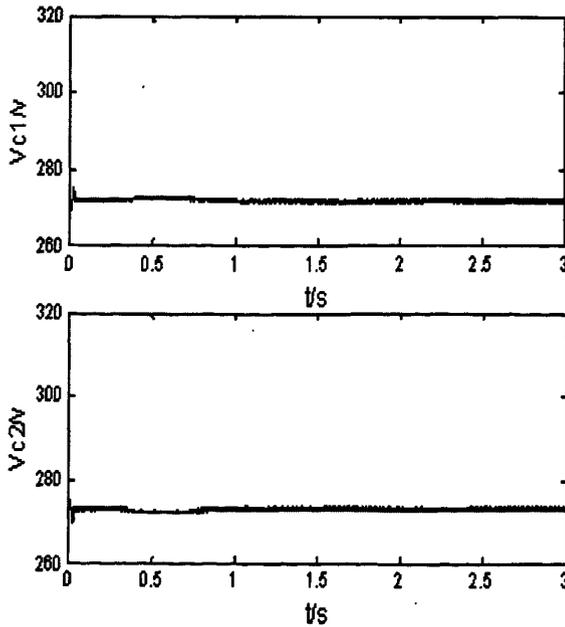


图 3-19 输入稳压电容波形

Fig.3-19 waveform of input capacitance

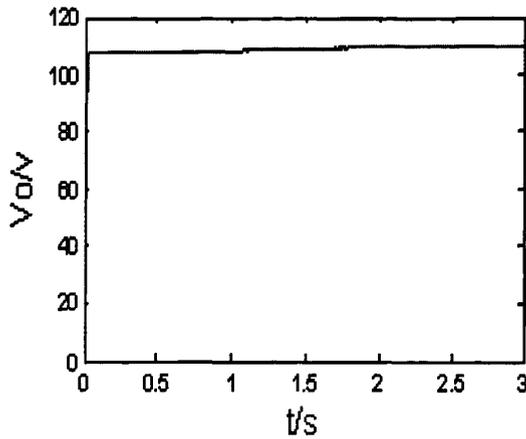
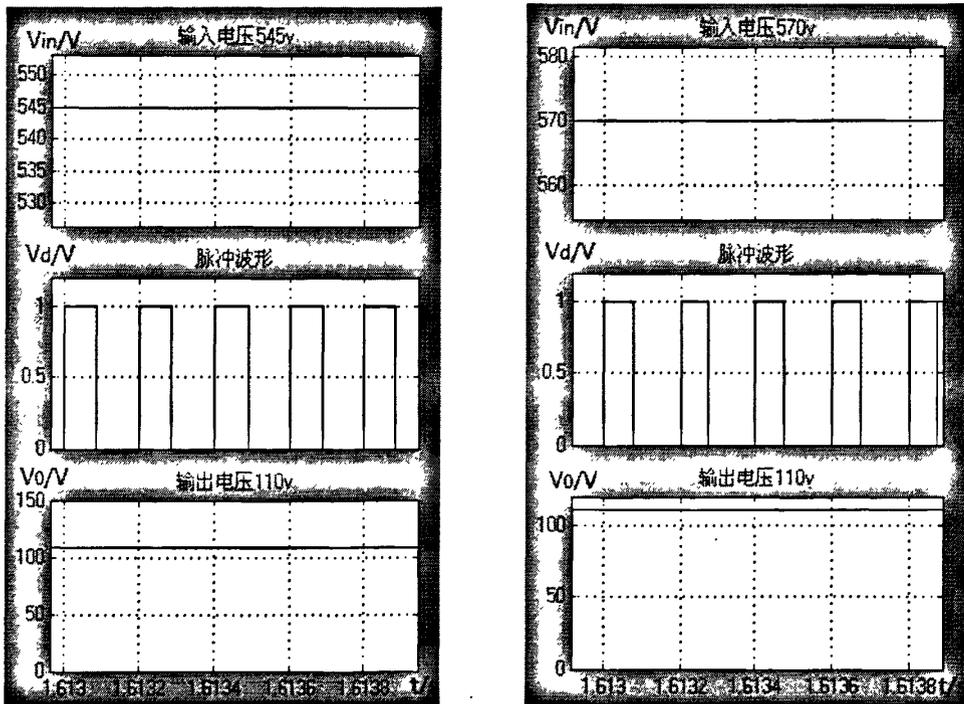


图 3-20 输出电压波形

Fig.3-20 Output voltage waveform



(a) 输入 545V 脉冲波形

(b) 输入 570V 脉冲波形

图 3-21 输入改变时脉冲变比波形

Fig.3-21 waveform of changing pulse when input changed

图 3-19 为输入 545V 时，两个输入稳压电容上的电压波形，从图中可以看出两电容上电压相同，都为输入电压的一半，起到均压的作用。图 3-20 为输出电压 110V 波形。图 3-21(a)为输入 545V，输出 110V 时脉冲波形，图 3-21(b)为输入 570V，输出 110V 时的脉冲波形，从两图中可以看出当输入改变时，电路输出自动稳压在

110V，脉冲的占空比随着输入电压的增大，自动变小，控制电路起到了闭环调节的作用，从而验证了PWM SG3525 控制芯片在本充电机上应用的可行性。

3.5 恒流-恒压充电控制系统设计

3.5.1 工作原理分析

(1) 恒流-恒压充电控制系统原理框图如图 3-22 所示。

该充电控制系统主要由取 PI 控制电路，取最小值电路，脉冲发生电路，驱动电路，电流采样电路，电压采样电路，过流保护电路组成。

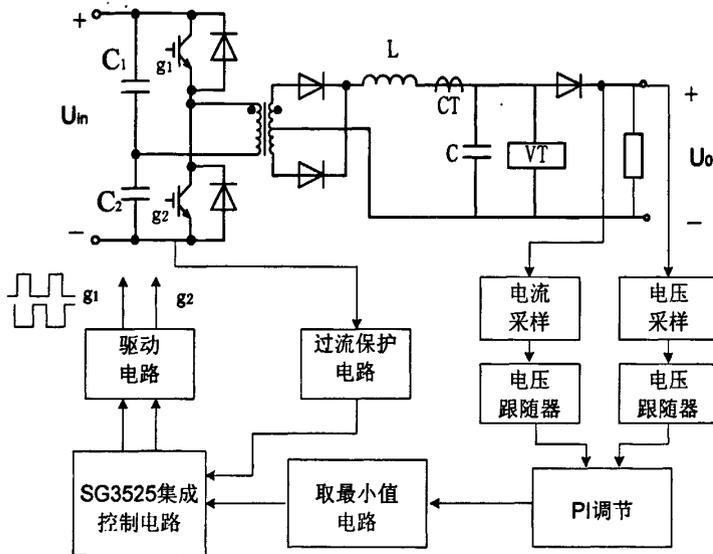


图 3-22 恒流-恒压充电控制系统框图

Fig.3-22 Constant current - constant voltage charge control system diagram

(2) 控制原理分析

根据蓄电池的充电特性，本着提高充电效率，延长电池寿命，实现快速充电目的的原则，蓄电池采取分段充电方式对电池更有利。本文在恒压充电的基础上，研究设计了恒流-恒压充电电路。该电路主要通过硬件电路自动实现先恒流后恒压的功能。恒流-恒压自动转换电路原理如图3-23所示。

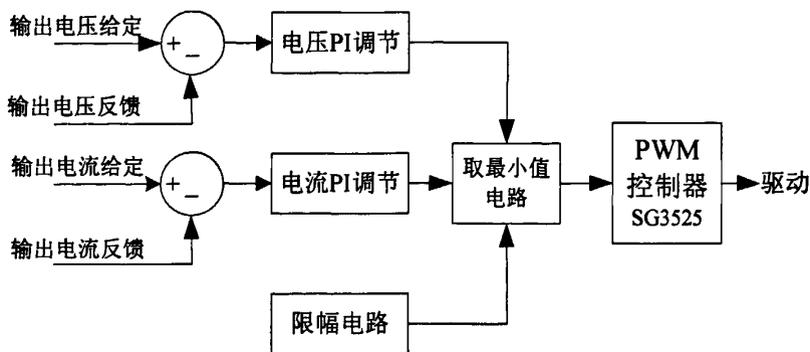


图 3-23 恒流-恒压自动转换原理图

Fig.3-23 Constant current - constant voltage automatic conversion schematic

从图3-23中可以看出，输出电压、输出电流的给定值与经采样处理得到的反馈值进行硬件PI调节运算。输出电压、输出电流的两个PI调节器是并联结构，两个PI调节器的输出结果取最小值。系统在刚开始充电的时候，充电电压达不到参考电压，电压PI调节器的输出饱和，这个阶段中只有电流PI起作用。充电机在电流环的作用下恒流工作，当负载电阻增大时，输出电压随着上升。当充电电压达到参考给定值，电压PI调节器退出饱和状态。当电压调节器的输出低于电流调节器输出时，取电压调节器的值。此时，电压环开始工作，负载电阻继续增大时，电流开始减小，电路进入恒压工作阶段，电流环进入饱和状态，这样就完成了从恒流充电到恒压充电的自动转换。此后由于电流不断减小，电流调节器始终处于饱和状态，只有电压PI起作用，充电机在电压闭环控制下恒压充电。其充电曲线如图3-24所示。

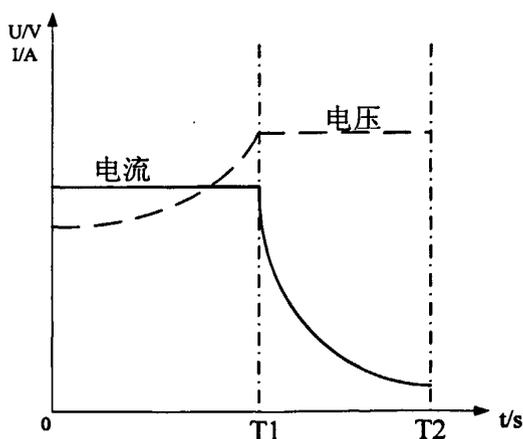


图 3-24 充电曲线

Fig.3-24 Charge curve

(3) PI调节器工作原理分析

在模拟系统中PI调节器是一种线性调节器，其原理如图3-25所示：

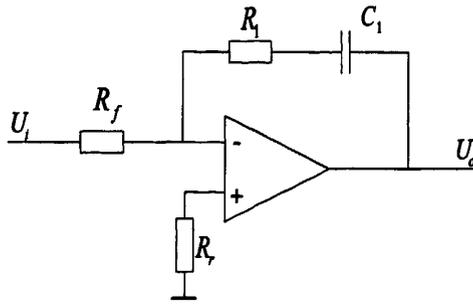


图 3-25 PI 调节器原理图

Fig.3-25 The schematic of PI controller

其时域表达式为：

$$U_o(t) = K_p \left(U_i(t) + \frac{1}{T_i} \int U_i(t) dt \right) \quad (3-3)$$

其传递函数为：

$$G(s) = \frac{K_p}{T_i} \left(\frac{1 + T_i s}{s} \right) \quad (3-4)$$

式 (3-3) 和 (3-4) 中， $K_p = R_1 / R_f$ ， $T_i = R_1 \cdot C_1$ 。该控制器中比例调节器的作用是对于偏差做出瞬间快速反应。偏差一旦产生，调节器立即产生控制作用使控制量向偏差减小的方向变化，控制作用的强弱取决于比例系数 K_p 。只有当偏差存在时，比例调节器才有控制量输出，因此对于大部分控制对象，单用比例调节器会产生静态误差。积分调节器的作用是把偏差累计的结果，作为它的输出。在调节过程中，只要偏差存在，积分器的输出就会不断增大，直至偏差为零，输出才可能维持某一常量，使系统在设定值不变的条件下趋于稳定。因此它能消除系统输出的静差，但也会降低系统的响应速度，增加系统的超调。式(3-3)的第二项表明，积分常数 T_i 越大，积分的累计作用越弱，反之积分作用越强。 T_i 必须根据控制的具体要求来选定。增大 T_i 将减慢消除静差过程，但可减小超调，提高稳定性。

3.5.2 恒流-恒压自动切换电路设计

根据上节对恒流-恒压控制原理的分析，具体设计了恒流-恒压自动切换电路。电路原理图如图 3-26 所示。

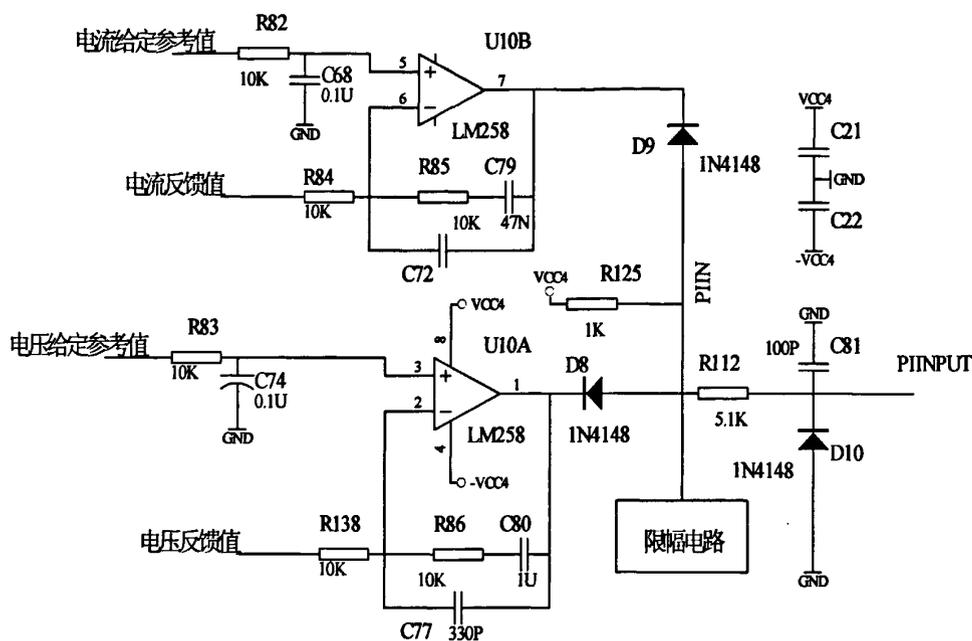


图 3-26 恒流-恒压自动切换电路

Fig.3-26 Constant current - constant voltage automatic switching circuit

电路刚开始工作时，电流反馈值和电压反馈值都分别小于电流给定值和电压给定值，电流 PI 输出端 7 端和电压 PI 输出端 1 端输出正饱和值 13.7V，VCC4 端给定的电压为 15V，所以二极管 D8 和 D9 都导通，取最小值电路输出端 PIIN 输出 13.7V，高于 3.3V，这时限幅电路起作用，将该端电压限幅 3.3V。当电流反馈值达到电流给定值时，输出 PI 的积分值，小于饱和值，此时电压反馈值还未达到给定参考值，电压 PI 环输出饱和值，此时电流 PI 输出端的输出值小于电压 PI 输出值，二极管 D9 导通，D8 由于阴极电压大于阳极电压，反向关断。当负载电阻增大时，电流出现偏差，电流 PI 输出端输出改变，通过改变 SG3525 发出脉冲的占空比，来保持电流不变，反映在电路中即是电流恒定不变，脉冲占空比改变，电压改变。

3.5.3 脉冲发生电路

SG3525 该电路与恒压控制方式下芯片外围图有所不同，如图 3-27 所示。此电路把 1 端与 9 端接在一起，使芯片 1 端，2 端，9 端连成了一个电压跟随器，电路图如图 3-28 所示。2 端接恒流-恒压自动切换电路的输出端。但在恒压控制方式下，1 端，2 端，9 端构成 PI 调节器。

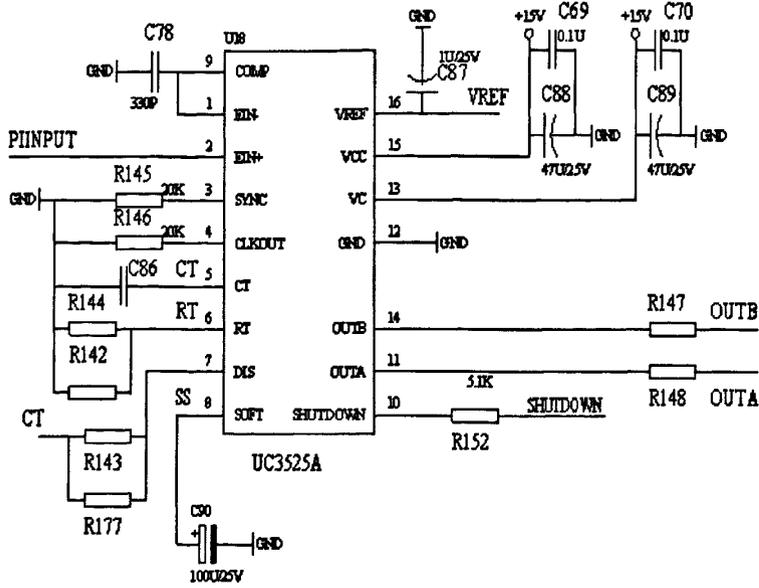


图 3-27 控制芯片外围电路图

Fig.3-27 Control chip peripheral circuit

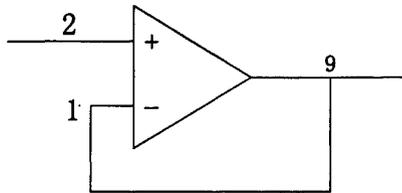


图 3-28 电压跟随器电路

Fig.3-28 Voltage follower circuit

3.5.4 限幅电路

限幅电路的设计是为了防止取最小值电路输出值太大，导致 SG3525 脉冲宽度大于 50%，从而造成主电路贯穿短路的危险。当 SG3525 正向比较输入端输入 3.3V，跟芯片内部三角波比较得到的脉冲占空比小于 50%，所以限幅电路限幅值定在 3.3V。电路原理图如图 3-29 所示。具体工作原理为：从 SG3525 芯片参考电压端采 5V 电压作为该电路输入电压，经过 R19 和 R54 的分压作用，比较器正向输入端输入 3.3V 电压。当 PIIN 端电压高于 3.3V 时，比较器负向输入端电压高于正向端，比较器输出一负电压，二极管 D7 导通，此时电路变成电压跟随器，根据运放特性，输入正向端和负向端电压相等，输出 PIIN 被拉到 3.3V，从而实现限幅作用。

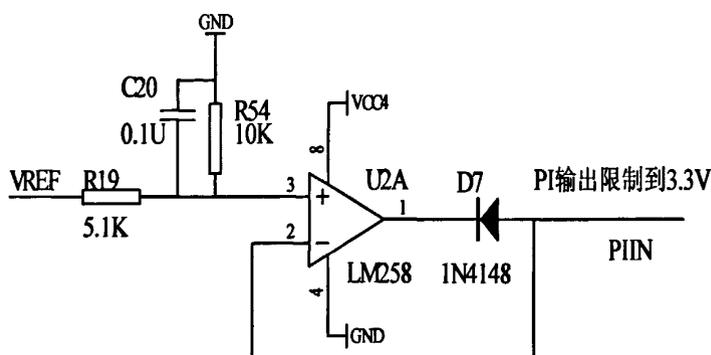


图 3-29 限幅电路

Fig.3-29 Limiting voltage circuit

3.5.5 采样电路设计

(1) 电压采样电路设计

电压采样电路如 3-30 图所示。该电路由电压传感器组成，传感器选用的是宇波传感器 CHV-25P 型号。该电路主要要设定两个参数，一个是输入电阻 R_1 和输出电阻 R_M ，这两个参数决定了输出电压和输入电压比值。

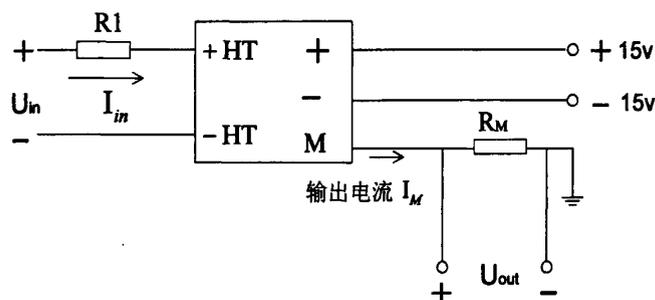


图 3-30 电压采样电路

Fig.3-30 Voltage sampling circuit

传感器的输入电流 I_{in} 额定值为 10mA，输出电流 I_M 额定值为 25mA。传感器的匝数比 $N=2500/1000$ 。所以可以根据输入电压的大小，调整输入电阻 R_1 的大小，得到小于额定值大小的输入电流，再根据传感器变比关系，得到输出电流 I_M ，通过调整输出电阻 R_M ，就可以得到想得到的对应输入电压大小的输出电压。

(2) 电流采样电路设计

电流采样电路如图 3-31 所示。

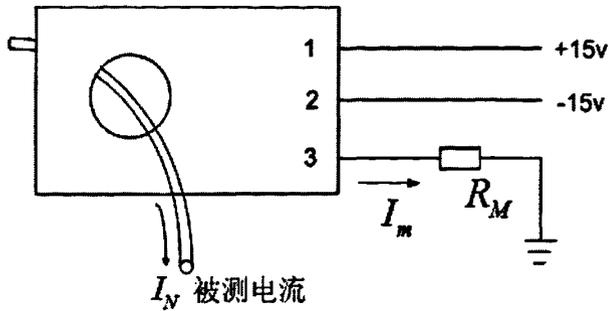


图 3-31 电流采样电路

Fig.3-31 Current sampling circuit

电流采样电路由电流传感器组成，传感器选用的是宇波电流传感器 CHB-50SF。传感器原边输入额定电流 50A，输出额定值 50mA，原边电流和副边电流变比为 1: 1000。被测电流 I_N 流过传感器后，经过变换得到输出电流 I_m ，通过调节 R_M 电阻的大小， R_M 上的压降即为被测电流 I_N 对应的采样电压值。

3.5.6 恒流-恒压控制系统仿真

恒流-恒压控制系统仿真如图 3-32 所示，控制方式封装在 CONTROL 模块里，具体原理如图 3-33 所示。

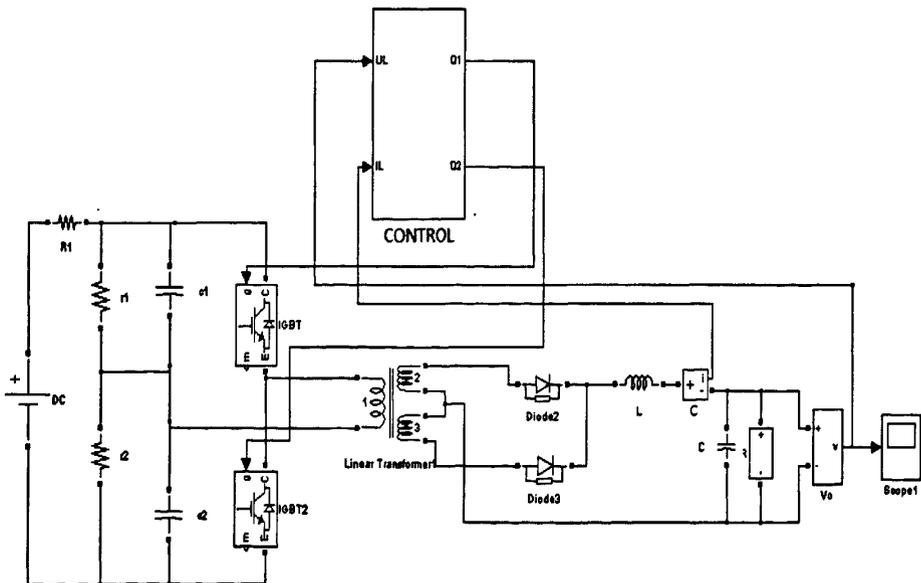


图 3-32 恒流-恒压控制系统仿真模型

Fig.3-32 Simulation model of constant current - constant voltage control system

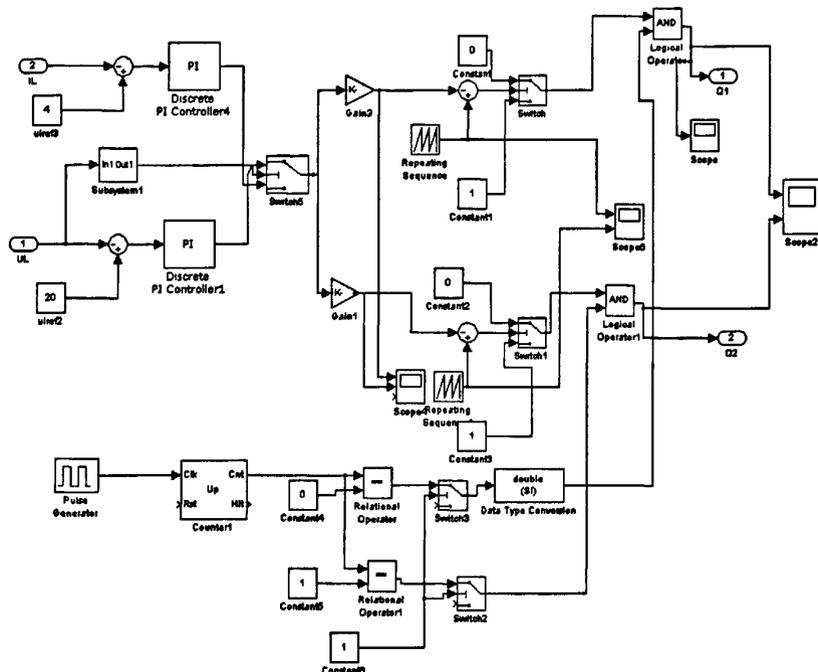


图 3-33 控制原理图

Fig.3-33 Control schematic

根据本节对恒流-恒压控制方法的分析研究，在控制建模中，采用电流，电压双PI调节，通过逻辑判断，先让电流环工作，仿真中设定先恒定工作在4A，并时刻反馈电压的大小，当负载电阻增大时，输出电压也随之改变，待电压增加到20V时，通过逻辑开关动作，把电流PI环切除，转换到电压环工作，使电路进入恒压工作阶段。从而实现电路恒流自动转换到恒压工作的功能。其中，负载电阻模型设计成逐级增大过程，通过控制开关管的导通与关断，使电阻逐级增大，以满足负载不断变化的要求。电阻模型原理如图3-34所示。

经过系统仿真，仿真结果如图3-35所示。电流开始恒定在4A工作，在0.5s时，电阻从很小值变化到2Ω，电压此时为8V，1s时电阻从2Ω变化到3Ω，电压变化到12V，1.5s时电阻增大到5Ω，电压达到20V，此时电路进行恒压工作，当电阻继续增大，2s时电阻增大到10Ω，电流减小到2A，2.5s时，电阻增大到20Ω，电流减小到1A。从这个变化过程中，系统实现了随着负载不断增大的情况下，实现了恒流到恒压自动转换的过程。从而验证了恒流-恒压控制系统设计的正确性，并用变化电阻代替蓄电池，模拟了恒流-恒压充电过程。

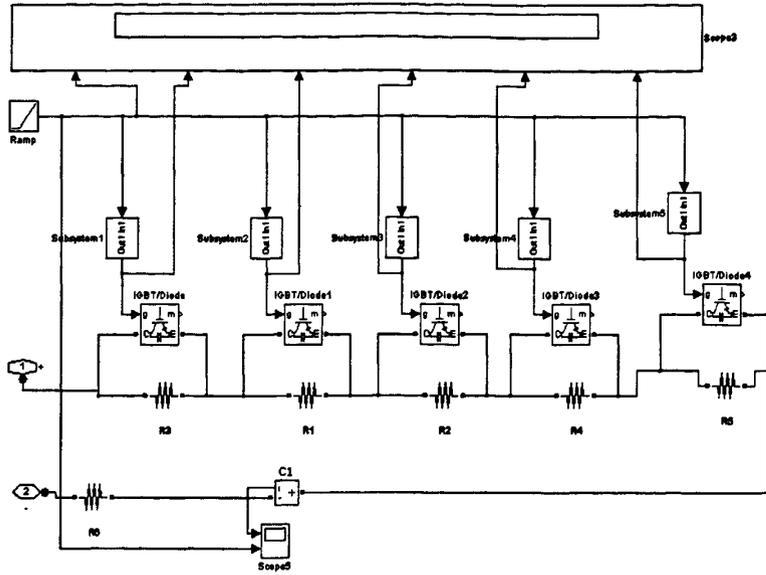


图 3-34 负载模型

Fig.3-34 Load model

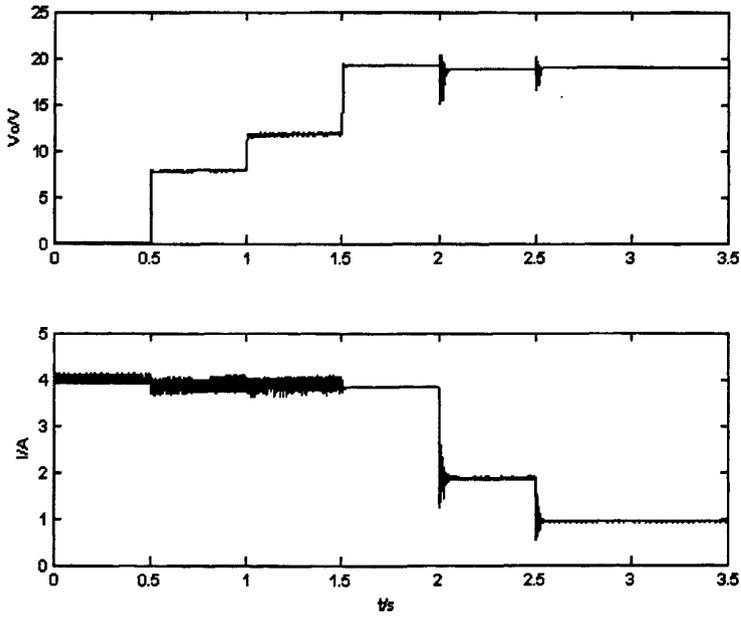


图 3-35 输出电压-电流对应波形

Fig.3-35 Output voltage - current corresponding waveform

3.6 驱动板的设计

3.6.1 驱动电路设计要求

在电力电子系统中，设计 IGBT 的驱动电路是应用的关键。IGBT 栅极驱动电路应具备如下基本功能^[32]：

- (1) 提供足够的栅极电压来开通 IGBT 并在开通期间保持这个电压。
- (2) 在最初开通阶段，提供足够的栅极驱动电流来减少开通损耗和保证 IGBT 的开通速度。
- (3) 在关断期间，提供一个反向偏置电压来提高 IGBT 抗暂态 dv/dt 的能力和抗 EMI 噪声的能力并减少关断损耗。
- (4) 在 IGBT 功率电路和控制电路之间提供电气隔离。
- (5) 在短路故障发生时，驱动电路会通过合理的栅极电压动作进行 IGBT 保护，并发出故障信号到控制系统。

3.6.2 驱动电路原理

(1) 驱动模块的选择

为了满足 IGBT 的驱动要求，本系统选用了西门康公司的 SKHI 22AH4 R 模块为驱动板主芯片，如图 3-36 所示。该模块集成了过流、电源欠压、信号电平过低等保护功能，并且可输出差错信号以通知控制系统；原副边采用脉冲变压器隔离，控制电路和 IGBT 主电路之间的隔离电压可以达到 4kV。SKHI 22AH4 R 模块只需少量外围分立元件，就可直接驱动 IGBT，是一种性能优异、成熟的驱动模块^[33]。

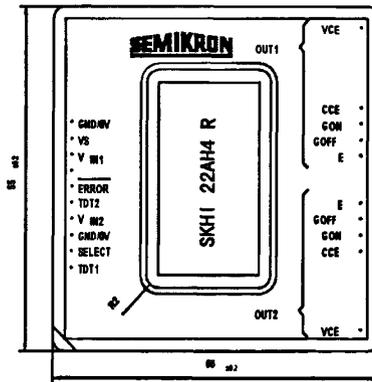


图 3-36 驱动芯片模块示意图

Fig.3-36 Driver chip module diagram

芯片内部原理图如图 3-37 所示：

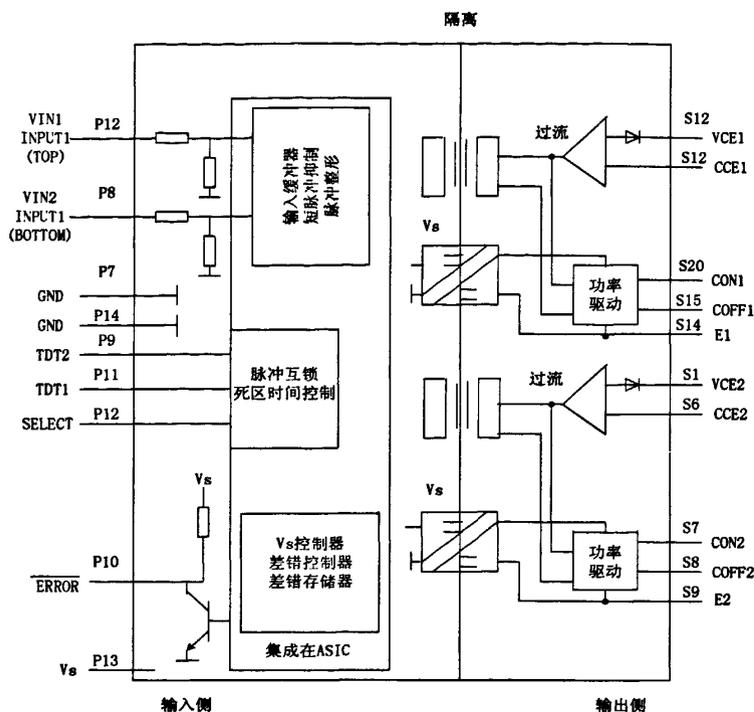


图 3-37 驱动模块内部原理图

Fig.3-37 Driver module internal schematic

该驱动模块有以下特点：

- 1.死区时间可调。为了防止同一桥臂上的两个开关管贯穿导通，可以通过在脚 TDT2 接入电阻来调整两路驱动脉冲的死区时间，当 TDT2 直接接到 Vs 上时死区时间为 $4\mu s$ 左右。
- 2.电源欠压保护功能。电源电压低于+13V 时，检测电路发出故障信号，拉低 ERROR，封锁输出脉冲，此时输出脉冲端输出-3V 电压。仅当没有故障信号并且两输入均为零时，故障存储单元才被复位。
- 3.过流保护功能。SKHI模块利用“延时搜索过电流保护”方法，通过检测IGBT通态压降的变化来实现IGBT的过电流保护。当电路出现短路时，出错信号将由 Vce输入并通过脉冲变压器传递到差错控制器，以封锁所有到IGBT的脉冲并触发出错信号端(P10)。该模块通过调节检测Vce电压信号的延时可以避免错误短路信号；其内部带有故障缺省记忆功能，可以防止重复的高电流脉冲对开关管的损坏，经过几个重复的高脉冲之后可以永久封闭脉冲输出。此外，它还同时带有差错信号输出，可以通知主控制板做出相应的动作，此时输出脉冲端输出-3V电压。过流保护值可通过外围电路参数设定。
- 4.在输出侧 G_{on} 和 G_{off} 端分别串接 R_{on} 和 R_{off} 可调节 IGBT 开通和关断速度。因为该驱动模块的输出级采用 MOSFET 晶体管互补电路的形式以降低驱动源的内

阻,同时可加速 IGBT 的关断过程。图 3-38 所示是其输出级电路。图中, MOSFET 的源极分别和外部端子进行连接, 这样即可通过分别串接的 R_{on} 和 R_{off} 调节 IGBT 的开通和关断速度; 内部集成电压源可提高模块的可靠性; 通过调节电源电压可以在不减小 V_{GE} 的情况下提供满功率输出脉冲, 从而防止因 IGBT 退出饱和而损坏。

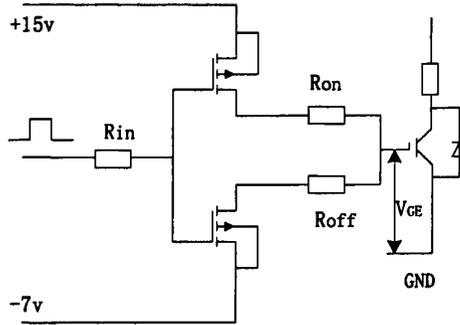


图 3-38 输出级电路

Fig.3-38 Output circuit

5. 输出差错控制信号以通知控制系统, 当差错信号为低电平时, 电路故障。
6. 原副边采用脉冲变压器隔离。使用带涂层的环形铁氧体变压器可以使输入和输出级之间的隔离电压达到 4kV。这是使用光耦作隔离驱动器件所不能达到的。使用脉冲变压器代替光耦在原副边之间可以防止很高的电压变化率, 抗 dv/dt 能力可以达到 $75kV/\mu s$ 。

(2) 驱动板原理设计

驱动板原理图如图 3-39 所示。

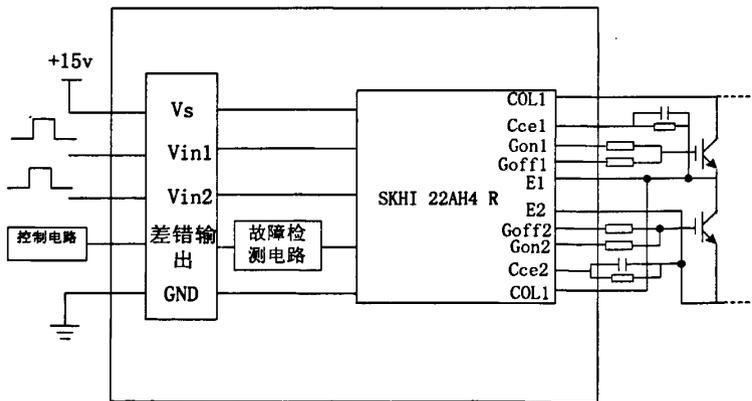


图 3-39 驱动板原理图

Fig.3-39 Driver board schematic

驱动板仅需一个不需隔离的 +15V 电源供电, 直接给芯片供电即可。输入信号为两 +15V/0V 互补脉冲信号。当芯片产生故障信号后, 通过故障检测电路传输到外围控制电路上。

(3) 故障检测电路图

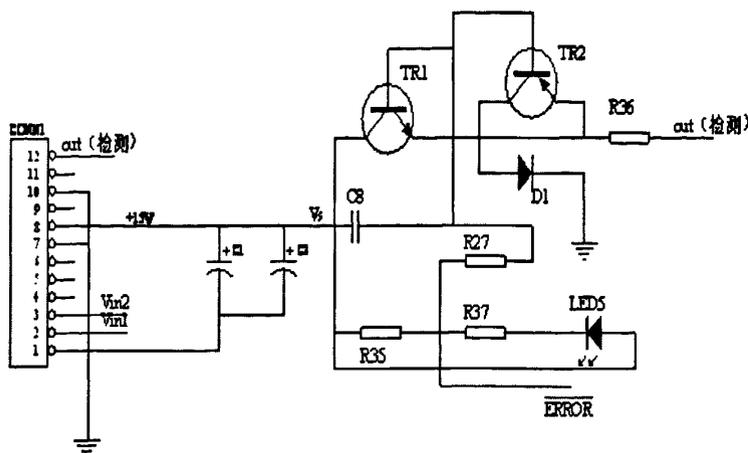


图 3-40 故障检测电路

Fig.3-40 Fault detection circuit

该电路工作原理为：模块正常工作时，故障端发出高电平，这时三极管 TR1 导通，检测端为高电平输出，当驱动模块发出故障信号时，故障端输出低电平，此时 TR2 被触发导通，把 out 检测输出端从高电平直接拉成低电平。由 out 端输出电平的高低对外电路反馈出是否故障。故障发生时，LED5 灯亮。

3.6.3 驱动板过流保护功能测试

(1) 驱动板过流保护值的设定

为了防止 IGBT 通过过大的电流而导致烧毁，驱动板都要设置过流保护功能，IGBT 在通过电流时都有个通态压降 V_{CE} ，所以可以根据通态压降的值来对应设定电流保护值，具体设定为：首先确定保护电流大小，再根据 IGBT 工作参数手册，查取该保护电流大小所对应的 V_{CE} 大小，最后调节驱动板上 R_{ce} 的阻值来设定电压保护值为 V_{CE} 的值即完成了驱动板的过流保护值设定。

(2) 驱动板过流保护功能验证

通过设计一个简单试验电路，原理图如图 3-41 所示。将一 IGBT 串一电阻再加一电源，组成一回路，驱动板产生的脉冲波形来控制 IGBT 的开通和关断，再在主电路电阻上并上一小电阻和一开关，用以产生试验中所需要的大电流。R1 取为 200Ω，R2 为 2Ω，驱动板保护电压通过调节 R_{ce} ，调为 1.73V，通过查找 IGBT 手册，可以大致找出 1.73V 对应的保护电流大约为 60A 左右。给定电压 U 为 100V，驱动板驱动 IGBT 正常工作，再合上 K1，此时通过 IGBT 的电流为 50A，驱动板没保护，再改变电压 U 的大小，重复上面操作，当电压 U 给定到 126V 时，驱动板瞬间封锁脉冲，IGBT 断开，驱动板达到过流保

护状态。驱动板的保护电流 63A。驱动板过流保护的瞬间图如图 4-42 所示。图中曲线 1 为 IGBT C,E 两端电压，曲线 2 为 IGBT 脉冲波形，驱动板过流保护时，立即关断脉冲，输出脉冲波形为低电平，此时 IGBT 关断，CE 两端电压为输入电压 U 。

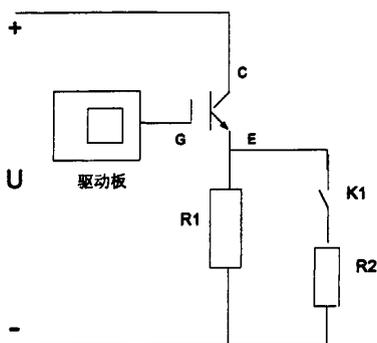


图 3-41 过流保护试验电路图

Fig.3-41 Test circuit of over-current protection

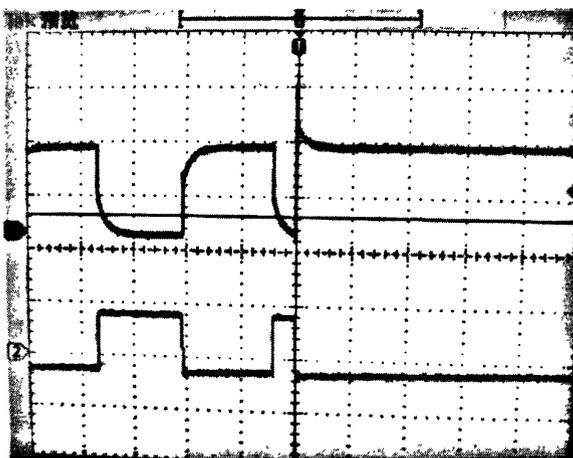


图 3-42 驱动板过流保护波形

Fig.3-42 Overcurrent protection waveforms of driver board

3.7 本章小结

本章分析了开关电源常用的几种控制方法，确定了本充电电源的控制方式采用脉宽调制方式，并选取 PWM 触发芯片 SG3525 作为控制芯片，而且详细分析了 SG3525 控制芯片的工作原理和性能。同时对几种常规充电方法和快速充电方法进行了对比分析。考虑到充电机在机车上的运行环境和稳定性问题，主要针对恒压充电方式和恒流-恒压充电方式分别设计了控制系统。并且对 IGBT 的驱动板进行了设计分析。

4 充电机散热分析

4.1 功率开关管热分析

4.1.1 功率开关管损耗分析

随着半导体器件的不断发展，功率开关管的功率也越来越大，频率越来越高，开关管的散热问题也越来越重要，散热系统设计的好坏直接影响到功率开关管正常工作的稳定性。由于半桥逆变电路中发热大部分都是由开关器件的损耗功率引起，而且功率开关管对温度也比较敏感，温度过高时就会使得开关管损耗较大，甚至不能工作，因此充分考虑开关器件的热损耗，并找到良好的散热方式是功率开关管正常工作的重要保证。功率开关管损耗总体上由两部分组成，一个是开关损耗，即当开关开通和关断时，会产生一定的损耗。另外一个为通态损耗，因为开关导通时会有导通压降，当电流流过时就会产生损耗^[34,35]。损耗如图 4-1 所示。

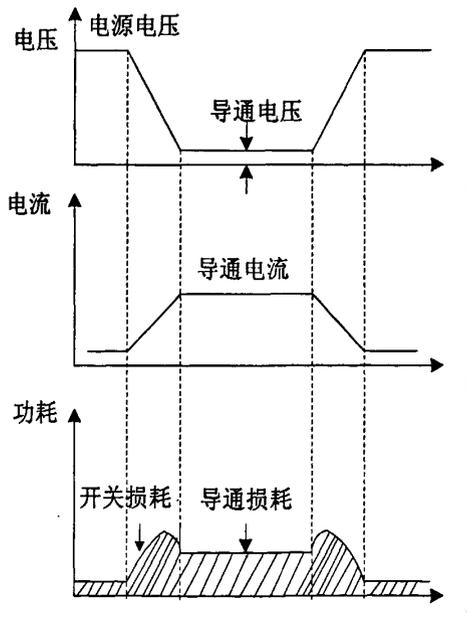


图 4-1 功率开关管损耗图

Fig.4-1 Loss plan of power switch

(1) IGBT 开关损耗 $P_{\text{off-on}}$

在不同的负载条件下，功率器件的电压和电流波形如图 4-2 所示。

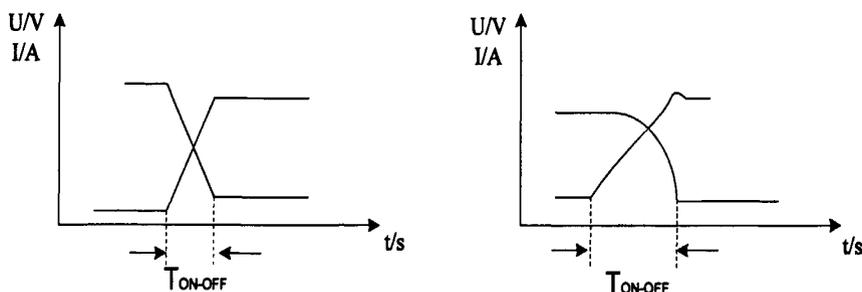
阻性负载下：

$$P_{off-on} = \frac{V_{max} I_{max}}{6} T_{ON-OFF} f_s \quad (4-1)$$

感性负载下:

$$P_{off-on} = \frac{V_{max} I_{max}}{2} T_{ON-OFF} f_s \quad (4-2)$$

其中 V_{max} 为最大器件电压, I_{max} 为最大电流, T_{ON-OFF} 为开关时间, 由开通时间 T_{ON} 和关断时间 T_{OFF} 组成, f_s 为开关频率。



(a) 阻性负载时电压-电流波形

(b) 感性负载时电压-电流波形

图 4-2 不同负载下的电流和电压波形

Fig.4-2 Current and voltage waveforms under different load

(2) IGBT 通态损耗

当功率器件饱和或者开通状态时, 由于有饱和压降和通态压降的存在, 当电流通过时, 就会导致通态损耗的产生。

$$P_{on} = V_{on} \cdot I_{on} \cdot D \quad (4-3)$$

式中 V_{on} 为饱和或通态压降, I_{on} 为功率器件通态电流, D 为占空比。

IGBT 总的损耗为:

$$P_1 = P_{off-on} + P_{on} \quad (4-4)$$

(3) 反并联二极管损耗

IGBT 上反并联二极管损耗由关断损耗 P_{r1} 和导通损耗 P_{r2} 两部分组成。

$$P_{r1} = E_{rr} \cdot f_s \quad (4-5)$$

式中 E_{rr} 为二极管单脉冲关断损耗, f_s 为脉冲频率。

$$P_{r2} = I_F \cdot V_F \cdot D_1 \quad (4-6)$$

式中 I_F 为二极管续流电流, V_F 为二极管通态压降, D_1 为续流时间与周期的比值。

反并联二极管的总损耗为:

$$P_r = P_{r1} + P_{r2} \quad (4-7)$$

充电机满功率参数为: $P=14\text{kW}$, 开关频率 $f_s=10\text{kHz}$, 输出电压 $U_0=110\text{V}$, 原边电流最大值为 65A , IGBT 最大耐压 V_{max} 为 1200V , 承受最大电流 $I_{max}=150\text{A}$, 根据 IGBT 工作手册, 可得 IGBT 通态压降 V_{on} 为 2.7V 。IGBT 的开通和关断时间分别为 $0.07\mu\text{s}$ 和 $0.04\mu\text{s}$ 。反并联二极管的单脉冲关断损耗 E_{rr} 为 2.8mj , 二极管通态压降为

1.2V。

将上述参数带入(4-1)~(4-7)经验公式中,可估算得满功率时主电路中单个 IGBT 的损耗大约为:

$$\begin{aligned}
 P &= P_1 + P_r = P_{off-on} + P_{on} + P_{r1} + P_{r2} \\
 &= \frac{1200 \times 150}{6} \times (0.07 + 0.04) \times 10^{-6} \times 10^4 + 2.7 \times 65 \times 40\% + 2.8 \times 10^{-3} \times 10^4 + 65 \times 1.2 \times 0.1 \\
 &= 139W
 \end{aligned}
 \tag{4-8}$$

IGBT 模块总的损耗为:

$$P_{总} = 139 \times 2 = 278W$$

4.1.2 IGBT 模块温升计算

电路中, IGBT 所产生的损耗会使器件发热,从而导致 IGBT 温度的升高,其中热量主要通过两种途径传递,首先是经过内部路径传递,即热量先由 IGBT 的结区传到 IGBT 的外壳。再经过外部路径传递,即热量由 IGBT 的外壳传递到散热器上,最后由散热器向空气中传递。传递过程中会遇到热阻,热阻由三部分组成,第一部分是 IGBT 的 PN 结到外壳的传递热阻 R_{j-c} ,第二部分是 IGBT 外壳到散热器的接触热阻 R_{c-s} ,第三部分是散热器传递到空气中的换热热阻 R_{s-a} 。其传递模型如图 4-3 所示。

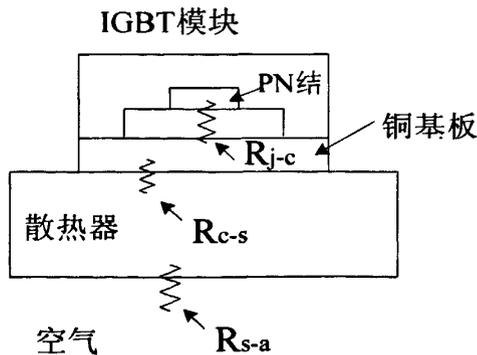


图 4-3 热阻示意图

Fig.4-3 Thermal resistance diagram

根据公式(4-9)可算得 IGBT 模型温升大小

$$\Delta T_{j-s} = T_j - T_s = R_{th} \cdot P_{损} \tag{4-9}$$

式中, ΔT_{j-s} 为 IGBT 结温和壳温的温差, T_j 为 IGBT 模块 PN 结温度, T_s 为散热器表面的温度, R_{th} 为 IGBT 模块 PN 结到散热器表面的热阻,由 R_{j-c} 和 R_{c-s} 组成。 $P_{损}$ 为 IGBT 的损耗值。

通过查看 IGBT 手册,可得热阻 $R_{th} = 0.26k/w$,上节分析可知 $P_{损} = 278W$,根据

公式 (4-9)可算得 IGBT 模块满功率下的从 PN 结到外壳的温升为:

$$\Delta T_{j-s} = 0.26 \times 278 = 72.3^{\circ}\text{C}.$$

考虑 IGBT 最高结温为 150°C ，实际工作中按最高 145°C 设计，因此可算得散热器表面的温度最高为 $T_s = T_j - \Delta T_{j-s} = 145 - 72.3 = 72.7^{\circ}\text{C}$ ，以下散热器的设计以该温度值为参考值。

4.2 散热器的设计

4.2.1 散热器建模分析

由于开关器件损耗大部分是以发热的形式消耗掉，为了器件的温升在正常的工作范围内，必须要对开关器件进行散热，因此散热器的设计必不可少。本文使用 ICEPAK 软件对散热器进行了 3D 建模分析，ICEPAK 是一款专业的电子产品热分析软件，它有良好的 3D 模型功能，能比较精确的模拟出散热器在一定热源下的温度分布。散热器建模步骤如下：

步骤一：建立散热器 3D 结构模型

模型图如图 4-4 所示，在散热器表面上加了一个热源模型，代替实际中的 IGBT 模块，该模型可以调节发热量参数，如图 5-5 所示，在 Total heat 中就可以改变热源的发热量。以得到散热器更精确的温度计算。

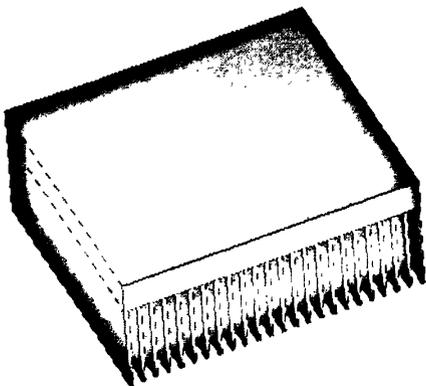


图 4-4 散热器 3D 模型

Fig.4-4 3D Model of Radiator

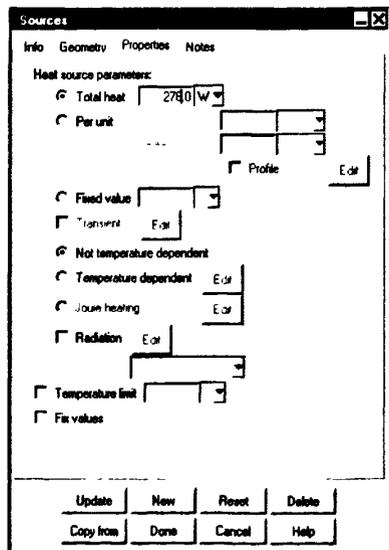


图 4-5 热源设定框

Fig.4-5 Heat setting box

步骤二：ICEPAK 参数计算

在 ICEPAK 软件窗口的 solve 菜单栏中，点击 run solution 命令，软件即开始参数计算，仿真参数过程如图 4-6 所示。

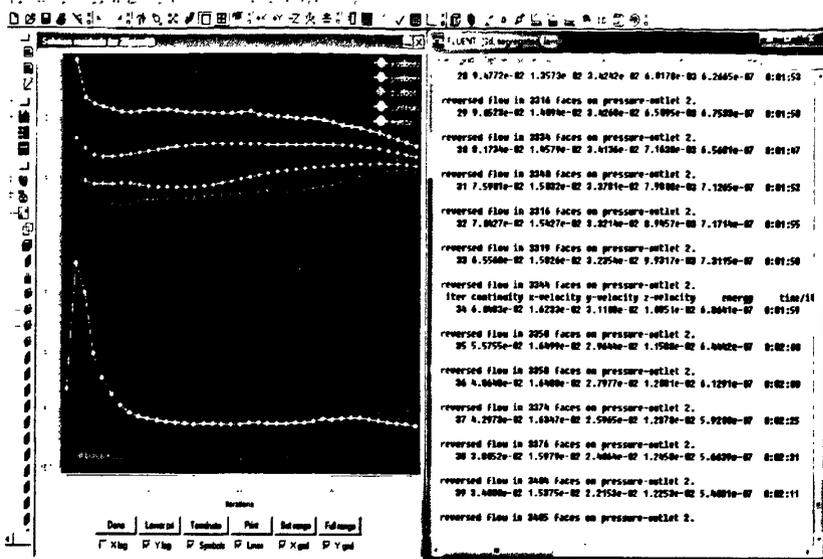


图 4-6 仿真参数计算过程

Fig.4-6 The calculation of parameter imulation

步骤三：查看温度分布结果

在软件 post 菜单中，点击 object face 命令即可显示散热器表的温度分布情况，从温度的分布情况可以判断出散热器的散热能力。温度分布图如图 4-7 所示。从温度分布图中可以看出，热源的中心温度是最高的。

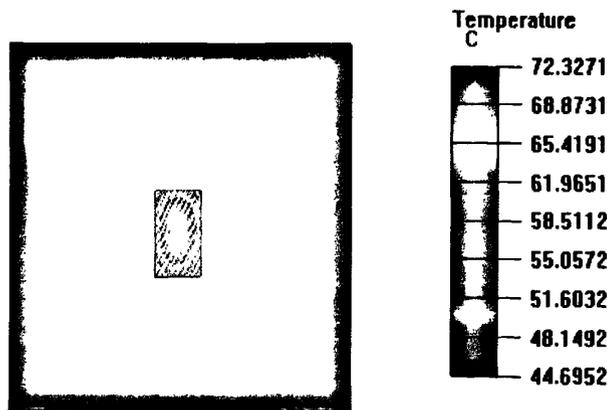


图 4-7 散热器温度分布图

Fig.4-7 Temperature distribution of radiator

4.2.2 散热器优化设计

根据散热器在车上的安装位置与结构，散热器的尺寸设计为长：30cm 宽：30cm 高 8.3cm，本文对散热器的肋片进行了优化设计，散热器肋片的数量直接影响散热器的散热能力，肋片数量的优化有助于提高散热器的性能。以下设定热源的功率为 195W 时，针对不同肋片数量下，对散热器表面的温度变化进行了对比分析。

(1) 10 个肋片



图 4-8 10 个肋片示意图

Fig.4-8 Schematic diagram of 10 fin

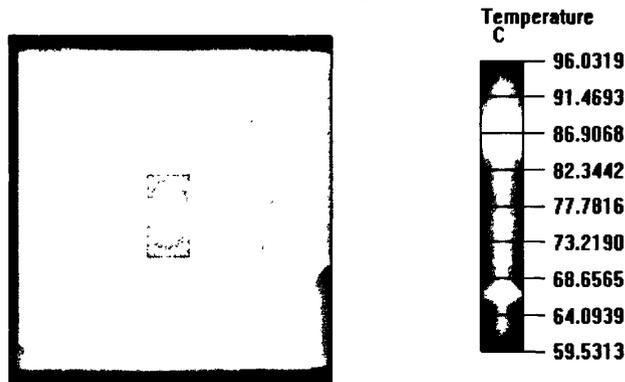


图 4-9 10 个肋片时散热器温度分布图

Fig.4-9 Temperature distribution of the Radiator with 10 fin

(2) 16 个肋片



图 4-10 16 个肋片示意图

Fig.4-10 Schematic diagram of 16 fin

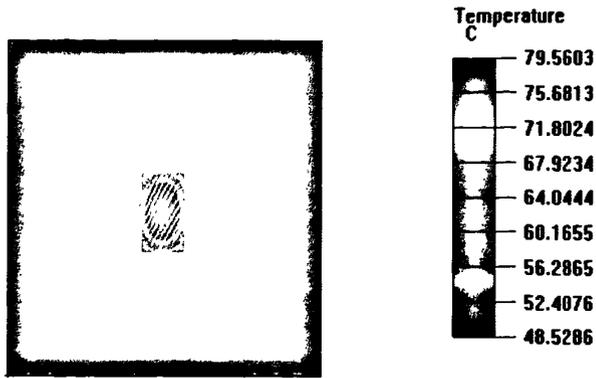


图 4-11 16 个肋片时 温度分布图

Fig.4-11 Temperature distribution of the Radiator with 16fin

(2) 24 个肋片

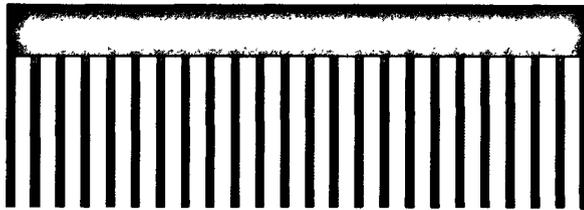


图 4-12 24 个肋片示意图

Fig4-12 Schematic diagram of 24fin

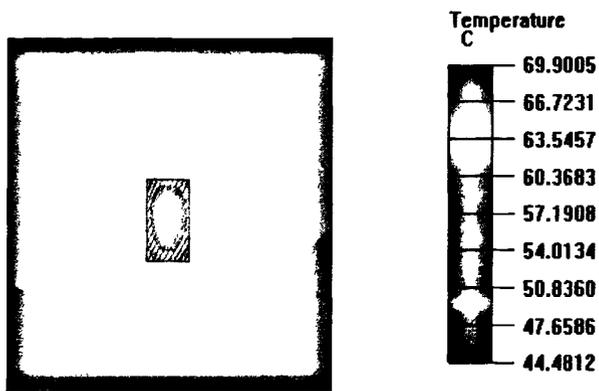


图 4-13 24 个肋片时散热器温度分布图

Fig.4-13 Temperature distribution of the Radiator with 24fin

通过上述对散热器肋片数量的优化建模，可以看出，随着肋片的增多，散热器的散热能力越强，最高温度范围也随着肋片的增多而下降。24 个肋片时，散热器表面最高温度在 70°C 左右，根据式(4-9)可算得 IGBT 结温最高达到 142°C 左右，

温升在 IGBT 正常的可承受范围内。建模时,环境温度设定为 25°C,散热器表面与环境温差为 45°C。肋片太多,虽然会增强散热器的散热能力,但会增加散热器制造难度,制造成本也比较高。24 个肋片达到了散热要求,因此最后采用的是 24 个肋片的散热器。

4.2.3 散热器最大散热量计算

基于上述散热器结构的设计分析,下面计算了风量很小的情况下散热器能散出的最大功率损耗量。计算过程如下:

散热器尺寸 长: 30cm 宽: 30cm 高 8.3cm 肋片高: 6.2cm 肋片宽: 4mm

肋片个数: 24 散热器与环境温差: $\Delta t = 45^\circ\text{C}$

铝板导热系数: $\lambda = 202.5\text{W}/(\text{m}\cdot\text{k})$

空气动力粘度: $\mu_a = 20.1 \times 10^{-6} \text{pa}\cdot\text{s}$

空气导热系数: $\lambda_a = 2.9 \times 10^{-2} \text{W}/(\text{m}\cdot\text{k})$

空气普朗特数: $P_r = 0.696$

空气密度取为: $\rho = 1.165 \text{kg}/\text{m}^3$

风量: $L = 0.1 \text{m}^3/\text{s} = 6 \text{m}^3/\text{s}$

散热器肋片当量直径:

$$d = \frac{2ab}{a+b} = 0.0143(\text{m}) \quad (4-10)$$

平均风速:

$$v = \frac{L}{60 \times 23ab \times 2} = 4 \text{m/s} \quad (4-11)$$

得出雷诺数:

$$G = \rho v = 4.66 \text{kg}/(\text{m}^2 \cdot \text{s}) \quad (4-12)$$

$$R_e = \frac{Gd}{\mu_a} = 3318.98 \quad (4-13)$$

可算散热器表面传热系数为:

$$a = 1.4 \frac{\lambda_a}{d} R_e^{0.28} P_r^{0.33} \quad (4-14)$$

$$= 1.4 \times 2.028 \times 9.68 \times 0.886 = 24.35 \text{W}/(\text{m}^2 \cdot \text{k})$$

肋高:

$$H = 6.21 \times 10^{-3} \text{m}$$

肋厚:

$$\delta_f = 4 \times 10^{-3} \text{m}$$

$$\lambda_f = 202.5 \text{W}/(\text{m}\cdot\text{k})$$

$$M = \left(\frac{2a}{\delta_f \cdot \lambda_f} \right) = 7.75 \text{m}^{-1} \quad (4-15)$$

$$MH = 15.68 \times 6.2 \times 10^{-3} = 0.048$$

故肋片的效率为:

$$\eta_f = \frac{thMH}{MH} = \frac{th0.048}{0.048} = 0.98 \quad (4-16)$$

散热器的效率为:

$$\eta_0 = 1 - \frac{A_f}{A}(1 - \eta_f) \quad (4-17)$$

其中 A_f 为肋片的表面积, A 为散热器整体表面积。

经测量得:

$$A_f = 0.992 \text{ m}^2 \quad A = 1.188 \text{ m}^2$$

将其带入式 (4-17) 可得:

$$\eta_0 = 1 - \frac{A_f}{A}(1 - \eta_f) = 0.983$$

因此可算的散热器对空气的热阻为:

$$R_{sa} = \frac{1}{\alpha A \eta_0} = \frac{1}{24.35 \times 1.188 \times 0.983} = 0.0352 \quad (4-18)$$

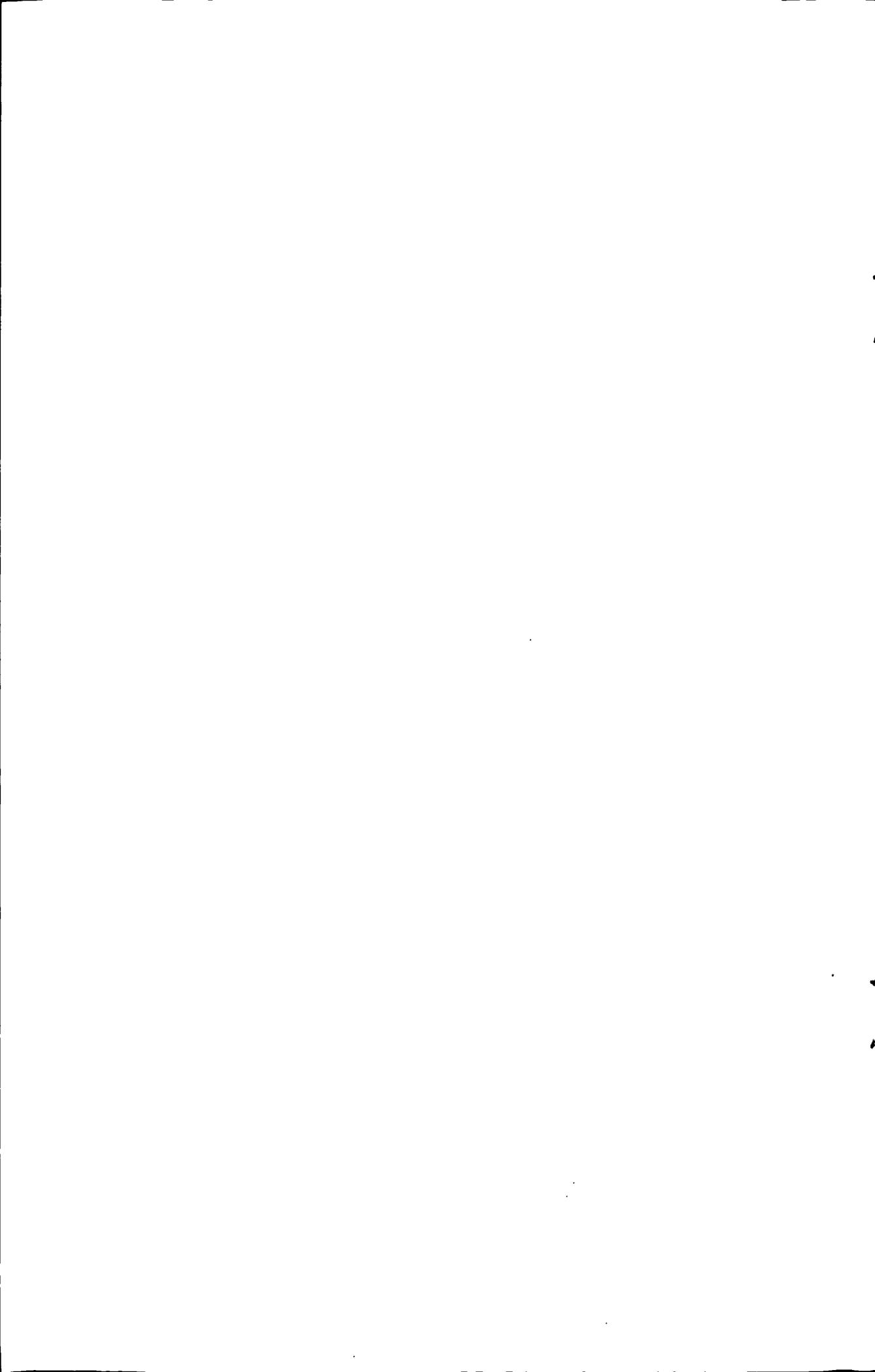
散热器表面温度与环境的最大温差为: $\Delta t = 45^\circ\text{C}$

散热器可散出的功率损耗量为:

$$P = \frac{\Delta t}{R_{sa}} = \frac{45}{0.0352} = 1278.4 \text{ W} \quad (4-19)$$

4.3 本章小结

本章主要分析了主电路中功率开关管 IGBT 的损耗以及 IGBT 上反并联二极管的损耗, 并使用热分析软件 ICEPAK 对散热器的设计进行了建模分析, 通过优化散热器的结构, 分析不同结构下散热器的温度分布情况。同时对选定的散热器结构进行了最大散热量计算, 计算结果满足 IGBT 模块的散热要求。同时建模仿真结果表明 IGBT 模块中心位置的温度最高, 损耗为 278W 时, 温度为 70 度, 可算得 IGBT 结温为 140 度左右, 温升在 IGBT 可承受范围内。



5 实验

基于上述几章内容的分析与设计, 本文分别对恒压控制方式和恒流-恒压控制方式进行了试验, 试验结果如下:

5.1 恒压控制方式下充电机试验

5.1.1 试验参数要求

充电机满功率时试验参数具体要求如下:

输入电压: $545\text{V} \pm 5\%$

输出电压: $110\text{V} \pm 2\%$

开关频率: 10kHz

额定功率: 14kW

5.1.2 试验结果分析

(1) 输出电流为 40A 时试验波形

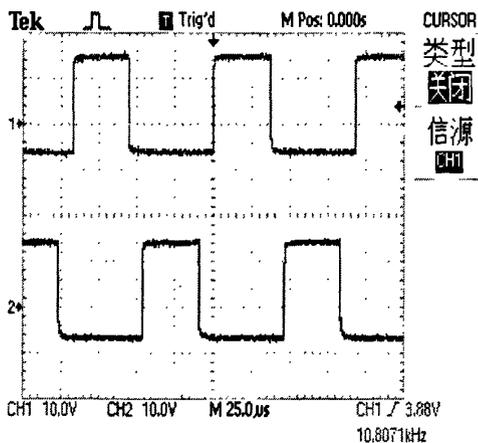


图 5-1 驱动脉冲波形

Fig.5-1 Drive pulse waveform

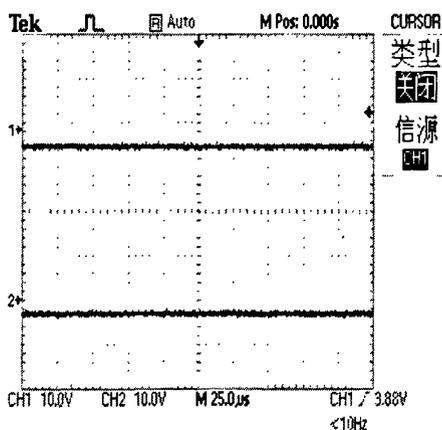


图 5-2 脉冲关断波形

Fig.5-2 Turn-off Pulse waveform

驱动板输出脉冲为两路相差 180 度互补波形, 如图 5-1 所示。死区时间为 $10\mu\text{s}$, 脉冲最大正电压为 $+15\text{V}$, 负电压为 -7V , 脉冲关断时, 驱动板加一个负电压给 IGBT 的 G, E 两端。防止 IGBT 误导通。脉冲关断时波形如图 5-2 所示。

输出 110V 电压如图 5-3 所示。图 5-4 为输出电压放大图。从该图中可以看出电压的波动为 2V，其最大电压波动小于 2%。

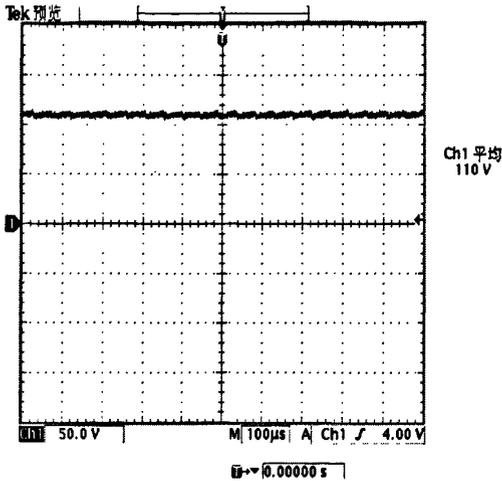


图 5-3 输出电压波形

Fig.5-3 Output voltage waveform

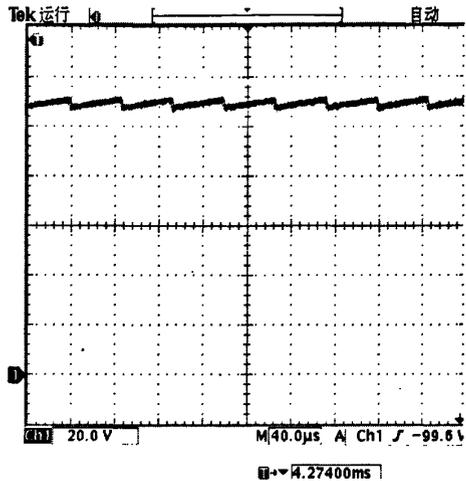


图 5-4 输出电压放大波形

Fig.5-4 Larger waveform of Output voltage

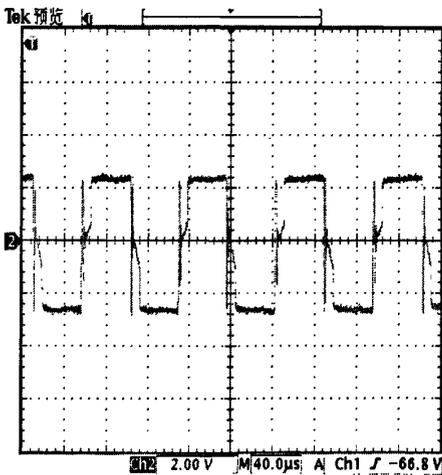


图 5-5 变压器原边波形

图 5-5 Waveform of Transformer primary side

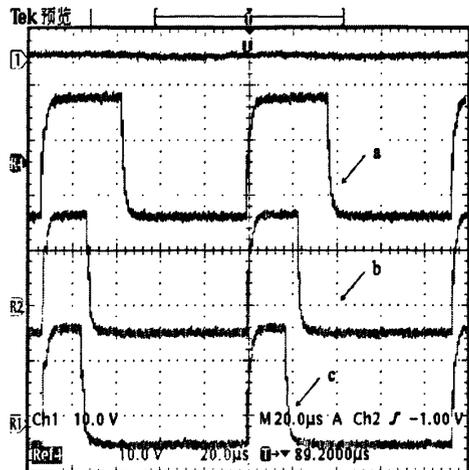


图 5-6 输出电压和脉冲变化波形

Fig.5-6 Waveform of output voltage and changing pulse

图5-5为变压器输入波形，其最大幅值为输入电压的一半。图5-6为不同输入电压时，输出电压和脉冲变化波形。其中图a, b, c分别为输入530V, 545V, 570V时，所对应的脉冲波形。从图中可以看出，随着输入电压不断增大，脉冲占空比逐渐变小，输出电压保持110V不变，达到了输出电压稳定的目的。

(2) 满功率时 (电流 120A) 试验波形

满功率时输出电压波形，输出电流波形，脉冲波形，变压器原边波形分别如图 5-7, 图 5-8, 图 5-9, 图 5-10 所示。从波形图可以看出，输出电压，输出电流

性能良好，输出稳定，电压纹波小，无严重畸变。脉冲波形和变压器原边波形正常。满功率状态下充电机工作稳定。

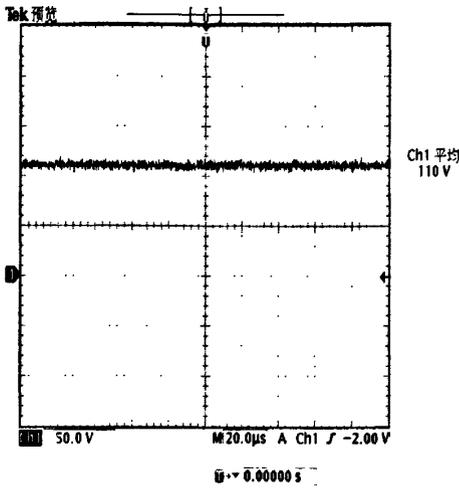


图 5-7 110V 输出电压波形图

Fig.5-7 110V output voltage waveform

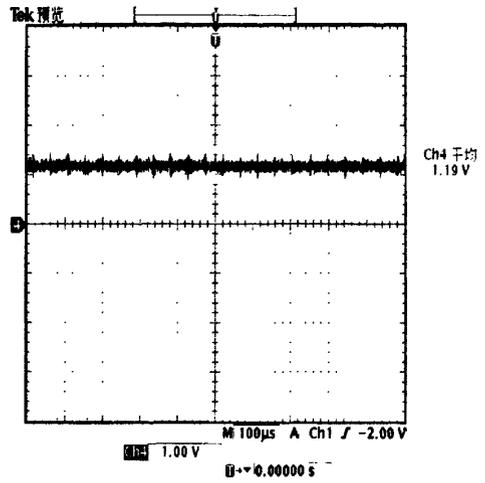


图 5-8 输出电流波形图

Fig.5-8 Output current waveform

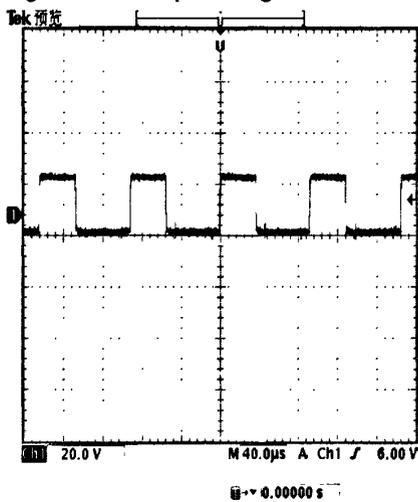


图 5-9 脉冲波形图

Fig.5-9 Pulse waveform

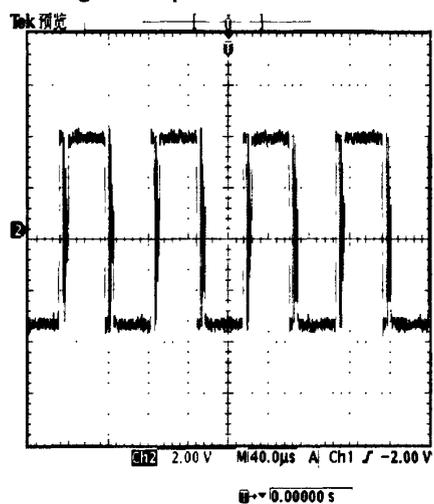


图 5-10 变压器原边波形

Fig.5-10 Waveform of Transformer primary side

5.1.3 满功率下不同 IGBT 工作散热对比分析

本充电机主电路选用的 IGBT 为英飞凌 FF150R12KS4，其耐压为 1200V，最大承受电流为 150A，为了分析该级别 IGBT 在满功率时由于损耗所产生的温升情况，将该 IGBT 同富士的一型号 IGBT 在满功率下温升情况进行了对比。富士的 IGBT 选用的是 2MBI150U4H-120 型号，耐压也是 1200V，最大电流也为 150A。

两种 IGBT 在满功率下各运行相同一段时间后，英飞凌的 IGBT 散热情况如图

5-11 所示, 富士的 IGBT 散热情况如图 5-12。图 5-11 和图 5-12 是使用热成像仪实拍散热器底部的温度分布图。从两个图可以看出, 英飞凌的 IGBT 的温升略低一些, 整体上两种 IGBT 的散热基本相当, 都在 70°C 附近, 与散热器建模仿真的最高温度比较接近。从而验证了 IGBT 选型的正确性以及散热器设计的有效性。

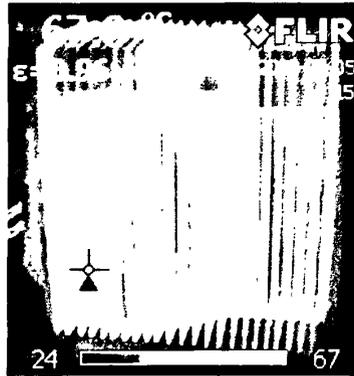


图 5-11 英飞凌 IGBT 热成像图

Fig.5-11 Thermography of Infineon IGBT

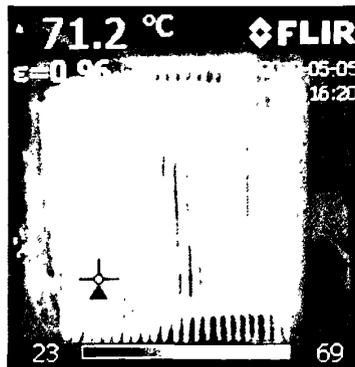


图 5-12 富士 IGBT 热成像图

Fig.5-12 Thermography of fuji IGBT

5.2 恒流-恒压控制方式下充电机试验

5.2.1 试验参数要求

由于该实验主要验证恒流-恒压自动转换功能, 为了试验参数便于设定, 试验参数要求如下:

输入电压: 80V

最大输出电压: 12.5V

最大输出电流: 3.5A

负载: 0-10Ω 可调

5.2.2 试验结果分析

该实验使用可调电阻模拟蓄电池内阻变化情况, 电路刚开始工作时, 电阻调成 2Ω , 电流达到恒定值 3.5A 时, 输出电压达到 7V 左右, 调节输出电阻阻值, 输出电压随着负载电阻的增大而不断增大, 当达到 12.7V 时, 电路进入恒压阶段, 继续增大负载电阻时, 电压恒定不变, 电流慢慢减小。从而实现了电路从恒流自动转换到恒压的功能。恒流阶段如图 5-13 所示。恒压阶段如图 5-14 所示。

(1) 恒流工作阶段

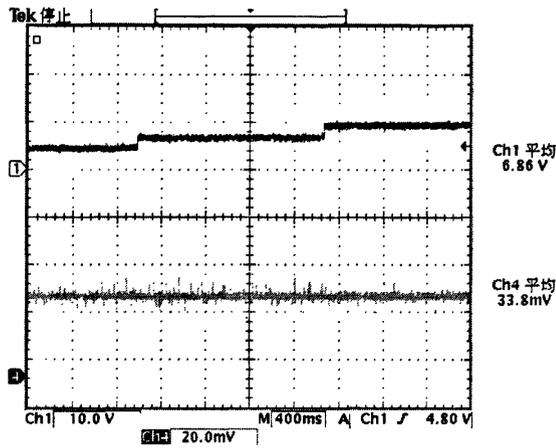


图 5-13 恒流工作波形

Fig.5-13 Constant current waveform

(2) 恒压工作阶段

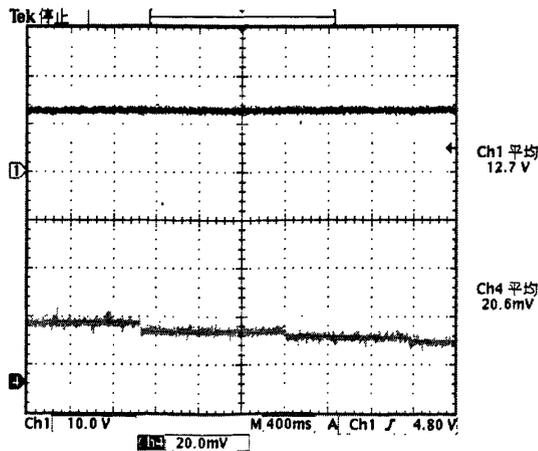


图 5-14 恒压工作波形

Fig.5-14 Constant voltage waveform

(3) 恒流阶段到恒压阶段时脉冲变化情况

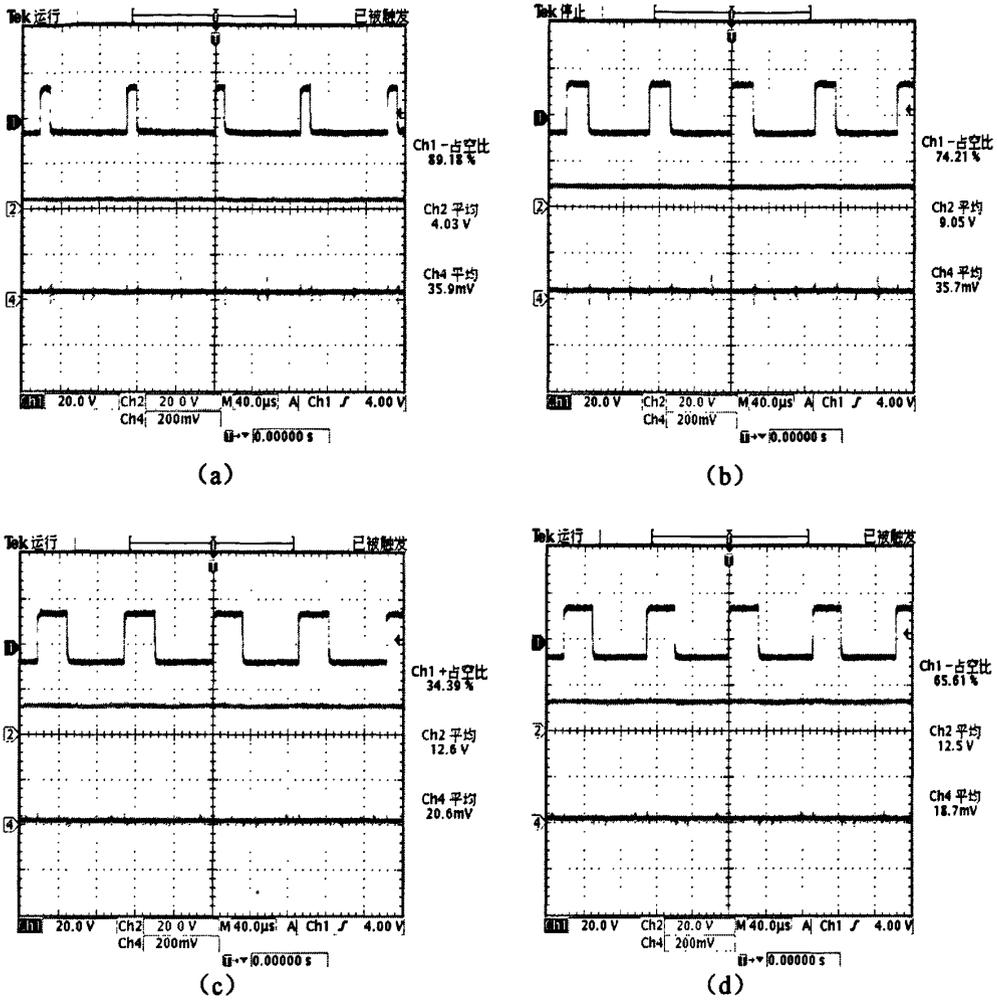


图 5-15 恒流到恒压脉冲变化波形

Fig.5-15 Changing pulse waveforms with constant current to constant voltage

从图 5-15 可以看出，电路从恒流阶段转换到恒压阶段的过程中，由于负载电阻不断增大，输出电压的不断增大，脉冲的占空比是逐渐增大的，这是因为当电阻增大时，在变化瞬间，电流有减小的趋势，通过 PI 调节，增大脉冲脉宽增大电压，来保持电流恒定。恒流阶段脉冲变化情况如图 5-15 中 a, b 两图。当电压恒定后，电流逐渐减小，脉宽保持不变，脉冲情况如图 5-15 中 c, d 两图。此时脉冲变化只与输入电压有关系，只有当输入电压有变化时，脉宽才会改变。

充电机试验实物图如图 5-16 所示。

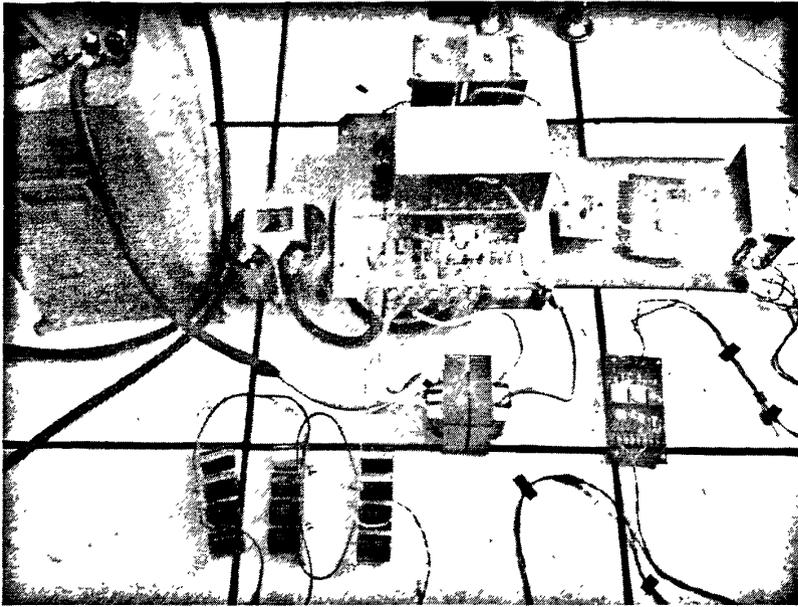
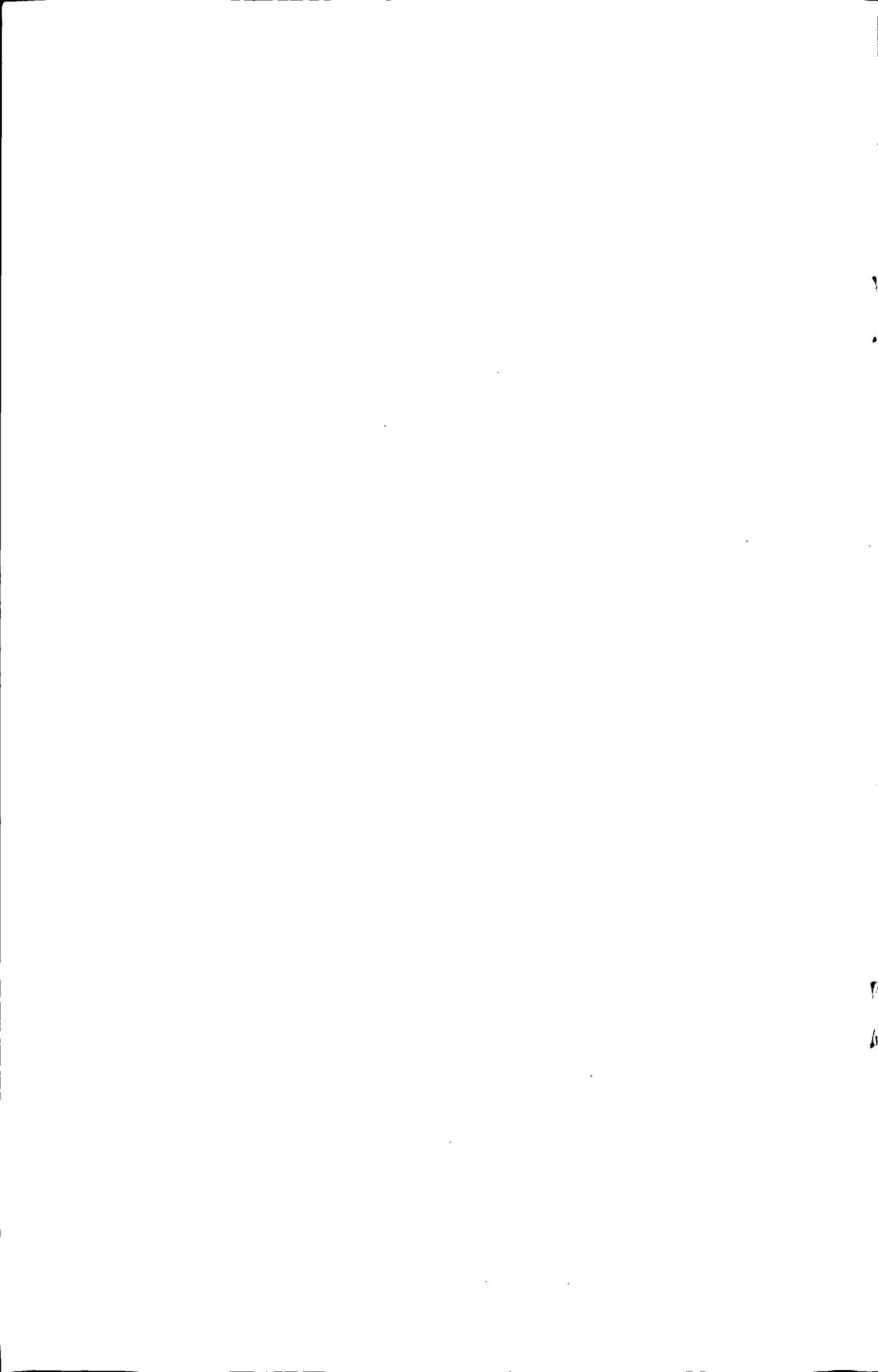


图 5-16 试验实物图

Fig.5-16 Pictorial wiring diagram

5.3 本章小结

本章主要针对恒压控制方式和恒流控制方式进行了试验，恒压控制方式下，实现了恒定输出电压 110V 功能，当输入电压改变时，电压能恒定不变。通过改变负载，进行了满功率试验，并且对英飞凌和富士的两种 IGBT 在满功率下热损耗情况进行了试验对比，验证了 IGBT 选型以及散热器设计的正确性。恒流-恒压控制方式下，通过试验，实现了电路从恒流工作状态自动转换到恒压工作状态的功能。



6 结论与展望

6.1 结论

目前我国铁路正处在大发展时期,本着引进吸收消化再创新的原则,我国从国外引进了很多先进的机车技术。HXD₂电力机车便是从法国阿尔斯通公司引进而来。HXD₂电力机车在实际应用中时,充电机出现了不少问题,这对出了保修期后的维修工作带来很大的考验,并且维修成本较高。因此研制结构合理、安全可靠、性能优良的国产化充电机具有重要的实际应用价值。

本文的主要工作和取得的研究成果如下:

1) 完成了充电机主电路的拓扑选择和设计。完成了主电路中功率开关管 IGBT 的选型,滤波电感,滤波电容的设计以及隔离变压器的设计工作。并利用 MATLAB 仿真软件对主电路进行了参数仿真验证。

2) 对恒压充电控制方式进行了研究,基于 PWM 集成芯片 SG3525,设计了恒压充电控制电路,采用电压闭环控制方式,实现电压恒定输出。

3) 在分析恒压充电控制的基础上,研究了恒流-恒压充电方式,并设计了恒流-恒压充电控制方法。选用 PWM 芯片 SG3525 作为控制芯片,设计了恒流-恒压自动切换电路,PI 调节电路和限幅电路,通过采用电压、电流双闭环控制,实现了电路从恒流工作状态在一定条件下自动转换到恒压工作的功能。

4) 完成 IGBT 驱动板的设计。采用西门康公司的 SKHI 22AH4 R 模块为驱动板主芯片,基于该模块的强大功能,设计了该模块的外围电路,设计了故障检测电路,实现了驱动板良好的驱动功能。并通过实验验证了驱动板过流保护功能。

5) 对功率开关管的损耗进行分析研究,并完成充电机散热器的设计。利用专业热分析软件 ICEPAK 对散热器结构进行了建模优化,并分析了不同结构下散热器表面温度分布情况。并计算分析了最优结构下散热器在一定风量下的最大散热量。

6.2 有待完善的工作

本文对等充电机电源的研究取得了一定的成果,但还有需要改进和完善之处,如:

1) 进一步完善恒流-恒压控制方式,控制中可考虑加入数字化技术如单片机

等，通过数字化液晶显示监测充电电压和充电电流情况。

2) 参考电流和电压的大小都是通过硬件分压给定，改变参考值需要改变分压电路，操作不是很方便，需进一步研究和改进。

参考文献

- [1] 闻清良. 重载铁路机务技术. 北京. 中国铁道出版社. 2004
- [2] 宁如斌等. HXD2 型交流传动重载货运电力机车. 机车电传动. 2008
- [3] 陈治明等. 电力电子技术的回顾与前瞻. 电源技术应用. 1999.2.1-3.
- [4] B.J.Baliga, J.Appl. Phys.1982.50(3) .1759—1764
- [5] Sez S M. Semiconductor Devices Physics and Technol-ogy.New York. John Wiley & Sons.Inc.2002
- [6] 张为佐. 漫话功率半导体器件四十年. 电源技术应用. 1998
- [7] D.J.Coe. High Voltage Semiconductor Device,U.S.Patent 4,754,310,1988
- [8] 杨旭, 裴云庆, 王兆安. 开关电源技术. 北京. 机械工业出版社. 2005
- [9] 彭晓珊. 大容量高频开关电源的研制[硕士学位论文]. 湖南. 中南大学. 2004.5
- [10] 李定宣. 开关稳定电源设计与应用. 北京. 中国电力出版社. 2006
- [11] 赵修科. 开关电源中的磁性元器件. 南京. 南京航空航天大学出版社.2004
- [12] 李建国, 刘竹等. 逆变式弧焊机. 四川科技出版社。
- [13] 黄石生. 逆变理论与弧焊逆变器. 北京. 机械工业出版社. 1995
- [14] 刘志刚. 电力电子学. 北京. 清华大学出版社. 北京交通大学出版社. 2004
- [15] 赵家瑞. 逆变焊接与切割电源. 北京. 机械工业出版社. 1996
- [16] 沙占友. 新型单片开关电源的设计与应用. 北京. 电子工业出版社. 2001
- [17] 徐奕丝等. 脉宽调制电路 SG3525AN 原理与应用. 器件与应用. 2003.
- [18] 林志光, 石新春. 18V / 1000A 大功率开关电源的研制. 通信电源技术. 2009.
- [19] 郭炯节. SG3525 在开关电源中的应用. 集成电路的应用. 2004.6
- [20] 刘胜利, 严仰光. 现代高频开关电源实用技术. 北京. 电子工业出版社. 2001
- [21] 王锐. 开关电源对蓄电池寿命影响的探讨. 通信电源技术. 2004.21(5):41-43.
- [22] 赵异波, 何湘宁. 新型高频开关充电电源研究. 电源技术应用. 2004.
- [23] 吴宇平, 戴晓兵, 马军旗, 程予江. 锂离子电池-应用和实践.北京.化学工业出版社. 2004.
- [24] THALLER L H,ZIMMERMAN A H. Overview of the design ,development ,and application of nickel-hydrogen batteries .Glenn Research Center: National Aeronautics and Space Administration,2003.22.
- [25] DAVID L,THOMAS B R. Handbook of batteries.Third edition. United States of America: The McGraw-Hill Companies,2001.17-32.
- [26] 李国欣. 航天器电源系统技术概论. 北京. 中国宇航出版社.
- [27] 马卉, 赵海峰. 航天器用蓄电池充电控制技术的研究与探索. 电源技术. 2008.
- [28] 邓国栋, 闫英敏, 杨凤彪. 基于 SG3525 的大功率开关电源的研制. 电气开关. 2008.
- [29] 李桂丹, 毕治军, 高素玲. 一种基于 PWM 的推挽式开关电源的研究. 电源世界. 2008.
- [30] 冷雄春, 刘百芬, 赵晓霞. 基于 SG3525 的新型高压开关电源的研制. 华东交大学报.

2007.

- [31] 程晓红. 基于 SG3525 控制的车载电源设计. 电子元器件应用. 2007.
- [32] 邓宇航, 韩明武, 杨威. IGBT 集成驱动电路及其功率扩展. 电子器件. 2005.
- [33] 刘光德, 林莘. 西门康 SKH122AH4 型 IGBT 驱动模块的应用研究. 沈阳电力高等专科学校学报. 2004.1
- [34] 孙世军, 张卫平. 功率半导体器件的功耗及使用选择. 丹东师专学报. 1999.
- [35] 熊妍等. IGBT 损耗计算和损耗模型研究. 电源技术应用. 2006.5

作者简历

个人简介:

李康, 男, 北京交通大学电气工程学院硕士研究生, 学科专业为电气工程, 主要研究方向为电力电子变换技术。

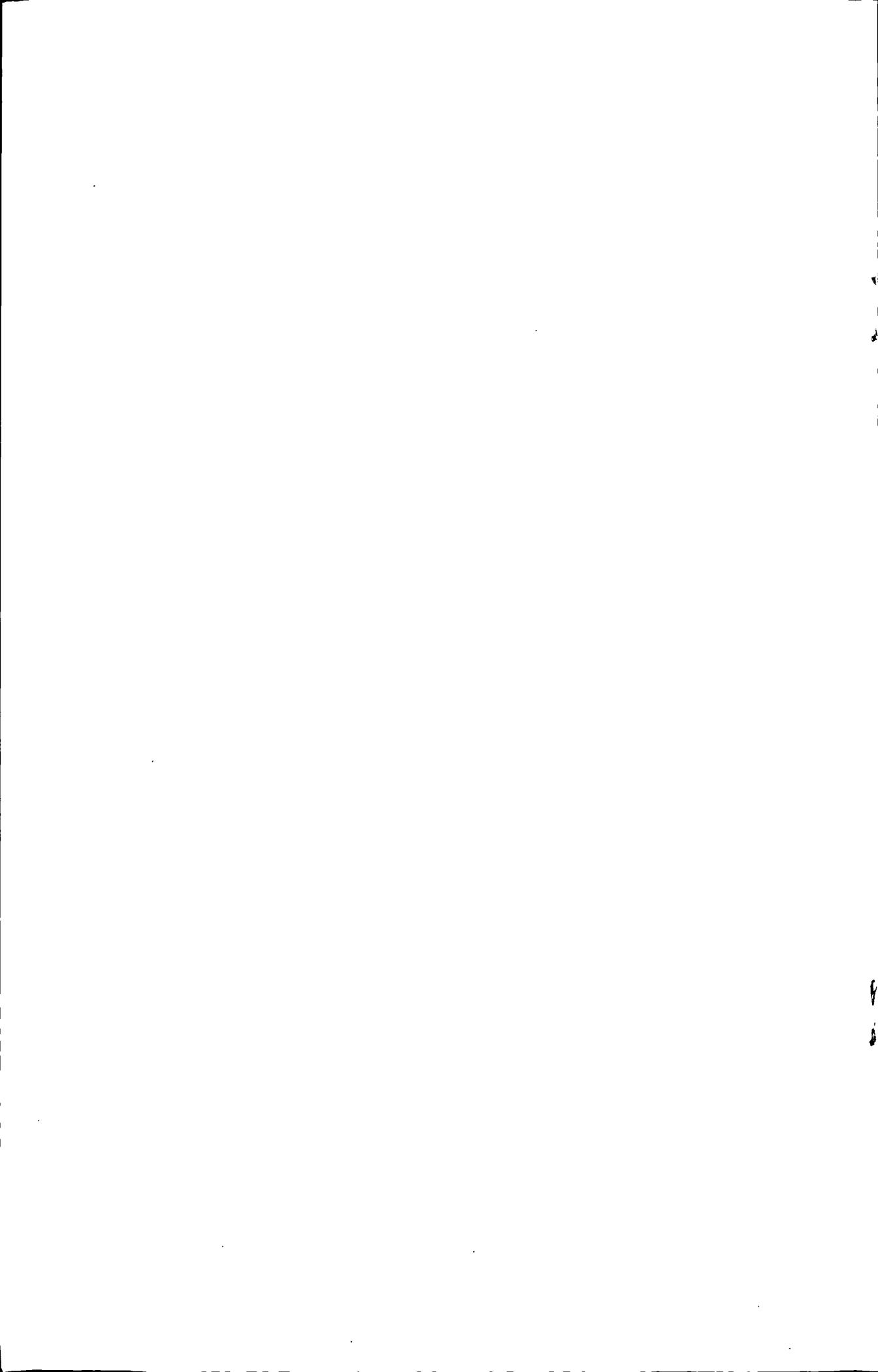
教育经历:

2003.9 — 2007.7, 华东交通大学电气工程及其自动化专业, 获学士学位。

2008.9 — 2010.7, 北京交通大学电气工程专业, 在读硕士学位。

攻读硕士学位期间发表的学术论文:

[1]李康, 黄先进, 游小杰. HXD₂型电力机车 110V 充电电源的研制. 电气工程学院论文集.



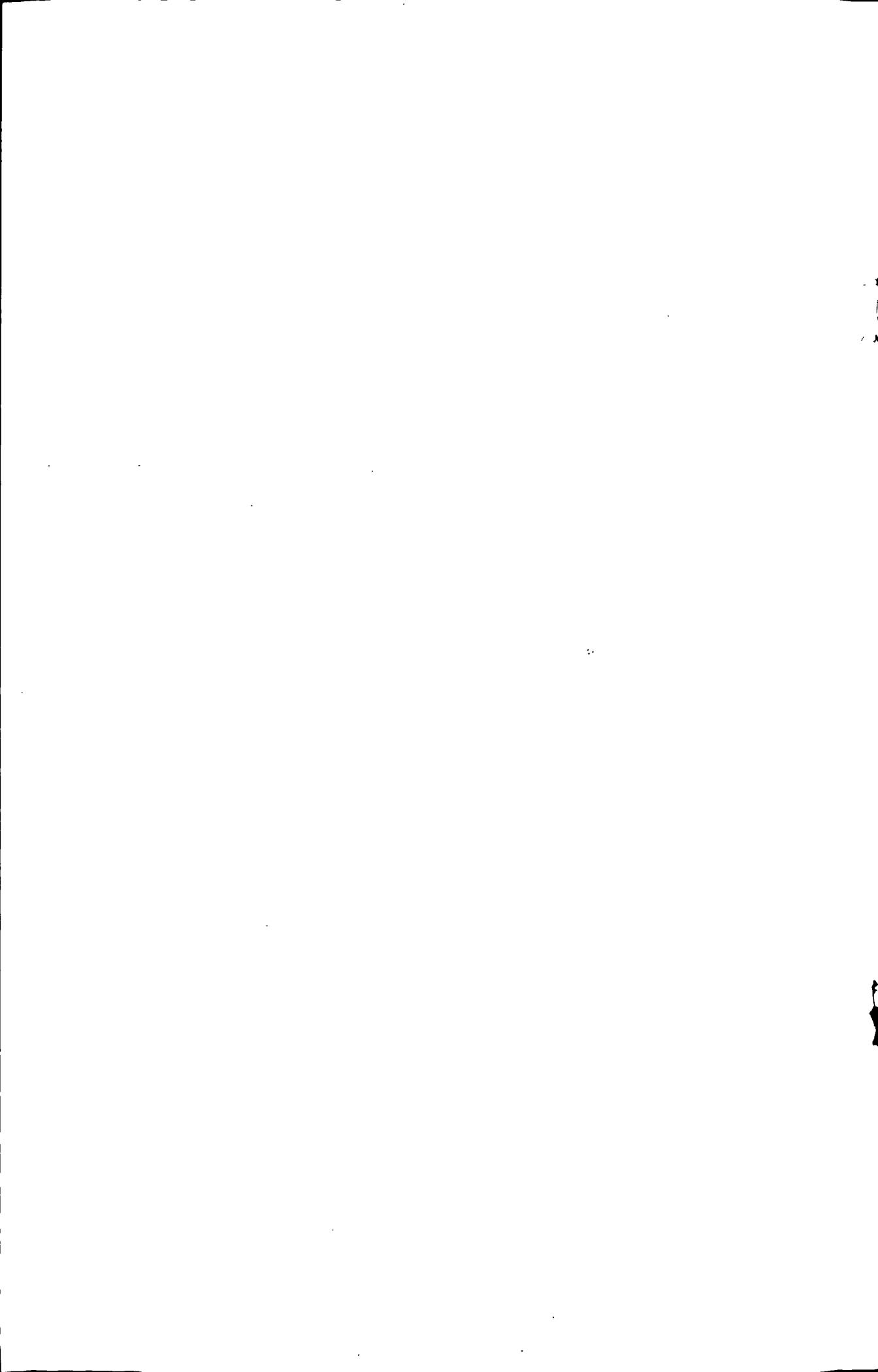
独创性声明

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和取得的研究成果，除了文中特别加以标注和致谢之处外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得北京交通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了谢意。

学位论文作者签名：

签字日期：

年 月 日



学位论文数据集

表 1.1: 数据集页

关键词*	密级*	中图分类号*	UDC	论文资助
学位授予单位名称*		学位授予单位代 码*	学位类别*	学位级别*
北京交通大学		10004		
论文题名*		并列题名		论文语种*
作者姓名*			学号*	
培养单位名称*		培养单位代码*	培养单位地址	邮编
北京交通大学		10004	北京市海淀区西 直门外上园村 3 号	100044
学科专业*		研究方向*	学制*	学位授予年*
论文提交日期*				
导师姓名*			职称*	
评阅人	答辩委员会主席*		答辩委员会成员	
电子版论文提交格式 文本 () 图像 () 视频 () 音频 () 多媒体 () 其他 () 推荐格式: application/msword; application/pdf				
电子版论文出版(发布)者		电子版论文出版(发布)地		权限声明
论文总页数*				
共 33 项, 其中带*为必填数据, 为 22 项。				

