

工学硕士学位论文

10kW 电动汽车车载充电机及其软件策略研究

赵春洋

哈尔滨理工大学

2019 年 3 月

国内图书分类号: TM464

工学硕士学位论文

10kW 电动汽车车载充电机及其软件策略研究

硕 士 研 究 生: 赵春洋

导 师: 王旭东

申请学位级别: 工学硕士

学 科、专 业: 电力电子与电力传动

所 在 单 位: 电气与电子工程学院

答 辩 日 期: 2019 年 3 月

授予学位单位: 哈尔滨理工大学

Classified Index: TM464

Dissertation for the Master Degree in Engineering

**Research on 10kW On-board Charger and
Its Software Strategy**

Candidate:	Zhao Chunyang
Supervisor:	Wang Xudong
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Specialty:	Power Electronics and Power Drives
Date of Oral Examination:	March, 2019
University:	Harbin University of Science and Technology

10kW 电动汽车车载充电机及其软件策略研究

摘 要

随着当今世界工业生产的持续发展、人们生活水平的不断提高，越来越多的家庭选择汽车作为家庭的必需品。然而，传统汽车因使用化石能源会排放出以二氧化硫、氮氧化物、一氧化碳、铅和固体悬浮颗粒等污染物为主要成分的尾气，对环境造成了严重的污染，严重影响社会的可持续性发展。在该背景下，电动汽车相对于燃油汽车具有低噪音和零排放的优势，可以缓解生活、环境和资源问题，成为新能源汽车主要发展对象。

针对新能源汽车电池充电系统，本文提出了一种大功率车载充电机，车载充电机由前后两级组成，该电路前级拓扑结构为三相六开关 APFC 结构，后级选用全桥 LLC 谐振变换器，充电机可实现宽范围输出，并在全负载范围内都可实现功率开关管的软开关过程，同时拥有较高的功率因数和转换效率。

本文分别研究了充电机前后级各种拓扑电路的工作原理和特点，说明了各自所存在的弊端，进而引出所采用的拓扑电路，其具有输出电压范围更宽、整体效率更高等优点。本文介绍了电动汽车各种充电方式的优缺点和电动汽车的充电过程，分别对前后级电路的主要参数和相关控制电路进行了设计。最后重点研究了车载充电机的相关嵌入式软件策略，如状态机、故障检测、CAN 通信和控制策略等。

本文中所设计的车载充电机为输入电压范围为 AC187V~253V，输出电压范围为 DC280V~420V，最大输出功率为 10kW，经对前后级的仿真和实验波形的分析进一步证实了理论的正确性。

关键词 电动汽车；车载充电机；嵌入式软件；三相功率因数校正；LLC 谐振变换器

Research on 10kW On-board Charger and Its Software Strategy

Abstract

With the continuous development of industrial production and the continuous improvement of people's living standards, more and more families choose automobiles as their necessities. However, because of the use of fossil energy, traditional automobiles emit tail gases which are mainly composed of sulfur dioxide, nitrogen oxides, carbon monoxide, lead and solid suspended particles, which cause serious pollution to the environment and seriously affect the sustainable development of society. Under this background, compared with fuel vehicles, electric vehicles have the advantages of low noise and zero emission, which can alleviate the problems of life, environment and resources, and become the main development object of new energy vehicles.

For the battery charging system of new energy vehicles, a high-power on-board charger is proposed in this paper. The on-board charger consists of front and rear two stages. The front-stage topology of the circuit is three-phase six-switch APFC structure. The rear-stage uses full-bridge LLC resonant converter. The charger can realize the soft switching process of power switch in the full load range, and has high power factor and conversion efficiency.

In this paper, the working principles and characteristics of various topological circuits in front and back stages of chargers are studied respectively, and their respective disadvantages are explained. Then the advantages of the final topological circuit for wide range output and high efficiency are introduced. The advantages and disadvantages of on-board charging modes of electric vehicles and electric power are introduced. The main parameters of the front and rear circuit and the related control circuit are designed respectively in the charging process of the car. Finally, the embedded software strategy of vehicle charger is studied, such as state machine, fault detection, CAN communication and control strategy.

The on-board charger designed in this paper is a high-power vehicle charger with input voltage range of AC187V~253V, output voltage range of DC280V~420V and maximum output power of 10kW. The correctness of the theory is verified by the simulation and experimental waveforms of the front and back stages.

Keywords electric vehicle, on-board charger, embedded software, three-phase power factor correction, LLC resonant converter

目 录

摘 要.....	I
Abstract.....	II
第 1 章 绪 论.....	1
1.1 课题背景及意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	2
1.2.1 电动汽车的国内外发展现状.....	2
1.2.2 车载充电机的国内外发展现状.....	3
1.3 课题主要研究内容.....	6
第 2 章 车载充电机总体结构设计.....	7
2.1 电动汽车充电系统.....	7
2.1.1 充电系统结构及充电过程分析.....	7
2.1.2 电动汽车充电模式分析.....	9
2.2 车载充电机拓扑结构设计方案.....	10
2.2.1 车载充电机技术指标.....	10
2.2.2 前级 PFC 电路拓扑.....	11
2.2.3 后级 DC/DC 电路拓扑.....	13
2.2.4 车载充电机整体结构.....	14
2.3 本章小结.....	15
第 3 章 车载充电机硬件设计.....	16
3.1 PFC 电路设计.....	16
3.1.1 PFC 电路的工作原理.....	16
3.1.2 PFC 电路参数设计.....	18
3.2 LLC 电路设计.....	20
3.2.1 LLC 电路的工作原理.....	20
3.2.2 LLC 电路参数设计.....	21
3.3 控制电路设计.....	24
3.3.1 芯片介绍.....	24
3.3.2 控制导引电路设计.....	25
3.3.3 CAN 通信电路设计.....	26
3.3.4 唤醒电路设计.....	27
3.3.5 温度检测电路设计.....	28
3.4 本章小结.....	28
第 4 章 车载充电机软件设计.....	29

4.1 软件结构和功能设计	29
4.2 状态机设计	30
4.3 故障检测软件设计	31
4.4 CAN 通信软件设计	34
4.5 唤醒休眠软件策略	36
4.6 控制策略	37
4.6.1 三相 PFC 电路的控制策略	38
4.6.2 LLC 电路的控制策略	40
4.7 本章小结	40
第 5 章 车载充电机的仿真与实验结果分析	42
5.1 车载充电机的仿真分析	42
5.1.1 前级 PFC 仿真模型	42
5.1.2 前级 PFC 仿真结果分析	43
5.1.3 后级 LLC 仿真模型	44
5.1.4 后级 LLC 仿真结果分析	45
5.2 车载充电机实验结果与分析	47
5.2.1 实验测试平台介绍	47
5.2.2 前级 PFC 主要波形分析	47
5.2.3 后级 LLC 主要波形分析	48
5.2.4 充电机效率验证	50
5.2.5 Bus-off 与唤醒实验验证	50
5.3 本章小结	53
结 论	54
参考文献	55
攻读硕士学位期间发表的学术论文及获得成果	59
致 谢	60

第1章 绪论

1.1 课题背景及意义

随着当今世界工业生产的持续发展、人们生活水平的不断提高，越来越多的环境问题逐渐暴露，雾霾、酸雨以及空气质量的恶化严重威胁了人们的身体健康^[1]。同时石油、煤炭和天然气等化石燃料的大量消耗也导致我国面对着严峻的能源危机。因此能源短缺和环境污染不可避免的成为了现今社会亟待解决的问题^[2]。

汽车自其问世以来已经逐渐成为人们在生产生活中不可或缺的交通工具，然而，传统汽车因使用化石能源会排放出以二氧化硫、氮氧化物、一氧化碳、铅和固体悬浮颗粒等污染物为主要成分的尾气，对环境造成了严重的污染，严重影响社会的可持续性发展^[3]。在该背景下，国家推进了对新能源电动汽车行业的研发进程，并且推出了一系列购车补贴政策，这使得近几年电动汽车行业得到了大幅发展，越来越多的新能源车企如蔚来、长安新能源、车和家、小鹏等如雨后春笋般冒出。

对于电动汽车来说，其拥有三大核心部件，分别是：（1）动力电池总成：即电池组和电池管理系统(Battery Manage System, BMS)；（2）电机总成：电机和电机控制器；（3）高压电控总成：包括车载充电机(On-Board Charger, OBC)、车载 DC/DC 模块等^[4]。电池组作为整个汽车的动力来源，如何高效、快速的为电动汽车充电成为提升电动汽车产业飞快发展的重中之重。

目前，电动汽车的充电方式分为以下三种：

（1）直流充电：即平常所说的快充，这种充电方式高效快速，通常充电 30 分钟即可为动力电池提供百分之八十的电量。由直流充电桩直接与动力电池相连，不需要充电机的参与^[5]。

（2）交流充电：即平常所说的慢充，由交流充电桩和车载充电机组成，使用电动汽车内部的充电机，充电机对外输入端连接至交流充电桩，对内输出端连接至动力电池组，起到能量转换的作用。

（3）更换汽车电池：更换汽车电池的方式目前仅在电动公交汽车中采用。

（4）无线充电：无线充电的技术原理是电磁感应。又可分为动态无线充电和停车无线充电两种，前者是指在城市的部分道路上铺设无线充电装置，以便

电动汽车在形式中即可补充电能，后者是指在指定位置安装无线充电装置，在停车时对汽车进行充电。

对于以上四种方式，直流充电虽然具有充电速度快的优点，但由于目前电池技术仍存在不足和局限性，导致频繁的直流充电会加大电池的损耗，缩短电池的使用寿命，在充电过程中对安全性的要求较高。无线充电技术具备安全度高、使用方便等优点，但无线充电的缺点也是相当明显的，无线充电的能量转换效率低、建设成本高等问题是不能忽视的，因此这种技术目前还不能大规模的投入使用。而交流充电这种方式的电流和功率都比较低，具有充电安全的优势，同时对电网以及电池寿命的影响也比较小，因此除部分国内车企在交流充电的同时兼具直流充电的功能外，多数国内汽车厂商会首选交流充电的方式^[6, 7]。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 电动汽车的国内外发展现状

随着资源匮乏和环境严重污染，新能源汽车的发展受到世界各国政府重视，发布相关的政策进行扶持，新能源汽车在欧洲、美国和日本等发达国家得到快速的发展，电动汽车的全球产销量正在逐年提高。据统计，在 2017 年全球电动汽车的总销量约为 333 万辆，相较于 2016 年增长了 68.7 万辆，达到了 26.0% 的增幅。其中，中国、日本、欧洲和美国这四个国家和地区对全球电动汽车销量增长的贡献率最大^[8]。

日本作为最早研发生产新能源汽车的国家之一，其传统混合动力汽车拥有先进技术，同时销量占据了汽车销量的两成左右。近年来，日本的产业重点已经逐渐向纯电动汽车和插电式混合动力汽车方向转变。日本预计在 2020 年将纯电动汽车与混合动力乘用车的销售比例提升至整体乘用车的 50%。

一些以英国、法国、瑞典、德国为代表的欧洲国家，一直倡导注重技术领先和零污染的纯电动汽车理念。着重推广如新能源汽车节能环保的车型，同时也实施了相关的购买优惠政策来促进新能源汽车的普及。不止如此，欧洲还尝试在不同场所提供不同的充电方式、布置不同的充电设施。这种因地制宜、协调发展的推广方式值得借鉴^[9, 10]。

美国因其较早进入电动汽车领域，使得美国的拥有了较为成熟并在世界处于领先地位的技术。近几年，美国自主品牌特斯拉表现非常抢眼，是当前市场上群众认可度非常高、颇受追捧的纯电动汽车品牌^[11]。2015 年特斯拉在美国的

销售量就已经超越了日产 Leaf，成为当年美国纯电动汽车销量排行榜的榜首。甚至到了 2017 年年底，特斯拉系列车型在美国的销售总量占比超过了 60%。

近几年，我国大力支持和鼓励汽车企业、汽车零部件供应商企业、各大高校以及研究院进行新能源汽车的研发，新增了许多新能源汽车生产企业，如蔚来、小鹏、云度、车和家等，很多传统能源汽车企业也增加了新能源汽车子公司开始布局新能源汽车业务，如重庆长安新能源、北汽新能源、奇瑞新能源等。以车载充电机、车载 DC/DC、电驱电控、动力电池等为主要业务的汽车零部件供应商大量涌出。各汽车领域企业在国家的号召下，在市场需求与竞争下不断提高自身的技术水平并且不断创新，加快推进电动汽车产业化进程。同时在国家财政补贴、双积分、新能源汽车号牌不限行等众多政策的推动下，国内电动汽车年产能不断扩大，产销量出现爆发式增长，根据预测，在 2020 年我国新能源汽车的销量将超多 200 万辆^[12,13]。

汽车电动化显然已经是未来世界汽车工业转型的方向，全球许多国家均已出台了新能源汽车的政策，旨在大力发展新能源汽车，新能源汽车在全球范围内已是一派欣欣向荣的景象^[14]。我国作为汽车消费大国，必定会努力推进电动汽车的研发和普及，紧紧跟进全球汽车产业变化的方向，加快发展势头进一步提高电动汽车性能，早日实现弯道超车。

目前国内公司推出的电动汽车的车型如表 1-1 所示。

表 1-1 国内电动汽车
Table 1-1 Domestic electric vehicle

汽车厂商	车 型	汽车厂商	车 型
上汽	E50-EV E1-EV	丰田	I-EV5
吉利	EC7 D2	本田	EV
比亚迪	E6	马自达	EV-200 E150
奇瑞	S18 QQ3-EV	博洛雷	EJ02 E30-EV
力帆	620-EV	现代	B11-EV

1.2.2 车载充电机的国内外发展现状

车载充电机在国外起步较早，从上世纪 70 年代，国外一些国家就已经开始了对蓄电池快速充电技术的研究，最早充电机是以非隔离型拓扑为主，这种直接与网侧电流相连的方式导致了在充电过程中易发生危险对人身安全产生危害。经过多年研究，国外已经在充电机领域取得了很好的成就，已经实现了由功能单一、操作繁琐的充电设备向小型化、智能化的转变^[15,16]。

国内由于起步相对较晚对充电机的研究要大幅度落后于国外发达国家。我国为推动电动汽车行业的发展，制订了一系列的相关政策和标准。许多大型企业和高校已经或即将投入资源到充电机的技术研发中，其中一些已经取得了较大进展。在充电机行业中，许多大公司已经着手研发先进的、和国外同步接轨的充电机，如汇川获得了和德国大众合作的机会，在大众的新能源汽车中使用汇川研发的充电机，同时和瑞士 Brusa 公司达成战略合作关系。也有许多小公司异军突起，成为国内充电机电源行业的销量龙头。

1. 充电机的分类

充电机按照不同划分方式有多种类型：若按照充电连接方式划分，则有传导式和感应式两种，其中感应式充电机是指通过无线充电的方式为车辆提供电能；按照输入电压类型，可划分为交流充电机和直流充电机，两种充电机分别对应慢充和快充两种充电方式；按照能量传递的方向划分，可将充电机分为能量单向传输充电机和能量双向传输充电机，其中双向传输充电机是指能够通过充电机将动力电池中的电能转化为 220V 交流电，可供人们野外聚餐用电或为其他车辆充电。按照充电机的位置，可分为车载充电机和非车载充电机两种。以下以此为区分介绍这两种充电机^[17]。

（1）非车载充电机

非车载充电机一般在城市的固定位置如商场、办公楼、居民区等的停车场内，还有的非车载充电机会安装在较大规模的充电站内。通常非车载充电机是以直流充电桩的形式将电能传输给电动汽车电池组，这种充电机多采用的是多机并联的结构形式，以满足快速充电的目的。这种充电方式是目前充电速度最快的方式，但是由于目前不同的电动汽车动力电池对充电要求和性能不完全相同，这使得非车载充电机受到了极大限制，对其设计研发工作也造成了极大的不利。

（2）车载充电机

车载充电机是指固定在电动汽车上的充电机，其主要任务是将来自充电桩或家庭用电的交流电转化为电动汽车电池组需求的直流电，因其固定在电动汽车上，所以车载充电机的参数是与电动汽车电池相配套的，只需要按照电池管理系统需求的电压电流来供给输出并限制上下限。同时也因为车载充电机安装在汽车固定位置，车载充电机除要提供充电功能外，还应满足小型化、轻量化、高可靠性、高效率的要求。

2. 车载充电机拓扑结构的研究现状

充电机通常是由前级 PFC 和后级 DC/DC 部分组成。前级 PFC 有两个功能，一是进行功率因数校正，减少对电网侧产生的谐波污染；二是输出稳定的高电压，为 DC/DC 部分提供稳定的输入电压^[18]。人们最早是通过电感和电容组合的无源电路实现功率因数校正的目的，但是这种电路只能起到有限的作用，后来随着开关变化技术和功率半导体器件的发展，诞生了有源功率因数校正(Active Power Factor Correction, APFC)的技术，有源功率因数校正方法具有体积小、结构简单、控制方便且能够使功率因数接近于 1 等优点。单相 APFC 技术起步较早，已经有了相当成熟的技术，大多用在低功率的场合，三相 APFC 在大功率场合中有很重要的应用，由于其起步较晚，三相 APFC 技术仍有很大的研究空间，因此，在大功率车载充电机中研究三相功率因数校正技术是非常有必要的^[19]。三相 APFC 电路经多年发展已经产生了许多较为典型的应用电路，如三相单开关 APFC 电路，电路中只有一个功率开关管，这种电路因不能单独控制每相输入电流的关系，导致电路中仍然会存在较大的输入电流畸变。三相六开关 APFC 电路采用全控型开关器件，电路如图 1-1 所示，它的基本原理是，对输入端的电压和电流波形的进行检测，然后控制六个功率开关管的通断使得输入电流保持与输入电压的相位相同，同时输入电流的波形接近正弦波，最终达到功率因数校正的目的。这种拓扑对功率开关管的耐压值要求较高，因此通常多选用 IGBT 作为开关管^[20]。

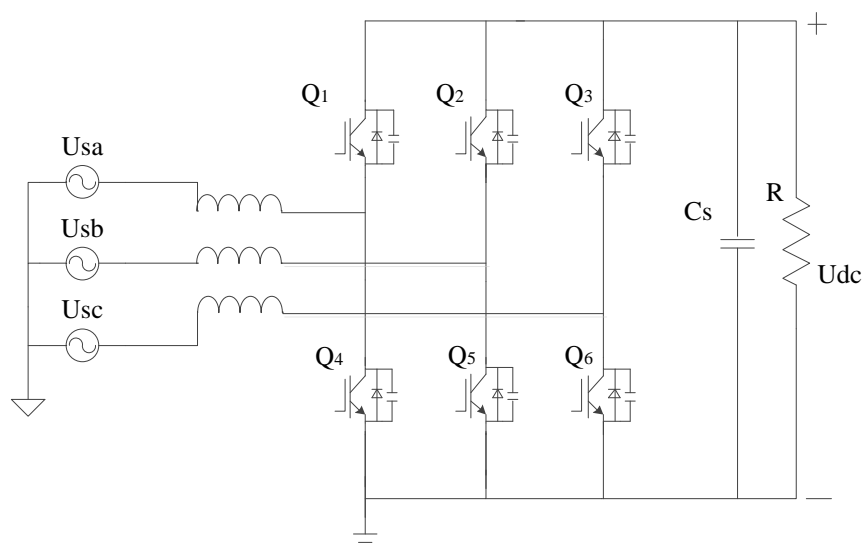


图 1-1 三相六开关 APFC 电路

Fig. 1-1 The circuit of three-phase six-switch APFC

后级 DC/DC 部分主要负责完成输出宽范围电压,作为充电机的核心部分之一,一般对该部分的要求是它的体积必须尽量小以减小整个充电机模块的体积和质量。最常用手段是提高工作开关频率来减小储能元件的尺寸进而大幅有效地减小充电机的体积,然后高频化也会带来弊端,随着开关频率的提高,同时也会大大增加电路中功率开关管的开关损耗,导致充电机模块温度升高降低充电效率。因此后级电路通常会引用软开关技术来降低开关损耗,常见的拓扑有:移相全桥 PWM ZVS 准谐振变换器、零开关 PWM 变换器和全谐振变换器等。上世纪九十年代,研究学者们提出了 LLC 谐振变换器,在全部开关过程中都工作在谐振状态,利用谐振的作用避免了开关管在工作过程中电压和电流的重叠,解决了开关损耗的问题,并且具有宽范围电压输出、灵活度大等优势^[21]。因此本文选用 LLC 谐振变换器作为充电机的后级变换器。

1.3 课题主要研究内容

本文以电动汽车车载充电机为研究对象,首先研究在电动汽车系统中车载充电机的总体性能特点和工作模式,确定了所研究的车载充电机的参数、前后级拓扑结构和控制策略。接着对充电机模块的前级三相六开关 APFC 电路和后级全桥 LLC 谐振变换器进行了研究,并对其电路和控制策略进行了分析和设计。

基于以上研究,本文的主要工作如下:

(1) 研究电动汽车的充电系统结构和充电过程,对充电系统结构中各个模块功能做了简单介绍,对电动汽车的充电过程进行详细分析。对比充电机的几种充电模式的优缺点。确立充电机的性能指标,根据性能指标讨论充电机前后级的拓扑结构和控制策略,给出充电机的整体电路拓扑结构和充电机的结构框图。

(2) 进行车载充电机的前级三相 PFC 和后级 DC/DC 功率电路的参数计算,对充电机的电路结构和芯片做了介绍,同时对充电机的控制导引电路、唤醒电路、CAN 通信电路和温度检测电路进行设计。

(3) 针对车载充电机软件部分进行设计,设计软件整体结构和功能,同时在此基础上对软件的状态机、故障检测、CAN 通信、唤醒休眠策略和控制策略等进行分析设计。

(4) 利用 Simulink 搭建车载充电机系统的仿真模型,基于仿真模型搭建实验测试平台,对仿真结果和试验样机进行测试。分析测试结果,验证所采用的设计方法的有效性。

第2章 车载充电机总体结构设计

车载充电机是固定在电动汽车上的装置，是用于电动汽车为动力电池充电环节的重要装置。在以电动汽车充电系统为前提下，对车载充电机的性能进行研究是非常有必要的。本章研究了电动汽车的结构和充电过程和车载充电机的工作模式，确定了一种大功率车载充电机的性能指标，接下来对车载充电机的拓扑结构和控制策略进行了讨论。本章最后给出了车载充电机的整体结构。

2.1 电动汽车充电系统

2.1.1 充电系统结构及充电过程分析

电动汽车的充电系统包括车载充电机、高压动力电池、电池管理系统、整车控制器(Vehicle Control Unit, VCU)和充电桩五个部分。电动汽车进行充电时，当充电枪插入电动汽车的充电接口后，并不是直接供给动力电池能量，而是先检测来自充电桩的信号以判断最大可输入电流，然后完成与 BMS 和 VCU 完成充电前的信息交互，最后进行充电，充电过程中，充电机始终保持与 BMS 和 VCU 的相互通信^[22]。

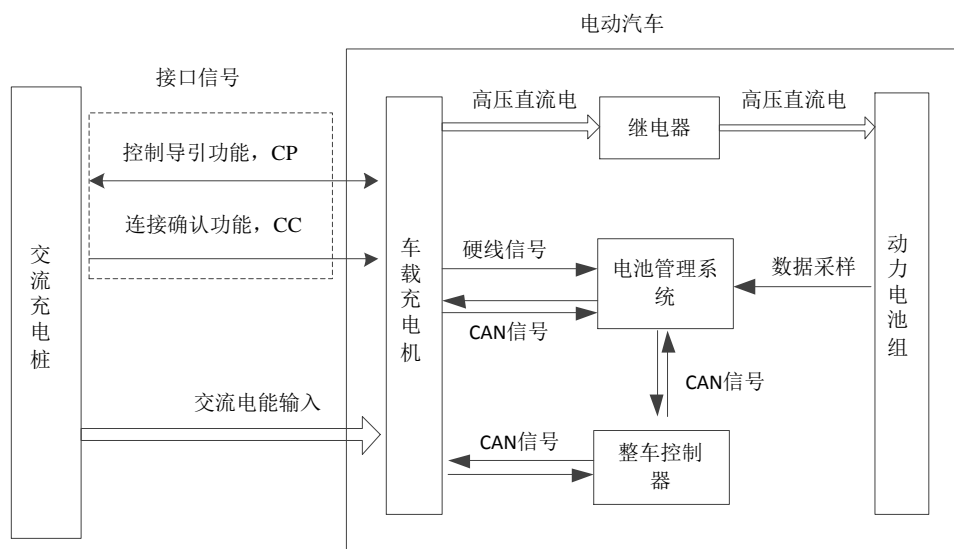


图 2-1 电动汽车充电系统结构

Fig. 2-1 EV charging system structure

图 2-1 所示为电动汽车充电系统结构图。根据 GB/T18487.1-2015 电动汽车传导充电系统的通用要求，充电枪内有连接确认功能(Connection Confirm Function, CC)信号线和控制导引功能(Control Pilot Function, CP)信号线两个低压信号，若充电时车辆处于 OFF 档状态，OBC 可被这两个信号唤醒。CC 和 CP 两个信号分别反映充电桩线缆能承受的最大交流电流和充电桩可输出的最大交流电流。车辆处于 OFF 档时，可由来自 OBC 的硬线信号唤醒，在 ON 档时不需由 OBC 唤醒。BMS 在充电过程中负责检查电池电压、电池荷电状态等信息，再结合通过 CAN 总线接收来自 OBC 的信息，判断充电桩所能输出的最大功率，然后通过 CAN 总线向 OBC 发送请求信息，如请求充电状态、请求电压电流等指令。OBC 根据 BMS 所请求的信息实时动态输出相应的电压电流，并实时反馈充电机输出电压、电流、故障信息等。在少数新能源车型中，会将 BMS 或 OBC 的部分职能转移给 VCU 处理^[23,24]。

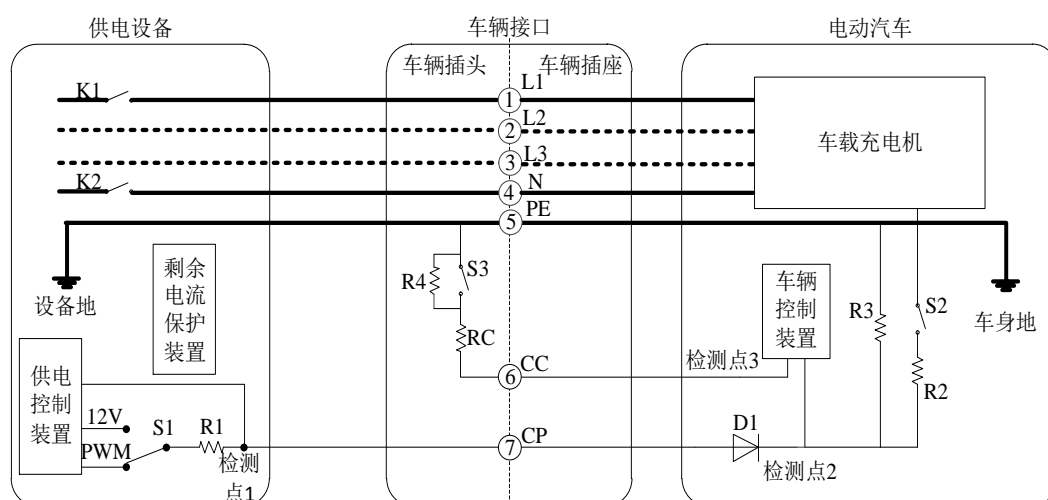


图 2-2 车载充电机输入控制引导电路

Fig. 2-2 On-Board Charger Input control pilot circuit

如图 2-2 所示为典型车载充电机输入控制导引电路原理图。S1 是供电设备内部开关，S2 是电动汽车内部开关，S3 是充电枪内部按钮开关，通常为闭合状态。通常车辆控制装置和 S2 开关都内置在车载充电机中，充电机完成检测 CC 和 CP 信号的工作，供电设备通常为固定在某一地点的充电桩或车辆配备的可供家庭充电的充电装置，车辆插头指交流充电桩的充电枪，车辆插座为固定在车辆上的充电接口，电动汽车充电具体连接过程如下：

(1) 当充电枪与车辆插座插合后,车辆会自动启动互锁或其他控制措施限制车辆行驶,使车辆处于不可行驶状态。

(2) 充电机测量检测点3与PE之间的电阻值来判断充电枪是否与车辆插座完全连接,未连接时S3开关为闭合状态,CC为未连接状态,此时充电机检测点3和PE间的电阻阻值 R_{cc} 为无限大;半连接时,S3开关为断开状态,CC状态为已连接, R_{cc} 的阻值为 R_4+R_C ;完全连接时,S3开关恢复闭合状态, R_{cc} 阻值为 R_C 。

(3) 当充电枪完全和车辆插座连接后,如果车辆配有电子锁,电子锁应在此时开始供电,锁定充电枪并在整个充电过程中保持锁定。S1开关会由12V切换至PWM,供电装置向车辆发出PWM(CP)信号,车辆通过检测点2处CP信号的变化状态闭合S2开关,当S2开关闭合后,PWM信号电压会由原来的9V跌落至6V,供电设备检测到PWM电压变化后,向车辆输出交流电。检测点3与PE之间的电阻值用于判断供电设备线缆的额定容量,检测点2的CP信号占空比用于判断供电设备的最大可供电能力。充电机通过对充电机最大允许输入电流、线缆的额定容量和供电设备的最大可供电能力进行比较,将最小值设定为充电机当前最大可输入电流,之后对车辆开始充电。

(4) 充电机输出端的慢充继电器闭合,开始为动力电池充电,在充电过程中,充电机周期性检测是否与充电枪处于正确连接状态,同时检测CP信号的占空比,实时调整输出功率,当达到车辆充电结束条件或发生故障被下达停止充电指令后,充电机首先断开S2开关,CP信号电压变回9V,之后供电设备切断交流电,充电机停止充电,充电结束^[25]。

2.1.2 电动汽车充电模式分析

电动汽车的充电模式影响着动力电池的充电效率、电池的使用寿命,常规的充电方式有:恒流充电、恒压充电和恒流恒压充电^[26]。

(1) 恒流充电

如图2-3(a)所示,在恒流充电模式中,充电电流保持恒定值,由于在充电时动力电池的内阻呈逐渐增加状态,动力电池的电压也随之增加,当充电电压达到设定值电压时则停止充电。恒流充电模式的控制方式较容易,但是为避免充电电流大于电池所能接受的最大电流,会将实际充电电流限制在电池允许范围内,这就导致了充电时间的延长。

(2) 恒压充电

如图 2-3(b)所示,在恒压充电模式中,充电电压保持恒定值,充电电流随充电时间的增加缓慢减小直至减小至设定值时停止充电,恒压充电模式能够有效的避免过充,造成电池的损伤,但是在充电开始阶段,动力电池的内阻还处于一个较小的阶段,会造成较大的电池电流,影响电池寿命。

(3) 阶段性充电

如图 2-3(c)所示,阶段性充电是在充电开始阶段进行恒流充电,使动力电池的电压逐渐升高,直至升高至一定值,之后转换成恒压充电,在此阶段充电电流缓慢减小到设定值后停止,最后进行涓流充电^[27]。先恒流再恒压的充电方式有效避免了恒流模式中充电时间过长和恒压模式中前期产生较大电流的问题,最后的涓流充电是在恒流恒压充电结束后对动力电池进行恒压小电流充电,这种充电方式能够保持电池容量不变,延长电池的使用期限。

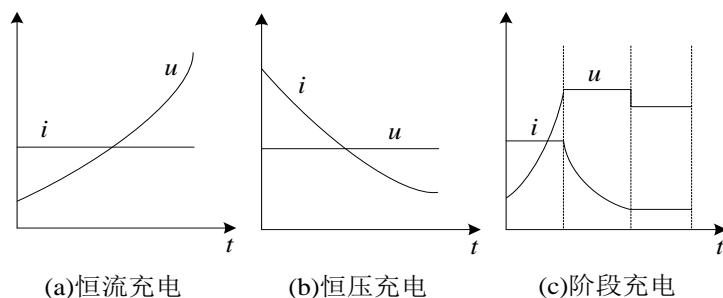


图 2-3 充电方式

Fig. 2-3 Charging mode

2.2 车载充电机拓扑结构设计方案

2.2.1 车载充电机技术指标

车载充电机的技术指标反映了其性能的优劣,也是设计充电机时的一个重要参考依据。本文参考当前国内充电机技术的现状和市场对大功率车载充电机的需求,设计一款输出功率为 10kW 的大功率车载充电机,充电机的主要技术指标如表 2-1 所示:

表 2-1 车载充电机的技术指标

Table 2-1 Technical specificities of OBC

性能指标	参数
额定输入相电压 (V)	220 \pm 15%

续表(2-1)

输入频率范围 (Hz)	45~55
输入功率因数	≥ 0.95
输出功率 (kW)	10
额定输出电压 (V)	350
输出电压范围 (V)	280~420
输出电压纹波范围	$\pm 2\%$
效率 (满载)	$\geq 95\%$

2.2.2 前级 PFC 电路拓扑

对于三相 PFC 电路,其拓扑结构和控制方法都比单相 PFC 电路要复杂的多,常见的三相 PFC 拓扑有:三相单开关 PFC 电路、三相双开关 PFC 电路、三相三开关 PFC 电路、三相六开关 PFC 电路等^[28]。本文列举并分析了几种典型的三相 PFC 电路拓扑,最终选定三相六开关 PFC 电路作为充电机的前级拓扑结构。

(1) 三相单开关 PFC 电路

三相单开关 PFC 电路如图 2-4 所示,电路采用六个整流二极管和一个功率开关管,这是三相 PFC 电路中最简单的一种电路,多用于小功率场合,但因为这种电路采用恒频固定占空比的控制策略,导致电路中输入电流有较大畸变,变换器只能工作于断流模式 (DCM),若提高电路的输出电压,则可以改善输入电流的畸变,但是随着输出电压的升高,会对开关管的开关应力产生影响,因此这种电路只适用于小功率且对输入电流畸变要求较小的场合^[29]。

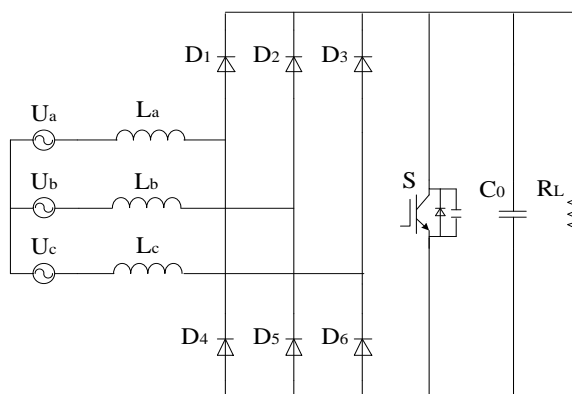


图 2-4 三相单开关 PFC 电路

Fig. 2-4 The circuit of three-phase single switch PFC

(2) 三相双开关 PFC 电路

图 2-5 为三相双开关 PFC 电路图，它的特点是，当电路工作时，处于最高相的电感和另两相的充放电时间是错开的，这样可以使电感在开始放电的时间里输出电压能够全部参与放电过程，缩短电感的放电时间，减小输入电流的畸变，该电路的缺点是电路工作在 DCM 模式下，谐波失真严重。

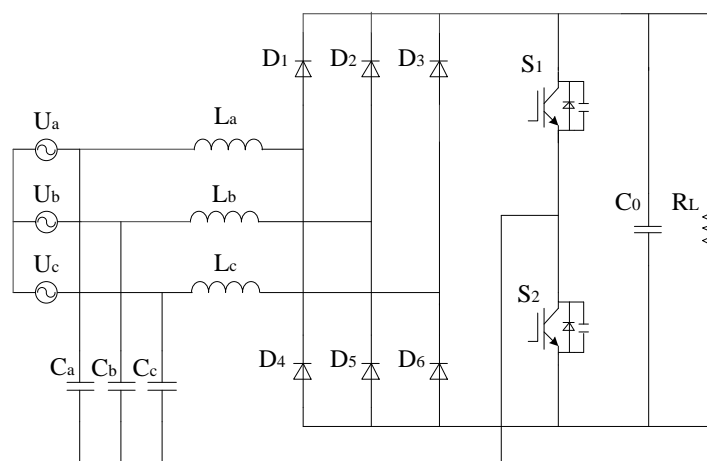


图 2-5 三相双开关 PFC 电路

Fig. 2-5 The circuit of three-phase double switch PFC

(3) 三相三开关 PFC 电路

图 2-6 是三相三开关三电平 PFC 电路，M 点电压近似与电网中点处的电压相等，因此可通过双向开关 S_1 、 S_2 、 S_3 控制相应相位上的输入电流，简化控制，开关器件可选择开关频率较低的器件降低成本，但是这种控制方法仍有较大的谐波畸变，交流测的电感取值也较大^[30]。

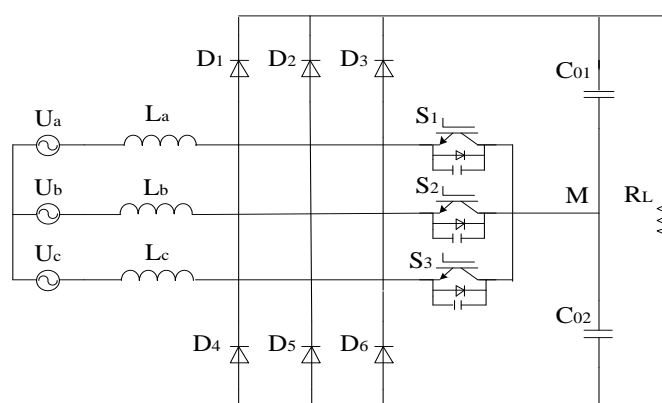


图 2-6 三相三开关 PFC 电路

Fig. 2-6 The circuit of three-phase three-switch PFC

(4) 三相六开关 PFC 电路

图 2-7 是三相六开关电路原理图,三相六开关 PFC 电路实际上是一个 PWM 整流电路,通常采用六个全控型器件,可以实现能量的双向流动,适用于功率较高的场合^[31]。其基本原理是:通过对交流输入端的电压和电流波形的检测来控制功率开关管的通断,使得输入电流的波形与输入电压保持同相位,进而减小输入电流的总谐波畸变,消除大部分的谐波,提高功率因数。对三相六开关 PFC 电路,多采用 SVPWM 控制方法。SVPWM 是一种较为先进又复杂的控制方法,在现在的控制方法中,是效果最好的一种方法,因此本文采用三相六开关电路作为前级的拓扑,选用 SVPWM 控制方法作为前级电路的控制方法。

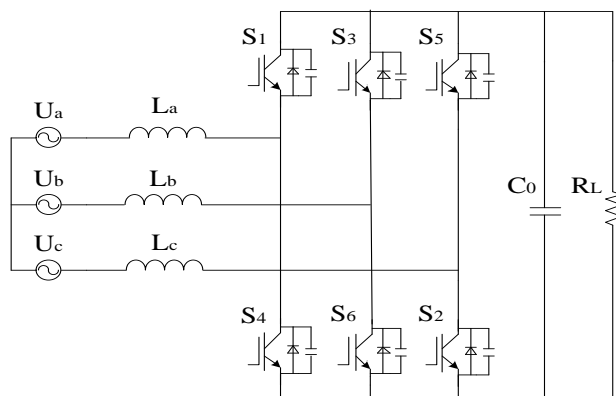


图 2-7 三相六开关 PFC 电路

Fig. 2-7 The circuit of three-phase six-switch PFC

2.2.3 后级 DC/DC 电路拓扑

DC/DC 部分作为车载充电机的核心单元之一,DC/DC 需要根据 BMS 的指令信息及时调整输出电压和输出模式,为提高功率密度、减小充电机的体积,DC/DC 应工作在高频开关状态,并通过采用软开关的方法来减小因升高开关频率而增加的开关损耗,提高充电效率。

LLC 谐振变换器是 1984 年研究学者提出的,利用 LLC 电路的谐振作用,避开开关管通断时电压和电流的重叠,实现软开关,大大减小了开关管的开关损耗,使得变换器同时具备高频化和高效率的优势^[32,33]。此外,LLC 谐振变换器还能实现后级的整流二极管实现零电流开通,在 DC/DC 变换器负载变化较大的情况下,有良好的宽范围电压调节性能,LLC 谐振网络内的励磁电感可以用变压器的漏感代替,大大减小电路体积。其通过调节开关频率固定占空比的方

式驱动开关管以达到调节输出电压的目的。因此，本文采用全桥 LLC 谐振变换器作为充电机的后级电路。图 2-8 是全桥 LLC 谐振变换器的电路原理图。

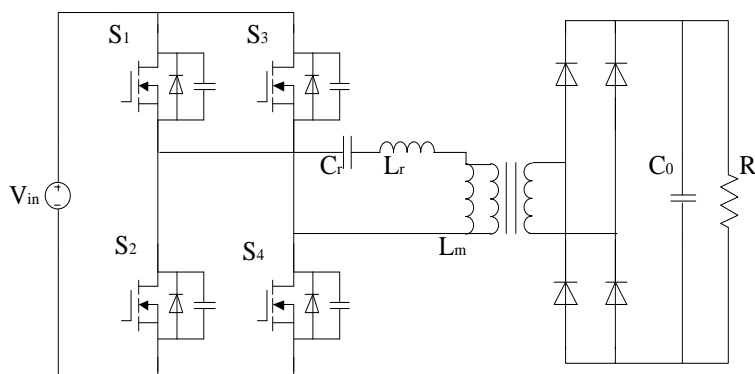
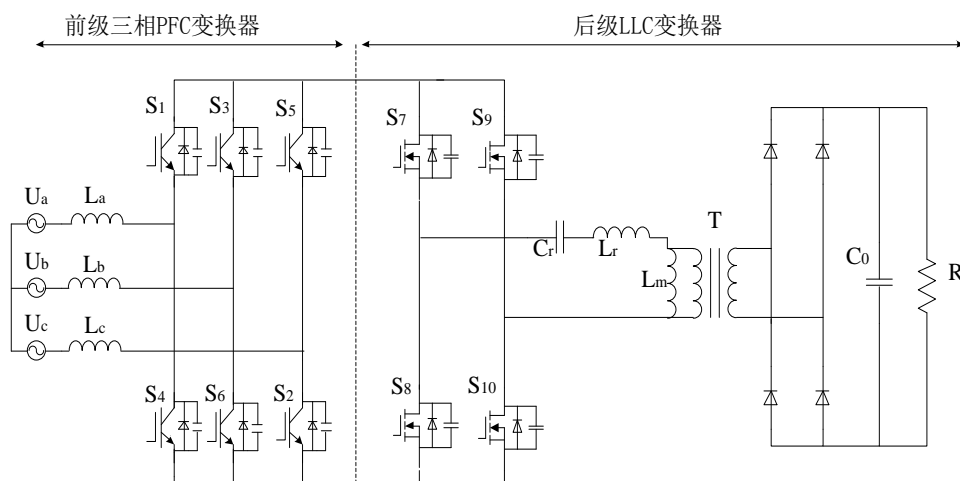


图 2-8 全桥 LLC 谐振电路

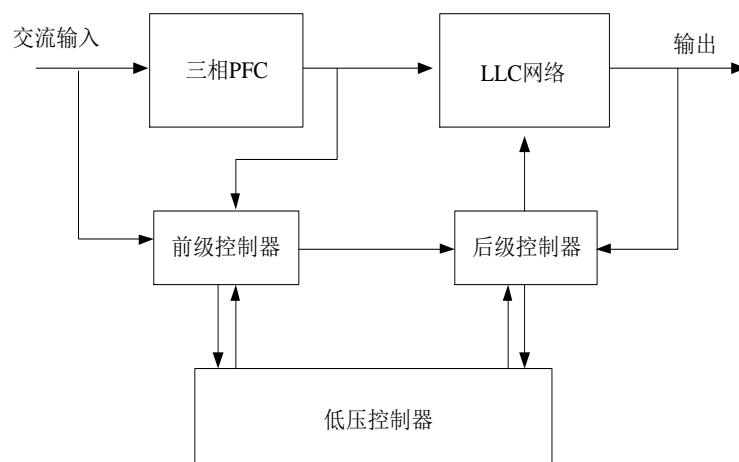
Fig. 2-8 The circuit of full bridge LLC resonant

2.2.4 车载充电机整体结构

根据上文对车载充电机前级和后级电路的分析，能够得到完整的车载充电机的拓扑结构，图 2-9(a)是车载充电机的整体拓扑结构，该结构前级选用三相六开关 PFC 电路，提高功率因数同时为后级提供稳定在 700V 的输入电压，后级选用全桥 LLC 谐振变换器用以输出 280V~400V 的宽范围电压，利用高频软开关技术，降低开关损耗。同时根据车载充电机的功能需求，选用了 3 个不同功能的芯片来实现不同的充电机功能，最终得到的充电机的主要功能结构，如图 2-9(b)所示。



(a)车载充电机拓扑结构



(b)车载充电机功能结构

图 2-9 车载充电机结构图

Fig. 2-9 The structure of on-board charger

2.3 本章小结

本章首先研究了电动汽车的充电系统结构和充电过程进行，对充电系统结构中各个模块功能做了简单介绍，对电动汽车的充电过程进行了详细分析。然后对比了充电机的几种充电模式的优缺点。接下来确立了充电机的性能指标，然后根据性能指标讨论了充电机前后级的拓扑结构和控制策略，最后给出了充电机的整体电路拓扑结构和充电机的结构框图。

第3章 车载充电机硬件设计

为提高车载充电机的整机效率和适应大功率的设计要求，本文研究的车载充电机的前级 PFC 电路采用三相六开关 PFC 电路，后级 DC/DC 部分将采用全桥 LLC 谐振电路，根据方案设计要求选用合适的控制芯片，分别控制充电机的前后级，还选用一个低压芯片用于实现两个控制芯片的信息交互和满足充电机的功能要求。本章分别对上述电路的基本原理和硬件参数进行了分析研究，并对控制电路和功能电路的参数进行了设计。

3.1 PFC 电路设计

3.1.1 PFC 电路的工作原理

图 3-1 是三相六开关 PFC 电路原理图，交流侧三相电源 U_a 、 U_b 、 U_c 为 Y 型接法，六个开关管组成三相桥臂，直流侧电容用于滤波稳压^[34]。三相六开关 PFC 电路本质上可以看作是由三个单相的 Boost 型 PFC 组成，等效电路如图 3-2 所示。

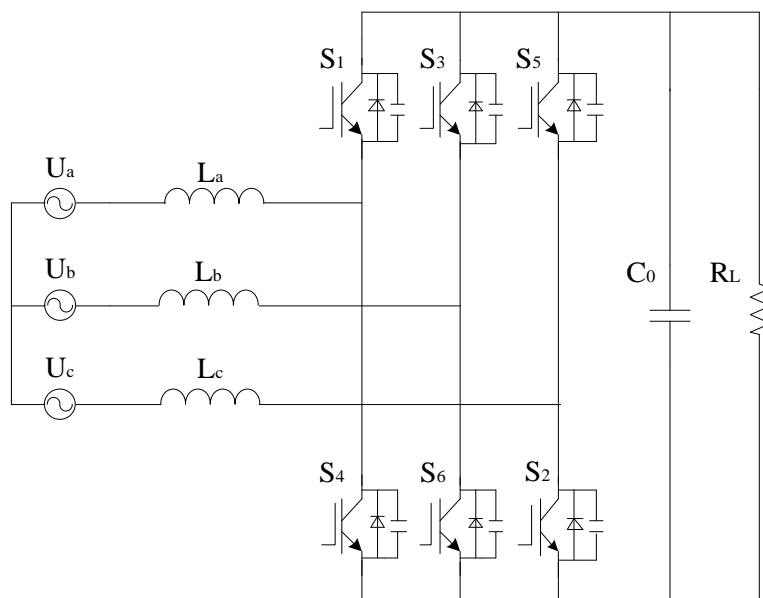


图 3-1 三相六开关 PFC 电路

Fig. 3-1 The circuit of three-phase six-switch PFC

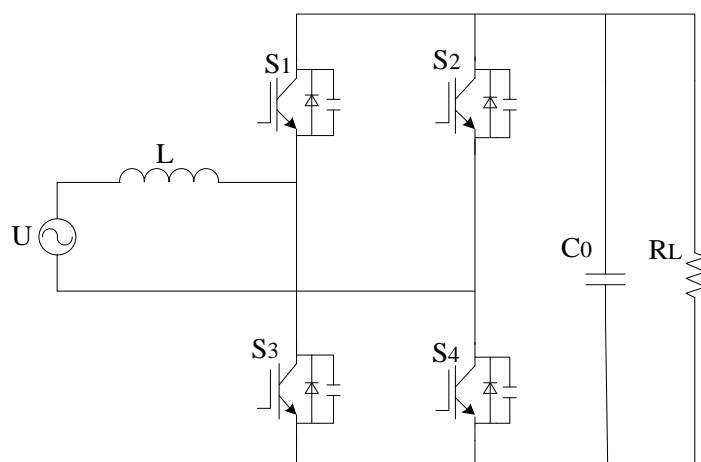


图 3-2 单相 Boost 型 PFC 电路

Fig. 3-2 The circuit of single-phase boost PFC

按照调制波与三角波比较的方式产生的 PWM 信号对图中四个开关管进行控制，这时交流侧会产生一个基波频率和调制波相同且与其幅值成比例的电压 U_{AB} ，除基波分量 U_{AB} 中还含有由高速的开关引起的高速谐波，因为交流侧电感 L 的作用，使得这些高速谐波对输入电流影响很小，如果忽略这些影响，仅考虑基波分量，那么单相 PFC 电路的输入侧和输出侧可以等效成如图 3-3 所示的电路^[35,36]。

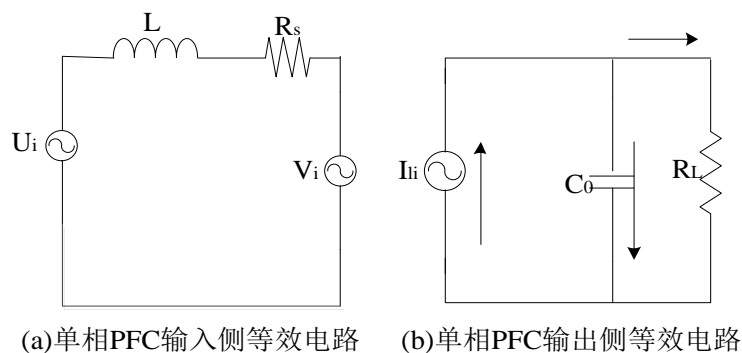


图 3-3 单相 PFC 等效分析电路

Fig. 3-3 The equivalent analysis circuit of single-phase boost PFC

图 3-4(a)为交流侧的等效电压矢量分析图，显而易见只要对交流侧的输入电压 U_i 与整流桥的输入电压 V_i 的夹角 θ 进行调整，使得电阻上的电压平行于 U_i ，这样便能够达到交流电流 I_i 和交流电压 U_i 保持同相位的目，电路工作的单位功率因数条件下，此时电路的等效电压矢量图如图 3-4(b)所示。

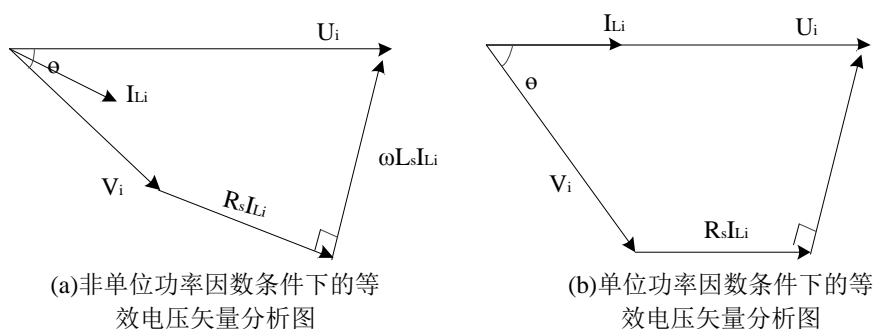


图 3-4 等效电压矢量图

Fig. 3-4 Equivalent voltage vector

3.1.2 PFC 电路参数设计

前级 PFC 电路的参数设计主要包括三个内容：功率开关管的选取、交流侧电感的计算设计和直流侧电容的选取。表 3-1 是三相 PFC 电路的性能指标。

表 3-1 三相 PFC 电路的性能指标

Table 3-1 Performance index of three-phase PFC

性能指标	参数
输入交流电压范围 (V)	$220 \pm 15\%$
额定输入交流电压 (V)	220
直流母线电压 (V)	700
直流母线电压范围 (V)	700 ± 20
开关频率 (Hz)	10k
功率因数	≥ 0.95

(1) 功率开关管的设计

根据表 2-1 确立的参数，有输入电压 $U_i = 220\text{V}$ ， $P_o = 10\text{kW}$ ， $\eta = 0.90$ ，那么输入功率 P_{in} 为：

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{10\text{kW}}{0.9} \approx 11.1\text{kW} \quad (3-1)$$

交流侧输入电流的有效值 I_{in} 为：

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{2U_i} = \frac{11.1\text{kW}}{3 \times 220} = 16.67\text{A} \quad (3-2)$$

可计算出交流侧输入电流的峰值 I_p 为：

$$I_p = \sqrt{2}I_{in} = \sqrt{2} \times 1.667 \approx 23.57A \quad (3-3)$$

在设计电流定额时，考虑到电流含有谐波成分，实际峰值比计算峰值要大，取交流侧电流的设计值为 25A，再考虑 1.5 倍的裕量，得到功率管电流定额为 37A^[37]。功率管所承受的最大电压为直流侧输出电压的峰值，直流侧输出电压为 700V，取 1.5 倍的裕量，最终得到功率管的电压定额为 1050V。

综上所述，通过查阅开关管数据手册，可选取 Infineon 公司生产的型号为 IGC70T120T6RL 的 IGBT 功率开关管，该开关管的耐压值为 1200V，额定电流为 75A。

(2) 交流侧电感的计算设计

交流侧电感在电路中起很大的作用，首先交流侧的电感能够隔离来自电网的电压和主电路的输入电压，其次还能够有效地滤掉来自交流侧的电流谐波，获得良好的电流波形，最后还能够使得电路的控制系统获得良好的阻尼特性，利于控制系统的稳定^[38]。

当输入电压在最小值时的占空比 d 为

$$d = \frac{V_{dc} - \sqrt{2}V_{in-min}}{V_{dc}} = \frac{700 - \sqrt{2} \times 220 \times (1 - 0.15)}{700} = 0.622 \quad (3-4)$$

式中： V_{dc} 为输出直流电压额定值，V； V_{in-min} 为输入电压最小值，V。

由式(3-3)我们知道输入电流的峰值是 23.57A，那么按照纹波系数 λ 为 20% 可以计算出纹波电流 ΔI 为：

$$\Delta I = \lambda I_p = 0.2 \times 23.57 = 4.714A \quad (3-5)$$

则可得三相电感 L 为

$$L = \frac{\sqrt{2}V_{in-min} \times d}{f_s \times \Delta I} \quad (3-6)$$

式中： f_s 为开关管的开关频率，kHz。

在 f_s 取 10kHz 的情况下，可以计算出最终的电感取值为 3.5mH，结合实验仿真，最终 L 取值为 4mH。

(3) 直流侧电容的设计

输出电容 C_0 可以计算为

$$C_0 = \frac{2P_0 \Delta t}{V_{DC-\max}^2 - V_{DC-\min}^2} \quad (3-7)$$

式中： $V_{DC-\max}$ 和 $V_{DC-\min}$ 分别代表 PFC 的最大输出电压和最小输出电压，V。

保持时间为 10ms，再结合实验仿真结果，则可以得到最终的输出电容值为 2000 μ F。

3.2 LLC 电路设计

3.2.1 LLC 电路的工作原理

全桥 LLC 谐振变换器的拓扑如图 3-5 所示，电路主要由逆变部分、谐振腔和整流部分组成，图中四个功率开关管 $S_1 \sim S_4$ 构成逆变部分， $D_1 \sim D_4$ 、 $C_1 \sim C_4$ 分别是开关管的寄生二极管和寄生电容，谐振电容 C_r 、谐振电感 L_r 、励磁电感 L_m 构成了电路的谐振腔，二极管 $D_5 \sim D_8$ 构成了整流电路，T 为主功率变压器。

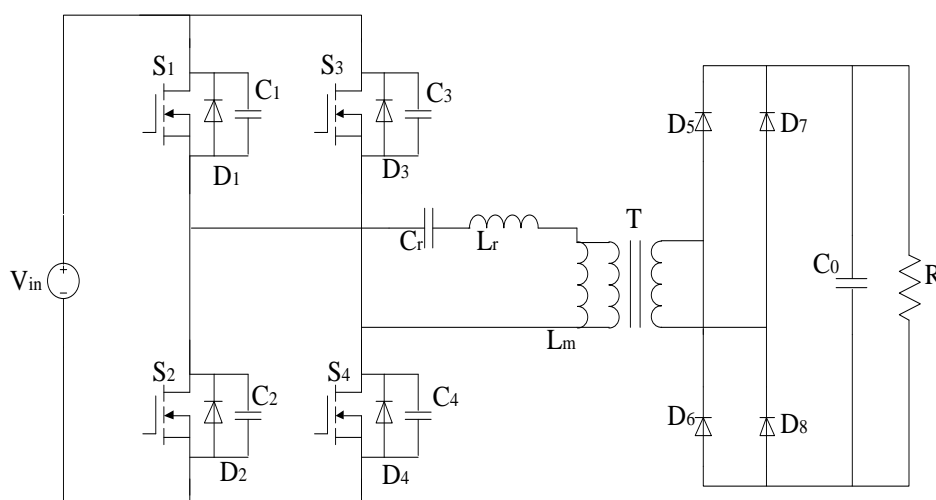


图 3-5 全桥 LLC 谐振电路

Fig. 3-5 The circuit of full bridge LLC resonant

LLC 谐振变换器有两个谐振频率，一个是只有谐振电容 C_r 和谐振电感 L_r 参与谐振的第一谐振频率 f_r ，也称串联谐振频率，第二个是励磁电感 L_m 、谐振电容 C_r 和谐振电感 L_r 一同参与谐振的第二谐振频率，也称串并联谐振频率 f_m [39]。 f_r 和 f_m 的表达式如式(3-8)、(3-9)所示：

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r(C_{r1} + C_{r2})}} \quad (3-8)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)(C_{r1} + C_{r2})}} \quad (3-9)$$

LLC 谐振变换器一般工作在调频模式，即改变开关频率固定占空比来调节输出，LLC 谐振变换器根据开关频率 f_s 的不同有三种工作模式，当 $f_m < f_s < f_r$ 时，变压器参与谐振，并且同步整流电流断续，实现了整流管的 ZCS，基本上整流二极管没有反向恢复。当 $f_s = f_r$ 时，励磁电感不再参与电路的谐振过程，两端被输出电压钳位，该过程谐振腔始终向负载提供能量，功率开关管和整流二极管都可实现 ZCS，没有反向恢复^[40]。当 $f_s \geq f_r$ 时，励磁电感两端电压一直被输出电压钳位，从而不参与谐振过程，同时原边开关网络的功率开关管可实现 ZVS 软开关，但是整流二极管电流连续，软开关功能丢失，寄生二极管在换流时发生反向恢复将有损耗的发生。

3.2.2 LLC 电路参数设计

LLC 谐振变换器的性能指标如表 3-2 所示。

表 3-2 全桥 LLC 谐振变换器的性能指标

Table 3-2 Performance index of full-bridge LLC resonant converter

性能指标	参数
直流母线电压范围 (V)	700±20
额定直流母线电压 (V)	700
额定输出电压 (V)	350
输出电压范围 (V)	280~420
输出电压纹波范围	±2%
串联谐振频率 (Hz)	100k
满载电流 (A)	28.57
谐振电感与励磁电感之比	2.5

(1) 变压器的变比

由对 LLC 谐振变换器的工作原理分析可知，当其工作在谐振频率点时效率最高，因此需将该点设置为谐振变换器的额定工作点，根据该条件，变压器的变比 n 为：

$$n = \frac{V_{DC}}{V_{out} + V_f} = \frac{700}{350 + 1.5} \approx 2 \quad (3-10)$$

式中： V_f 为开关管的管压降，V； V_{out} 为输出电压额定值，V； V_{DC} 为直流母线电压额定值，V。

(2) 最大增益和最小增益

最大增益点 M_{\max} 在输入电压最小且输出电压最大时取得：

$$M_{\max} = \frac{nV_{out-\max}}{V_{DC-\min}} = \frac{2 \times 420}{680} = 1.24 \quad (3-11)$$

式中： $V_{out-\max}$ 为最大输出电压，V； $V_{DC-\min}$ 为 PFC 电路最小输出电压同样是 LLC 谐振变换器的最小直流母线电压，V。

同理，最小增益点 M_{\min} 在输入电压最大且输出电压最小时取得：

$$M_{\min} = \frac{nV_{out-\min}}{V_{DC-\max}} = \frac{2 \times 280}{720} \approx 0.78 \quad (3-12)$$

式中： $V_{out-\min}$ 为最小输出电压，V； $V_{DC-\max}$ 为 PFC 电路最大输出电压同样是 LLC 谐振变换器的最大直流母线电压，V。

(3) 最大工作频率和最小工作频率

图 3-6 是电压增益参数设计示意图，由图 3-6 可知，当品质因数 Q 为 0 即 LLC 变换器处于空载运行状态同时电压增益最小时可获得最大的开关频率，根据计算出的最小增益可得到最大开关频率为

$$f_{s\max} = f_1 \sqrt{\frac{1}{K \frac{M_{\min} - 1}{M_{\min}} + 1}} = 10^5 \times \sqrt{\frac{1}{2.5 \times \frac{0.78 - 1}{0.78} + 1}} \approx 1.84 \times 10^5 \text{ Hz} \quad (3-13)$$

最小开关频率在当最大增益在纯阻性电压增益上时可以获得，根据计算得到的最大增益，可计算出最小开关频率为

$$f_{s\min} = f_1 \sqrt{\frac{1}{K \frac{M_{\max}^2 - 1}{M_{\max}^2} + 1}} = 10^5 \times \sqrt{\frac{1}{2.5 \times \frac{1.24^2 - 1}{1.24^2} + 1}} \approx 7.30 \times 10^4 \text{ Hz} \quad (3-14)$$

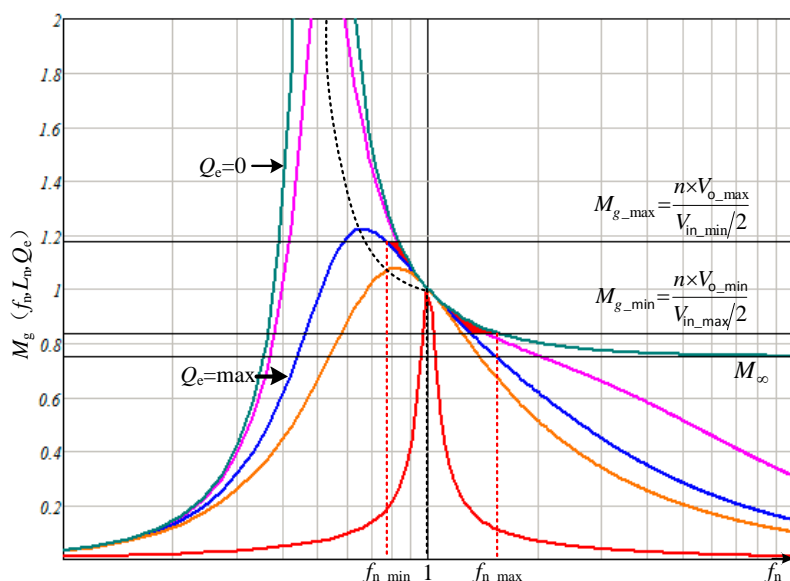


图 3-6 电压增益参数设计示意图

Fig. 3-6 Schematic diagram of voltage gain parameter design

(4) 品质因数 Q

根据所得到的最大增益可得到电路的最大 Q 值

$$Q_{\max} = \frac{1}{KM_{\max}} \sqrt{K + \frac{M_{\max}^2}{M_{\max}^2 - 1}} = \frac{1}{2.5 \times 1.24} \sqrt{2.5 + \frac{1.24^2}{1.24^2 - 1}} \approx 0.747 \quad (3-15)$$

在电路的设计中，为了满足最低增益的要求，需将品质因数 Q 的取值取成其最大值的 95%。

(5) 变压器原边等效阻抗

将副边整流电路的基波交流等效输入阻抗折算到高频隔离变压器的原边，就能够过的由变压器一次侧看过去的等效阻抗 R'

$$R' = \frac{8n^2 R_L}{\pi^2} = \frac{8 \times 2^2}{\pi^2} \cdot \frac{350}{28.57} \approx 39.72 \quad (3-16)$$

式中， R_L 为输出负载， Ω 。

(6) 谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 和励磁电感 L_m

根据 Q 值和开关频率，最终可以获得谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 的计算式

$$L_r = \frac{0.95 Q_{\max} R'}{2\pi f_1} = \frac{0.95 \times 0.747 \times 39.72}{2\pi \times 10^5} \approx 44.86 \mu H \quad (3-17)$$

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f_1)^2 L_r} = \frac{1}{(2\pi \times 10^5)^2 \times 44.86 \times 10^{-6}} \approx 56.47 nF \quad (3-18)$$

再由电感比值 K 的设定，可得到励磁电感 L_m 的取值为

$$L_m = KL_r = 2.5 \times 44.86 = 112.15 \mu H \quad (3-19)$$

3.3 控制电路设计

本文设计的车载电源共采用了三个芯片，其中前级 PFC 电路选用 TI 公司的 TMS320F28022，用于完成 PFC 的环路控制及逻辑保护等功能。后级 DCDC 电路选择 TI 的 TMS320F28035，用于完成 DCDC 的环路控制及逻辑保护等功能。低压的 MCU 选择 NXP 公司的 S9KEAZ128MLH，完成与 BMS 的 CAN 通信及充电管理功能。系统的结构框图如图 3-7 所示。

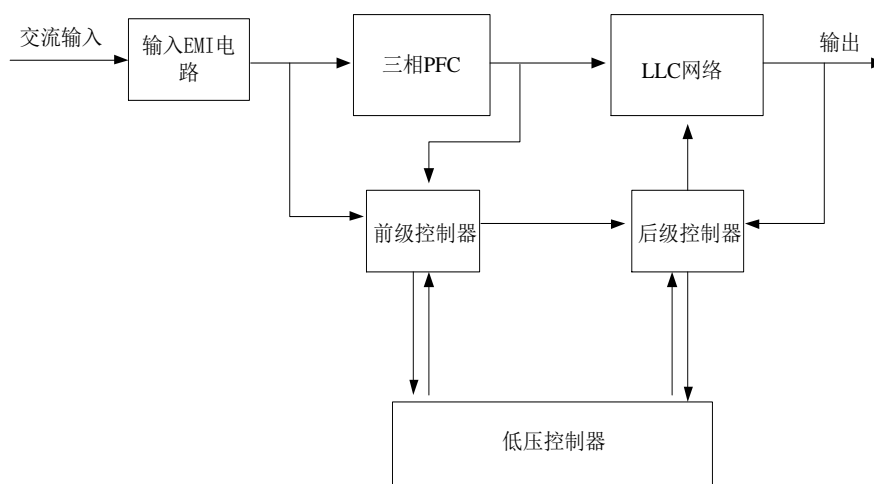


图 3-7 车载充电机系统结构图

Fig. 3-7 The system structure of on-board charger

3.3.1 芯片介绍

(1) 前级 PFC 电路芯片介绍

TMS320F28022 微控制器为 C28x 供电，此内核与低引脚数量中的高集成控制外设相耦合。该系列的代码与以往基于 C28x 系列的代码相兼容，并且提供了很高的模拟集成度。前级芯片的主要任务是根据采集到的模拟量和开关量信息，

完成对 PFC 部分的环路控制、逻辑判断、故障处理等。通过 SCI 通讯用于完成与低压 MCU 信息的交互。

(2) 后级 DC/DC 电路芯片介绍

TMS320F28035 微控制器是 TI 推出的 C2000 系列的 DSP，为高性能的 32 位定点 C28x 内核和控制率加速器(CLA)供电，该芯片将具有低成本、低功耗的特点，该芯片具有较强的计算能力，可实现复杂的控制算法，根据采集到的模拟量和开关量信息，完成对 DCDC 部分的环路控制、宽范围输出、逻辑判断、显示等。通过 SCI 通讯用于完成与低压 MCU 信息的交互。.

(2) 低压 MCU 芯片介绍

S9KEAZ128MLH 是 NXP 公司生产的一款 ARM Cortex-M0 内核面向汽车级的 MCU，该芯片在电路中负责根据采集到的模拟量和开关量信息，并结合接收到的 BMS 信息及由前后级芯片获得的充电机信息，控制充电机的开关及给定，并将相应数据上报给 BMS，并具备实时监控及诊断功能，能实现充电机的模式转换、唤醒休眠等功能。

3.3.2 控制导引电路设计

控制导引电路是充电机中用于判断与充电桩连接状态及充电电流上限的电路，国标 GB/T18487.1-2015 中对该部分有明确要求，电动汽车应具备检测 CC 和 CP 信号并进行判断的功能，在电动汽车充电过程中，CC 信号用于判断充电枪是否与电动汽车的车身插座完全连接，且能够通过 CC 信号判断供电设备线缆所能承受的最大充电电流值，CP 信号用于向充电机传达供电设备能供给的最大电流值^[41]。

本文图 2-2 给出了车载充电机输入控制导引电路的结构图，根据充电机检测到的 CC 阻值 R_{cc} 和充电线缆允许的最大电流关系如下表 3-3 所示。

表 3-3 R_{cc} 和充电线缆允许的最大电流关系

Table 3-3 The mapping of R_{cc} and the current limit of charging cable

S3 开关状态	R_{cc} 阻值 (Ω)	充电枪状态	线缆最大电流
未闭合	3.3k	半连接	不判断
闭合	1.5k	连接	10A
闭合	680	连接	16A
闭合	220	连接	32A
闭合	100	连接	64A

与 CC 信号相同, CP 信号也有相应的规定, 充电枪为插入车身插座时, CP 信号为 12V 电平, 当充电枪插入车身插座时, CP 信号会被充电机拉低至 9V, 此时供电设备通过检测点 1 检测到电压的变换, 切换 S1 开关至 PWM, 此时供电设备输出电压为 9V 的 PWM 波, 当车载充电机检测到 CP 信号的变化, 且此时自检满足可充电条件时, 闭合 S2 开关将 PWM 再次拉低至 6V, 只有 CP 信号变为电压 6V 的 PWM 信号时, 充电过程才可以开始, 这时供电设备会向电动汽车提供交流电, 在此之前, 充电机检测不到交流电^[42]。CP 信号的占空比和供电设备电流限值关系如表 3-4 所示。

表 3-4 CP 信号占空比和充电电流限值关系

Table 3-4 The mapping of CP duty cycle and the current limit of charging facility

CP 占空比 D	供电设备充电电流限值
$D < 8\%$	禁止充电
$8\% \leq D < 10\%$	6
$10\% \leq D \leq 85\%$	$(D \times 100) \times 0.6$
$85\% < D \leq 90\%$	$(D \times 100 - 64) \times 2.5$ 且小于 64
$D > 90\%$	禁止充电

3.3.3 CAN 通信电路设计

CAN(Control Area Network)是由德国 BOSCH 公司开发的, 目前国际上应用最广泛的现场总线之一。近年来, 由于 CAN 总线具有的高可靠性和良好的错误检测能力受到重视, 现已被广泛应用在汽车计算机控制系统中, CAN 通信原理是通过 CAN 总线、传感器、控制器和执行器由串行数据连接起来, CAN 网络易于配置, 而且 CAN 网络可根据协议探测和纠正数据传输过程中因电磁干扰而产生的数据错误, 当 CAN 总线上的一个节点向总线发送数据时, 总线上所有的网络节点都可以受到该信息, 每个节点可以过滤不属于该节点本身应接收的信息。本文 CAN 收发器选用 NXP 公司生产的 TJA1145, 具备选择性唤醒功能, MCU 通过 SPI 通信的方式对 CAN 收发器进行配置, 将其设定为某一帧 ID 报文或某一类 ID 报文即输出唤醒, 即收到特定的来自 CAN 总线的报文后唤醒充电机, 可实现充电机的远程唤醒^[43]。如图 3-8 是本文设计的 CAN 收发器电路。

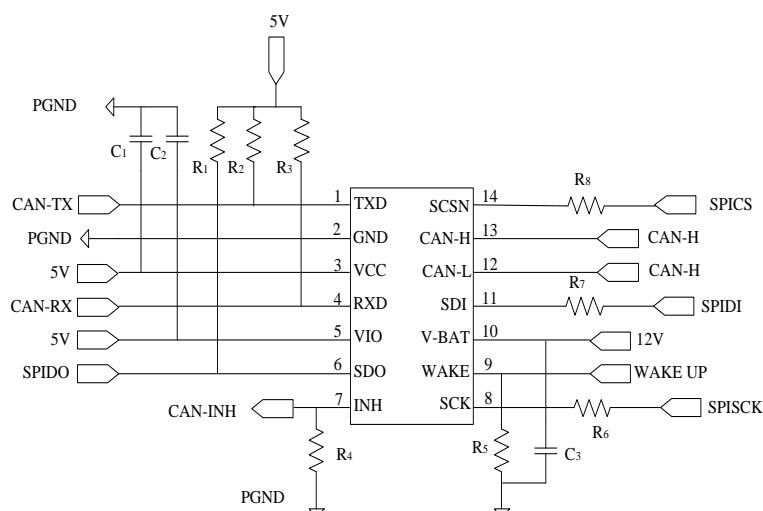


图 3-8 CAN 硬件电路

Fig. 3-8 CAN hardware circuit diagram

3.3.4 唤醒电路设计

本文设计的充电机有两种唤醒方式：**CP** 唤醒和远程唤醒。远程唤醒方式是指通过向充电机发送唤醒报文使其由休眠状态转为待机状态并保持唤醒，远程唤醒方式通常在车辆进行电检时使用，远程唤醒方式是通过 **CAN** 收发器完成的，不需要单独的唤醒电路。**CP** 唤醒是当车辆未充电时，充电机与 12V 常电切断联系，充电机处于休眠状态，当其检测到 **CP** 信号传入时，**CP** 信号会使辅助电源的开关管动作，使 12V 电池与充电机恢复联系进而唤醒充电机，该方式是车辆正常充电时所使用的。图 3-9 是充电机 **CP** 唤醒电路。

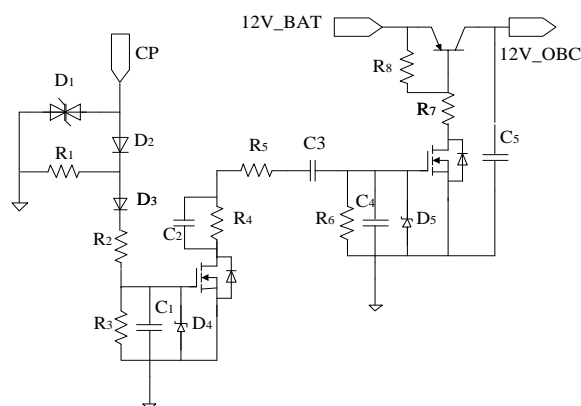


图 3-9 CP 唤醒硬件电路

Fig. 3-9 CP wake up hardware circuit diagram

3.3.5 温度检测电路设计

由于外界环境影响或充电机冷却系统出现故障，会导致充电机温度过高，在此种情况下应立即停止充电，否则会对充电机造成极大的损耗，为保护充电机的动力电池，充电机应实时检测其内部温度，在充电机中，需检测的温度应有以下几项：PFC 温度、LLC 温度、环境温度、充电口温度和水温^[44]。本文设计的温度检测电路如图 3-10 所示，电路利用热敏电阻对温度进行采样。

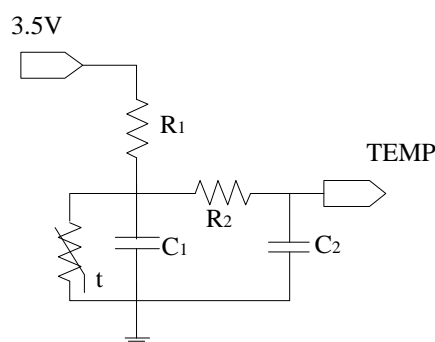


图 3-10 温度检测电路

Fig. 3-10 Temperature detecting circuit diagram

3.4 本章小结

本章进行了车载充电机的前级三相 PFC 和后级 DC/DC 功率电路的参数计算，对充电机的电路结构和芯片做了介绍，同时对充电机的控制导引电路、唤醒电路、CAN 通信电路和温度检测电路进行了设计。

第4章 车载充电机软件设计

充电机的软件部分是整个车载充电机最核心的部分，软件依托在硬件的基础上，对充电机进行各个部分的控制、监控、保护和通信等。软件的成熟度决定着充电机系统的优劣程度，本文充电机分三个软件系统，分别控制充电机的前级、后级和整体逻辑控制。

4.1 软件结构和功能设计

本文设计的车载充电机模块包含了三个软件系统，其中前级芯片 TMS320F28022 功能是实现交流侧模拟信号的采样、前级电路温度采样、交流侧功率因数校正和逻辑保护等功能。后级芯片 TMS320F28035 功能是实现直流侧模拟信号的采样，后级电路温度采样、完成 DC/DC 的环路控制及逻辑保护等功能。低压侧芯片 S9KEAZ128MLH 实现自身相关模拟量的采样（包括 CC、CP 信号的采样、水温采样、充电口温度采样等）、整合由前级和后级获得的信息完成充电管理功能和与 BMS 之间的 CAN 通信功能。系统软件框图如图 4-1 所示。

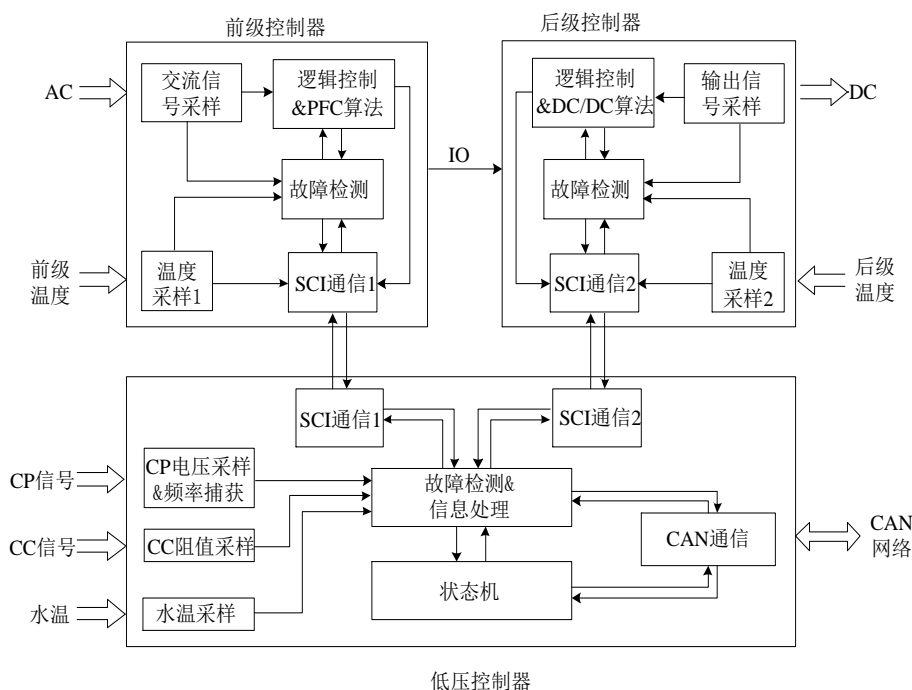


图 4-1 控制系统软件框图

Fig. 4-1 Block diagram of control system software

控制系统的软件框图表示了软件系统之间的结构，当低压控制器检测到供电设备的 CC 和 CP 信号为可充电的有效信号时，闭合 S2 开关使供电设备输出交流电，这时前级控制器检测到有交流电输入时，在无故障条件下根据低压控制器传达的最大交流电流限值开启前级 PFC 电路产生直流母线电压，并将信息传达给低压控制器，低压控制器将 BMS 请求的输出电压和输出电流信息传达给后级控制器，同时判断是否满足可输出功率的条件，若满足则向后级控制器传达可开机指令，此时后级控制器在未检测到故障的条件下根据低压控制器的信息控制输出功率^[45,46]。前后级控制器分别不断检测是否产生故障，若前级控制器检测到前级出现故障已不满足输出的条件，则通过 I/O 口的方式直接控制后级控制器关闭输出，同时向低压控制器传递出现故障信息。

4.2 状态机设计

车载充电机的状态机是控制充电机工作状态的模块，车载充电机的工作过程由以下几个状态依次切换组成：初始化、待机、充电、加热、故障和停止充电。具体状态切换如图 4-2 所示。

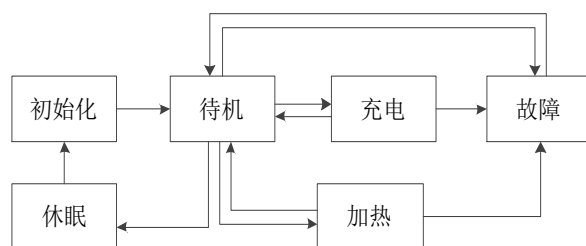


图 4-2 状态切换图

Fig. 4-2 State switch diagram

(1) 初始化：初始化状态是当充电机被唤醒时仅执行一次的状态，在该状态中充电机发出一帧内容为正处于初始化状态的报文，以代表初始化完成，进入待机状态。

(2) 待机：待机状态是充电机初始化完成、进入故障状态后故障恢复或接收到 BMS 停止充电命令后由充电或加热返回的状态，在该状态中，系统无故障、无输出，正常向 BMS 和 VCU 发送周期性报文，等待 BMS 的下一步命令。

(3) 充电：该状态需检测到动力电池电压，即动力电池在位并且未反接，且待机状态时未检测到故障发生才可进入，充电过程实时根据 BMS 请求的电压电流值来控制充电机的输出功率并启动 PFC 与 DC/DC 部分的 PWM 模块，在该

状态中充电机系统持续检测有无故障产生，一旦检测到故障立刻停止输出切换到故障状态。接收到 BMS 的停止充电指令后恢复到待机状态。

(4) 加热：加热状态不需要检测动力电池电压，当环境温度过低时，为了保持动力电池的活性，需通过电池处的 PTC 加热器为电池加热，使动力电池处于正常工作温度，然后才可以为电池进行充电。该状态同样在需满足待机时无故障条件才可进入，整个加热过程持续检测故障，若有故障产生则进入故障状态，否则按照 BMS 指令工作。

(5) 故障：故障状态在待机、充电和加热状态都可以进入，在该状态充电机关闭输出，当故障恢复后恢复待机状态，充电机检测的故障有：PFC 过压、输出过压、输出欠压、CAN 通信超时、CP/CC 信号异常等。

(6) 休眠：休眠状态只在充电机处于待机状态时进入，其他状态无法进入休眠状态，当充电机接收到 BMS 的休眠指令或接收 BMS 的控制指令超时时充电机进入休眠状态执行休眠操作。

4.3 故障检测软件设计

车载充电机在工作过程中需持续确保充电机的安全，才能保证用户及车辆的安全，故障检测过程需要充电机在工作过程中持续进行，以提高充电机的安全性和可靠性。充电机的故障可分为外部故障和内部故障，外部故障包括：CC 信号异常、CP 信号异常（又细分为 CP 频率异常、CP 占空比异常和 CP 峰值异常）、电子锁故障、CAN 通信接收超时、输入电压过低、输入电压过高等，内部故障包括：PFC 母线电压过低，充电机温度过高关机（包括 PFC 温度、LLC 温度和水温等温度）、输出电压过高、输出电压过低、内部 SCI 通信超时等。对于故障检测的软件方案可分为以下几种：第一种是被检测值超出规定范围值的故障检测，如输入及输出的电压电流和 CC 与 CP 信号异常的检测等，第二种是通信超时判断，如 CAN/SCI 通信接收超时检测，第三种是温度保护。下面分别介绍几种故障判断策略。

(1) 被检测值超出规定范围值的故障检测

图 4-3 是该类型故障的软件设计流程图，该类型故障设置故障判断计数时间滤除掉了因被检测值纹波过大导致误判的可能性，设置故障恢复判断计数时间为同样滤除掉了超限被检测值纹波回到正确范围的可能性，同时又能够为该故障上报给 BMS 提供时间，保证在测试和使用诊断仪诊断时，能够快速定位致使充电机停机的原因。

(2) 通信超时检测

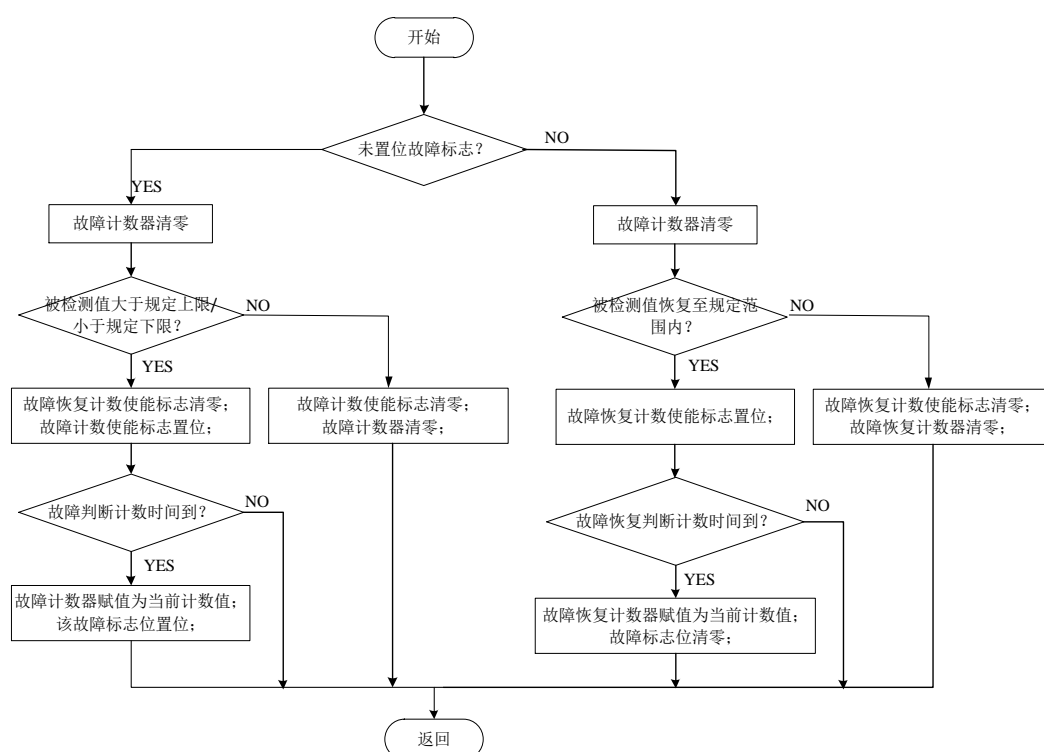


图 4-3 故障检测程序流程图

Fig. 4-3 Flow chart of fault detection program

通信超时检测可细分为外部 CAN 通信超时检测和内部 SCI 通信超时检测，当检测到外部 CAN 通信超时，低压侧控制器由状态机跳转至故障状态，使后级 DC/DC 关闭输出，直至故障恢复，内部 SCI 通信超时检测是三个软件系统都会进行的工作，内部 SCI 通信采用一发一回的方式，即低压侧控制器周期性向前后级控制器发送信息，前后级的两个控制器解析到来自低压侧控制器的信息后，立即回复低压侧控制器相应信息，三个软件系统任意一方发生通信丢失后立即切断己方输出，使充电机停止工作，通信超时检测程序流程与上面的故障检测程序大致相同，不同点在于当充电机恢复通信时立刻清除故障标志，图 4-4 是通信超时检测程序流程图。

(3) 温度保护检测

充电机的温度保护策略是确保充电机安全性能非常重要的一环，为了确定充电机模块的热性能，需不断的对充电机进行热测试，检测其各个温度检测点的温升速率以及温度阈值，才能最终确定各个温度检测点的保护关机点。在此之前，还要设置该检测点的降额点，即当充电机到达保护关机温度阈值之前一

段范围内，充电机应以一定规律降功率充电以适当降温。图 4-5 是充电机水温的降额曲线，由图 4-5 可知，当充电机水温到达 65℃时，充电机开始降额工作，直至充电机温度达到 85℃，充电机关闭输出，停止工作。

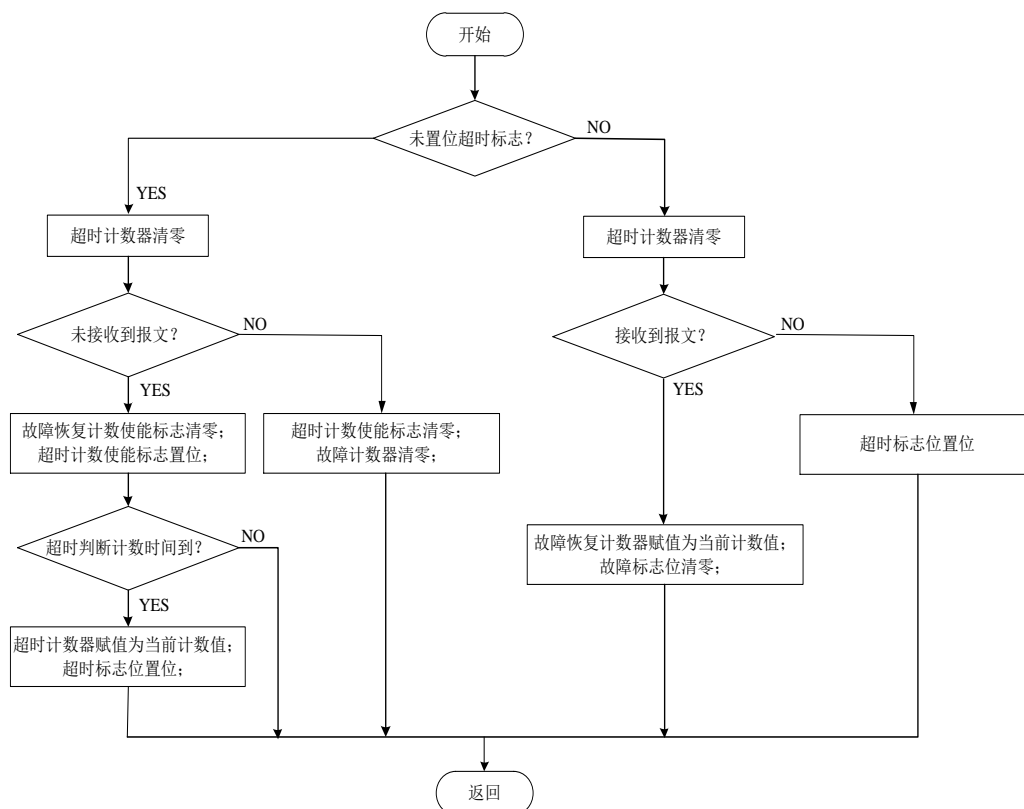


图 4-4 通信超时检测程序流程图

Fig. 4-4 Flow chart of communication timeout detection program

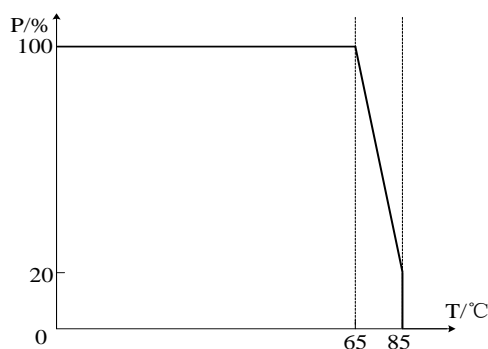


图 4-5 水温降额曲线

Fig. 4-5 The derating curve of water temperature

4.4 CAN 通信软件设计

CAN 总线目前在汽车行业中被广泛应用，是将所有节点的 CAN_H 和 CAN_L 连接在一起的一种通信方式，CAN 协议最大的特点就是其通过对通信的数据块进行编码，能够使 CAN 网络内的节点数目不受限制，且没有主从之分，数据标识符（Data Identifier, ID）分为标准帧 ID 和扩展帧 ID 两种，标准帧 ID 由 11 位二进制数组成，扩展帧 ID 由 29 为二进制数组成，这就使得 CAN 总线上能够存在许多不同的标识符的数据^[47]。CAN 总线上不同的节点能够接收到相同的数据，这个特点在分布式控制系统中有非常大的作用，CAN 协议的数据长度最大为 8 个字节，8 个字节不会占用总线时间过长，确保了 CAN 总线通信的实时性，并且 CAN 协议采用循环冗余校验(Cyclic Redundancy Check, CRC)并可以提供相应的纠错功能，极大程度地确保了数据的可靠性^[48]。

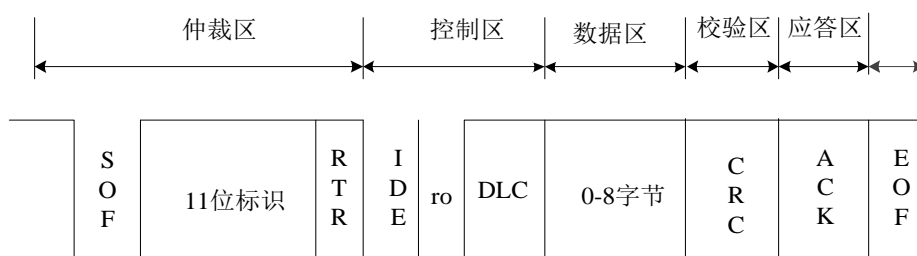


图 4-6 CAN 标准数据帧格式

Fig. 4-6 CAN standard data frame format

图 4-6 是 CAN 标准数据帧格式，标准数据帧格式中各个场定义如下：

SOF：帧起始位，为显性状态，只有在总线空闲时才可以发送。

仲裁区：由 12 位组成，分别为 11 位标识符和一位远程发送请求(Remote Transmission Request, RTR)位，RTR 位用于区分报文是数据帧（显性）还是远程帧（隐性）。

控制区：由 6 个位组成，第一个字段为标识扩展(Identifier Extension, IDE)位，下一位为保留位，默认为显性，剩余 4 位是数据长度位(Data Lenth Code, DLC)。

数据区：数据区包含要发送的数据字节，数据字段长度有 DLC 定义。

校验区：数据区之后是 CRC 字段，该字段包含一个 15 位的 CRC 序列，之后是 CRC 界定符。

应答区：应答间隙和应答界定符，接收节点在成功接收到数据帧后自动发出应答信号。

EOF：帧结束，由7个隐性位组成的序列界定^[43]。

当CAN通信出现故障时，故障节点会进入总线关闭(Bus-off)状态，使故障节点脱离总线通信，令该节点不对总线上正常节点的通信产生影响，但这种方式会导致进入Bus-off状态的节点无法与其他节点通信，所以让故障节点实现自恢复的功能是一种上乘的控制方法，考虑故障节点暂时性故障和持续性故障的处理，对Bus-off的自恢复机制做了快恢复与慢恢复的策略。表4-1是本文的Bus-off恢复策略。

表4-1 Bus-off恢复策略

Table 4-1 The strategy of bus-off recovery

恢复类型	参数
快恢复	50ms
慢恢复	1s

本文中车载充电机与外部有两种通信协议，这两种通信协议共用一个硬件CAN通信电路，其中一种通信协议是充电机与上位机连接的通信，这种通信协议通常称为内部通信协议，在这种内部通信中可以实现上位机对充电机的实时状态的监测，能够通过上位机远程实现充电机的开关机，并可以利用上位机对充电机的参数进行校准和读取已校准过的参数，内部通信采用一发一回的方式，上位机以轮询的方式向充电机发送数据，充电机接收到上位机的某一指令则回复该指令需求的信息；另一种通信协议为充电机与BMS、VCU之间的通信，这种通信协议为周期性发送协议，通常称之为外部协议，充电机与BMS、VCU依托这种已被约定的通信协议完成整个充电过程。

这两种通信协议通过通信ID的不同来进行区分，内部通信协议所采用的通信ID需与整车CAN总线上具有的通信ID区分开，且内部通信设有解锁过程，只有经密钥解锁后的充电机才能回复上位机的指令，内部协议的数据长度不固定，而外部协议通常是ID为11位标准帧，长度为8的数据帧。CAN通讯处理子程序的流程图如图4-7所示。

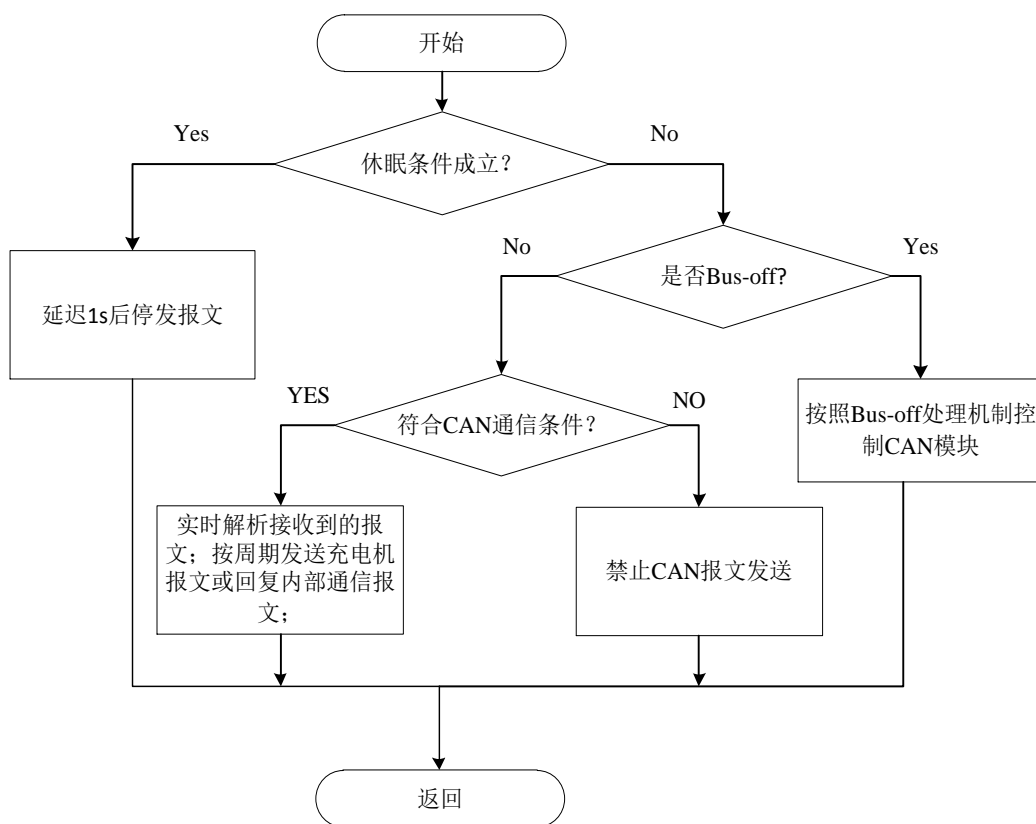


图 4-7 CAN 通讯处理流程图

Fig. 4-7 Flow chart of CAN communication

4.5 唤醒休眠软件策略

如前文 3.3.4 章节所述，充电机具备 CP 唤醒和远程唤醒两种唤醒方式，这两种方式均通过脉冲电平唤醒辅助电源，之后辅助电源的控制由低压侧控制器接管。唤醒休眠控制处理程序的流程图如图 4-8 所示。

在没有收到休眠指令之前，充电机实时检测 CP 信号和唤醒报文，当在 1s 内检测到有连续三次唤醒帧，则认为是远程唤醒，否则当检测到 CP 信号初次有效后则置位唤醒标志，判断唤醒源为 CP 唤醒。唤醒标志置位后，低压侧控制器使能辅助电源。

当接收到休眠指令后执行休眠流程，但是在休眠过程中，如果再次接收到唤醒信号（特定帧，或者检测到充电枪重新插拔了）则清除休眠指令，置位唤醒标志，再次处于唤醒状态。

如果处于唤醒态，则实时判断是否接收到休眠指令，如果接收到休眠指令则执行休眠流程，清除唤醒标志。否则判断是否有连续 1.5s 没有接收到控制报文，如果超时 1.5s 则执行自动休眠流程。否则维持唤醒状态。

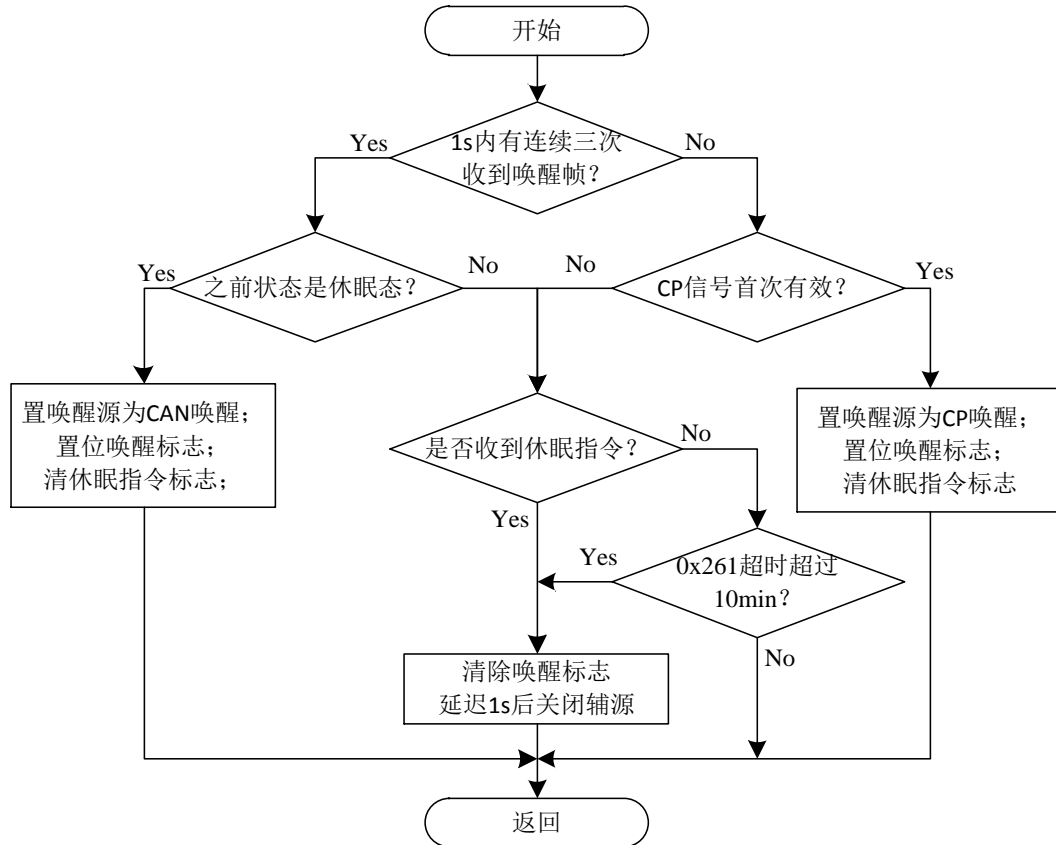


图 4-8 唤醒休眠处理程序流程图

Fig. 4-8 Flow chart of wake-up and sleep processing program

4.6 控制策略

前级三相 PFC 电路为 SVPWM 双闭环控制，外环 MCU 通过电压传感器对输出电压进行采样经过一个 PI 调节器输出作为内环的指令值，与电流传感器对输入电流的采样进行对比，进而实现稳定的输出和功率因数近似为 1。

后级 LLC 为单闭环控制，仅仅对输出的电压进行采样，经过一个 PI 调节器来变换器开关频率，实现软开关的目的。

4.6.1 三相 PFC 电路的控制策略

如前文中图 3-1 所示，三相 PFC 电路在工作时其每个桥臂上的开关状态共有两种，分别为上桥臂导通下桥臂关断和上桥臂关断下桥臂导通。因此整个电路共有八种开关状态，如表 4-2 所示。

表 4-2 三相 PFC 电路开关状态表

Table 4-2 The switch state table of three-phase PFC circuit

开关状态	1	2	3	4	5	6	7	8
$S_5S_3S_1$	000	001	010	011	100	101	110	111

将三相 PFC 输入端交流电压的一个周期划分成六个区域，在其中每个区域都有两相的输入电流为同方向，与第三相的电流方向相反，如图 4-9 所示。

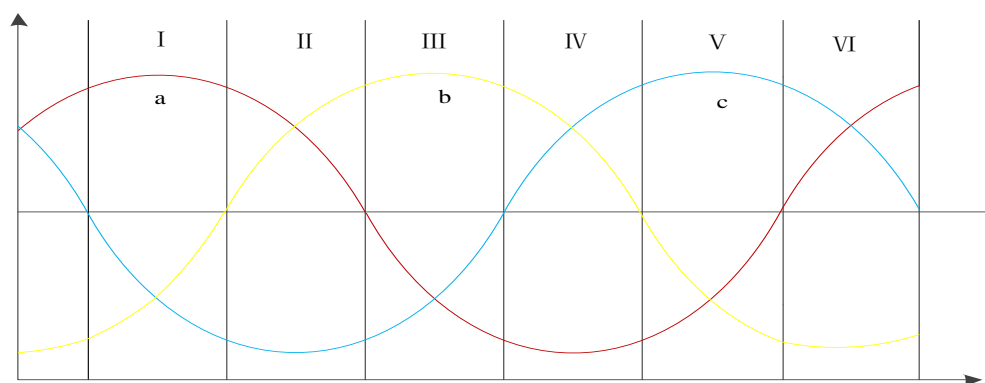


图 4-9 三相输入电压工作区域

Fig. 4-9 Working area of three-phase input voltage

以图 4-9 中区域 VI 为例，输入侧交流电流工作在 $i_a > 0$ 、 $i_b < 0$ 、 $i_c > 0$ 的状态，该状态所对应的三相 PFC 的主电路开关状态如图 4-10 所示。图 4-10(a)中， $S_5S_3S_1=000$ 表示电路中上桥臂开关管 S_5 、 S_3 、 S_1 为关断状态。电路输入电流经过 U_a 、 L_a 、 S_4 、 D_6 、 L_b 、 U_b 和 U_c 、 L_c 、 S_2 、 D_6 、 L_b 、 U_b 组成一个回路，输入侧 I_a 、 I_c 电流的绝对值减小， I_b 电流的绝对值增大，处于反向充电状态，电容向负载提供能量。其他其中开关状态的工作过程与其相似。

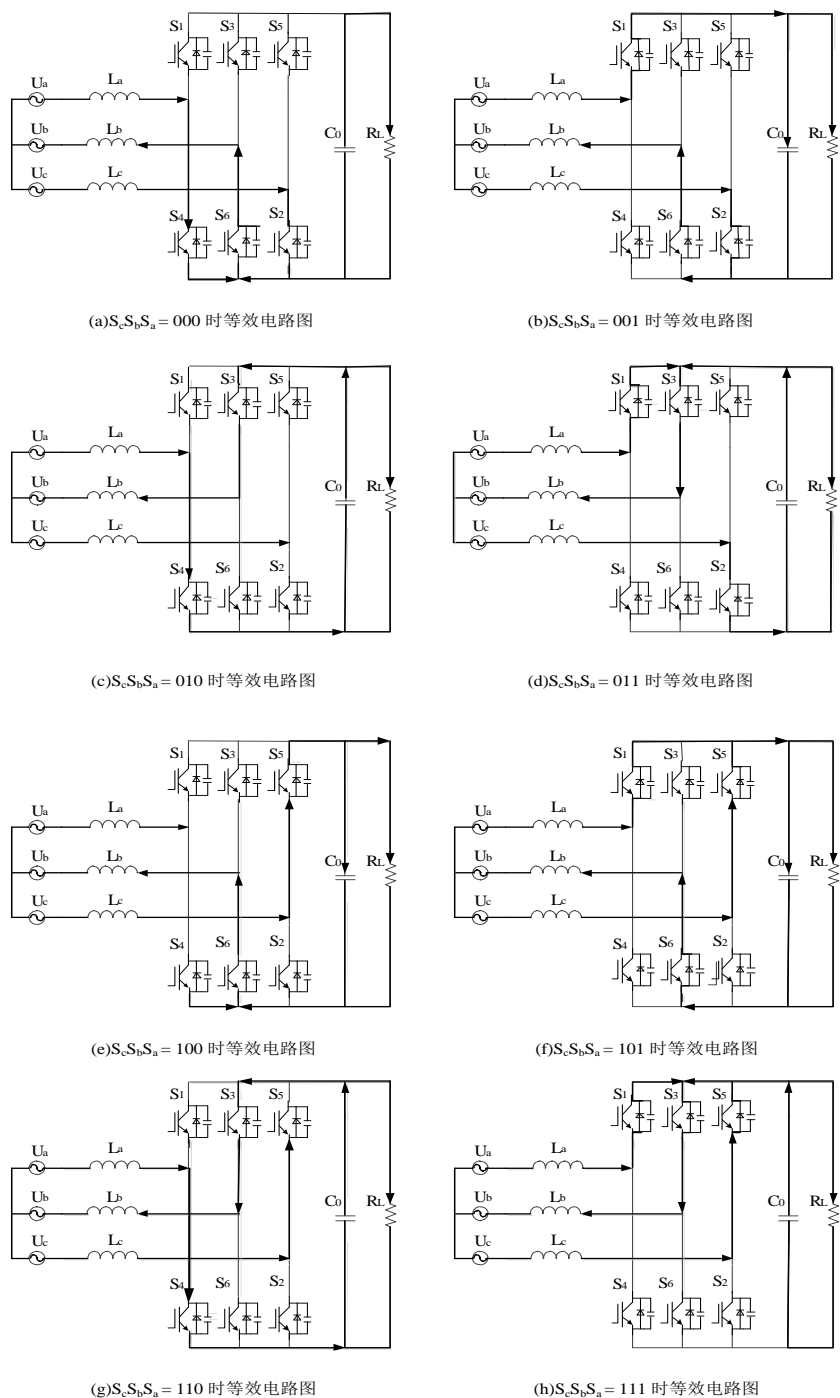


图 4-10 三相 PFC 主电路在不同开关状态下的等效电路图

Fig. 4-10 Equivalent circuit diagram of three-phase PFC main circuit under different switching states

4.6.2 LLC 电路的控制策略

PID 控制器由比例单元(P)和积分单元(I)和微分单元(D)构成。其实经典控制理论中最为基本的控制方式，其控制结构简单、稳定性好、调整方便而且使用中不需要精确的系统模型等优点。成为人们应用最为广泛的控制方法之一。本文中 LLC 部分就是利用 PID 控制器对变换器进行控制。

根据第三章可知 LLC 变换器的基本原理，即主要是调节变换器开关频率来调节输出电压的稳定及开关管的工作范围。LLC 变换器的归一化公式如下所示：

$$M_g(f_n, L_n, Q_e) = \frac{1}{2n \sqrt{\left(1 + \frac{1}{L_n} - \frac{1}{L_n f_n^2}\right)^2 + Q_e^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)}} \quad (4-1)$$

由公式(4-1)可知直流电压增益的控制因素为归一化开关频率 f_n 、电感系数 L_n 、品质因数 Q_e 和变压器匝比 n 。在电路设计过程中，电感系数和变压器匝比为固定量，因此当电路参数设计完成后，能够控制的因素仅有两个，即品质因数和归一化频率。其中品质因数的取值跟频率的取值范围有关。因此，通过控制频率来控制变换器的输出电压及开关的运行区域。其控制框图如下所示：

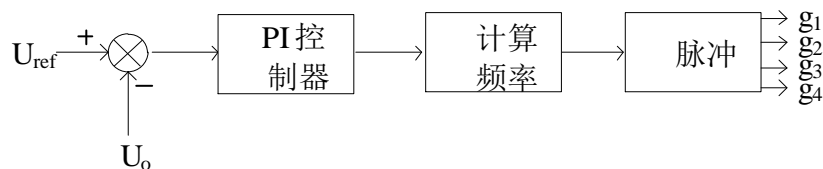


图 4-11 LLC 变换器控制框图

Fig. 4-11 Control block diagram of LLC converter

由图 4-11 可知通过对输出电压采样与指令值进行比较做差，输出值经过 PI 控制器计算出开关管的开关频率，最后通过脉冲发生器输出脉冲。

LLC 变换器通过改变开关管的工作频率就可以使得 LLC 变换器工作在感性区域，使得开关管软开关，减小开关管的损耗提高变换器的效率。同时改变开关频率也会改变变换器的增益，进而改变输出电压的大小。

4.7 本章小结

本章介绍了车载充电机的软件组成部分，首先对软件结构和功能进行了设计和划分，然后对充电机的状态机、故障检测软件、CAN 通信软件、唤醒休眠

软件和前后级的控制策略进行了研究设计。实现了充电机较为完整的软件功能设计。

第5章 车载充电机的仿真与实验结果分析

通过对电动汽车车载充电机的研究以及相关的硬件和软件设计，搭建了电动汽车车载充电机前后级的 Matlab 仿真模型和实验测试平台。对所设计的车载充电机进行分析。

5.1 车载充电机的仿真分析

5.1.1 前级 PFC 仿真模型

图 5-1 是利用 Matlab 仿真平台搭建的 PFC 电路仿真模型，仿真条件设置为：（1）交流电压（三相对称电网相电压）： $220 \pm 15\%$ VAC /50Hz；（2）直流母线电压： 700 ± 20 VDC；（3）输入电感： 4mH ；（4）输出电容： $2000\mu\text{F}$ ；（5）开关管：IGBT；（6）二极管：普通整流二极管；（7）开关频率： 10kHz 。

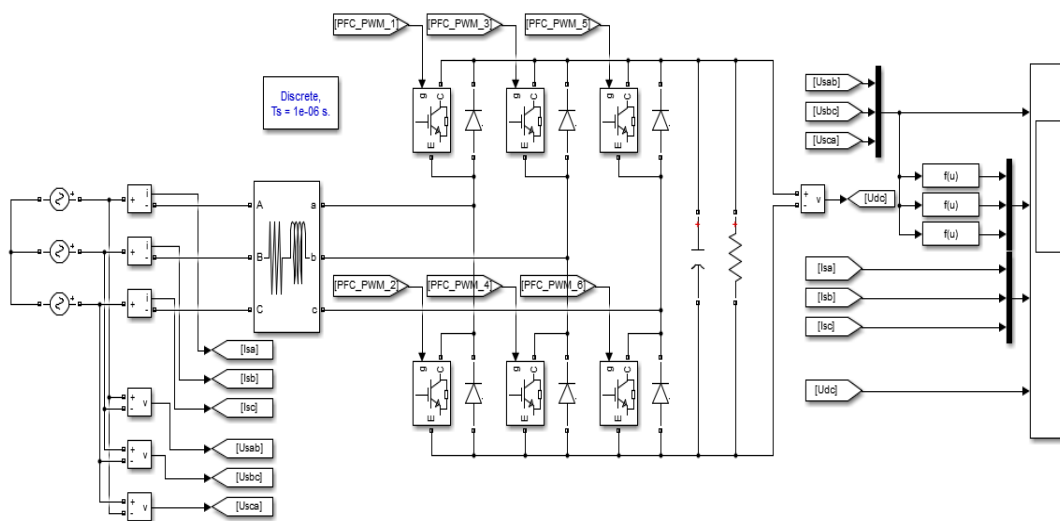


图 5-1 PFC 电路仿真模型

Fig. 5-1 Simulation model of the PFC circuit

控制电路模块包括控制模块和 PWM 发生模块，控制系统的重要组成部分包括 dq 变换和 SVPWM 模块，控制电路仿真模型如图 5-2 所示。

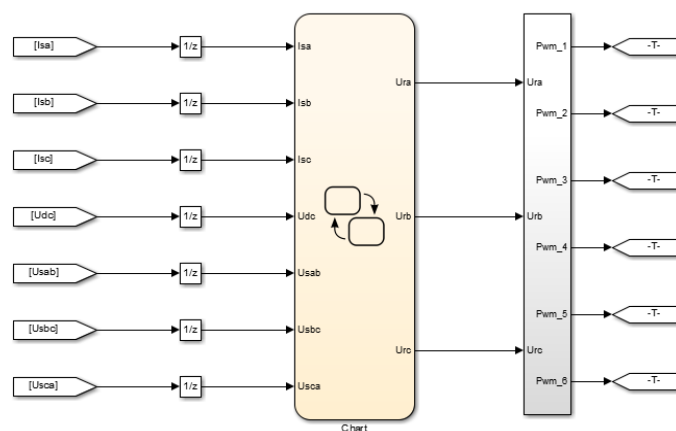


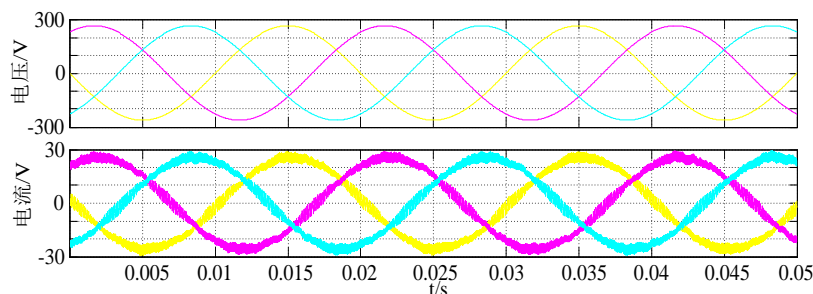
图 5-2 PFC 控制电路仿真模型

Fig.5-2 Simulation model of the PFC contrlo circuit

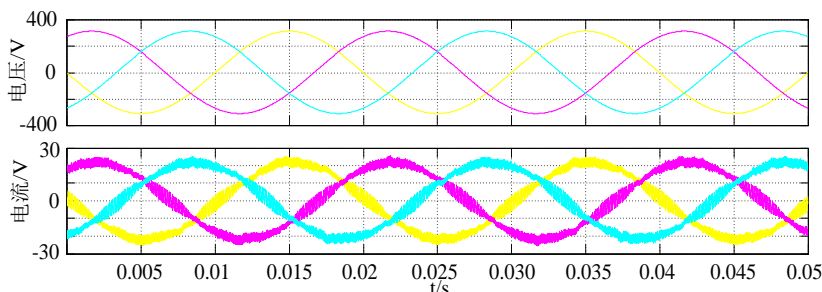
5.1.2 前级 PFC 仿真结果分析

(1) 电网电流波形

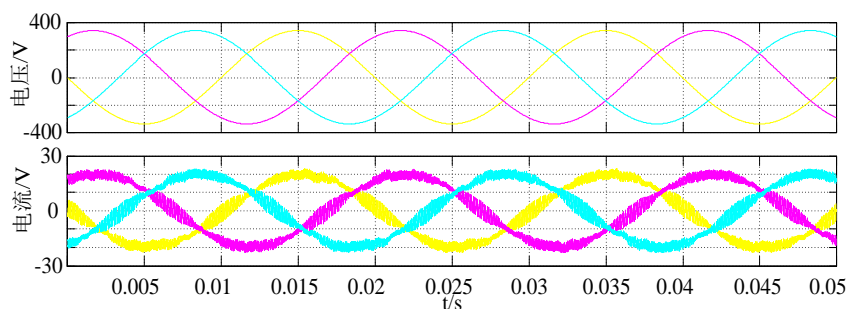
如图 5-3(a)、(b)、(c)所示为不同电网电压下三相 PFC 电路的电压电流波形。从图中可以看出，电网电流的正弦特性良好，与电网电压的频率和相位都保持同步，电路具备较高的功率因数。



(a)电网相电压为 187V 时的电压电流波形



(b)电网相电压为 220V 时的电压电流波形



(c)电网相电压为 253V 时的电压电流波形

图 5-3 不同电网电压下三相 PFC 电路的电压电流波形

Fig. 5-3 Voltage and current waveforms of three-phase PFC circuit under different grid voltages

(2) 直流母线电压波形

图 5-4 为三相 PFC 电路的直流母线电压波形，可以清楚的看到，电压能够快速到达电压设定的 700V。

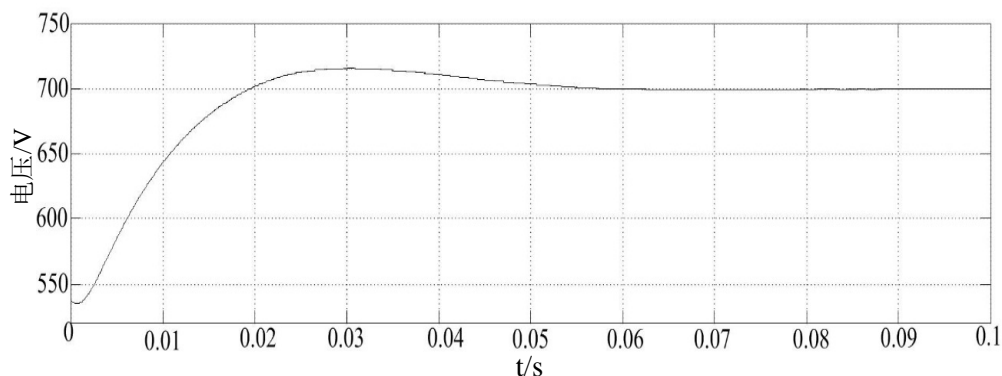


图 5-4 PFC 母线电压仿真波形

Fig. 5-4 waveform of the PFC bus voltage

5.1.3 后级 LLC 仿真模型

图 5-5 是利用 Matlab 仿真平台搭建的 LLC 电路的仿真模型，该模型的仿真条件为：（1）输入电压：700±20VDC；（2）输出电压：280~420V；（3）谐振电感：45μH；（4）谐振电容：56nF；（5）励磁电感：112μH；（6）开关频率范围：73~184kHz。

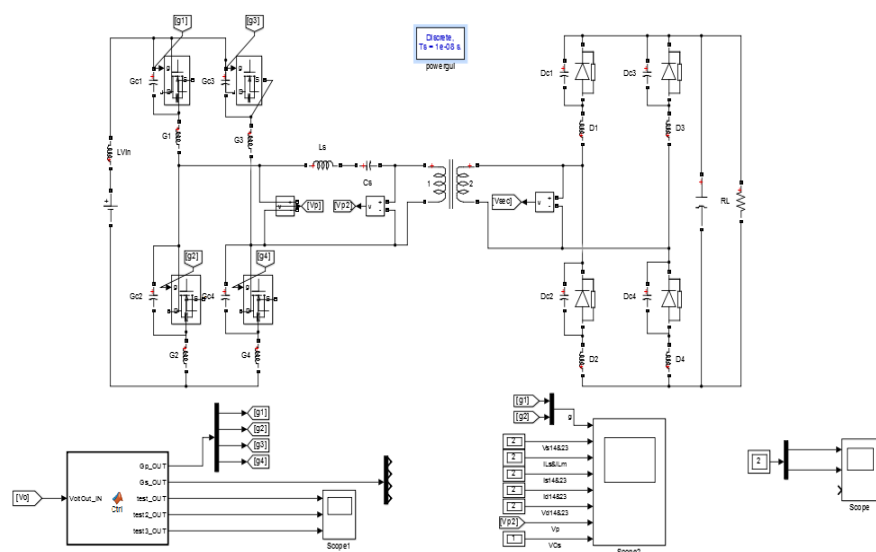
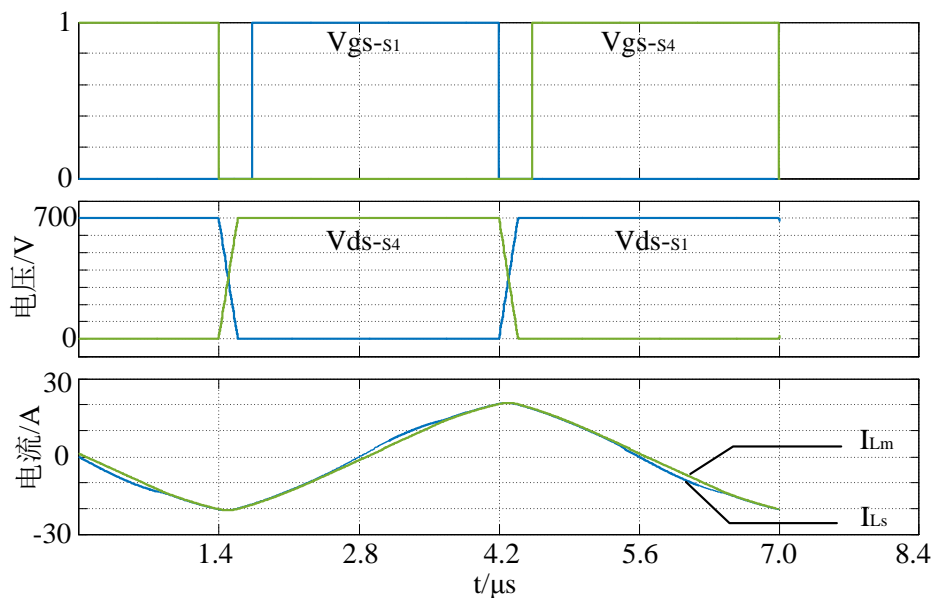


图 5-5 LLC 电路仿真模型

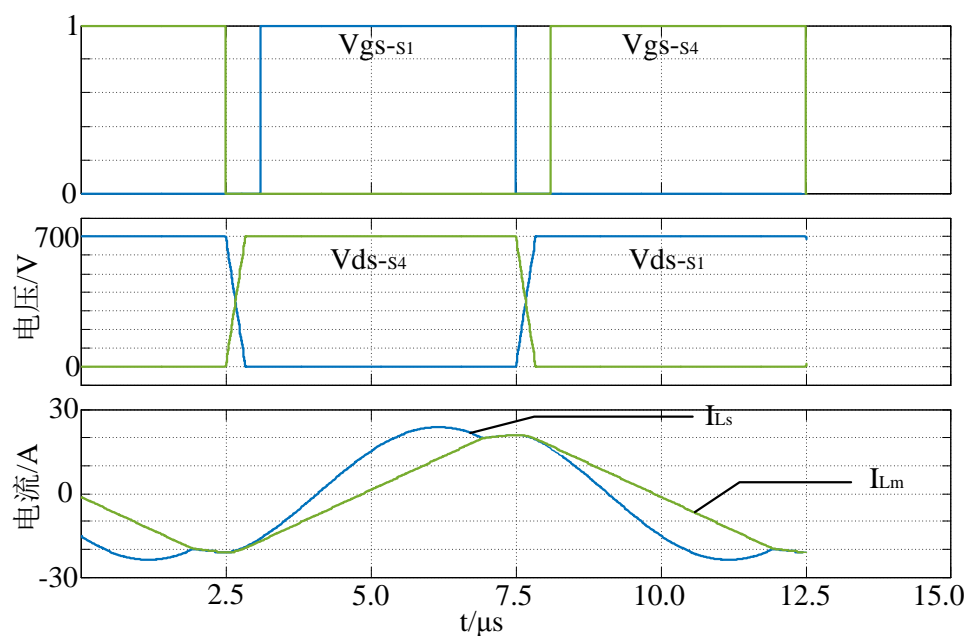
Fig. 5-5 Simulation model of the LLC circuit

5.1.4 后级 LLC 仿真结果分析

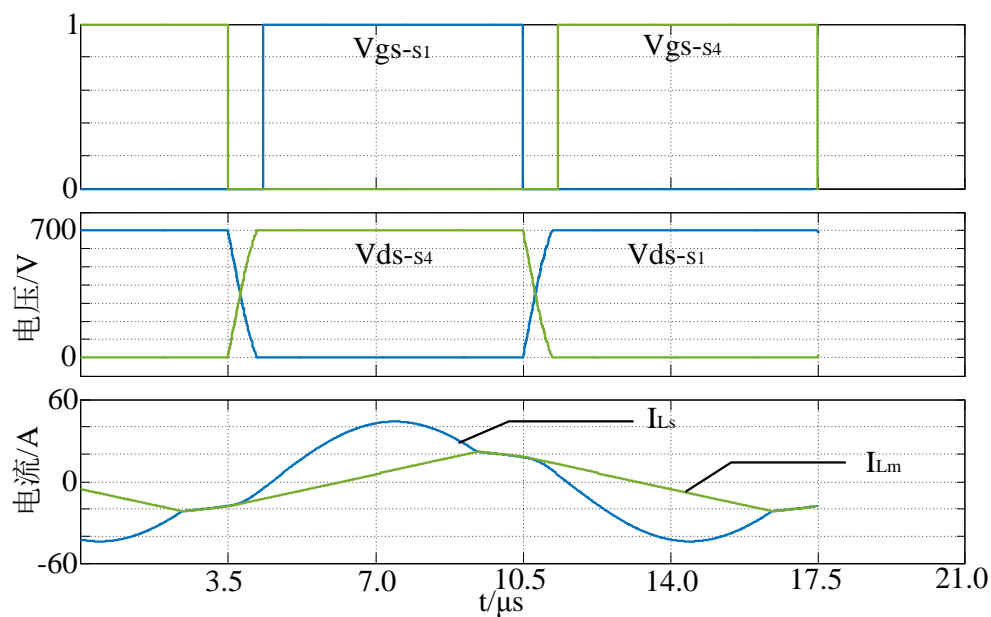
如图 5-6 所示分别为为后级 LLC 谐振变换器在输出电压为 280V、350V 和 420V 时的工作波形，由图中可以看到，充电机在全负载范围内都可以实现开关管的零电压开通和二极管的零电流关断。



(a) 输出电压为 280V 时的工作波形



(b)输出电压为 350V 时的工作波形



(c)输出电压为 420V 时的工作波形

图 5-6 不同电压下的工作波形

Fig. 5-6 Operating waveforms at different voltages

5.2 车载充电机实验结果与分析

5.2.1 实验测试平台介绍

图 5-7 是本文设计的车载充电机的实验平台，实验平台包括示波器、辅助电源、交流电压源、上位机以及直流负载等，实验用交流电压源为充电机提供交流电源，用辅助电源代替车载 DC/DC 为充电机提供低压电源，采用直流负载代替车辆高压电池接在充电机的输出端，并通过 CAN 通信将信息传到上位机同时通过上位机向充电机发送命令。

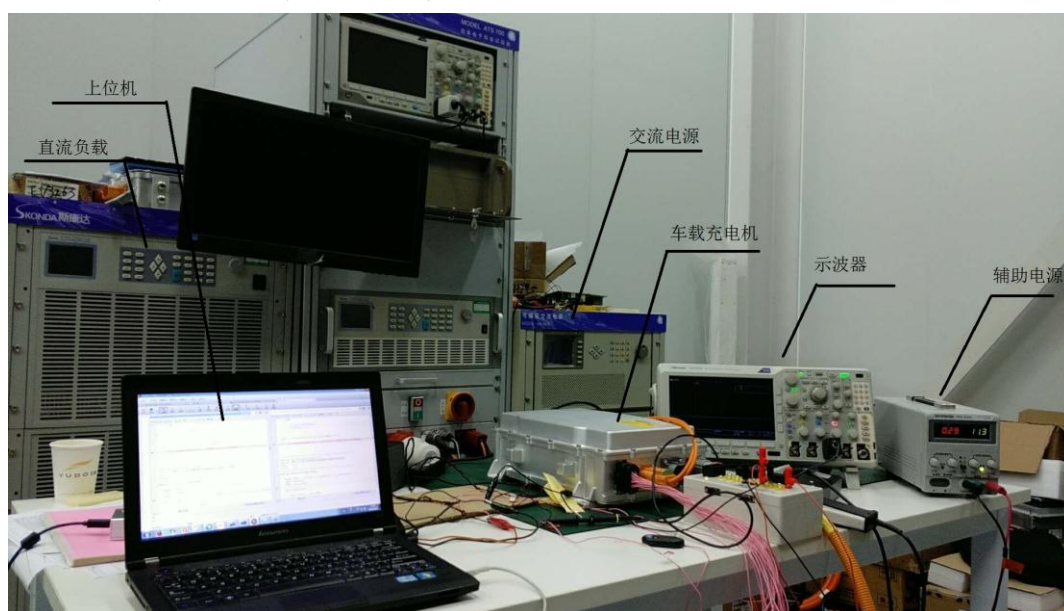


图 5-7 实验测试平台

Fig. 5-7 Experimental test platform and experimental prototype

5.2.2 前级 PFC 主要波形分析

图 5-8 所示波形分别是：A 相输入相电压和 A 相升压电感的电流波形，同一桥臂上下管的通断波形，可以通过图 5-8 清楚的看到，输入电压与输入电流之间不存在相位差，输入电流实现了对输入电压的自动跟踪，基本实现了 PFC 功能。

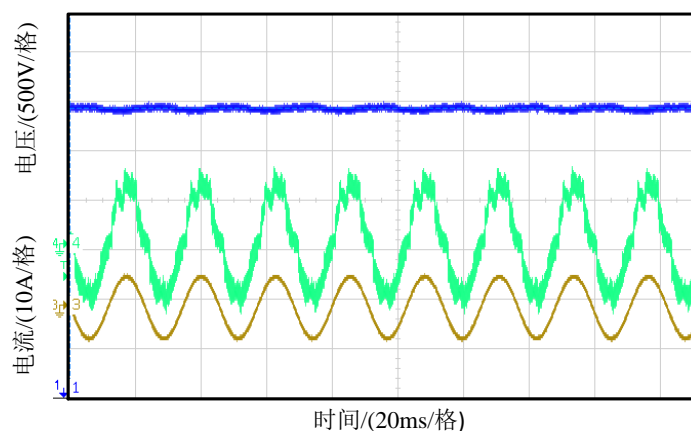


图 5-8 单相输入电压和输入电流波形

Fig. 5-8 Waveforms of single-phase input voltage and current

图 5-9 所示为车载充电机 PFC 输出波形，图中 1 通道为母线电压输出，3 通道为交流线电压输入波形，由图中可以看出，PFC 输出母线电压首先缓慢启动至电压升至 530V，该过程起到保护 PFC 电路和避免大电流冲击的作用，之后再调整母线电压至设定电压 700V。

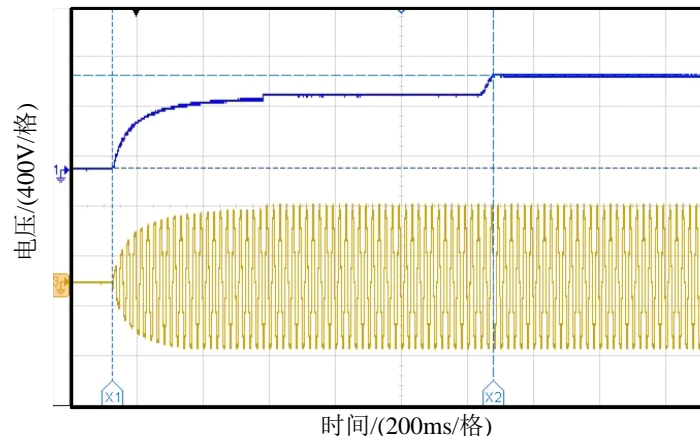


图 5-9 PFC 母线电压波形

Fig. 5-9 Waveform of the PFC bus voltage

5.2.3 后级 LLC 主要波形分析

图 5-10 是实验样机工作时的 PWM 信号波形，图中 1 通道为桥臂中开关管的 PWM 波形，2 通道为与之同一桥臂的开关管的 PWM 波形，3 通道为开关管

的 V_{ds} 波形，显然，同一桥臂的两个开关管信号是互补的，且具有一定的死区时间，保证了电路的正常工作。且在开关管导通前其 V_{gs} 已经降为 0，实现了开关管的零电压导通。

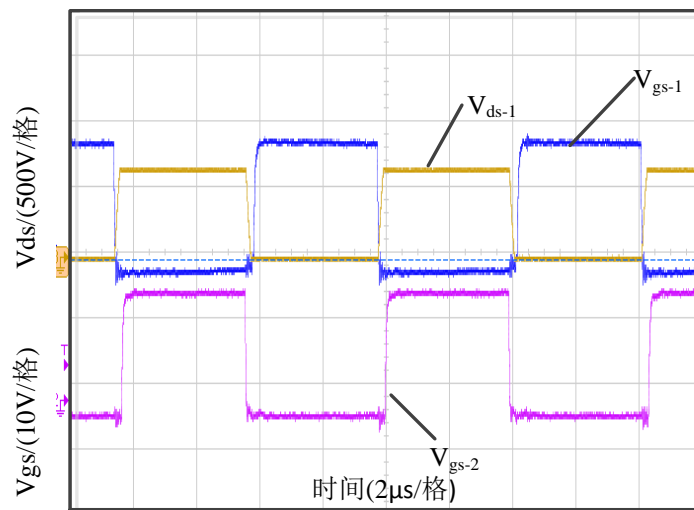


图 5-10 同一桥臂开关管的 PWM 信号波形

Fig. 5-10 PWM waveforms of the same bridge arm switch

车载充电机额定输出电压满载时的输出电压纹波如图 5-11 所示，根据前文技术指标规定的输出电压纹波范围为输出电压的 $\pm 2\%$ ，由下图可见输出电压的纹波为 875mV，远小于技术指标规定的限值。

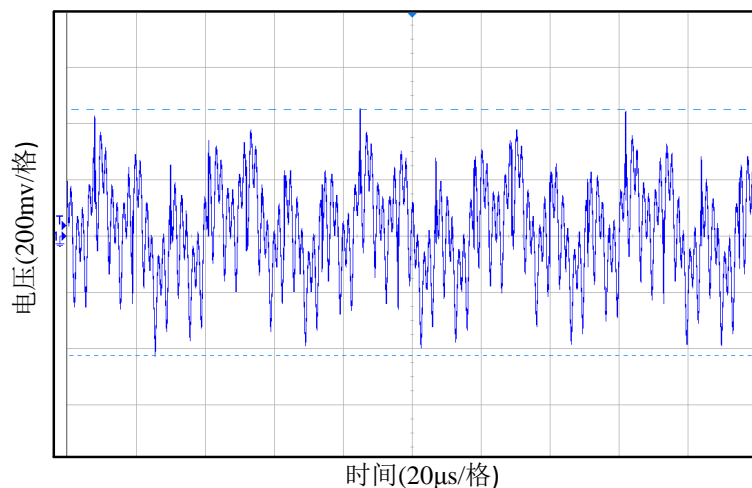


图 5-11 额定输出电压满载时的输出电压纹波

Fig. 5-11 Output voltage ripple at rated output voltage and fully loaded

5.2.4 充电机效率验证

输出效率曲线是车载充电机的重要指标之一，充电机转换效率的高低对整车的经济性起着重要的作用，图 5-12 给出了不同输出电压下车载充电机的效率曲线。由图中可以看出随着输出电流的增加，充电机的效率不断提高，在其达到满载状态时，充电机的效率在 95% 以上。

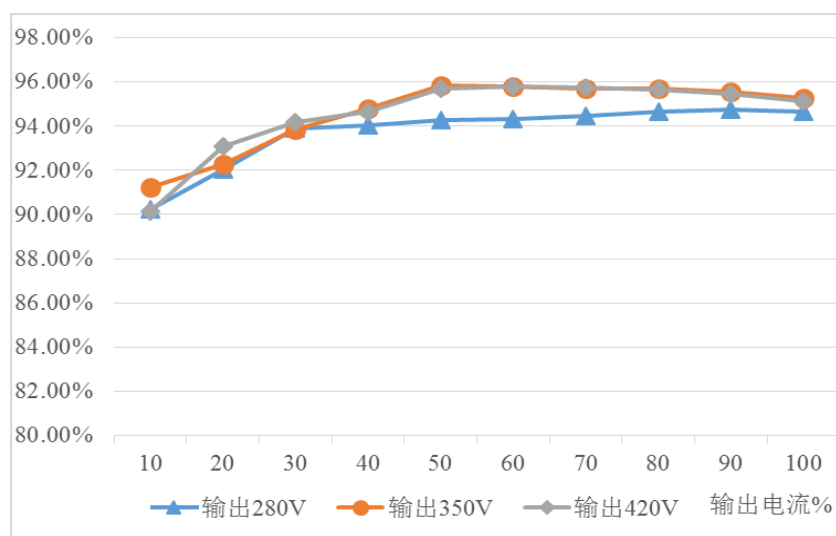


图 5-12 不同输出电压下充电机的效率曲线

Fig. 5-12 The efficiency curve of the OBC under different output voltage

5.2.5 Bus-off 与唤醒实验验证

(1) CAN 通信的 Bus-off 测试

德国 Vector 公司生产的 CANoe 和 CANSTRESS 测试设备是目前针对 CAN 总线的开发、分析、仿真、测试和诊断功能的专业设备，在车辆电子测试中得到了广泛应用，在 Bus-off 测试中，CANoe 负责提供软件测试模块，用来监测和分析报文，CANSTRESS 能够模拟 CAN 总线故障，人为干扰节点的报文使其发生总线关闭故障，同时可通过 CANoe 来检测节点发出的错误帧和故障恢复时间。通过 CANoe 和 CANSTRESS 测得充电机模块的总线关闭时快恢复和慢恢复情况如图 5-13(a)、(b)所示，图中标记处为当车载充电机模块进入 Bus-off 状态后，车载充电机尝试进行恢复的时间，可见快恢复时间为 50ms，慢恢复时间为 1s，与前文所规定的策略相同。

(a)Bus-off 快恢复测试

(b)Bus-off 慢恢复测试

Fig. 5-13 Test of Bus-off recovery

(2) 充电机唤醒

图 5-14 是充电机 CP 唤醒时的实测波形，图中 1 通道是 CP 电平信号，3 通道是充电机的 CAN 通信信号，从图中能够看出，从 12V 电平接入到充电机首帧报文发出所需时间为 184ms，满足 CP 信号唤醒的要求。

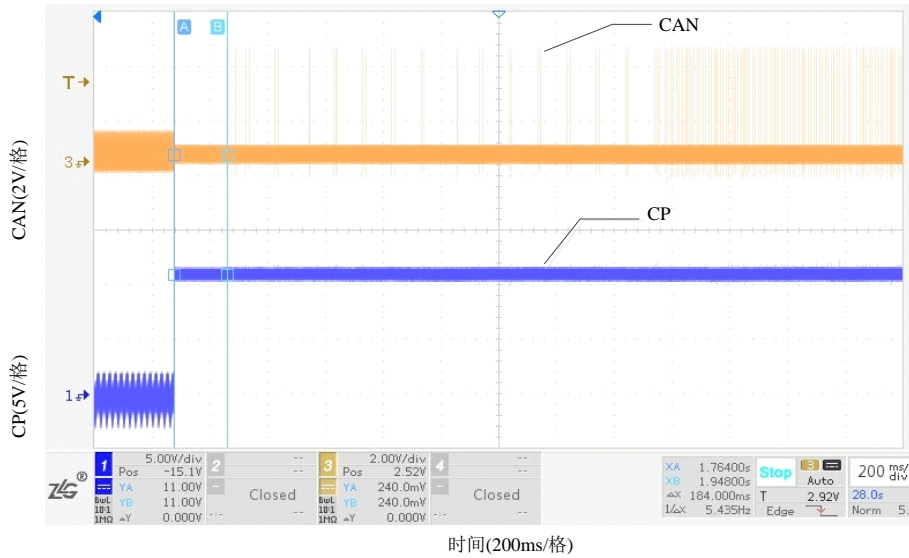


图 5-14 CP 唤醒波形

Fig. 5-14 Waveforms of the CP wake-up

图 5-15 是远程唤醒充电机时用 CAN 工具记录的报文，由报文中可以看出，当向车载充电机发送 ID 为 0x171 的报文时，能够有效唤醒充电机，并周期性上报 ID 为 0x319 和 0x349 的通信报文。

378.4282	171h	Tx	Data	8	00 00 00 00 00 00 00 00
378.5282	171h	Tx	Data	8	00 00 00 00 00 00 00 00
378.6282	171h	Tx	Data	8	00 00 00 00 00 00 00 00
378.7282	171h	Tx	Data	8	00 00 00 00 00 00 00 00
378.8282	171h	Tx	Data	8	00 00 00 00 00 00 00 00
378.8664	319h	Rx	Data	8	8C A1 E1 4A 32 01 04 40
378.8668	349h	Rx	Data	8	00 80 00 15 00 4A 00 00
378.9282	171h	Tx	Data	8	00 00 00 00 00 00 00 00
378.9424	319h	Rx	Data	8	8C A1 E1 4A 32 01 04 41
378.9427	349h	Rx	Data	8	01 00 00 15 00 4A 00 01

图 5-15 远程唤醒

Fig. 5-15 Remote wake up

5.3 本章小结

本章根据前文设计的车载充电机的主要参数分别对车载充电机的前后级电路搭建了 Matlab 仿真模型，并对仿真结果进行了相应的分析，接着搭建了实验测试平台，并对实验样机的前后级主要波形和控制电路波形做了分析。得出实验样机符合设计要求的结论。

结 论

本文针对电动汽车车载充电机的应用场合,设计了一款大功率车载充电机,本文设计的车载充电机分为前后两级,前级采用三相 PFC 整流结构,后级采用全桥 LLC 谐振变换器。本文工作内容分为以下几个方面:

(1) 对电动汽车充电系统结构和充电过程进行了分析,研究了电动汽车的几种充电模式,分析了其优缺点。分析并给出了本文设计的车载充电机的主要性能指标,分别对车载充电机前后级的几种常用拓扑进行了简单分析,确定前级三相 PFC 电路和后级全桥 LLC 谐振变换器作为本文车载充电机的拓扑实现方案,进而给出车载充电机的整体结构图。

(2) 在车载充电机系统硬件方面,对前级三相 PFC 电路的工作原理和特性做了分析,设计了电路中交流侧电感和直流侧电容的参数,根据电路对开关管的性能要求,选取了一款 IGBT 作为前级 PFC 电路的开关管;分析了后级 LLC 谐振变换器的工作原理,对其变压器变比、工作频率、谐振电容、谐振电感和励磁电感等参数进行了设计和计算。最后针对车载充电机的控制电路,进行了控制导引电路、CAN 通信电路、唤醒电路和温度检测电路的设计。

(3) 在车载充电机系统软件方面,本文对软件整体的结构和功能进行了介绍,针对车载充电机软件方面状态机、故障检测、CAN 通信、唤醒休眠策略和控制策略等较为重要的几个子模块做了软件策略的分析和设计,并给出软件子程序的程序流程图,实现了较为完整的车载充电机软件系统。

(4) 通过车载充电机系统的 Simulink 仿真模型和实验测试平台的搭建,结果表明本文所设计的车载充电机满足前文所设计的技术指标的要求,具备损耗小、开关频率高等优点。从仿真结果和实验样机的测试结果充分验证了文中所采用的设计方法的有效性。

本课题设计的 10kW 车载充电机采用前级为三相 PFC、后级为全桥 LLC 谐振变换器为主要拓扑结构,拥有高效率、高功率、体积小、宽范围输出等优势,由于本人的水平和研究时间上的限制,课题仍需进行更为深入的研究:

(1) 本文重点在于车载充电机软件功能系统的研究,对其控制系统研究较少。

(2) 论文中车载充电机只涉及到两个 CAN 节点 BMS 和 VCU,但是在整车 CAN 总线上会有更多的节点,因此在整车网络优化方面的工作还很大。

参考文献

- [1] 张瑞云. 新能源汽车现状及未来发展趋势分析[J]. 电子世界, 2018(20): 56-57.
- [2] 孙志国. 新能源汽车动力电池应用现状与发展趋势[J]. 时代汽车, 2018(09): 76-77.
- [3] 金鹏. 浅析我国电池管理系统(BMS)发展现状及未来[J]. 改革与开放, 2017(04): 124+126.
- [4] 孙志国. 新能源汽车动力电池应用现状与发展趋势[J]. 时代汽车, 2018(09): 76-77.
- [5] 徐浩. 基于电动汽车新国标的车载充电机研制与优化[D]. 东华理工大学, 2018.
- [6] 董振华. 基于图腾柱和 LLC 拓扑的车载充电机设计[D]. 电子科技大学, 2018.
- [7] Dranga, O., Chu, G., Tse, C.K., Siu-Chung Wong. Stability Analysis of Two-Stage PFC Power Supplies[P]. Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE, 2006.
- [8] Wei Guo, Bai, Hua, Szatmari-Voicu, Gyula, Taylor, Allan, Patterson, Jeff, Kane, James. A 10kW 97%-efficiency LLC resonant DC/DC converter with wide range of output voltage for the battery chargers in Plug-in Hybrid Electric Vehicles[P]. Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012 IEEE, 2012.
- [9] 张颖. 基于数字控制的 LLC 谐振变换器的研究[D]. 北京交通大学, 2018.
- [10] 李洪全. 三相大功率 PFC 电路的研究[D]. 西安科技大学, 2017.
- [11] 陈振铎. 电网不平衡下的三相单级桥式 APFC 控制策略研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2017.
- [12] 高月. 一种小型智能充电机的设计与实现[D]. 电子科技大学, 2015.
- [13] 孙文明. 高频充电机的嵌入式软件设计与实现[D]. 南京理工大学, 2014.
- [14] 韦徵, 陈新, 陈杰, 等. 基于单周期控制的三相 PFC 整流器输入电流相位滞后及闭环补偿[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 42-49+6.
- [15] 姚凯, 阮新波, 邹池, 等. 高功率因数三相单管 Boost PFC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(06): 97-105.

- [16] 赵云斌, 李鹏程, 丁同, 等. 考虑多拓扑结构的电动汽车充电机对电网谐波影响分析[J]. 武汉大学学报(工学版), 2018, 51(10): 901-906.
- [17] 张瑞云. 新能源汽车现状及未来发展趋势分析[J]. 电子世界, 2018(20): 56-57.
- [18] 王夏东, 邵如平, 刘志远. 复合型全桥 LLC 谐振变换器的数字充电机研究[J]. 电力电子技术, 2018, 52(10): 115-118.
- [19] 贺鸿. 基于 DSP 的三相六开关高功率因数整流器的研究[D]. 广东工业大学, 2015.
- [20] 周定华, 付贝贝. 电动/混合动力汽车的 CAN 网络系统[J]. 电子技术与软件工程, 2018(22): 23-25.
- [21] 朱光欢. 电动汽车车载充电机及其相关技术研究[D]. 华南理工大学, 2011.
- [22] Indira., D, Sivachidambaranathan., V, Dash, Subhransu Sekhar. Closed loop control of hybrid switching scheme for LLC series-resonant half-bridge DC-DC converter[P]. Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2011), International Conference on, 2011.
- [23] 方宇. 三相 PFC 及其数字控制[D]. 南京航空航天大学, 2004.
- [24] GBT 18487.1-2015 《电动汽车传导充电系统 第 1 部分: 通用要求》.
- [25] dos Santos, E.C., Rocha, N., Jacobina, C.B., Macena, R.S.. Suitable single-phase to three-phase AC-DC-AC power conversion system[P]. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, 2012.
- [26] 林玉婷, 曹太强, 陈雨枫. LLC 谐振变换器在两级充电机的应用研究[J]. 电子技术应用, 2018, 44(09): 162-166.
- [27] Mishima, T., Mizutani, H., Nakaoka, M.. An LLC resonant full-bridge inverter-link DC-DC converter with an anti-resonant circuit for practical voltage step-up/down regulation[P]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, 2012.
- [28] Hao Ma, Qinwei Liu, Jin Guo. A sliding-mode control scheme for llc resonant DC/DC converter with fast transient response[P]. IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012.
- [29] 张涛. LLC 全桥变换器电动汽车充电机设计[J]. 电气技术, 2018, 19(08): 164-167.
- [30] 胡艳峰. 浅谈电动汽车 CAN 总线诊断设计[J]. 汽车电器, 2018(05): 4-7.

- [31] Tao Meng, Shuai Yu, Hongqi Ben, Guo Wei, Shaohua Sun. Three-phase isolated full-bridge boost PFC with flyback passive auxiliary converter[P]. Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International, 2014.
- [32] 贺毅. 混合动力汽车中全桥 DC/DC 变换器的设计与控制[D]. 北京交通大学, 2014.
- [33] 李菊, 阮新波. 全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(04): 72-79+94.
- [34] 钱娟. 数字控制全桥 LLC 谐振变换器的研究[D]. 南京航空航天大学, 2013.
- [35] 孟涛. 基于全桥结构的三相单级有源功率因数校正技术研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2010.
- [36] 沈志武. 基于三相 PFC 的新型 15kW 充电模块设计[D]. 北京交通大学, 2011.
- [37] 刘小刚, 彭卫东, 张鹏飞. 大功率三相 APFC 技术研究现状及发展趋势[J]. 电子技术, 2010, 47(09): 14-16.
- [38] 彭卫东, 刘小刚, 张德银. 基于 Matlab 的三相 APFC 建模与仿真[J]. 电气开关, 2011, 49(01): 14-17.
- [39] 贾琳. 电动汽车电池管理系统中 CAN 通信技术研究[D]. 合肥工业大学, 2013.
- [40] 朱碧辉. 纯电动汽车动力系统分析与故障诊断研究[D]. 湖北汽车工业学院, 2017.
- [41] Zhang J, Wang J, Zhang G, et al. A Hybrid Driving Scheme for Full-Bridge Synchronous Rectifier in LLC Resonant Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 27(11): 4549-4561.
- [42] 陈设. 一种采用数字控制方法的三相 PFC 技术研究[D]. 华中科技大学, 2007.
- [43] 徐浩. 基于电动汽车新国标的车载充电机研制与优化[D]. 东华理工大学, 2018.
- [44] 郭康. 宽输出电压范围车载充电机的研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2018.
- [45] 曹灵灵. 车载充电机 PFC AC/DC 变换器的高性能控制[D]. 合肥工业大学, 2017.

- [46] Murat Yilmaz. Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2151-2169.
- [47] Junjun Deng. Design of LLC Resonant Converters Based on Operation-Mode Analysis for Level Two PHEV Battery Chargers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 20(4):1595-1606.
- [48] Lee J Y, Jeong Y S, Han B M. An Isolated DC/DC Converter Using High-Frequency Unregulated Resonant Converter for Fuel Cell Applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7): 2926-2934.

攻读硕士学位期间发表的学术论文及获得成果

- [1] 王旭东, 赵春洋, 白亚丽. BOOST+LLC 两级式车载电源设计[J]. 电气应用.(已录用)

致 谢

转眼间，硕士研究生阶段的学习就要到达终点，我的硕士研究生生活随着论文的结束也接近了尾声，两年多的研究生时光是我人生中一段非常值得珍惜的时光，这两年多里的点点滴滴，都让人难以忘怀。

首先，我要感谢我的研究生导师王旭东老师，感谢您在我这两年多的时间里所付出的一切，感谢您对我的言传身教和关心照顾，您的每一个中肯的建议都令我获益良多，您一丝不苟、一心钻研于学术的科研精神深深影响了我，成为了我一生的学习榜样！同时，还要教授我课程的高晗璎老师、李文娟老师、周永勤老师和周凯老师表示深深的感谢！

接着，我要感谢在深圳威迈斯电源公司实习期间，刘钧、冯颖盈、郑必伟、敖华在我学习上的帮助。在这实习的一年里是各位教我怎样去努力工作，怎样处理工作和学习上所遇到的困难，这将是我一生的宝贵财富。同时还要感谢汽车电子工程中心博士师兄于勇和博士师姐闫美存在我学习上遇到困难时给予我的悉心帮助！还要感谢往届硕士师兄张廷刚、闫达、毛琼一在学习中为我树立好的榜样，感谢同届的白亚丽、王光、李亭等同学和我一起度过这宝贵的时光。

最后，我要感谢我的家人，谢谢这么多年您们给予我的一切关怀的爱护，感谢家人对我的一路支持，我将继续前行，向阳而生！